J. ELGAS

RAADIOSEADMED

EESTI RIIKLIK KIRJASTUS

B-1643

Lez
2/20500



ALEKSANDER STEPANOVITŠ POPOV

(1859—1906)

B-1643

J. ELGAS

RAADIOSEADMED

MADALSAGEDUSVÕIMENDAJAD
RAADIOVASTUVÕTJAD
TOITESEADMED

TOIMETANUD
A. ISOTAMM

EESTI RIIKLIK KIRJASTUS
TALLINN 1953

2
Tartu Riikliku Ülikooli
Raamatukogu
20500



ARH[illegible]OGU

Eessõna.

Tehniliste teaduste hulgas on raadiotehnikal väga suur tähtsus, sest kooskõlastatult teiste teadustega kasutatakse teda peaaegu kõigil teadusaladel.

Raadiotehnika tähtsust hinnates on NSV Liidu valitsus ja NLK Partei viie aasta plaanidesse võtnud raadiotehnika rakendamise kõikidesse teadusaladesse. Nendele plaanidele vastavalt on seni läbi viidud suurejooneline raadiotööstuse laiendamine ning järgnevate viisaastakute kestel raadiotehnika areng suureneb veelgi. Kiirelt arenevale raadiotehnika erialale on aga pidevalt vaja head kesk- ja kõrgema haridusega erialast kaadrit, kelle ettevalmistamine on seega tähtsamaks riiklikuks ülesandeks. Keskharidusega raadio eriteadlaste, s. o. raadiotehnikute teoreetiline ja praktiline ettevalmistus toimub erialastes tehnikumides, kuna raadioinseneride taimelavaks on sideinstituudid.

Et teoreetilise ja praktilise õppuse eduka läbiviimise üheks olulisemaks aluseks on erialased õpikud, siis sellest lähtudes käesolev teos on põhiliselt koostatud nii, et teda võiks kasutada järgmiste õppeainete õppimisel: „Madalsagedusvõimendajad", „Raadiovastuvõtjad" ja „Toiteseadmed".

Et teos oleks kasutatav käsiraamatuna sideerialal töötajatele igapäevase töö juures ja samuti ALMAVÜ Raadioklubi liikmetele — amatööridele, kes omavad üldiseid teadmisi raadiotehnika põhialustest, ei ole käsikirja koostamisel täielikult kinni peetud vastavates õppeprogrammides ettenähtud aine käsitluse ulatusest, samuti on muudetud ainestiku järjestust.

Raamatu koostamisel on kasutatud NSV Liidu uuema raadiotehnilise kirjanduse andmeid, millede loetelu on toodud käesoleva teose viimases peatükis. Igas peatükis on aga antud selle peatüki koostamisel kasutatud ja lugemiseks soovitatav kirjandus.

Erinevalt tavalisest õpikust on käesolevasse raamatusse paigutatud igapäevases praktilises töös raadiotehnilisel erialal eriti vajalikke tabeleid, nomogramme jne.

Raamatu „Raadioseadmed" kasutamine eeldab, et lugejal on matemaatika ja elektrotehnika alal teadmisi tehnikumi või keskkooli õppeprogrammide ulatuses. Samuti on vajalik, et raamatu kasutajal oleks algteadmisi raadiotehnika põhialustest ja elektronseadistest.

Kui mitte arvestada ptiikirjas antud valemeid, on raamat kasutatav ka mittetäieliku keskkooli haridusega raadioamatööridele.

Avaldan siinkohal suurimat tänu Tallinna Polütehnilise Instituudi dotsendile sm. H. Riikojale, Tallinna Elektromehaanika Tehnikumi osakonna ülematele sm. A. Põdrusele ja E. Veskimetsale ning raadiokonstruktorile sm. R. Kennile teose kohta koostatud põhjalike retsensioonide eest, mis õige tunduvalt aitasid kaasa nii teose sisulise külje parandamisele ning täiendamisele kui ka teoses käsiteldava materjali lähendamisele ülesseatud eesmärgile.

Lõpuks pean siiralt tänama raamatu toimetajat sm. A. Isotamme selle abi eest, mida ta on mulle osutanud nii raamatu kujundamisel tehnilisest ja metoodilisest seisukohast kui ka oskussõnalisel viimistlemisel.

Tartus, mai 1952.

Autor.

ESIMENE OSA.

Madalsagedusvõimendajad.

1. peatükk.

SISSEJUHATUS.

1 — 1. Raadiotehnika arengu ajaloost.

Raadiotehnika areng on teiste teadusaladega võrreldes seni olnud eriti kiiretempoline.

19. sajandi teisel poolel avastas M. Faraday seose elektromagnetiliste protsesside ja valgusnähtuste vahel. M. Faraday katsete andmetel koostas teadlane J. Cl. Maxwell matemaatilise teooria elektromagnetiliste protsesside lainekujulisest levimisest, mille ta avaldas 1873. aastal. Vastavalt sellele teooriale on valguslained oma iseloomult elektromagnetilised lained.

Maxwelli teooriat tõestas praktiliste katsetega õpetlane Heinrich Hertz aastail 1886—1888.

Hertz ja teised tolleaegsed õpetlased vaatasid elektromagnetiliste lainetega sooritatud katseile kui füüsikalistele katsetele, mille põhiliseks eesmärgiks oli valguse elektromagnetilise iseloomu tõestamine.

Ülalnimetatud baasil teostas elektromagnetiliste lainetega laiaulatuslikke katseid vene teadlane Aleksander Stepanovitš Popov, kes alates 1883. a. töötas Kroonlinna Mereväe Tehnikakooli miiniklassis õpetajana. Juba 1889. a. algul kordas A. S. Popov Hertzi katseid ja nende katsete tulemusena avaldas ta ühel avalikul loengul arvamust, et elektromagnetilisi laineid võib tulevikus kasutada traadituks signaalide üleandmiseks suurtel vahemaadel.

Jätkates elektromagnetiliste lainete uurimist täiesti uues suunas, konstrueeris Popov esimese raadiovastuvõtja maailmas, mida leidur ise nimetas „äikesemärkijaks". Seda aparaati demonstreeris Popov Vene Füüsika-Keemia Seltsi füüsikaosakonna istungil 7. mail 1895 ning selle kirjeldus ilmus Vene Füüsika-Keemia Seltsi ajakirja 1896. a. jaanuarikuu numbris. See päev on läinud teaduse ajalukku raadio leiutamise päevana. Hinnates kõrgelt ringhäälingu osatähtsust töötava rahva ideoloogilise kasvatuse ja kultuurilise taseme tõstmise alal, pühitsetakse partei ja valitsuse otsusega meie kodumaal, kui raadio sünnimaal, 7. maid raadiopäevana.

1897. a. märtsis sooritas Popov juba ühes oma abilise Pjotr Nikolajevitš Rõbkiniga raadioside katseid Kroonlinna reidil, saavutades kindla sideulatuse kuni 640 meetrit. Sama aasta sügiseks loodi laevade „Aafrika" ja „Euroopa" vahel side kuni 5-kilomeetrilise ulatusega. 1899. a. suvel avastasid Popov ja Rõbkin raadiosignaalide vastuvõtu võimaluse telefoni abil, s. t. kuulmise teel. Sama aasta augustis-septembris toimusid sidealased katsed Musta mere laevastiku laevade vahel, kus saavutati sideulatus kuni 22 kilomeetrit. Järgmisel aastal, s. o. aastal 1900, toimus esimene tegelik raadioside Kotka ja Suursaare vahel, millede vahemaa on 46 kilomeetrit.

Edasi jätkas Popov tööd oma raadiosaatejaamade ja vastuvõtuseadmete täiendamise alal, võttes kohereri asemel esimesena kasutusele söest ja terasnõelast koosneva detektori.

1901. a. määrati A. S. Popov Peterburi Elektrotehnika Instituudi füüsikaprofesso-

riks, millisel töökohal ta oma teaduslikke töid raadiotehnika alal pidevalt jätkas.

1903. a. augustis võttis A. S. Popov tunnustatud ülemaailmse kuulsusega teadlasena osa esimese rahvusvahelise raadiotelegraafi konverentsi tööst Berliinis, kus teised konverentsist osavõtjad tervitasid Popovi kui raadio leiutajat.

Juba järgmise, 1904. aasta veebruaris demonstreeris Popov 3. ülevenemaalisel elektrotehnilisel kongressil esimesena maailmas raadiotelefoni saadet.

9. oktoobril 1905 valiti A. S. Popov Peterburi Elektrotehnilise Instituudi direktoriks ja 11. jaanuaril 1906 Vene Füüsika-Keemia Seltsi füüsikaosakonna esimeheks. Kaks päeva hiljem, 13. jaanuaril 1906, suri A. S. Popov verevalumist peaajju, olles alles 46 aastat vana. Popovi surmaga kaotas Venemaa ühe suurima teadlase-leiduri ja konstruktori, kes meisterlikult oskas oma leiutusi praktikas rakendada.

Esimestel aastatel peale A. S. Popovi surma, milline aeg langes ühte 1905. a. revolutsioonile järgnenud reaktsiooniga, tekkis vene raadiotehnika arenemises seisak. Alles 1910. aastaks organiseeriti Mereameti „Raadiotelegraafi Depoo", kuhu koondusid tolle aja paremad raadioeriala insenerid: M. V. Šuleikin, A. A. Petrovski, V. P. Vologdin, N. N. Tsõklinski jt. Nende juhatusel ehitati sõjalaevade raadioseadmed, mis varsti tõrjusid välismaised seadmed laevastikust välja ja juba 1912. a. valmisid „Raadiotelegraafi Depoos" esimesed raadiosaatjad Vologdini kõrgsagedusvoolu-masinaga.

1913. a. organiseeriti „Raadiotelegraafi Depoo" ümber „Mereameti Raadiotelegraafi Tehaseks", mille teeneks tuleb pidada seda, et imperialistliku maailmasõja alguseks 1914. a. olid kõik Vene sõjalaevad varustatud kodumaiste raadioseadmetega.

Üldiselt aga Venemaal, kuigi raadio sünnimaal, jäi Oktoobrirevolutsiooni momendiks 1917. a. raadiotehnika areng siiski palju maha teistest kapitalistlikest riikidest. See oli tingitud reaktsioonilisest tsaarirežiimist, mis pidurdas tehnilise loomingu arenemist ning soodustas riigi tööstuslikku mahajäämust.

Pärast 1917. a. on raadiotehnika arenemise ajalugu Venemaal täielikult seotud Lenini ja Stalini nimedega. Raadiotehnika arenemise kindlustamiseks V. I. Lenin kirjutas juba 1918. a. 2. detsembril alla määrusele raadiolaboratooriumi organiseerimise kohta Posti-Telegraafi Rahvakomissariaadi süsteemis Nižni-Novgorodis. See laboratoorium organiseeriti Tveri raadio-vastuvõtujaama laboratooriumi baasil Bontš-Brujevitši, Leštšinski, Ostrjakovi jt. poolt.

Määruses oli ette nähtud, et Nižni-Novgorodi raadiolaboratooriumi organiseerimine on esimeseks etapiks „... Venemaal Riikliku Sotsialistliku Raadiotehnilise Instituudi organiseerimiseks, mille lõppeesmärgiks on organiseeriva keskusena ühendada endas ja enda ümber:

a) kõik Venemaa teaduslik-tehnilised jõud, kes töötavad raadiotelegraafi alal;

b) kõik Venemaa raadiotehnilised õppeasutused;

c) kogu Venemaa raadiotehniline tööstus..."

Organiseeritud Nižni-Novgorodi raadiolaboratooriumi kogunes arvukas teadlaste rühm, kelle hulgas olid V. K. Lebedinski, D. A. Rožanski, V. V. Tatarinov, V. P. Vologdin, kellele esimesena määrati A. S. Popovi nimeline kuldmedal, A. F. Šorin jt. Laboratooriumi tehniliseks juhatajaks määrati üks tolle aja parimaid raadioeriala teadlasi M. A. Bontš-Brujevitš (hiljem NSV Liidu Teaduste Akadeemia korrespondeeriv-liige).

Nižni-Novgorodi raadiolaboratoorium etendas nõukogude raadiotehnika arenemises tähtsat osa. Laboratooriumis töötati välja originaalseid võimendus- ja generaatorlampe, ning juba 1919. a. lõpul katsetati edukalt raadiotelefoniliste saadetega, mis pani aluse ringhäälingu süsteemi loomisele.

Vladimir Iljitš Lenin tunnistas need raadiolaboratooriumi tööd ülitähtsaks. Kirjas M. A. Bontš-Brujevitšile 15. veebr. 1920 kirjutas Lenin:

„Kasutan juhust, et väljendada Teile sügavat tänu ja poolehoidu Teie poolt teostatava suure raadioleiutusliku töö puhul. Teie poolt loodav ajaleht ilma paberi ja kauguseta saab ülitähtsaks asjaks. Luban Teile igasugust ja igakülgset kaasabi sellele ja taolistele töödele."

Vaatamata oma erakordsele koormatusele riigiasjadega leidis V. I. Lenin aega, et jälgida raadiotehnika arenemist.

V. I. Lenini algatust jätkates on seltsi-

mees Stalin raadiotehnika tähtsust alati kõrgelt hinnanud ning on suunanud raadiotehnika arengut meie kodumaal.

Tähtsusest, mida seltsimees Stalin alati on omistanud raadiole kui kõige operatiivsemale sidevahendile, kõneleb näiteks Lenini kiri Revolutsioonilisele Sõjanõukogule 15. oktoobrist 1919:

„Lõunarinde jaoks on ratsaväe raadiojaamade vajadus absoluutne, samuti kui kergetüübiliste liikuvate välijaamade järele, mida on suurel arvul Sõjaväe Peainsenerivalitsuse ladudes. Tehke viivitamatult korraldus 50 nii ühe- kui teisetüübilise raadiojaama kiire üleandmise kohta Lõunarindele. Seda nõuab Stalin..."

Seltsimees Stalini isikliku abi ja bolševike partei Keskkomitee abistamise tulemusena on stalinlike viisaastakute jooksul kogu meie maa kattunud tänapäeva raadioside ja ringhäälingu ning traathäälingu võimsate keskustega. Kõigi nende raadiokeskuste sisseseaded on valmistatud kodumaise tööstuse poolt.

Nõukogude raadio, mille organiseerimisele pani aluse V. I. Lenin ja mis tänu seltsimees Stalinile on saanud suure arenemise osaliseks, täitis auga oma osa nõukogude rahva mobiliseerimisel Suures Isamaasõjas saksa fašistlike röövvallutajate vastu. Nii näiteks oli kuulsas Stalingradi operatsioonis (1942. a. novembrist kuni 1943. a. veebruarini) kasutusel ligi 9000 raadiojaama ning Valgevene vabastamisel 1944. a. 27000 eritüübilist raadiojaama.

Nõukogude õpetlased püüavad raadiotehnika arendamises A. S. Popovi leiutisega kättevõidetud prioriteeti alati säilitada, mis nähtub sellest, et paljud ülemaailmse tähtsusega saavutused raadio alal kuuluvad nõukogude teadlastele. Näiteks rakendati Moskvas 1933. a. töösse 500-kilovatise võimsusega ringhäälingu saatja, mis oli tol ajal võimsaim maailmas. Selle raadiosaatja ehitamisel lahendasid nõukogude raadio-eriteadlased prof. A. L. Mintsi juhatusel rea uusi raadiotehnilisi probleeme.

Eriliselt olgu nimetatud raadiotehnika kõige nooremate alade — televisiooni ja raadiolokatsiooni seadmete leiutamine ja arendamine meie teadlaste poolt. Televisioonisaatja põhilise elemendi — ikonoskoobi konstrueeris esimesena maailmas nõukogude teadlane Katajev, kes võttis sellele autoritunnistuse juba 1931. a. Käesoleval ajal töötavad Moskvas, Leningradis ja Kiievis tehniliselt kõige täiuslikumad televisioonisaatjad.

Raadiolokatsiooni põhimõtte avastajaks oli tegelikult raadio leiutaja A. S. Popov, kes juba 1897. a. avastas, et kahe sõjalaeva vahel katkes raadioside, kui nende vahelt sõitis läbi kolmas sõjalaev. Raadiolokatsiooni praktiline rakendamine toimus aga alles Suure Isamaasõja päevil, sest varem tõkestas selle kasutuselevõtmist sentimeeterlainetel töötamiseks vajalike raadiokonstruktsioonide puudulikkus. 1943. a. nõukogude akadeemikud L. I. Mandelstam ja N. D. Papaleksi näitasid võimaluse raadiolokatsiooni seadmete kasutamiseks maailmaruumis liikuvate planeetide kauguse määramiseks ja nende täpseks uurimiseks. Alates 1946. a. ongi raadiolokatsiooni seadmetega korduvalt kontrollitud kuu kaugust maakerast ning pidevalt jälgitakse meteooride liikumist maailmaruumis.

Senist raadiotehnika kiiret arengut arvestades võib eeldada, et ringhäälingu saatjaid asendavad tulevikus televisioonisaatjad, milledega kantakse üheaegselt üle nii heli kui ka tegevustik vastuvõtja ekraanile loomulikes värvides.

Televisiooni ja raadiolokatsiooni tehnika koos kaugjuhtimisega leiab laialdast kasutamist sideasutustes, tööstuses, sõjaasjanduses jne. Igasugune inimese mõtte fantaasia sel alal võib aja jooksul leida praktilist teostamist.

Kirjandus: 25, 33.

1 — 2. Madalsagedusvõimendajate rakendusalasid ja nende arengu lühiülevaade.

Kaasaegne tehnika ja ühiskonna kultuurne elu ei ole mõeldav ilma raadioseadmete rakendamiseta. Neist seadmeist leiavad kõige enam kasutamist madalsagedusvõimendajad, mida lähemalt käsitletakse käesoleva raamatu esimeses osas.

Madalsagedusvõimendajaks nimetatakse seadet, millega võimendatakse sellesse seadmesse sisenevat madalsageduslikku vahelduvpinget, -voolu või vahelduvvoolu võimsust võimendaja toiteseadme energia arvel. Madalsagedusvõimendajate üheks peamiseks rakendusalaks on heli võimen-

damine ja ülekandmine. Heli võimendamine ja ülekandmine madalsagedusvõimendajas ei toimu aga otseselt, vaid heli, s. o. akustilised võnkumised muundatakse eelnevalt pulseeriv- või vahelduvvooluks. Selline vahelduv-, s. o. helisagedusvool võimendatakse ja seejärel kantakse liinide kaudu soovitud kohta, kus see elektroakustiliste seadiste abil muundatakse uuesti akustilisteks võnkumisteks, s. t. heliks.

Madalsagedusvõimendajad leiavad kasutamist väga mitmesugustes eriotstarbelistes seadmetes, milledest tähtsamad on: raadiosaatjad, raadiovastuvõtjad, kino heliseadmed, ruumide ja väljakute radiofitseerimise seadmed, traathäälingu keskused, helisalvestamise seadmed, kaugtelefoni keskjaamad, arstlikud kontrollseadmed, mitmesugused mõõteseadmed, telemehaanika seadmed jne.

Esmakordselt hakati madalsagedusvõimendajaid kasutama esimese imperialistliku maailmasõja aastail, mil neid rakendati sõjaliseks otstarbeks raadio- ja maatelegraafijaamades. Kuid need esimese imperialistliku maailmasõja ajal kasutatud madalsagedusvõimendajad olid oma väljandvõimsuselt ja konstruktsioonilt väga algelised. Tõeline pööre madalsagedusvõimendajate teoorias ja rakendamises ning sellega ühtlasi ka kogu raadiotehnikas toimus alles pärast Suurt Sotsialistlikku Oktoobrirevolutsiooni.

Esimesena maailmas nõukogude teadlane akadeemik A. I. Berg, kellele 1951. a. määrati A. S. Popovi nimeline kuldmedal, pani 1920. a. aluse madalsagedusvõimendajate teooriale ja konstruktsioonide kujundamisele. Hiljem on teaduslikke uurimisi sel alal teostanud väga paljud nõukogude raadio-eriteadlased, kelle hulgast omavad erilisi teeneid: N. L. Bezladnov, G. V. Voišvillo, A. A. Rizkin, G. S. Tsõkin ja S. N. Krize.

Eeltoodust sõltuvalt on madalsagedusvõimendajaid käsitlev venekeelne kirjandus eriti rikkalik ja tehniliselt täiuslik.

Madalsagedusvõimendajate arengut soodustas tunduvalt stalinlike viisaastakute kestel teostatud traathäälingu keskuste ehitamine ja nendes kasutatavate suure väljandvõimsusega madalsagedusvõimendajate ulatuslik väljaarendamine. Esmakordselt hakati selliseid suure väljandvõimsusega madalsagedusvõimendajaid traathäälingu keskustele tootma ligikaudu 20 aastat tagasi.

Käesoleval ajal toodetakse meie raadiotehastes massiliselt kuni mitmekümne-kilovatise väljandvõimsusega madalsagedusvõimendajaid, mis toidavad kümneid tuhandeid valjuhääldajaid. Nii näiteks on Moskvas rakendatud töösse traathäälingu keskused, milledes on kasutusel võimendajaid 60 kW väljandvõimsusega.

Meie raadiotehastes toodetavad moodsad traathäälingu keskuste madalsagedusvõimendajad on käesoleval ajal ainulaadsed ja täiuslikumad maailmas. Samuti on kaasaegne telefoni, helikino ja raadioside areng tihedas seoses madalsagedusvõimendajate arenguga.

Traathäälingu keskuste arvuline ja koguvõimsuse suur juurdekasv üksi on parimaks tõendiks meie raadiotööstuse edusammudest madalsagedusvõimendajate alal.

Nõukogude raadio-eriteadlased aga ei jää saavutatud tulemustega veel kaugeltki rahule, vaid laboratooriumides ja uurimisinstituutides kestab pidev teaduslik töö madalsagedusvõimendajate konstruktsioonide edasiseks täiustamiseks.

Kirjandus: 15, 16, 25, 34.

2. peatükk.

AKUSTIKA JA ELEKTROAKUSTIKA.

2 — 1. Akustilised võnkumised ja nende liigitus.

Akustilisteks võnkumisteks ehk heliks nimetatakse elastsetes keskkondades levivaid mehaanilisi võnkumisi.

Akustiliste võnkumiste tekitamiseks on elastset keskkonda vaja mehaaniliselt ergutada. Seadet või eset, millega toimub keskkonna ergutamine, nimetatakse heliallikaks. Ergutatud olukorra jätkuvat levimise protsessi elastses keskkonnas nime-

tatakse helilaineks. Gaasides ja vedelikkudes levivad helilained pikilainetena, sest et neis laine levimissuund ühtib keskkonna tihenenud ja hõrenenud kihtide ümberpaiknemise suunaga. Tahketes kehades levib heli aga ühtlasi ka ristlainetena.

Alljärgnevalt käsitletakse pikilainetena levivat heli, mis omab peamist tähtsust madalsagedusvõimendajatega seoses olevate akustiliste küsimuste lahendamisel.

Sõltuvalt võnkumise sagedusest liigitatakse helisageduspiirkond järgmisteks helisagedusaladeks:

1) infraheli, sagedusala 0 ... 16 Hz, ei ole kõrvaga tajutav;

2) kuuldeheli ehk lühendatult heli, sagedusala 16 ... $2 \cdot 10^4$ Hz;

3) ultraheli, sagedusala üle $2 \cdot 10^4$ Hz, ei ole kõrvaga tajutav.

Sõltuvalt akustilise võnkumise iseloomust liigitatakse heli (kuuldeheli) järgmiselt:

a) toon — jääva sagedusega harmoonilisteta heli;

b) muusikaline heli — korrapärane harmoonilisi sisaldav heli, mille kõrgust määratakse tema põhitooni sageduse järgi;

c) müra — korrapäratu heli, näiteks: kohin, sahin, krõbin jne.;

d) pauk — väga lühikest aega kestev tugev heli.

Kirjandus: 19, 37.

2 — 2. Heliväli ja teda iseloomustavad suurused.

Akustiliselt ergutatud keskkonna osa nimetatakse heliväljaks ning selle põhilisteks iseloomustussuurusteks on:

1. Helirõhk p, mis areneb heliväljas helilaine levimisel (mõõteühik N/m² või dn/cm², praktikas kasutatakse sageli mõõteühikut bar, mis suuruselt võrdub 1 dn/cm², praktilistes ühikutes vastab $1{,}02 \cdot 10^{-6}$ at).

2. Helinihe y, mis määrab heliväljas võnkuvate aineosakeste hälvimist oma tasakaaluasendi ümber (mõõteühik m või cm).

3. Võnkumiskiirus v, mis iseloomustab heliväljas võnkuvate aineosakeste vahelduvat kiirust (mõõteühik m/sek. või cm/sek). Võnkumiskiirus on võrdeline helirõhuga ja pöördvõrdeline keskkonna omadustest sõltuva keskkonna akustilise eritakistusega z_a, mis füüsikaliselt iseloomustab keskkonna võimet muundada mehaanilist heliallika energiat helilaine energiaks; analoogiliselt elektrotehnikast tuntud Ohmi seadusega

$$v = \frac{p}{z_a}.$$

4. Helitugevus I, mis kujutab helirõhu ja võnkumiskiiruse korrutist

$$I = pv \quad (\text{mõõteühik W/m}^2 \text{ või } \mu\text{W/cm}^2);$$

teisiti käsitletakse helitugevust kui energia hulka, mis kandub helilainega 1 sekundi kestel läbi 1 m² ristpinna; asendades võnkumiskiiruse $v = \frac{p}{z_a}$, väljendub helitugevus

$$I = \frac{p^2}{z_a}.$$

Raadio- ja madalsagedustehnikas mõõdetakse helitugevust tavaliselt vattides ühe m² kohta (W/m²) või džaulides sek m² kohta (J/sek m²).

5. Helilaine levimiskiirus v, lühendatult helikiirus, sõltub keskkonna füüsikalistest omadustest ja seisundist ning selle mõõteühikuks on m/sek; õhus arvutatakse helikiirust valemiga

$$v = \sqrt{\frac{1{,}4 p_\delta}{\sigma_\delta}} \text{ m/sek}, \qquad (2\text{—}1)$$

milles p_δ on õhurõhk N/m² ja σ_δ õhutihedus kg/m³. 0° C juures määratakse õhurõhku p_δ ja õhutihedust σ_δ järgmiselt:

$$p_\delta = 0{,}76 \cdot 13{,}6 \cdot 9{,}81 \cdot 10^3 = 1{,}01 \cdot 10^5 \text{ N/m}^2;$$

$$\sigma_\delta = 1{,}293 \text{ kg/m}^3;$$

vastavalt sellele kujuneb helikiirus õhus normaalse õhurõhu ja 0° C temperatuuri juures

$$v_0 = \sqrt{\frac{1{,}4 \cdot 1{,}01 \cdot 10^5}{1{,}293}} = 331{,}3 \text{ m/sek}.$$

0° C erinevail temperatuuridel saab helikiirust õhus arvutada järgmise ligikaudse valemiga:

$$V_t = 331{,}3 + 0{,}6\ t_\delta \text{ m/sek},$$

milles $t_õ$ on õhu temperatuur °C, mille juures helikiirust arvutatakse. Helikiirused mõnedes keskkondades on toodud tabelis 2 — 1.

6. Lainepikkus λ, võnkumissagedus f ja võnkumisperiood T. Vahemaad, mille järel samasugune tervikvõnkumine heliväljas uuesti kordub, nimetatakse lainepikkuseks λ (mõõteühik m või cm). Tervikvõnkumiste arvu sekundis nimetatakse võnkumissageduseks f, mille mõõteühikuks on herts (lühend Hz); kui sekundi kestel toimub f tervikvõnkumist, siis samal ajavahemikul levivad võnkumised ulatusele λf, mis arvuliselt vastab laine levimise kiirusele, järelikult

$$v = \lambda f.$$

Periood T on tervikvõnkumise kestus sekundites (täpsemalt sekundi murdosades) ning kujutab seega sageduse pöördväärtust

$$T = \frac{1}{f}. \qquad (2\text{--}2)$$

Kirjandus: 2, 19, 37.

Tabel 2 — 1.

Heli levimiskiirused mõnedes keskkondades.

Keskkond	Heli levimiskiirus m/sek
Kummi (kautšuk)	50 ... 54
Õhk 0° C	331,3
Õhk 18° C	342
Valgustusgaas	487
Vesi 0° C	1261
Vesi 15° C	1440
Merevesi 15° C	1503
Betoon	1660
Jää	2100
Plaatina	2780
Hõbe	2800
Männipuit	3320
Telliskivi	3650
Tammepuit	3850
Vask	3958
Graniit	3950
Raud (teras)	4850 ... 5100
Alumiinium	5104
Terastraat	5200
Klaas	5400

2 — 3. Heli tajumist iseloomustavad akustilised suurused.

1. Helikõrgus.

Kõrv tajub helikõrgust sõltuvalt akustilise võnkumise sagedusest, järelikult helikõrgus on kõrva subjektiivne aisting. Helikõrgust tajub kõrv sõltuvalt selle põhitooni sagedusest. Objektiivselt määrab tooni kõrguse akustilise võnkumise sagedus, seetõttu loetakse helikõrguseks selle põhitooni sagedust.

Muusikariistade põhitoonide sagedused piirduvad 16 kuni 4186 Hz, kuid tämbrit iseloomustavad harmoonilised ulatuvad kuni 14000 Hz-ni.

Tabel 2 — 2.

Mõnede muusikariistade helide ja inimhäälte ning mürade põhitooni sageduste ning nende tämbrit mõjutavate harmooniliste sagedusalad.

Heliallika nimetus	Alumine piirsagedus Hz	Ülemine piirsagedus, kaasa arvatud harmoonilised Hz
Timpan	60	3000
Kontrabass	50	8000
Klaver	30	8000
Viiul	200	13000
Klarnet	140	11000
Orel	16	8000
Mehehääl	100	8000
Naisehääl	200	10000
Käte plaksutamine	100	15000

2. Suhteline helitugevus.

Helitugevus sõltub akustilise võnkumise amplituudist, mida kõrv tajub subjektiivselt helivaljusena. Seega helitugevus iseloomustab akustilise võnkumise protsessi.

Helitugevuse nulltasemeks akustikas on võetud säärane minimaalne helitugevus, mis 1000 Hz sagedusel kutsub kõrvas parajasti esile heli tunnetuse ja on vastav seetõttu kõrva tunnetuslävele. Arvuliselt võrdub helitugevuse nulltase

$$I_0 = 10^{-12}\ \text{J/sek m}^2 = 10^{-12}\ \text{W/m}^2. \qquad (2\text{—}3)$$

Helitugevuse ülempiiriks akustikas, mida kõrv lakkab tunnetamast helina ja mis 1000 Hz sageduse juures vastab kõrva valulävele, on

$$I_v = 10 \text{ J/sek m}^2 = 10 \text{ W/m}^2. \quad (2—4)$$

Praktikas kasutatakse peamiselt suhtelist helitugevust N, mis näitab, mitu korda antud helitugevus I on suurem helitugevuse nulltasemest I_0

$$N = \frac{I}{I_0}. \quad (2—5)$$

Kõrv tajub helitugevuse muutumist alles siis, kui see suureneb või väheneb 1,26 korda. Selline helivaljuste muutumine sõltuvalt helitugevuse astmelisest muutumisest näitab, et kõrv tajub helitugevuse (või helirõhu) muutusi logaritmiliselt.

Selle psühho-füsioloogilise reegli kindlakstegemisele on andnud tähtsa panuse nõukogude teadlase akadeemik P. P. Lazarevi tööd.

Helitugevuse märkimiseks on praktikas kasutusele võetud logaritmilised ühikud bell (B) ja detsibell (dB).

Helitugevuse suurenemine ühe belli võrra vastab tegelikult heli absoluut-tugevuse kümnekordsele suurenemisele, sest 10 logaritm on 1.

Järelikult, valides kaks helitugevust I_1 ja I_2 nii, et $10I_1 = I_2$, siis helitugevuse suhteline suurenemine $N = 1$ B, sest:

$$N = \lg \frac{I_2}{I_1} = \lg 10 = 1 \text{ B}. \quad (2—6)$$

Kuna praktikas kasutamiseks on bell liiga suur ühik, siis kasutatakse tavaliselt sellest kümme korda väiksemat ühikut, detsibelli, mis tegelikult vastab kõrvaga tajutavale kõige väiksemale helitugevuse muutusele, sest 1,26 logaritm on 0,1.

Valides kaks helitugevust I_1 ja I_2 nii, et $1{,}26I_1 = I_2$, siis helitugevuse suhteline suurenemine $N = 1$ dB, sest:

$$N = \lg \frac{I_2}{I_1} = \lg 1{,}26 = 0{,}1 \text{ B} = 1 \text{ dB}. \quad (2—7)$$

Kogu kuuldavuse (kõrvaga normaalselt tajutava) piirkonna ulatus on seega 12 belli ehk 120 detsibelli

$$N = \lg \frac{I_v}{I_0} = \lg \frac{1}{10^{-12}} = \lg 10^{12} =$$
$$= 12 \text{ B} = 120 \text{ dB}.$$

Tabelist 2 — 3 nähtuvad orienteerivad andmed suhteliste helitugevuste kohta, mis on arvutatud kõrva kuuldeläve kui nulltaseme suhtes. Ühtlasi on tabelis toodud helitugevuste absoluutsuurused väljendatuna elektriliste võimsusühikute kaudu.

Kui aga soovitakse arvutada suhtelist helitugevust otseselt detsibellides, siis tuleb valemisse 2—7 sisse viia kordaja 10, kusjuures valem muutub järgmiseks:

$$N = 10 \lg \frac{I_2}{I_1} \text{ dB}. \quad (2—8)$$

Tabel 2 — 3.

Orienteerivad andmed suhteliste helitugevuste kohta.

Heliallika nimetus	Suhteline helitugevus detsibellides, kui $I_0 = 10^{-12}$ W/m²	Suhteline helitugevus väljendatud elektriliste võimsusühikute kaudu W/m²
1. Vaevalt tajutav, kõrva tunnetusläve ületav heli	0	10^{-12}
2. Tasane sosistamine 1 m kaugusel	20 ... 30	$10^{-10} \ldots 10^{-9}$
3. Paberi katkirebimisel tekkiv müra 1 m kaugusel	40 ... 50	$10^{-8} \ldots 10^{-7}$
4. Normaalne kõnelemine 1 m kaugusel	50 ... 60	$10^{-7} \ldots 10^{-6}$
5. Sümfoonia-orkestri normaalne ettekanne	70 ... 80	$10^{-5} \ldots 10^{-4}$
6. Summutita mootorratas 2 m kaugusel	90 ... 100	$10^{-3} \ldots 10^{-2}$
7. Metallplaatide neetimine suruõhuvasaraga 2 m kaugusel	110	10^{-1}
8. Lennukimootori müra 4 m kaugusel	120	1
9. Inimkõrva valuläve ületav heli	130	10

3. Helivaljus.

Helivaljus on kõrva subjektiivne aisting. Helivaljuse nulltasemeks on säärane 1000 Hz sagedusega helitugevus, mis kõrvas kutsub esile parajasti heli tunnetuse.

Helivaljuse ühik foon (lühend Ph) on kõige väiksem helivaljuse muutumine, mida kõrv sellena tajub.

Ülalnimetatust järeldub, et akustikas helitugevuse nulltase ja helivaljuse nulltase 1000 Hz sagedusel on võrdsed ning vastavad sellel sagedusel kõrva tunnetuslävele. Seetõttu on 1000 Hz sagedusega heli puhul kõrva kuuldavuse piirkond 120 fooni ning helitugevuse skaalas vastab ühele detsibellile helivaljuse skaalas üks foon.

Helivaljuse taset arvutatakse 1000 Hz sagedusel vastava helitugevuse ja helitugevuse nulltaseme suhtena

$$L = 10 \lg \frac{I_{1000}}{I_0} = 10 \lg \frac{I_{1000}}{10^{-12}} \text{ Ph},$$

kui helitugevused on väljendatud W/m².

Sageli ei arvutata helivaljuse muutumist helitugevuste, vaid helirõhkude suhtena. Seejuures peab meenutama, et helitugevus on võrdeline helirõhu ruuduga ning helivaljuse tase võrdub 1000 Hz sagedusele ülekantud võrdse valjusega toonil

$$L = 10 \lg \frac{p_{1000}^2}{p_0^2} = 20 \lg \frac{p_{1000}}{p_0} =$$

$$= 20 \lg \frac{p_{1000}}{2 \cdot 10^{-4}} \text{ Ph},$$

kui helirõhud on väljendatud dn/cm².

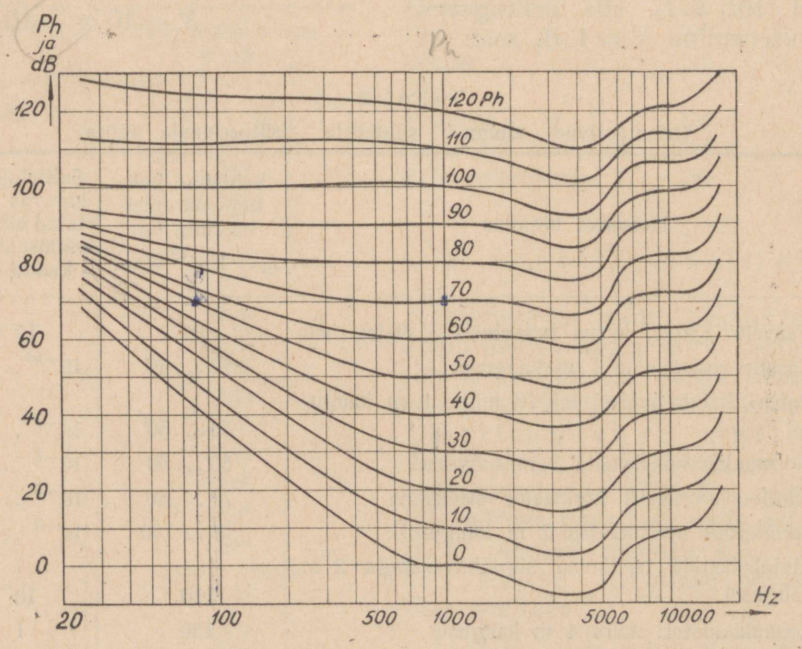
Helivaljuste määramist ükskõik missugusel sagedusel on võimalik teostada võrdsete helivaljuste kõverate abil, mis kujutavad endist helitugevuse ja helivaljuse tasemete omavahelist seost. Need võrdsete helivaljuste kõverad on saadud katselisel teel ja on toodud joonisel 2 — 1.

Kõveratest selgub, et võrdseid helitugevusi ei taju kõrv võrdsete helivaljustena erinevail sagedusil, mis on eriti märgatav madalate sageduste juures.

Oletame, et kõrva mõjutavad üheaegselt kaks võrdse 70 dB tugevusega, kuid erinevate sagedustega heli: $f_1 = 80$ Hz ja $f_2 = 1000$ Hz. Nagu nähtub kõveratelt, tajub kõrv nende helide valjuse tasemete vahet

$$L_2 - L_1 = 70 - 50 = 20 \text{ Ph}.$$

Vähendades mõlema heli tugevust 20 dB võrra, s. o. 50 dB tasemele, nähtub kõve-



Joonis 2 — 1. Võrdsete helivaljuste kõverad sõltuvalt heli sagedusest.

railt, et helivaljused vähenesid sagedusel f_1 — 10 Ph ja sagedusel f_2 — 50 Ph, ning nende valjuse tasemete vahe kujunes

$$L_2 - L_1 = 50 - 10 = 40 \text{ Ph.}$$

Sellest järeldub, et helitugevuse üldine vähenemine ülekandes avaldub kõrvale madalate sageduste õige tunduva suhtelise vähenemisena.

Parimaks helivaljuseks üldkasutatavates segavmüradeta ruumides on 75 kuni 80 fooni. Katsetega on selgitatud, et alla 75 Ph helivaljusel selle tajutavus tunduvalt halveneb. Samuti halveneb tajutavus ka helivaljuse suurenemisel üle 80 Ph, kuid helivaljuse suurenemisel väheneb selle tajutavus aeglasemalt kui helivaljuse vähenemisel alla 75 Ph.

4. Dünaamiline võimsusala.

Dünaamiliseks võimsusalaks nimetatakse samas ettekandes esineva maksimaalse tajutava akustilise võimsuse P_{maks} ja minimaalse tajutava akustilise võimsuse P_{min} suhet

$$D = \frac{P_{maks}}{P_{min}}.$$

Logaritmilistes ühikutes on dünaamiline võimsusala arvutatav valemiga:

$$D = 10 \lg \frac{P_{maks}}{P_{min}} \text{ dB}, \qquad (2 - 9)$$

või

$$D = N_{maks} - N_{min} \text{ dB}, \qquad (2 - 10)$$

kus N_{maks} — samas ettekandes esinev tajutav maksimaalne suhteline helitugevus logaritmilistes ühikutes ja N_{min} — samas ettekandes esinev tajutav minimaalne suhteline helitugevus logaritmilistes ühikutes.

Kirjandus: 2, 19, 20, 37.

2 — 4. Ruumiakustika.

Vabas õhus asuvast heliallikast levivad helilained keralainetena, kuid ruumides tekib helilainete peegeldumine, mis jätkub seni, kuni nende akustiline energia seintes neeldub. Selle tagajärjel ruumis saabuvad kuulaja kõrva üheaegselt otselainetega ka peegeldunud helilained. Peegeldunud helilainete mõjutusel kõne tajutavus halveneb ning muusikaline ülekanne moonutub, sest kõrv ei suuda otseselt kulgenud ja peegeldunud helisid üksteisest eraldada.

Aega sekundites, mille kestel helienergia pärast heliallika töö katkemist ruumis väheneb 10^6 korda, nimetatakse selle ruumi järelkajaks ehk reverberatsiooni ajaks T.

Ruumi reverberatsiooni aega sekundites arvutatakse valemiga

$$T = \frac{0{,}07V}{S \lg \frac{1}{1-a}} \text{ sek}, \qquad (2 - 11)$$

kus V — ruumi maht m³, S — ruumi üldine peegelduspind m² ja a — ruumi keskmine neeldumistegur.

$$a = \frac{A}{S} = \frac{1}{S}(\Sigma a_1 S_1 + \Sigma a_2 n_2),$$

siin on A — ruumi üldine neeldumine, a_1 — helilaineid peegelduva materjali neeldumistegur, S_1 — helilaineid peegelduva materjali pind m², mille neeldumistegur on a_1, a_2 — ühe objekti neeldumistegur ja n_2 — objektide arv ruumis, milledel igal on neeldumistegur a_2.

Kui ruumi keskmine neeldumistegur a on väike ($a < 0{,}2$), siis võib valemit 2 — 11 lihtsustada järgmiseks:

$$T = \frac{0{,}164V}{A} \text{ sek}. \qquad (2 - 11\,a)$$

Reverberatsiooni aja kohta on maksvad järgmised põhitingimused:

1. Reverberatsiooni aeg antud ruumis on jääv ega sõltu heliallika asukohast ja suunast ruumis. Samuti ei muutu reverberatsiooni aeg heliallikate arvu muutmisega antud ruumis.

2. Reverberatsiooni aja arvutus ei anna reaalseid tulemusi väikestes (alla 300 m³) ruumides ja samuti suurtes (üle 100 000 m³) ruumides. Seletatav on see sellega, et väikese ruumi mõõted ei erine tunduvalt pikemate helilainete pikkusest ning seetõttu võivad ruumis tekkida resonantsi nähtused. Suurtes ruumides erineb helivaljus ruumi üksikutes osades tunduvalt ning kõrv eraldab otsese helilaine peegeldunud helilainest.

Ruumides tuleb püüda luua selline olukord, et reverberatsiooni aeg selles oleks optimaalne. Optimaalseks nimetatakse ruumi reverberatsiooni aega, mille

juures kõne ja muusika on kõige paremini tajutavad.

Heli ülekanded hea peegeldusega suuremahulistest ruumidest on seotud tugeva kajaga, mis õige märgatavalt vähendab kõne selgust ning halvendab muusika ülekande kvaliteeti. Samuti kaotab heli oma kõlavuse ja mahlakuse ülekandel liiga lühikese reverberatsiooni ajaga ruumist või lahtiselt väljakult, kus reverberatsiooni aeg üldse puudub.

Katsed ja mõõtmised näitavad, et optimaalne reverberatsiooni aeg suureneb ruumi mahu suurenemisega, kusjuures kõne ja muusika optimaalsed reverberatsiooni ajad on erinevad. Kõne jaoks on optimaalne reverberatsiooni aeg väiksem kui muusika jaoks.

Jooniselt 2 — 2 nähtuvad optimaalsed reverberatsiooni ajad sõltuvalt ruumi mahust ja heliallika liigist. Kui ruumis toimuvad sõnalised ja muusikalised ettekanded, siis reverberatsiooni aeg ruumis tuleb valida joonisel 2 — 2 antud kõne ja muusika reverberatsiooni aja kõverate vahel.

Ruumi reverberatsiooni aja arvutamisel tuleb arvestada ka kuulajaskonna poolt tekitatavat heli neeldumist.

Tabelis 2 — 4 on antud mõnede ainete ja objektide neeldumistegurid, millede järgi praktikas arvutatakse ruumi üldine neeldumine.

Tabel 2 — 4.

Ainete ja objektide neeldumistegureid.

Materjali või objekti nimetus	Neeldumistegur a sagedusel 512 Hz	
	1 m² pinna kohta	ühe objekti kohta
Avatud aken	1,000	—
Ventilatsiooni-avad	0,500	—
Tellistest sein	0,032	—
Värvitud tellistest sein	0,017	—
Klaas 2 mm	0,027	—
Linoleum	0,030	—
Betoon	0,015	—
Marmor	0,010	—
Krohvitud puitsein	0,034	—
Puitsein	0,061	—
Eesriided	0,200	—
Vaibad	0,290	—
Inimene	—	0,480
Puittool	—	0,017
Klaver	—	0,600

Näide 2 — 1.

Arvutatakse reverberatsiooni aeg kontserdisaali kohta, kui on teada: kontserdisaali maht 3200 m³, milles on krohvitud seina 1100 m², aknaid 33 m², puitpinda 600 m², eesriideid 60 m² ja istekohti 700.

Lahendus.

1) Arvutatakse ruumi keskmine neeldumistegur a

$$a = \frac{1}{S}(\Sigma a_1 S_1 + \Sigma a_2 n_2) =$$

$$= \frac{0{,}034 \cdot 1100 + 0{,}027 \cdot 33 + 0{,}061 \cdot 600 + 0{,}2 \cdot 60 + 0{,}48 \cdot 700}{1100 + 33 + 600 + 60} =$$

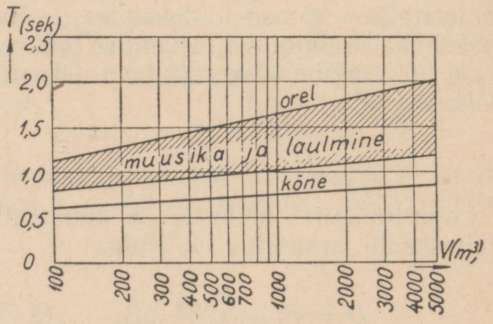
$$= 0{,}24.$$

2) Arvutatakse ruumi reverberatsiooni aeg valemiga 2 — 11:

$$T = \frac{0{,}07\ V}{S \lg \frac{1}{1-a}} = \frac{0{,}07 \cdot 3200}{1793 \cdot 0{,}1186} = 1{,}06 \text{ sek.}$$

Jooniselt 2 — 2 nähtub, et arvutatud reverberatsiooni aeg asub kõne ja muusika optimaalsete kõverate vahelises alas, järelikult antud saal sobib nii kõne kui ka muusika ettekanneteks.

Kirjandus: 2, 19, 20, 37.



Joonis 2 — 2. Optimaalne reverberatsiooni aeg sõltuvalt ruumi mahust ja heliallika liigist.

2 — 5. Heli võimendamine ja ülekandmine.

Heli võimendamiseks ja ülekandmiseks kasutatakse seadet, mis koosneb helisagedusvoolu allikast (mikrofon, helipea jt.), madalsagedusvõimendajast, toiteliinidest ja ühest või mitmest valjuhääldajast. Ruumide ning väljakute radiofitseerimiseks vajalike madalsagedusvõimendajate väljandvõimsuse määramine on küllaltki keerukas toiming, sest heli ülekandekvaliteeti mõjutavad väga paljud tegurid: 1) ruumi maht, 2) ruumi kuju, 3) ruumi reverberatsiooni aeg, 4) võimendatav sagedusala, 5) valjuhääldaja kasutegur, 6) võimendatud heli tugevus, 7) võimendatud heli moonutused, 8) dünaamiline võimsusala, 9) väl-

jaku radiofitseerimise puhul ka selle pind, tuule kiirus jt.

Madalsagedusvõimendaja keskmine väljandvõimsus tavalisel ekspluatatsioonil on 10 ja enam korda väiksem võimendaja nimiväljandvõimsusest.

Väikese võimsusega elektrodünaamiliste valjuhääldajate kasutegurid on tavaliselt ainult 1%, mistõttu madalsagedusvõimendaja väljandvõimsus peab olema 100 korda suurem vajalikust akustilisest võimsusest.

Eeltoodud mõjutusi arvestades on madalsagedusvõimendaja väljandvõimsuse määramiseks koostatud katselised valemid ja graafikud, millede abil arvutatavad tulemused on arusaadavalt samuti ligikaudsed, kuid siiski küllaldased orienteerivate andmete saamiseks.

Alljärgnevalt on antud mõned kasutatavamad valemid madalsagedusvõimendaja väljandvõimsuse arvutamiseks.

Kino heliseadmetes arvutatakse madalsagedusvõimendaja väljandvõimsus valemiga:

$$P_v = 10 + 0{,}02\, n_1 \text{ W}, \quad (2-12)$$

milles n_1 on istekohtade arv kinosaalis.

Lugemissaalides ja teistes segavmüradeta ruumides võib madalsagedusvõimendaja väljandvõimsust arvutada valemiga:

$$P_v = \frac{V}{200\,T} \text{ W}, \quad (2-13)$$

kus V on ruumi maht m³ ja T on ruumi reverberatsiooni aeg sek.

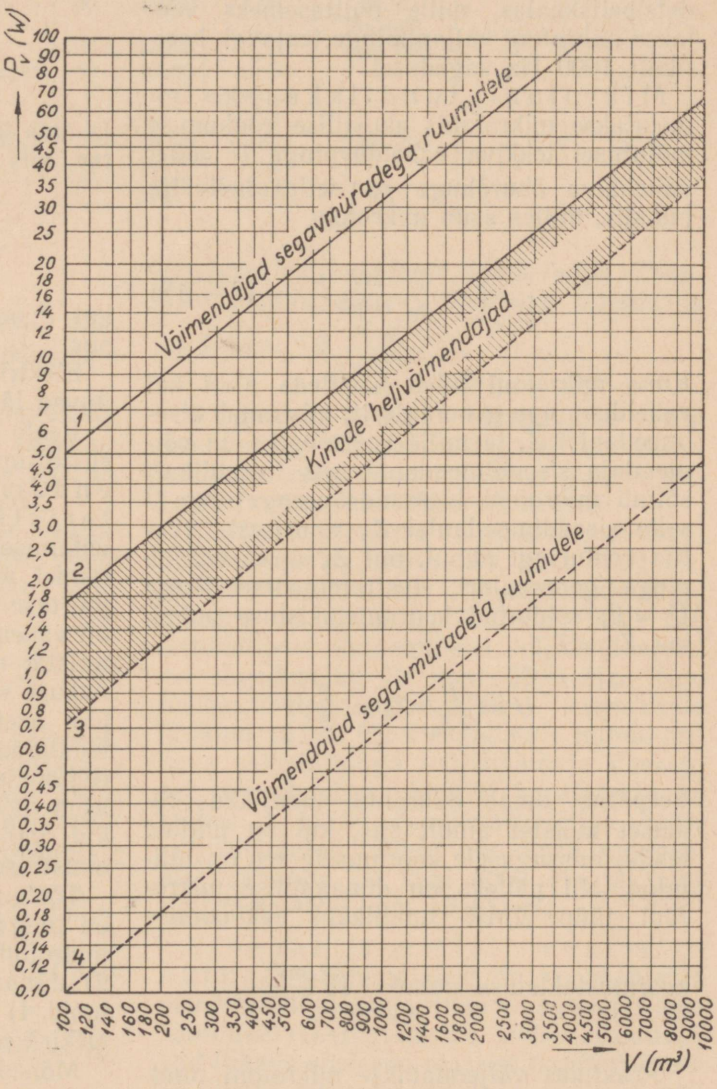
Vabaõhu-ülekanneteks vajaliku madalsagedusvõimendaja väljandvõimsus arvutatakse valemiga:

$$P_v = \frac{S}{20} \text{ W}, \quad (2-14)$$

milles S — võimendatava heliga kaetava maa-ala pind m².

Jooniselt 2 — 3 nähtub praktilistel katsetel ja mõõtmistel saadud andmeil koostatud nomogramm, mille järgi on võimalik määrata madalsagedusvõimendaja väljandvõimsust sõltuvalt ruumi mahust. Sirgjoone 1 järgi määratud madalsagedusvõimendaja väljandvõimsus võimaldab kõrgekvaliteedilist ülekannet. Sirgjoone 2 ja 3 vahelist ala kasutatakse kinode ja kõigi teiste üldkasutatavate ruumide radiofitseerimiseks vajalike madalsagedusvõimendajate väljandvõimsuste määramiseks, millede vajatakse heakvaliteedilist ülekannet. Sirgjoone 4 järgi määratakse väljandvõimsused segavmüradeta ruumides.

Kirjandus: 2, 19, 20.



Joonis 2 — 3. Madalsagedusvõimendaja väljandvõimsus sõltuvalt ruumi mahust.

2 — 6. Mikrofonid.

Mikrofoniga muundatakse akustiline energia elektrienergiaks. Mikrofoni põhilisteks iseloomustussuurusteks on sagedusala ja tundlikkus. Mikrofoni sagedusalaks nimetatakse seda osa helisageduspiirkonnast, milles mikrofoni lineaarmoonutused ei ületa tehnilistes tingimustes lubatavaid norme.

Mikrofoni sagedusala antakse graafiliselt mikrofoni sageduskarakteristikuna, mis kujutab lineaarmoonutuste suuruse sõltuvust sagedusest. Tavaliselt väljendatakse sageduskarakteristik detsibellskaalas, mille nulltasemeks võetakse mikrofoni väljandpinge teataval, harilikult 1000 Hz sagedusel.

Mikrofoni tundlikkuseks nimetatakse mikrofonis akustilise võnkumise mõjutusel tekkiva vahelduvpinge U suhet vahelduva õhurõhuga p_{δ} selles helivälja punktis, milles asub mikrofon:

$$\xi = \frac{U}{p_{\delta}} \frac{\text{mV}}{\text{N/m}^2}. \qquad (2 — 15)$$

Kuna mikrofoni tuleb käsitleda alati kui vahelduvpinge generaatorit, mis omab siseimpedantsi Z_s ja mille koormuseks on võimendaja sisendimpedants, siis loomulikult sõltub mikrofoni klemmidel arenev pinge U selle sisendimpedantsi Z_k suurusest. Avatud vooluringi puhul, mil $Z_k = \infty$, võrdub pinge generaatori elektromotoorse jõuga $U = E$; sobitatud koormustakistuse puhul, kui $Z_s = Z_k$;

$$U = \frac{E}{2Z_k} \cdot Z_k = \frac{E}{2}.$$

Seepärast omab mikrofoni tundlikkus reaalset mõistet ainult siis, kui on ühtlasi teada, missugusele koormusele see on lülitatud. Nii näiteks on dünaamilise mikrofoni tüüp ДМК tundlikkus 600-oomise koormustakistuse puhul $1{,}25 \frac{\text{mV}}{\text{N/m}^2}$.

Praktikas väljendatakse mikrofoni tundlikkust sageli ka logaritmilistes ühikutes. Selleks on ühe N/m² õhurõhu toimel mikrofonis tekkiva elektromotoorse jõu E ja elektrilise nulltaseme pinge U_0 suhte 20-kordne logaritm

$$\xi = 20 \lg \frac{E}{U_0} \text{ dB}. \qquad (2 — 16)$$

Mõnikord on otstarbekohane mikrofoni tundlikkust väljendada võimsuse tasemega, mida arendab mikrofon koormustakistusel Z_k teatava õhurõhu juures. Sel puhul peab olema ühtlasi antud, millise elektrilise võimsuse nulltaseme P_0 suhtes mikrofoni võimsuse tase on määratud:

$$\xi = 10 \lg \frac{U^2}{Z_k P_0} \text{ dB} \qquad (2 — 17)$$

ja kui koormustakistuseks on tegevtakistus, siis

$$\xi = 10 \lg \frac{P}{P_0} \text{ dB}, \qquad (2 — 18)$$

kus P on koormusele rakenduv tegevvõimsus.

Elektrilise nulltaseme mõiste kohta leiduvad lähemad andmed peatükis 4.

Peale nende põhiliste iseloomustussuuruste on olulisemad veel mikrofoni endamüra tase ja suuna karakteristik. Rahuldava heliülekande saavutamiseks peab akustiliste võnkumiste toimel mikrofonis tekkiva elektromotoorse jõu tase ületama mikrofoni endamüra taseme vähemalt 20 dB. Mikrofoni suuna karakteristik näitab graafiliselt mikrofoni tundlikkust sõltuvalt heliallika suunast mikrofoni asetuse suhtes. Suuna karakteristiku teadmine on oluline ruumide ja väljakute radiofitseerimisel eriti siis, kui mikrofon asub otseselt võimendatud heliväljas, s. t. kui valjuhääldajad mõjutavad mikrofoni akustiliselt (akustiline tagasiside).

Töötamispõhimõttelt ja konstruktsioonilt on mikrofone mitut liiki, näiteks: 1) süsimikrofonid — harilikud ja diferentsiaalsed, 2) dünaamilised mikrofonid, 3) lintmikrofonid, 4) kondensaatormikrofonid, 5) piesoelektrilised mikrofonid, 6) laringofonid.

Mõnede mikrofonide iseloomustussuurused on toodud tabelis 2 — 5.

Kirjandus: 2, 12, 19, 20.

Tabel 2—5.

Mõnede mikrofonide iseloomustussuurused.

Tüüp	Sagedusala Hz	Tundlikkus dB	Sisetakistus Ω	Toitepinge V	Toitevool mA või polarisatsioonipinge V
1. Süsimikrofon МБ-5	—	+3,5	20...60	2,5	40...70 mA
2. Diferentsiaal-süsimikrofon МА	400...1900	+8	—	—	—
3. Süsimikrofon ММ-2	250...7000	+14	250...750	8...20	12...20 mA
4. Süsimikrofon ММ-3	—	+19	200...500	6...12	10...25 mA
5. Dünaamiline mikrofon МД-30	50...10000	—58	trafo 600	—	—
6. Dünaamiline mikrofon СДМ	50...10000	—59	trafo 200/600	—	—
7. Dünaamiline mikrofon ДМК	50...10000	—56	trafo 200/600	—	—
8. Lintmikrofon МЛ-10	50...10000	—56	trafo 600	—	—
9. Kondensaator-mikrofon „Красная Заря"	50...10000	tühijooksul —38	—	—	160 V
10. Kondensaator-mikrofon „Ela M 302-2"	50...10000	—43	trafo 300	—	160 V
11. Piesoelektriline mikrofon 730-A	30...9000	—52	—	—	—
12. Piesoelektriline laringofon	100...3000	—12	—	—	—

2 — 7. Valjuhääldajad.

Valjuhääldaja on elektroakustiline seadis, millega muundatakse elektrienergia akustiliseks energiaks.

Valjuhääldaja iseloomustussuurusteks on: 1) kasutegur, 2) tundlikkus, 3) sagedusala, 4) moonutused, 5) suuna karakteristik, 6) nimivõimsus, 7) sisendimpedants.

Kasuteguriks nimetatakse valjuhääldaja poolt tekitatava akustilise võimsuse P_{Ak} ja selle helisagedusliku toitevõimsuse P_v suhet:

$$\eta = \frac{P_{Ak}}{P_v}. \qquad (2-19)$$

Valjuhääldajate kasutegurid on väikesed, nii näiteks harilike väikese võimsusega elektrodünaamiliste valjuhääldajate kasutegurid ulatuvad ainult 1...3%. Kino heliseadmetes kasutatavate valjuhääldajate kasutegurid on 3...5%.

Tundlikkuseks nimetatakse valjuhääldaja poolt tekitatava õhurõhu $p_õ$ ja helisagedusliku toitevõimsuse ruutjuure suhet

$$\xi = \frac{p_õ}{\sqrt{P_v}} \frac{\text{N/m}^2}{(\text{VA})^{1/2}}, \qquad (2-20)$$

milles $p_õ$ — valjuhääldaja poolt tekitatav õhurõhk N/m², mis mõõdetakse ühe meetri kaugusel valjuhääldaja suuna teljel. Tavaliste valjuhääldajate keskmine tundlikkus on 1 kuni $1{,}5 \frac{\text{N/m}^2}{(\text{VA})^{1/2}}$.

Sagedusalaks nimetatakse seda osa helisageduspiirkonnast, milles valjuhääldaja lineaarmoonutused ei ületa tehnilistes tingimustes lubatavat suurust.

Elektromagnetiliste valjuhääldajate sagedusalad on ligikaudu 250 kuni 3000 Hz. Harilike dünaamiliste valjuhääldajate sagedusalad on ligikaudu 200 kuni 5000 Hz, eritüübilistel dünaamilistel valjuhääldajatel on sagedusalad 70 kuni 6500 Hz. Kino heliseadmetes saavutatakse sagedusala 50 kuni 10 000 Hz ülekandmine mitme erineva sagedusalaga valjuhääldaja üheaegsel rakendamisel. Samuti kasutatakse ka mõnes I klassi raadiovastuvõtjas kahte valjuhääldajat, millest üks omab sagedusala ligikaudu 50 kuni 6000 Hz ja teine ligikaudu 4500 kuni 10 000 Hz.

Lineaar- ja mittelineaarmoonutuste põhjustajateks on valjuhääldaja membraani ja kogu liikuva süsteemi mehaaniline reaktiivtakistus, mille moodustavad liikuva süsteemi massist tingitud inerts ja liikuva süsteemi kinnitise elastsus, millele lisandub veel membraaniga kaasavõnkuva õhumassi inerts. See mehaaniline

reaktiivtakistus pole jääv suurus, vaid muutub mehaanilise võnkumise sagedusega, langedes nullile resonantssagedusel, mille tulemuseks on valjuhääldaja kasuteguri muutumine sõltuvalt sagedusest ning lineaarmoonutuste tekkimine.

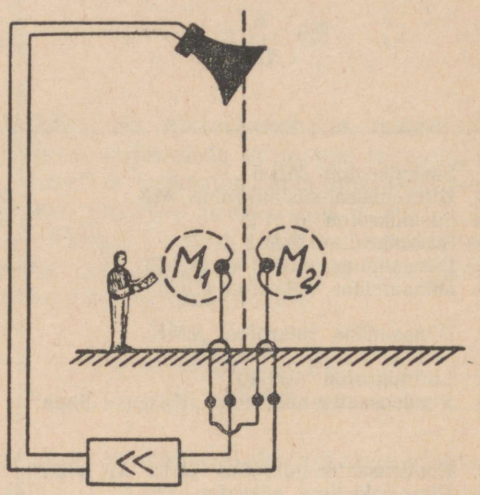
Lineaarmoonutuste määramisel võetakse nulltasemeks helisageduspinge, millele vastab 0,1 VA näivvõimsus 400 Hz sageduse juures ja mis hoitakse püsivana kogu mõõdetava sagedusala piirides.

Mittelineaarmoonutusi põhjustavad valjuhääldajas peamiselt magnetvälja tiheduse ebaühtlus õhupilu kogu ulatuses, milles liigub võnkepool, ning liikuva süsteemi kinnitise elastsuse mittelineaarsus.

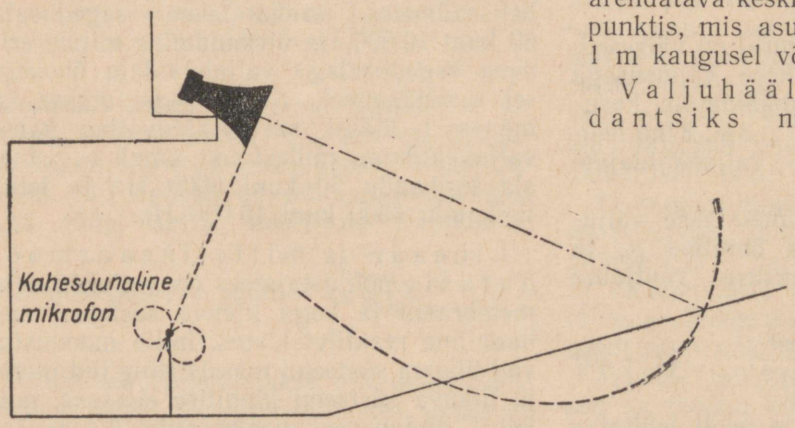
Suuna karakteristik näitab graafiliselt polaarkoordinaatide süsteemis valjuhääldaja tundlikkuse sõltuvust kiirgusnurgast. Valjuhääldaja suuna karakteristik sõltub sagedusest, sest kõrgema sagedusega helide kiirgusnurk on väiksem kui madalama sagedusega helidel. Suuna karakteristikut on võimalik tunduvalt muuta, kui valjuhääldaja varustada sobivalt valitud reflektoriga. Suuna karakteristiku muutmine on sageli hädavajalik, näiteks kui valjuhääldaja asub ühes ruumis mikrofoniga. Sel juhul on akustilist tagasisidet võimalik vähendada, kui valjuhääldaja varustada sobiva reflektoriga ning valida sellele õige asetus.

Joonistelt 2 — 4 ja 2 — 5 nähtuvad põhilised mikrofonide ja valjuhääldajate asetusviisid akustilise tagasiside vähendamiseks.

Jooniselt 2 — 4 nähtub kahesuunalise mikrofoni paigutus selliselt, et valjuhääldaja seda otseselt ei mõjutaks. Joonisel 2 — 5 mõjutab valjuhääldaja mõlemaid mikrofone, kuid need töötavad 180°-lise faasinihkega, mistõttu nende summaarne EMJ on null. Samal ajal kõneleja ettekanne mõjutab ainult ühte mikrofoni ning selle elektromotoorse jõuga tüüritakse võimendajat.



Joonis 2 — 5. Kahe järjestikku lülitatud ühesuunalise mikrofoni ja valjuhääldaja asetusskeem.



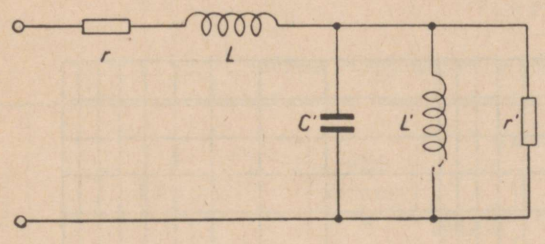
Joonis 2 — 4. Kahesuunalise mikrofoni ja valjuhääldaja asetusskeem.

Valjuhääldaja nimivõimsuseks nimetatakse vahelduvvoolu võimsust, millele valjuhääldaja normaalseks töötamiseks on arvutatud. Nimivõimsusega töötamisel ei tohi valjuhääldajas tekkida ülekoormuse nähtusi, s. o. moonutused ei tohi ületada tehnilistes tingimustes lubatud suurust.

Nimivõimsus määratakse valjuhääldajalt arendatava keskmise õhurõhu suuruse järgi punktis, mis asub valjuhääldaja telgjoonel 1 m kaugusel võnkesüsteemi esiküljest.

Valjuhääldaja sisendimpedantsiks nimetatakse valjuhääldaja akustilise süsteemi elektrilist takistust selle toitevoolule. Valjuhääldaja sisendimpedantsi teoreetiline arvutamine on vägagi tülikas, sest see koosneb omakorda staatilisest ja dünaamilisest impedantsist.

Nii näiteks on võimalik tõestada, et dü-



Joonis 2 — 6. Dünaamilise valjuhääldaja akustilise süsteemi ekvivalentskeem.

naamilise valjuhääldaja akustiline süsteem on asendatav ekvivalentskeemiga, mis nähtub jooniselt 2 — 6.

Sellel joonisel r on valjuhääldaja võnkepooli aktiivtakistus, L võnkepooli induktiivsus, C', L' ja r' on võnkepooli mehaanilise liikumise toimel selles areneva dünaamilise impedantsi ekvivalentsuurused (mahtuvus, induktiivsus ja aktiivtakistus), mis on arvutatavad alljärgnevate valemitega:

$$C' = \frac{m}{10^{-9}\,(Bl)^2},$$

$$L' = 10^{-9}\,(Bl)^2 c,$$

$$r' = \frac{10^{-9}\,(Bl)^2}{r_1},$$

kus m on valjuhääldaja võnkepooli ja koonuse kaal, B on magnetvälja tihedus valjuhääldaja võnkepooli alas (õhupilus), l on võnkepooli mähistraadi pikkus, c on valjuhääldaja koonuse ja tsentreerimise seadise kinnitusmaterjali elastsustegur ja r_1 on valjuhääldaja koonuse kiirgumise aktiivtakistus.

Vastavalt joonisele 2 — 6 on valjuhääldaja impedants arvutatav valemiga:

$$Z = r + \frac{r'}{1 + r'^2\left(\omega C' - \frac{1}{\omega L'}\right)^2} +$$

$$+ j\left[\omega L - \frac{r'^2\left(\omega C' - \frac{1}{\omega L'}\right)}{1 + r'^2\left(\omega C' - \frac{1}{\omega L'}\right)^2}\right] =$$

$$= r + \frac{r'}{1 + (\omega C' r')^2\left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega^2}\right)^2} +$$

$$+ j\omega L \frac{1 + (\omega C' r')^2\left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega^2}\right)\left(1 - \frac{\omega_2^2}{\omega^2}\right)}{1 + (\omega C' r')^2\left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega^2}\right)^2}\,\Omega, \qquad (2 — 21)$$

kus ω_1 on valjuhääldaja akustilise süsteemi mehaanilise resonantsi nurksagedus, ω_2 on valjuhääldaja elektrilise resonantsi nurksagedus ja ω on valjuhääldaja võnkepooli toitevoolu sagedus. Nurksagedused ω_1 ja ω_2 on arvutatavad valemitega:

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L'C'} = \frac{1}{mc} \qquad \text{ja}$$

$$\omega_2^2 = \frac{1}{C'}\left(\frac{1}{L'} + \frac{1}{L}\right) = \omega_1^2 + \frac{1}{LC'}.$$

Valemi 2 — 21 imaginaarosa analüüs näitab, et juhul kui $\omega < \omega_1$, on valjuhääldaja reaktiivtakistus positiivse märgiga, s. t. selle põhjustajaks on peamiselt L'.

Nurksagedusel ω_1 muutub reaktiivtakistus nulliks ning sellel sagedusel on valjuhääldaja impedants maksimaalne

$$|Z_{maks}| = \sqrt{(r + r')^2 + (\omega_1 L)^2} \approx r + r' \;\Omega$$

(sest $\omega_1 L \ll r + r'$).

Praktikas Z_{maks} ei ületa r üle 10 kuni 12 korra.

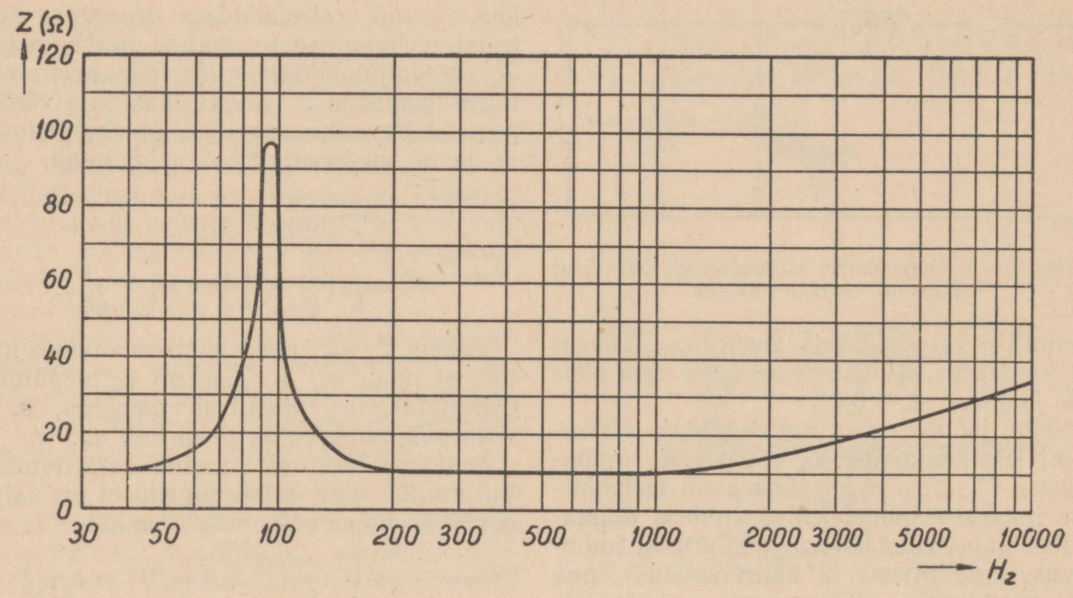
Füüsikaliselt on nurksagedusel ω_1 maksimaalse impedantsi tekkimine selgitatav sellega, et sellel sagedusel võnkepooli kiiruse amplituud on maksimaalne ning sellega kaasaskäivalt on maksimaalne ka võnkepoolis indutseeruva vastu-EMJ suurus.

Nurksagedusalas $\omega_1 < \omega < \omega_2$ on reaktiivtakistuse märk negatiivne, s. t. selle põhjustajaks on C'. Nurksagedusalas $\omega < \omega_2$ omab reaktiivtakistus jällegi positiivse märgi ning seda põhjustab võnkepooli induktiivsus L. Valjuhääldaja impedants on minimaalne nurksagedusel ω_2, sest sellel nurksagedusel muutub valjuhääldaja reaktiivtakistus nulliks ning üldine aktiivtakistus on samuti minimaalne:

$$|Z_{min}| = r + \frac{r'}{1 + (\omega_2 C' r')^2\left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right)^2} \approx r.$$

Joonisel 2 — 7 on näitena antud tüüpiline dünaamilise valjuhääldaja sisendimpedantsi kõver.

Ülaltoodust ja ka jooniselt 2 — 7 on näha, et praktikas võib valjuhääldaja impedantsi keskmistel sagedustel valida ligikaudu võrdseks selle võnkepooli aktiivtakistusega, kuid kõrgetel sagedustel on impedants kaks kuni kolm korda suurem võnkepooli aktiivtakistusest.



Joonis 2 — 7. Tüüpiline dünaamilise valjuhääldaja sisendimpedantsi kõver.

Arvutussuuruseks on valjuhääldaja impedants, mis määratakse mõõtmise teel 400 Hz sagedusega siinusvooluga.

Praktikas on kasutusel kolme liiki valjuhääldajaid: 1) elektromagnetilised; 2) dünaamilised ja 3) piesoelektrilised.

Kõige levinenumaks elektromagnetiliseks valjuhääldajaks on tüüp „Рекорд", mida toodeti massiliselt alates 1924. aastast ning on kasutusel peamiselt traathäälingu abonent-valjuhääldajana. „Рекорд" valjuhääldaja nimivõimsus on 0,1 vatti ja elektromagnetite mähiste üldtakistus on ligikaudu 2000 oomi.

Dünaamilisi valjuhääldajaid toodetakse kahte liiki ja nimelt: 1) permanentmagnetiga ning 2) ergutusmähisega, s. t. elektromagnetiga. Dünaamiliste valjuhääldajate konstruktsioonide alal nõukogude teadlased Stalini preemia laureaat A. Hruštšov, V. Furdujev ja I. Bolotnikov on tunduvalt edestanud kapitalistlike riikide teadlasi. Nii on näiteks nende poolt 1946.—1947. a. uued moodsad kino-valjuhääldajate agregaadid T-40 ja T-20, millede nimivõimsused on vastavalt 40 ja 20 vatti ning sagedusala 50 kuni 9000 Hz, kusjuures lineaarmoonutused ei ületa ± 5 dB. Selliseid iseloomustussuurusi ei oma ühegi kapitalistliku riigi kino-valjuhääldajad.

Mõnede enamkasutatavamate dünaamiliste valjuhääldajate iseloomustussuurused on antud tabelis 2 — 6.

Piesoelektrilisi valjuhääldajaid kasutati varematel aegadel ainult koos dünaamiliste valjuhääldajatega, kusjuures piesoelektrilise valjuhääldaja ülesandeks oli kompenseerida dünaamilise valjuhääldaja lineaarmoonutuste tõusu kõrgemas sagedusalas. Tänu NSVL Teaduste Akadeemia korrespondeeriva liikme N. N. Andrejevi poolt piesoelektrilise süsteemi alal sooritatud uurimuste ja tehtud konstruktiivsete täienduste tulemusena on piesoelektrilise valjuhääldaja elektroakustilised omadused õige tunduvalt paranenud ning neid valjuhääldajaid toodetakse ja rakendatakse praegu laialdaselt traathäälingu abonent-valjuhääldajatena. Nende ülekantav sagedusala ulatub ligikaudu 250 kuni 3500 Hz, mistõttu nende akustilised omadused ei võimalda sellist kõrgekvaliteedilist heliülekannet nagu seda saadakse moodsatelt dünaamilistelt valjuhääldajatelt. Kuna nad on lihtsa konstruktsiooniga ja hinnalt odavad, tuleb neid kaasaja arenguastmes eelistada elektromagnetilistele valjuhääldajatele.

Tabel 2—6.

Mõnede dünaamiliste valjuhääldajate iseloomustussuurusi.

Jrk. nr.	Tüüp	Nimivõimsus W	Võnkepooli mähise			Ergutusmähise		
			takistus Ω	keerdude arv	traadi diameeter mm	takistus Ω	keerdude arv	traadi diameeter mm
1	ДАГ-1	0,25	2,2	49	ПЭЛ 0,2	Permanentmagnetiga		
2	ДШ	1,5	10	134	ПЭ 0,18	1000	47000	ПЭ 0,12
3	ДД-3	3	3	53	ПЭ 0,2	750	10000	ПЭ 0,24
4	ГДД-156	6	11,5	146	ПЭ 0,15	570	11000	ПЭ 0,27
5	РД-10	10	16	59	ПЭ 0,12	3200	26000	ПЭ 0,2
6	РД-100	100	45	110	ПШО 0,2	850	9000	ПЭ 0,35
7	RET-DM1	1,5	3,25	60	ПЭЛ 0,18	Permanentmagnetiga		
8	RET-DM2	3	3	67	ПЭЛ 0,2	Permanentmagnetiga		
9	RET-Reproduktor	0,5	5	68	ПЭЛ 0,16	Permanentmagnetiga		
	Raadiovastuvõtjates:							
10	VEF-M557	3	2,2	23	ПЭ 0,22	900	11000	ПЭ 0,18
11	VEF-M1357	12	7,5	92	ПЭ 0,22	245	7900	ПЭ 0,35
12	Ленинград	4	10	75	ПЭ 0,15	3000	25000	ПЭ 0,18
13	Родина	1	2,9		ПЭ 0,2	Permanentmagnetiga		
14	Москвич	3	3,8	66	ПЭ 0,18	Permanentmagnetiga		
15	Т-689	5	12	83	ПЭЛ 0,15	870	11000	ПЭЛ 0,23
16	Рекорд	1,5	3,25	60	ПЭ 0,16	Permanentmagnetiga		
17	VV-662	3	2,5	54	ПЭЛ 0,2	1200	1440	ПЭЛ 0,2
18	Tallinn P-2	1	2,5	60	ПЭЛ 0,18	Permanentmagnetiga		

3. peatükk.

VÕIMENDAJATE TÖÖTAMISE PÕHIMÕTTE KIRJELDUS JA LIIGITUS.

3 — 1. Võimendajate töötamise põhimõtte kirjeldus.

Võimendajaks nimetatakse raadiotehnikas elektronlampidega seadet, millega teostatakse elektrilise pinge, voolu või võimsuse võimendamist. Võimendajas toimub võimenduse protsess üldiselt järgmiselt: võimendajat tüüritakse pingega, mida soovitakse võimendada, ning selle tüürpinge mõjutusel muundab võimendaja oma toiteseadmest saadava alalisvoolu tüürpinge kujule sarnanevaks vooluks. Näiteks, kui võimendajat tüüritakse vahelduvpingega, siis muundub toiteseadmest saadav alalisvool tüürpingele sarnaseks vahelduvvooluks. Järelikult muundatakse võimendajas üks elektrienergia liik teiseliigiliseks elektrienergiaks. Seejuures moodustab võimendaja tüürimiseks kasutatav elektrienergia võimendaja väljandis saadavast elektrienergiast ainult väikese osa. Või-

mendaja tüürimiseks kasutatavat elektrienergiat võimendaja väljandile üle ei kandu. See ongi võimendaja peamiseks erinevuseks tugevvoolutehnikas kasutatavatest pinge- ja voolumuundamise seadmetest (transformaatorid, muundajad jt.).

Võimendajate teooria rajajaks oli 1920. a. nõukogude teadlane akadeemik A. I. Berg, kes esimesena maailmas hakkas teaduslikult selgitama madalsagedusvõimendajate töötamise põhimõtet ning esimesena andis alused võimendaja arvutuseks.

Võimendaja põhilisteks koostiselementideks on elektronlambid, mis töötavad võimendaja konstruktsioonist sõltuvalt väga mitmesugustes töörežiimides. Elektronlampi ühes selle juurde kuuluvate sidestuselementidega nimetatakse võimendusastmeks.

Võimendaja võimendusastmete arv sõltub tema kasutuse otstarbest ja vajatavast väljandpingest või väljandvõimsusest.

Kirjandus: 1, 5, 11.

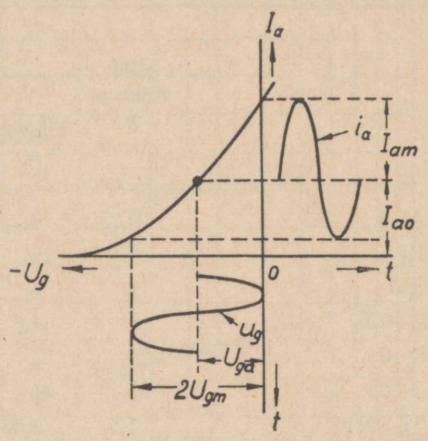
3 — 2. Võimendajate liigitus.

Võimendajaid liigitatakse sõltuvalt töörežiimist, sidestusviisist, kasutusotstarbest ja väljandvõimsusest. Töörežiimi järgi liigitatakse võimendajaid alljärgnevalt: 1) A-klassi võimendajad, 2) AB-klassi võimendajad, 3) B-klassi võimendajad, 4) C-klassi võimendajad.

A-klassi võimendajas töötab elektronlamp niisuguste alalispingetega võrel ja anoodil, et tüürpinge mõjutusel areneb anoodvool kogu perioodi kestel ning anoodvoolukõver sarnaneb praktiliselt tüürpingekõveraga. Ka jääb A-klassi võimendajas elektronlambi tüürvõre potentsiaal alati negatiivseks, s. t. tüürpinge amplituud ei ületa elektronlambi negatiivse võre-eelpinge absoluutset kõrgust. A-klassi võimendajas töötava elektronlambi anoodvoolu sõltuvus tüürpingest nähtub jooniselt 3 — 1.

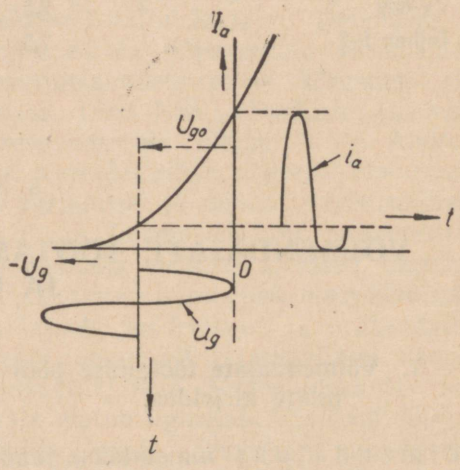
Joonisel on tähistatud: U_{ga} — elektronlambi võre-eelpinge; U_{gm} — võre vahelduvpinge amplituud; u_g — võre vahelduvpinge hetkväärtus; I_{ao} — elektronlambi anood-alalisvool algolukorras; I_{am} — anood-vahelduvvoolu amplituud; i_a — anood-vahelduvvoolu hetkväärtus.

AB-klassi võimendajas rakendatakse elektronlamp töösse niisuguste alalispingetega võrel ja anoodil, et tüür-



Joonis 3 — 1. A-klassi võimendajas töötava elektronlambi anoodvoolu sõltuvus tüürpingest.

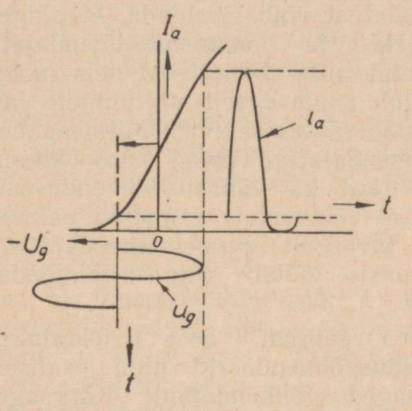
pinge mõjutusel anoodvool areneb mitte kogu perioodi, aga siiski rohkem kui poole perioodi kestel. Tüürpinge kõrgusest sõltuvalt eraldatakse AB-klassi võimendajad kahte liiki: AB_1- ja AB_2-klassi võimendajateks. AB_1-klassi võimendajas jääb elektronlambi võrepotentsiaal kogu perioodi kestel negatiivseks, nii nagu nähtub jooniselt 3 — 2.



Joonis 3 — 2. AB_1-klassi võimendajas töötava elektronlambi anoodvoolu sõltuvus tüürpingest.

AB_2-klassi võimendajas on aga tüürpinge amplituud elektronlambi võre-eelpinge absoluutväärtusest suurem ning seetõttu tüüritakse elektronlampi osa

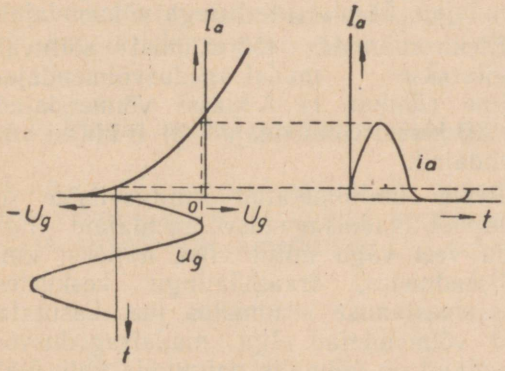
perioodi kestel positiivse võrepingega. AB_2-klassi võimendajas töötava elektronlambi anoodvoolu sõltuvust tüürpingest näitab joonis 3 — 3.



Joonis 3 — 3. AB_2-klassi võimendajas töötava elektronlambi anoodvoolu sõltuvus tüürpingest.

Jooniseilt 3 — 2 ja 3 — 3 nähtub, et AB_1- ja AB_2-klassi võimendajates on elektronlampide anoodvoolu kõverad tugevasti moonutatud ning seetõttu nende kasutamine lihtlülitustes ei ole võimalik. Praktikas kasutatakse AB_1-klassi ja AB_2-klassi võimendajates kahte vastastaktis töötavat elektronlampi, millega taastatakse üldise anoodvoolukõvera sümmeetria.

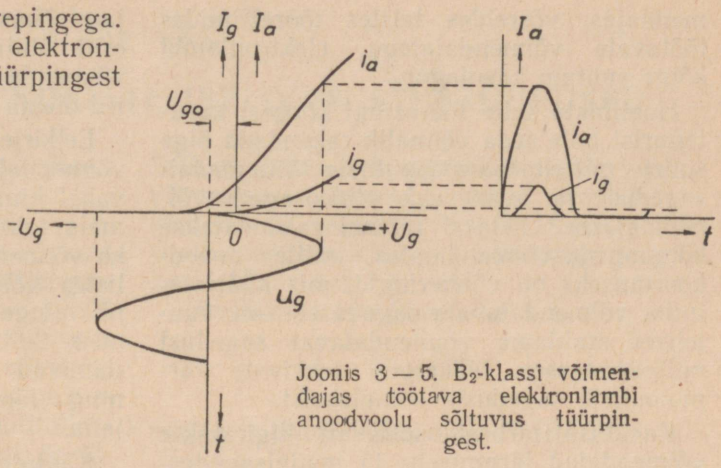
B-klassi võimendajas rakendatakse elektronlamp töösse niisuguste alalispingetega võrel ja anoodil, et tüürpinge mõjutusel areneb anoodvool ligi-



Joonis 3 — 4. B_1-klassi võimendajas töötava elektronlambi anoodvoolu sõltuvus tüürpingest.

kaudu poole perioodi kestel, nii nagu nähtub jooniselt 3 — 4.

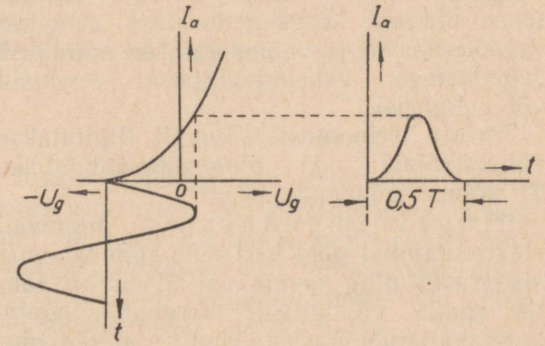
B-klassi võimendajad liigitatakse samuti kui AB-klassi võimendajad kahte alaliiki:



Joonis 3 — 5. B_2-klassi võimendajas töötava elektronlambi anoodvoolu sõltuvus tüürpingest.

B_1- ja B_2-klassi võimendajateks. B_1-klassi võimendajas jääb elektronlambi võre potentsiaal kogu perioodi kestel negatiivseks (joonis 3 — 4), kuna B_2-klassi võimendajas omab elektronlambi võre osa perioodi kestel positiivset potentsiaali (joonis 3 — 5). B-klassi võimendajas rakendatakse elektronlambid sümmeetrilise üldise anoodvoolu kõvera saamiseks töösse vastastaktlülituses.

C-klassi võimendajas rakendatakse elektronlamp töösse niisuguste alalispingetega võrel ja anoodil, et tüürpinge mõjutusel tekib anoodvool vähema kui poole perioodi kestel (joonis 3 — 6).



Joonis 3 — 6. C-klassi võimendajas töötava elektronlambi anoodvoolu sõltuvus tüürpingest.

C-klassi võimendajas valitakse elektronlambi tüürpinge nii kõrge, et elektronlambi võre osa perioodi kestel omab positiivset potentsiaali ning tüürpinge mõjutusel voolab anoodvool vähema kui poole perioodi kestel. Sellega saavutatakse C-klassi või-

mendajas, võrreldes teistes töörežiimides töötavate võimendajatega, elektronlambi kõige suurem kasutegur.

Hoolimata selle töörežiimi kõrgest kasutegurist pole seda võimalik rakendada õige suurte mittelineaarmoonutuste tõttu madalsagedus- ja avar- ehk viideosagedusvõimendajates. C-klassi režiimi rakendatakse kõrgsagedusvõimendajates, mille anoodkoormuseks on võnkeringid, mis häälestatuina võimendatavale sagedusele on suutelised eraldama võimendatavat sagedust mittelineaarses töökäigus tekkivate harmooniliste sageduste kompleksist.

Kasutusotstarbest sõltuvalt liigitatakse võimendajad järgmiselt: 1) madalsagedusvõimendajad, 2) televisiooni- ja raadiolokatsiooni seadmete avarsagedusvõimendajad ja 3) kõrgsagedusvõimendajad.

Madalsagedusvõimendajatega võimendatakse vahelduvpingeid, -voolusid või -võimsusi sagedustega mõnestkümnest hertsist kuni kahekümne kilohertsini.

Televisiooni- ja raadiolokatsiooniseadmete avarsagedus- ehk viideosagedusvõimendajatega võimendatakse vahelduvpingeid, -voolusid või -võimsusi sagedustega mõnekümnest hertsist kuni mitme megahertsini (50 Hz ... 10 MHz).

Kõrgsagedus- ehk raadiosagedusvõimendajatega eraldatakse üldisest kõrgsagedusalast soovitud sagedusribasid ja võimendatakse eraldatud sagedustega vahelduvpingeid, -voolusid või -võimsusi.

Tarbija iseloomust sõltuvalt liigitatakse võimendajaid: 1) pingevõimendajateks, 2) võimsusvõimendajateks.

Pingevõimendajates toimivad elektronlambid põhiliselt oma tunnusjoonte sirgosadel ning nende väljandeil on tähtis saada võimalikult kõrgeid pingeid, kuna väljandvõimsuste suurus ei ole oluline. Sellest sõltuvalt ei ole elektronlampide kasutegurid pingevõimendajates eriti olulised.

Võimsusvõimendajatest on tähtis saada võimalikult suuremaid väljandvõimsusi, kuna pingevõimendus ei ole eriti oluline. Järelikult peavad võimsusvõimendajates elektronlampide kasutegurid olema võimalikult suured.

Eelkirjeldatust võib järeldada, et pingevõimendajate ja võimsusvõimendajate vahel kindlat piiri ei ole, sest neis mõlemais toimub samaaegselt nii pingete kui ka võimsuste võimendamine. Mitmeastmelistes võimendajates võivad koos töötada nii pinge- kui ka võimsusvõimendusastmed. Sellise võimendaja esimesed astmed toimivad tavaliselt pingevõimendajatena ning lõppaste töötab võimsusvõimendajana.

Käesoleva raamatu I osas kirjeldatakse madalsagedusvõimendajaid ning osaliselt ka avarsagedusvõimendajaid. Kõrgsagedusvõimendajate lähem kirjeldus leidub raamatu II osas.

Madalsagedusvõimendajaid liigitatakse tavaliselt kolme tunnuse järgi, milledeks on: 1) kasutusotstarb; 2) lülitusskeem; 3) elektronlampide töörežiim.

Kasutusotstarbest sõltuvalt liigitatakse madalsagedusvõimendajad põhiliselt kolme rühma: 1) pingevõimendajad, 2) vooluvõimendajad, 3) võimsusvõimendajad.

Lülitusskeemist sõltuvalt liigitatakse madalsagedusvõimendajad viide rühma: 1) takistussidestusega võimendajad, 2) induktiivsussidestusega võimendajad, 3) transformaatorsidestusega võimendajad, 4) takistustransformaatorsidestusega võimendajad, 5) otsesidestusega võimendajad.

Elektronlampide töörežiimist sõltuvalt liigitatakse madalsagedusvõimendajad kolme rühma: 1) A-klassi võimendajad, 2) AB-klassi võimendajad, 3) B-klassi võimendajad.

Peale ülalnimetatud liigitusviiside on võimalik madalsagedusvõimendajaid liigitada veel väga mitut viisi, näiteks: kino heliseadmetes, traathäälingu keskustes, helisalvestamise seadmetes jne. kasutatavad võimendajad. Iga madalsagedusvõimendajat on võimalik paigutada ühte ülalnimetatud rühma.

Kirjandus: 1, 2, 5, 11, 15, 16.

4. peatükk.

MADALSAGEDUSVÕIMENDAJATE ISELOOMUSTUSSUURUSED.

4 — 1. Madalsagedusvõimendajate iseloomustussuuruste liigid.

Madalsagedusvõimendajate otstarbekust ja headust on võimalik määrata alljärgnevate iseloomustussuuruste kaudu: 1) võimenduse liik: pinge-, voolu- või võimsusvõimendus; 2) väljandpinge või -võimsus; 3) tundlikkus; 4) võimendatav sagedusala; 5) lineaarmoonutused; 6) mittelineaarmoonutused; 7) faasimoonutused; 8) dünaamiline võimsusala; 9) töötamise stabiilsus; 10) endamüra tase; 11) kasutegur; 12) mehaaniline ja elektriline tugevus; 13) mõõted, kaal ja hind; 14) sobivus massiliseks ja vooltootmiseks.

Sõltuvalt võimendaja liigist ja kasutusotstarbest on mõned neist iseloomustussuurustest tunduvalt tähtsamad kui teised. Nii näiteks ei teki pingevõimendajates tunduvaid mittelineaarmoonutusi, kuid võimsusvõimendajates tuleb neid tingimata arvestada. Lineaarmoonutusi tuleb aga arvestada nii pinge- kui ka võimsusvõimendajates. Faasimoonutusi tuleb vältida televisiooni avarsagedusvõimendajates, kuid nad ei ole häirivad tavalistes helivõimendajates.

Võimendajate kirjeldustes ja arvutusjuhistes antakse lähemad andmed selle kohta, milliseid iseloomustussuurusi on vaja esmajärjekorras arvestada.

4 — 2. Pinge-, voolu- ja võimsusvõimendus.

P i n g e v õ i m e n d u s e k s K nimetatakse võimendaja väljandpinge amplituudi U_{2m} ja sisendpinge amplituudi U_{1m} suhet:

$$K = \frac{U_{2m}}{U_{1m}}. \qquad (4 — 1)$$

V o o l u v õ i m e n d u s on võimendaja väljandvoolu amplituudi I_{2m} ja sisendvoolu amplituudi I_{1m} suhe.

Paljude madalsagedusvõimendajate sisendtakistus on aga nii suur, et vooluvõimenduse reaalse väärtuse saamiseks tuleb sisendvooluring sillata rööptakistusega. Sellest sõltuvalt kasutatakse sageli vooluvõimenduse mõiste asemel voolutundlikkust, mis kujutab võimendaja väljandvoolu amplituudi I_{2m} ja sisendpinge amplituudi U_{1m} suhet.

Järelikult vooluvõimendus K on:

$$K = \frac{I_{2m}}{I_{1m}}, \qquad (4 — 2)$$

ning voolutundlikkus on

$$= \frac{I_{2m}}{U_{1m}}. \qquad (4 — 3)$$

V õ i m s u s v õ i m e n d u s e k s nimetatakse võimendaja väljandvõimsuse ja sisendvõimsuse suhet. Suure sisendtakistusega võimendaja kasutamisel on sisendvõimsus nii väike, et võimsusvõimendusel ei ole reaalset mõistet seni, kui sisendvooluring pole sillatud rööptakistusega. Seetõttu kasutatakse praktikas mõnikord võimsusvõimenduse mõiste asemel võimendaja võimsustundlikkust, milleks nimetatakse võimendaja väljandvõimsuse P_v ja sisendpinge amplituudi ruudu U_{1m}^2 suhet.

Järelikult võimsusvõimendus K on

$$K = \frac{P_2}{P_1}, \qquad (4 — 4)$$

ning võimsustundlikkus on

$$= \frac{P_2}{U_{1m}^2}. \qquad (4 — 5)$$

Pingevõimendus on põhiliseks iseloomustussuuruseks pingevõimendaja puhul, kuid võimsusvõimendaja kohta see ei oma niisugust tähtsust, sest võimsusvõimendajas on tähtis väljandvõimsus või selle v õ i m s u s t u n d l i k k u s.

Samuti ei oma pingevõimendus reaalset mõistet vooluvõimenduse juures, kus pingevõimendus kujuneb tavaliselt väiksemaks kui 1.

Madalsagedusvõimendaja üldine pingevõimendus on selle üksikute astmete võimenduste korrutis:

$$K = K_1 K_2 K_3 \ldots K_n, \qquad (4 — 6)$$

kus K_1; K_2; K_3; ...; K_n — madalsagedus-

võimendaja üksikute astmete pingevõimendused.

Praktikas väljendatakse võimendust, analoogiliselt akustilistele ühikutele, tavaliselt logaritmilistes ühikutes, s. o. bellides, detsibellides või neprites.

Logaritmiliste ühikute kasutamine tingib aga nulltaseme kasutamist, kui osutub tarvilikuks teatavaid näitarve väljendada mitte kvalitatiivselt vaid kvantitatiivselt. Elektrilise võimsuse nulltasemeks valitakse tavaliselt 1 mW, kuid on kasutusel ka teisi nulltasemeid, näiteks 6 mW ja 12,5 mW. Käesolevas teoses kasutatakse elektrilise võimsuse nulltasemena võimsust 1 mW, mis võrdub telefonitehnikas standardina kasutatava võimsusega, ning milline võimsus areneb 600 oomises takistuses 0,775 voldise klemmipinge toimel.

Bell (B) on võrdne kümnendlogaritmile väljandvõimsuse P_2 ja sisendvõimsuse P_1 suhtest. Kuna bell on praktikas kasutamiseks liig suur ühik, siis kasutatakse tavaliselt bellist 10 korda väiksemat ühikut detsibelli (dB).

Järelikult võimsusvõimendus bellides ja detsibellides on arvutatav valemitega:

$$K = \lg \frac{P_2}{P_1} \text{ B}, \qquad (4-7)$$

$$K = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} \text{ dB}. \qquad (4-8)$$

Asetades valemisse 4 — 8 võimsuste asemele nende väärtused, väljendatuna pinge ja takistusega:

$$P_1 = \frac{U_1^2}{R_1} = \frac{U_{1m}^2}{2R_1} \text{ W}$$

ja

$$P_2 = \frac{U_2^2}{R_2} = \frac{U_{2m}^2}{2R_2} \text{ W},$$

muutub võimenduse valem järgmiseks, mis on tegelikult pingevõimenduse valem:

$$K = 10 \lg \frac{U_{2m}^2 2R_1}{2R_2 U_{1m}^2} = 20 \lg \frac{U_{2m}}{U_{1m}} + 10 \lg \frac{R_1}{R_2} \text{ dB}, \qquad (4-9)$$

milles takistused R_1 ja R_2 on võimendaja sisend- ja väljandtakistused.

Erijuhul kui $R_1 = R_2$, s. o. kui võimendaja sisend- ja väljandtakistused on võrdsed, siis valemi 4 — 9 viimane liige võrdub nulliga ning pingevõimendus on arvutatav valemiga:

$$K = 20 \lg \frac{U_{2m}}{U_{1m}} \text{ dB}. \qquad (4-10)$$

Asetades valemisse 4 — 8 võimsuse asemele selle väärtused väljendatuna voolu ja takistusega:

$$P_1 = I_1^2 R_1 = \frac{I_{1m}^2 R_1}{2} \text{ W}$$

ja

$$P_2 = I_2^2 R_2 = \frac{I_{2m}^2 R_2}{2} \text{ W},$$

muutub võimenduse valem järgmiseks, mis on tegelikult vooluvõimenduse valem

$$K = 10 \lg \frac{I_{2m}^2 R_2 \cdot 2}{2 I_{1m}^2 R_1} = 20 \lg \frac{I_{2m}}{I_{1m}} + 10 \lg \frac{R_2}{R_1} \text{ dB}, \qquad (4-11)$$

kus takistused R_1 ja R_2 on võimendaja sisend- ja väljandtakistused.

Erijuhul kui $R_1 = R_2$, s. o. kui võimendaja sisend- ja väljandtakistused on võrdsed, siis valemi 4 — 11 viimane liige võrdub nulliga ning vooluvõimendus on arvutatav valemiga:

$$K = 20 \lg \frac{I_{2m}}{I_{1m}} \text{ dB}. \qquad (4-12)$$

Mõningatel juhtudel väljendatakse võimendust neprites (Np). Neper on väljand- ja sisendpinge või väljand- ja sisendvoolu amplituudide suhte naturaallogaritm võrdse sisend- ja väljandtakistuse juures

$$K = \ln \frac{U_{2m}}{U_{1m}} = \ln \frac{I_{2m}}{I_{1m}} \text{ Np}. \qquad (4-13)$$

Väljendades selles valemis U_{2m} ja U_{1m} võimsuste kaudu

$$U_{2m} = \sqrt{2P_2 R_{1,2}} \text{ V}$$

ja

$$U_{1m} = \sqrt{2P_1 R_{1,2}} \text{ V},$$

muutub võimenduse valem järgmiseks:

$$K = \ln \sqrt{\frac{2P_2 R_{1,2}}{2P_1 R_{1,2}}} = 0{,}5 \ln \frac{P_2}{P_1} \text{ Np}. \qquad (4-14)$$

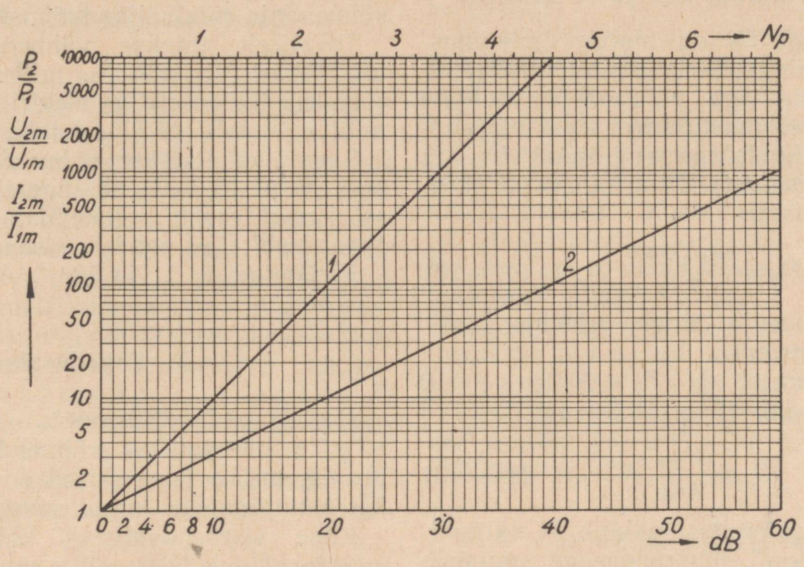
Kui aga sisend- ja väljandtakistused pole võrdsed, siis asendades viimases valemis võimsuste asemele nende väärtused väljendatuna vastavate pingete ja takistustega, kujuneb pinge võimendusvalem

$$K = 0{,}5 \ln \frac{U_{2m}^2 2R_1}{U_{1m}^2 2R_2} = \ln \frac{U_{2m}}{U_{1m}} + 0{,}5 \ln \frac{R_1}{R_2} \text{Np}.$$

Nagu eeltoodud pinge- ja vooluvõimenduse valemitest nähtub, saadakse reaalne järgi määrata väljand- ja sisendpinge (-voolu, -võimsuse) suhe.

Sirge 1 on kasutatav võimsuste ja sirge 2 pinge- või vooluamplituudide suhete puhul.

Madalsagedusvõimendaja üldine võimendus väljendatuna logaritmilistes ühikutes võrdub selle üksikute astmete logaritmilistes ühikutes väljendatud võimenduste summaga:



Joonis 4 — 1. Võimendus neprites ja detsibellides.
Sirge 1 on võimsuste ja sirge 2 pinge- või vooluamplituudide suhte jaoks.

võimenduse väärtus ainult siis, kui võimendaja sisend- ja väljandtakistus on võrdsed või on taandatud võrdsetele suurustele. Võimsusvõimenduse väärtus on alati reaalne, olenemata võimendaja sisend- ja väljandtakistuste võrdsusest või ebavõrdsusest.

Erijuhtudel kui $R_1 = R_2$, toimub nepritest detsibellidesse ja vastupidi arvutus järgmiste üleminekuteguritega:

$$\left.\begin{array}{l} 1 \text{ dB} = 0{,}115 \text{ Np}; \\ 1 \text{ Np} = 8{,}686 \text{ dB}; \end{array}\right\} \quad (4 — 15)$$

1 dB vastab suhtele $\frac{U_{2m}}{U_{1m}} = 1{,}122$ või suhtele $\frac{P_2}{P_1} = 1{,}259$.

Jooniselt 4 — 1 on võimalik võimendust määrata neprites või detsibellides ning vastupidi, antud neprite või detsibellide

$$K = K_1 + K_2 + K_3 + \ldots + K_n \text{ Np}, \quad (4 — 16)$$

$$K = K_1 + K_2 + K_3 + \ldots + K_n \text{ dB}. \quad (4 — 17)$$

Näide 4 — 1.

Arvutada kino heliseadme võimendaja УСУ — 3 võimendus, mille kohta on teada järgmised iseloomustussuurused: sisendpinge efektiivväärtus $U_1 = 3$ mV, sisendtakistus $R_1 = 170$ kΩ ja väljandvõimsus $P_2 = 9$ W.

Lahendus.

1) Kuna antud iseloomustussuurustega ei ole otseselt võimalik võimendust arvutada, siis võimenduse arvutamiseks eelnevalt arvutatakse sisendvõimsus P_1:

$$P_1 = \frac{U_1^2}{R_1} = \frac{(3 \cdot 10^{-3})^2}{1{,}7 \cdot 10^5} = 0{,}53 \cdot 10^{-10} \text{ W}.$$

2) Järgnevalt leitakse võimendus valemiga 4 — 8:

$$K = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg \frac{9}{0{,}53 \cdot 10^{-10}} = 112{,}3 \text{ dB}.$$

Sama tulemus saadakse, kui võimendus arvutada pingetest lähtudes:

1) Algul leitakse väljandpinge kõrgus taandatuna väljandvõimsusest sisendtakistusega võrdsel väljandtakistusel $R_2 = R_1 = 170$ kΩ:

$$U_2 = \sqrt{P_2 R_2} = \sqrt{9 \cdot 170 \cdot 10^3} = 1236 \text{ V}.$$

2) Seejärel leitakse võimendus valemiga 4 — 10:

$$K = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} = 20 \lg \frac{1236}{3 \cdot 10^{-3}} = 112{,}4 \text{ dB}.$$

Kirjandus: 15, 16.

4 — 3. Väljandpinge ja -võimsus.

Väljandpinge U_2 on oluline iseloomustussuurus pingevõimendajates, väljandvõimsus P_2 on aga võimsusvõimendajate põhiliseks iseloomustussuuruseks. Väljandvõimsus, väljandpinge amplituud U_{2m} ja koormuse impedants Z_2 on omavahel järgmises sõltuvuses:

$$P_2 = \frac{U_{2m}^2 \cos \varphi}{2 Z_2} \text{ W}, \qquad (4 — 18)$$

kus φ — voolu ja pinge vaheline faasinihkenurk koormuses.

Tegevkoormusel on $Z_2 = R_2$ ja $\varphi = 0$ ning siis võrdub väljandvõimsus:

$$P_2 = \frac{U_{2m}^2}{2 R_2} \text{ W}. \qquad (4 — 19)$$

Eeltoodud valemitest nähtub, et väljandpinge amplituudi suurenemisega suureneb väljandvõimsus. Maksimaalne väljandvõimsus sõltub lubatavatest mittelineaarmoonutustest, mis tekivad elektronlampide tunnusjoonte kõverustest. Võimendaja nimiväljandvõimsuseks nimetatakse väljandvõimsust, mille juures mittelineaarmoonutus ei ületa tehnilistes tingimustes lubatud suurust.

Sõltuvalt vajadusest ehitatakse võimsusvõimendajaid väljandvõimsusega murdosa vatist kuni mitmekümne kilovatini. Võimsusvõimendaja väljandpinge valitakse sõltuvalt koormuse takistusest. Kui koormus asub võimendajast eemal, siis toiteliini kadude vähendamiseks valitakse võimendaja väljandpinge kõrgem ning toiteliini ja koormuse vahele lülitatakse sobitustransformaator.

Kirjandus: 11, 15 ja 16.

4 — 4. Tundlikkus.

Võimendaja pingetundlikkuseks nimetatakse sisendpinge kõrgust, mille juures võimendajast saadakse nimiväljandvõimsus.

Võimendaja tundlikkuseks, lähtudes väljandvoolust või väljandvõimsusest, nimetatakse väljandvoolu ja sisendpinge suhet või väljandvõimsuse ja sisendpinge ruudu suhet, millede mõõtühikuks on 1/Ω.

Raadiovastuvõtjate madalsagedusvõimendajate tundlikkus määratakse 400 Hz sagedusega sisendpinge kõrgusega, mille juures väljandil arenev võimsus võrdub võimendaja nimiväljandvõimsusega.

Tavaliselt antakse võimendaja pingetundlikkus detsibellides, mille arvutamisel võetakse lähtepunktiks elektrilise võimsuse nulltase 1 mW (0,775 V takistusel 600 Ω).

Sageli kasutatakse võimendaja tüürimiseks mitut liiki sisendpingeallikaid. Sellisel juhul peab võimendaja tundlikkus olema sobitatav nendele sisendpingetele.

Kirjandus: 5, 11 ja 12.

4 — 5. Sagedusalad.

Madalsagedusvõimendaja sagedusalaks nimetatakse võimendatavat sagedusala, milles moonutused ei ületa tehnilistes tingimustes antud suurust.

Kõne võimendamiseks kõlbab madalsagedusvõimendaja, mille sagedusala ulatub 300 kuni 2400 Hz-ni. Madalsagedusvõimendajates maksimaalselt kasutatava sagedusala piirid ulatuvad 30 kuni 15 000 Hz-ni. Kuna aga sellise suure sagedusalaga madalsagedusvõimendaja hind kujuneb liiga kalliks, siis praktikas ehitatakse madalsagedusvõimendajaid järgmiste sagedusaladega: 1) ringhäälingu stuudiote tarbeks 30 kuni 12 000 Hz; 2) kino heliseadmeteks 50 kuni 8000 Hz; 3) ruumide ja väljakute radiofitseerimise seadmetes 60 kuni 7500 Hz; 4) I-klassi raadiovastuvõtjates mitte vähem kui 50 kuni 6500 Hz; 5) II-klassi raadiovastuvõtjates mitte vähem kui 100 kuni 4000 Hz; 6) telefonikõnede võimendusseadmetes 300 kuni 2400 Hz ja kanalsides 300—1600 Hz.

Televisiooni ja raadiolokatsiooni seadmetes kasutatakse erivõimendajaid — avarsagedusvõimendajaid, millede sagedusalad ulatuvad sageli 25 kuni 10^7 Hz.

Praktiliste katsetega on kindlaks tehtud, et madalsagedusvõimendaja sagedusala

suurendamisel kuni 7500 Hz heli ülekandekvaliteet tunduvalt paraneb, kuid edasisel sagedusala suurendamisel ei ole võimendatava heli kvaliteedi parendus tavalistes tingimustes kuigi palju märgatav. Eeltoodust sõltuvalt ongi madalsagedusvõimendaja sagedusala ülemiseks piiriks soovitav valida vähemalt 7500 Hz.

Kirjandus: 12, 13, 14, 15, 16.

4 — 6. Lineaarmoonutused.

Lineaarmoonutus tekib madalsagedusvõimendajas selle astmete sidestuselementides ja ka elektronlampide reaktiivtakistuste toimel. See ilmneb selles, et madalsagedusvõimendaja ei võimenda kõiki helisageduspingeid ühtlaselt. Tavaliselt keskmistel sagedustel (400 kuni 1500 Hz) madalsagedusvõimendaja võimendus on suurem kui madalatel ja kõrgetel sagedustel. Järelikult sõltub lineaarmoonutuste suurus võimendatavast sagedusalast, kusjuures lineaarmoonutustegur N tegelikult näitab suhtelist pingevõimenduse langust antud sagedusel.

Lineaarmoonutustegurid madalatel ja kõrgetel sagedustel arvutatakse valemitega:

$$N_m = \frac{K_m}{K_0}, \qquad (4-20)$$

$$N_k = \frac{K_k}{K_0}. \qquad (4-21)$$

Valemites tähendavad N_m — lineaarmoonutustegurit madalatel sagedustel, N_k — lineaarmoonutustegurit kõrgetel sagedustel, K_m — võimendust madalatel sagedustel, K_k — võimendust kõrgetel sagedustel, K_0 — võimendust keskmistel sagedustel.

Tavaliselt kasutatakse aga praktikas lineaarmoonutuste väljendamiseks logaritmilisi ühikuid detsibelli või neprit, ning nende arvutus toimub järgmiste valemitega:

$$N_m = 20 \lg \frac{K_m}{K_0} \text{ dB}; \qquad (4-22)$$

$$N_k = 20 \lg \frac{K_k}{K_0} \text{ dB}; \qquad (4-23)$$

$$N_m = \ln \frac{K_m}{K_0} \text{ Np}; \qquad (4-24)$$

$$N_k = \ln \frac{K_k}{K_0} \text{ Np}. \qquad (4-25)$$

Lineaarmoonutused logaritmilistes ühikutes ja lineaarmoonutustegurite arvsuurused on järgmises sõltuvuses:

$$N = 10^{\frac{N_{(\text{dB})}}{20}} = e^{N_{(\text{Np})}}, \qquad (4-26)$$

kus e — naturaallogaritmide alus ($e = 2{,}7183$).

Lineaarmoonutuste arvutus nepritest detsibellidesse ja vastupidi toimub valemiga 4 — 15.

Lubatavad lineaarmoonutused sõltuvad madalsagedusvõimendaja klassist ja kasutusotstarbest. Nii näiteks lubatakse kõrgekvaliteedilistes madalsagedusvõimendajates lineaarmoonutusi $\pm 0{,}5$ dB; keskmise kvaliteediga madalsagedusvõimendajates lubatakse lineaarmoonutusi $\pm 2{,}5$ dB ja lihtsamates madalsagedusvõimendajates lubatakse lineaarmoonutusi kuni $+3$ dB ja -5 dB või ± 4 dB.

Lineaarmoonutuste arvutusnäited leiduvad peatükkides 9, 10, 11, 12 jt.

Kirjandus: 1, 2, 5, 11, 15, 16.

4 — 7. Mittelineaarmoonutused.

Mittelineaarmoonutuseks nimetatakse võimendajas tekkivaid võimendatava pinge- või voolukõvera kuju moonutusi. Seetõttu nimetatakse mittelineaarmoonutust ka kujumoonutuseks. Elektrotehnikast on teada, et mittesiinuseline vool (pinge) koosneb mitmest siinuselisest voolust (pingest), milliseid nimetatakse harmoonilisteks.

Võimendajas tekib mittelineaarmoonutus peamiselt selles rakendatud elektronlampide tunnusjoonte kõveruste tõttu. Peale selle põhjustavad mittelineaarmoonutusi elektronlampide võrevoolud, mis esinevad AB_2- ja B_2-klassi võimendajates. Samuti võivad mittelineaarmoonutused tekkida võimendusastmete sidestamiseks kasutatavate paispoolide ja transformaatorite teraskehade magneetimiskõverate mittelineaarsuse tagajärjel.

Mittelineaarmoonutuse suurust määrab mittelineaarmoonutustegur k_f, mille arvväärtus antakse tavaliselt protsentides.

Mittelineaarmoonutusteguri arvutamiseks (protsentides) on kasutatavad valemid:

$$k_f = \frac{10^2 \sqrt{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \ldots + U_{nm}^2}}{U_{1m}} \%, \quad (4-27)$$

$$k_f = \frac{10^2 \sqrt{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + \ldots + I_{nm}^2}}{I_{1m}} \%, \quad (4-28)$$

$$k_f = 10^2 \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \ldots + P_n}{P_1}} \%, \quad (4-29)$$

milledes I_{1m} — elektronlambi anoodvoolu vahelduvkomponendi esimese harmoonilise amplituud, I_{2m}, I_{3m}, ... I_{nm} — elektronlambi anoodvoolu vahelduvkomponendi teise, kolmanda jt. harmooniliste amplituudid, U_{1m} — elektronlambi anoodkoormustakistusel tekkiva anoodpingelangu vahelduvkomponendi esimese harmoonilise amplituud, U_{2m}, U_{3m} ... U_{nm} — elektronlambi anoodkoormustakistusel tekkiva anoodpingelangu vahelduvkomponendi teise, kolmanda jt. harmooniliste amplituudid, P_1 — elektronlambi anoodvoolu vahelduvkomponendi esimese harmoonilise poolt anoodkoormustakistuses arenev võimsus, P_2, P_3 ... P_n — elektronlambi anoodvoolu vahelduvkomponendi teise, kolmanda jt. harmooniliste poolt anoodkoormustakistuses arenevad võimsused.

Mittelineaarmoonutusteguri arvutusvalemitesse vajalike harmooniliste väärtuste leidmise juhised ja arvutusnäited leiduvad võimsusvõimendajaid kirjeldavates peatükkides 15 ... 19.

Mittelineaarmoonutusteguri lubatav suurus sõltub võimendaja kasutusotstarbest. Nii näiteks lubatakse raadioringhäälingu vastuvõtuseadmetes mittelineaarmoonutusi 5 kuni 9%. Ringhäälingu stuudio võimendajates on aga lubatav k_f piiratud 0,5%.

Praktikas arvutatakse tavaliselt ainult võimendaja lõppastmes tekkivaid mittelineaarmoonutusi, sest pingevõimendajas elektronlampide õiges töörežiimis töötades tunduvaid mittelineaarmoonutusi ei teki. Kui aga siiski soovitakse arvutada üldist võimendaja mittelineaarmoonutust $k_{üf}$, siis tuleb üksikutes astmetes tekkivad mittelineaarmoonutused k_{1f}, k_{2f}, k_{3f} jt. liita:

$$k_{üf} = k_{1f} + k_{2f} + \ldots + k_{nf}. \quad (4-30)$$

Valemiga 4 — 30 arvutatud $k_{üf}$ ei ole aga täpne, sest praktikas võib esineda nähtus, et võimendaja üldine mittelineaarmoonutus on väiksem kui lõppastmes tekkiv mittelineaarmoonutus. Selline olukord tekib siis, kui võimendaja üksikutes astmetes tekkivad harmoonilised on üksteise suhtes faasis nihutatud 180 elektrilise kraadi võrra.

Mittelineaarmoonutuste lubatav suurus sõltub ka madalsagedusvõimendaja sagedusalast. Suurema sagedusalaga madalsagedusvõimendajas on lubatavad mittelineaarmoonutused väiksemad. See on seletatav sellega, et sagedusala suurenemisega võimendatakse rohkem kõrgemaid harmoonilisi. Piiratud sagedusalaga võimendajas kõrgemad harmoonilised jäävad väljaspoole võimendatavat sagedusala ja kaovad automaatselt.

Pealeselle sõltuvad mittelineaarmoonutused võimendaja väljandvõimsusest, sest sellega suurenevad võrepinge amplituudid, mille tulemusena suurenevad ka mittelineaarmoonutused. Mittelineaarmoonutuste suurus võimendatavas sagedusalas sõltub sagedusest, nimelt madalatel ja kõrgetel sagedustel on mittelineaarmoonutused suuremad kui keskmistel sagedustel. Selle põhjustajaks on sagedusest olenev anoodvooluringi koormustakistus. Praktikas arvutatakse ainult keskmistel sagedustel tekkivaid mittelineaarmoonutusi, sest madalatel ja kõrgetel sagedustel on mittelineaarmoonutuste määramine raskendatud.

Kirjandus: 1, 2, 4, 5, 11, 12, 15, 16.

4 — 8. Faasimoonutused.

Faasimoonutuseks nimetatakse sagedusest sõltuvat võimendaja sisend- ja väljandpingete üksikute harmooniliste komponentide vahelise faasinihke muutumist. Faasimoonutust ei teki, kui võimendaja sisend- ja väljandpingete üksikute harmooniliste vaheline suhteline faasinihe on jääv või muutub lineaarselt sagedusega.

Raadioringhäälingu võimendajates faasimoonutused ei oma tähtsust, sest praktiliselt ei taju kõrv faasimoonutusi. Televisiooni, fototelegraafi ja raadiolokatsiooni võimendajates faasimoonutusi ei tohi tek-

kida, sest selle tulemusena moonutub ülekantav kujutis või signaal.

Faasimoonutuste põhjustajateks on võimendusastmete sidestuselementide reaktiivtakistused. Samuti põhjustavad faasimoonutusi ka võimendusastmetes kasutatavate elektronlampide reaktiivtakistused. Faasimoonutused on sõltuvad lineaarmoonutustest, sest need mõlemad tekivad reaktiivtakistuste toimel. Nende seose ühes võimendusastmes määrab järgmine valem:

$$N = \cos \varphi , \qquad (4 — 31)$$

milles N — võimendaja lineaarmoonutustegur ja φ — võimendaja väljandpingete vaheline faasinihke nurk sõltuvalt sagedusest.

Faasimoonutuste arvutusnäited leiduvad peatükkides 9 . . . 12.

Kirjandus: 1, 5.

4 — 9. Dünaamiline võimsusala.

Dünaamiliseks võimsusalaks nimetatakse madalsagedusvõimendaja nimiväljandvõimsuse P_n ja sama võimendaja minimaalse väljandvõimsuse P_{min} suhet

$$D = \frac{P_n}{P_{min}} . \qquad (4 — 32)$$

Võimendaja nimiväljandvõimsuseks P_n nimetatakse võimendajast saadavat maksimaalset väljandvõimsust, mille juures võimendatava heli moonutused ei ületa tehnilistes tingimustes lubatud suurusi.

Võimendaja minimaalne väljandvõimsus P_n on sõltuv võimendaja endamüra tasemest, kusjuures võimendatav helisageduspinge peab ületama endamüra taseme vähemalt 20 detsibelli võrra.

Kõrvaga tajutav akustiline võimsusala on vastavalt peatükis 2 antud andmetele kuni 120 dB. Sellise suure dünaamilise võimsusala võimendamist on praktiliselt väga raske teostada ja pealegi on see mitteökonoomne. Võimendatava heli ülekandekvaliteet on täiesti rahuldav, kui dünaamiline võimsusala on 60 dB. Kuid ka 60-detsibellise dünaamilise võimsusalaga võimendajate konstrueerimine on praktikas küllaltki keeruline. Seetõttu tegelikult konstrueeritakse kaasaegsed paremad madalsagedusvõimendajad dünaamilise võimsusalaga 45 kuni 50 dB, ning keskpärased võimendajad omavad dünaamilist võimsusala 35 kuni 45 dB. Heliplaatide salvestusseadmetes kasutatavate võimendajate dünaamiline võimsusala on veelgi väiksem (25 kuni 35 dB), sest heliplaatidele ei ole võimalik praktiliselt heli salvestada suurema dünaamilise võimsusalaga.

Algülekannetes on dünaamilised võimsusalad küll suuremad kui võimendajate dünaamilised võimsusalad, nii näiteks: suure sümfooniaorkestri dünaamiline võimsusala on ligikaudu 70 dB ning inimese kõne dünaamiline võimsusala võib ulatuda kuni 50 dB. Seetõttu eriti heakvaliteedilise heliülekande saavutamiseks kasutatakse võimendajates dünaamilise võimsusala avardajaid, millede kirjeldus leidub peatükis 22.

Kirjandus: 1, 5, 12.

4 — 10. Töötamise stabiilsus.

Stabiilselt töötab madalsagedusvõimendaja siis, kui selles ei teki endaergutust ja kui selle iseloomustussuurused pikaajalisel töötamisel jäävad tehnilistes tingimustes antud piiridesse.

Madalsagedusvõimendaja endaergutust põhjustavad astmetevahelised parasiitsidestused, mis tekivad peamiselt madalsagedusvõimendaja toiteseadme kaudu. Seetõttu tuleb madalsagedusvõimendaja projekteerimisel erilist tähelepanu pöörata üksikute võimendusastmete eraldusfiltrite õigele valikule ja arvutusele.

Teiseks tähtsaks madalsagedusvõimendaja stabiilse töötamise tingimuseks on, et selle väljandpinge püsiks stabiilsena, s. t. ei sõltuks koormustakistuse muutusest. Eriti muutuv on koormustakistuse suurus näiteks traathäälingu keskuste võimendajates, kus töötavate valjuhääldajate arv muutub ööpäeva kestel väga tunduvalt.

Võimendaja väljandpinge stabiilsust määratakse stabiilsusteguriga U, mis näitab võimendaja tühijooksul ja nimikoormusel arenevate väljandpingete U_0 ja U_n suhet

$$U = \frac{U_0}{U_n} . \qquad (4 — 33)$$

Ideaalne oleks võimendaja siis, kui $U = 1$, kuid praktikas saavutatavad mini-

maalsed $\dot{U}$ suurused on alati üle ühe. Traathäälingu keskuste võimendajates on $\dot{U}$ väärtus 1,25 kuni 1,4.

Sageli antakse võimendaja väljandpinge stabiilsustegur logaritmilistes ühikutes:

$$\dot{U} = 20 \lg \frac{U_0}{U_n} \text{ dB}. \qquad (4 - 34)$$

Võimendaja töötamine loetakse stabiilseks, kui $\dot{U}$ ei ületa 2 kuni 3 detsibelli.

Kirjandus: 16.

4 — 11. Endamüra tase.

Endamüra tasemeks nimetatakse võimendaja väljandil arenevat müra ilma sisendpingeta.

Endamüra tase on oluline iseloomustussuurus, eriti suure võimendusega madalsagedusvõimendajates. Endamüra tekib elektronlampides, sisend- ja sidestuselementides, toiteseadme lainesuspinge mõjutusel jne.

Elektronlampides tekivad kahinad elektronide korrapäratust liikumisest katoodi ja anoodi vahel. Vananenud elektronlampides esineb ka nõndanimetatud tilkefekt, mis seisab selles, et katood emiteerib korrapäratult ja mitteküllaldasel arvul elektrone.

Sisend- ja sidestuselementides võivad mürapinged tekkida neid mõjutavate mittesoovitavate elektri- või magnetväljade toimel. Samuti võivad võimendaja sidestuselementides tekkida nn. termomürad, mis on tingitud sidestuselementide soojenemisel nendes tekkivast korrapäratust elektronide liikumisest.

Kuna madalsagedusvõimendaja toiteseadme pinge on tavaliselt pulseeriv, siis selle pinge lainesus, kui see ulatab üle lubatava piiri, põhjustab madalsagedusvõimendajas endamüra taseme tõusu.

Võimendaja endamüra tasemest sõltub võimendaja minimaalne kasulik väljandvõimsus. Tajutava heli saavutamiseks peab võimendaja minimaalne kasulik väljandvõimsus ületama endamüra väljandvõimsuse vähemalt 20 detsibelli võrra.

Kirjandus: 1, 12.

4 — 12. Kasutegur.

Kasuteguriks η nimetatakse võimendaja nimiväljandvõimsuse P_n ja toitevõimsuse P_{aa} suhet

$$\eta = \frac{P_n}{P_{aa}}. \qquad (4 - 35)$$

Kasutegur on eriti oluline iseloomustussuurus kantavates ja veetavates võimendajates, sest nende toitmiseks kasutatakse kuivelemente või akumulaatoreid. Kuivelementidest või akumulaatoritest saadav toiteenergia on tunduvalt kallim teistest vooluallikatest saadavast elektrienergiast. Seetõttu ongi suurema kasuteguriga võimendajad eriti hinnatavad olukorras, kus elektrienergiat võimendaja toiteks on võimalik saada ainult kuivelementidest või akumulaatoritest.

Samuti omab kasutegur tähtsust suurema väljandvõimsusega võimsusvõimendajates, kuid pingevõimendajates kasutegur olulist tähtsust ei oma.

Kirjandus: 1, 5, 15, 16.

4 — 13. Konstruktiivseid kaalutlusi ja nõudmisi.

Madalsagedusvõimendajate projekteerimisel tuleb alati arvestada seadmete konstruktiivset lahendamisvõimalust tegelikus tootmisprotsessis. Ainult sel teel on võimalik tagada, et valmistoote iseloomustussuurused tegelikult vastaksid projekteeritud suurustele. Seejuures tuleb arvestada, et konstruktsiooni lõplikku kujundamist mõjutab veel rakendatav tootmisviis. Eristatakse kolme põhilist tootmisviisi: 1) üksiktootmine, 2) seerialine tootmine ja 3) masstootmine.

Määravaks teguriks tootmisviisi valikul on toodetavate ühetüübiliste seadmete hulk ja tootmise pidevus, mis õigustab osade tootmiseks rakendada uusi masinaid ja seadmeid ning projekteerida igale tooteliigile erilisi rakiseid. Juhtumeil kui toode projekteeritakse seerialiseks või masstootmiseks, tuleb konstruktoril oma tööd kooskõlastada tehnoloogiga ning arvestada konstrueerimisel viimase poolt esitatud nõudmisi.

Üldise juhisena esitatakse konstruktorile järgmised nõuded:

1) osade kuju ja konstruktsioon tuleb valida niisugune, et nende tootmise tehnoloogiline protsess oleks lihtne ja odav;

2) tuleb hoiduda kallite ja defitsiitsete materjalide kasutamisest;

3) osade paigutus tuleb valida niisugune, et nende montaaž oleks lihtne ja ülevaatlik, tagades sellega seadme hõlpsa kontrollimise ning remondivõimaluse;

4) tuleb silmas pidada osade võimalikult laialdast unifitseerimist nii oma tehase piirides kui ka võimalust mööda teiste tehaste ulatuses, et tagada seadme ekspluateerimisel esinevate rikete lihtsat ja hõlpsat kõrvaldamist sobivate ja vastastiku vahetatavate osade asendamisega;

5) tuleb arvestada ekspluatatsiooni ökonoomsust, ohutustehnika nõuete täitmist, seadme käsitamise lihtsust, selle arhitektoonilise välimuse vormistamist jne.

Seadmete konstrueerimisel ei pea paika tavaliselt tehtav lihtne järeldus, et mida väiksem ja kergem seda odavam. Konstruktori leidlikkusest sõltuvad seadme mõõted, kaal ja hind, sest mida väiksemate mõõdetega on detailid, seda täpsemat töötlemist nõuab nende valmistamine. Täpistöö on aga tunduvalt kallim ja suurendab seega detailide maksumust. Arvestades detailide hinna suurenemist, sõltuvalt nende töötlemise täpsusklassist, peab konstruktor valima sobivaima variandi.

Arusaadavalt tuleb arvestada ka konstrueeritava seadme rakenduskohta; nii näiteks on transportvahendeil eriti eelistatud väikeste mõõdetega ja kaalult kerged seadmed.

Ülalnimetatust järeldub, et parima lahenduse leidmine seadmete mõõdete, kaalu ja hinna suhtes eeldab konstruktorilt suurt vilumust ning materjalide omaduste ja nendest detailide valmistamise tehnoloogilise protsessi head tundmist.

Massiline tootmine omab tunduvaid eeliseid võrreldes üksiktootmisega. Massilisel tootmisel on võimalik toota odavamalt ja saavutada seejuures kõrgemat toodete kvaliteeti. Massilisel tootmisel on võimalik enamuses rakendada madalama kvalifikatsiooniga ja seega ka odavamat tööjõudu kui üksiktootmisel. Konstruktoril lasub ülesanne koos tehnoloogiga sobitada seadme tootmise tehnoloogiline protsess massiliseks tootmiseks.

5. peatükk.

MADALSAGEDUSVÕIMENDAJATE SISEND-, VÄLJAND- JA TOITEVOOLURINGID.

5 — 1. Madalsagedusvõimendajate sisendringid.

Madalsagedusvõimendajate sisendpingeallikatena on kasutusel: 1) mikrofonid, 2) helipead, 3) magnetofonid, 4) fotorakud, 5) raadiovastuvõtjad ning 6) ülekandeliinid.

Sisendpingeallikate helisageduslikud väljandvõimsused on enamuses küllaltki väikesed, nii näiteks: dünaamilisel mikrofonil (ИРПА-МДЗО) ligikaudu 10^{-9} W (tundlikkus — 58 dB), elektromagnetilisel helipeal ligikaudu 10^{-5} W (tundlikkus — 20 dB) ja vaakum-fotorakul ligikaudu 10^{-10} W (tundlikkus — 70 dB).

Kasutusel olevate madalsagedusvõimendajate väljandvõimsused ulatuvad aga 5 W kuni mitmekümne kilovatini. Järelikult peab madalsagedusvõimendaja eelnimetatud väikesed sisendvõimsused võimendama vajaliku suurusega väljandvõimsuseni. Nii näiteks 100 W väljandvõimsusega kino heliseadme võimendaja peab arendama võimendust 120 detsibelli, sest

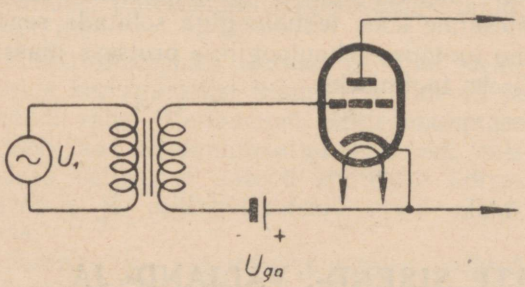
$$K = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg \frac{10^2}{10^{-10}} =$$

$$= 10 \lg 10^{12} = 120 \text{ dB}.$$

Sisendpingeallikate sidestamiseks madalsagedusvõimendajatega kasutatakse nii transformaator- kui ka takistussidestust.

Transformaatorsidestust kasutatakse siis, kui sisendpingeallika sisetakistus on väike, sest teisiti ei ole sisendpingeallika ja madalsagedusvõimendaja sobitus otstarbekas või on sageli isegi võimatu. Nii näiteks on süsimikrofoni sisetakistus mõnikümmend kuni mõnisada oomi, kuid elektronlambi

dünaamiline sisendtakistus võrevooludeta tööreˇiimis on lõpmatu suur ($R_d \approx \infty$). Peale selle vajab süsimikrofon töötamisel katkematut vooluringi alalis-polarisatsioonivoolule, mis paratamatult tingib transformaatori vahelelülitamist; samaaegselt kõrvaldab transformaator polarisatsioonivoolu alaliskomponendi sisendlambi võrevooluringist. Selliste erinevate takistuste sobitamiseks oleks vaja kasutada suure ülekandesuhtega sisendtransformaatoreid. Praktikas on mikrofonitransformaatorid kasutusel ülekandesuhtega 1 : 20 kuni 1 : 40. Tegelikult oleks vaja kasutada veelgi suurema ülekandesuhtega mikrofonitransformaatoreid, kuid seda takistab sekundaarmähise suureks muutuv sisemahtuvus, mis põhjustab kõrgemate sageduste ülekande nõrgenemist. Transformaatorsidestusega sisendvooluringi skeem nähtub jooniselt 5 — 1.

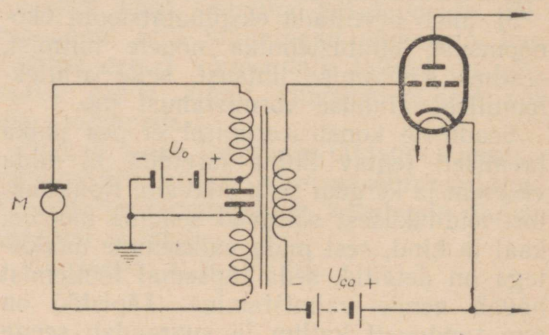


Joonis 5 — 1. Transformaatorsidestusega sisendvooluringi skeem.

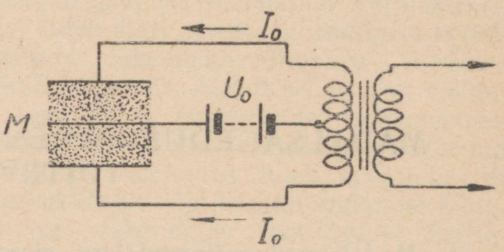
Sageli kasutatakse tavalise transformaatorsidestuse asemel sümmeetrilist transformaatorsidestust. Sümmeetrilise transformaatorsidestusega sisendvooluringi paremuseks on asjaolu, et sisendpingeallika ühendusjuhtmetes välisväljade toimel indutseeruvad häirepinged tasakaalustuvad transformaatoris. Häirepingete tasakaalustumine toimub seetõttu, et sisendjuhtmete paaris indutseeritakse võrdsed häirepinged, mis on teineteisega vastufaasis ja transformaatori primaarmähise sümmeetrilise ehituse tagajärjel sekundaarmähises elektromotoorset jõudu ei indutseeri.

Kuna polarisatsioonivoolu allikas omab teatavat aktiivtakistust, mis lülitatuna transformaatori primaarmähise ühesse õlasse rikuks transformaatori sümmeetrilisust vahelduvate häirepingete suhtes, siis sümmeetrilisuse säilitamiseks sillatakse polarisatsioonivoolu allikas suuremahtuvusliku kondensaatoriga.

Mõnes eriolukorras kasutatakse diferentsiaal-süsimikrofone, milles mittelineaarmoonutused on märksa väiksemad ning mis häiremüradele on vähem tundlikud, võrreldes tavalise süsimikrofoniga. Diferentsiaal-süsimikrofoni põhimõtteline elektriline skeem nähtub jooniselt 5 — 3.



Joonis 5 — 2. Süsimikrofoniga sümmeetrilise sisendvooluringi põhimõtteline skeem.

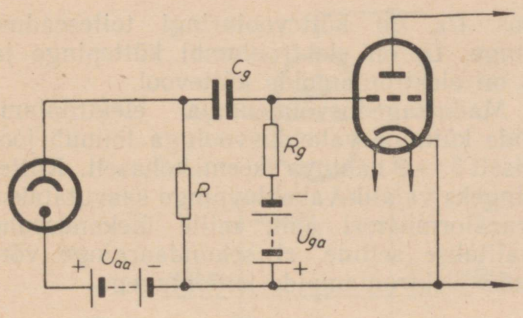


Joonis 5 — 3. Diferentsiaal-süsimikrofoniga sisendvooluringi põhimõtteline skeem.

Suure sisetakistusega sisendpingeallika sidestamiseks kasutatakse takistussidestusega sisendvooluringe. Selliseks suure sisetakistusega sisendpingeallikaks on: fotorakk, kondensaatormikrofon, piesoelektriline helipea jt.

Takistussidestusega sisendvooluringi põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 5 — 4.

Joonisel 5 — 4 antud skeemis on R fotoraku anoodvooluringi koormustakistus, mille suurus valitakse 1,5 kuni 100 MΩ. C_g on võrekondensaator, mis tõkestab alalispinge U_{aa} kandumist elektronlambi võrele ning mille mahtuvus valitakse 10^4 kuni $2 \cdot 10^4$ pF. R_g on võretakistus, mille kaudu antakse elektronlambi võrele vajalik negatiivne eelpinge ning mis juhib võrelt laen-



Joonis 5 — 4. Takistussidestusega sisendvooluringi põhimõtteline skeem. Sisendpingeallikaks on kasutatud fotorakku.

gud katoodile. R_g suurus valitakse sõltuvalt elektronlambi tüübist ning selle maksimaalväärtus tavaliste elektronlampide puhul on 1 MΩ.

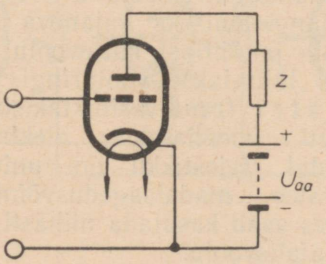
Sarnaselt fotorakuga toimub ka kondensaatormikrofoni lülitamine sisendvooluringi. Arvestades kondensaatormikrofoni väga kõrget sisetakistust valitakse selle kasutamisel R_g takistus sageli 100 kuni 500 MΩ, kuid sel puhul kasutatakse ka eritüüpi elektronlampe. Tavaliste elektronlampide kasutamisel ei või R_g takistus olla üle 1 MΩ.

Kondensaatormikrofoni kasutamisel valitakse koormustakistus R ligikaudu 20 MΩ.

Kirjandus: 12, 15, 16, 17 ja 23.

5 — 2. Madalsagedusvõimendajate väljandvooluringid.

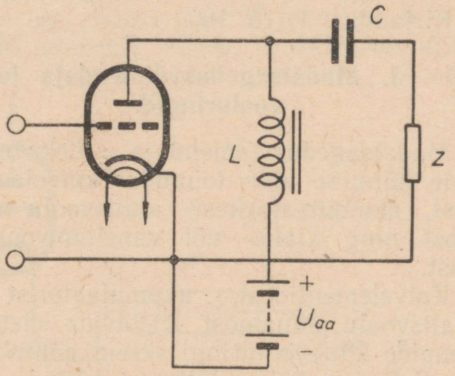
Väikese väljandvõimsusega madalsagedusvõimendajates ühendatakse elektroakustiline seadis (telefon, valjuhääldaja) ainult üksikutel juhtudel vahetult lõppastme elektronlambi anoodvooluringi (joonis 5 — 5). Selline ühendusviis ei ole aga kolmel põhjusel otstarbekas. Esiteks, elektronlampi ja koormust ei ole võimalik sobitada, sest



Joonis 5 — 5. Vahetult sidestatud väljandvooluringi skeem.

tavaliselt elektroakustilise seadise impedants Z erineb tunduvalt madalsagedusvõimendaja lõpplambi sisetakistusest R_i. Teiseks, madalsagedusvõimendaja lõpplambi anoodalalisvool läbib elektroakustilise seadise mähiseid ning järelikult tekitab mähise teraskehas alalisvoolu eelmagneetimise, mille mõjutusel võivad tekkida heli moonutused. Kolmandaks, elektroakustilise seadise mähise isolatsiooni rikke korral seadise metallosad pingestatakse madalsagedusvõimendaja lõpplambi anood-alalispingega, mille tulemusena seadis võib tekitada elektrilööke selle käsitajale.

Nimetatud puuduste tõttu kasutatakse vahetut sidestust käesoleval ajal väga harva. Tavaliselt sidestatakse akustilised seadised või ülekandeliinid madalsagedusvõimendaja lõpplambiga sellekohase väljandfiltri või väljandtransformaatori kaudu. Joonisel 5 — 6 on antud madalsagedusvõimendaja väljandfiltri skeem.

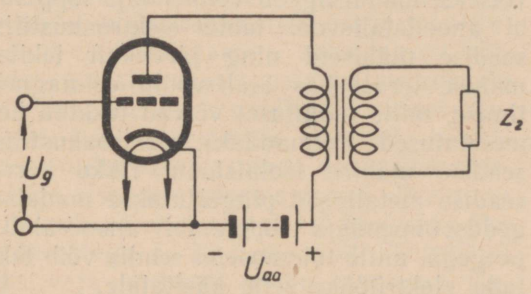


Joonis 5 — 6. Madalsagedusvõimendaja väljandfiltri skeem.

Väljandfilter koosneb transformaatori-lehtterasest südamikuga paispoolist L ja kondensaatorist C.

Lõpplambi anood-alalisvool läbib paispooli, kuid pääs elektroakustilisse seadisesse on kondensaatori C kaudu suletud. Helisagedusvool, vastupidiselt, läbib kondensaatori C kaudu elektroakustilise seadise, kuid suure induktiivtakistuse tõttu on pääs läbi paispooli tõkestatud. Arvestamata kondensaatori C mahtuvustakistust, on elektroakustilise seadise ja lõpplambi sobitus ikkagi juhuslik, sest tavaliselt elektroakustilise seadise näivtakistus on palju väiksem madalsagedusvõimendaja lõpplambi sisetakistusest. Seetõttu leiab prakti-

kas üldisemat kasutamist sidestusviis väljandtransformaatoriga, mille skeem nähtub jooniselt 5 — 7.



Joonis 5 — 7. Transformaatorsidestusega väljandvooluringi skeem.

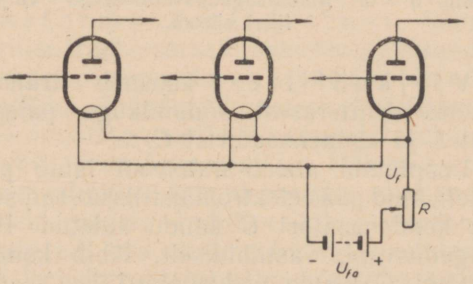
Väljandtransformaatori ülekandesuhte valikuga on võimalik madalsagedusvõimendaja lõpplambi sisetakistusega sobitada igasuguse takistuse suurusega koormust (elektroakustilist seadist või liini).

Kirjandus: 1, 15, 16.

5 — 3. Madalsagedusvõimendaja toitevooluringid.

Madalsagedusvõimendaja elektronlampide kütmine võib toimuda: kuivelementidest, akumulaatoritest, alalisvoolu dünamost ning alalis- või vahelduvvooluvõrgust.

Kuivelementidest, akumulaatorist või alalisvoolu dünamost köetavate elektronlampide küttevooluringi skeem nähtub jooniselt 5 — 8. Selles lülituses kõikide elektronlampide küttepinged on reguleeritavad reostaadiga R. Reostaadi takistust on võimalik arvutada valemiga:

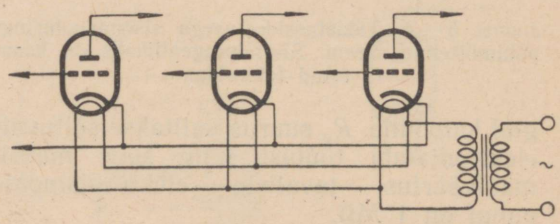


Joonis 5 — 8. Kuivelementidest või akumulaatoritest köetavate elektronlampide küttevooluringi skeem.

$$R = \frac{U_{fa} - U_f}{I_f}\ \Omega, \qquad (5-1)$$

kus U_{fa} on küttevooluringi toiteseadme pinge, U_f on elektronlambi küttepinge ja I_f on elektronlampide küttevool.

Madalsagedusvõimendaja elektronlampide kütmine vahelduvvooluga toimub jooniselt 5 — 9 nähtuva skeemi kohaselt. Küttepingeks vajalik vahelduvpinge saavutatakse transformaatori abil, mille ülekandesuhe valitakse selline, et sekundaarpinge võrduks elektronlampide küttepingega.



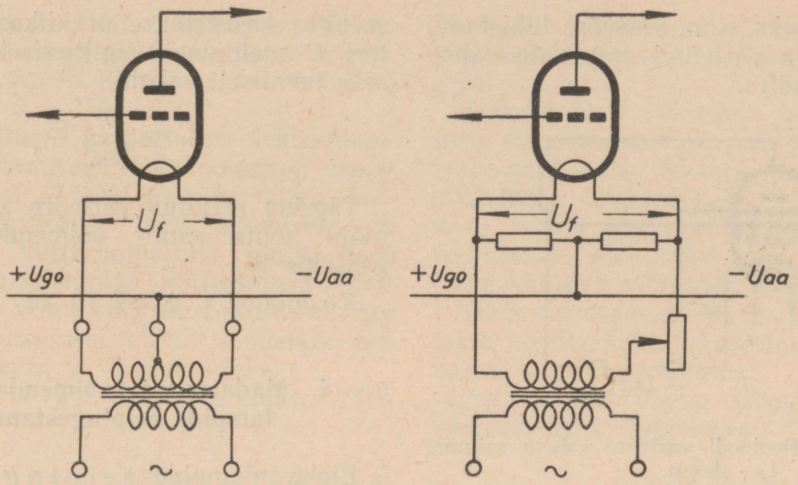
Joonis 5 — 9. Vahelduvvooluga köetavate elektronlampide küttevooluringi skeem.

Erijuhul köetakse ka vahetult köetava katoodiga lõppastme elektronlampe vahelduvvooluga. Sellisel juhul tuleb anoodtoiteseadme negatiivne poolus ja samuti ka võre-eelpingeallika positiivne poolus ühendada küttetransformaatori elektrilise keskpunktiga, nii nagu nähtub jooniselt 5 — 10. Võre-eelpingeallika positiivse ja anoodvooluringi negatiivse pooluse ühendamine ühe kütteniidi otsaga pole lubatav, sest sellega pingestatakse elektronlambi võre teise kütteniidi otsa suhtes küttepinge kõrguse vahelduvpingega, mis liitudes tüürpingega kutsub esile võimendaja väljandil häirepinged, mille tulemusena elektroakustilisest seadisest kuuldub vahelduvvoolu sagedusega võrgutoon.

Alalisvooluvõrgust toidetavates madalsagedusvõimendajates ühendatakse elektronlampide kütteniidid järjestikku, kusjuures toitevõrgu negatiivne poolus ühendatakse võimendaja kõige tundlikuma, s. o. esimese elektronlambiga (joonis 5 — 11). Võrgupinge langetamiseks vajaneva küttepinge kõrgusele ja ühtlasi küttevoolu stabiliseerimiseks lülitatakse vooluringi järjestikku t e r m i s t e r (raud-vesiniktakisti jt.) R.

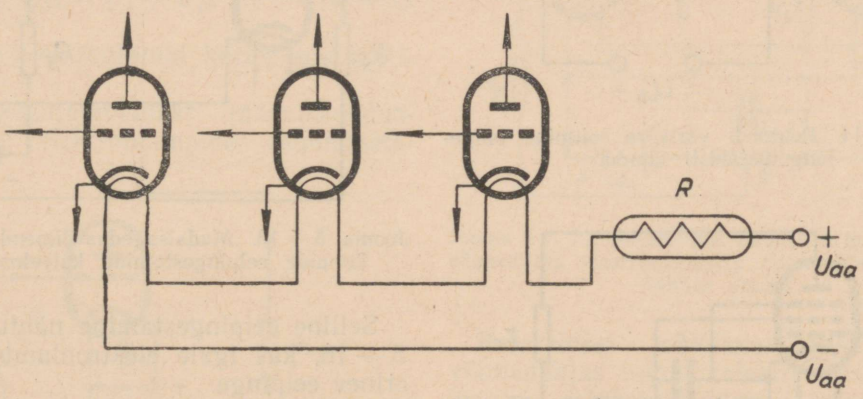
Samuti ühendatakse elektronlampide kütteniidid järjestikku nn. universaalselt toidetavates madalsagedusvõimendajates, kusjuures saab kasutada niihästi vahelduvkui ka alalisvoolu.

Madalsagedusvõimendaja elektronlampide anoodvooluringide toitmine toimub

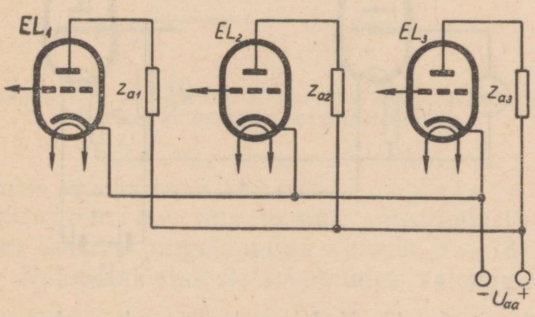


Joonis 5 — 10. Vahetult kõetavate elektronlampide küttevooluringide skeemid vahelduvvooluga kütmisel.

alalisvooluga. Anoodvooluringide toitmiseks vajalik alalisvool saadakse kas kuivelementidest, akumulaatoritest, alaldajatest või pöörlev- või vibraatormuundajatest. Sõltumata toitevooluseadme tüübist, jääb elektronlampide anoodvooluringi skeem sarnaseks, nagu nähtub jooniselt 5 — 12. Sellelt skeemilt näeme, et anoodvooluringi



Joonis 5 — 11. Alalisvooluvõrgust toidetavate elektronlampide küttevooluringi skeem.



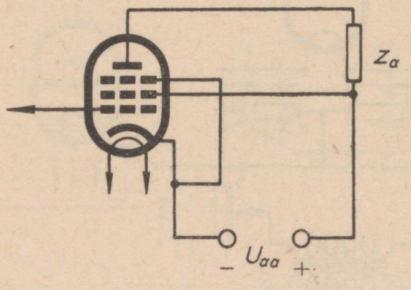
Joonis 5 — 12. Madalsagedusvõimendaja elektronlampide anoodvooluringide skeem.

toiteseadme positiivne poolus on ühendatud läbi koormustakistuste elektronlampide anoodidega ja negatiivne poolus on ühendatud elektronlampide katoodidega.

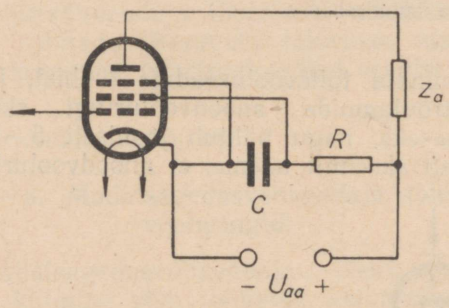
Mitmevõrelistel elektronlampidel toimub varivõre toitmine anoodtoiteseadmest. Varivõre toitmist võib teostada sõltuvalt varivõre pingest kas vahetult, läbi takisti või pingejagaja kaudu. Joonistelt 5 — 13 kuni 5 — 15 on näha mitmevõreliste elektronlampide varivõrede toitmisviisid.

Jooniseilt 5 — 14 ja 5 — 15 nähtuvad kondensaatorid on vajalikud varivõrepinge

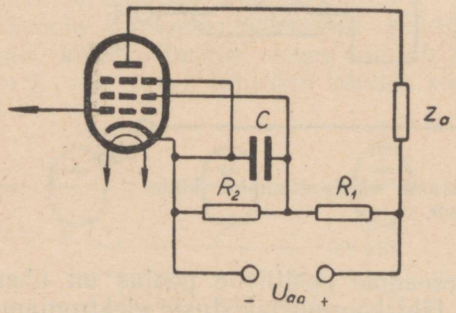
stabiliseerimiseks, s. o. varivõre lühistamiseks katoodiga varivõrel arenevate vahelduvpingete suhtes.



Joonis 5 — 13. Pentoodi varivõre vahetu toitmise skeem.



Joonis 5 — 14. Pentoodi varivõre toitmine pingelangetustakisti kaudu.



Joonis 5 — 15. Pentoodi varivõre toitmine pingejagaja kaudu.

Kondensaatori C mahtuvuse valikul lähtutakse tavalisest tingimusest, et selle mahtuvustakistus madalamal võimendataval sagedusel oleks vähemalt viis korda väiksem varivõre vooluringi takistusest R

$$\frac{1}{\omega_m C} \leqslant R/5,$$

seetõttu kasutatakse praktikas kondensaatori C mahtuvuse ligikaudseks arvutamiseks tavaliselt valemit:

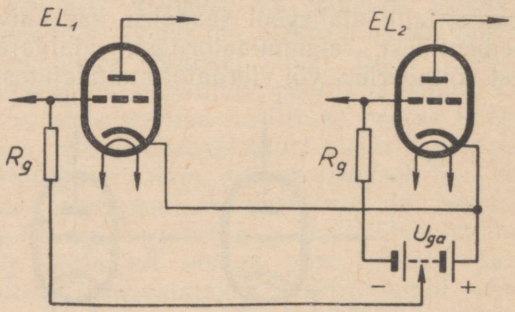
$$C = \frac{5}{\omega_m R} \text{ F.} \qquad (5-2)$$

Täpsem selgitus varivõre kondensaatori mõju kohta astme võimendusele leidub peatükis 9.

Kirjandus: 1, 2, 15, 16, 17.

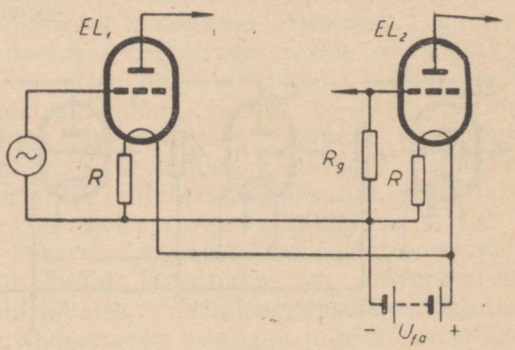
5 — 4. Madalsagedusvõimendaja elektronlampide eelpingestamine.

Elektronlampide eelpingestamine võib toimuda mitmel viisil. Kõige vanem ning praegusel ajal vähe kasutatav elektronlampide eelpingestamisviis on eelpingestus kuivelementidega.



Joonis 5 — 16. Madalsagedusvõimendaja elektronlampide eelpingestamine kuivelementidega.

Selline eelpingestamine nähtub jooniselt 5 — 16, kus igale elektronlambile antakse erinev eelpinge.



Joonis 5 — 17. Madalsagedusvõimendaja elektronlampide eelpingestamine küttevooluringi asetatud takistiga.

Samuti harva leiab kasutamist madalsagedusvõimendaja elektronlampide eelpingestamine küttevooluringi asetatud takisti abil (joonis 5 — 17).

Selles lülituses kasutatakse elektronlambi eelpingestamiseks küttevooluringi asetatud takistusel R tekkivat pingelangu. Sellise eelpingestamise viisi puuduseks on asjaolu, et küttevooluallika pinge peab olema elektronlampide küttepingest võre-eelpinge U_{g0} võrra kõrgem. Seetõttu on see lülitusviis kasutusel ainult madalate eelpingete (1 kuni 2 V) saamiseks.

Takistuse R väärtus arvutatakse valemiga:

$$R = \frac{U_{g0}}{I_f}\ \Omega, \qquad (5-3)$$

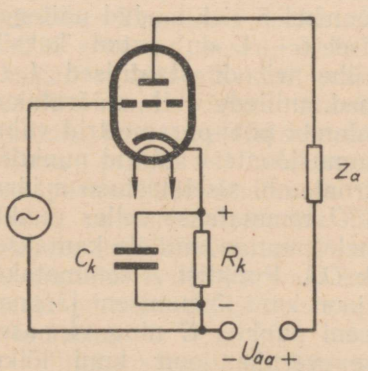
kus U_{g0} on elektronlambi võre-eelpinge absoluutväärtus algolukorras ja I_f on elektronlambi küttevoolu tugevus.

Küttevooluringi toiteseadme pinge U_{fa} arvutatakse valemiga:

$$U_{fa} = U_f + U_{g0}\ \text{V}, \qquad (5-4)$$

kus U_f on elektronlambi küttepinge voltides.

Enam kasutatavamaks madalsagedusvõimendaja elektronlampide eelpingestamise viisiks on automaatne eelpingestamine, mis toimub katoodtakistusel tekkiva pingelanguga (joonis 5 — 18).



Joonis 5 — 18. Madalsagedusvõimendaja elektronlampide automaatne eelpingestamine.

Katoodtakistus R_k arvutatakse valemiga:

$$R_k = \frac{|U_{g0}|}{I_{k0}}\ \Omega, \qquad (5-5)$$

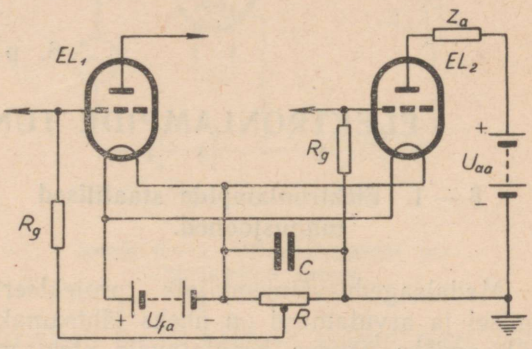
kus I_{k0} on elektronlambi katoodvoolu tugevus algolukorras, s. t. ilma võre tüürpingeta.

Katoodtakisti sillatakse suure mahtuvusega kondensaatoriga C_k. See on vajalik katoodtakistusel tekkiva anood-vahelduvpingelangu ärastamiseks, sest katoodtakistusel tekkiv anood-vahelduvpingelang on vastufaasis võre tüürpingega, mille tagajärjel väheneb võimendusastme võimendus.

Sildkondensaatori C_k mahtuvus arvutatakse tavaliselt tingimusest, et selle mahtuvustakistus madalaimal võimendataval sagedusel peab olema vähemalt viis korda väiksem katoodtakistusest

$$C_k = \frac{5}{\omega_m R_k}\ \text{F}. \qquad (5-6)$$

Täpsem selgitus R_k ja C_k mõjust astme võimendusele leidub peatükis 9.



Joonis 5 — 19. Patareidest toidetava madalsagedusvõimendaja elektronlampide automaatse eelpingestamise skeem.

Patareidest toidetavas madalsagedusvõimendajas toimub elektronlampide automaatne eelpingestamine jooniselt 5 — 19 nähtuva skeemi kohaselt.

Nagu näeme jooniselt 5 — 19, on anoodvooluringi toiteseadme negatiivse pooluse ja küttepatarei negatiivse pooluse vahele ühendatud takistus R, millel tekkivat pingelangu kasutatakse elektronlampide eelpingestamiseks. Kuna tavaliselt lõppastme elektronlamp vajab kõrgemat negatiivset võre-eelpinget, siis eelmistele elektronlampidele, sõltuvalt vajadusest, antakse takistusel R tekkivast pingelangust ainult osa. Eelpingetakistuse R väärtus arvutatakse käesoleval juhul valemiga:

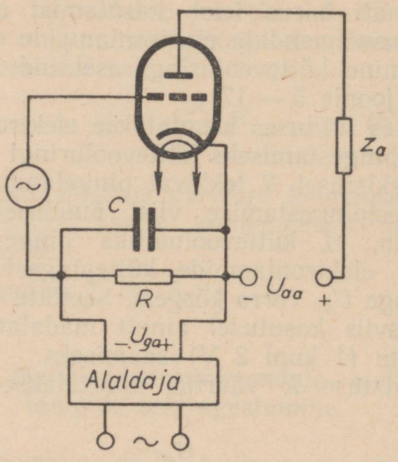
$$R = \frac{|U_{g0}|}{I_{k0}}\ \Omega. \qquad (5-7)$$

Takisti R sillatakse kondensaatoriga C, mille mahtuvuse arvutamiseks võib kasutada valemit 5 — 6.

Suure väljandvõimsusega madalsagedusvõimendajates kasutatakse elektronlampide eelpingestamiseks sageli eraldi alaldajat (joonis 5 — 20).

Jooniselt 5 — 20 nähtub, et eelpingealaldaja koormuseks on takisti, mis on sillatud suure mahtuvusega kondensaatoriga. See koormustakisti on vajalik alaldaja suunaja sildamiseks, sest vastasel korral katkestatakse vooluring elektronlambi võre ja katoodi vahel, võrelt katoodile suunduvatele elektronidele (suunaja vastusuunas juhtivust ei oma).

Kirjandus: 1, 2, 5, 11, 12, 15, 16, 17.



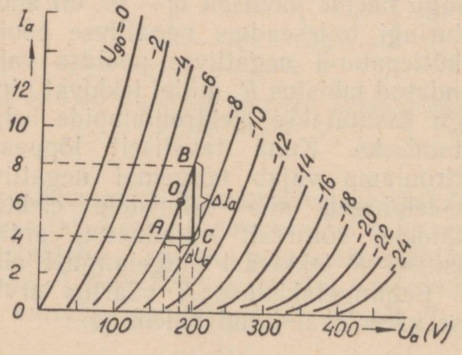
Joonis 5 — 20. Madalsagedusvõimendaja elektronlampide eelpingestamise skeem eraldi alaldajast.

6. peatükk.

ELEKTRONLAMPIDE TUNNUSJOONI JA TÖÖREŽIIME.

6 — 1. Elektronlampide staatilised tunnusjooned.

Madalsagedusvõimendajate projekteerimisel ja arvutamisel on üheks tähtsamaks ülesandeks nendes kasutatavate elektronlampide õige töörežiimi määramine. Selleks kasutatakse elektronlampide I_a-U_a või I_a-U_g staatilisi tunnusjooni, millede järgi on võimalik määrata elektronlambi põhiparameetreid. Elektronlambi I_a-U_a staatiliste tunnusjoonte ja koormussirge abil on graafiliselt võimalik määrata ka vastavat dünaamilist I_a-U_g tunnusjoont, mille kohta leidub lähem selgitus punktis 6 — 2.



Joonis 6 — 1. Kaksiktrioodi 6H8C I_a-U_a tunnusjoonte sari.

Elektronlambi põhi-parameetrite määramist staatiliste tunnusjoonte järgi selgitatakse joonisel 6 — 1 toodud näitega.

Joonisel 6 — 1 on antud kaksiktrioodi 6H8C ühe trioodi staatilised I_a-U_a tunnusjooned, millede abil määratakse selle elektronlambi põhi-parameetrid vabalt ühel neist tunnusjoontest valitud punktis O.

Elektronlambi sisetakistuse määramiseks punktis O tõmmatakse selles punktis tunnusjoonele puutuja, millele kantakse lühike joonlõik OA. Punktist A tõmmatakse horisontaaljoon kuni lõikumiseni järgneva tunnusjooneni punktis C ning viimasest püstitatakse vertikaaljoon kuni lõikumiseni puutujaga punktis B. Saadud tunnuskolmnurga ABC kaudu määratakse jooniselt ΔU_a ja ΔI_a arvväärtused ning arvutatakse R_i.

$U_{a0} = 190$ V; $U_{g0} = -6$ V; $I_{a0} = 6$ mA;

$\Delta I_a = 4$ mA; $\Delta U_a = 35$ V;

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = \frac{205 - 170}{4 \cdot 10^{-3}} = \frac{35}{4 \cdot 10^{-3}} =$$

$$= 8{,}75 \cdot 10^3 \ \Omega.$$

Jooniselt leitud U_{a0} ja I_{a0} arvväärtustega on võimalik arvutada elektronlambi anoodkadu punktis O, mis on:

$$P_{a0} = U_{a0} I_{a0} = 190 \cdot 6 \cdot 10^{-3} = 1{,}15 \text{ W}.$$

Elektronlambi tõus punktis O määratakse sama tunnuskolmnurga ABC kaudu. Vastavalt jooniselt 6 — 1 leitud ΔI_a ja ΔU_g arvväärtustele arvutatakse S

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{(-6)-(-8)} = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{2} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}.$$

Arvutatud R_i ja S arvväärtuste abil leitakse elektronlambi võimendustegur punktis O:

$$\mu = SR_i = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 8{,}75 \cdot 10^3 = 17{,}5.$$

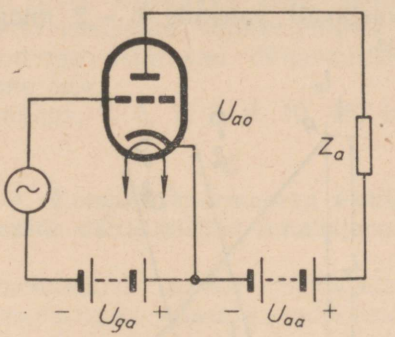
Eelnimetatud elektronlambi iseloomustussuuruste määramise viis annab küllaldase täpsusega tulemusi trioodide kohta. Jugatetroodide ja pentoodide I_a-U_a tunnusjooned omavad U_a teljega väga väikest tõusu ning seetõttu täpne ΔI_a määramine on raskendatud, mille tulemusena ka S ja R_i suurused saadakse ligikaudsed.

Praktikas tuleb aga arvestada seda, et tehaste poolt antud elektronlampide staatilised I_a-U_a ja samuti ka I_a-U_g tunnusjoonte sarjad vastavad elektronlambi keskmistele parameetritele. Tegelikult elektronlampide parameetrid erinevad keskmistest, tunnusjoonte sarjadest määratavatest parameetritest, mistõttu nende täpsed arvväärtused saab kindlaks teha ainult otsese mõõtmise teel. Kuna praktiliselt elektronlampide tegelikud parameetrid enamuses ei erine keskmistest parameetritest üle 5%, siis võimendajate projekteerimisel kasutatakse peaaegu eranditult tehaste poolt koostatud keskmistele parameetritele vastavaid tunnusjoonte sarju.

Tänu silmapaistvate nõukogude teadlaste M. A. Bontš-Brujevitši, A. A. Tšernõševski, S. A. Vekšinski jt. algatusele, kes esimesena oma katselaboratooriumides organiseerisid kodumaise elektronlampide tööstusliku tootmise, on neist laboratooriumidest välja võrsunud kõrgetasemeline nõukogude elektronseadistetööstus, mis Suure Isamaasõja ajal täielikult kindlustas Nõukogude Armee tohutud nõuded sel alal. Moodsate elektronseadiste valmistamise alal sammub praegu nõukogude elektronseadistetööstus, võrreldes kapitalistlike maadega, esirinnas, rahuldades oma kvaliteetse toodanguga kõik väga laialdased vajadused meie rahvamajanduses.

6 — 2. Tegevkoormusega elektronlampide dünaamilised tunnusjooned.

Elektronlampide rakendamisel võimendajates on enamasti nende anoodvooluringides koormustakistused. Seetõttu elektronlampide anoodpinged on tegelikult madalamad võimendaja toiteseadme pingest.



Joonis 6 — 2. Võimendusastme põhimõtteline skeem.

Jooniselt 6 — 2 nähtuva skeemi järgi võib otsustada, et elektronlambi anoodpinge on toiteseadme pingest madalam pingelangu võrra, mis tekib anoodkoormustakistusel Z_a. Arvutuse lihtsustamiseks oletatakse käesoleval juhul, et Z_a omab ainult aktiivtakistust, s. t. $Z_a = R_a$. Järelikult elektronlambi anoodpinge on arvutatav valemiga:

$$U_{a0} = U_{aa} - I_{a0} R_a \text{ V}. \qquad (6 — 1)$$

Valemit 6 — 1 nimetatakse elektronlambi anoodpinge võrrandiks selle dünaamilises tööreŽiimis. Kuna see on esimese astme võrrand, siis graafiliselt saadakse selle võrrandiga elektronlambi I_a-U_a tunnussarjal sirge (joonis 6 — 3), mida nimetatakse elektronlambi koormussirgeks. Koormussirge lõikub koordinaatteIgedega punktides A ja B. Punkti A ordinaat I_y arvutatakse valemiga:

$$I_y = \frac{U_{aa}}{R_a} \text{ A}, \qquad (6 — 2)$$

ning punkti B abstsiss U_x on võrdne toiteseadme pingega U_{aa}:

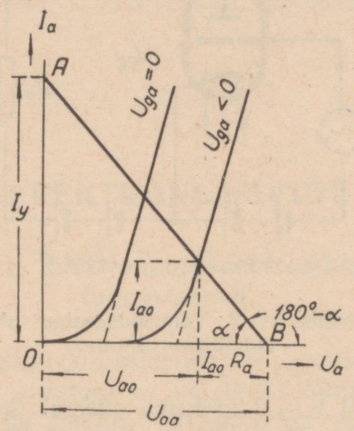
$$U_x = U_{aa} \text{ V}. \qquad (6-3)$$

Punktide A ja B ühendamisel sirgega saadaksegi anoodkoormussirge antud koormustakistuse R_a kohta.

Koormussirge tõusunurga tangensi absoluutväärtus arvutatakse valemiga:

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{I_y}{U_{aa}} = \frac{1}{R_a}. \qquad (6-4)$$

Asetades valemisse 6 — 1 mitmesuguseid R_a väärtusi, selgub, et koormussirge tõusunurk muutub sõltuvalt takistusest R_a, sest vastavalt valemile 6 — 2 muutub I_y väärtus.

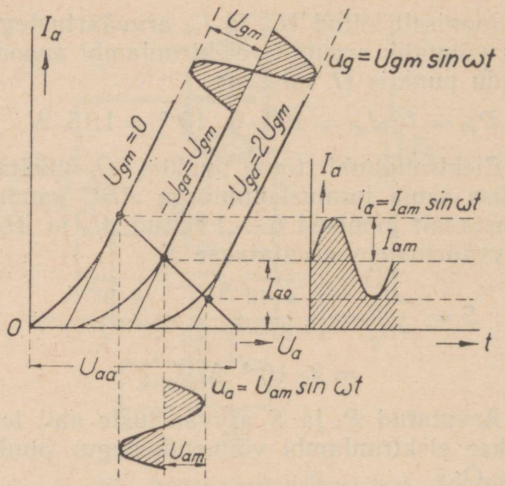


Joonis 6 — 3. Trioodi anoodkoormussirge graafiline kujundamine.

Koormussirge lõikepunktid staatiliste tunnusjoontega näitavad anoodvoolu tugevusi ja nendele vastavaid anoodpingeid, mis tekivad antud võre-eelpingetel. Teades elektronlambi tüürpinge kõrgust, on võimalik graafiliselt määrata anoodvoolu ja anoodpinge vastavaid väärtusi, millel on suur praktiline tähtsus elektronlambi õige töörežiimi määramisel.

Elektronlambi staatiliste tunnusjoonte ja tunnusjoonte sarjale kantud koormussirge abil on võimalik graafiliselt määrata anoodvoolu ja -pinge muutusi sõltuvalt võrepingest.

Jooniselt 6 — 4 nähtuvad trioodi anoodvoolu ja -pinge sõltuvused siinuseliselt muutuvast võrepingest. Sellel joonisel on anoodvoolu ja -pinge kõverad valmistatud



Joonis 6 — 4. Trioodi anoodvoolu ja -pinge sõltuvus siinuseliselt muutuvast võrepingest, vastavalt ideaalstaatilistele tunnusjoontele.

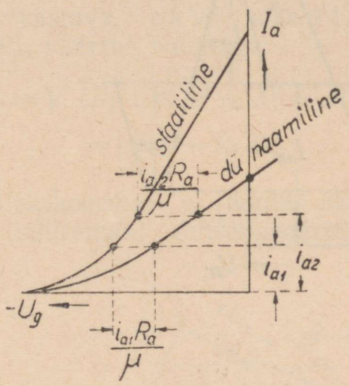
ideaalstaatiliste tunnusjoontena. Teatavasti nimetatakse elektronlambi ideaalstaatiliseks tunnusjooneks sirget, mis asendab tegelikult kõverat staatilist tunnusjoont. Arusaadavalt tekib ideaalstaatiliste tunnusjoonte kasutamisel teatav viga, sest tegelikult anoodvoolu ja -pinge väärtused erinevad ideaalstaatilistele tunnusjoontele vastavatest suurustest. Kui aga elektronlamp rakendatakse töösse sellise võre-eelpingega, et tööpunkt asub tunnusjoonte sirgosade keskel, siis ideaalstaatilised ja tegelikud staatilised tunnusjooned märgatavalt ei erine ning tekkiv viga on väga väike. Ideaalstaatiliste tunnusjoonte kasutamine aga lihtsustab tunduvalt võimendusastmete iseloomustussuuruste analüütilist arvutust ning seetõttu kasutatakse neid juhtudel, kus selle tulemusena tekkivad vead ei ületa lubatavaid piire.

Sageli on vajalik elektronlambi staatilist tunnusjoont I_a-U_g asendada dünaamilise tunnusjoonega, mida on võimalik teha kahel viisil. Esimesel juhul määratakse dünaamilise tunnusjoone rajapunktid kindlaks selliselt, nagu nähtub jooniselt 6 — 5. Teisel juhul määratakse dünaamilise tunnusjoone rajapunktid graafiliselt, nii nagu on näha jooniselt 6 — 6.

Joonisel 6 — 5 toimub dünaamilise tunnusjoone rajapunktide määramine järgmistel kaalutlustel.

Anoodpinge muutus $\Delta U_a = i_a R_a$ võrra mõjutab teatavasti anoodvoolu tugevust

niisama palju, kui mõjutab seda võrepinge muutus $\Delta U_g = i_a R_a/\mu$ võrra. Järelikult dünaamilise tunnusjoone raja määramiseks on vaja vastavalt i_a väärtustele arvutada suurused $i_a R_a/\mu$ ja nendele arvväärtustele vastavalt kantakse punktid staatilisest tunnusjoonest $i_a R_a/\mu$ arvväärtuste võrra paremale, nii nagu nähtub jooniselt 6 — 5.



Joonis 6 — 5. Elektronlambi dünaamiline tunnusjoon I_a-U_g.

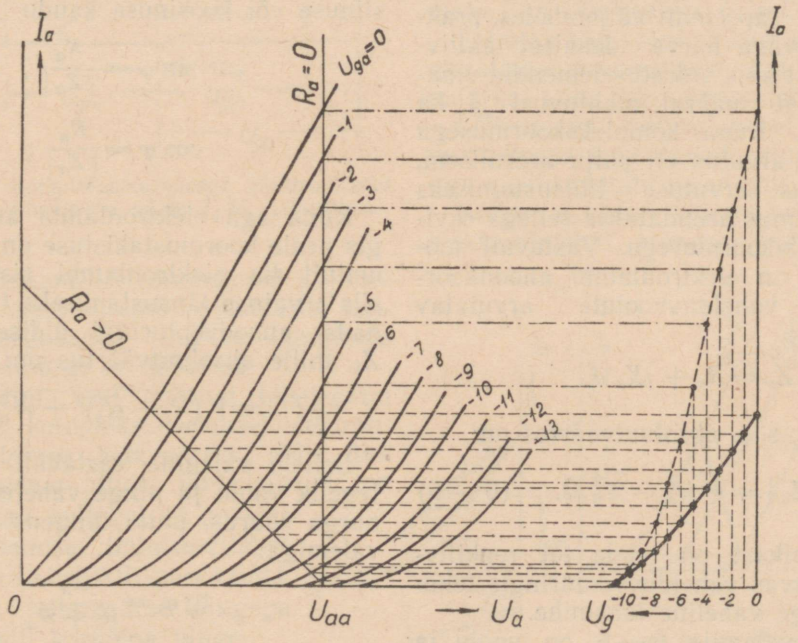
Elektronlambi staatilise ja dünaamilise tunnusjoone graafilise määramise meetod I_a-U_g teljestikus selgub jooniselt 6 — 6. Staatilise tunnusjoone joonestamiseks tõmmatakse joonisel 6 — 6 abstsissteljelt punktist U_{aa} üles vertikaaljoon, mille lõikepunktidest U_g tunnusjoontega tõmmatakse horisontaaljooned I_a-U_g teljestikule. Järgnevalt tõmmatakse I_a-U_g teljestikus abstsissteljelt üles vertikaaljooned iga võre-eelpinge U_g kohalt ning nende lõikepunktid vastavate horisontaaljoontega ongi staatilise tunnusjoone rajapunktid.

Dünaamilise tunnusjoone määramiseks arvutatakse valemiga 6 — 2 I_y arvväärtus ning kantakse koormussirge I_a-U_a teljestikule. Koormussirge lõikepunktidest U_g tunnusjoontega tõmmatakse horisontaaljooned I_a-U_g teljestikku ning nende lõikepunktid vastavate võre-eelpingete vertikaaljoontega määravad dünaamilise tunnusjoone raja.

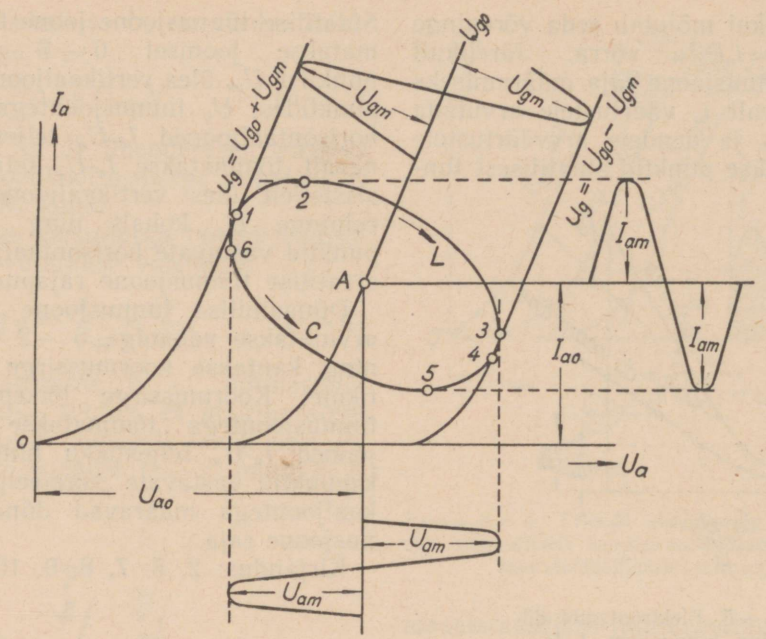
Kirjandus: 2, 5, 7, 8, 9, 10, 15, 16.

6 — 3. Komplekskoormusega elektronlampide dünaamilised tunnusjooned.

Võimendajates esineb elektronlampide anoodvooluringis sageli komplekskoormus. Komplekskoormuseks nimetatakse sellist koormust, mis omab aktiiv- ja reak-



Joonis 6 — 6. Trioodi staatilise ja dünaamilise tunnusjoone I_a-U_g graafilise määramise meetod, vastavalt koormustakistusele R_a.



Joonis 6 — 7. Komplekskoormusega elektronlambi koormuse tunnusjoone näide I_a-U_a teljestikus.

tiivtakistust. Reaktiivtakistuse tekitajateks on teatavasti mahtuvused ja induktiivsused. Järelikult praktikas on komplekskoormuseks transformaatorid, paispoolid jt. induktiivsust ja mahtuvust omavad sidestuselemendid. Täpsemalt väljendades, praktikas esineb väga harva ideaalset aktiivkoormust, sest kõik sidestuselemendid omavad mõningal määral mahtuvust ja ka induktiivsust. Kuna komplekskoormusega võimendajate arvutus on palju keerulisem, siis praktikas arvutuse lihtsustamiseks komplekskoormus asendatakse sellega ekvivalentse aktiivkoormusega. Vastavalt joonisele 6 — 2 on elektronlambi anoodkoormustakistus vahelduvvoolule arvutatav valemiga:

$$Z_a = R_a + jX_a\ \Omega,$$

mille moodul, s. t. absoluutväärtus on:

$$|Z_a| = \sqrt{R_a^2 + X_a^2}\ \Omega. \qquad (6-5)$$

Elektrotehnikast on teada, et reaktiivtakistust omavas vahelduvvooluringis tekib voolu ja pinge vaheline faasinihe.

Vastavalt valemile 6 — 5 on voolu ja pinge vahelise faasinihkenurga tangens arvutatav valemiga:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{X_a}{R_a}. \qquad (6-6)$$

Samuti on võimalik voolu ja pinge vahelise faasinihkenurga suurust leida selle siinuse või koosinuse kaudu

$$\sin\varphi = \frac{X_a}{|Z_a|},$$

$$\cos\varphi = \frac{R_a}{|Z_a|}.$$

Kuna aga elektronlambi anoodvooluringis peale koormustakistuse on alati paratamatult ka elektronlambi sisetakistus R_i, siis arvutuse täpsustamiseks tuleb Z_a asendada anoodvooluringi üldise takistusega Z_1, mille absoluutväärtus on:

$$|Z_1| = \sqrt{(R_i + R_a)^2 + X_a^2}\ \Omega. \qquad (6-7)$$

Sellele valemile vastavalt muutub ka tegelik voolu ja pinge vahelise faasinihkenurga suurus, mille tangens on arvutatav valemiga:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{X_a}{R_i + R_a}. \qquad (6-8)$$

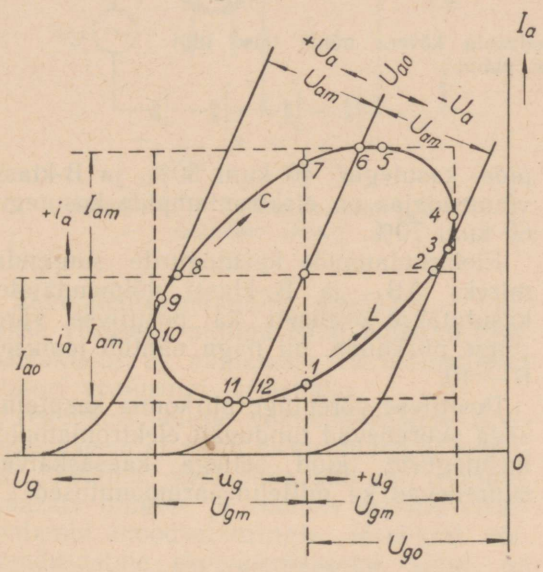
Analüütiliselt on võimalik tõestada, et voolu ja pinge vahelise faasinihke puhul

anoodvooluringis elektronlambi koormuse tunnusjoon I_a-U_a teljestikus ning dünaamiline tunnusjoon I_a-U_g teljestikus on ellipsikujulised, nii nagu nähtub joonistelt 6 — 7 ja 6 — 8.

Ellipsi-kujulist koormuse tunnusjoont asendava koormussirge määramiseks arvutatakse vastava ekvivalenttakistuse R_{ae} väärtus valemiga:

$$R_{ae} = \sqrt{(R_i + R_a)^2 + X_a^2} - R_i = \\ = |Z_1| - R_i \ \Omega. \qquad (6-9)$$

Komplekskoormus ei tekita aktiivkoormusest suuremaid mittelineaarmoonutusi



Joonis 6 — 8. Komplekskoormusega elektronlambi dünaamilise tunnusjoone näide I_a-U_g teljestikus.

juhul, kui dünaamilist tunnusjoont kujutav ellips asub elektronlambi staatiliste tunnusjoonte sirgosadel, milline tingimus praktikas enamuses on täidetud.

Lõpuks olgu veel juhitud tähelepanu asjaolule, et komplekskoormusel elektronlambi anoodpinge hetkväärtus võib ületada toiteseadme pinge. Füüsikaliselt on see selgitatav sellega, et anoodvoolu vähenemisel indutseeritakse anoodkoormuse induktiivsuses EMJ, mis liitudes toiteseadme pingega tekitab anoodil kõrgema pinge.

Kirjandus: 5, 15, 16.

6 — 4. Elektronlampide tööliigid.

Elektronlampe on võimalik rakendada kahte liiki võnkumiste tekitamiseks:

1) Esimese liigi võnkumiste töötingimustes areneb elektronlambis anoodvool kogu perioodi kestel, nii nagu nähtub jooniselt 6 — 9.

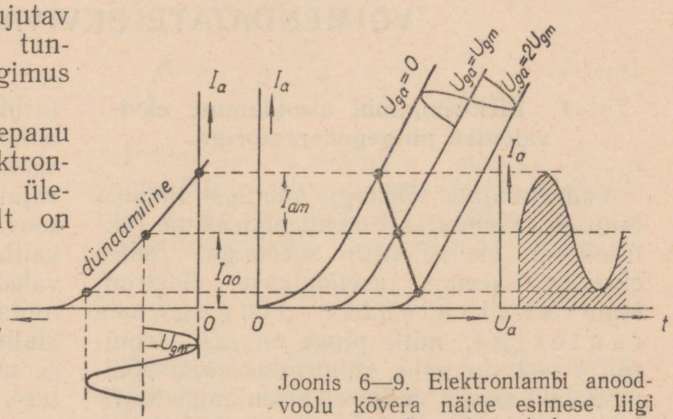
2) Teise liigi võnkumiste tingimustes areneb elektronlambis anoodvool ainult osa perioodi kestel, nii nagu selgub jooniselt 6 — 10.

Teise liigi võnkumiste uurimiseks kasutatakse harilikult kahekordset lõikenurka 2Θ, mis graafiliselt on näidatud joonisel 6 — 10 ja mis kujutab seda osa perioodist elektrilistes kraadides, mil anoodvool tegelikult voolab. Esimese liigi võnkumiste puhul, millal anoodvool voolab kogu perioodi kestel, on $2\Theta = 360°$, s. t. lõikenurk Θ on 180°. Esimese liigi võnkumiste tekitamisel on elektronlampide kasutegurid väikesed (tavaliselt $\eta = 20$ kuni 30%), mis ongi selle tööliigi peamiseks puuduseks. Teise liigi võnkumiste tekitamisel on elektronlampide kasutegurid tunduvalt suuremad ($\eta = 40$ kuni 80%). Teise liigi võnkumiste puhul on elektronlambi kasutegur suurem selle tõttu, et elektronlambi anoodvoolu alaliskomponent on väiksem kui esimese liigi võnkumiste puhul.

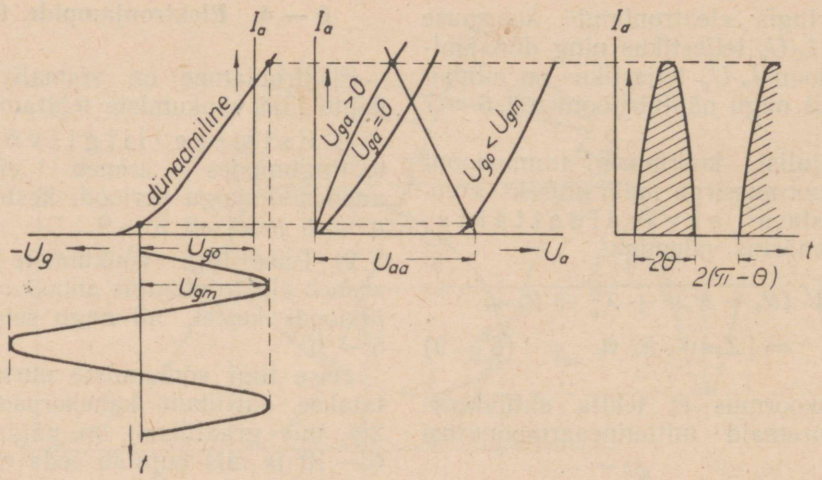
Esimese liigi võnkumiste kasutamisel on mittelineaarmoonutused tunduvalt väiksemad kui teise liigi võnkumiste kasutamisel.

Lõikenurga vähendamisel mittelineaarmoonutused suurenevad, suureneb ühtlasi aga elektronlambi kasutegur.

Kõigis A-klassi võimendajates töötavad elektronlambid esimese liigi võnkumiste



Joonis 6—9. Elektronlambi anoodvoolu kõvera näide esimese liigi võnkumiste puhul.



Joonis 6 — 10. Elektronlambi anoodvoolu kõvera näide teise liigi võnkumiste puhul.

tingimustes. A-klassi võimendaja kasutegur trioodidega on kuni 25% ja pentoodidega kuni 40%.

Kõik pingevõimendajad ja ka väikese väljandvõimsusega võimsusvõimendajad on tegelikult A-klassi võimendajad.

Suurema väljandvõimsusega madalsagedusvõimendajad on aga tavaliselt AB- või B-klassi võimendajad, milledes elektronlambid töötavad põhiliselt teise liigi võnkumiste tingimustes.

AB-klassi võimendajas on elektronlampide kasutegur 40 kuni 50% ja B-klassi võimendajas on elektronlampide kasutegur 60 kuni 70%.

Elektronlampide kasutegurite suurendamiseks AB_2- ja B_2-klassi võimendajates kasutatakse osaliselt ka positiivse võrepinge piirkonda, nii nagu nähtub jooniselt 6 — 10.

Positiivse võrepinge piirkonna kasutamisega suurenevad tunduvalt elektronlampide kasutegurid, kuid sellega kaasaskäivalt suurenevad ka mittelineaarmoonutused.

7. peatükk.

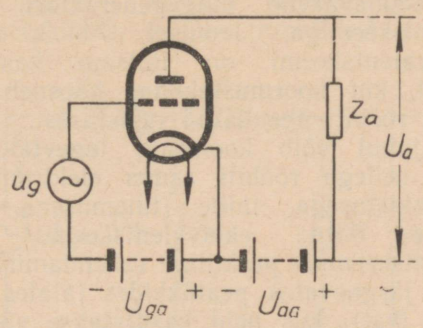
VÕIMENDAJATE EKVIVALENTSKEEMID.

7 — 1. Elektronlambi asendamine ekvivalentse pingegeneraatoriga.

Võimendajate töökäigu analüüsi lihtsustamiseks asendatakse võimendusastme lülitusskeem ekvivalentse skeemiga. Selles ekvivalentskeemis asendatakse elektronlamp ekvivalentse pingegeneraatoriga, mille pinge on μU_g. Jooniselt 7 — 1 on näha võimendusastme põhimõtteline skeem, mille elektronlampi tüüritakse vahelduvpingega $u_g = U_{gm} \sin \omega t$. Lisaks vahelduvpingele antakse elektronlambi võrele negatiivne alalis-eelpinge U_{ga}. Võre-eelpinge U_{ga} on elektronlambi võrele vajalik selleks, et seda rakendada töösse soovitud tööpunktis, s. t. eelpingega U_{ga} valitakse elektronlambi töörežiim. Võre vahelduvpinge u_g mõjutusel areneb elektronlambi anoodvooluringis lisaks anoodalalisvoolule I_{a0} veel anood-vahelduvvool i_a, mille toimel tekib anood-koormustakistuse klemmidel Z_a anood-vahelduvpinge u_a, amplituudiga U_{am}.

Võimendusastme võimenduse arvutamiseks asendatakse joonisel 7 — 1 toodud lülitusskeem ekvivalentse skeemiga, mis on näha joonisel 7 — 2.

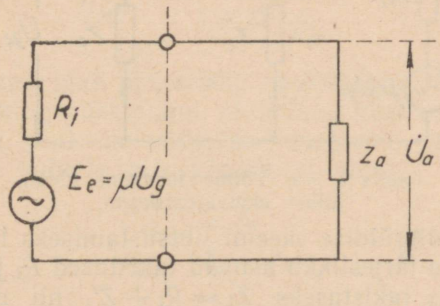
Joonisel 7 — 2 toodud võimendusastme skeemis on elektronlamp asendatud ekvivalentse pingegeneraatoriga, mille elektromotoorne jõud E_e on jääv, s. t. ei sõltu koormustakistusest ning on μ korda kõrgem elektronlambi võrepingest U_g.



Joonis 7 — 1. Võimendusastme põhimõtteline skeem.

Ekvivalentgeneraatori sisetakistus võetakse võrdseks nulliga ning elektronlambi sisetakistus R_i näidatakse ekvivalentgeneraatori vooluringi järjestikku.

Tegelikult selline võimendusastme ekvivalentskeem ei näita elektronlambis toimuvat töökäiku, vaid selle abil on võimalik määrata pingete ja voolude suhteid elektronlambi anoodvooluringis. Järelikult võimendusastme ekvivalentskeemi järgi on võimalik arvutada astme võimendust sõltuvalt sagedusest ja sellele järgnevalt lineaarmoonutused ning faasimoonutused.



Joonis 7 — 2. Võimendusastme ekvivalentskeem, milles elektronlamp on asendatud ekvivalentse pingegeneraatoriga.

Joonisel 7 — 2 antud ekvivalentskeemist nähtub, et anoodkoormustakistusel tekkiv vahelduvpinge on arvutatav valemiga:

$$\dot{U}_a = -\frac{\mu \dot{U}_g Z_a}{R_i + Z_a} \text{ V}. \qquad (7-1)$$

Valemi parema poole ees olev miinusmärk näitab seda, et U_a ja U_g vaheline faasinihe on 180 kraadi. Kuna aga astme võimenduse absoluutväärtus ei sõltu märgist, siis see jäetakse sageli valemist ära.

Valemi 7 — 1 mõlemaid pooli jagades U_g-ga, saadakse astme võimenduse arvutamiseks vajalik valem:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_a}{\dot{U}_g} = -\frac{\mu Z_a}{Ri + Z_a} = -\frac{\mu}{\frac{R_i}{Z_a} + 1} =$$

$$= -\frac{S}{\frac{1}{Z_a} + \frac{1}{R_i}}. \qquad (7-2)$$

Teades koormusimpedantsi Z_a koostist, saab arvutada astme võimenduse absoluutväärtuse, mis on tegelikult valemi 7 — 2 moodul. Üldjuhul, kui $Z_a = R_a + jX_a$ on võimendusastme võimendus

$$\dot{K} = -\frac{\mu(R_a + jX_a)}{R_i + R_a + jX_a},$$

mille moodul ongi astme võimenduse absoluutväärtus:

$$K = -\frac{\mu\sqrt{R_a^2 + X_a^2}}{\sqrt{(R_i + R_a)^2 + X_a^2}}. \qquad (7-3)$$

Erijuhul, kui anoodkoormustakistus omab ainult aktiivtakistust, s. t. $Z_a = R_a$, astme võimenduse arvutusvalem kujuneb järgmiseks:

$$K = -\frac{\mu R_a}{R_i + R_a} = -\frac{\mu}{\frac{R_i}{R_a} + 1}. \qquad (7-4)$$

Praktikas kasutatakse valemis 7 — 4 suhte R_i/R_a asemel sageli selle pöördväärtust R_a/R_i, mis märgitakse tähega α ning mida nimetatakse koormusteguriks

$$\alpha = \frac{R_a}{R_i}. \qquad (7-5)$$

Asetades valemisse 7 — 4 suhte R_i/R_a väljendatult koormusteguri α kaudu, kujuneb valem järgmiseks:

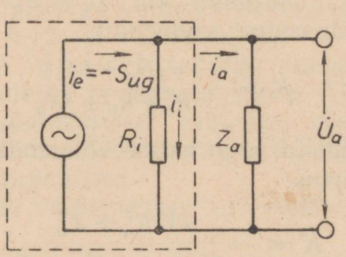
$$K = -\frac{\mu\alpha}{\alpha+1} = -\frac{\mu}{1+\frac{1}{\alpha}}. \quad (7-6)$$

Valemist 7 — 6 nähtub, et astme pingevõimendus sõltub α arvväärtusest, s. t. α suurendamisel suureneb võimendus K. Kuid praktikas ei ole võimalik α arvväärtust valida väga suurena, sest seda piirab takistuses R_a tekkiv anood-alalispingelang. Seetõttu valitakse α arvväärtus trioodide kasutamisel 2 kuni 5 ja pentoodide kasutamisel 0,05 kuni 0,2. Lähem selgitus α arvväärtuse valiku kohta leidub võimendajate arvutuse juhistes.

Kirjandus: 1, 11, 15.

7 — 2. Elektronlambi asendamine ekvivalentse voolugeneraatoriga.

Peale ülalkirjeldatud võimendusastme ekvivalentskeemi kasutatakse sageli ka teistsugust ekvivalentskeemi, milles elektronlamp asendatakse ekvivalentse voolugeneraatoriga (joonis 7 — 3).



Joonis 7 — 3. Võimendusastme ekvivalentskeem, milles elektronlamp on asendatud ekvivalentse voolugeneraatoriga.

Selles ekvivalentskeemis oletatakse, et ekvivalentgeneraatori voolutugevus i_e ei sõltu koormustakistusest ning arvutatakse valemiga:

$$i_e = -Su_g \text{ A}, \quad (7-7)$$

kus S on elektronlambi tõus A/V.

Jooniselt 7 — 3 nähtub, et R_i ja Z_a asuvad ekvivalentgeneraatori vooluringis rööbiti. Seetõttu vastavalt Kirchhoffi I seadusele tekib ekvivalentskeemis voolu hargnemine ning koormustakistusel Z_a tekib vahelduvpingelang, mille arvväärtus vastavalt jooniselt 7 — 3 nähtuvale skeemile on:

$$\dot{U}_a = -\frac{\dot{I}_a R_i Z_a}{R_i + Z_a} = -\frac{S\dot{U}_g R_i Z_a}{R_i + Z_a} =$$

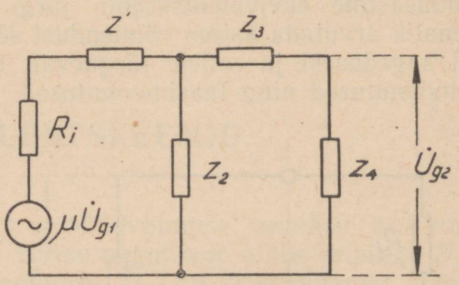
$$= -\frac{\mu \dot{U}_g Z_a}{R_i + Z_a} \text{ V}.$$

Sellest U_a valemist näeme, et lõpptulemus on samane valemiga 7 — 1 ning seetõttu voolugeneraatoriga ekvivalentskeem on samaväärne pingegeneraatori ekvivalentskeemiga. Joonisel 7 — 3 antud ekvivalentskeemi on lihtsam kasutada juhul, kui koormustakistus koosneb mitmest rööbiti ühendatud takistusest. Sellisel juhul võib koormuse tegevtakistuse liita sellega rööbiti asuva elektronlambi sisetakistusega, mille tulemusena saadakse lihtne ekvivalentskeem. Ekvivalentskeemide praktiline rakendamine selgub järgnevates peatükkides (alates peatükk 9-st), kus neid kasutatakse võimendusastmete skeemide analüüsimisel.

Kirjandus: 1, 2, 5, 11, 15, 16.

7 — 3. Võimendusastme üldkujulise ekvivalentskeemi analüüs.

Võimendusastme üldkujuline ekvivalentskeem sarnaneb sageli joonisel 7 — 4 toodud skeemile, milles takistused Z', Z_2, Z_3 ja Z_4 kujutavad elektronlambi anoodvooluringi koormuse üksikute elementide takistusi.



Joonis 7 — 4. Võimendusastme üldkujuline ekvivalentskeem.

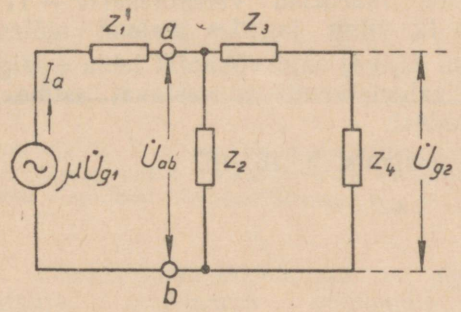
Selle üldise skeemi lihtsustamiseks liidetakse järjestikku asuvad takistused R_i ja Z' üheks takistuseks $Z_1 = R_i + Z'$, nii nagu nähtub jooniselt 7 — 5.

Vastavalt sellele skeemile leitakse astme võimendus, s. t. suhe $\dot{U}_{g2}/\dot{U}_{g1}$.

Astme võimenduse arvutamiseks leitakse eelnevalt suhe $\dot{U}_{ab}/\dot{U}_{g1}$, milles $\dot{U}_{ab}$ on vahelduvpinge ekvivalentskeemi punktide a ja b vahel. Jooniselt 7 — 5 on näha, et voolutugevus $\dot{I}_a$ on arvutatav valemiga:

$$\dot{I}_a = \frac{\mu \dot{U}_{g1}}{Z_1 + Z_{ab}} \text{ A},$$

milles Z_{ab} on ekvivalentskeemis punktidest a — b paremal olevate lülituselementide üldine takistus, mõõtes punktidest a — b.



Joonis 7 — 5. Võimendusastme üldine ekvivalentskeemi lihtsustatud kuju, milles $Z_1 = R_i + Z$.

Korrutades $\dot{I}_a$ takistusega Z_{ab}, leitakse $\dot{U}_{ab}$

$$\dot{U}_{ab} = -\frac{\mu \dot{U}_{g1} Z_{ab}}{Z_1 + Z_{ab}} = -\frac{\mu \dot{U}_{g1}}{1 + Z_1 \cdot \frac{1}{Z_{ab}}} \text{ V}.$$

Jagades selle avalduse mõlemad pooled $\dot{U}_{g1}$, saadakse suhe $\dot{U}_{ab}/\dot{U}_{g1}$:

$$\frac{\dot{U}_{ab}}{\dot{U}_{g1}} = -\frac{\mu}{1 + Z_1 \cdot \frac{1}{Z_{ab}}}. \qquad (7-8)$$

Kuna igas järjestikku vooluringis, jääva voolutugevuse puhul, pingelang ühel vooluringi osal on võrdeline vastavate takistuste suhtele, siis käesoleval juhul:

$$\frac{\dot{U}_{g2}}{\dot{U}_{ab}} = \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4}. \qquad (7-9)$$

Korrutades valemite 7 — 8 ja 7 — 9 vasakud pooled omavahel ja paremad pooled omavahel, leitakse astme võimenduse valem:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{g2}}{\dot{U}_{g1}} = -\frac{\mu}{1 + Z_1 \cdot \frac{1}{Z_{ab}}} \cdot \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4}.$$

Kuna aga vastavalt joonisele 7 — 5 on:

$$\frac{1}{Z_{ab}} = \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3 + Z_4},$$

siis asendades $1/Z_{ab}$ väärtuse astme võimenduse valemisse, on võimalik seda teisendada järgmiseks:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{g2}}{\dot{U}_{g1}} = -\frac{\mu Z_4}{\left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_1}{Z_3 + Z_4}\right)(Z_3 + Z_4)} =$$

$$= -\frac{\mu}{1 + \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_1}{Z_4} + \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right)\frac{Z_3}{Z_4}}. \qquad (7-10)$$

Valemit 7 — 10 on praktikas võimalik kasutada ekvivalentskeemide analüüsimisel, näiteks peatükkides 11 ja 12.

Kirjandus: 15.

7 — 4. Ekvivalentgeneraatori teoreem.

Ekvivalentgeneraatori teoreem võimaldab võimendusastmete lülitusskeeme asendada lihtsamate ekvivalentskeemidega. Ekvivalentgeneraatori teoreemi kasutatakse elektrotehniliste ja raadiotehniliste vooluringide arvutuste lihtsustamiseks. Madalsagedusvõimendajate projekteerimisel ja arvutamisel on eriti tähtis selle teoreemi erijuhus, mille selgitamiseks kasutatakse jooniselt 7 — 6 nähtuvaid skeeme a ja b.

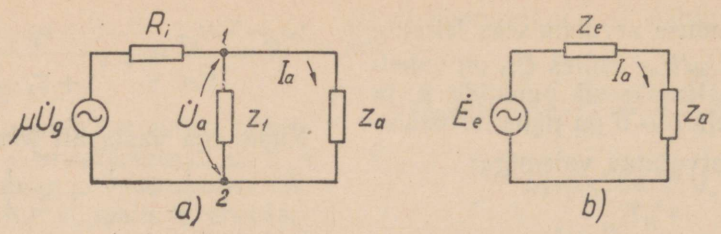
On võimalik tõestada, et skeemides a ja b takistuses Z_a arenev voolutugevus I_a ei muutu, kui skeemis b ekvivalentgeneraatori elektromotoorne jõud E_e ja ekvivalenttakistus Z_e arvutada valemitega:

$$\dot{E}_e = \frac{\mu \dot{U}_g Z_1}{R_i + Z_1} \text{ V}, \qquad (7-11)$$

$$Z_e = \frac{R_i Z_1}{R_i + Z_1} \Omega. \qquad (7-12)$$

Valemitest selgub, et $\dot{E}_e$ on skeemi a vasakosa tühijooksu pinge punktides 1 ja 2, s. t. ilma koormustakistuseta, ning Z_e on skeemi a vasakosa takistus lühistatud sisendpinge generaatoriga, s. t. samuti ilma koormustakistuseta.

Järelikult täites valemitega 7 — 11 ja 7 — 12 antud tingimused, võib joonisel



Joonis 7 — 6. Võimendusastme ekvivalentskeem *a* ja selle lihtsustatud kuju *b* vastavalt ekvivalentgeneraatori teoreemile.

7 — 6 antud skeemi *a* asendada lihtsama skeemiga *b*. Vastavalt skeemile *b* on lihtne arvutada koormustakistuse Z_a klemmidel tekkivat vahelduvpinget, mille kõrgus on:

$$\dot{U}_a = \frac{\dot{E}_e Z_a}{Z_e + Z_a} \text{ V}. \qquad (7 — 13)$$

Asetades $\dot{U}_a$ valemisse $\dot{E}_e$ ja Z_e asemele nende väärtused valemitest 7 — 11 ja 7 — 12 ning jagades valemi mõlemaid pooli $\dot{U}_g$-ga, ongi võimalik leida esialgsele ekvivalentskeemile *a* vastavat astme võimendust.

Kirjandus: 2, 15, 16.

8. peatükk.

VÕIMENDAJATE SISENDJUHTIVUSED JA VÄLJANDIMPEDANTSID.

8 — 1. Elektronlampide dünaamilised sisendjuhtivused.

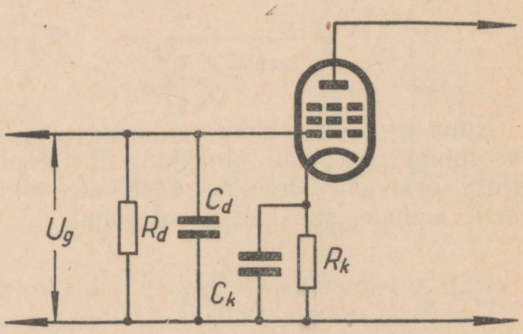
Elektronlambi dünaamiliseks sisendjuhtivuseks Y_d nimetatakse selle tüürvõre vooluringi vahelduvvoolu I_g ja -pinge U_g suhet:

$$\dot{Y}_d = \frac{\dot{I}_g}{\dot{U}_g} \frac{1}{\Omega}. \qquad (8 — 1)$$

Sisendjuhtivust põhjustavad peamiselt elektronlambi võre-katoodi, võre-varivõre ja võre-anoodi vahelised mahtuvused (C_{gk}, C_{gg2} ja C_{ga}) ja elektronlambi elektroodidevahelise isolatsiooni takistus. Sellest võib järeldada, et üldjuhul elektronlambi sisendimpedantsi moodustavad rööbiti ühendatud aktiivne sisendtakistus ja sisendmahtuvus, nii nagu on näidatud joonisel 8 — 1.

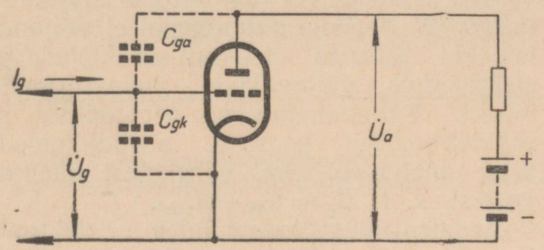
Trioodiga võimendusastmes on elektronlambi sisendtakistuse ja sisendmahtuvuse peamisteks põhjustajateks trioodi sisemahtuvused C_{gk} ja C_{ga}. Trioodiga võimendusastme elektronlambi sisendjuhtivuse selgitamiseks on joonisel 8 — 2 näidatud punktiirjoontega trioodi staatilised sisemahtuvused C_{gk} ja C_{ga}.

Sellelt skeemilt on näha, et vahelduvpinge U_g toimel areneb võrevooluringis vahelduvvool I_g, mis hargneb kaheks, s. t. I_{gk} ja I_{ga}. Kuna voolu I_{ga} tugevus sõltub võrepinge U_g ja anoodvooluringis areneva pinge U_a vahest, siis võimendusastme sisendjuhtivus Y_d sõltub pinge U_a kõrgusest ning U_g ja U_a vahelisest faasinihkest.



Joonis 8 — 1. Võimendusastme põhimõtteline skeem, millel on näidatud elektronlambi sisendimpedants, koosnevana rööbiti ühendatud takistusest R_d ja mahtuvusest C_d.

Pingevõimendajas on tavaliselt anoodpinge U_a tunduvalt kõrgem võrepingest U_g ning selle tulemusena, juhul kui $C_{gk} = C_{ga}$, on voolu I_{ga} tugevus tunduvalt suurem voolu I_{gk} tugevusest. Järelikult mahtuvus C_{ga} mõjutab tunduvalt rohkem sisendjuhtivust kui mahtuvus C_{gk}. Erijuhul,



Joonis 8 — 2. Trioodiga võimendusastme põhimõtteline skeem, millel punktiirjoontega näidatud trioodi staatilised sisendmahtuvused C_{gk} ja C_{ga}.

kui anoodkoormustakistuseks on aktiivtakistus, moodustab võimendusastme sisendjuhtivuse ainult sisendmahtuvus. Üldjuhul, s. t. kui anoodkoormustakistus koosneb aktiiv- ja reaktiivtakistustest, sisaldab võimendusastme sisendjuhtivus ka aktiivset komponenti.

Matemaatilise analüüsiga on võimalik tõestada, et elektronlambi sisendmahtuvus ja aktiivne sisendtakistus on arvutatavad valemitega:

$$C_d = C_{gk} + C_{ga}(1 + K \cos \varphi) \text{ F}, \quad (8-2)$$

$$R_d = -\frac{\frac{1}{\omega C_{ga}}}{K \sin \varphi} \Omega, \quad (8-3)$$

kus C_{gk} on elektronlambi võre-katoodi vaheline mahtuvus, C_{ga} on elektronlambi võre-anoodi vaheline mahtuvus, K on elektronlambi anoodkoormustakistusel areneva pinge amplituudi U_{am} ja võrepinge amplituudi U_{gm} suhe $K = U_{am}/U_{gm}$ ning φ on voolu ja pinge vaheline faasinihkenurk anoodkoormustakistuses, mis induktiivsel koormusel on positiivne ja mahtuvuslikul koormusel negatiivne.

Valemist 8 — 2 selgub, et elektronlambi sisendmahtuvus sõltub elektronlambi sisemahtuvustest C_{gk} ja C_{ga} ning tegurist K ja faasinihke nurgast φ, kuid ei sõltu sagedusest. Kuna mahtuvustakistus kõrgematel sagedustel väheneb, siis kõrgetel sagedustel sisendmahtuvuse C_d toimel võimendusastme võimendus väheneb. Valemist 8 — 3 nähtub, et elektronlambi sisendtakistus sõltub C_{ga} mahtuvustakistusest, tegurist K ja faasinihkenurgast φ.

Mahtuvust sisaldava anoodkoormuse korral on φ negatiivne ning seetõttu elektronlambi sisendtakistus on positiivne. Induktiivsust sisaldava anoodkoormuse puhul on φ positiivne, ning järelikult elektronlambi sisendtakistus saadakse vastavalt valemile 8 — 3 negatiivne. Negatiivse sisendmahtuvuse puhul muutub elektronlambi võre-vooluring anoodvooluringi suhtes tarbijaks ning selline olukord võib põhjustada võimendaja endaergutust. Aktiivse anoodkoormustakistuse puhul $\varphi = 0$ ning elektronlambi sisendtakistus on lõpmatu suur.

Pentoodiga võimendusastmes on mahtuvus C_{ga} seevõrra väike, et see elektronlambi sisendmahtuvust C_d tähelepandavalt ei mõjuta. Pentoodis suurendab sisendmahtuvust võre ja varivõre vaheline mahtuvus C_{gg2} ning seetõttu on pentoodi sisendmahtuvus arvutatav valemiga:

$$C_d = C_{gk} + C_{gg2} + \\ + C_{ga}(1 + K \cos \varphi). \quad (8-4)$$

Võimendusastme sisendmahtuvus põhjustab madalsagedusvõimendajas võimenduse vähenemist sagedusala kõrgematel sagedustel. Järelikult kõrgemate sageduste võimendamiseks on pentood parem trioodist, sest pentoodis on mahtuvus C_{ga} palju kordi väiksem trioodis esinevast mahtuvusest.

Võimendusastme projekteerimisel ja arvutamisel võetakse peale C_d veel arvesse eelmise võimendusastme elektronlambi väljandmahtuvus C_{ak1} ja lülituse mahtuvus C_l. Lülituse mahtuvus C_l on tavaliselt 5 kuni 30 pF, kuna C_{ak1} mahtuvus leitakse elektronlampide iseloomustussuuruste tabelist.

Sellega kujuneb võimendusastme sisendmahtuvuse C_s valem järgmiseks:

$$C_s = C_d + C_{ak1} + C_l = C_{gk2} + \\ + C_{ga2}(1 + K_2) + C_{ak1} + C_l \text{ F}, \quad (8-5)$$

milles indeksid 1 käivad eelmise astme, indeksid 2 — vaadeldava astme elektronlambi kohta.

TRÜ Raamatukogu

Transformaatorsidestusega võimendusastme puhul jäetakse valemist 8 — 5 mahtuvus C_{ak1} ära ning selle asemele paigutatakse transformaatori sekundaarmähisele taandatud transformaatori mähiste sisemahtuvus C_2. Transformaatori mähiste sisemahtuvuse C_2 määramiseks leiduvad lähemad andmed peatükis 12.

Kirjandus: 1 ja 5.

8 — 2. Elektronlampide väljandimpedantsid.

Väljandimpedantsiks nimetatakse elektronlambi anoodi ja katoodi vahelist impedantsi. Väljandimpedantsi võib ette kujutada koosnevana rööbiti ühendatud takistusest ja mahtuvusest.

Trioodides on väljandtakistus ligikaudu võrdne trioodi sisetakistusega R_i ning väljandmahtuvus C_v võrdub anoodi-katoodi ja võre-anoodi vahelise mahtuvuste summaga, s. t.

$$C_v = C_{ak} + C_{ga} \text{ F.}$$

Pentoodides ja jugatetroodides väljandtakistus sõltub sagedusest ning ainult helisagedusalas on selle suurus ligikaudu võrdne pentoodi või jugatetroodi sisetakistusega R_i. Sageduse suurenemisel väljandtakistus väheneb dielektriliste kadude ja elektroodide väljaviikude induktiivsuste toimel. Väljandmahtuvus pentoodides ja jugatetroodides koosneb anoodi-katoodi ning anoodi-varivõre vahelistest mahtuvustest, s. t. $C_v = C_{ak} + C_{ag2}$.

Madalsagedusvõimendajates elektronlampide väljandmahtuvused võimendust tunduvalt ei mõjuta ning seetõttu neid võimendajate arvutamisel tavaliselt arvesse ei võeta.

Kirjandus: 1 ja 5.

9. peatükk.

TAKISTUSSIDESTUSEGA PINGEVÕIMENDAJAD.

9 — 1. Takistussidestusega pingevõimendajate kirjeldus.

Pingevõimendajaga võimendatakse sisendpingegeneraatorist sisenev vahelduvpinge võimsusvõimendaja tüürimiseks vajaliku kõrguseni.

Pingevõimendaja tähtsamaks iseloomustussuuruseks on pingevõimendus K, mille suurus sõltub elektronlampide tüüpidest, sidestusviisist ja võimendatavast sagedusalast. Kuna pingevõimendajates väljandvõimsused ei ole olulised, siis nendes elektronlambid rakendatakse töösse A-klassi töörežiimis.

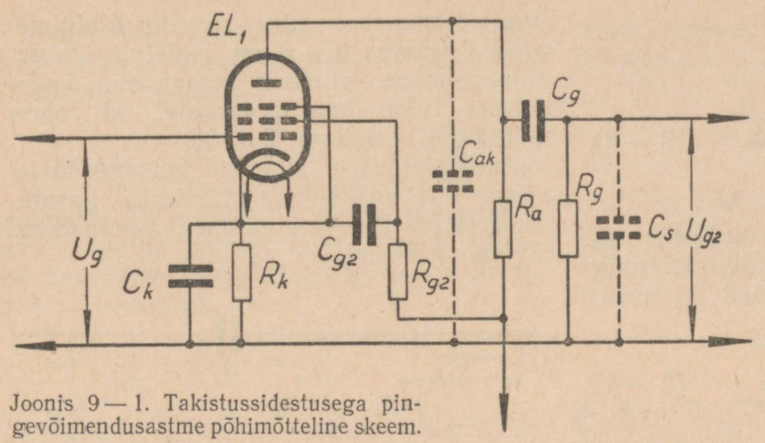
Pingevõimendaja elektronlambi võre-eelpinge U_{go} absoluutväärtus valitakse alati vähemalt 1 V võrra suurem võimendatava vahelduvpinge amplituudist U_{gm}, sest vastasel korral võrevooluringis areneksid võrevoolud, millede toimel suurenevad mittelineaarmoonutused. Järelikult elektronlambi võre-eelpinge absoluutväärtus tuleb valida vastavalt tingimusele

$$|U_{go}| \geqslant U_{gm} + 1 \text{ V.} \qquad (9 — 1)$$

Takistussidestusega pingevõimendusastme põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 9 — 1.

Takistussidestusega pingevõimendajate paremusteks on: konstruktsiooni lihtsus, odavus ja ühtlane võimendus laias sagedusalas. Sellest sõltuvalt on takistussidestusega pingevõimendajad kõige enam kasutatavad võimendajad.

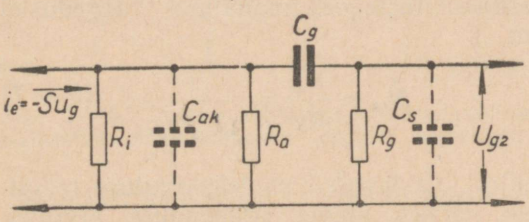
Jooniselt 9 — 1 nähtub, et elektronlambi EL_1 anoodkoormustakistusel R_a tekkiv vahelduvpinge rakendatakse kondensaatori C_g kaudu järgmise võimendusastme elektronlambi (EL_2) võrele. Kondensaator C_g tõkestab elektronlambi EL_1 anood-alalispinge pääsu järgneva astme elektronlambi võrele, järelikult kondensaator C_g peab omama kõrgeväärtuslikku dielektrikut. Negatiivne eelpinge antakse järgneva astme elektronlambi võrele läbi takisti R_g ning sama takisti kaudu juhitakse võrele sisenevad elektrilaengud



Joonis 9 — 1. Takistussidestusega pingevõimendusastme põhimõtteline skeem.

võrelt katoodile. Takistussidestusega võimendusastme põhimõttelise skeemi analüüsimiseks asendatakse see ekvivalentskeemiga, mis on näha joonisel 9 — 2.

Sellel joonisel elektronlamp EL_1 on asendatud ekvivalentgeneraatoriga, mille voolu tugevus võrdub $i_e = -Su_g$ ja sisetakistus



Joonis 9 — 2. Takistussidestusega võimendusastme ekvivalentskeem.

on võrdne elektronlambi sisetakistusega R_i, selle tööpunktis. Järgneva võimendusastme elektronlampi EL_2 asendab joonisel 9 — 2 võimendusastme sisendmahtuvus C_s, mille suurus arvutatakse valemiga 8 — 5.

Jooniselt 9 — 2 selgub, et kondensaatori C_g mahtuvus tuleb valida nii suur, et selle mahtuvustakistus madalamal võimendataval sagedusel oleks tunduvalt väiksem R_g takistusest, vastasel korral tekib kondensaatori C_g mahtuvustakistusel suur vahelduvpingelang, mille tõttu astme võimendus madalatel sagedustel väheneb. Kui madalatel sagedustel on rahuldatud tingimus

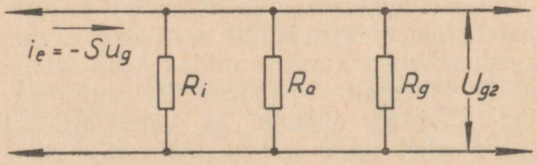
$$\frac{1}{\omega C_g} < R_g,$$

siis keskmistel ja kõrgematel sagedustel see ebavõrdus suureneb sedavõrd, et kondensaatori mahtuvustakistuse nendel sagedustel võib arvestamata jätta.

Keskmistel ja madalatel sagedustel sisendmahtuvuse mahtuvustakistus on nii suur, et see võimendust praktiliselt ei mõjuta. Kõrgetel sagedustel tuleb aga võimendusastme sisendmahtuvuse C_s mahtuvustakistust arvestada, sest selle toimel väheneb astme võimendus.

Järelikult sõltuvalt võimendatava sagedusala osast on joonisel 9—2 antud ekvivalentskeemi võimalik lihtsustada nii, nagu on näha joonistel 9 — 3, 9 — 4 ja 9 — 5.

Joonisel 9 — 3 antud ekvivalentskeemi võib kasutada sagedusalas 100 kuni 5000 Hz. Ekvivalentskeem joonisel 9 — 4 on kasutatav sagedusalas alla 100 Hz, ekvivalentskeemi joonisel 9 — 5 võib kasutada sagedusalas üle 5000 Hz.



Joonis 9 — 3. Takistussidestusega võimendusastme lihtsustatud ekvivalentskeem keskmistel sagedustel.

Jooniselt 9 — 3 on näha, et keskmistel sagedustel astme pingevõimendus on sõltuv R_i, R_a ja R_g summaarsest takistusest ning on arvutatav valemiga:

$$K_0 = \frac{U_{g2}}{U_{g1}} = SR_e, \qquad (9-2)$$

milles S — elektronlambi tõus A/V selle tööpunktis; R_e — rööbiti ühendatud takistuste R_i, R_a ja R_g summaarne takistus, s. t.

$$R_e = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g}} =$$

$$= \frac{R_a}{1 + \frac{R_a}{R_i} + \frac{R_a}{R_g}} \Omega. \qquad (9-3)$$

Pentoodi kasutamisel on takistus R_i mitu korda suurem takistusest R_a ning seetõttu võib ekvivalenttakistust R_e arvutada valemiga:

$$R_e = \frac{R_a}{1 + \frac{R_a}{R_g}} \Omega. \qquad (9-4)$$

Järelikult, pentoodiga takistussidestusega võimendusastme pingevõimendus keskmistel sagedustel on arvutatav valemiga:

$$K_0 = \frac{SR_a}{1 + \frac{R_a}{R_g}}. \qquad (9-5)$$

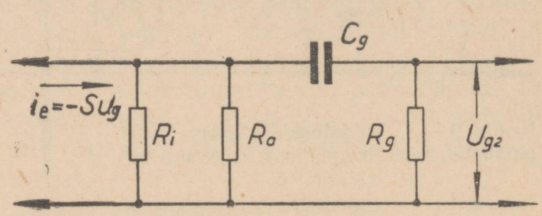
Valemitest 9 — 2 ja 9 — 5 selgub, et elektronlambi tõusu S jäävsuurusel takistuste R_a ja R_g suurendamisel astme pingevõimendus samuti suureneb. Praktikas on aga takistuste R_a ja R_g suurendamisel piir, millest üle minna ei saa. Takistuse R_a suurendamist tõkestab selle tagajärjel tekkiv võimenduse vähenemine kõrgetel sagedustel. See nähtus kerkib eriti esile avarsagedusvõimendajates, mida käsitellakse allpool lähemalt. Takistuse R_g suurendamist tõkestab asjaolu, et kondensaatori C_g dielektrik omab siiski teatavat aktiivjuhtivust, s. t. selle kaudu elektronlambi EL_1 anood-alalispinge kandub elektronlambi EL_2 võrele ja sealt läbi takisti R_g katoodile. Selle tagajärjel tekib takistusel R_g alalispingelang, mille toimel EL_2 võre-eelpinge muutub positiivsemaks. Selleks, et elektronlambi EL_2 võre-eelpinge muutus ei ületaks 1 V, peab olema täidetud tingimus:

$$\frac{R_g}{r_C} \leqslant 0{,}01, \qquad (9-6)$$

milles r_C — kondensaatori dielektriku isolatsiooni takistus.

Kõrgekvaliteedilise (vilgukivi isolatsiooniga) võrekondensaatori isolatsiooni aktiivtakistus r_C on kuni mõnisada megaoomi. Takistuse R_g maksimaalväärtuseks on aga ainult 1 megaoom ning seetõttu ülalnimetatud tingimus 9 — 6 on täidetud. Paberisolatsiooniga võrekondensaatorite kasutamisel tuleb aga arvestada, et oleks rahuldatud tingimus 9 — 6.

Madalatel, s. o. alla 100 Hz sagedustel astme võimenduse arvutamiseks kasutatakse jooniselt 9 — 4 nähtuvat lihtsustatud ekvivalentskeemi.



Joonis 9 — 4. Takistussidestusega võimendusastme lihtsustatud ekvivalentskeem madalatel sagedustel.

Sellest ekvivalentskeemist on näha, et astme võimendus väheneb võrekondensaatori C_g mahtuvustakistuse $1/\omega C_g$ toimel. Astme võimenduse vähenemine, s. t. lineaarmoonutustegur madalatel sagedustel on:

$$\dot{N}_m = \frac{\dot{K}_m}{\dot{K}_o} = \frac{1}{1 - j\frac{f_1}{f}}, \qquad (9-7)$$

millest, vastavalt kompleksarvutuse reeglitele, leitakse astme võimenduse arvutusvalem:

$$K_m = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}}, \qquad (9-8)$$

kus f on võimendatav sagedus, f_1 on sagedus, mille juures võrekondensaatori C_g mahtuvustakistus on võrdne takistusega R_1, s. t.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_g R_1} \text{ Hz}, \qquad (9-9)$$

milles R_1 on takistus, mis saadakse rööbiti ühendatud takistuste R_i ja R_a summaarse takistuse ning nendega järjestikku ühendatud takistuse R_g liitmisel, s. t.

$$R_1 = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} + R_g =$$

$$\frac{R_a}{1 + \frac{R_a}{R_i}} + R_g \Omega. \qquad (9-10)$$

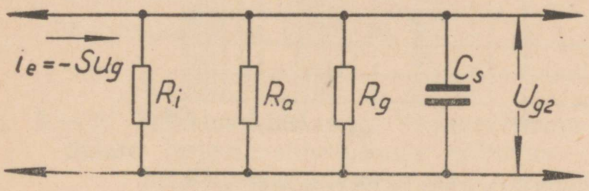
Pentoodide kasutamisel on $R_i \gg R_a$, ning seetõttu võib takistust R_1 arvutada lihtsustatud valemiga:

$$R_1 = R_a + R_g\,\Omega. \qquad (9-11)$$

Valemitest 9 — 7 ja 9 — 8 on näha, et keskmistel ja madalatel sagedustel arenevate võimendusastme väljandpingete vahelise faasinihke nurga φ tangens on arvutatav valemiga:

$$t_g\varphi = \frac{f_1}{f} = \frac{1}{2\pi f C_g R_1} = \frac{1}{\omega C_g R_1}. \qquad (9-12)$$

Kõrgetel sagedustel, s. t. sagedustel üle 5000 Hz astme võimendus väheneb järgneva võimendusastme sisendmahtuvuse C_s mahtuvustakistuse $1/\omega C_s$ toimel (joonis 9 — 5), kusjuures C_s sisaldab ka eelmise astme väljandmahtuvust C_{ak}.



Joonis 9 — 5. Takistussidestusega võimendusastme lihtsustatud ekvivalentskeem kõrgetel sagedustel.

Vastavalt jooniselt 9 — 5 nähtuvale ekvivalentskeemile on võimendusastmes lineaarmoonutus kõrgetel sagedustel arvutatav valemiga:

$$\dot{N}_k = \frac{\dot{K}_k}{\dot{K}_0} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_2}}, \qquad (9-13)$$

millest astme võimendus kõrgetel sagedustel on arvutatav valemiga:

$$K_k = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2}}, \qquad (9-14)$$

kus f on võimendatav sagedus, f_2 on sagedus, mille juures sisendmahtuvuse C_s mahtuvustakistus $1/\omega_2 C_s$ võrdub takistusega R_e, s. t.

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_s R_e}\,\text{Hz}; \qquad (9-15)$$

ja R_e on rööbiti ühendatud takistuste R_i, R_a ja R_g summaarne takistus, mille arvväärtus on arvutatav valemiga 9 — 3.

Valemitest 9 — 13 ja 9 — 14 nähtub, et keskmistel ja kõrgetel sagedustel arenevate võimendusastme väljandpingete vahelise faasinihke nurga φ tangens on arvutatav valemiga:

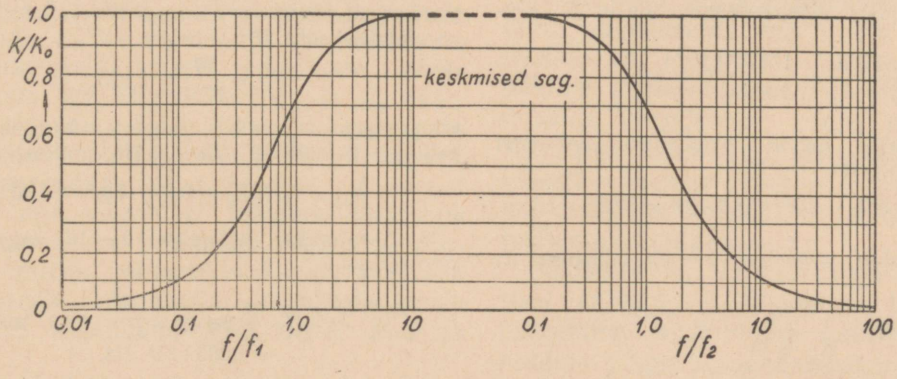
$$t_g\varphi = -\frac{f}{f_2} = -2\pi f C_s R_e = \\ = -\omega C_s R_e. \qquad (9-16)$$

Vastavalt valemitele 9 — 2, 9 — 8, 9 — 12, 9 — 14 ja 9 — 16 on valmistatud kõverad (joonised 9 — 6, 9 — 7 ja 9 — 8), mida on võimalik kasutada takistussidestusega võimendajate arvutamisel.

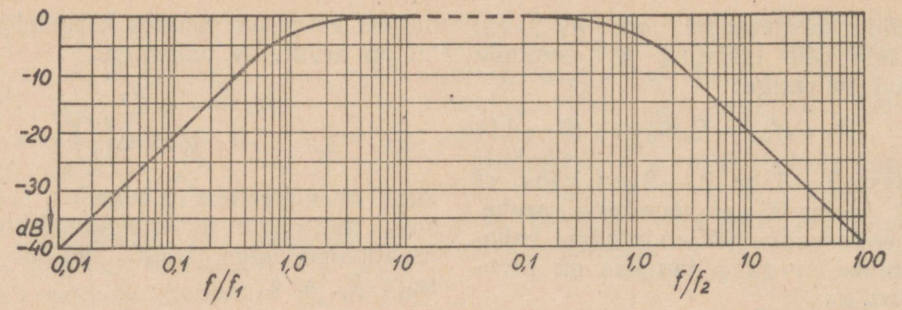
Ülalantud valemite ja jooniste kasutamist selgitatakse alljärgneva näitega.

Näide 9 — 1.

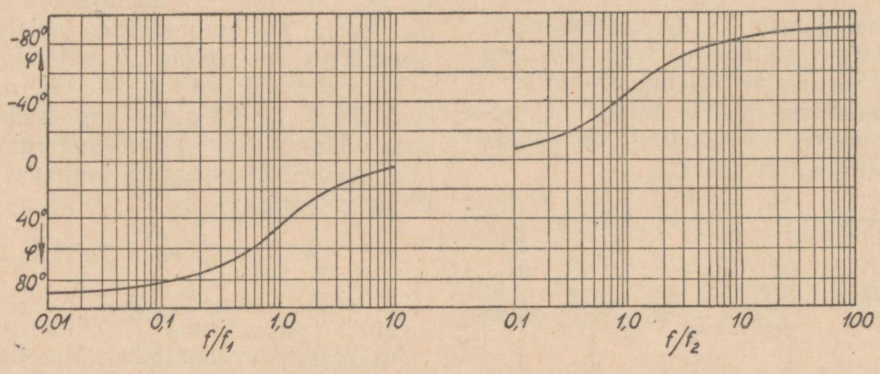
Määrata takistussidestusega võimendusastme võimendused ja väljandpingete vahelised faasinihked sagedustel 50 ja 10^4 Hz, kui võimendusastme iseloomustussuurused on: $R_i = 10^5\ \Omega$; $\mu = 100$; $C_s = 200$ pF; $R_a = 2 \cdot 10^5\ \Omega$; $R_g = 5 \cdot 10^5\ \Omega$; $C_g = 10^4$ pF.



Joonis 9 — 6. Takistussidestusega võimendusastmetes arenevate väljandpingete suhtelised väärtused.



Joonis 9 — 7. Takistussidestusega võimendusastmetes arenevad lineaarmoonutused.



Joonis 9 — 8. Takistussidestusega võimendusastmetes arenevad sagedusest sõltuvad väljandpingete vahelised faasinihked.

Lahendus:

1. Arvutatakse takistuse R_e arvväärtus valemiga 9 — 3:

$$R_e = \frac{R_a}{1 + \frac{R_a}{R_i} + \frac{R_a}{R_g}} =$$

$$= \frac{2 \cdot 10^5}{1 + \frac{2 \cdot 10^5}{10^5} + \frac{2 \cdot 10^5}{5 \cdot 10^5}} = 58{,}8 \cdot 10^3 \ \Omega.$$

2. Arvutatakse elektronlambi tõusu S arvväärtus:

$$S = \frac{\mu}{R_i} = \frac{100}{10^5} = 10^{-3} \ \text{A/V}.$$

3. Arvutatakse astme võimendus keskmistel sagedustel valemiga 9 — 2:

$$K_0 = SR_e = 10^{-3} \cdot 58{,}8 \cdot 10^3 = 58{,}8.$$

4. Arvutatakse valemiga 9 — 10 takistuse R_1 arvväärtus:

$$R_1 = \frac{R_i R_a}{R_i + Ra} + R_g =$$

$$= \frac{10^5 \cdot 2 \cdot 10^5}{10^5 + 2 \cdot 10^5} + 5 \cdot 10^5 = 5{,}667 \cdot 10^5 \ \Omega.$$

5. Arvutatakse valemiga 9 — 9 sageduse f_1 arvväärtus:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_g R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-8} \cdot 5{,}667 \cdot 10^5} = 27{,}4 \ \text{Hz}.$$

6. Arvutatakse valemiga 9 — 8 astme võimendus sagedusel 50 Hz:

$$K_m = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}} = \frac{58{,}8}{\sqrt{1 + \left(\frac{27{,}4}{50}\right)^2}} = 51{,}6.$$

7. Samuti võib astme võimenduse arvväärtuse leida jooniselt 9 — 6 nähtuva kõvera abil. Selleks arvutatakse suhe f/f_1:

$$\frac{f}{f_1} = \frac{50}{27{,}4} = 1{,}825$$

ning vastavalt sellele suhtele leitakse jooniselt 9 — 6 suhe $K_m/K_0 = 0{,}875$, millest leitakse:

$$K_m = 0{,}875 K_0 = 0{,}875 \cdot 58{,}8 = 51{,}5.$$

8. Arvutatakse valemiga 9 — 15 sageduse f_2 arvväärtus:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_s R_e} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^{-10} \cdot 58{,}8 \cdot 10^3} =$$

$$= 1{,}356 \cdot 10^4 \ \text{Hz}.$$

9. Arvutatakse valemiga 9 — 14 astme võimendus sagedusel 10^4 Hz:

$$K_k = \frac{K_0}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_2}\right)^2}} = \frac{58{,}8}{\sqrt{1+\left(\frac{10^4}{1{,}356\cdot 10^4}\right)^2}} = 47{,}4.$$

10. Samuti võib K_k arvväärtuse leida jooniselt 9 — 6 nähtuva kõvera abil. Selleks on eelnevalt vaja arvutada suhe f/f_2:

$$\frac{f}{f_2} = \frac{10^4}{1{,}356\cdot 10^4} = 0{,}738$$

ning vastavalt sellele suhtele leitakse jooniselt 9 — 6 suhe $K_k/K_0 = 0{,}8$, millest leitakse:

$$K_k = 0{,}8K_0 = 0{,}8\cdot 58{,}8 = 47{,}1.$$

11. Vastavalt suhteile $f/f_1 = 1{,}825$ ja $f/f_2 = 0{,}738$ on joonistelt 9 — 7 ja 9 — 8 võimalik leida lineaarmoonutusi ja sagedusest sõltuvaid väljandpingete vahelisi faasinihkeid. Jooniselt 9 — 7 nähtub, et $N_m \approx -1{,}1$ dB ja $N_k \approx -2$ dB. Jooniselt 9 — 8 on näha, et väljandpingete vahelised faasinihked on: $\varphi_m \approx 27°$ ja $\varphi_k \approx -38°$.

Kirjandus: 1, 2, 5, 11, 15, 16.

9 — 2. Takistussidestusega pingevõimendajate iseloomustussuuruste sõltuvus nende koostiselementidest.

Takistussidestusega võimendusastme võimenduse valemit 9 — 2 on võimalik teisendada järgmiseks:

$$K_0 = -\frac{\mu}{1+R_i\left(\frac{1}{R_a}+\frac{1}{R_g}\right)}. \qquad (9-17)$$

Sellest valemist võib teha alljärgnevad järeldused: astme võimendus K_0 suureneb, kui suurendada μ — d, R_a — d ja R_g — d, ning K_0 väheneb R_i suurendamisel. Valemist 9 — 8 nähtub, et keskmiste sageduste piirkonda, milles võimendus võrdub K_0, on võimalik madalamate sageduste poole laiendada, kui suurendada C_g ja R_g väärtusi. Vähemal määral saab sagedusala laiendada madalate sageduste piirkonnas, kui suurendada R_a-d ja R_i-d. Valemist 9 — 14 aga selgub, et takistussidestusega võimendusastme keskmiste sageduste piirkonda, milles võimendus K_0, on võimalik suurendada kõrgemate sageduste poole siis, kui vähendada R_a-d, R_g-d, R_i-d ja C_s-si.

Eeltoodust järeldub, et võimendaja koostiselementide valik on vägagi keeruline, sest tingimused võimendatava sagedusala laiendamiseks on vastukäivad.

Praktikas mitmeastmelise takistussidestusega madalsagedusvõimendaja arvutamisel tuleb projekteerijail leida kompromisslahendus maksimaalse astmevõimenduse ja võimendatava sagedusala ulatuse vahel. Astmevõimenduse suurendamiseks on vaja suurendada takistusi R_a-d ja R_g-d, kuid sellega väheneb astme võimendus kõrgetel sagedustel. Mitmeastmelises võimendajas suurema võimendusega aste vähendab ka vastavalt rohkem eelmise astme võimendust kõrgetel sagedustel, sest võimenduse suurenemisel suureneb ühtlasi ka astme sisendmahtuvus C_s, mis nähtub valemist 8 — 5. Seetõttu vajaliku võimenduse saavutamiseks on soovitav kasutada rohkem võimendusastmeid ning üksiku astme võimendus valida väiksem. Takistuste R_a ja R_g vähendamisel astmevõimendus väheneb aga madalatel sagedustel. Seda pahet kompenseeritakse võrekondensaatori C_g mahtuvuse suurendamisega. Tegelikult aga ka C_g mahtuvuse suurendamisel on piir; nimelt oli juba ülalpool nimetatud, et kondensaatori mahtuvuse suurendamisel suureneb ka kondensaatori aktiivjuhtivus. Kondensaatori C_g aktiivjuhtivuse suurenemine kutsub esile elektronlambi võre-eelpinge positiivsemaks muutumise, mis ei ole soovitav, sest sellega rikutakse elektronlambi normaalne töörežiim. Teiseks põhjuseks, miks kondensaatori C_g mahtuvust ei ole võimalik valida küllalt suurt, on kondensaatori induktiivsus. See induktiivsus, tekitades kondensaatori mahtuvusega võnkeringi, võib tekitada resonantsolukorra võimendatavas sagedusalas, mis häirib võimendaja normaalset töötamist. Sellise resonantsnähtuse ärastamiseks võimendatavas sagedusalas ühendatakse suure mahtuvusega võrekondensaatorile rööbiti väikese mahtuvusega lisakondensaator, millega resonantssagedus nihutatakse väljapoole võimendatavat sagedusala.

Takistuse R_a valikul tuleb veel arvestada asjaolu, et takistuses tekib alalispingelang, mida tuleb katta anoodtoiteseadme pinge kõrgendamisega. Kuid olukord halveneb veel selletõttu, et tegelik anoodkoormustakistus vahelduvvoolule on

tunduvalt väiksem kui alalisvoolule, mille tulemusena elektronlambi tööpunkt võrevahelduvpinge toimel nihkub kohalt. Tööpunkti kohaltnihkumisel võivad võimendusastmes tekkida tunduvad mittelineaarmoonutused. Praktikas pentoodiga võimendusastmes ei kasutata anoodkoormustakistust R_a üle $5 \cdot 10^5$ Ω, kuid trioodiga võimendusastmes valitakse R_a väärtus 2 kuni 5 R_i.

Pentoodiga võimendusastmes suure anoodkoormustakistuse puhul tuleb varivõrele anda samuti väiksem pinge, mille tulemusena väheneb anoodvool ja sellega elektronlambi anoodpinge kõrgeneb. Tavaliselt varivõrepinge kõrgus valitakse $^1/_5$ anoodtoiteseadme pingest (pinge anoodkoormustakistuse eel, s. t. peale toitepinge filtrit anoodvooluringis).

Võretakistus R_g valitakse sõltuvalt elektronlambi tüübist, sest maksimaalne R_g takistus on tehase poolt iga elektronlambi tüübi kohta antud. Tavaliselt on R_g takistuse suurused 0,5 kuni 1 MΩ.

Takistussidestusega madalsagedusvõimendaja projekteerimisel tuleb arvestada ka võrekomplekti $C_g R_g$ ajakonstanti τ_g [1], mis ei tohi olla liiga suur, sest siis ei jõua takistus R_g võrele suubuvaid elektrilaenguid õigeaegselt katoodile juhtida ning tulemuseks on ülekande moonutus ja isegi võimendusastme katkendiline töötamine. Järelikult, mida suurem valitakse C_g mahtuvus, seda väiksem tuleb valida R_g takistus, sest $\tau_g = C_g R_g$ ei tohi tavaliselt ületada 0,05 sek. τ_g suurus sõltub aga ka võimendatava pinge kõvera kujust, ning eriti tähtis on τ_g suurust arvestada ristkülikuliste pingepulsside võimendamisel. τ_g valikust ristkülikuliste pingepulsside võimendamisel lähemalt allpool.

Kirjandus: 1, 5.

9 — 3. Takistussidestusega pingevõimendajate arvutamise juhised.

Takistussidestusega pingevõimendajate projekteerimisel on võimalik sageli kasutada elektronlampide tehaste poolt koostatud tabeleid, milledes on antud iga elektronlambi tüübi jaoks vajalikkude lülituselementide väärtused sõltuvalt toiteseadme pingest. Takistussidestusega pingevõimendajates enamkasutatavate elektronlampide kohta leiduvad lülituselementide väärtused tabelis 9 — 1.

Tabel 9 — 1.

Takistussidestusega pingevõimendajates enamkasutatavate elektronlampide rakendamiseks vajalike lülituselementide väärtused.

6Ж7 trioodosa

U_{a0} V	R_a MΩ	R_g MΩ	R_k Ω	C_k μF	C_g μF	U_v V	K_0
90	0,1	0,1	4 000	2,07	0,02	5	23
		0,25	4 200	1,7	0,01	8	28
		0,5	4 300	1,5	0,005	9	29
	0,25	0,25	7 200	1,17	0,01	8	31
		0,5	7 600	1,2	0,006	11	32
		1	8 000	0,9	0,003	13	33
	0,5	0,5	11 500	0,72	0,006	9	31
		1	12 300	0,6	0,003	13	33
		2	13 700	0,45	0,0015	17	37
180	0,1	0,1	1 600	3	0,02	19	28
		0,25	1 900	2,5	0,01	26	33
		0,5	2 100	2,3	0,005	29	35
	0,25	0,25	3 100	1,6	0,01	25	36
		0,5	4 000	1,3	0,005	31	38
		1	4 500	1,05	0,003	37	40
	0,5	0,5	6 000	0,86	0,006	30	39
		1	7 100	0,76	0,003	36	40
		2	7 900	0,63	0,002	41	41
300	0,1	0,1	1 200	4,4	0,03	35	34
		0,25	1 500	3,6	0,015	52	39
		0,5	1 700	3,05	0,007	53	40
	0,25	0,25	2 600	2,4	0,0015	43	42
		0,5	3 000	1,66	0,007	52	45
		1	3 600	1,45	0,004	62	45
	0,5	0,5	4 600	1,2	0,007	47	45
		1	5 500	0,9	0,004	60	46
		2	6 200	0,9	0,002	66	47

[1] Ajakonstandi lähem selgitus leidub peatükis 9 — 6.

6Ж7

U_{a0} V	R_a MΩ	R_g MΩ	R_{g2} MΩ	R_k Ω	C_{g2} μF	C_k μF	C_g μF	U_v V	K_0
90	0,1	0,1	0,37	1200	0 05	5,2	0,02	17	41
		0,25	0,44	1100	0,05	5,3	0,01	22	55
		0,5	0,44	1300	0,05	4,8	0,006	33	66
	0,25	0,25	1,1	2400	0,03	3,7	0,008	23	70
		0,5	1,18	2600	0,03	3,2	0,005	32	85
		1	1,4	3600	0,025	2,5	0,003	33	92
	0,5	0,5	2,18	4700	0,02	2,3	0,005	28	93
		1	2,6	5000	0,05	2	0,0025	29	120
		2	2,7	5500	0,02	2	0,0015	27	140
180	0,1	0,1	0,44	1000	0,05	6,5	0,02	42	51
		0,25	0,5	750	0,05	6,7	0,01	52	69
		0,5	0,5	800	0,05	6,7	0,006	59	83
	0,25	0,25	1,1	1200	0,04	5,2	0,008	41	93
		0,5	1,18	1600	0,04	4,3	0,005	60	118
		1	1,4	2000	0,04	3,8	0,0035	60	140
	0,5	0,5	2,45	2600	0,03	3,2	0,005	45	135
		1	2,9	3100	0,025	2,5	0,0025	56	165
		2	2,7	3500	0 02	2,8	0,0015	60	165
300	0,1	0,1	0,44	500	0,07	8,5	0,02	55	61
		0,25	0 5	450	0,07	8,3	0,01	81	82
		0,5	0,53	600	0,06	8	0,006	96	94
	0,25	0,25	1,18	1100	0,04	5,5	0,008	81	104
		0,5	1,18	1200	0,04	5,4	0,005	104	140
		1	1,45	1300	0,05	5,8	0,005	110	185
	0,5	0,5	2,45	1700	0,04	4,2	0,005	75	161
		1	2,9	2200	0,04	4,1	0,003	97	350
		2	2,95	2300	0,04	4	0,0025	100	240

6С5 või 6Ж7 trioodina

U_{a0} V	R_a MΩ	R_g MΩ	R_k Ω	C_k μF	C_g μF	U_v V	K_0
90	0,05	0,05	2800	2	0,05	14	9
		0,1	3400	1,62	0.025	17	9
		0.25	3800	1,3	0 01	20	10
	0,1	0,1	4800	1 12	0 025	16	10
		0,25	6400	0,84	0,01	22	11
		0,5	7500	0 66	0 005	23	12
	0,25	0,25	11400	0,52	0,01	18	12
		0,5	14500	0,4	0 006	23	12
		1	17300	0,33	0.004	26	13
180	0,05	0 05	2200	2 2	0.055	34	10
		0.1	2700	2.1	0,03	45	11
		0,25	3100	1.85	0,015	54	11
	0,1	0,1	3900	1,7	0,035	41	12
		0.25	5300	1,25	0,015	54	12
		0 5	6200	1,2	0.008	55	13
	0,25	0,25	9500	0.74	0 015	44	13
		0,5	12300	0,55	0,008	52	13
		1	14700	0,47	0.004	59	13
300	0,05	0,05	2100	3,16	0,075	57	11
		0,1	2600	2,3	0,04	70	11
		0,25	3100	2,2	0,015	83	12
	0,1	0,1	3800	1,7	0.035	65	12
		0,25	5300	1,3	0.015	84	13
		0,5	6000	1,17	0,008	88	13
	0,25	0,25	9600	0,9	0,015	73	13
		0,5	12300	0 59	0.008	85	14
		1	14000	0,37	0,003	97	14

Erijuhul, kui on vaja projekteerida standard-töörežiimist erinevat pingevõimendajat, viiakse arvutus läbi alates võimendaja lõppastmest, sest teisiti ei ole võimalik määrata eelnevate astmete arvutamiseks vajalikke C_s väärtusi. Võimendaja arvutamiseks on eelnevalt vaja teada võimendatav sagedusala ja maksimaalselt lubatavad lineaarmoonutused, s. t. suhted K_m/K_0 ja K_k/K_0. Tavalistes võimendajates valitakse maksimaalselt lubatavad lineaarmoonutused kuni —3 dB, mis vastab suhtele $K/K_0 = 0{,}708$. Paremates võimendajates lubatakse lineaarmoonutusi kuni —1 dB, mis vastab suhtele $K/K_0 = 0{,}891$.

Mitmeastmelistes võimendajates üldine lineaarmoonutus detsibellides on teatavasti üksikutes astmetes arenevate lineaarmoonutuste summa ning seetõttu tuleb üksikutes astmetes lineaarmoonutused valida nii, et nende summa detsibellides ei ületaks võimendaja kohta lubatavat üldist lineaarmoonutust. Võimendaja projekteerimisel toimitakse järgmiselt:

1. Valitakse elektronlampide tüübid kõikide võimendusastmete jaoks, nii et elektronlambi võimendus μ oleks suurem võimendusastmest vajatavast võimendusest. Kuna mitmeastmelistes võimendajates viimaste astmete võre-vahelduvpinge võib

6H7

U_{a0} V	R_a MΩ	R_g MΩ	R_k Ω	C_k μF	C_g μF	U_v V	K_0
90	0,1	0,1	1900	0,01	0,025	13	16
		0,25	2250	0,025	0,01	19	19
		0,5	2500	0,5	0,006	20	20
	0,25	0,25	4050	0,25	0,01	16	20
		0,5	4950	0,5	0,006	20	22
		1	5100	1	0,003	24	23
	0,5	0,5	7000	0,5	0,006	18	22
		1	8500	1	0,003	23	23
		2	9650	2	0,0015	26	23
180	0,1	0,1	1300	0,1	0,03	35	19
		0,25	1700	0,25	0,015	46	21
		0,5	1950	0,5	0,007	50	22
	0,25	0,25	2950	0,25	0,015	40	23
		0,5	3800	0,5	0,007	50	24
		1	4300	1	0,0035	57	24
	0,5	0,5	5250	0,5	0,007	44	24
		1	6600	1	0,0035	54	25
		2	7650	2	0,002	61	25
300	0,1	0,1	1150	0,1	0,03	60	20
		0,25	1500	0,25	0,015	83	22
		0,5	1750	0,5	0,007	86	23
	0,25	0,25	2650	0,25	0,015	75	23
		0,5	3100	0,5	0,0055	87	24
		1	4000	1	0,003	100	24
	0,5	0,5	4850	0,5	0,0055	76	23
		1	6100	1	0,003	94	24
		2	7150	2	0,0015	104	24

6Ф5

U_{a0} V	R_a MΩ	R_g MΩ	R_k Ω	C_k μF	C_g μF	U_v V	K_0
90	0,1	0,1	4400	2,5	0,02	4	28
		0,25	4800	2,1	0,01	5	34
		0,5	5000	1,8	0,005	6	35
	0,25	0,25	8000	1,33	0,01	6	39
		0,5	8800	1,18	0,005	7	43
		1	9000	0,9	0,003	10	44
	0,5	0,5	12200	0,76	0,005	8	43
		1	13500	0,67	0,003	10	46
		2	14700	0,58	0,0015	12	48
180	0,1	0,1	1800	4,4	0,025	16	37
		0,25	2000	3,3	0,015	23	44
		0,5	2200	2,9	0,006	25	46
	0,25	0,25	3500	2,3	0,01	21	48
		0,5	4100	1,8	0,006	26	53
		1	4500	1,7	0,004	32	57
	0,5	0,5	6100	1,3	0,006	24	53
		1	6900	0,9	0,003	33	63
		2	7700	0,83	0,0015	37	66
300	0,1	0,1	1300	5	0,025	33	42
		0,25	1600	3,7	0,01	43	49
		0,5	1700	3,2	0,006	48	52
	0,25	0,25	2600	2,5	0,01	41	56
		0,5	3200	2,1	0,007	54	63
		1	3500	2	0,004	63	67
	0,5	0,5	4500	1,5	0,006	50	65
		1	5400	1,2	0,004	62	70
		2	6100	0,93	0,002	70	70

tõusta küllalt kõrgeks, siis praktikas valitakse sageli pingevõimendaja viimastesse astmetesse kõrgema negatiivse võre-eelpingega, s. t. väiksema võimendusteguriga elektronlambid. Võre-vahelduvpinge maksimaalne väärtus valitakse kõikides astmetes vähemalt 1 V väiksem negatiivse võre-eelpinge absoluutsest väärtusest.

2. Valitakse takistus R_g nii, et selle arväärtus ei ületaks järgnevas võimendusastmes kasutatava elektronlambi jaoks maksimaalselt lubatavat R_{gmaks} takistust.

3. Valitakse takistus R_a selliselt, et selle arvväärtus ei ületaks R_g takistust ning samuti ei ületaks absoluutväärtuselt 0,5 MΩ. Trioodide kasutamisel ei valita R_a takistust üle 5 R_i.

4. Arvutatakse valemiga 9 — 2 iga astme võimendus keskmistel sagedustel ning sellele järgnevalt leitakse võimendaja üldine võimendus, mis on üksikute astmete võimenduste korrutis. Kui arvutatud üldine võimendus vastab tehnilistes tingimustes antud võimendusele, siis võib arvutust jätkata. Saadakse aga üldine võimendus vajalikust väiksem, siis tuleb, kui see on võimalik, suurendada mõnede astmete võimendust või suurendada võimendaja astmete arvu.

5. Arvutatakse valemiga 9 — 14 või lei-

takse joonise 9 — 6 abil astme võimendus K_k igas võimendusastmes, võimendatava sagedusala maksimaalsel sagedusel.

Kuna C_s ei ole veel teada, siis võetakse selle mahtuvuseks orienteerivalt järgneva võimendusastme elektronlambi sisemahtuvuste summa $C_{gk} + C_{ga} + C_{ak}$ ning lisatakse sellele veel ligikaudu 30 pF.

Kui arvutamisel astme võimendus K_k saadakse väiksem vajalikust, s. t. kui lineaarmoonutus ületab lubatud väärtuse, siis tuleb vähendada anood-koormustakistuse ekvivalenttakistust R_e, milleks vähendatakse R_a-d ja R_g-d või ainult ühte nendest. Vastavalt uutele valitud R_a ja R_g takistustele arvutatakse takistus R_e ning kontrollitakse ülalkirjeldatud viisil, kas suhe K_k/K_0 rahuldab tehnilisi tingimusi.

6. Valitakse kondensaatori C_g mahtuvus nii suur, et oleks rahuldatud suhte K_m/K_0 kohta antud tingimus. Seda kontrollitakse valemiga 9—8 või määratakse suhe K_m/K_0 jooniselt 9 — 6 nähtuva graafiku järgi.

7. Vastavalt võimendaja lõppastme võimendusele arvutatakse selle sisendmahtuvus C_s valemiga 8 — 5 ning sellele järgnevalt arvutatakse sama valemiga ka kõigi lõppastmele eelnevate võimendusastmete sisendmahtuvused.

8. Korratakse punktides 5, 6 ja 7 antud arvutused, võimendaja lõppastmele eelneva astme parameetrite täpsustamiseks, ning sellele järgnevalt tehakse sama ka kõigi eelnevate astmete kohta. Sel juhul kasutatakse iga astme arvutamiseks valemiga 8 — 5 arvutatud C_s mahtuvust.

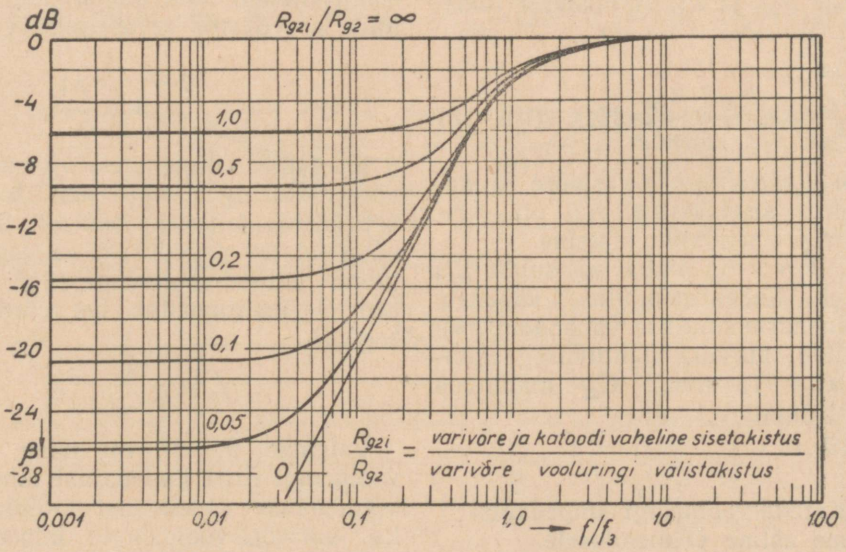
Ülalkirjeldatud arvutuste läbiviimisel tuleb valemites kasutada S, R_i ja μ väärtusi, mis vastavad elektronlambi tööpunktis määratud väärtustele. Nende suuruste arvväärtusi elektronlambi tööpunktis on kõige lihtsam määrata graafiliselt, nii nagu on kirjeldatud peatükis 6.

Mitmeastmelises pingevõimendaja lõppastmes küllalt suurte võre-vahelduvpingete maksimaalväärtuste tekkimisel kontrollitakse graafilisel meetodil selles tekkiva mittelineaarmoonutuse suurust, mis ei tohi milgi juhul ületada 2%. Graafilise mittelineaarmoonutuse määramise meetodi kirjeldus leidub peatükis 15.

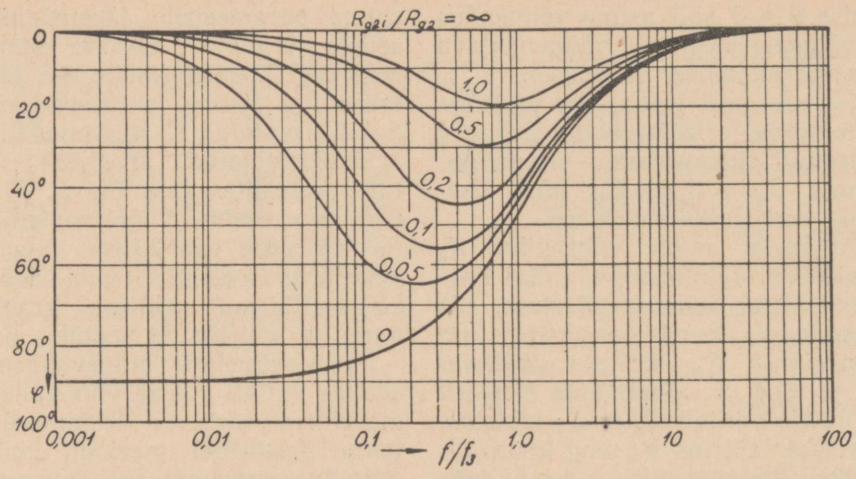
Kirjandus: 1, 5.

9 —4. Varivõre-vooluringi impedantsi toime astme võimendusele.

Pentoodiga takistussidestusega võimendusastmes varivõre-vooluringi impedants, mille moodustavad takistus R_{g2} ja mahtuvus C_{g2}, vähendab astmevõimendust madalatel sagedustel (joonis 9 — 1). Varivõre-vooluringi impedantsi toimel tekib



Joonis 9 — 9. Takistussidestusega pingevõimendusastmes varivõre-vooluringi impedantsi toimel tekkiva astmevõimenduse vähenemine β sõltuvalt suhetest f/f_3 ja R_{g2i}/R_{g2}.



Joonis 9 — 10. Takistussidestusega pingevõimendusastmes varivõre-vooluringi impedantsi toimel tekkiv väljandpingete vaheline faasinihkenurk sõltuvalt suhetest f/f_3 ja R_{g2i}/R_{g2}.

väljandpingete vahel, sõltuvalt sagedusest, ka faasinihe. Varivõre-vooluringi impedantsi toimel tekkiva võimenduse vähenemise β ja sagedusest sõltuva väljandpingete vahelise faasinihkenurga φ määramiseks kasutatakse joonistelt 9 — 9 ja 9 — 10 nähtuvaid kõveraid.

Nendel joonistel antud kõverad on valmistatud sõltuvalt suhetest f/f_3 ja R_{g2i}/R_{g2}, kus f on võimendatav sagedus, f_3 on sagedus, mille juures kondensaatori C_{g2} mahtuvustakistus $1/\omega_3 C_{g2}$ võrdub rööbiti ühendatud takistuste R_{g2i} ja R_{g2} summaarse takistusega, s. t.

$$f_3 = \frac{1+\frac{R_{g2i}}{R_{g2}}}{2\pi C_{g2} R_{g2i}} = \frac{R_{g2}+R_{g2i}}{2\pi C_{g2} R_{g2i} R_{g2}} \text{ Hz}, \quad (9-18)$$

kus R_{g2i} on elektronlambi varivõre ja katoodi vaheline sisetakistus, R_{g2} on varivõre-vooluringi ühendatud takistus.

Jooniselt 9 — 9 on näha, et suhte f/f_3 suurenemisel lineaarmoonutus väheneb. Järelikult lineaarmoonutuse vähendamiseks on vaja valida suurema mahtuvusega kondensaator C_{g2}. Tavaliselt C_{g2} mahtuvus valitakse vähemalt 0,1 μF.

Kirjandus: 1.

9 — 5. Katood-vooluringi impedantsi toime astme võimendusele.

Pingevõimendajates kasutatakse elektronlampide eelpingestamiseks tavaliselt katood-vooluringi ühendatud $R_k C_k$ filtrit. Katood-vooluringi filtri impedants sõltub võimendatavast sagedusest ning seetõttu põhjustab madalatel sagedustel lineaarmoonutusi. Samuti põhjustab $R_k C_k$ filter sagedusest sõltuvat väljandpingete vahelist faasinihet.

Astme võimenduse vähenemine γ on arvutatav valemiga:

$$\gamma = \frac{1}{1+R_k S \eta \beta}, \quad (9-19)$$

kus R_k on katood-vooluringi takistus, S on elektronlambi tõus tööpunktis, η on tegur, mille arvväärtus arvutatakse valemiga:

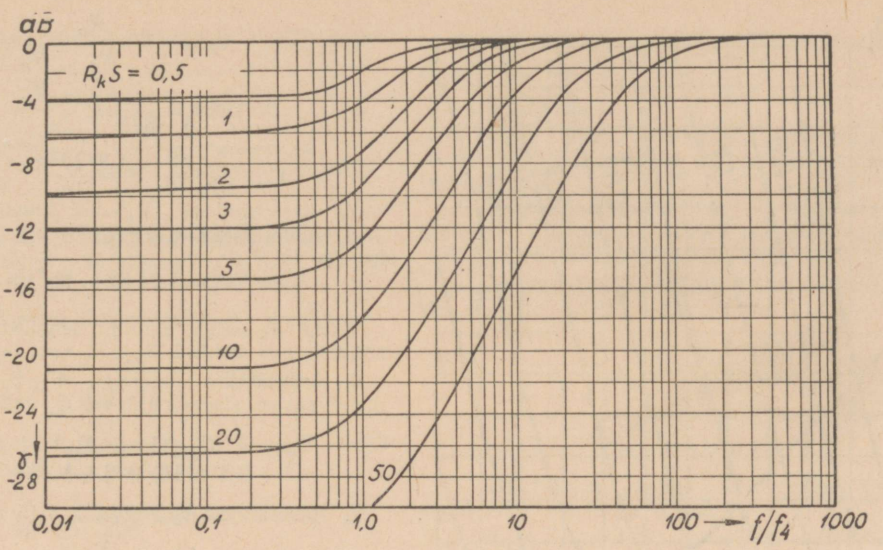
$$\eta = \frac{1}{1+\frac{f}{f_4}}; \quad (9-20)$$

β on astme võimenduse vähenemine varivõre-vooluringi impedantsi toimel, mille arvväärtus leitakse jooniselt 9 — 9, f on võimendatav sagedus, f_4 on sagedus, mille juures katood-vooluringi filtri kondensaatori C_k mahtuvustakistus võrdub takistusega R_k.

$$f_4 = \frac{1}{2\pi C_k R_k} \text{ Hz}. \quad (9-21)$$

Valemist 9 — 19 on näha, et katood-vooluringi filtri impedantsi toimel tekkivat võimenduse vähenemist mõjutab osaliselt ka varivõre-vooluringi impedants, sest valem sisaldab tegurit β.

Kui varivõre-vooluringi impedantsi mitte arvestada, siis katood-vooluringi filtri



Joonis 9 — 11. Katood-vooluringi filtri impedantsi toimel tekkiv astmevõimenduse vähenemine γ' sõltuvalt suhtest f/f_4 ja korrutisest R_kS.

impedantsi toimel tekkivat võimenduse vähenemist γ' saab leida jooniselt 9—11 nähtuvate kõverate abil.

Katood-vooluringi filtri impedantsi toimel tekkivat sagedusest sõltuvat väljandpingete vahelist faasinihet φ saab lihtsalt määrata joonisel 9 — 12 antud kõverate järgi.

Katood-vooluringi filtri kondensaatori C_k mahtuvus arvutatakse sageli orienteerivalt valemiga 5—6 ning siis kontrollitakse selle toimel tekkivat astme võimenduse vähenemist joonisel 9 — 11 antud kõverate järgi.

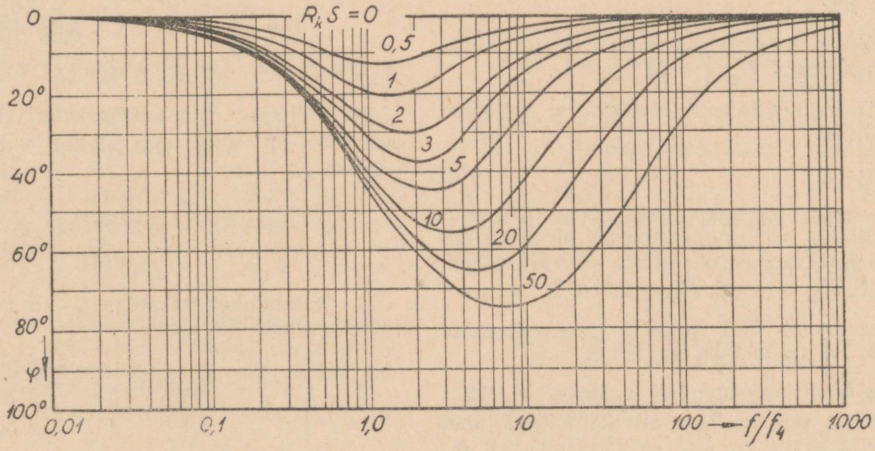
Näide 9 — 2.

Arvutada takistussidestusega pingevõimendusaste vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele:

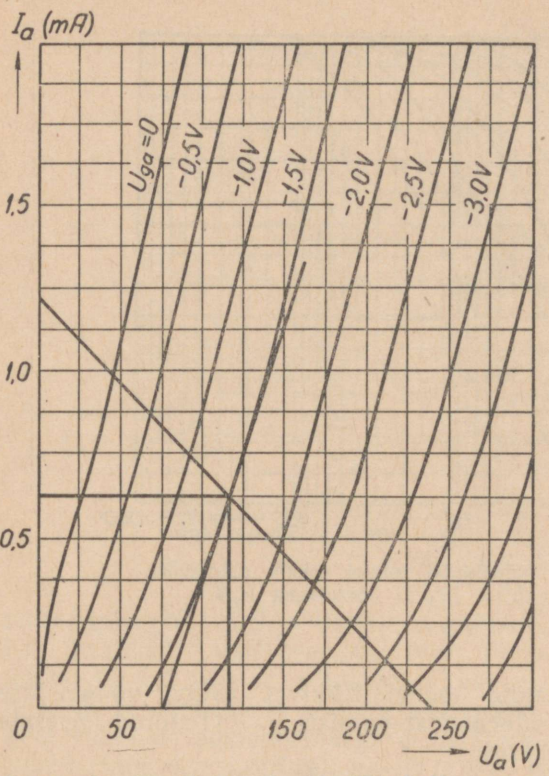
1) toiteseadme pinge $U_{aa} = 240$ V;

2) arvutatavale võimendusastmele järgnevas võimendusastmes rakendatava elektronlambi 6C5 parameetrid on:

$C_{ga} = 2pF$, $C_{gk} = 3pF$, $C_{ak} = 11pF$, $R_i = 10^4$ Ω,



Joonis 9 — 12. Katood-vooluringi filtri impedantsi toimel tekkiv väljandpingete vaheline faasinihkenurk φ sõltuvalt suhtest f/f_4 ja korrutisest R_kS.



Joonis 9 — 13. Elektronlambi 6Г7 I_a-U_a tunnusjoonte sari, millele kantud R_a sirge ($R_a = 2 \cdot 10^5$ Ω).

$S = 2mA/V$, $\mu = 20$ ning astme võimendus $K_0 = 16$.

3) võimendatav sagedusala 50 kuni 10^4 Hz;

4) arvutatavas võimendusastmes maksimaalselt lubatavad lineaarmoonutused $N_m = -1$ dB ja $N_k = -0{,}5$ dB;

5) järgnevale võimendusastmele vajalik tüürvõrepinge amplituud $U_{gm2} = 20$ V;

6) vajalik astmevõimendus keskmistel sagedustel vähemalt 50.

Lahendus.

1. Kuna astmevõimendus peab olema vähemalt 50, siis valitakse võimendusastmesse elektronlamp 6Г7, mille $\mu = 70$, $R_i = 58 \cdot 10^3$ Ω, $S = 1{,}2$ mA/V, $C_{ga} = 1{,}4$ pF, $C_{gk} = 5$ pF, $C_{ak} = 3{,}8$ pF.

2. Elektronlambi 6C5 jaoks on maksimaalne R_g takistus 1 MΩ, mis ka valitakse.

3. Kuna trioodi kasutamisel valitakse R_a kaks kuni viis korda suurem R_i-st, siis käesoleval juhul valitakse $R_a = 2 \cdot 10^5$ Ω, mis on ligikaudu 3,5 R_i.

4. Arvutatakse valemiga 9—3 ekvivalenttakistus R_e:

$$R_e = \frac{R_a}{1 + \frac{R_a}{R_i} + \frac{R_a}{R_g}} = \frac{2 \cdot 10^5}{1 + \frac{2 \cdot 10^5}{5{,}8 \cdot 10^4} + \frac{2 \cdot 10^5}{10^6}} = 43 \cdot 10^3 \ \Omega.$$

5. Arvutatakse valemiga 9 — 2 astme võimendus K_0:

$$K_0 = SR_e = 1{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 43 \cdot 10^3 = 51{,}6.$$

Kuna K_0 saadi suurem tehnilistes tingimustes nõutust, siis valitud R_a ja R_g arvväärtused sobivad.

6. Arvutatakse valemiga 8 — 5 järgneva võimendusastme sisendmahtuvus C_s, valides $C_e = 15$ pF:

$$C_s = C_{gk2} + C_{ga2}(1 + K_{02}) + C_{ak1} + C_e = 3 + 2(1 + 16) + 3{,}8 + 15 = 55{,}8 \text{ pF}.$$

7. Arvutatakse valemiga 9 — 15 sagedus f_2:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_s R_e} = \frac{1}{2\pi \cdot 55{,}8 \cdot 10^{-12} \cdot 0{,}43 \cdot 10^5} = 6{,}61 \cdot 10^4 \text{ Hz}.$$

8. Arvutatakse valemiga 9 — 14 astmevõimendus sagedusel 10^4 Hz:

$$K_k = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2}} = \frac{51{,}6}{\sqrt{1 + \left(\frac{10^4}{6{,}61 \cdot 10^4}\right)^2}} = 50{,}9.$$

Järelikult suhe K_k/K_0 on 0,985, millele vastab ligikaudu 0,15 dB, s. t. tehnilised tingimused selles osas on täidetud.

9. Arvutatakse valemiga 9—10 takistus R_1:

$$R_1 = \frac{R_a}{1 + \frac{R_a}{R_i}} + R_g = \frac{2 \cdot 10^5}{1 + \frac{2 \cdot 10^5}{0{,}58 \cdot 10^5}} + 10^6 = 10{,}45 \cdot 10^5 \ \Omega.$$

10. Valitakse võrekondensaatori C_g mahtuvuseks 10^4 pF ning arvutatakse valemiga 9 — 9 sagedus f_1:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_g R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-8} \cdot 10{,}45 \cdot 10^5} = 15{,}3 \text{ Hz}.$$

11. Arvutatakse valemiga 9 — 8 astme võimendus sagedusel 50 Hz:

$$K_m = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}} = \frac{51{,}6}{\sqrt{1 + \left(\frac{15.3}{50}\right)^2}} = 47{,}3.$$

Järelikult suhe $K_m/K_0 = 0{,}916$, millele vastab lineaarmoonutus ligikaudu —0,8 dB, s. t. valitud C_g mahtuvus rahuldab tehnilisi tingimusi.

12. Arvutatakse võimendusastmele vajalik tüürpinge amplituud:

$$U_{gm1} = \frac{U_{gm2}}{K_0} = \frac{20}{51{,}6} = 0{,}387 \text{ V}.$$

Sellest sõltuvalt valitakse elektronlambi võreeelpinge —1,5 V.

13. Elektronlambi 6Г7 I_a-U_a tunnussarjale (joonis 9 — 13) kantakse anoodkoormussirge vastavalt $R_a = 2 \cdot 10^5$ Ω ning määratakse $I_{a0} = 0{,}62$ mA ja $U_{a0} = 116$ V.

14. Arvutatakse katoodtakistuse R_k arvväärtus:

$$R_k = \frac{|U_{g0}|}{I_{a0}} = \frac{20}{0{,}62 \cdot 10^{-3}} = 2420 \text{ Ω}.$$

15. Arvutatakse valemiga 5 — 6 orienteerivalt katoodkondensaatori C_k mahtuvus:

$$C_k = \frac{5}{\omega_m R_k} = \frac{5}{2\pi \cdot 50 \cdot 2420} = 6{,}6 \cdot 10^{-6} = 6{,}6 \text{ μF}.$$

Valitakse lähim standardsuurus 10 μF ning kontrollitakse katood-vooluringi filtri impedantsi toimel tekkiva lineaarmoonutuse suurust. Selleks arvutatakse valemiga 9 — 21 sagedus f_4:

$$f_4 = \frac{1}{2\pi C_k R_k} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-5} \cdot 2420} = 6{,}6 \text{ Hz}.$$

Järelikult suhe $f/f_4 = 7{,}56$ ning korrutis $R_k S = 2420 \cdot 1{,}2 \cdot 10^{-3} = 2{,}9$. Vastavalt nendele andmetele selgub jooniselt 9 — 11, et valitud C_k mahtuvusega tekib lineaarmoonutus ligikaudu —1 dB.

Kuna aga tehnilistes tingimustes on lineaarmoonutuse maksimaalselt lubatav suurus kokku —1 dB, siis katood-vooluringis võib lubada lineaarmoonutusi kuni —0,2 dB.

Sobiva C_k mahtuvuse leidmiseks valitakse jooniselt 9 — 11 lineaarmoonutusele —0,2 dB vastav suhe f/f_4, mille arvväärtus on ligikaudu 15.

Sellest suhtest leitakse sagedus f_4:

$$f_4 = \frac{f}{15} = \frac{50}{15} = 3{,}33 \text{ Hz}$$

ning arvutatakse valemiga 9 — 21 vajalik mahtuvus:

$$C_k = \frac{1}{2\pi f_4 R_k} = \frac{1}{2\pi \cdot 3{,}33 \cdot 2420} = 19{,}7 \text{ μF}.$$

Valitakse lähim standardmahtuvus 20 μF.

Kuna on määratud kõikide koostiselementide iseloomustussuurused, siis elektriline arvutus on seega lõpetatud.

Näide 9 — 3.

Arvutada takistussidestusega pingevõimendusaste vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele:

1) võimendatav sagedusala 60 kuni $8 \cdot 10^3$ Hz;
2) astme võimendus vähemalt 180;
3) järgneva võimendusastme sisendmahtuvus $C_s = 50$ pF;
4) anood-toiteseadme pinge 250 V;
5) lubatavad lineaarmoonutused $N_m = -0{,}5$ dB ja $N_k = -1$ dB;
6) võimendusastme väljandpinge peab olema $U_{gm2} = 20$ V.

Lahendus.

1. Kuna astme võimendus peab olema vähemalt 180, siis valitakse võimendusastmesse elektronlamp 6Ж7.

2. Valitakse võretakistuse R_g väärtus 0,5 MΩ, oletades, et järgnevas astmes on elektronlamp 6Ж7. Valitakse anoodkoormustakistus $R_a = 2{,}5 \cdot 10^5$ Ω.

4. Arvutatakse valemiga 9 — 3 ekvivalenttakistus R_e:

$$R_e = \frac{Ra}{1 + \frac{R_a}{R_i} + \frac{R_a}{R_g}} = \frac{2{,}5 \cdot 10^5}{1 + \frac{2{,}5 \cdot 10^5}{10^6} + \frac{2{,}5 \cdot 10^5}{0{,}5 \cdot 10^6}} =$$

$$= 1{,}425 \cdot 10^5 \text{ Ω}.$$

5. Arvutatakse astme võimendus keskmistel sagedustel valemiga 9 — 2:

$$K_0 = SR_e = 1{,}18 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}425 \cdot 10^5 = 168.$$

Kuna arvutatud astme võimendus on väiksem tehnilistes tingimustes antud võimendusest, siis tuleb valida R_a uuesti ja arvutus teistkordselt läbi viia. Selleks valitakse katseks $R_a = 0{,}3 \cdot 10^6$ Ω:

$$R_e = \frac{0{,}3 \cdot 10^6}{1 + \frac{0{,}3 \cdot 10^6}{10^6} + \frac{0{,}3 \cdot 10^6}{0{,}5 \cdot 10^6}} = 1{,}575 \cdot 10^5 \text{ Ω}.$$

Järelikult astme võimendus K_0 on:

$$K_0 = 1{,}18 \cdot 10^{-3} \cdot 157{,}5 \cdot 10^3 = 186.$$

Sellest nähtub, et $R_a = 0{,}3 \cdot 10^6$ Ω rahuldab.

6. Arvutatakse valemiga 9 — 15 sagedus f_2:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_s R_e} = \frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^{-11} \cdot 1{,}575 \cdot 10^5} =$$

$$= 2{,}02 \cdot 10^4 \text{ Hz}.$$

7. Arvutatakse valemiga 9 — 14 astme võimendus sagedusel $8 \cdot 10^3$ Hz:

$$K_k = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2}} = \frac{186}{\sqrt{1 + \left(\frac{8 \cdot 10^3}{20{,}2 \cdot 10^3}\right)^2}} = 172.$$

Sellest suhe $K_k/K_0 = 0{,}925$, mis vastab ligikaudu — 0,65 dB. Järelikult tehnilised tingimused on täidetud.

8. Arvutatakse valemiga 9 — 11 takistus R_1:

$$R_1 = R_a + R_g = 0{,}3 \cdot 10^6 + 0{,}5 \cdot 10^6 = 0{,}8 \cdot 10^6 \text{ Ω}.$$

Valitakse C_g mahtuvus 10^4 pF ning arvutatakse valemiga 9 — 9 sagedus f_1:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_g R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-8} \cdot 0{,}8 \cdot 10^6} = 19{,}9 \text{ Hz}.$$

9. Arvutatakse valemiga 9 — 8 astme võimendus sagedusel 60 Hz:

$$K_m = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}} = \frac{186}{\sqrt{1 + \left(\frac{19{,}9}{60}\right)^2}} = 177.$$

Sellest suhe $K_m/K_0 = 0{,}95$, mis vastab ligikaudu — 0,45 dB. Järelikult tehnilised tingimused on täidetud.

10. Arvutatakse elektronlambi võrepinge amplituud U_{gm1}:

$$U_{gm1} = \frac{U_{gm2}}{K_0} = \frac{20}{186} = 0{,}1075 \text{ V}.$$

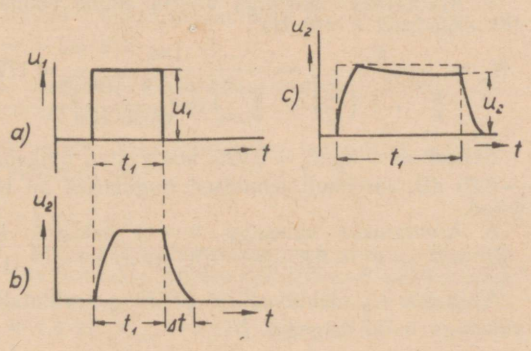
Edasine arvutuskäik on analoogiline näites 9 — 2 kirjeldatule ning seetõttu käesolevat näidet edasi ei arvutata.

Kirjandus: 1, 2, 5.

9 — 6. Takistussidestusega pingevõimendajate arvutamise erinevusi ristkülikukujuliste pingepulsside võimendamisel.

Ristkülikukujuliste helisageduslike pingepulsside võimendamiseks on võimalik kasutada tavalist takistussidestusega võimendajat. Kui aga pingepulsside arv sekundis on alla 10, siis pingepulsside võimendamiseks kasutatakse otsesidestusega pingevõimendajaid.

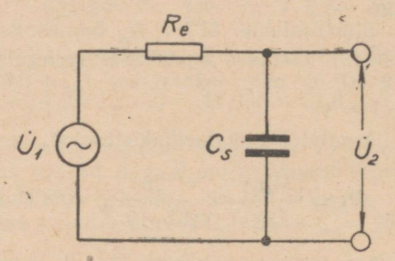
Ristkülikukujuliste pingepulsside võimendamisel pingepulsside kuju moonutub elektronlampide sidestuselementides tekkivate kujunemistoimuste mõjutusel. Pingepulsside kuju moonutumine seletub järgmiselt: oletades, et elektronlambi EL_1 võrele siseneva pingepulsi kuju on ristkülikuline, ning selle kestus on t_1 (joonis 9 — 14 a),



Joonis 9 — 14. Ristkülikulise pingepulsi kuju moonutus takistussidestusega pingevõimendusastmes.

siis järgneva elektronlambi EL_2 võrel pingepulsi kuju erineb ristkülikust selletõttu, et EL_2 võrepinge ei tõuse hetkeliselt maksimaalsele kõrgusele.

Joonisel 9 — 15 antud ekvivalentskeemist on näha, et EL_2 võrepinge muutus sõltub mahtuvusest C_s ja takistusest R_e. Kondensaatori klemmipinge hetkväärtus u_1

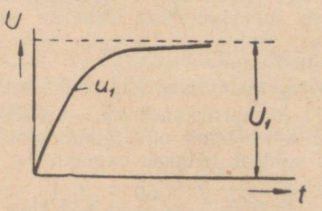


Joonis 9 — 15. Takistussidestusega võimendusastme lihtsustatud ekvivalentskeem.

selle laadimisel läbi takistuse on teatavasti arvutatav valemiga:

$$u_1 = U_1(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \text{ V}, \quad (9 - 22)$$

kus U_1 on toiteseadme pinge, millega laaditakse kondensaatorit, ja τ on võrekomplekti ajakonstant, s. t. $\tau = C_s R_e$ sek. Teata-



Joonis 9 — 16. Kondensaatori laadimiskõver (läbi takisti).

vasti nimetatakse ajakonstandiks aega sekundites, mille kestel kondensaatori algklemmipinge selle tühjendamisel läbi takisti langeb e korda, s. o. väärtuseni $1/e$.

Selle valemiga arvutatav kondensaatori laadimispinge kõver on antud joonisel 9 — 16.

Kondensaatori laadimise kestus sõltub ajakonstandist $\tau = C_s R_e$. Mida väiksem on τ, seda kiiremini tõuseb mahtuvuse C_s klemmipinge maksimumini.

Peale pingepulsi lõppemist elektronlambi EL_1 võrel ei lange EL_2 võrepinge hetkeliselt nullini, vaid mahtuvuse C_s klemmi-

pinge hetkväärtus u_t selle tühjenemisel arvutatakse valemiga:

$$u_t = U_c e^{-\frac{t}{\tau}} \text{ V},$$

kus U_c on kondensaatori klemmipinge tühjendamise algul.

Elektronlambi EL_2 võrel tekkiva pingepulsi kuju nähtub jooniselt 9 — 14 b. Pingepulsi kuju moonutused suurenevad τ suurenemisega. Tavaliselt pingepulsi moonutuse lubatavaks maksimaalseks suuruseks loetakse tingimus:

$$\Delta t \leqslant 0{,}1 t_1.$$

Ajaühiku Δt kestel peab kondensaatori klemmipinge tõusma $0{,}9U_1$

$$u_{\Delta t} = 0{,}9U_1.$$

Asetades valemisse 9 — 22 $u_1 = 0{,}9U_1$ ja t asemele $\Delta t = 0{,}1t_1$ ning jagades valemi mõlemad pooled U_1-ga, saadakse:

$$0{,}9 = 1 - e^{-\frac{0{,}1t_1}{\tau}},$$

millest

$$e^{-\frac{0{,}1t_1}{\tau}} = 0{,}1.$$

Järelikult

$$e^{\frac{0{,}1t_1}{\tau}} = 10,$$

ning sellest leitakse τ:

$$\tau = \frac{t_1}{23} \text{ sek.} \qquad (9 — 23)$$

Valemist 9 — 23 on näha, et kondensaatori klemmipinge tõuseb $0{,}1t_1$ kestel pingeni $0{,}9U_1$, siis kui $\tau = \frac{t_1}{23}$ sek.

Kondensaatori tühjenemise kestus läbi takistuse on ligikaudu võrdne selle laadimise kestusele läbi sama takistuse.

Takistussidestusega võimendusastme võrekomplekti C_gR_g mõjutusel tekkivate pingepulsside moonutuste arvutamiseks lähtutakse kondensaatori C_g laadimisvoolu hetkväärtusest pingepulsi algul, mis on arvutatav valemiga:

$$i_c = \frac{U_1}{R_g} e^{-\frac{t}{\tau_g}} \text{ A}.$$

Sellest leitakse takistusel R_g tekkiv pingelang, mis tegelikult on järgneva võimendusastme võrepinge u_{g2}

$$u_{g2} = i_c R_g = U_1 e^{-\frac{t}{\tau_g}} \text{ V}.$$

Pingepulsi sisenemise alghetkel, kui $t = 0$

$$i_c = \frac{U_1}{R_g} \text{ A},$$

ning

$$u_{g2} = U_1.$$

Sellest järeldub, et väikestel $\frac{t}{\tau_g}$ suurustel (kuni $t/\tau_g \leqslant 0{,}1$), mil kondensaator C_s ei ole veel jõudnud laaduda, võrepinge u_{g2} on ligikaudu võrdne U_1-ga ning τ_g suurus pingepulsi kuju tunduvalt ei mõjuta. Pika pingepulsi kestel võib aga t/τ_g suhe muutuda nii suureks, et u_{g2} kondensaatori laadumise tagajärjel muutub tunduvalt väiksemaks U_1-st. Sellisel korral pingepulss muutub sarnaseks jooniselt 9 — 14 c nähtuvale. Selleks, et võrepinge u_{g2} pingepulsi lõpuks ei langeks üle 10%, on vaja τ_g suurus arvutada tingimusest:

$$u_{g2} = 0{,}9U_1 = U_1 e^{-t_1/\tau_g} \text{ V},$$

millest

$$e^{-t_1/\tau_g} = 0{,}9,$$

sellest leitakse τ_g:

$$\tau_g = 10t_1. \qquad (9 — 24)$$

Valemid 9 — 23 ja 9 — 24 on kehtivad ühe pingevõimendusastme kohta. Mitmeastmelistes võimendajates pingepulsi kuju moonutused suurenevad, ja sel juhul tuleb ühe astme võrekomplekti ajakonstant τ_g ning samuti ka τ arvutada järgmiste ligikaudsete valemitega:

$$\tau \leqslant \frac{t_1}{23n}, \qquad (9 — 25)$$

$$\tau_g \leqslant 10t_1 n, \qquad (9 — 26)$$

kus t_1 on pingepulsi kestus sek ja n on võimendaja astmete arv.

Näide 9 — 4.

Arvutada pingepulsside võimendaja vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele: pingepulsi kestus $t_1 = 10$ μ sek, vajalik võimendus $K = 1000$, võimendaja koormusmahtuvus $C_2 = 100$ pF ja lülitusmahtuvus on 10 pF.

Lahendus.

1. Suure võimenduse saavutamiseks valitakse elektronlamp 6Ж4, mille parameetrid on: $S = 8$ mA/V; $C_{gk} = 11$ pF ja $C_{ak} = 5$ pF.

2. Määratakse lubatav τ, arvestades võimendusastmete arvuks $n = 1$:

$$\tau = \frac{t_1}{23\,n} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{23} = 0{,}435 \cdot 10^{-6} \text{ sek.}$$

3. Arvutatakse anoodkoormustakistus R_a:

$$R_a = \frac{\tau}{C_2} = \frac{0{,}435 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-12}} = 4{,}35 \cdot 10^3\ \Omega.$$

4. Arvutatakse valemiga 9 — 2 astme võimendus K_0:

$$K_0 = SR_a = 8 \cdot 10^{-3} \cdot 4{,}35 \cdot 10^3 = 34{,}8.$$

Kuna arvutusel selgus, et ühe võimendusastme võimendus on tunduvalt vähem tehnilistes tingimustes antud võimendusest, siis tuleb valida vähemalt 2 võimendusastet.

5. Arvutatakse uuesti τ ühe võimendusastme kohta:

$$\tau = \frac{t_1}{23\,n} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{23 \cdot 2} = 0{,}217 \cdot 10^{-6} \text{ sek.}$$

6. Arvutatakse järgneva võimendusastme sisendmahtuvus:

$$C_s = C_{gk} + C_{ak} + C_l = 11 + 5 + 10 = 26 \text{ pF.}$$

7. Arvutatakse esimese võimendusastme elektronlambi anoodkoormustakistus R_{a1}:

$$R_{a1} = \frac{\tau}{C_s} = \frac{0{,}217 \cdot 10^{-6}}{26 \cdot 10^{-12}} = 8{,}35 \cdot 10^3\ \Omega.$$

8. Esimese võimendusastme võimendus leitakse valemiga:

$$K_{01} = SR_{a1} = 8 \cdot 10^{-3} \cdot 8{,}35 \cdot 10^3 = 66{,}8.$$

9. Arvutatakse teise võimendusastme elektronlambi EL_2 anoodkoormustakistus R_{a2}:

$$R_{a2} = \frac{\tau}{C_2} = \frac{0{,}217 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-12}} = 2{,}17 \cdot 10^3\ \Omega.$$

10. Leitakse teise võimendusastme võimendus:

$$K_{02} = SR_{a2} = 8 \cdot 10^{-3} \cdot 2{,}17 \cdot 10^3 = 17{,}36.$$

11. Arvutatakse võimendaja üldine võimendus:

$$K_0 = K_{01}K_{02} = 66{,}8 \cdot 17{,}36 = 1160.$$

Saadud võimendus ületab tehnilistes tingimustes antud võimenduse, s. t. kaheastmeline võimendaja rahuldab tehnilisi tingimusi.

12. Arvutatakse võrekomplektide ajakonstandid:

$$\tau_g = 10\,t_1 n = 10 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 2 = 2 \cdot 10^{-4} \text{ sek.}$$

13. Valitakse $R_g = 0{,}2$ MΩ, mis vastab tingimusele:

$$R_g > 20\,R_a$$

ning sellest sõltuvalt arvutatakse C_g:

$$C_g = \frac{\tau_g}{R_g} = \frac{2 \cdot 10^{-4}}{2 \cdot 10^5} = 10^{-9} = 1000 \text{ pF.}$$

Kirjandus: 16.

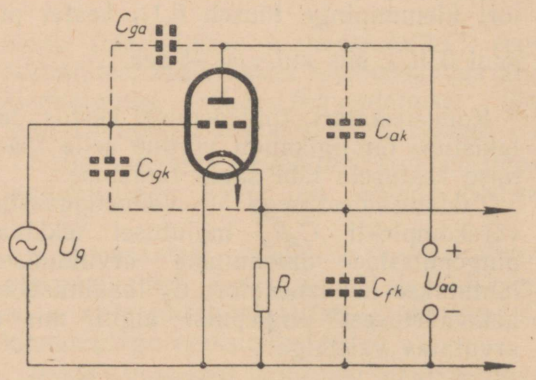
10. peatükk.

KATOODVÄLJANDIGA VÕIMENDAJAD.

10 — 1. Katoodväljandiga võimendajate kirjeldus.

Erivõimendajates, milledes on vaja üle kanda laia sagedusala, kasutatakse katoodväljandiga võimendusastmeid. Katoodväljandiga võimendusastme põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 10 — 1 ja selle ekvivalentskeem jooniselt 10 — 2.

Jooniselt 10 — 1 selgub, et katoodväljandiga võimendusastmes koormustakistus asub katoodvooluringis ja on sellega ühtlasi ka võrevooluringis. Selle tulemusena väljandpinge antakse tagasi võrele järjestikku tüürpingega. Kuna aga võimendusastme väljandpinge on võrepingest faasis nihutatud 180 elektrilise kraadi võrra, siis katoodväljandiga võimendusastme võimendus on väiksem kui 1. Katoodväljandiga

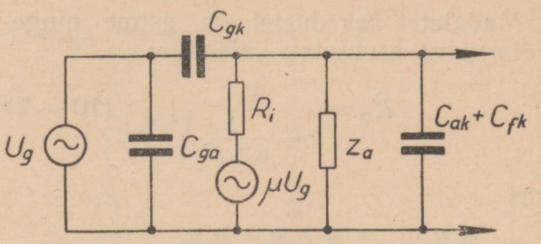


Joonis 10 — 1. Katoodväljandiga võimendusastme põhimõtteline skeem.

võimendusastmel on aga järgmised paremused: 1) väike sisendmahtuvus, 2) suur sisendtakistus, 3) väike väljandtakistus, 4) väike mittelineaarmoonutus, 5) väike lineaarmoonutus ja 6) väike faasimoonutus.

Kirjandus: 1 ja 5.

10 — 2. Katoodväljandiga võimendajate pingevõimendus.



Joonis 10 — 2. Katoodväljandiga võimendusastme ekvivalentskeem.

Joonisel 10 — 2 antud ekvivalentskeemist nähtub, et katoodväljandiga võimendusastmes kütteniidi ja katoodi vaheline mahtuvus C_{fk}, mille arvväärtus on 5 kuni 15 pF, jääb rööbiti mahtuvusega C_{ak}, sest anoodtoiteseadme miinuspoolus ja kütteniidi üks ots on tavaliselt ühendatud võimendaja šassiiga. Koormus Z_a koosneb rööptoitetakistusest R ja väliskoormustakistusest.

Ekvivalentskeemi analüüsimisel selgub, et astme võimendus on:

$$\dot{K}=\frac{(i\omega C_{gk}R_i+\mu)Z_a}{j\omega(C_{gk}+C_{ak}+C_{fk})R_iZ_a+R_i+(\mu+1)Z_a}. \qquad (10-1)$$

Praktikas tavaliselt kasutatavate R ja Z_a väärtuste puhul ekvivalentskeemist nähtuvad mahtuvused, sagedustel alla ühe megahertsi, astme võimendusele tunduvat mõju ei avalda. Seetõttu võib valemit 10 — 1 lihtsustada järgmiseks:

$$\dot{K}=\frac{\mu Z_a}{R_i+(1+\mu)Z_a}. \qquad (10-2)$$

Sellest valemist selgub, et astme võimenduse teoreetiliseks maksimaalväärtuseks on $\mu/(\mu+1)$ ja see tekib juhul, kui suhe Z_a/R_i muutuks lõpmatu suureks. Praktikas esinevate Z_a väärtuste puhul ($Z_a \leqslant 10^4\ \Omega$) saadakse astme võimendus keskmiselt kuni 0,9.

Jooniselt 10 — 3 nähtub katoodväljandiga takistus-mahtuvussidestusega võimendusastme skeem. Selles skeemis mahtuvus C_2 on võimendusastme efektiivne väljandmahtuvus, mille suurus on arvutatav valemiga:

$$C_2=C_{ak1}+0{,}1\,C_{gk1}+C_{s2}, \qquad (10-3)$$

kus C_{ak1} ja C_{gk1} on antud võimendusastme elektronlambi sisemahtuvused ja C_{s2} on järgneva võimendusastme sisendmahtuvus.

Sellise võimendusastme võimendus keskmistel sagedustel on arvutatav valemiga 10 — 1, kui arvestada, et astme koormuseks on rööbiti ühendatud R_1, R_2 ja C_2.

Kuna aga keskmistel sagedustel C_2 mahtuvustakistus on küllalt suur, siis võib C_2 arvestamata jätta, ja astme võimenduse arvutamisel kasutada ainult R_1 ja R_2 summaarset takistust $R_1R_2/(R_1+R_2)$.

Nimetatud võimendusastme ekvivalentskeemi analüüs näitab, et astme võimendus kõrgetel sagedustel on arvutatav valemiga:

$$\dot{K}_k=\frac{S}{S+\frac{1}{R_i}+\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+j\omega C_2}=$$

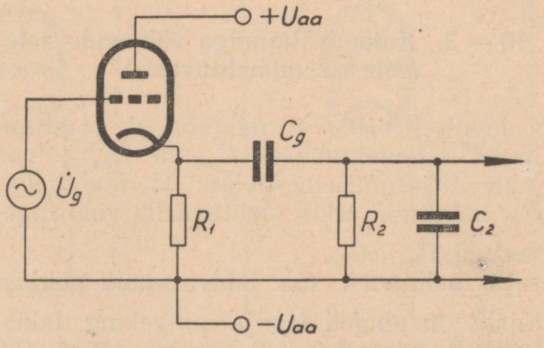
$$=\frac{K_0}{1+j\omega R'_eC_2}, \qquad (10-4)$$

kus

$$K_0=SR'_e, \qquad (10-5)$$

$$R'_e=\frac{R_e}{SR_e+1}, \qquad (10-6)$$

R_e arvutatakse valemiga 9 — 3.



Joonis 10 — 3. Katoodväljandiga takistus-mahtuvussidestusega võimendusastme põhimõtteline skeem.

Madalatel sagedustel on astme pingevõimendus arvutatav valemiga:

$$\dot{K}_m = \frac{K_0}{1 - \frac{j}{\omega R_m C_g}}, \qquad (10-7)$$

kus

$$R_m = \frac{R_1 R_2 (\mu + 1) + R_1 R_i + R_2 R_i}{R_i + (\mu + 1) R_1}\,\Omega. \qquad (10-8)$$

Madalatel sagedustel tekkiva lineaarmoonutuse ja faasinihke määramiseks võib kasutada joonistel 9 — 7 ja 9 — 8 antud kõveraid, kuid sageduste f_1 ja f_2 arvutamisel tuleb R_1 ja R_e asendada vastavalt R_m ja R_e'-ga.

Kuna R'_e takistus on palju väiksem R_e takistusest, siis sellest järeldub, et katoodväljandiga võimendusastmes, võrreldes tavalise takistussidestusega võimendusastmega (sama suhte K_k/K_0 puhul), on $\omega R_e C_s = \omega R'_e C_2$. Järelikult katoodväljandiga võimendajas mahtuvus C_2 võib olla tunduvalt suurem mahtuvusest C_s takistussidestusega võimendajas. Selle selgituseks olgu nimetatud, et näiteks elektronlambiga 6C2C katoodväljandiga võimendusaste, mille $C_2 = 250$ pF, $R_1 = 10\,000\ \Omega$ ja $R_2 = 10\,000\ \Omega$, võimendab ühtlaselt kuni sageduseni 500 kHz. Sama elektronlambiga takistussidestusega võimendusaste, milles $C_s = 250$ pF, $R_a = 10\,000\ \Omega$ ja $R_g = 10\,000\ \Omega$, võimendab ühtlaselt ainult kuni sageduseni 42 kHz. Võimenduse vähenemine — 3 dB tekib ülalnimetatud katoodväljandiga võimendusastmes sagedusel 1,8 MHz ja takistussidestusega võimendusastmes sagedusel 152 kHz.

Kirjandus: 1 ja 5.

10 — 3. Katoodväljandiga võimendusastmete sisendmahtuvused.

Jooniselt 10 — 1 nähtub, et elektronlambi sisemahtuvuste C_{ga} ja C_{gk} toimel tekivad järgmised voolud: 1) mahtuvuse C_{ga} mõjutusel tekib mahtuvuslik vool tugevusega $\dot{U}_{g1} j\omega C_{ga}$,

2) mahtuvust C_{gk} läbiva voolu põhjustajaks on pinged $\dot{U}_{g1}$ ja pingelang takistusel R, mis omavahel on nihutatud 180 kraadi.

Kuna pingelang takistusel R on $-\dot{U}_{g1}K$, siis voolutugevus mahtuvuses C_{gk} on $\dot{U}_{g1}(1 - K) j\omega C_{gk}$.

Järelikult üldine võrevooluringis arenev vool on:

$$j\omega \dot{U}_{g1}[C_{ga} + (1 - K) C_{gk}].$$

Sellest avaldusest selgub, et katoodväljandiga võimendusastme sisendmahtuvus on:

$$C_s = C_{ga} + (1 - K) C_{gk}\ \text{F}. \qquad (10-9)$$

Valemist 10 — 9 on näha, et C_s mahtuvus on maksimaalne kui $K = 0$, milline olukord teoreetiliselt on võimalik siis, kui $Z_a = 0$. Järelikult $C_{smaks} = C_{ga} + C_{gk}$. Praktikas on astme võimendus tavaliselt ligikaudu 0,9 ning sel juhul $C_s = C_{ga} + 0{,}1\ C_{gk}$. Eeltoodust selgub, et katoodväljandiga võimendusastme sisendmahtuvus on palju kordi väiksem takistussidestusega võimendusastme sisendmahtuvusest. Nii näiteks on tavalise kõrgsagedus-pentoodi $C_{ga} = 0{,}005$ pF ja $C_{gk} \approx 6$ pF, järelikult katoodväljandiga võimendusastme sisendmahtuvus on ligikaudu 0,605 pF.

Sama pentoodiga takistussidestusega võimendusastme sisendmahtuvus on aga kümneid kordi suurem.

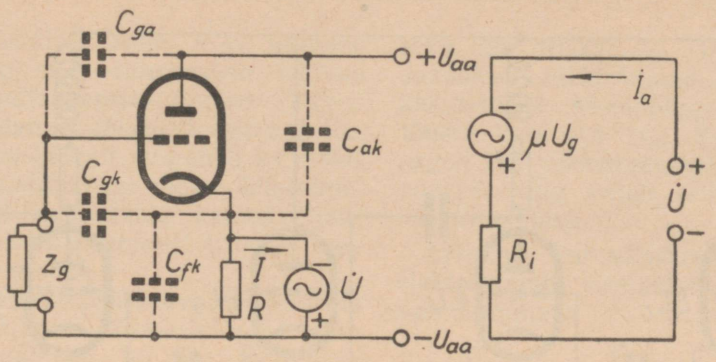
Kirjandus: 1 ja 5.

10 — 4. Katoodväljandiga võimendusastmete väljandtakistused.

Katoodväljandiga võimendusastme väljandtakistuse määramiseks ühendatakse selle väljandklemmidele vahelduvvooluallikas, pingega U, nii nagu nähtub jooniselt 10 — 4.

Sellelt jooniselt selgub ka, et katoodväljandiga võimendusastme väljandklemmide vahel asuvad takistused R_i ja R, mahtuvused C_{ak} ja C_{fk} ning nendega rööbiti mahtuvus C_{ga}, samuti rööbiti, kuid omavahel järjestikku asuvad Z_g ja C_{gk}. Joonisel näidatud Z_g on sisendpingeallika sisetakistus. Vastavalt joonisel 10 — 4 b antud ekvivalentskeemile on elektronlambi juhtivus:

$$Y_a = \frac{\dot{I}_a}{\dot{U}} = \frac{\dot{U} + \mu \dot{U}_g}{R_i \dot{U}}\,1/\Omega. \qquad (10-10)$$



Joonis 10 — 4. Katoodväljandiga võimendusastme põhimõtteline skeem *a* ja selle elektronlambi ekvivalentskeem *b* võimendusastme väljandtakistuse määramiseks.

Võre-vahelduvpinge $\dot{U}_g$ on tegelikult pinge $\dot{U}$ ja takistusel Z_g tekkiva pingelangu vahe. Pingelang takistusel Z_g areneb mahtuvust C_{gk} läbiva vahelduvvoolu toimel. Kuna C_{gk} mahtuvus on keskmiselt 4 pF, siis selle reaktiivtakistus sagedusel 1 MHz on ligikaudu $4 \cdot 10^4$ Ω. Kui arvestada, et Z_g on aktiivtakistus arvväärtusega ligikaudu 10^4 Ω, siis võre-vahelduvpinge arvväärtus sagedustel alla 1 MHz on ligikaudu 0,97 U. Järelikult viga ei teki kuigi suur, kui võetakse $U = U_g$. Seetõttu on valemit 10 — 10 võimalik teisendada järgmiseks:

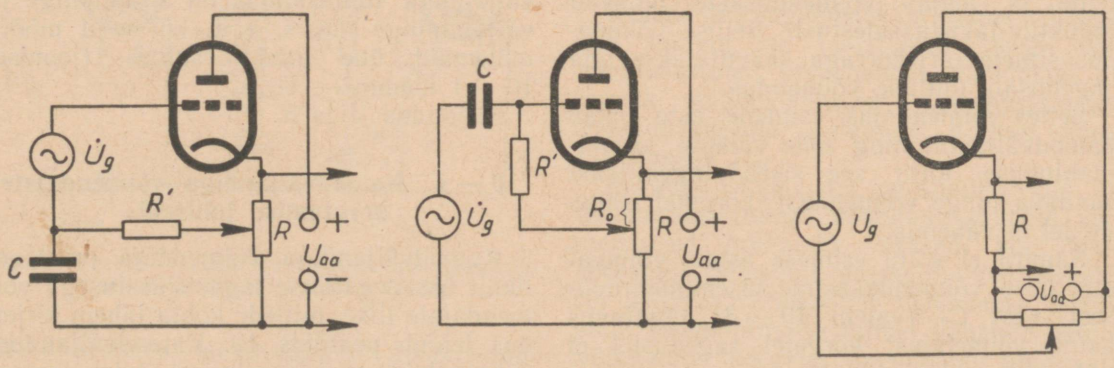
$$Y_a = \frac{1+\mu}{R_i}\ 1/\Omega. \qquad (10-11)$$

Sellest valemist nähtub, et elektronlambi väljandjuhtivus Y_a on veidi suurem selle tõusust S. Järelikult elektronlambi väljandtakistus sõltub selle tõusust ja praktiliselt on 170 kuni 1000 Ω. Paljudel juhtudel on katoodväljandiga võimendusastmes koormuse ja jooniselt 10 — 4 *a* nähtuvate mahtuvuste üldjuhtivus väike, võrreldes elektronlambi väljandjuhtivusega. Seetõttu sagedustel kuni 1 MHz võetakse praktikas Y_a võimendusastme väljandjuhtivuseks. Üle 1 MHz sagedustel arvestatakse väljandjuhtivuse arvutamisel joonisel 10 — 4 *a* antud mahtuvuste juhtivust ning peale selle tuleb arvestada ka elektronlambi katoodi ja lülitusskeemi maandatud juhtmete vahelise mahtuvuse juhtivust.

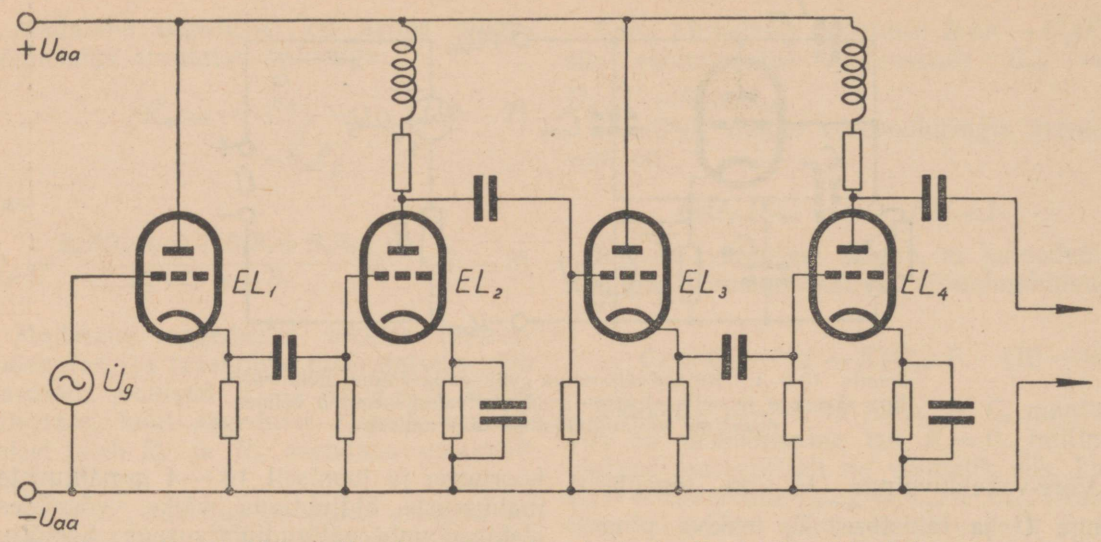
Kirjandus: 1 ja 5.

10 — 5. Katoodväljandiga võimendajate skeemid ja nende kasutamise võimalusi.

Joonisel 10 — 5 on antud kolm praktikas kasutatavat katoodväljandiga võimendusastme põhimõttelist skeemi, milledes võre-eelpingeid on võimalik reguleerida sel juhul, kui koormustakistusel tekkiv pingelang ületab vajaliku võre-eelpinge kõrguse.



Joonis 10 — 5. Katoodväljandiga võimendusastmete põhimõttelised skeemid võre-eelpinge reguleerimise võimalusega.



Joonis 10 — 6. Katoodväljandiga võimendusastmetega võimendaja põhimõtteline skeem.

Jooniselt nähtuva takistuse R' ja C arväärtused tuleb valida selliselt, et R' oleks tunduvalt suurem kondensaatori reaktiivtakistusest madalamal võimendataval sagedusel. Joonisel 10 — 5 b antud võimendusastme sisendjuhtivus on $(1 - KR_0/R)R'$, milles R_0 on takistuse R osa, mis asub liugkontaktist ülalpool.

Joonisel 10 — 5 antud skeemid a ja c on eelistatud skeemile b siis, kui vajatakse eriti suurte sisendtakistusega võimendajaid. Skeemid a ja c on aga hästi kasutatavad ainult võimendaja sisendastmes. Praktikas kasutatava katoodväljandiga võimendusastmetega elektronvõimendaja põhimõtteline skeem on toodud joonisel 10 — 6.

Selles skeemis esimene ja kolmas võimendusaste on katoodväljandiga, kuna teine ja neljas võimendusaste omavad induktiiv-takistussidestust. Sellise võimendusastmete järjekorraga saavutatakse laia sagedusala ühtlane võimendus.

Selles võimendajas esimene aste omab katoodväljandit ning selle väikese sisendmahtuvuse tõttu see sisendpingeallikast saadava pinge võimendust kõrgetel sagedustel ei vähenda.

Samuti ei sõltu esimese astme võimendus teise võimendusastme sisendmahtuvusest, sest C_2 (valem 10 — 3) mahtuvus astme võimendust kõrgetel sagedustel ei vähenda.

Katoodväljandiga kolmas võimendusaste omab väikest sisendmahtuvust ja seetõttu see teise võimendusastme võimendust kõrgetel sagedustel ei vähenda. Neljas võimendusaste saab kolmandast võimendusastmest väljandpinge, mille kõrgus samuti ei sõltu sagedusest.

Niisuguseid võimendajaid kasutatakse näiteks ostsillograafides, televisiooniseadmetes, raadiolokatsiooniseadmetes, mõõteseadmetes jne. Peale selle kasutatakse katoodväljandiga võimendusastmeid ka võimendajate lõppastmetena siis, kui on vajalik saada stabiilset väljandpinget muutuva koormustakistuse puhul. Samuti on katoodväljandiga võimendusaste kasutatav transformaatori asemel väikese takistusega koormuse sobitamiseks tavalise võimendajaga.

Lõpuks olgu veel nimetatud, et katoodväljandiga võimendajas on sisendpinge ja väljandpinge faasis, s. t. kui neid mõõta mõlemaid ühe punkti suhtes (joonisel 10 — 1 klemm — U_{aa}).

Kirjandus: 1 ja 5.

10 — 6. Katoodväljandiga võimendajate arvutamise juhiseid.

Katoodväljandiga võimendaja on tegelikult üks negatiivse tagasisidestusega võimendajate liike, millede kohta lähem kirjeldus leidub peatükis 19. Katoodväljandiga võimendaja projekteerimisel tuleb arvestada seda, et suure sisetakistusega elektron-

lampide kasutamisel suhe R/R_i kujuneb väikeseks ning selle tulemusena tekivad tunduvad mittelineaarmoonutused. Takistuse R suurendamist tõkestab aga asjaolu, et sellega kaasaskäivalt suureneb ka elektronlambi sisemahtuvuste mõju. Ülalnimetatud põhjustel kasutatakse katoodväljandiga võimendajates peamiselt trioode, harvem võimsuspentoode.

Maksimaalne võre-vahelduvpinge väärtus peab olema väiksem võre-eelpingest ning trioodide kasutamisel on see arvutatav valemiga:

$$U_{gm} = \frac{1 - \alpha(\mu + 1) U_{g0}}{\alpha + 1} = \frac{1 + \alpha(\mu + 1) U_{a0}}{\mu(\alpha + 2)} \text{ V}, \quad (10 - 12)$$

kus $\alpha = R/R_i$.

Rööptoitetakistuse R tavaliseks arvväärtuseks on 10 000 Ω. Parimaid tulemusi saadakse elektronlambiga 6C2C, mille kasutamisel sisendpinge amplituud võib tõusta kuni 0,4 U_{a0}. Samuti kasutatakse sageli ka elektronlampi 6Ф5, mille μ on suurem ning vajab sellega ka suuremat rööptoitetakistust.

Erijuhul, kui väliskoormustakistus Z ja elektronlambi sisetakistuse R_i suhe rahuldab tingimust

$$\frac{Z}{R_i} = \frac{1}{1 + \mu},$$

siis praktikas sageli takistuse R asemele ühendatakse väliskoormuse takistus Z.

Katoodiväljandiga astme võimenduse arvutamise valemid leiduvad käesoleva peatüki punktis 10 — 2.

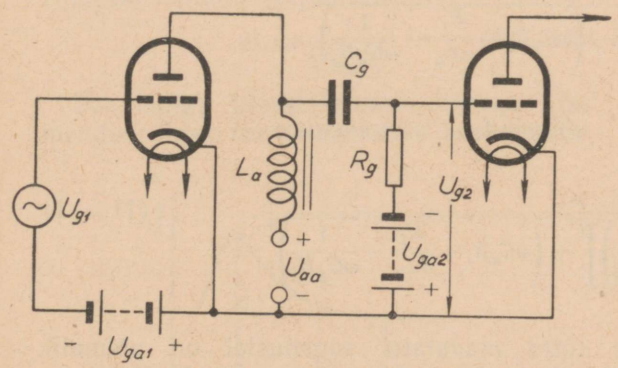
Kirjandus: 1 ja 5.

11. peatükk.

INDUKTIIVSUSSIDESTUSEGA PINGEVÕIMENDAJAD.

11 — 1. Induktiivsussidestusega pingevõimendajate kirjeldus.

Induktiivsussidestusega pingevõimendusastme põhimõtteline skeem sarnaneb takistussidestusega pingevõimendusastmega. Erinevuseks on vaid see, et induktiivsussidestusega võimendusastmes elektronlambi anoodvooluringi koormustakistuseks kasutatakse paispooli (joonis 11 — 1).



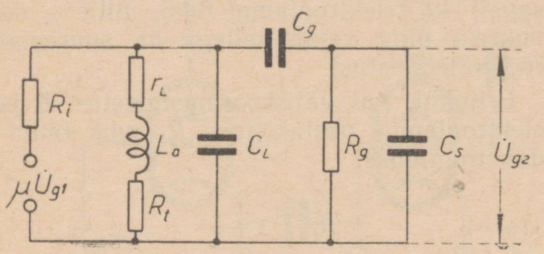
Joonis 11 — 1. Induktiivsussidestusega pingevõimendusastme põhimõtteline skeem.

Induktiivsussidestusega võimendusastme peamiseks paremuseks võrreldes takistussidestusega on anoodkoormusena kasutatava paispooli väike aktiivtakistus, mille tulemusena selles anoodalalispingelang on väike. Puuduseks on aga asjaolu, et linaar- ja faasimoonutused madalatel sagedustel on tunduvalt suuremad kui takistussidestusega võimendajates. Selle põhjustajaks on paispooli reaktiivtakistuse vähenemine sageduse madalamaks muutumisel. Peale selle väheneb astme võimendus madalatel sagedustel võrekondensaatori C_g mahtuvustakistuse suurenemise tõttu.

Keskmistel sagedustel on astme võimendus suurem kui takistussidestusega võimendusastmel, sest nendel sagedustel on tegelik anoodvooluringi koormustakistus vahelduvvoolule ligikaudu võrdne võretakistusega R_g.

Kõrgetel sagedustel on induktiivsus- ja takistussidestusega võimendusastmete võimendused ligikaudu võrdsed, kui mitte arvestada paispooli sisemahtuvuse mõjutusel tekkivat võimenduse vähenemist. Paispooli sisemahtuvuse toimel väheneb astme võimendus kõrgetel sagedustel tunduvalt rohkem kui takistussidestusega võimendusastmes.

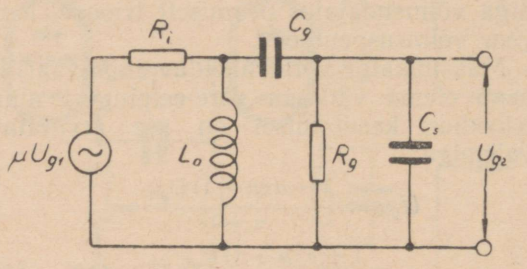
Astmevõimenduse arvutusvalemite saamiseks kasutatakse induktiivsussidestusega võimendusastme ekvivalentskeemi, mis nähtub jooniselt 11 — 2.



Joonis 11 — 2. Induktiivsussidestusega võimendusastme ekvivalentskeem.

Selle ekvivalentskeemi lihtsustamiseks oletatakse, et paispooli mähise aktiivtakistus r_L ja paispooli teraskehas tekkivate kadude ekvivalenttakistus R_t on suhteliselt väikesed ning nende ärajätmisega olulist viga ei teki. Selle tulemusena võib ekvivalentskeemi lihtsustada selliseks, nagu nähtub jooniselt 11 — 3.

Võrreldes jooniseid 11 — 3 ja 7 — 5, selgub, et need on sarnased. Järelikult märkides jooniselt 11 — 3 nähtuva ekvivalentskeemi lülituselementide suurused joonisel 7 — 5 antud ekvivalentskeemi lülituselementide suuruste kaudu: $Z_1 = R_i$;



Joonis 11 — 3. Induktiivsussidestusega võimendus astme lihtsustatud ekvivalentskeem.

$Z_2 = j\omega L_a$; $Z_3 = 1/j\omega C_g$ ja $Z_4 = 1/R_g + j\omega C_s$, ning asetades need valemisse 7 — 10, saadakse astmevõimenduse valem komplekskujul:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{g2}}{\dot{U}_{g1}} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{j\omega L_a} + R_i\left(\frac{1}{R_g} + j\omega C_s\right) + \left(1 + \frac{R_i}{j\omega L_a}\right)\frac{1}{j\omega C_g}\left(\frac{1}{R_g} + j\omega C_s\right)}.$$

Kuna suhte C_s/C_g arvväärtus on tavaliselt väike, siis võib suurema veata oletada, et $C_s/C_g = 0$, mille tulemusena astme võimenduse valemit saab teisendada järgmiseks:

$$\dot{K} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_g}\left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_a C_g}\right) + j\left(\omega C_s R_i - \frac{R_i}{\omega L_a} - \frac{1}{\omega C_g R_g}\right)}.$$

Selle kompleksavalduse moodul on astme võimenduse arvväärtus:

$$K = \frac{\mu}{\sqrt{\left[1 + \frac{R_i}{R_g}\left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_a C_g}\right)\right]^2 + \left(\omega C_s R_i - \frac{R_i}{\omega L_a} - \frac{1}{\omega C_g R_g}\right)^2}}. \qquad (11 - 1)$$

Madalatel sagedustel on mahtuvuse C_s juhtivus suhteliselt L_a juhtivusega nii väike, et seda võib mitte arvestada. Seetõttu madalatel sagedustel on võimalik astme võimenduse arvutuse valemit teisendada järgmiseks:

$$K_m = \frac{\mu}{\sqrt{\left[1 + \frac{R_i}{R_g}\left(1 - \frac{1}{\omega_m^2 L_a C_g}\right)\right]^2 - \left(\frac{R_i}{\omega L_a} + \frac{1}{\omega_m C_g R_g}\right)^2}}. \qquad (11 - 2)$$

Sellest valemist ning samuti ka joonisel 11 — 3 antud ekvivalentskeemist selgub, et sagedusel $f = 0$ astme võimendus on null. Sageduse kõrgenemisel madalatelt sagedustelt keskmistele sagedustele suureneb paispooli L_a induktiivtakistus ωL_a ja väheneb kondensaatori C_g mahtuvustakistus $1/\omega C_g$, mille tulemusena ka astme võimendus suureneb.

Keskmistel sagedustel võib järelikult anood-koormustakistuseks võtta R_g takistuse, mistõttu astme võimendus keskmistel sagedustel on arvutatav valemiga:

$$K_0 = \frac{\mu R_g}{R_i + R_g} = \frac{\mu}{\frac{R_i}{R_g} + 1}. \quad (11 - 3)$$

Samuti nähtub jooniselt 11 — 3, et paispool L_a ja kondensaatorid C_g ja C_s moodustavad rööpvõnkeringi, mille omasagedus on arvutatav valemist 11 — 2.

Selles valemis ruutjuure all olev teine liige peab resonantsolukorras võrduma nulliga, s. t.

$$\omega_0 C_s R_i - \frac{R_i}{\omega_0 L_a} - \frac{1}{\omega_0 C_g R_g} = 0,$$

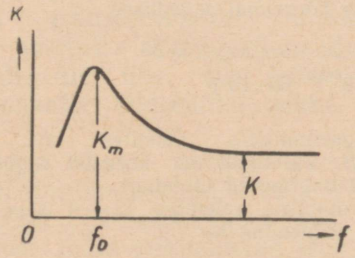
millest arvutatakse ω_0:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_a C_s}} \sqrt{1 + \frac{L_a}{R_i C_g R_g}}. \quad (11 - 4)$$

Pentoodide kasutamisel on takistus R_i üle 0,5 MΩ, mistõttu valemis 11 — 4 ruutjuure all olev avaldise arvväärtus muutub ligikaudu võrdseks ühega ning ω_0 valemit võib lihtsustada järgmiseks:

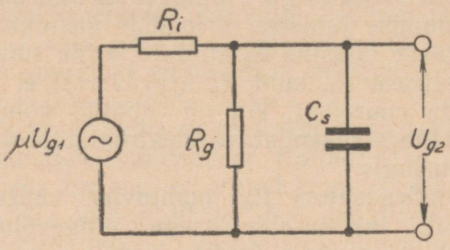
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_a C_s}}. \quad (11 - 5)$$

Pentoodiga induktiivsussidestusega võimendusastmes tekib sagedusel f_0 resonantsolukorra tõttu võimenduse tõus, nii nagu on näha joonisel 11 — 4 antud võimenduse kõverast.



Joonis 11 — 4. Pentoodiga induktiivsussidestusega võimendusastme võimenduse kõver, võimenduse tõusuga madalatel sagedustel.

Kõrgetel sagedustel võib L_a ja C_g mõju jätta arvestamata, kuid astme võimendus väheneb C_s mõjutusel. Järelikult kõrgetel sagedustel võimendusastme ekvivalentskeemi võib lihtsustada selliseks, nagu nähtub jooniselt 11 — 5.



Joonis 11 — 5. Induktiivsussidestusega pingevõimendusastme lihtsustatud ekvivalentskeem kõrgetel sagedustel.

Induktiivsussidestusega võimendusastmes on mahtuvus C_s arvutatav valemiga:

$$C_s = C_{gk2} + C_{ga2}(1 + K_{02}) + C_{ak} + C_l + C_L, \quad (11 - 6)$$

kus C_L on paispooli sisemahtuvus, mille arvväärtus, sõltuvalt paispooli mähisest on: sektsioonmähistel 40 kuni 60 pF, ja lihtmähistel 150 kuni 250 pF. Teised tähised on samad mis valemis 8 — 5.

Peale selle sõltub astme võimendus kõrgetel sagedustel takistustest R_i ja R_g. Väiksema R_i ja R_g puhul lineaarmoonutused on väiksemad, kuid väiksema R_g takistuse kasutamisel väheneb ka astme võimendus keskmistel sagedustel. Kõrgetel sagedustel võib valemist 11 — 1 ära jätta järgmised liikmed

$$-\left(\frac{R_i}{\omega L_a} + \frac{1}{\omega C_g R_g}\right) \text{ ja } \frac{1}{\omega^2 L_a C_g},$$

millede arvväärtused muutuvad nii väikeseks, et nende ärajätmine valemi täpsust kuigi palju ei vähenda.

Selle tulemusena muutub astme võimenduse valem järgmiseks:

$$K_k = \frac{\mu}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_i}{R_g}\right)^2 + (\omega_k C_s R_i)^2}}. \quad (11 - 7)$$

Kuna induktiivsussidestusega astme võimendus madalatel ja kõrgetel sagedustel on tunduvalt väiksem sama elektronlam-

biga takistussidestusega astme võimendusest, siis seda praktikas kasutatakse harva.

Kirjandus: 15.

11 — 2. Induktiivsussidestusega pingevõimendajate arvutamise juhiseid.

Induktiivsussidestusega võimendusastme projekteerimisel valitakse takistus R_g samadel kaalutlustel kui on kirjeldatud takistussidestusega pingevõimendusastme arvutamise juhistes. Trioodide kasutamisel valitakse takistus R_g kuni 10 korda suurem takistusest R_i, kuid R_g arvväärtust ei tohi valida suuremat, kui on lubatud võimendusastmes rakendatava elektronlambi võre-vooluringis.

Kondensaatori C_g mahtuvus valitakse samuti takistussidestusega pingevõimendajate arvutamise juhiste järgi.

Näide 11 — 1.

Arvutada induktiivsussidestusega võimendusaste vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele:

1) arvutatavas võimendusastmes kasutatakse elektronlampi 6Ф5, mille parameetrid on: $\mu = 100$, $R_i = 65$ kΩ ja $S = 1{,}55$ mA/V;

2) võimendatav sagedusala 100 kuni $8 \cdot 10^3$ Hz;

3) lubatavad lineaarmoonutused on $N_m = -4$ dB (arvväärtus 0,638) ja $N_k = -3$ dB (arvväärtus 0,708);

4) järgneva võimendusastme sisendmahtuvus $C_s = 300$ pF;

5) järgnevas võimendusastmes kasutatakse elektronlampi 6C5, mille võre-vooluringi takistuse R_g maksimaalne arvväärtus on 1 MΩ.

Paispooli induktiivsuse L_a arvutamisel lähtutakse maksimaalselt lubatavast lineaarmoonutusest madalatel sagedustel. Trioodi kasutamisel arvutatakse L_a valemiga:

$$L_a = \frac{R_i}{\omega_m \sqrt{\frac{1}{N_m^2} - 1}} \text{ H}, \qquad (11-8)$$

kus N_m on lubatav lineaarmoonutus madalamal võimendataval sagedusel ja ω_m on madalama võimendatava sageduse nurksagedus.

Pentoodi kasutamisel kasutatakse L_a arvutamiseks valemit:

$$L_a = \frac{R_g N_m}{\omega_m} \text{ H}. \qquad (11-9)$$

Lahendus:

1. Valitakse takistus $R_g = 10\ R_i = 0{,}65$ MΩ.

2. Arvutatakse valemiga 11 — 8 induktiivsus L_a:

$$L_a = \frac{R_i}{\omega_m \sqrt{\frac{1}{N_m^2} - 1}} = \frac{65 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 100 \sqrt{1{,}58^2 - 1}} = 84{,}5 \text{ H}.$$

3. Valitakse võrekondensaatori C_g mahtuvus 10^4 pF ja arvutatakse valemiga 11 — 2 astmevõimendus madalatel sagedustel:

$$K_m = \frac{100}{\sqrt{\left[1 + \frac{65 \cdot 10^3}{65 \cdot 10^4}\left(1 - \frac{1}{4\pi^2 \cdot 10^4 \cdot 84{,}5 \cdot 10^{-8}}\right)\right]^2 - \left(\frac{65 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 100 \cdot 84{,}5} + \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^{-8} \cdot 65 \cdot 10^4}\right)^2}} = 60.$$

4. Arvutatakse valemiga 11 — 3 astme võimendus keskmistel sagedustel:

$$K_0 = \frac{100 \cdot 65 \cdot 10^4}{65 \cdot 10^3 + 65 \cdot 10^4} = 91.$$

5. Kontrollitakse lineaarmoonutuse suurust madalatel sagedustel:

$$N_m = \frac{K_m}{K_0} = \frac{60}{91} = 0{,}66,$$

mis logaritmilistes ühikutes on — 3,6 dB, s. t. valitud C_g mahtuvus rahuldab.

6. Arvutatakse valemiga 11 — 7 astme võimendus sagedusala kõrgeimal sagedusel:

$$K_k = \frac{100}{\sqrt{\left(1 + \frac{65 \cdot 10^3}{65 \cdot 10^4}\right)^2 + (2\pi \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-10} \cdot 65 \cdot 10^3)^2}} = 68.$$

7. Kontrollitakse lineaarmoonutuse suurust kõrgetel sagedustel:

$$N_k = \frac{K_k}{K_0} = \frac{68}{91} = 0{,}747,$$

mis logaritmilistes ühikutes on ligikaudu — 2,55 dB. Järelikult ka kõrgetel sagedustel on tehnilised tingimused täidetud.

8. Arvutatakse valemiga 11 — 4 sagedus, millel tekib võimendus K_0:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{84{,}5 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}} \sqrt{1 + \frac{84{,}5}{65 \cdot 10^3 \cdot 10^4 \cdot 65 \cdot 10^4}} = 6{,}29 \cdot 10^3,$$

millest $f_0 \approx 1000$ Hz.

Edasine elektrilise arvutuse käik on analoogiline takistussidestusega võimendajate kirjelduses ja näites 9 — 2 antule.

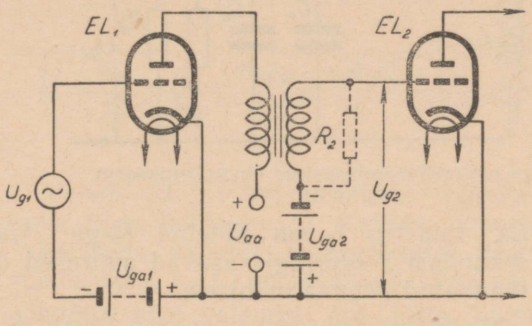
Kirjandus: 15.

12. peatükk.

TRANSFORMAATORSIDESTUSEGA PINGEVÕIMENDAJAD.

12 — 1. Transformaatorsidestusega pingevõimendajate kirjeldus.

Transformaatorsidestusega pingevõimendajas puuduvad takistussidestusega pingevõimendaja põhilised sidestuselemendid R_a, C_g ja R_g. Neid asendab transformaatorsidestusega pingevõimendajas transformaator, mille primaarmähist läbib võimendusastme elektronlambi anoodvool. Transformaatorisidestusega pingevõimendusastme põhimõtteline skeem on toodud joonisel 12 — 1.



Joonis 12 — 1. Transformaatorsidestusega pingevõimendusastme põhimõtteline skeem.

Transformaatorsidestusega pingevõimendusastme töökäik erineb takistussidestusega pingevõimendusastme töökäigust selle poolest, et transformaatori primaarmähist läbiva elektronlambi EL_1 anood-vahelduvvoolu toimel indutseeritakse transformaatori sekundaarmähises elektromotoorne jõud, millega tüüritakse elektronlampi EL_2.

Kuna transformaatori ülekandesuhe w_2/w_1 valitakse pingevõimendusastmes tavaliselt üle ühe, siis põhimõtteliselt transformaator suurendab astme võimendust.

Jooniselt 12 — 1 nähtuv takistus R_2 ei ole alati tingimata vajalik, kuid selle kasutamisel on võimalik vähendada lineaarmoonutusi, mida põhjustavad transformaatoris tekkivad resonantsnähted.

Transformaatorsidestusega pingevõimendaja üheks paremuseks on see, et teatavates tingimustes võimendusastmest on võimalik saada suuremat võimendust kui seda on võimendusastmes kasutatava elektronlambi võimendustegur. Teiseks eeliseks võib lugeda seda, et transformaatorsidestusega pingevõimendusastmes, vastavate lülituselementide valikuga võimendatava sagedusala ühes osas, on võimalik saavutada suuremat võimendust, millega võimaldub kompenseerida mõnes teises võimendusastmes sama sagedusala osas tekkivat võimenduse vähenemist. Kolmandaks paremuseks on see, et transformaator võimaldab üle minna lihtsal teel tavaliselt võimendusastmelt vastastakt-võimendusastmele. Neljandaks paremuseks on väike anood-alalispingelang transformaatori primaarmähises, sest selle aktiivtakistus on takistussidestuses kasutatava R_a-ga suhteliselt väike.

Nimetatud paremuste kõrval on aga transformaatorsidestusega pingevõimendajatel mõned olulised puudused, mis tema rakendamist viimasel ajal õige märgatavalt piiravad. Üheks ja väga oluliseks puuduseks on mitteühtlane võimendus laias sagedusalas. Teiseks puuduseks on keerulisem ja kallim konstruktsioon, võrreldes takistussidestusega pingevõimendajaga. Kolmandaks puuduseks on transformaatorsidestusega pingevõimendusastme suurem tundlikkus häire-magnetväljadele, millede toimel indutseeritakse transformaatorimähistes mürapinged.

Ülalnimetatud paremusi ja puudusi arvestades võib järeldada, et transformaatorsidestust on sobiv kasutada vastastakt-võimendajate tüürimisel. Samuti on transformaatorsidestusega võimendaja sobiv kitsa sagedusala võimendamiseks, näiteks telefonikõnede võimendajas. Laiema sagedusala võimendamiseks on aga kindlasti õigem kasutada takistussidestusega pingevõimendajat, sest sellel on lineaarmoonutused väiksemad ja pentoodide kasutamisel saadakse ka astme võimendus suurem kui transformaatorsidestusega astme võimendus, kuna transformaatorsidestusega võimendajates pentoode rakendada ei saa.

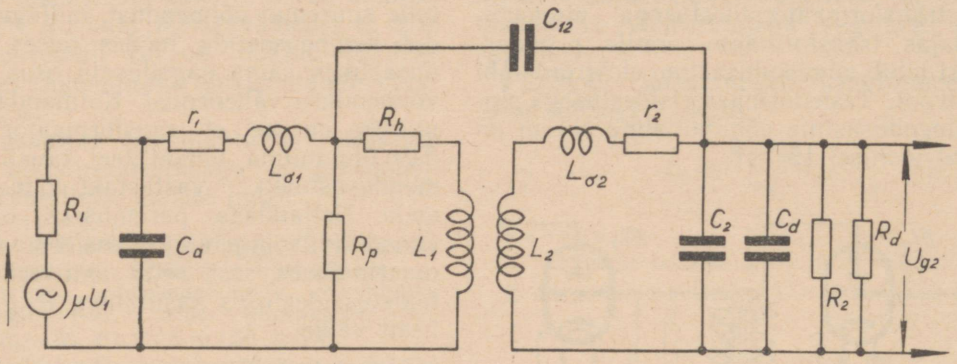
Kirjandus: 1 ja 15.

12 — 2. Transformaatorsidestusega pingevõimendajate ekvivalentskeemid ja astme võimenduse arvutuse juhised.

Transformaatorsidestusega pingevõimendusastme võimenduse arvutusvalemite saamiseks kasutatakse ekvivalentskeeme. Joonisel 12 — 1 antud transformaatorsidestusega pingevõimendusastme ekvivalentskeem nähtub jooniselt 12 — 2.

Joonisel 12 — 2 antud ekvivalentskeemi on võimalik lihtsustada selliseks, nagu nähtub jooniselt 12 — 3.

See ekvivalentskeem on saadud järgmistel tingimustel: on jäetud ära mahtuvus C_a ning takistused R_p ja R_h kui astmevõimendust vähe mõjutavad suurused; mahtuvus C_{12} on asendatud sellega ekvivalentse mahtuvusega C_2', mis on ühendatud rööbiti sekundaarmähise mahtuvusega



Joonis 12 — 2. Transformaatorsidestusega pingevõimendusastme ekvivalentskeem.

Sellel ekvivalentskeemil: 1) elektronlamp on asendatud ekvivalentgeneraatoriga, mille pinge võrdub μU_1, 2) R_i on elektronlambi sisetakistus, 3) r_1 on transformaatori primaarmähise aktiivtakistus, 4) $L_{\sigma 1}$ on transformaatori primaarmähise puisteinduktiivsus, 5) R_p on transformaatori teraskehas tekkivate pöörisvoolu kadude ekvivalenttakistus, 6) R_h on transformaatori teraskehas tekkivate hüstereesikadude ekvivalenttakistus. 7) L_1 on transformaatori primaarmähise induktiivsus, 8) r_2 on transformaatori sekundaarmähise aktiivtakistus, 9) $L_{\sigma 2}$ on transformaatori sekundaarmähise puisteinduktiivsus, 10) C_2 on transformaatori sekundaarmähise sisemahtuvus, 11) C_a on transformaatori primaarmähist sildav mahtuvus, mis koosneb elektronlambi sisemahtuvusest C_{ak1} ja sellega rööbiti ühendatud transformaatori sisemahtuvusest C_1, 12) C_{12} on transformaatori primaar- ja sekundaarmähise vaheline mahtuvus, 13) C_d on järgneva võimendusastme elektronlambi sisendmahtuvus, 14) R_d on järgneva võimendusastme elektronlambi sisendtakistus ja 15) U_{g2} on järgneva võimendusastme võre-vahelduvpinge.

C_2, takistus r_1 on liidetud R_i-ga; kõik sekundaar-vooluringis asuvad suurused on taandatud primaarmähisele.

Vastavalt transformaatoriteooriale toimub sekundaar-vooluringi suuruste taandamine primaarmähisele järgnevate valemitega:

$$\ddot{u} = \frac{w_2}{w_1},$$

$$r_2' = \frac{r_2}{\ddot{u}^2},$$

$$R_2' = \frac{R_2}{\ddot{u}^2},$$

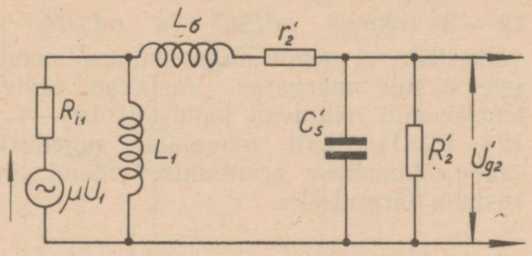
$$L_{\sigma 2}' = \frac{L_{\sigma 2}}{\ddot{u}^2},$$

$$U_{g2}' = \frac{U_{g2}}{\ddot{u}},$$

$$C_s' = \ddot{u}^2 (C_2 + C_2' + C_d).$$

Peale selle on järjestikku asuvad $L_{\sigma 1}$ ja $L_{\sigma 2}'$ liidetud üldiseks puisteinduktiivsuseks $L_\sigma = L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}'$.

Võrreldes joonisel 12 — 3 antud ekvivalentskeemi joonisega 7 — 5, selgub, et



Joonis 12 — 3. Transformaatorsidestusega pingevõimendusastme lihtsustatud ekvivalentskeem.

käesoleval juhul on astme võimenduse arvutamiseks võimalik kasutada valemit 7 — 10. Sellesse valemisse tuleb asetada järgmised jooniselt 12 — 3 nähtuvad suurused:

$$Z_1 = R_{i1} = R_i + r_1;\ Z_2 = j\omega L_1;\ Z_3 =$$

$$= j\omega L_\sigma + r_2';\ \frac{1}{Z_4} = \frac{1}{R_2'} + j\omega C_s';$$

$$U_g = U_{g1};\ U = U_{g2}' = \frac{U_{g2}}{\ddot{u}},$$

mille tulemusena saadakse transformaatorsidestusega võimendusastme pingevõimendus komplekskujul:

$$\dot{K} = \frac{\mu\ddot{u}}{1 + \frac{R_{i1}}{j\omega L_1} + R_{i1}\left(\frac{1}{R_2'} + j\omega C_s'\right) + \left(1 + \frac{R_{i1}}{j\omega L_1}\right)\left(j\omega L_\sigma + r_2'\right)\left(\frac{1}{R_2'} + j\omega C_s'\right)} =$$

$$= \frac{\mu\ddot{u}}{\left(1 + \frac{R_{i1}}{R_2'} + \frac{r_2'}{R_2'} + \frac{R_{i1}L_\sigma}{R_2'L_1} + \frac{r_2'R_{i1}C_s'}{L_1} - \omega^2 L_\sigma C_s'\right) + j\left(\omega C_s' R_{i1} + \omega C_s' r_2' + \frac{R_{i1}L_\sigma\omega C_s'}{L_1} + \frac{\omega L_\sigma}{R_2'} - \frac{R_{i1}}{\omega L_1} - \frac{r_2' R_{i1}}{\omega L_1 R_2'}\right)}. \quad (12-1)$$

Valem 12 — 1 on praktikas kasutamiseks liiga keeruline ja seetõttu lihtsustatakse seda valemit alljärgnevatel kaalutlustel: suhe L_σ/L_1 on tavaliselt väga väike, mistõttu võib valemist ära jätta liikmed $R_{i1}L_\sigma/R_2'L_1$ ja $R_iL_\sigma\omega C_s'/L_1$; takistused R_{i1} r_2' asendatakse nendele ekvivalentse takistusega $R_{i2} = R_{i1} + r_2' = R_i + r_1 + r_2'$; suhe $r_2'R_{i1}C_s/L_1$ on tavaliselt väga väike (10^{-3}) ja seetõttu võib seda mitte arvestada. Ülalnimetatud lihtsustuste tulemusena muutub transformaatorsidestusega võimendusastme pingevõimenduse valem järgmiseks:

$$\dot{K} = \frac{\mu\ddot{u}}{\left(1 + \frac{R_{i2}}{R_2'} - \omega^2 L_\sigma C_s'\right) + j\left[\omega C_s' R_{i2} + \frac{\omega L_\sigma}{R_2'} - \frac{R_{i1}}{\omega L_1}\left(1 + \frac{r_2'}{R_2'}\right)\right]}. \quad (12-2)$$

Selle kompleksavalduse moodul on astme pingevõimenduse arvväärtus:

$$K = \frac{\mu\ddot{u}}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_{i2}}{R_2'} - \omega^2 L_\sigma C_s'\right)^2 + \left[\omega C_s' R_{i2} + \frac{\omega L_\sigma}{R_2'} - \frac{R_{i1}}{\omega L_1}\left(1 + \frac{r_2'}{R_2'}\right)\right]^2}}. \quad (12-3)$$

Valemist 12 — 3 on näha, et astmevõimendusel võib olla kaks maksimumi, sest mingisugustel ω väärtustel muutub üks või teine sulgudes olev avaldis nulliks. Joonisel 12 — 3 antud ekvivalentskeemist selgub, et L_1 ja C_s' moodustavad rööpvõnkeringi, mille resonantssagedus on:

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_s'}}\ \text{Hz}. \quad (12-4)$$

Selle valemiga arvutatud sagedus erineb veidi tegelikust resonantssagedusest, sest selle suurust mõjutavad ka teised lülituselemendid. Täpsem valem resonantssageduse arvutamiseks antakse allpool. See resonantssagedus asub normaalselt 500 kuni 1000 Hz vahel, s. t. keskmistel sagedustel.

Kõrgematel sagedustel tekitavad järjestikku asuvad L_σ ja C_s' resonantsolukorra sagedusel f_{02}

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_\sigma C_s'}}\ \text{Hz}. \quad (12-5)$$

Selle resonantsolukorra tõttu võimenduse suurenemine põhjustab lineaarmoonutusi. Nende vähendamiseks ühendatakse transformaatori sekundaarmähisega rööbiti takistus R_2, mis suurendab võnkeringi sumbumust.

Valemi 12 — 3 edasiseks lihtsustamiseks jaotatakse võimendatav sagedusala kolmeks, s. t. madalad, keskmised ja kõrged sagedused.

Madalatel sagedustel muutuvad valemis 12 — 3 liikmed $\omega^2 L_\sigma C_s'$ ja $\omega L_\sigma / R_2'$ nii väikesteks, et nende mõju astmevõimendusele ei ole märgatav. Vastavad ekvivalentskeemid nähtuvad joonistelt 12 — 4 ja 12 — 5. Järelikult madalatel sagedustel saab võimenduse arvutamise valemi lihtsustada järgmiseks:

$$K_m = \frac{\mu\ddot{u}}{\sqrt{\left(1+\frac{R_{i2}}{R_2'}\right)^2 + \left[\omega C_s' R_{i2} - \frac{R_{i1}}{\omega L_1}\left(1+\frac{r_2'}{R_2'}\right)\right]^2}}. \qquad (12-6)$$

Sellest valemist leitakse resonantssagedus f_{01}, milleks nurgelistes sulgudes avaldus võrrutatakse nulliga

$$\omega_{01} C_s' R_{i2} - \frac{R_{i1}}{\omega L_1}\left(1+\frac{r_2'}{R_2'}\right) = 0$$

ja sellest

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{R_{i1}\left(1+\frac{r_2'}{R_2'}\right)}{L_1 C_s' R_{i2}}}\ \text{Hz}. \qquad (12-7)$$

Kuna praktikas takistused R_{i1} ja R_{i2} vähe erinevad ja suhe r_2'/R_2' on väga väike, siis f_{01} arvutamiseks kasutatakse sageli valemit 12 — 4.

Resonantssagedusel on valemis 12 — 6 nurgelistes sulgudes olev avaldus võrdne nulliga ja järelikult astme võimenduse valem muutub järgmiseks:

$$K_0 = \frac{\mu\ddot{u}}{1+\frac{R_{i2}}{R_2'}} = \frac{\mu\ddot{u}}{1+\frac{1}{\alpha'}} = \frac{\mu\ddot{u}\alpha'}{\alpha'+1}, \qquad (12-8)$$

kus

$$\alpha' = \frac{R_2'}{R_{i2}}.$$

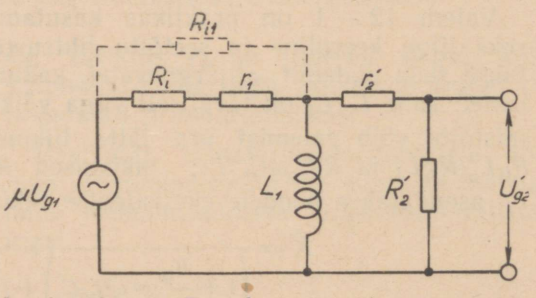
Vastav ekvivalentskeem on toodud joonisel 12 — 6.

Erijuhul, kui puudub takistus R_2, $(R_2' = \infty)$, suureneb astme võimendus veelgi ning on arvutatav valemiga:

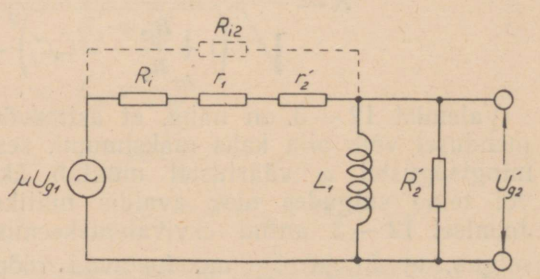
$$K_0 = \mu\ddot{u}. \qquad (12-9)$$

Kuna resonantssagedus f_{01} asub keskmistel sagedustel, siis transformaatorsidestusega võimendusastme pingevõimenduse arvutamiseks keskmistel sagedustel on kasutatavad valemid 12 — 8 ja 12 — 9.

Valemist 12 — 6 ja jooniselt 12 — 5 on näha, et eriti madalatel sagedustel induktiivtakistus ωL_1 muutub väikeseks ning selle tulemusena astme võimendus väheneb, mis nähtub ka jooniselt 12 — 7 antud võimenduse tunnusjoone näitest.

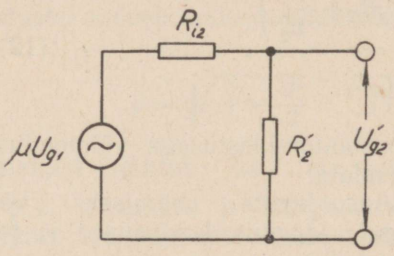


Joonis 12 — 4. Transformaatorsidestusega pingevõimendusastme ekvivalentskeem madalatel sagedustel.

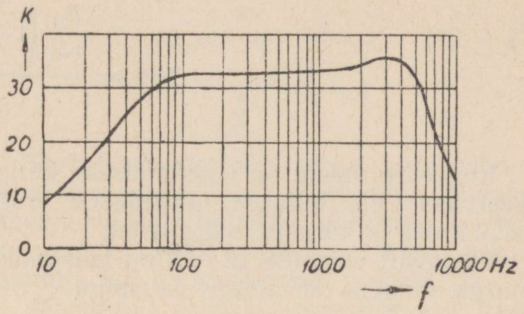


Joonis 12 — 5. Transformaatorsidestusega pingevõimendusastme lihtsustatud ekvivalentskeem madalatel sagedustel, milles $R_{i2} = R_i + r_1 + r_2'$ Ω.

Ühtlasi nähtub jooniselt 12 — 4, et madalatel sagedustel võimendus sõltub



Joonis 12 — 6. Transformaatorsidestusega pingevõimendusastme ekvivalentskeem keskmistel sagedustel.



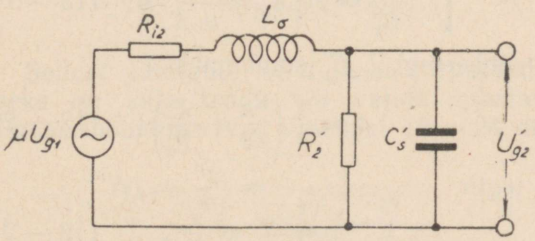
Joonis 12 — 7. Transformaatorsidestusega võimendaja pingevõimenduse tunnusjoon.

suhtest $R_{i1}/\omega L_1$. Järelikult, mida väiksem on suhe $R_{i1}/\omega L_1$ seda väiksem tekib lineaarmoonutus madalatel sagedustel.

Kõrgetel sagedustel on induktiivtakistus ωL_1 seevõrra suur, et selle juhtivus $1/\omega L_1$ on ligikaudu null. Seetõttu võib valemist 12 — 3 ära jätta nurgelistes sulgudes asuva viimase liikme ja astme pingevõimenduse valem kõrgetel sagedustel kujuneb järgmiseks:

$$K_k = \frac{\mu\ddot{u}}{\sqrt{\left(1+\frac{R_{i2}}{R'_2}-\omega^2 L_\sigma C'_s\right)^2+\left(\omega C'_s R_{i2}+\frac{\omega L_\sigma}{R'_2}\right)^2}}. \qquad (12-10)$$

Samuti on võimalik ka võimendusastme ekvivalentskeemi kõrgetel sagedustel lihtsustada selliseks, nagu on näha joonisel 12 — 8.



Joonis 12 — 8. Transformaatorsidestusega pingevõimendusastme ekvivalentskeem kõrgetel sagedustel.

Sellelt jooniselt nähtub, et takistuse R_{i2} arvväärtus vähendab astmevõimendust kõrgetel sagedustel. Võttes arvesse, et L_σ ja C'_s poolt moodustatava võnkeringi laineimpedants on

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_\sigma}{C'_s}}\ \Omega,$$

siis astme pingevõimendus resonantssagedusel f_{02} on

$$K_{02} = \frac{\mu\ddot{u}Z_0}{R_{i2}} = \frac{\mu\ddot{u}}{d}, \qquad (12-11)$$

kus d on võnkeringi sumbumus, mille suurus käesoleval juhul on

$$d = \frac{R_{i2}}{Z_0}.$$

Valemist 12 — 11 selgub, et astmevõimendus resonantssagedusel f_{02} sõltub võnkeringi sumbumusest d, mille arvväärtus omakorda sõltub suhtest R_{i2}/Z_0.

Järelikult lülituselementide valikuga on võimalik saavutada olukorda, et K_{02} tunduvalt ei erineks võimendusest K_0.

Kuna

$$C'_s = \ddot{u}^2(C_2 + C'_2 + C_d) = \ddot{u}^2 C_s,$$

siis

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi\ddot{u}\sqrt{L_\sigma C_s}}\ \text{Hz},$$

millest selgub, et transformaatori ülekandesuhet $\ddot{u}$ ei või valida kuigi suurt, sest sellega f_{02} väheneb.

Transformaatorsidestusega võimendaja pingevõimendus aga väheneb f_{02}-st kõrgematel sagedustel võrdlemisi kiiresti ja seetõttu valitakse $\ddot{u}$ tavaliselt 2 kuni 4. Ainult mikrofoni transformaatoritel valitakse $\ddot{u}$ kuni 50.

Transformaatorsidestusega pingevõimendusastmes tekkiva väljandpingete faasinihkenurga tangens leitakse valemist 12 — 3:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\frac{R_{i1}}{\omega L_1}\left(1+\frac{r_2'}{R_2'}\right)-\left(\omega C_s' R_{i2}+\frac{\omega L_\sigma}{R_2'}\right)}{1+\frac{R_{i2}}{R_2'}-\omega^2 L_\sigma C_s'}. \qquad (12-12)$$

Kuna see valem on kasutamiseks küllalt keerukas, siis leitakse faasinihked eraldi madalatel ja kõrgetel sagedustel.

Vastavalt valemile 12 — 6 on faasinihkenurga tangens arvutatav valemiga:

$$\operatorname{tg}\varphi_m = \frac{\frac{R_{i1}}{\omega L_1}\left(1+\frac{r_2'}{R_2'}\right)-\omega C_s' R_{i2}}{1+\frac{R_{i2}}{R_2'}}. \qquad (12-13)$$

Kõrgetel sagedustel on faasinihkenurga tangens arvutatav valemist 12 — 10:

$$\operatorname{tg}\varphi_k = -\frac{\omega C_s' R_{i2}+\frac{\omega L_\sigma}{R_2'}}{1+\frac{R_{i2}}{R_2'}-\omega^2 L_\sigma C_s'}. \qquad (12-14)$$

Valemitest 12 — 13 ja 12 — 14 on näha, et faasinihe madalatel sagedustel on positiivne, kuna kõrgetel sagedustel faasinihe on negatiivne, muutudes nulliks resonantssagedusel f_{01}.

Kirjandus: 1, 5, 15 ja 16.

12 — 3. Transformaatorsidestusega pingevõimendajate arvutamise juhiseid.

Transformaatorsidestusega pingevõimendajate arvutamise peamiseks osaks on transformaatori elektriliste iseloomustussuuruste arvutamine. Kuna ülalkirjeldatust selgus, et transformaatorsidestusega võimendajates on sobiv kasutada ainult trioode, millede sisetakistus on ligikaudu 10 000 Ω, siis seetõttu ühe astme pingevõimenduse maksimumiks normaalsete lineaarmoonutuste puhul tuleb lugeda 50.

Samuti tuleb arvestada, et enam kui kaheastmelistes transformaatorsidestusega pingevõimendajates on ebasoodsate faasinihete tõttu võimendusastmete vahel parasiitsidestuste vältimine toitepingeseadme kaudu raskendatud. Seetõttu praktikas tavaliselt pingevõimendajates üle kahe transformaatorsidestusega võimendusastme ei rakendata.

Arvutusvalemite saamiseks võetakse kasutusele järgmised suurused ja tegurid: koormustegur

$$a' = \frac{R_2'}{R_{i2}}; \qquad (12-15)$$

tegur

$$a = \sqrt{1+\frac{R_{i2}}{R_2'}} = \sqrt{1+\frac{1}{a'}}; \qquad (12-16)$$

$L_\sigma C_s'$ võnkeringi oma-nurksagedus ω_{02}

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_\sigma C_s'}} = \frac{1}{\ddot{u}\sqrt{L_\sigma C_s}}\ 1/\text{sek}; \qquad (12-17)$$

nurksagedus ω_2, millel astmevõimendus on maksimaalne

$$\omega_2 = a\omega_{02}\ 1/\text{sek}; \qquad (12-18)$$

võnkeringi $L_\sigma C_s'$ lainetakistus Z_0

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_\sigma}{C_2'}} = \omega_{02} L_\sigma = \frac{1}{\omega_{02} C_s'}\ \Omega; \qquad (12-19)$$

võnkeringi $L_\sigma C_s'$ sumbumus d

$$d = \frac{1}{a}\left(\frac{R_{i2}}{Z_0}+\frac{Z_0}{R_2'}\right); \qquad (12-20)$$

tegur

$$p = \frac{\omega}{\omega_2} = \frac{f}{f_2}. \qquad (12-21)$$

Asetades eelantud suurused valemisse 12 — 10 saab seda teisendada järgmiseks:

$$K_k = \frac{\mu\ddot{u}}{a^2\sqrt{(1-p^2)^2+d^2p^2}}.$$

Kuna

$$a^2 = 1+\frac{R_{i2}}{R_2'}$$

ja

$$K_0 = \frac{\mu\ddot{u}}{1+\frac{R_{i2}}{R_2'}} = \frac{\mu\ddot{u}}{a^2},$$

siis

$$K_k = \frac{K_0}{\sqrt{(1-p^2)^2+d^2p^2}}. \qquad (12-22)$$

Sellest valemist leitakse, et kõrgetel sagedustel areneb maksimaalne võimendus, kui

$$p = \sqrt{1 - \frac{d^2}{2}}. \quad (12-23)$$

Valemist nähtub ka, et juhul kui $d \geqslant \sqrt{2}$, saadakse p imaginaarne ning järelikult võimenduse suurenemist resonantssagedusel ei teki. On aga $d < \sqrt{2}$, siis resonantssagedusel tekib võimenduse suurenemine.

Asetades valemisse 12 — 22 p asemele selle väärtuse valemist 12 — 23, saadakse valem maksimaalse võimenduse arvutamiseks kõrgetel sagedustel:

$$K_{k2} = \frac{K_0}{d\sqrt{1 - \frac{d^2}{4}}}. \quad (12-24)$$

Samuti selgub valemist 12 — 22, et lineaarmoonutus kõrgetel sagedustel sõltub ainult d ja ω_2 arvväärtusest, sest

$$N_k = \frac{K_k}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{(1-p^2)^2 + d^2p^2}} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{f}{f_2}\right)^2\right]^2 + d^2\left(\frac{f}{f_2}\right)^2}}.$$

Sellest järeldub, et d ja ω_2 arvutamiseks on vaja teada või valida lubatav lineaarmoonutus N_k. Valemist 12 — 24 on

$$N_k = \frac{K_{k2}}{K_0} = \frac{1}{d\sqrt{1 - \frac{d^2}{4}}}$$

ning sellest

$$d = \sqrt{2\left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{N_k^2}}\right)}. \quad (12-25)$$

Järgnevalt asetatakse leitud d väärtus valemisse 12 — 23 ja arvutatakse p ning siis arvutatakse ω_2 valemiga:

$$\omega_2 = \frac{2\pi f_k}{p} = \frac{2\pi f_k}{\sqrt{1 - \frac{d^2}{2}}}. \quad (12-26)$$

Erijuhul, kui resonantssagedusel ei soovita võimenduse suurenemist, siis valitakse $d = \sqrt{2}$ ning ω_2 arvutusvalem kujuneb järgmiseks:

$$\omega_2 = \frac{2\pi f_k}{\sqrt[4]{\frac{1}{N_k^2} - 1}}. \quad (12-27)$$

Transformaatorsidestusega pingevõimendusastme elektrilisel arvutamisel alatakse tavaliselt elektronlambi valikuga ja selle tööpunkti määramisega, mis toimub samuti, kui on kirjeldatud peatükis 11.

Järgnevalt valitakse orienteerivalt transformaatori mähiste aktiivtakistused:

$$r_1 = (0{,}1 \ldots 0{,}25) R_i$$

ja

$$r_2' = (0{,}1 \ldots 0{,}25) R_i.$$

Nende valikul tuleb arvestada seda, et suuremate väärtuste puhul on transformaatori konstrueerimine lihtsam, kuid astmevõimendus on väiksem. Valitud r_1 ja r_2' arvväärtuste järgi arvutatakse R_{i1} ja R_{i2}:

$$R_{i1} = R_i + r_1 \ \Omega. \quad (12-28)$$

$$R_{i2} = R_{i1} + r_2' = R_i + r_1 + r_2' \ \Omega. \quad (12-29)$$

Mahtuvuse C_s arvutamisel valitakse transformaatori sisemahtuvus $C_2 + C_2'$ orienteerivalt 40 kuni 80 pF ketassektsioonmähiste kasutamisel või 150 kuni 250 pF silindermähiste kasutamisel, kuna C_d arvutatakse valemiga 8 — 5.

Järgnevalt arvutatakse d ja ω_2 ülalantud valemitega, sõltuvalt lubatavast lineaarmoonutusest kõrgetel sagedustel ning võimendatava sagedusala piirsagedusest f_k.

Edasine arvutuskäik sõltub sellest, millised nõuded on esitatud tehnilistes tingimustes.

Alljärgnevalt antakse mõned tüüpilisemad arvutusjuhud.

1. Transformaatori sekundaarmähisega rööbiti ei soovita ühendada takistust R_2. Sellisel juhul $\omega_{02} = \omega_2$, ning puisteinduktiivsuse maksimaalne suurus arvutatakse valemiga:

$$L_\sigma = \frac{R_{i2}}{\omega_{02} d} \text{ H}. \quad (12-30)$$

Transformaatori ülekandesuhe arvutatakse valemiga:

$$\ddot{u} = \frac{1}{\omega_{02}\sqrt{L_\sigma(C_2 + C_2' + C_d)}}. \quad (12-31)$$

2. Transformaatori sekundaarmähisega rööbiti ühendatakse takistus R_2. Sel juhul valitakse esimesena teguri α' arvväärtus 5 kuni 10.

Järgmisena arvutatakse valemiga 12 — 16 tegur a ja siis leitakse ω_{02} valemist 12 — 18:

$$\omega_{02} = \frac{\omega_2}{a}.$$

Lainetakistuse Z_0 leidmiseks asetatakse valemisse 12 — 20 R_2' väljendatult R_{i2} ja α' kaudu

$$d = \frac{1}{a}\left(\frac{R_{i2}}{Z_0} + \frac{Z_0}{\alpha' R_{i2}}\right).$$

Sellest valemist leitakse Z_0:

$$Z_0 = \frac{R_{i2}}{2}\left[a\alpha' d \pm \sqrt{(a\alpha' d)^2 - 4\alpha'}\right]. \quad (12-32)$$

Valemis võib juuremärgi ees valida (+) või (—) märgi, kuid märgi valikul tuleb arvestada järgmist: valides (—) märgi, saadakse Z_0 väiksem ning väiksem saadakse ka maksimaalselt lubatav L_σ, mis võib tingida keerulisema mähise konstruktsiooni, kuid astmevõimendus on suurem. Valides (+) märgi, saadakse suurem L_σ, millega transformaatori konstruktsioon muutub lihtsamaks, kuid ka astme võimendus on tunduvalt väiksem.

Vastavalt arvutatud Z_0 arvväärtusele arvutatakse L_σ valemiga:

$$L_\sigma = \frac{Z_0}{\omega_{02}} \text{ H}. \quad (12-33)$$

Lõpuks arvutatakse takistuse R_2 arvväärtus

$$R_2 = \ddot{u}^2 R_2' \ \Omega, \quad (12-34)$$

milles

$$R_2' = \alpha' R_{i2} \ \Omega.$$

3. Transformaatori sekundaarmähisega rööbiti ühendatakse takistus R_2 ning peale selle on antud puisteinduktiivsus L_σ.

Tavaliselt esineb selline olukord praktikas siis, kui eelmise arvutusmeetodi järgi arvutades saadakse L_σ seevõrra väike, et praktiliselt on võimatu sellist transformaatorit ehitada. Teatavasti on praktiliselt raske või isegi võimatu konstrueerida transformaatorit, mille puistetegur σ on alla 0,01 ... 0,005, eriti siis kui primaarmähist läbib ka alalisvoolu komponent.

$$\sigma = \frac{L_\sigma}{L_1}.$$

Sellisel juhul valitakse tavaliselt σ arvväärtus ning arvutatakse $L_\sigma = \sigma L_1$. Teades L_σ arvväärtust, asetatakse valemisse 12 — 20 Z_0 asemele selle väärtus $\omega_{02} L_\sigma = \omega_2 L_\sigma / a$.

$$d = \frac{1}{a}\left(\frac{R_{i2}a}{\omega_2 L_\sigma} + \frac{\omega_2 L_\sigma}{R_2' a}\right) = \frac{R_{i2}}{\omega_2 L_\sigma} + \frac{\omega_2 L_\sigma}{R_2' a^2} =$$

$$= \frac{R_{i2}}{\omega_2 L_\sigma} + \frac{\omega_2 L_\sigma}{R_2'\left(1 + \frac{R_{i2}}{R_2'}\right)}.$$

Sellest valemist leitakse R_2'

$$R_2' = \frac{\omega_2 L_\sigma}{d - \frac{R_{i2}}{\omega_2 L_\sigma}} - R_{i2} \ \Omega. \quad (12-35)$$

Järgnevalt arvutatakse valemitega 12 — 15 ja 12 — 16 α' ja a ning arvutatakse ω_{02} valemiga:

$$\omega_{02} = \frac{\omega_2}{a} \text{ 1/sek}.$$

Transformaatori ülekandesuhe $\ddot{u}$ arvutatakse valemiga 12 — 31 ning takistus R_2 valemiga 12 — 34.

Transformaatori sekundaarmähise aktiivtakistus r_2 arvutatakse kõigil kolmel erijuhul valemiga:

$$r_2 = \ddot{u}^2 r_2' \ \Omega. \quad (12-36)$$

Edasises arvutuskäigus määratakse kindlaks transformaatori primaarmähise induktiivsus. Selle arvutamisel tuleb lähtuda madalamal võimendataval sagedusel lubatavast lineaarmoonutusest. Võimendatava sagedusala madalamal sagedusel on tavaliselt valemis 12 — 6 nurgelistes sulgudes asuva liikme $\omega C_s R_{i2}$ arvväärtus suhteliselt väike võrreldes liikmega $R_{i1}(1 + r_2'/R_2')/\omega L_1$ ning seetõttu võib seda valemit lihtsustada järgmiseks:

$$K_m = \frac{\mu \ddot{u}}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_{i2}}{R_2'}\right)^2 + \left[\frac{R_{i1}}{\omega_m L_1}\left(1 + \frac{r_2'}{R_2'}\right)\right]^2}}. \quad (12-37)$$

Vastavalt valemitele 12 — 8 ja 12 — 37 on lineaarmoonutus arvutatav valemiga:

$$N_m = \frac{K_m}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{R_{i1}\left(1 + \frac{r_2'}{R_2'}\right)}{\omega_m L_1 \left(1 + \frac{R_{i2}}{R_2'}\right)}\right]^2}}. \qquad (12 — 38)$$

Sellest valemist saadakse L_1 arvutusvalem:

$$L_1 = \frac{\left(1 + \frac{r_2'}{R_2'}\right) R_{i1}}{\omega_m \left(1 + \frac{R_{i2}}{R_2'}\right) \sqrt{\frac{1}{N_m^2} - 1}} = \frac{\left(1 + \frac{r_2'}{R_2'}\right) R_{i1}}{\omega_m a^2 \sqrt{\frac{1}{N_m^2} - 1}} \text{ H.} \qquad (12 — 39)$$

Erijuhul, kui puudub R_2, on

$$L_1 = \frac{R_{i1}}{\omega_m \sqrt{\frac{1}{N_m^2} - 1}} \text{ H.} \qquad (12 — 40)$$

L_1 arvväärtuse leidmise järgi kontrollitakse puisteteguri arvväärtust:

$$\sigma = \frac{L_\sigma}{L_1},$$

mis ei tohi olla väiksem kui 0,005, kuid soovitavam on kui $\sigma \geqslant 0{,}01$. Kui kontrollimisel ilmneb, et σ on liiga väike, siis valitakse see normaalväärtusega ja arvutatakse vajalik L_σ.

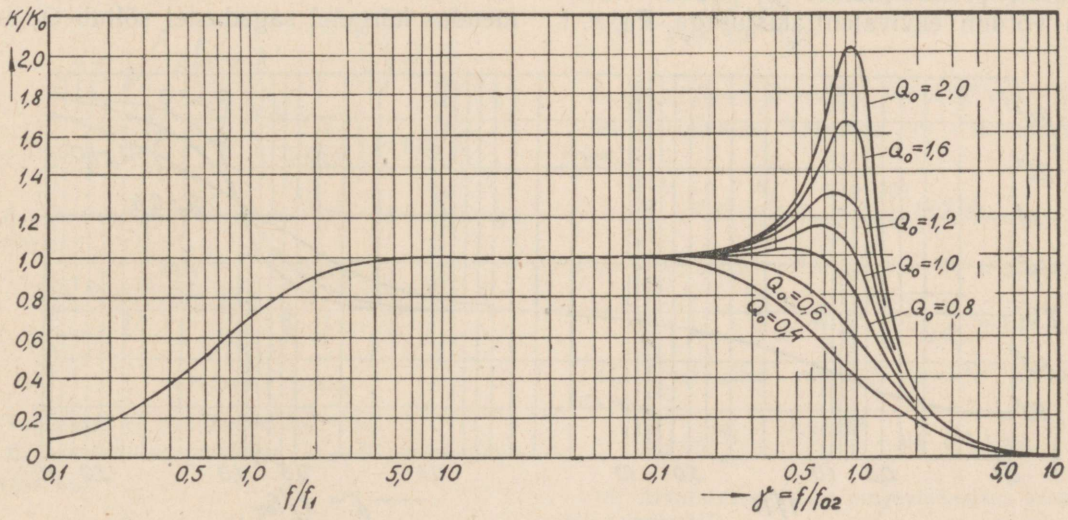
Arvutatud L_σ arvväärtuse järgi leitakse ülalkirjeldatud viisil R_2.

Teine võimalus normaalse σ arvväärtuse saavutamiseks on lineaarmoonutuste suurendamine logaritmilistes ühikutes, s. t. N_m arvväärtuse vähendamine, kui see tehnilistes tingimustes ei ole piiratud.

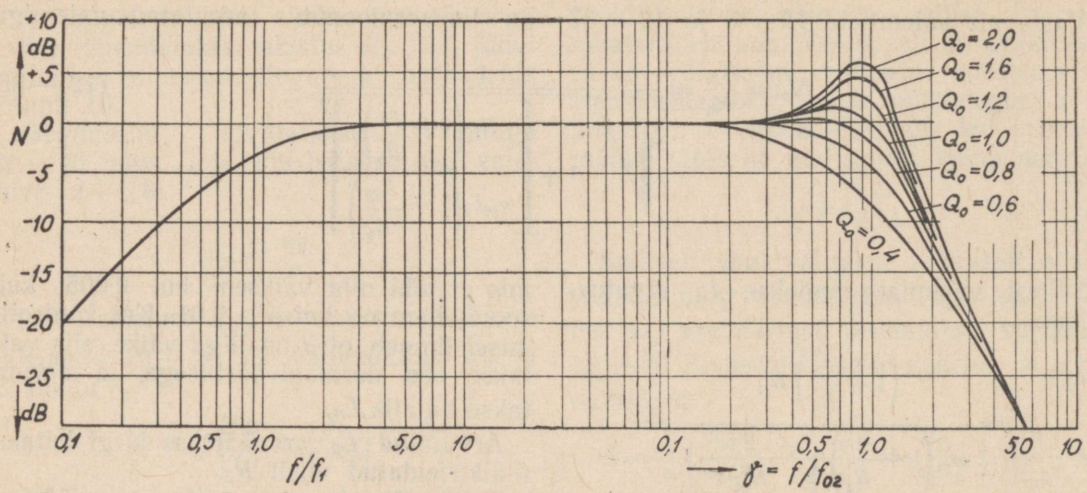
Kirjandus: 1 ja 15.

12 — 4. Transformaatorsidestusega võimendusastmes arenevate võimenduste ning lineaar- ja faasimoonutuste määramine graafiliselt.

Transformaatorsidestusega võimendusastmes arenevate võimenduste ning lineaar- ja faasimoonutuste määramist lihtsus-



Joonis 12 — 9. Transformaatorsidestusega võimendusastmes arenev suhteline pingevõimendus sõltuvalt võimendatava sageduse ja resonantssageduse f_{02} suhtest.



Joonis 12 — 10. Transformaatorsidestusega võimendusastmes arenev lineaarmoonutus sõltuvalt võimendatava sageduse ja resonantssageduse f_{02} suhtest.

tavad joonistelt 12 — 9, 12 — 10 ja 12 — 11 nähtuvad graafikud.

Nendel joonistel toodud kõverad on arvutatud alljärgnevate valemitega:

1) astmevõimendus keskmistel sagedustel:

$$K_0 = \mu ü; \qquad (12 - 41)$$

2) lineaarmoonutus madalatel sagedustel:

$$N_m = \frac{K_m}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}}, \qquad (12 - 42)$$

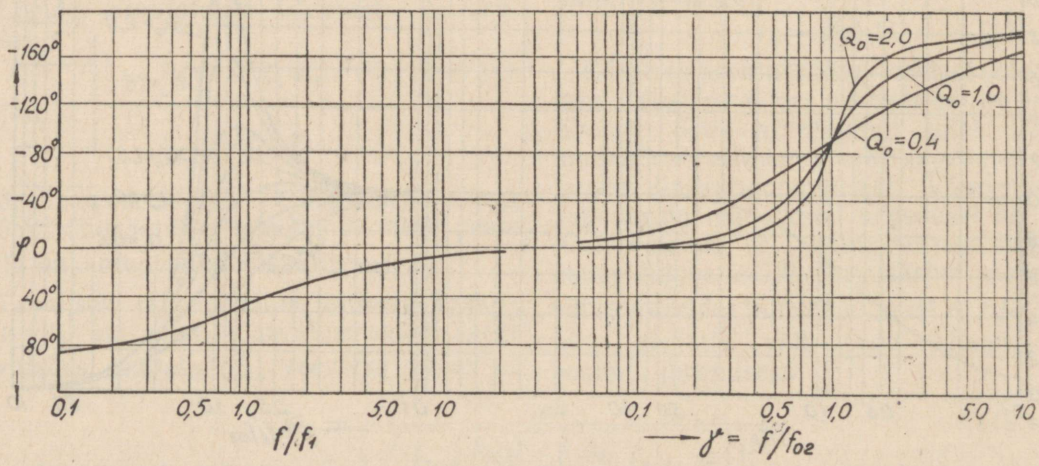
kus f_1 on sagedus, mille juures transformaatori primaarmähise L_1 induktiivtakistus võrdub ekvivalenttakistusega R_{i1}, s. t. $f_1 = R_{i1}/2\pi L_1$ Hz; f on võimendatav sagedus;

3) lineaarmoonutus kõrgetel sagedustel:

$$N_k = \frac{K_k}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{(1-\gamma^2)^2 + \left(\frac{\gamma}{Q_0}\right)^2}}, \qquad (12 - 43)$$

kus γ on tegur, mis on võimendatava sageduse f ja järjestikuse võnkeringi $L_\sigma C_s$ resonantssageduse f_{02} suhe, s. t. $\gamma = f/f_{02} = 2\pi f \sqrt{L_\sigma C_s}$. Q_0 on järjestikuse võnkeringi $L_\sigma C_s$ hüvetegur selle resonantssagedusel f_{02}, s. t. $Q_0 = \omega_0 L_\sigma/(R_{i1} + r_2')$.

Jooniselt 12 — 9 nähtub, et astmevõimendus kõrgetel sagedustel sõltub Q_0 arv-



Joonis 12 — 11. Transformaatorsidestusega võimendusastmes arenev faasimoonutus sõltuvalt võimendatava sageduse ja resonantssageduse f_{02} suhtest.

väärtusest. Jooniselt 12 — 10 on näha, et resonantssagedusel f_{02} ei arene lineaarmoonutust, kui $Q_0 = 0{,}8$.

Samuti sõltub Q_0 arvväärtusest võimendusastme faasimoonutus kõrgetel sagedustel, mis nähtub jooniselt 12 — 11.

Näide 12 — 1.

Arvutada transformaatorsidestusega pingevõimendusaste vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele:

1) võimendatav sagedusala on 80 kuni $8 \cdot 10^3$ Hz;

2) lubatav lineaarmoonutus madalamal võimendataval sagedusel $N_m = -2$ dB (arvväärtus 0,794) ning kõrgemal võimendataval sagedusel $N_k = +1$ dB (arvväärtus 1,12);

3) järgneva võimendusastme elektronlambi dünaamiline sisendmahtuvus $C_d = 50$ pF;

4) vajalik astmevõimendus K_0 on vähemalt 80.

Lahendus.

1. Valitakse transformaatori üldine mahtuvus $C_2 + C_2' = 60$ pF ja lülitusmahtuvus $C_l = 10$ pF ning arvutatakse mahtuvus C_s:

$$C_s = C_d + C_2 + C_2' + C_l = 50 + 60 + 10 = 120 \text{ pF}.$$

2. Valitakse elektronlamp 6H7, kuna see omab suuremat võimendust kui 6C5. Sisetakistuse vähendamiseks ühendatakse võred ja anoodid omavahel kokku, mille tulemusena elektronlambi parameetrid kujunevad järgmisteks:

$$R_i = 12 \cdot 10^3 \ \Omega \quad \text{ja} \quad \mu = 35.$$

3. Valitakse orienteerivalt $r_1 = r_2' = 0{,}1R_i = 0{,}1 \cdot 12 \cdot 10^3 = 1{,}2 \cdot 10^3$ Ω, ning arvutatakse takistused R_{i1} ja R_{i2}:

$$R_{i1} = R_i + r_1 = 12 \cdot 10^3 + 1{,}2 \cdot 10^3 = 13{,}2 \cdot 10^3 \ \Omega,$$

$$R_{i2} = R_{i1} + r_2' = 13{,}2 \cdot 10^3 + 1{,}2 \cdot 10^3 = 14{,}4 \cdot 10^3 \ \Omega.$$

4. Arvutatakse valemiga 12 — 25 vajalik sumbumus d:

$$d = \sqrt{2\left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{N_k^2}}\right)} = \sqrt{2\left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{1{,}12^2}}\right)} = 1{,}05.$$

5. Arvutatakse valemiga 12 — 26 nurksagedus ω_2:

$$\omega_2 = \frac{2\pi f_k}{\sqrt{1 - \frac{d^2}{2}}} = \frac{2\pi \cdot 8 \cdot 10^3}{\sqrt{1 - \frac{1{,}05^2}{2}}} = 74{,}9 \cdot 10^3 \text{ 1/sek}.$$

Takistuse R_2 puudumisel $\omega_{02} = \omega_2$.

6. Arvutatakse valemiga 12 — 30 puisteinduktiivsus L_σ:

$$L_\sigma = \frac{R_{i2}}{\omega_{02} d} = \frac{14{,}4 \cdot 10^3}{74{,}9 \cdot 10^3 \cdot 1{,}05} = 0{,}183 \text{ H}.$$

7. Arvutatakse valemiga 12 — 31 transformaatori ülekandesuhe:

$$\ddot{u} = \frac{1}{\omega_{02}\sqrt{L_\sigma C_s}} = \frac{1}{74{,}9 \cdot 10^3 \sqrt{0{,}183 \cdot 1{,}2 \cdot 10^{-10}}} = 2{,}85.$$

8. Arvutatakse valemiga 12 — 36 transformaatori sekundaarmähise aktiivtakistus:

$$r_2 = \ddot{u}^2 r_2' = 2{,}85^2 \cdot 1{,}2 \cdot 10^3 = 9{,}7 \cdot 10^3 \ \Omega.$$

9. Arvutatakse valemiga 12 — 40 transformaatori primaarmähise induktiivsus L_1:

$$L_1 = \frac{R_{i1}}{\omega_m \sqrt{\frac{1}{N_m^2} - 1}} = \frac{13{,}2 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 80 \sqrt{\frac{1}{0{,}794^2} - 1}} = 34 \text{ H}.$$

10. Kontrollitakse transformaatori puisteteguri σ arvväärtust:

$$\sigma = \frac{L_\sigma}{L_1} = \frac{0{,}183}{34} = 0{,}0054.$$

Arvutatud puistetegur σ on lähedane selle minimaalsele väärtusele (0,005), millise σ suurusega transformaatori konstruktsioon on keerulisem ja kallim. Seetõttu valitakse $\sigma = 0{,}01$ ja leitakse vajalik L_σ arvväärtus:

$$L_\sigma = \sigma L_1 = 0{,}01 \cdot 34 = 0{,}34 \text{ H}.$$

11. Arvutatakse valemiga 12 — 35 vajalik R_2' arvväärtus:

$$R_2' = \frac{\omega_2 L_\sigma}{d - \frac{R_{i2}}{\omega_2 L_\sigma}} - R_{i2} = \frac{74{,}9 \cdot 10^3 \cdot 0{,}34}{1{,}05 - \frac{14{,}4 \cdot 10^3}{74{,}9 \cdot 10^3 \cdot 0{,}34}} - 14{,}4 \cdot 10^3 = 38{,}2 \cdot 10^3 \ \Omega.$$

Järelikult $R_2 = R_2' \ddot{u}^2 = 38{,}2 \cdot 10^3 \cdot 2{,}85^2 = 3{,}1 \cdot 10^5 \ \Omega$.

12. Arvutatakse valemiga 12 — 15 koormustegur α':

$$\alpha' = \frac{R_2'}{R_{i2}} = \frac{38{,}2 \cdot 10^3}{14{,}4 \cdot 10^3} = 2{,}65.$$

13. Arvutatakse valemiga 12 — 16 tegur a:

$$a = \sqrt{1 + \frac{1}{\alpha'}} = \sqrt{1 + \frac{1}{2{,}65}} = 1{,}17.$$

14. Arvutatakse valemist 12 — 18 nurksagedus ω_{02}:

$$\omega_{02} = \frac{\omega_2}{a} = \frac{74{,}9 \cdot 10^3}{1{,}17} = 64 \cdot 10^3 \text{ 1/sek}.$$

15. Arvutatakse astme pingevõimendus keskmistel sagedustel:

$$K_0 = \mu \ddot{u} = 35 \cdot 2{,}85 = 100.$$

16. Arvutatakse võimendusastme elektronlambi võrepinge amplituud:

$$U_{gm1} = \frac{U_{gm2}}{K_0} = \frac{10}{100} = 0{,}1 \text{ V}.$$

Kuna võrepinge amplituud on 0,1 V, siis mittelineaarmoonutuse suurust kontrollida ei ole vaja, sest selle suurus on väike.

17. Arvutatakse võimendusastme elektronlambi võre-eelpinge absoluutväärtus:

$$|U_{g0}| = U_{gm1} + 1 = 0{,}1 + 1 = 1{,}1 \text{ V}.$$

Vastavalt elektronlambi tunnusjoontele võib vajaduse korral negatiivset võre-eelpinget suurendada.

Seega ongi kõik vajalikud arvväärtused leitud ja elektriline arvutus on lõpetatud.

Kirjandus: 1.

12 — 5. Sisendtransformaatorite arvutamise erinevusi.

Sisendtransformaatori arvutamine toimub samade valemitega, mis on antud eespool Erinevuseks on see, et elektronlambi sisetakistuse R_i asemele tuleb valemitesse asetada sisendpingegeneraatori (mikrofoni, liini jne.) takistus.

Sisendtransformaatori võimenduse arvutamiseks tuleb transformaatorsidestusega astme võimenduse valemisse asetada $\mu = 1$. Sillatud sekundaarmähisega sisendtransformaatori võimendus keskmistel sagedustel on:

$$K_0 = \frac{\ddot{u}\alpha'}{1 + \alpha'}, \qquad (12 - 44)$$

milles tegur α' arvutatakse valemiga:

$$\alpha' = \frac{R_2}{\ddot{u}^2 R_{i2}} = \frac{R_2}{\ddot{u}^2 (R_i + r_1 + r_2')}. \qquad (12 - 45)$$

Sildamata sekundaarmähisega sisendtransformaatori pingevõimendus on võrdne ülekandesuhtega $\ddot{u}$:

$$K_0 = \ddot{u}. \qquad (12 - 46)$$

Näide 12 — 2.

Arvutada sisendtransformaator vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele: 1) sagedusala 80 kuni 5000 Hz; 2) võimendaja esimene elektronlamp 6Ж7, mille kohta on teada järgmised parameetrid: $C_{gk} = 7$ pF, $C_{ga} = 0{,}006$ pF; 3) esimese astme võimendus 94; 4) süsimikrofoni sisetakistus 200 Ω; 5) lubatavad lineaarmoonutused $N_m = -1$ dB ja $N_k = +0{,}5$ dB.

Lahendus.

1. Arvutatakse esimese võimendusastme dünaamiline sisendmahtuvus:

$$C_s = C_d + C_1 + C_2 + C_2' = 7 + 0{,}006\,(1 + 94) + 12 + 180 = 200 \text{ pF}.$$

2. Arvutatakse ekvivalenttakistused R_{i1} ja R_{i2}, valides r_1 ja r_2' orienteerivalt kumbki 0,2 R_i:

$$R_{i1} = R_i + r_1 = 200 + 40 = 240 \ \Omega,$$

$$R_{i2} = R_{i1} + r_2' = 240 + 40 = 280 \ \Omega.$$

3. Arvutatakse valemiga 12 — 25 vajalik sumbumus d:

$$d = \sqrt{2\left(1 - \sqrt{\frac{1}{N_k^2}}\right)} =$$

$$= \sqrt{2\left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{1{,}06^2}}\right)} = 1{,}15.$$

4. Arvutatakse valemiga 12 — 26 nurksagedus ω_2:

$$\omega_2 = \frac{2\pi f_k}{\sqrt{1 - \frac{d^2}{2}}} = \frac{2\pi \cdot 5 \cdot 10^3}{\sqrt{1 - \frac{1{,}33}{2}}} = 5{,}4 \cdot 10^4 \text{ 1/sek}.$$

Takistuse R_2 puudumisel $\omega_{02} = \omega_2$.

5. Arvutatakse valemiga 12 — 30 puisteinduktiivsus L_σ:

$$L_\sigma = \frac{R_{i2}}{\omega_{02} d} = \frac{280}{5{,}4 \cdot 10^4 \cdot 1{,}15} = 0{,}45 \cdot 10^{-2} \text{ H}.$$

6. Arvutatakse valemiga 12 — 31 transformaatori ülekandesuhe:

$$\ddot{u} = \frac{1}{\omega_{02}\sqrt{L_\sigma C_s}} = \frac{1}{5{,}4 \cdot 10^4 \sqrt{0{,}45 \cdot 10^{-2} \cdot 2 \cdot 10^{-10}}} =$$

$$= 19{,}6.$$

7. Arvutatakse valemiga 12 — 36 transformaatori sekundaarmähise aktiivtakistus r_2:

$$r_2 = \ddot{u}^2 r_2' = 19{,}6^2 \cdot 40 = 15\,200 \ \Omega.$$

8. Arvutatakse valemiga 12 — 40 transformaatori primaarmähise induktiivsus:

$$L_1 = \frac{R_{i1}}{\omega_m \sqrt{\frac{1}{N_m^2} - 1}} = \frac{240}{2\pi \cdot 80 \sqrt{1{,}12^2 - 1}} =$$

$$= 1{,}25 \text{ H}.$$

9. Kontrollitakse transformaatori puisteteguri σ arvväärtust:

$$\sigma = \frac{L_\sigma}{L_1} = \frac{0{,}45 \cdot 10^{-2}}{1{,}25} = 0{,}36 \cdot 10^{-2}.$$

Kuna σ arvväärtus on väiksem kui 0,005, siis sellise puisteinduktiivsusega transformaatori konstruktsioon valmistab raskusi. Transformaatori konstruktsiooni lihtsustamiseks valitakse $\sigma = 0{,}01$ ning leitakse vajalik L_σ arvväärtus:

$$L\sigma = \sigma L_1 = 0{,}01 \cdot 1{,}25 = 0{,}125 \cdot 10^{-1} \text{ H}.$$

10. Arvutatakse valemiga 12 — 35 vajalik R_2' arvväärtus:

$$R_2' = \frac{\omega_2 L_\sigma}{d - \frac{R_{i2}}{\omega_2 L_\sigma}} - R_{i2} =$$

$$= \frac{5.4 \cdot 10^4 \; 0{,}125 \cdot 10^{-1}}{1{,}15 - \frac{2^{30}}{5{,}4 \cdot 10^4 \cdot 0{,}125 \cdot 10^{-1}}} - 280 = 5820 \; \Omega.$$

Järelikult $R_2 = R_2' \ddot{u}^2 = 5{,}82 \cdot 10^3 \cdot 19{,}6^2 = 2{,}22 \cdot 10^6$.

Kirjandus: 1 ja 16.

13. peatükk.

TAKISTUS-TRANSFORMAATORSIDESTUSEGA PINGEVÕIMENDAJAD.

13 — 1. Takistus-transformaatorsidestusega pingevõimendajate kirjeldus.

Takistus-transformaatorsidestusega pingevõimendusastme põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 13 — 1.

Sellelt jooniselt on näha, et takistus-transformaatorsidestusega pingevõimendusastme anood-vooluringis on takisti R_a ning ülekandekondensaatori C_1 kaudu kulgeb anood-vahelduvvool läbi transformaatori primaarmähise, indutseerides selle sekundaarmähises elektromotoorse jõu, millega tüüritakse järgnevat elektronlampi.

Jooniselt 13 — 1 nähtuv takisti R_2 ei ole tingimata vajalik, vaid seda rakendatakse ainult siis, kui kõrgetel sagedustel resonantsolukorra toimel arenevat lineaarmoonutust soovitakse vähendada.

Takistus-transformaatorsidestuse paremusteks võrreldes tavalise transformaatorsidestusega on:

1) Kondensaatori C_1 mahtuvuse ja transformaatori primaarmähise L_1 induktiivsuse arvväärtuste valikuga on madalatel sagedustel võimalik saavutada pingeresonantsolukord, mille toimel astmevõimendus nendel sagedustel suureneb;

2) transformaatori primaarmähist ei läbi elektronlambi anood-alalisvool, ja seetõttu teraskeha eelmagneetimist ei toimu, mistõttu võib rakendada eriti kõrge permeaablusega teraskehaga transformaatorit, millega seoses suureneb primaarmähise induktiivsus ja ühtlasi suureneb astmevõimendus madalatel sagedustel.

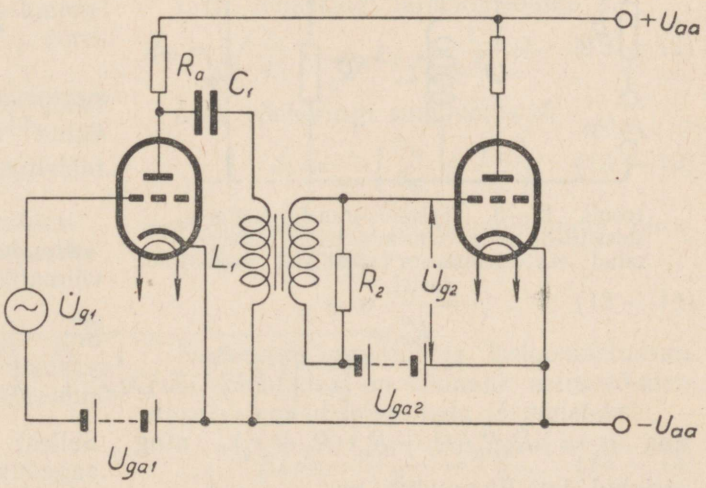
Takistus-transformaatorsidestusega pingevõimendaja puuduseks on selle väiksem võimendus.

Takistus-transformaatorsidestusega pingevõimendusastme ekvivalentskeem on toodud joonisel 13 — 2.

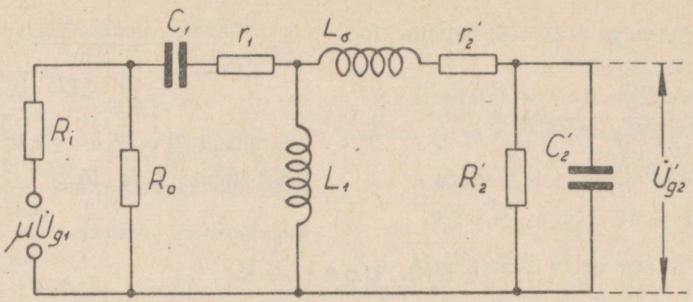
Selles ekvivalentskeemis on sekundaarmähisega seoses olevad iseloomustussuurused taandatud primaarmähisele samadel kaalutlustel, nagu on antud transformaatorsidestusega pingevõimendajate kirjelduses (peatükk 12).

Vastavalt ekvivalentgeneraatori teoreemile on joonisel 13 — 2 toodud ekvivalentskeemi võimalik lihtsustada, asendades takistused R_i ja R_a ekvivalenttakistusega R_e, mille arvväärtus on:

$$R_e = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} \; \Omega, \qquad (13 - 1)$$



Joonis 13 — 1. Takistus-transformaatorsidestusega pingevõimendusastme põhimõtteline skeem.



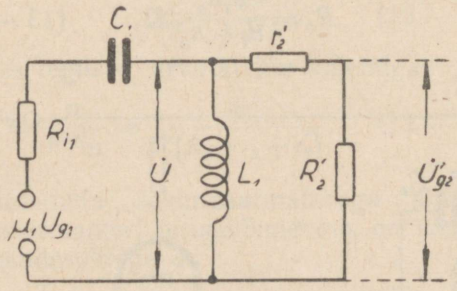
Joonis 13 — 2. Takistus-transformaatorsidestusega pingevõimendusastme ekvivalentskeem.

ning asendades μU_{g1} ekvivalentgeneraatoriga, mille elektromotoorne jõud E_e on:

$$E_e = \frac{\mu U_{g1} R_a}{R_i + R_a} \text{ V.} \qquad (13-2)$$

Kuna jooniselt 13 — 2 nähtuv ekvivalentskeem jääb ka peale ülalnimetatud lihtsustamist veelgi keeruliseks, siis selle edasiseks lihtsustamiseks valmistatakse madalatele ja kõrgetele sagedustele eraldi ekvivalentskeemid.

Madalatel sagedustel on ωL_σ ja $\omega C_2'$ arvväärtused suhteliselt väikesed ning seetõttu võib ekvivalentskeemist ära jätta L_σ ja C_2' kui astmevõimendust vähe mõjutavad suurused. Järelikult madalatel sagedustel kujuneb lihtsustatud ekvivalentskeem selliseks, nagu on antud joonisel



Joonis 13 —3. Takistus-transformaatorsidestusega pingevõimendusastme lihtsustatud ekvivalentskeem madalatel sagedustel.

13 — 3, millel R_{i1} on järjestikku ühendatud takistuste R_e ja r_1 summa, s. t.

$$R_{i1} = R_e + r_1 = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} + r_1 \ \Omega. \qquad (13-3)$$

Jooniselt 13 — 3 nähtub, et R_{i1}, C_1 ja L_1 moodustavad järjestikuse võnkeringi, mille toimel resonantssagedusel areneb suurem astmevõimendus. Resonantssagedusel arenev astmevõimendus sõltub selle võnkeringi sumbumusest d_1, mille arvutamist kirjeldatakse lähemalt allpool. Siinkohal olgu vaid nimetatud, et juhul, kui $d_1 < \sqrt{2}$, siis resonantssagedusel areneb astmevõimenduse tõus, kui aga $d_1 \geqslant \sqrt{2}$, siis astmevõimenduse tõusu resonantssagedusel ei teki.

Astmevõimenduse arvutusvalemi saamiseks madalatel sagedustel kasutatakse valemit 7 — 10, millesse takistuste Z_1, Z_2, Z_3 ja Z_4 asemele asendatakse skeemilt 13 — 3 nähtuvad suurused:

$$Z_1 = R_{i1} + \frac{1}{j\omega C_1};\ Z_2 = j\omega L_1;$$
$$Z_3 = r_2' \text{ ja } Z_4 = R_2'.$$

Peale selle asendatakse järjestikku ühendatud takistused r_2' ja R_2' summaarse takistusega r_2'', s. t.

$$r_2'' = r_2' + R_2' \ \Omega.$$

Nende asenduste järgi on valemit 7 — 10 võimalik teisendada järgmiseks:

$$K_m = \frac{\mu_1 \ddot{u}}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_{i1}}{r_2''} - \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1}\right)^2 + \left(\frac{R_{i1}}{\omega L_1} + \frac{1}{\omega C_1 r_2''}\right)^2}}, \qquad (13-4)$$

kus $\mu_1 = \mu R_a R_2' / (R_i + R_a)(R_2' + r_2')$, ning erijuhul, kui R_2 puudub, on

$$\mu_1 = \mu R_a / (R_i + R_a).$$

Sellest valemist selgub, et resonantssagedusest madalamatel sagedustel astmevõimendus muutub tunduvalt väiksemaks.

Keskmistel sagedustel on astmevõimendus arvutatav valemiga:

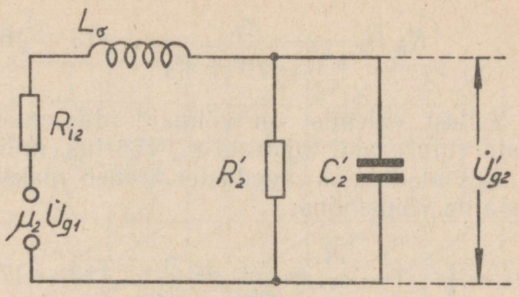
$$K_0 = \frac{\mu_1 \ddot{u}}{1 + \frac{R_{i1}}{r_2''}} = \frac{\mu_1 \ddot{u}}{1 + \frac{R_{i1}}{r_2' + R_2'}}. \qquad (13-5)$$

Kõrgetel sagedustel on ekvivalentskeemi võimalik lihtsustada selliseks, nagu on näha joonisel 13 — 4.

Selles ekvivalentskeemis on:

$$R_{i2} = R_e + r_1 + r_2' = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} + r_1 + r_2' \ \Omega.$$

$$E_e = \frac{\mu U_g R_a}{R_i + R_a} \ \text{V}.$$



Joonis 13 — 4. Takistus-transformaatorsidestusega võimendusastme lihtsustatud ekvivalentskeem kõrgetel sagedustel.

Vastavalt jooniselt 13 — 4 nähtuvale ekvivalentskeemile on astmevõimendus kõrgetel sagedustel, analoogiliselt valemile 12 — 10, arvutatav valemiga:

$$K_k = \frac{\mu_2 \ddot{u}}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_{i2}}{r_2'} - \omega^2 L_\sigma C_2'\right)^2 + \left(\omega C_2' R_{i2} + \frac{\omega L_\sigma}{r_2'}\right)^2}}, \qquad (13-6)$$

kus

$$\mu_2 = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a}.$$

Madalatel sagedustel tekkiva faasinihkenurga tangens vastavalt valemile 13 — 4 on arvutatav valemiga:

$$\text{tg}\,\varphi_m = \frac{\frac{R_{i1}}{\omega L_1} + \frac{1}{\omega C_1 r_2''}}{1 + \frac{R_{i1}}{r_2''} - \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1}}. \qquad (13-7)$$

Sageduse kõrgenemisel, s. t. keskmistel sagedustel, muutub faasinihkenurk φ võrdseks nulliga.

Kõrgetel sagedustel on faasinihkenurga tangens arvutatav valemiga 12 — 14.

Kirjandus: 15.

13 — 2. Takistus-transformaatorsidestusega pingevõimendusastme arvutamise juhiseid.

Takistus-transformaatorsidestusega pingevõimendusastme arvutamiseks võetakse kasutusele järgmised tegurid ja iseloomustussuurused:

koormustegur a_1

$$a_1 = \frac{r_2''}{R_{i1}}; \qquad (13-8)$$

tegur a_1

$$a_1 = \sqrt{1 + \frac{R_{i1}}{r_2''}} = \sqrt{1 + \frac{1}{a_1}}; \qquad (13-9)$$

L_1C_1 võnkeringi omanurksagedus ω_{01}

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \ 1/\text{sek}; \qquad (13-10)$$

ω_1-nurksagedus, millel areneb maksimaalne võimendus

$$\omega_1 = \frac{\omega_{01}}{a_1} \ 1/\text{sek}; \qquad (13-11)$$

L_1C_1 võnkeringi laineimpedants Z_{01}

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \omega_{01} L_1 = \frac{1}{\omega_{01} C_1} \ \Omega; \qquad (13-12)$$

L_1C_1 võnkeringi sumbumus d_1

$$d_1 = \frac{1}{a_1}\left(\frac{R_{i1}}{Z_{01}} + \frac{Z_{01}}{r_2''}\right); \qquad (13-13)$$

nurksageduse ω_1 ja võimendatava nurksageduse ω suhe q

$$q = \frac{\omega_1}{\omega} = \frac{f_1}{f}. \qquad (13-14)$$

Nimetatud tegureid ja iseloomustussuurusi kasutades on võimalik astmevõimenduse valemeid teisendada järgmisteks:

$$K_0 = \frac{\mu_1 \ddot{u}}{1 + \frac{R_{i1}}{r_2''}} = \frac{\mu_1 \ddot{u}}{a_1^2}, \qquad (13-15)$$

$$K_m = \frac{K_0}{\sqrt{(1-q^2)^2 + d_1^2 q^2}}. \quad (13-16)$$

Sellest valemist on võimalik diferentsiaalarvutuse abil määrata q_m väärtus, mille juures madalatel sagedustel areneb maksimaalne võimendus:

$$q_m = \sqrt{1 - \frac{d_1^2}{2}} = \frac{\omega_1}{\omega_{m1}} = \frac{f_1}{f_{m1}}, \quad (13-17)$$

kus ω_{m1} on nurksagedus, mille juures areneb q_m maksimaalväärtus.

Järelikult madalatel sagedustel arenev maksimaalne astmevõimendus on arvutatav valemiga:

$$K_{m1} = \frac{K_0}{d_1\sqrt{1 - \frac{d_1^2}{4}}}. \quad (13-18)$$

Valemist 13 — 17 nähtub, et q_m omab reaalset arvväärtust siis, kui $d_1 < \sqrt{2}$. Seetõttu madalatel sagedustel astmevõimenduse suurenemine saavutatakse siis, kui $d_1 < \sqrt{2}$, kuna vastupidisel juhul, s. t. kui $d_1 \geqslant \sqrt{2}$, astmevõimenduse tõusu madalatel sagedustel ei toimu.

Kui on antud lineaarmoonutus, s. t. suhe K_{m1}/K_0, siis d_1 on arvutatav valemiga:

$$d_1 = \sqrt{2\left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{N_{m1}^2}}\right)}. \quad (13-19)$$

Takistus-transformaatorsidestusega võimendusastme arvutamiseks on soovitav kasutada alljärgnevat järjekorda:

1. Sumbumuse d ja nurksageduse ω_2 arvutus toimub peatükis 12 antud juhiste järgi.

2. Iseloomustussuuruste R_i, μ, R_a, C_s, L_σ, r_2 ja r_1 määramise juhiseid:

1) Elektronlambi ja selle anoodkoormustakistuse valikul tuleb arvestada, et astmevõimendus on võrdeline avaldusega:

$$S_0 = \frac{\mu^2 R_a}{R_i(R_i + R_a)}. \quad (13-20)$$

2) Trioodide kasutamisel takistus R_a valitakse kaks kuni neli korda suurem takistusest R_i. Pentoodide kasutamisel takistus R_a valitakse kuus kuni kaksteist korda väiksem takistusest R_i.

3) Elektronlambi anoodvooluringi toiteseadme pinge on soovitav valida 200 kuni 300 volti.

4) Takistuste r_1 ja r_2' arvväärtused määratakse orienteerivalt järgmiselt:

$$r_1 = (0{,}1 \ldots 0{,}25)R_i,$$
$$r_2' = (0{,}1 \ldots 0{,}25)R_i.$$

5) Iseloomustussuurused L_σ, $\ddot{u}$, R_2', R_2, r_2 ja C_s arvutatakse peatükis 12 antud juhiste järgi.

3. Iseloomustussuuruste d_1 ja ω_1 arvutus.

1) Arvutatakse valemiga 13 — 19 sumbumus d_1.

2) Arvutatakse nurksagedus ω_1, sõltuvalt madalamast võimendatavast sagedusest f_m, ning sumbumusest d_1:

$$\omega_1 = 2\pi f_m\sqrt{1 - \frac{d_1^2}{2}} \text{ 1/sek.} \quad (13-21)$$

4. Induktiivsuse L_1, mahtuvuse C_1 ja puisteteguri σ arvutus.

1) Kui transformaatori sekundaarmähis on takistusega sildamata, s. t. $r_2'' = \infty$ ja $\omega_{01} = \omega_1$, siis

$$Z_{01} = \frac{R_{i1}}{d_1}\,\Omega; \quad (13-22)$$

$$L_1 = \frac{Z_{01}}{\omega_{01}}\,\text{H}; \quad (13-23)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_{01}Z_{01}}\,\text{F}. \quad (13-24)$$

2) Sillatud sekundaarmähisega transformaatori puhul

$$Z_{01} = \frac{R_{i1}}{2}[a_1\alpha_1 d_1 - \sqrt{(a_1\alpha_1 d_1)^2 - 4a_1}]\ \Omega. \quad (13-25)$$

$$\omega_{01} = a_1\omega_1 \text{ 1/sek.} \quad (13-26)$$

ning L_1 ja C_1 arvutatakse valemitega 13 — 23 ja 13 — 24.

3) Kontrollitakse puisteteguri σ arvväärtust, kusjuures see ei tohi olla väiksem kui 0,005, vastasel korral tuleb kasutada takistust R_2.

Näide 13 — 1.

Arvutada takistus-transformaatorisidestusega pingevõimendusaste vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele:

1) võimendatav sagedusala 50 kuni 8000 Hz, 2) lineaarmoonutused $N_m = +6$ dB ja $N_k = +4{,}4$ dB, 3) järgmise astme sisendmahtuvus $C_d = 130$ pF, 4) anoodvooluringi toiteseadme pinge 250 V.

Lahendus.

1. Transformaatori sekundaarmähise sisemahtuvus valitakse orienteerivalt 50 pF, millist mahtuvust ligikaudu omab sektsioonmähisega transformaatori sekundaarmähis.

2. Arvutatakse valemiga 12 — 25 sumbumus d:

$$d = \sqrt{2\left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{N_k^2}}\right)} =$$

$$= \sqrt{2\left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{1{,}66^2}}\right)} = 0{,}632.$$

3. Arvutatakse valemiga 12 — 26 nurksagedus ω_2:

$$\omega_2 = \frac{2\pi f_k}{\sqrt{1 - \frac{d^2}{2}}} = \frac{2\pi \cdot 8 \cdot 10^3}{\sqrt{1 - \frac{0{,}632^2}{2}}} = 5{,}62 \cdot 10^4 \text{ 1/sek.}$$

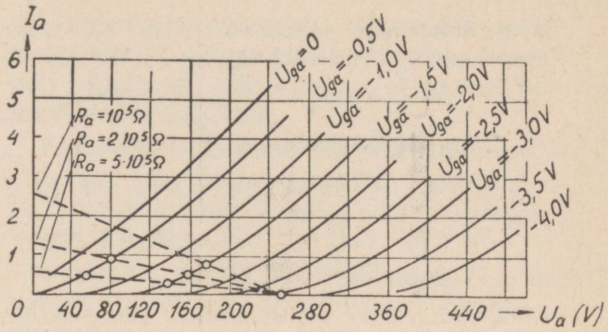
4. Määratakse elektronlambi tüüp, milleks käesoleval juhul orienteerivalt valitud elektronlampide 6C5 ja 6Φ5 sobivust kontrollitakse valemiga 13 — 20 arvutatud arvväärtuste võrdlusega. Selleks valitakse 6C5 võre-eelpingeks — 2V ja arvutatakse S_0 väärtused anoodkoormustakistustega $2 \cdot 10^4$, $3 \cdot 10^4$, $4 \cdot 10^4$ Ω ja $5 \cdot 10^4$ Ω ning saadud andmed kantakse tabelisse 13 — 1.

Samuti arvutatakse elektronlambi 6Φ5 jaoks võre-eelpinge — 1,5 V juures S_0 arvväärtused anoodkoormustakistustega 0,1 MΩ, 0,2 MΩ ja 0,5 MΩ ning saadud andmed kantakse tabelisse 13 — 1.

Tabel 13 — 1.

Elektronlampide 6Φ5 ja 6C5 parameetrid sõltuvalt anoodkoormustakistustest.

Elektronlambi tüüp ja võre-eelpinge	R_a kΩ	R_i kΩ	μ	S mA/V	S_0 mA/V	R_e kΩ
6Φ5	100	64,0	100	1,56	95,1	39,0
$U_{g0} =$						
$= -1{,}5$ V	200	71,0	100	1,41	104,0	52,3
	500	86,6	100	1,15	98,1	73,6
6C5	20	10,8	20	1,85	24,0	7,04
	30	11,6	20	1,71	24,7	8,4
$U_{g0} =$	40	12,1	20	1,65	25,3	9,3
$= -2$ V						
	50	13,0	20	1,54	24,5	10,3

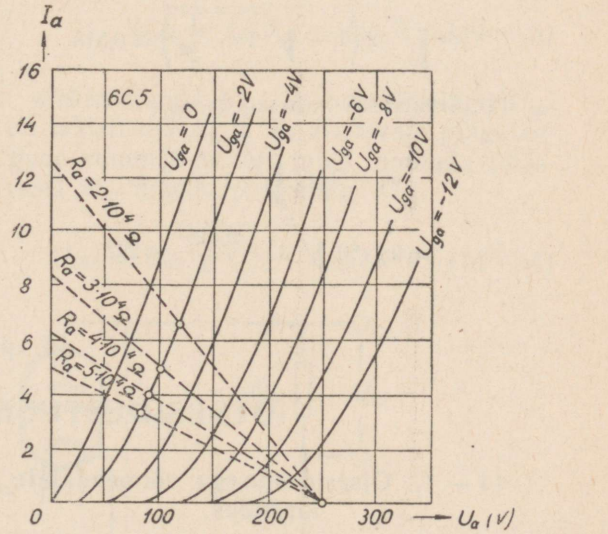


Joonis 13 — 5. Elektronlambi 6Φ5 I_a—U_a tunnusjoonte sari, millelt määratakse R_i arvväärtused vastavalt anoodkoormustakistustele 10^5, $2 \cdot 10^5$ ja $5 \cdot 10^5$ Ω.

Sellest tabelist nähtub, et S_0 arvväärtus on kõige suurem elektronlambiga 6Φ5 anoodkoormustakistusega $2 \cdot 10^5$ Ω. Kuna aga $2 \cdot 10^5$-oomilise anoodkoormustakistuse rakendamisel selles tekib suur anood-alalispingelang, siis on õigem valida $R_a = 10^5$ oomi, millega S_0 ei ole kuigi palju väiksem.

Järelikult valitakse elektronlamp 6Φ5, anoodkoormustakistusega 10^5 oomi.

Tabelisse 13 — 1 vajalikud R_i arvväärtused leitakse joonistelt 13 — 5 ja 13 — 6 nähtuvate tunnusjoonte järgi.



Joonis 13 — 6. Elektronlambi 6C5 I_a—U_a tunnusjoonte sari, millelt määratakse R_i arvväärtused vastavalt anoodkoormustakistustele $2 \cdot 10^4$, $3 \cdot 10^4$, $4 \cdot 10^4$ ja $5 \cdot 10^4$ Ω.

5. Arvutatakse mahtuvuse C_s arvväärtus, valides lülitusmahtuvuse orienteerivalt 20 pF:

$$C_s = C_d + C_2 + C_p = 130 + 50 + 20 = 200 \text{ pF}.$$

6. Arvutatakse takistused r_1 ja r_2', valides nende arvväärtusteks 0,2 R_e:

$$r_1 = r_2' = 0{,}2R_e = 0{,}2 \cdot 39000 = 7800\ \Omega.$$

7. Arvutatakse takistused R_{i1} ja R_{i2}:

$$R_{i1} = R_e + r_1 = 1{,}2R_e = 1{,}2 \cdot 3{,}9 \cdot 10^4 = 4{,}68 \cdot 10^4\ \Omega.$$

$$R_{i2} = R_e + r_1 + r_2' = 1{,}4R_e = 1{,}4 \cdot 3{,}9 \cdot 10^4 = 5{,}46 \cdot 10^4\ \Omega.$$

8. Arvutatakse transformaatori puisteinduktiivsus L_σ:

$$L_\sigma = \frac{R_{i2}}{\omega_{02} d} = \frac{5{,}46 \cdot 10^4}{5{,}62 \cdot 10^4 \cdot 0{,}632} = 1{,}53\ \text{H}.$$

9. Arvutatakse transformaatori ülekandesuhe $\ddot{u}$:

$$\ddot{u} = \frac{1}{\omega_{02}\sqrt{L_\sigma C_s}} = \frac{1}{5{,}62 \cdot 10^4 \sqrt{1{,}53 \cdot 2 \cdot 10^{-10}}} = 1.$$

10. Arvutatakse transformaatori sekundaarmähise takistus r_2:

$$r_2 = \ddot{u}^2 r_2' = 1^2 \cdot 7800 = 7800\ \Omega.$$

11. Arvutatakse sumbumuse d_1 arvväärtus:

$$d_1 = \sqrt{2\left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{N_m^2}}\right)} = \sqrt{2\left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{2^2}}\right)} = 0{,}518.$$

12. Arvutatakse nurksagedus ω_1:

$$\omega_1 = 2\pi f_m \sqrt{1 - \frac{d_1^2}{2}} = 2\pi \cdot 50 \sqrt{1 - \frac{0{,}518^2}{2}} = 292.$$

13. Arvutatakse laineimpedants Z_{01}:

$$Z_{01} = \frac{R_{i1}}{d_1} = \frac{4{,}68 \cdot 10^4}{0{,}518} = 9 \cdot 10^4\ \Omega.$$

14. Arvutatakse transformaatori primaarmähise induktiivsus, võttes arvesse, et takistuse R_2 puudumisel $\omega_{01} = \omega_1 = 292$.

$$L_1 = \frac{Z_{01}}{\omega_{01}} = \frac{9 \cdot 10^4}{292} = 308\ \text{H}.$$

15. Arvutatakse kondensaatori C_1 mahtuvus:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_{01} Z_{01}} = \frac{1}{292 \cdot 9 \cdot 10^4} = 0{,}04\ \mu\text{F}.$$

16. Kontrollitakse puisteteguri σ arvväärtust:

$$\sigma = \frac{L_\sigma}{L_1} = \frac{1{,}53}{308} = 0{,}005.$$

Kuna puisteteguri arvväärtus on võrdne praktikas rakendatavale suurusele, siis transformaatori sekundaarmähist takistiga R_2 sillata ei ole vaja.

17. Arvutatakse teguri a_1 arvväärtus, kus $r_2'' = \infty$

$$a_1 = \sqrt{1 + \frac{R_{i1}}{r_2''}} = \sqrt{1 + \frac{4{,}68 \cdot 10^4}{\infty}} = 1.$$

18. Arvutatakse astmevõimendus keskmistel sagedustel, kus

$$\mu_1 = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} = \frac{100 \cdot 10^5}{64 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3} = 60,$$

$$K_0 = \frac{\mu_1 \ddot{u}}{a_1^2} = \frac{60 \cdot 1}{1^2} = 60.$$

Sellega ongi antud võimendusastme elektriline arvutus lõpetatud.

Kirjandus: 1, 15 ja 16.

14. peatükk.

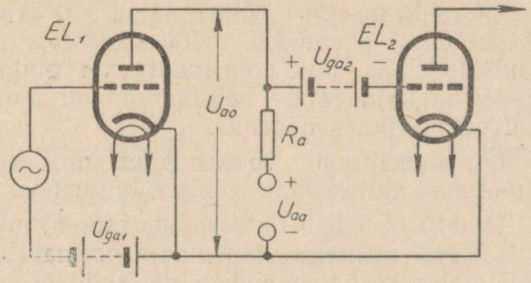
OTSESIDESTUSEGA VÕIMENDAJAD.

14 — 1. Otsesidestusega võimendajate kirjeldus.

Otsesidestusega ehk alalispinge võimendajas järgneva astme elektronlambi võre ühendatakse otseselt antud võimendusastme elektronlambi anoodiga või nimetatud anood ja võre ühendatakse võre-eelpinge patarei kaudu. Otsesidestusega võimendusastme põhimõtteline skeem on toodud joonisel 14 — 1.

Otsesidestusega võimendajaga on võimalik võimendada alalispinge muutusi ja samuti ka vahelduvpingeid kuni sagedusteni, kus võimendus väheneb elektronlambi sisendmahtuvuse ja lülitusmahtuvuse toimel, s. t. kõrgetel sagedustel otsesidestusega võimendaja võimendus on võrdne takistussidestusega võimendajaga.

Jooniselt 14 — 1 nähtub, et elektronlambile EL_2 antakse võre-eelpinge eritoiteseadmest ning seetõttu võrepinge võrdub pingete U_{a0} ja U_{ga2} vahega, s. t. sõltuvalt pingetest U_{ga2} ja U_{a0} võib võre-eelpinge



Joonis 14 — 1. Otsesidestusega võimendusastme põhimõtteline skeem.

U_{g0} olla negatiivne või positiivne. Järelikult pingete U_{a0} ja U_{ga2} kõrgused on kriitilised ja võimendaja töötab seetõttu labiilselt. Teiseks puuduseks on asjaolu, et igasse võimendusastmesse on vajalik eraldi kõrgepinge toiteseade, mis teeb võimendaja kalliks. Kolmandaks puuduseks on see, et võre-eelpinge patareid ei ole võimalik maandada ning seetõttu lülituse mahtuvus muutub suureks; suur lülituse mahtuvus teatavasti vähendab astmevõimendust kõrgetel sagedustel. Viimasena nimetatud puudust on võimalik ärastada, kui otsesidestusega võimendusastme skeem muuta selliseks, nagu on näha jooniselt 14 — 2.

Sellel joonisel antud skeemi järgi koostatud võimendajas juhul, kui elektronlambid on vahetult köetavad, peab iga elektronlamp omama eraldi küttevooluallikat. Kaudselt köetavate elektronlampide puhul toimub aga kõikide elektronlampide kütmine ühisest toiteseadmest.

Võimendaja stabiilseks töötamiseks peab pingejagajat läbiva voolu tugevus tunduvalt ületama üksikute elektronlampide anoodvoolu tugevusi.

Vastavalt jooniselt 14 — 2 nähtuvale skeemile on elektronlampide anoodalalisja võre-eelpinged arvutatavad alljärgnevate valemitega:

elektronlambi EL_1 võre-eelpinge U_{g01} on võrdne takistusel R_1 areneva pingelanguga, s. t.

$$U_{g01} = I_0 R_1 = U_{01} \text{ V}; \quad (14 - 1)$$

elektronlambi EL_1 anoodalalispinge U_{a01} on takistustel R_2 ja R_3 arenevate pingelangude summa, millest tuleb lahutada pingelang takistusel R_{a1}, s. t.

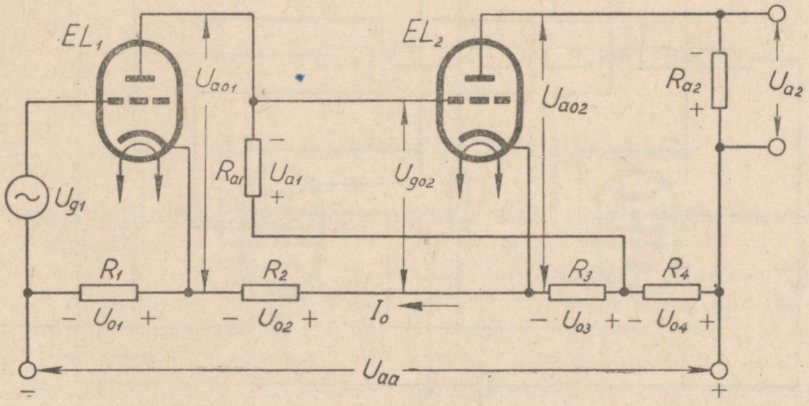
$$U_{a01} = U_{02} + U_{03} - I_{a01} R_{a1} \text{ V}; \quad (14 - 2)$$

elektronlambi EL_2 võre-eelpinge U_{g02} on takistustel R_{a1} ja R_3 arenevate pingelangude vahe, s. t.

$$U_{g02} = I_{a01} R_{a1} - U_{03} \text{ V}; \quad (14 - 3)$$

elektronlambi EL_2 anoodalalispinge U_{a02} on takistustel R_3 ja R_4 arenevate pingelangude summa, millest tuleb lahutada takistusel R_{a2} arenev pingelang, s. t.

$$U_{a02} = U_{03} + U_{04} - I_{a02} R_{a2} \text{ V}. \quad (14 - 4)$$



Joonis 14 — 2. Otsesidestusega võimendusastme põhimõtteline skeem, milles anood-pinged ja võre-eelpinged saadakse pingejagaja kaudu ühisest toiteseadmest.

Otsesidestusega võimendusastme pingevõimendus madalatel ja keskmistel sagedustel on arvutatav valemiga:

$$K_0 = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a}. \qquad (14-5)$$

Kõrgetel sagedustel on astme võimendus arvutatav valemiga 9 — 14.

Kirjandus: 11.

14 — 2. Otsesidestusega võimendajate töötamise stabiilsuse suurendamise võimalusi.

Otsesidestusega ehk alalispinge võimendajaks nimetatakse võimendajat, milles eelmise võimendusastme lambi anood on otseselt ühendatud järgneva astme lambi võrega. Kuna sellise võimendaja sidestuselementides puuduvad reaktiivsused, siis võimendatav sagedusala laieneb kuni nullise sageduseni, s. o. alalispingeni. Kui vältida ühtlasi ka reaktiivsusi võimenduslampide katood- ja varivõrevooluringides, siis ei teki faasimoonutusi ka kõige madalamatel võimendatavatel sagedustel.

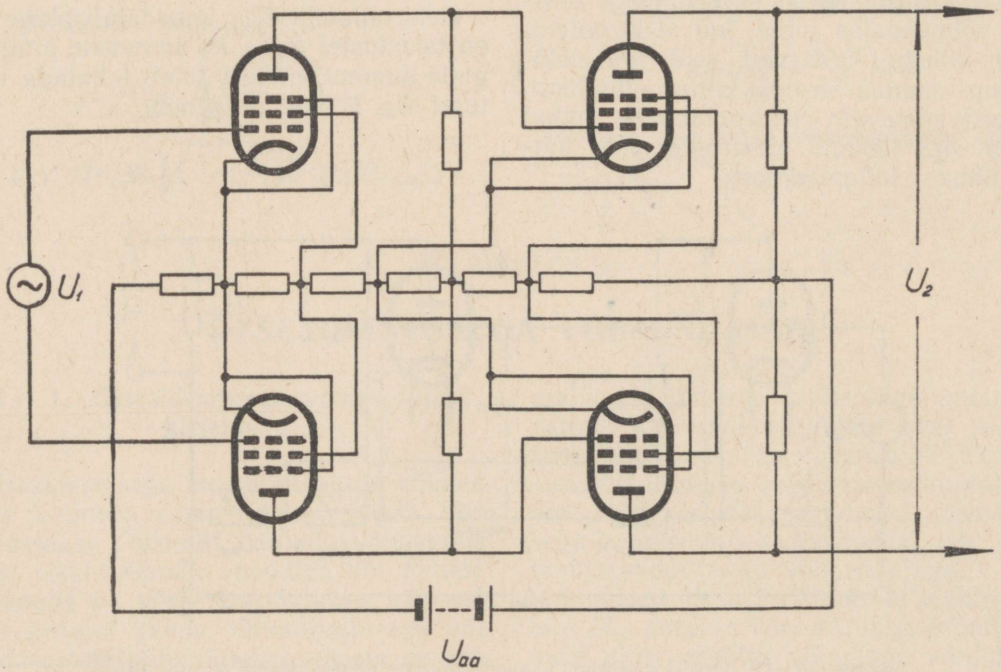
Otsesidestusega võimendajad leiavad kasutamist peamiselt mõõteseadmetes ja pulsstehnikas, kus võimendatavate pingepulsside kuju range säilitamine väljandis on põhilisemaks nõudeks.

Otsesidestusega võimendajad on eriti tundlikud toiteseadme pinge muutustele.

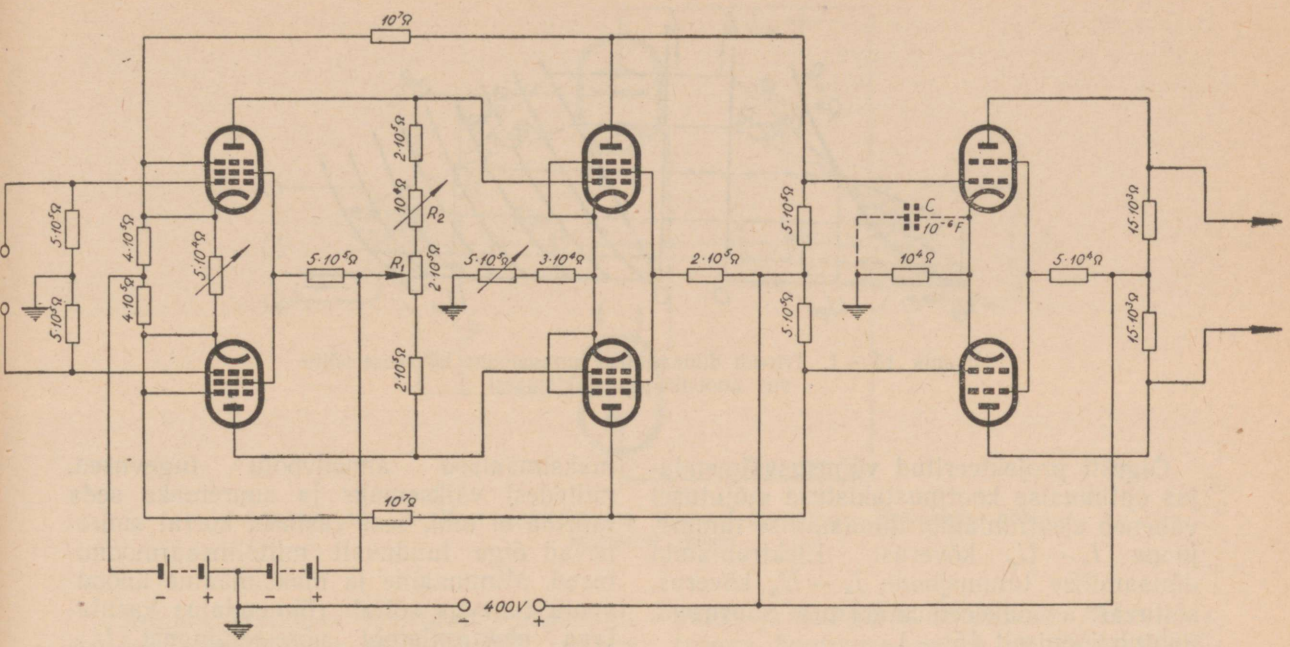
Praktikas häirib toiteseadme pinge muutus otsesidestusega võimendaja normaalset töötamist, sest võimendaja väljandil ei ole võimalik eraldada tüürpinge ning toiteseadme pingete muutuste toimel arenevaid väljandpingeid. Nimetatud puuduse ärastamiseks rakendatakse vastastaktlülituses otsesidestusega võimendajaid. Sellise võimendaja põhimõtteline skeem on toodud joonisel 14 — 3.

Sellest skeemist on näha, et toiteseadme pinge muutused mõjutavad elektronlampe faasinihketa, sest et võimendatav pinge tüürib elektronlampe 180-kraadilise faasinihkega. Selle tulemusena tasakaalustatakse toiteseadme pinge muutused ning nende toimel võimendaja väljandis häirepingeid ei arene.

Peale selle rakendatakse otsesidestusega võimendajates negatiivset tagasisidestust,



Joonis 14 — 3. Vastastaktlülituses otsesidestusega võimendaja põhimõtteline skeem.



Joonis. 14 — 4. Negatiivse tagasisidestusega vastastaktlülituses otsesidestusega võimendaja teoreetiline skeem; skeemi 1. ja 2. astmes kasutatakse lampe 6Ж7 või 6Ж8, 3. astmes — lampe 6П6С.

mis veelgi suurendab nende töötamise stabiilsust.

Negatiivse tagasisidestuse kasutamise põhimõtte lähem kirjeldus leidub peatükis 19; siinkohal olgu ainult nimetatud, et negatiivne tagasisidestus vähendab kõiki liiki moonutusi ja häirepingeid.

Praktikas rakendatud negatiivse tagasisidestusega vastastaktlülituses otsesidestusega võimendaja teoreetiline skeem nähtub jooniselt 14 — 4. Negatiivset tagasisidestust on rakendatud toitepingete ja lampide parameetrite stabiliseerimiseks, moonutuste vähendamiseks ning võimenduse reguleerimise saavutamiseks lihtsal teel. Potentsiomeetri R_1 ja muudetava takistiga R_2 reguleeritakse lülituse sümmeetriat. Selle võimendaja üldvõimendus asub piirides 10^3 kuni 10^6, sagedus-karakteristik on horisontaalne kuni 10 000 Hz.

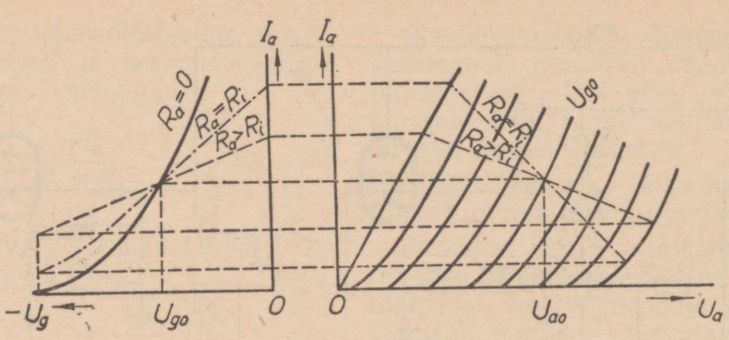
Kirjandus: 1 ja 11.

15. peatükk.

A-KLASSI VÕIMSUSVÕIMENDAJAD.

15 — 1. A-klassi võimsusvõimendajate kirjeldus.

A-klassi võimsusvõimendajates elektronlambid rakendatakse töösse selliste anood- ja võre-eelpingetega, et anoodvoolu kõverad oleksid sarnased tüürpingete kõveratega. Sellest tingimusest järeldub, et elektronlambi dünaamilise tunnusjoone kasutatav osa $I_a — U_g$ teljestikus peab olema ligikaudu sirge. Võimsusvõimendaja elektronlambi väljandvõimsuse arvutamise lihtsustamiseks oletatakse, et selle dünaamiline tunnusjoon $I_a — U_g$ on sirge. Tegelikult aga elektronlambi dünaamiline tunnusjoon ei ole sirge ning seetõttu tekivad võimsusvõimendajas alati mittelineaarmoonutused, mis suurenevad tüürpinge amplituudide suurenemisega.



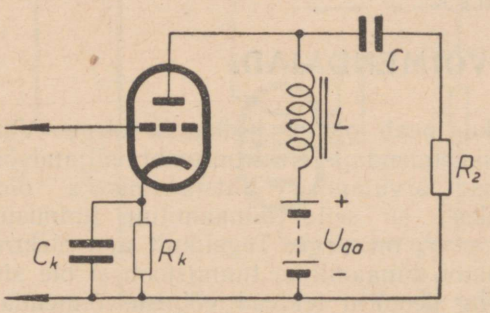
Joonis 15 — 1. Trioodi dünaamilise tunnusjoone kõveruse sõltuvus anoodkoormustakistusest.

Õigesti projekteeritud võimsusvõimendajas optimaalse koormustakistuse mõjutusel väheneb elektronlambi dünaamilise tunnusjoone $I_a - U_g$ kõverus. Elektronlambi dünaamilise tunnusjoone $I_a - U_g$ kõverus, sõltuvalt anoodkoormustakistuse suurusest, nähtub jooniselt 15 — 1.

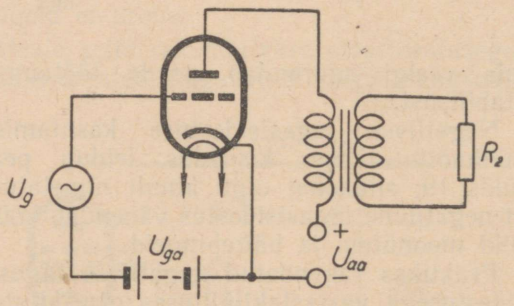
Jooniselt on näha, et trioodi dünaamilise tunnusjoone kõverus väheneb anoodkoormustakistuse suurendamisel. Järelikult anoodkoormustakistus R_a tuleb valida suurem trioodi sisetakistusest R_i selle tööpunktis.

Peamised mittelineaarmoonutused tekivad võimsusvõimendajas seetõttu, et elektronlambi tüürpinge mõjutusel muutub selle anoodvoolu tugevus nii palju, et see satub tunnusjoonte kõveruste piirkonda. Elektronlambi tunnusjoonte kõverused mõjutavad tunduvalt ka selle sisetakistust R_i, mis omakorda põhjustab elektronlambi töörežiimi muutusi.

Eeltoodust võib järeldada, et igas võimsusvõimendajas esinevad minimaalsed ja maksimaalsed anoodvoolu tugevused, milledest väiksemaks ja suuremaks seda tüürida ei tohi, sest vastasel korral suurenevad õige tunduvalt mittelineaarmoonutused. Minimaalne ja maksimaalne anoodvoolu tugevus sõltub võimendajas kasutatava elektronlambi võre-eelpingest U_{g0}, tüürpingest U_g ja anoodkoormustakistusest R_a.



Joonis 15 — 2. Võimsusvõimendaja lõppastme põhimõtteline skeem, milles koormus on sidestatud väljandfiltriga *LC*.

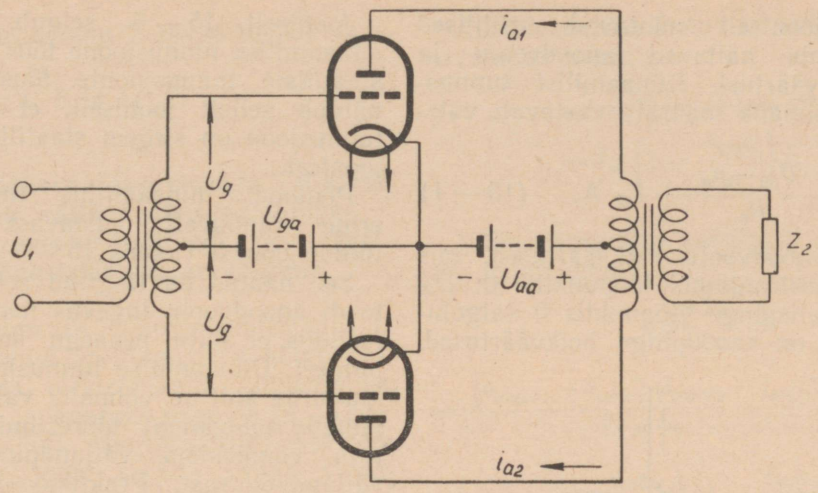


Joonis 15 — 3. Võimsusvõimendaja lõppastme põhimõtteline skeem, milles koormus on sidestatud väljandtransformaatoriga.

Võimsusvõimendaja projekteerimisel ongi vaja määrata elektronlambi anoodkoormustakistuse optimaalne suurus ja võre-eelpinge ning tüürpinge kõrgused, sõltuvalt väljandvõimsusest. Arusaadavalt tuleb seejuures arvestada toiteseadme pinget ja elektronlambi maksimaalselt lubatavat anoodkadu.

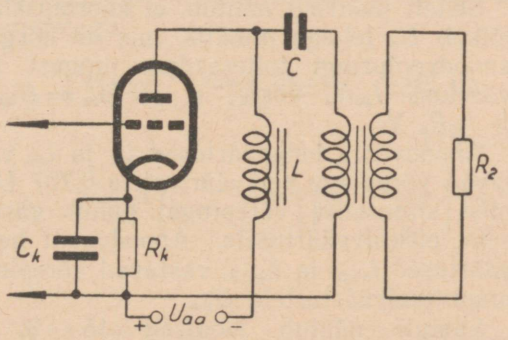
Ringhäälingu Vastuvõtu ja Akustika Instituudi (ИРПА) mõõtmismetoodika näeb ette anoodkao mõõtmist 10% toitevõrgu ülepinge juures.

Võimsusvõimendajate lõppastmete põhimõttelised skeemid on antud joonistel 15 — 2, 15 — 3, 15 — 4 ja 15 — 5.



Joonis 15 — 4. Vastastaktlülituses võimsusvõimendaja lõppastme põhimõtteline skeem.

Antud skeemides koormuse impedants vahelduvvoolule on palju kordi suurem elektronlambi anoodvooluringi ühendatud



Joonis 15 — 5. Võimsusvõimendaja lõppastme põhimõtteline skeem, milles elektronlampi toidetakse paispooli L kaudu (rööbitine toide).

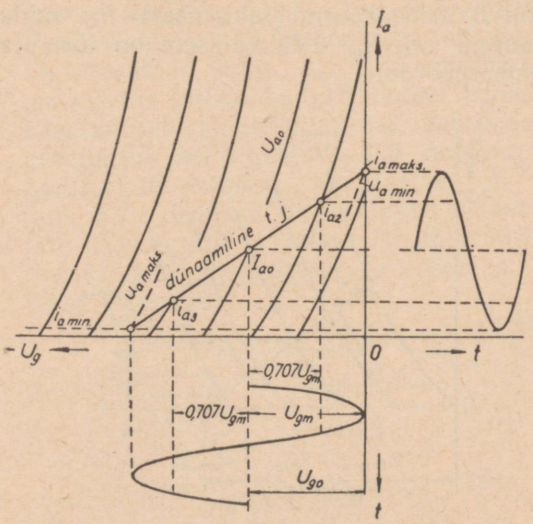
aktiivtakistusest, millel areneb alalispingelang. Seetõttu arvutuste lihtsustamiseks anoodvooluringi ühendatud aktiivtakistusel arenev alalispingelang sageli jäetakse arvestamata.

Kirjandus: 5 ja 11.

15 — 2. A-klassi võimsusvõimendajates rakendatavate elektronlampide dünaamilised tunnusjooned ja koormussirged.

A-klassi võimsusvõimendaja normaalseks töötamiseks on vajalik õigesti valida koormuse impedants, elektronlambi töö-punkt ja tüürpinge amplituud. Aktiivtakistusega koormuse puhul on A-klassi võimendaja põhilisi iseloomustussuurusi võimalik määrata selles rakendatud elektronlambi dünaamilise tunnusjoone ja koormussirge abil.

Elektronlampide teooriast on teada, et elektronlambi dünaamilise tunnusjoone abil on võimalik määrata selle anoodvoolu ja -pinge hetkväärtusi sõltuvalt võrepingest. Trioodi dünaamilise tunnusjoone näide on antud joonisel 15 — 6.

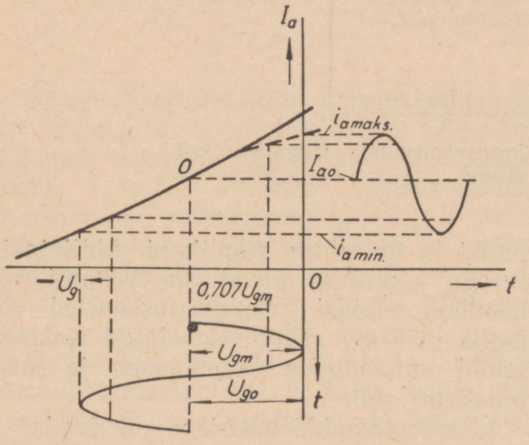


Joonis 15 — 6. Trioodi dünaamilise tunnusjoone näide.

Sellelt jooniselt nähtuvad kriitilised punktid, mis näitavad anoodvoolu ja -pinge piirväärtusi. Dünaamilist tunnusjoont on võimalik määrata vastavalt valemile:

$$i_a = \frac{U_{a0} - u_a}{R_a} + I_{a0} \text{ A}, \qquad (15-1)$$

kus i_a on anoodvoolu hetkväärtused, mis vastavad elektronlambi tööpunktile 0; U_{a0} on anoodalalispinge tööpunktis 0 (algolukorras); u_a on anoodpinge hetkväärtused,



Joonis 15 — 7. Pentoodi dünaamilise tunnusjoone näide.

mis vastavad elektronlambi tööpunktile 0; I_{a0} on anoodalalisvool tööpunktis 0 (algolukorras). Dünaamilise tunnusjoone tõus sõltub anoodkoormustakistusest R_a: mida suurem on R_a, seda väiksem on tõus, ja ümberpöördult.

Jooniselt 15 — 6 selgub, et trioodi dünaamilise tunnusjoone tõus on väiksem staatiliste tunnusjoonte tõusust. Samuti nähtub sellelt jooniselt, et dünaamiline tunnusjoon on sirgem staatilistest tunnusjoontest.

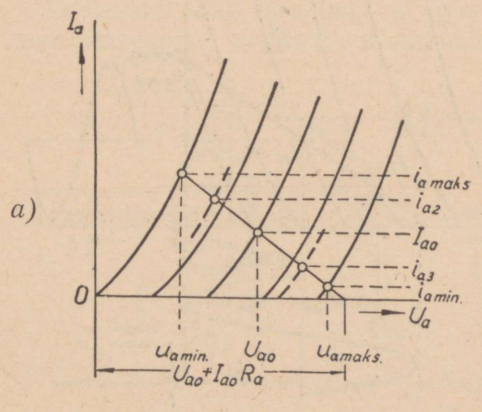
Pentoodi dünaamiline tunnusjoon ei erine tunduvalt vastavast staatilisest tunnusjoonest (joonis 15 — 7).

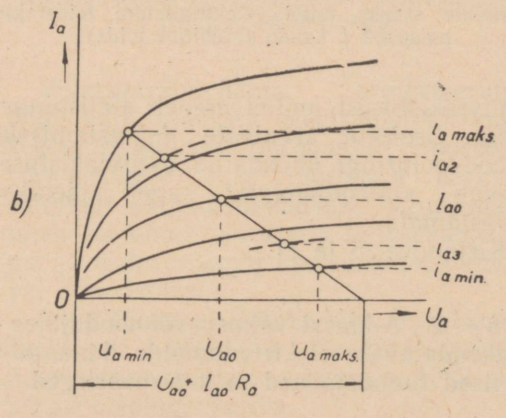
See nähtus on tingitud sellest, et pentoodi anoodvoolu tugevus normaalses töörežiimis ei sõltu peaaegu sugugi anoodpingest. Dünaamilise tunnusjoone ja koormussirge abil on võimalik valida elektronlambile sobivaimat töörežiimi ning määrata võimendaja väljandpinge kuju ja väljandvõimsust. Praktikas A-klassi võimendaja töörežiimi määramiseks on vajalik dünaamilisel tunnusjoonel märkida ainult mõned kriitilised punktid. Nende punktide määramiseks kasutatakse tavaliselt elektronlambi $I_a - U_a$ teljestikule kantud koormussirget, nii nagu on näidatud joonisel 15 — 8.

Sellelt jooniselt nähtub, et koormussirge lõikub U_a teljega punktis, mis on kõrgem anoodvooluringi toiteseadme pingest U_{a0} väärtuse $I_{a0}R_a$ võrra, s. t. $U_{aa} = U_{a0} + I_{a0}R_a$ V.

Anoodvoolu hetkväärtused i_{a2} ja i_{a3} vastavad võrepinge hetkväärtustele 0,707 U_{gm}, mis siinuselise võrepinge puhul vastab selle efektiivväärtusele. Anoodvoolu hetkväärtused i_{amin} ja i_{amaks} vastavad võrepinge amplituudväärtustele U_{gm}.

Samuti nähtub jooniselt 15 — 8, et anoodpinge hetkväärtused u_{amin} ja u_{amaks}





Joonis 15 — 8. Trioodi ja pentoodi koormussirgete näited I_a—U_a teljestikkudes, ning nende järgi määratud kriitilised punktid. *a* — trioodi tunnusjoonte sari ja *b* — pentoodi tunnusjoonte sari.

vastavad anoodvoolu hetkväärtustele i_{amaks} ja i_{amin}.

Kirjandus: 1, 5 ja 11.

15 — 3. Aktiivse koormusega A-klassi võimendaja väljandvõimsuse, -pingeamplituudi, -vooluamplituudi, kasuteguri ja koormustakistuse arvutamine.

Väljandvõimsuse, -pingeamplituudi ja -vooluamplituudi arvutamist on kõige lihtsam teostada elektronlambi dünaamilise tunnusjoone ja koormussirge järgi. Tegelikult tuleb küll koormussirge elektronlambi tunnusjoonte sarjale kanda vastavalt teadaolevale R_a takistusele. Esialgu aga oletatakse, et koormussirge on juba olemas ja sellele vastavalt antakse P_a arvutusvalemid, kuna R_a valiku juhised antakse allpool.

Vastavalt jooniselt 15 — 8 nähtuvatele anoodvoolude ja -pingete väärtustele on elektronlambi väljandvõimsus arvutatav valemitega:

$$P_a = \frac{(u_{amaks} - u_{amin})\,(i_{amaks} - i_{amin})}{8}\ \mathrm{W}; \qquad (15-2)$$

$$P_a = \frac{U_{a0} I_{a0}}{2}\left(1 - \frac{u_{amin}}{U_{a0}}\right)\left(1 - \frac{i_{amin}}{I_{a0}}\right) W; \qquad (15-3)$$

$$P_a = \frac{U_{am} I_{am}}{2}\ \mathrm{W}, \qquad (15-4)$$

kus U_{am} ja I_{am} on anoodpinge ja -voolu amplituudid.

Valemiga 15 — 2 arvutatav võimsus on tegelikult anoodvoolu põhisagedusliku vahelduvkomponendi võimsus ja annab rahuldava täpsusega tulemusi tingimusel, et mittelineaarmoonutused ei ületa lubatavat suurust (5 kuni 7%). Valemid 15 — 3 ja 15 — 4 annavad täpseid tulemusi ainult siis, kui puuduvad mittelineaarmoonutused.

Anoodvahelduvpinge amplituud U_{am} on arvutatav valemiga:

$$U_{am} = U_{a0} - u_{amin} = U_{a0}\left(1 - \frac{u_{amin}}{U_{a0}}\right)\mathrm{V}. \qquad (15-5)$$

Anoodvahelduvvoolu amplituud I_{am} on arvutatav valemiga:

$$I_{am} = I_{a0} - i_{amin} = I_{a0}\left(1 - \frac{i_{amin}}{I_{a0}}\right)\mathrm{A}. \qquad (15-6)$$

Võimendusastme kasutegur η on arvutatav valemitega:

$$\eta = \frac{P_a}{P_{a0}} = \frac{(u_{amaks} - u_{amin})\,(i_{amaks} - i_{amin})}{8 U_{a0} I_{a0}}; \qquad (15-7)$$

$$\eta = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{u_{amin}}{U_{a0}}\right)\left(1 - \frac{i_{amin}}{i_{a0}}\right); \qquad (15-8)$$

$$\eta = \frac{U_{am} I_{am}}{2 U_{a0} I_{a0}}. \qquad (15-9)$$

Valemiga 15 — 7 arvutatav kasutegur on küllalt täpne, kui võimendusastmes mittelineaarmoonutused ei ületa 5 kuni 7%. Valemid 15 — 8 ja 15 — 9 annavad täpseid tulemusi siis, kui võimendusastmes ei arene tunduvaid lineaarmoonutusi (alla 2%).

Valemist 15 — 9 on näha, et teoreetiliselt on A-klassi võimendaja võimalik maksimaalne kasutegur 50%.

Valemist 15 — 8 nähtub, et kasutegur on seda suurem, mida väiksemad on suhete u_{amin}/U_{a0} ja i_{amin}/I_{a0} arvväärtused. Pentoodide ja jugatetroodidega on võimalik saavutada suhte u_{amin}/U_{a0} minimaalne arvväärtus ligikaudu 0,15, kuna trioodide kasutamisel suhte u_{amin}/U_{a0} minimaalne arvväärtus on ligikaudu 0,6 ning suhte i_{amin}/I_{a0} minimaalne arvväärtus on 0,1 kuni 0,2. Seetõttu on A-klassi võimendajate kasutegurid praktikas 20 kuni 35%.

Anoodkoormustakistuse arvväärtus leitakse valemiga:

$$R_a = \frac{U_{am}}{I_{am}} = \frac{u_{amaks} - u_{amin}}{i_{amaks} - i_{amin}} = \frac{U_{a0}\left(1 - \frac{u_{amin}}{U_{a0}}\right)}{I_{a0}\left(1 - \frac{i_{amin}}{I_{a0}}\right)}\ \Omega. \qquad (15-10)$$

Kirjandus: 1, 15 ja 16.

15 — 4. A-klassi võimendajates arenevate mittelineaarmoonutuste arvutamine.

A-klassi võimsusvõimendajates arenevad elektronlampide tunnusjoonte kõveruse toimel mittelineaarmoonutused. Sõltuvalt elektronlambi töörežiimist võivad anoodvoolus esineda paaris- ja paaritu-arvulised harmoonilised või ka mõlemad üheaegselt. Elektronlambi pulseeriva anoodvoolu matemaatiline analüüs näitab, et võrevahelduvpinge toimel suureneb ka pulseeriva anoodvoolu alaliskomponent. Seda pulseeriva anoodvoolu alaliskomponendi juurdekasvu nimetatakse anoodvoolu alaldatud komponendiks. Kui pulseeriva anoodvoolu vahelduvkomponendi kõver on moonutatud ainult ühepoolselt, siis on alaldatud komponendi A_0 väärtus arvutatav valemiga:

$$A_0 = \frac{i_{amaks} + i_{amin} - 2I_{a0}}{4} \text{ A.} \quad (15-11)$$

Järelikult võrevahelduvpinge toimel areneva pulseeriva anoodvoolu alaliskomponent I'_{a0} on arvutatav valemiga:

$$I'_{a0} = I_{a0} + A_0 =$$

$$= \frac{i_{amaks} + i_{amin} + 2I_{a0}}{4} \text{ A.} \quad (15-12)$$

Pulseeriva anoodvoolu põhisagedusega vahelduvkomponendi amplituud A_1 arvutatakse valemiga:

$$A_1 = I_{am} = \frac{i_{amaks} - i_{amin}}{2} \text{ A.} \quad (15-13)$$

Sellise asümmeetrilise anoodvoolukõvera puhul areneb selles põhiliselt, peale põhisagedusega vahelduvkomponendi, teine harmooniline, mille amplituud A_2 on arvutatav valemiga:

$$A_2 = \frac{i_{amaks} + i_{amin} - 2I_{a0}}{4} \text{ A.} \quad (15-14)$$

Järelikult mittelineaarmoonutustegur k_{f2} on:

$$k_{f2} = \frac{A_2}{A_1} = \frac{i_{amaks} + i_{amin} - 2I_{a0}}{2(i_{amaks} - i_{amin})}. \quad (15-15)$$

Kui elektronlambi pulseeriva anoodvoolu vahelduvkomponendi kõvera kuju on moonutatud kahepoolselt, siis areneb anoodvooluringis peamiselt kolmas harmooniline. Ulatuvad aga võrevahelduvpinge amplituudid elektronlambi võrepinge positiivsesse alasse, siis selle toimel areneb võrevool ning anoodvooluringis arenevad põhiliselt kolmas ja neljas harmooniline. Nimetatud juhtudel anoodvoolu alaldatud komponent A_0 ja alaliskomponent I'_{a0} arvutatakse valemitega:

$$A_0 = \frac{0{,}5(i_{amaks} + i_{amin}) + i_{a2} + i_{a3} - 3I_{a0}}{4} \text{ A;} \quad (15-16)$$

$$I'_{a0} = \frac{0{,}5(i_{amaks} + i_{amin}) + i_{a2} + i_{a3} + I_{a0}}{4} \text{ A,} \quad (15-17)$$

kus i_{a2} ja i_{a3} on anoodvoolu hetkväärtused, mis vastavad võrepinge hetkväärtustele 0,707 U_{gm}.

Anoodvoolu põhisagedusega vahelduvkomponendi ja teise, kolmanda ning neljanda harmoonilise amplituudid arvutatakse käesoleval juhul järgmiste valemitega:

$$A_1 = I_{am} = \frac{\sqrt{2}(i_{a2} - i_{a3}) + (i_{amaks} - i_{amin})}{4} \text{ A;} \quad (15-18)$$

$$A_2 = \frac{i_{amaks} + i_{amin} - 2I_{a0}}{4} \text{ A;} \quad (15-19)$$

$$A_3 = \frac{i_{amaks} - i_{amin} - 2A_1}{2} \text{ A;} \quad (15-20)$$

$$A_4 = \frac{2A_0 - i_{a2} - i_{a3} + 2I_{a0}}{2} \text{ A.} \quad (15-21)$$

Anoodvoolu põhisagedusega vahelduvkomponendi toimel arenev väljandvõimsus arvutatakse valemiga:

$$P_a = \frac{A_1^2 R_a}{2} = \frac{I_{am}^2 R_a}{2} \text{ W.} \quad (15-22)$$

Kirjandus: 1 ja 16.

15 — 5. A-klassi võimsusvõimendajate töörežiimide valik.

A-klassi võimsusvõimendajate töörežiimide määramist praktikas on kõige lihtsam teostada nendes kasutatavate elektronlampide parameetrite ja tunnusjoonte järgi. Tehaste poolt on sageli antud elektronlampide normaalsed töörežiimid A-klassi võimendajates, mis tunduvalt

võimsusvõimendajate arvutust kergendavad. Seetõttu A-klassi võimsusvõimendaja töörežiimi määramist on praktikas vaja teostada ainult erijuhtudel, s. t. kui normaalne A-klassi töörežiim ei rahulda.

Trioodiga A-klassi võimsusvõimendusastme optimaalse töörežiimi määramine võib toimuda järgmiselt. Maksimaalse väljandvõimsuse saavutamiseks lähtutakse elektronlambi maksimaalsest anoodkaost. Selleks valitakse elektronlambi võre-eelpinge U_{g0} ja anoodalalisvool I_{a0} algolukorras nii suured, et normaalse anoodpinge U_{a0} toimel areneks maksimaalselt lubatav anoodkadu P_{a0maks}. Järgnevalt valitakse anoodvoolu minimaalne tugevus i_{amin} ligikaudu 0,1 kuni 0,2 anoodalalisvoolu I_{a0} väärtusest, s. t.

$$i_{amin} = (0{,}1 \ldots 0{,}2) I_{a0} \text{ A.} \qquad (15-23)$$

Anoodvoolu maksimaalne tugevus valitakse vastavalt valemile:

$$i_{amaks} = 2I_{a0} - i_{amin} \text{ A.} \qquad (15-24)$$

Anoodpinge minimaalne kõrgus u_{amin} valitakse niisugune, et selle toimel, maksimaalse võrepinge puhul, areneks maksimaalne anoodvool i_{amaks}.

Anoodpinge maksimaalne kõrgus arvutatakse valemiga:

$$u_{amaks} = 2U_{a0} - u_{amin} \text{ V.} \qquad (15-25)$$

Valitud ja arvutatud anoodvoolu ja -pinge arvväärtustega leitakse anoodkoormustakistus R_a (valemiga 15 — 10) ning väljandvõimsus P_a. Vastavalt arvutatud takistusele R_a kantakse elektronlambi $I_a - U_a$ tunnussarjale koormussirge, mille järgi leitakse anoodvoolude ja anoodpingete lõplikud väärtused ja arvutatakse mittelineaarmoonutuste arvväärtused.

Mitterahuldavate arvutustulemuste saamisel tuleb elektronlambi töörežiimi vastavalt muuta. Näiteks kui arvutusega leitud anoodkoormustakistuse R_a väärtus on väiksem elektronlambi kahekordsest sisetakistusest $2R_i$ siis tuleb negatiivset võre-eelpinget niipalju suurendada, et R_a muutuks vähemalt võrdseks $2R_i$-ga.

Pentoodide ja jugatetroodide rakendamisel määratakse esimesena anoodalalisvoolu tugevus I_{a0}, normaalse anoodalalispingega U_{a0}, nii et areneks maksimaalselt lubatav anoodkadu P_{a0maks}. Sellele järgnevalt määratakse i_{amin} ja i_{amaks} samadel kaalutlustel, nagu trioodidega võimendajates. Varivõre pinge U_{g02} valitakse nii kõrge, et võrepinge nullväärtusel areneks anoodvool i_{amaks}. Võre-eelpinge U_{g0} väärtus määratakse vastavalt anoodvoolutugevusele $(i_{amaks} + i_{amin})/2$.

Anoodkoormustakistuse R_a arvväärtus valitakse nii suur, et minimaalse anoodpinge toimel areneva anoodvoolu maksimaalset arvväärtust tähistav punkt elektronlambi $I_a - U_a$ tunnusjoonte sarjal asuks tunnusjoone sirgosa algul, s. t. veidi kõrgemal põlvest.

Vastavalt valitud i_{amaks} ja I_{a0} väärtustele märgitakse elektronlambi $I_a - U_a$ tunnusjoonte sarjale koormussirge, mille järgi leitakse lõplikud anoodvoolu ja -pinge väärtused. Leitud anoodvoolu ja -pinge väärtustega arvutatakse võimendusastmes arenev mittelineaarmoonutus. Kui valitud töörežiim ei rahulda võimendusastme kohta antud tehnilisi tingimusi, siis võimaluse korral muudetakse seda nii, et tehnilised tingimused täidetaks, või valitakse vajaduse korral uus elektronlambi tüüp, ning korratakse töörežiimi valikut sellega.

Komplekskoormusega elektronlambi koormustunnusjoon omab teatavasti ellipsi kuju ning seetõttu ülalkirjeldatud töörežiimi valiku meetod otseselt ei ole rakendatav. Kuna aga komplekskoormusega elektronlambi töörežiimi täpne valik on küllalt keeruline, siis selle lihtsustamiseks asendatakse ellipsikujuline koormuskõver sirgega, mis vastab komplekskoormuse impedantsile Z. Vastavalt sellele koormussirgele määratakse töörežiim analoogiliselt ülalkirjeldatule. See meetod annab rahuldavaid tulemusi siis, kui koormuse võimsustegur $\cos\varphi$ on üle 0,75, kuna väiksema $\cos\varphi$ puhul erineb tegelik töörežiim tunduvalt valitud töörežiimist.

Kirjandus: 1 ja 15.

15 — 6. Trioodiga A-klassi võimsusvõimendajate arvutamine.

Võimsusvõimendaja projekteerimisel ja arvutamisel on tehnilistes tingimustes antud tavaliselt järgmised andmed: 1) elektronlambist vajatav väljandvõimsus P_a või

võimendaja väljandvõimsus P_v; 2) maksimaalselt lubatavad mittelineaarmoonutused k_f; 3) koormuse takistus R_2 või väljandpinge U_2 ja 4) võimendatav sagedusala ühes maksimaalselt lubatavate lineaarmoonutustega.

Peale nimetatud tingimuste võib olla antud: võimendaja toitmisviis, toiteseadme pinge, elektronlambi tüüp, väljandpinge stabiilsuse tegur jne.

Arvutuskäigus tuleb määrata või arvutada järgmised andmed: 1) elektronlambi tüüp; 2) väljandvõimsus, mis tegelikult võimendajast saadakse; 3) võre-eelpinge ja tüürpinge; 4) anood-alalispinge elektronlambi tööpunktis ja toiteseadme pinge; 5) väljandtransformaatori mähiste aktiivtakistused; 6) katoodtakistus automaatseks võre-eelpingestamiseks; 7) transformaatori primaarmähise minimaalne induktiivsus; 8) transformaatori maksimaalselt lubatav puisteinduktiivsus; 9) transformaatori ülekandesuhe jne.

Arvutus võib toimuda alljärgnevalt.

1. Kui tehnilistes tingimustes on antud võimsusvõimendaja väljandvõimsus P_v, siis arvutatakse sellest sõltuvalt elektronlambi väljandvõimsus valemiga:

$$P_a = \frac{P_v}{\eta} \text{ W}, \qquad (15-26)$$

kus η on väljandtransformaatori kasutegur, mille arvväärtus määratakse orienteerivalt tabelist 15 — 1.

Tabel 15 — 1.

Väljandtransformaatorite kasutegurid sõltuvalt võimendaja väljandvõimsusest.

Jrk. nr.	Võimendaja väljandvõimsus	Väljandtransformaatori kasutegur
1.	kuni 5 W	0,7 kuni 0,8
2.	5 kuni 100 W	0,8 kuni 0,9
3.	üle 100 W	0,9 kuni 0,95

2. Arvutatakse elektronlambi anoodkadu P_{a0} valemiga:

$$P_{a0} = 3P_a \frac{2+\alpha}{\alpha} \text{ W}, \qquad (15-27)$$

kus α on koormustegur R_a/R_i, mille arvväärtus valitakse 2 kuni 4.

Arvutatud P_{a0} järgi valitakse elektronlambi tüüp ning leitakse vastavast tabelist või tunnusjoonte sarjalt valitud elektronlambi parameetrid μ ja R_i.

3. Arvutatakse elektronlambi võre-eelpinge ja tüürpinge amplituud valemiga:

$$U_{g0} = U_{gm} = \frac{1+\alpha}{\mu} \sqrt{\frac{2P_aR_i}{\alpha}} \text{ V}. \qquad (15-28)$$

4. Arvutatakse elektronlambile vajalik anoodalalispinge selle tööpunktis 0:

$$U_{a0} = \frac{2+\alpha}{0{,}8} \sqrt{\frac{2P_aR_i}{\alpha}} \text{ V}. \qquad (15-29)$$

5. Vastavalt U_{g0} ja U_{a0} arvväärtustele määratakse elektronlambi I_a—U_a tunnusjoonte sarjal tööpunkt ja sellele vastav I_{a0}. Määratakse ülalkirjeldatud juhiste järgi (punkt 15 — 5) anoodvoolu ja -pingete maksimaalsed ning minimaalsed väärtused. Arvutatakse R_a arvväärtus valemiga 15 — 10 ning kantakse sellele vastav koormussirge elektronlambi tunnusjoonte sarjale, nii et see läbib tööpunkti 0. Vastavalt koormussirgele leitakse lõplikud anoodvoolude ja -pingete arvväärtused ning kontrollitakse mittelineaarmoonutuse suurust.

6. Arvutatakse elektronlambi sisetakistus tööpunktis, vastavalt peatükis 6 antud juhistele:

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \ \Omega. \qquad (15-30)$$

7. Arvutatakse väljandtransformaatori primaarmähise tegevtakistus:

$$r_1 = \alpha R_i \frac{1-\eta}{2} \ \Omega, \qquad (15-31)$$

kus α on koormustegur ja η on väljandtransformaatori kasutegur.

8. Kui elektronlambi võre-eelpinge antakse üldisest toiteseadmest, siis toiteseadme pinge arvutatakse valemiga:

$$U_{aa} = U_{a0} + I_{a0}r_1 + |U_{g0}| \text{ V}. \qquad (15-32)$$

9. Arvutatakse valemiga 5 — 5 automaatseks eelpingestamiseks vajalik katoodtakistus R_k:

$$R_k = \frac{|U_{g0}|}{I_{a0}} \ \Omega.$$

10. Arvutatakse väljandtransformaatori primaarmähise minimaalne induktiivsus valemiga:

$$L_1 = \frac{R_e}{\omega_m \sqrt{\frac{1}{N_m^2} - 1}} \text{ H}, \quad (15-33)$$

kus

$$R_e = \frac{(R_i + 2r_1) R_a}{R_i + 2r_1 + R_a} = (R_i + 2r_1) \frac{\alpha\eta}{1+\alpha} \ \Omega,$$

ω_m on võimendatav sagedusriba madalaima sageduse nurksagedus ja N_m on lubatav lineaarmoonutus võimendatava sagedusriba madalaimal sagedusel.

11. Arvutatakse väljandtransformaatori maksimaalselt lubatav puisteinduktiivsus:

$$L_\sigma = \frac{(R_i + 2r_1 + R_a)\sqrt{\frac{1}{N_k^2} - 1}}{\omega_k} = \frac{R_i(1+\alpha)}{\omega_k} \sqrt{\frac{1}{N_k^2} - 1} \text{ H}, \quad (15-34)$$

kus N_k on lubatav lineaarmoonutus võimendatava sagedusriba kõrgeimal sagedusel ja ω_k on võimendatava sagedusriba kõrgeima sageduse nurksagedus.

12. Arvutatakse väljandtransformaatori ülekandesuhe:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_2}{\alpha R_i \eta}} = \sqrt{\frac{Z_2}{R_a \eta}}, \quad (15-35)$$

kus R_2 on koormuse (valjuhääldaja jne.) takistus, α on koormustegur ja η on väljandtransformaatori kasutegur.

13. Kui on antud toiteseadme pinge U_{aa}, siis võimsusvõimendaja arvutamisel tuleb elektronlambi valikul lähtuda tingimusest:

$$R_i \leqslant \frac{U_{a0}^2}{25 P_a},$$

sest vastasel korral elektronlambi väljandvõimsus on väiksem nõutavast suurusest. Ülejäänud osas arvutuses erinevusi ei ole.

Näide 15 — 1.

Arvutada A-klassi võimsusvõimendaja vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele:

1) väljandvõimsus koormuses $P_v = 1{,}7$ W;
2) mittelineaarmoonutustegur $k_f \leqslant 5\%$;
3) võimendatav sagedusala 60 kuni $8 \cdot 10^3$ Hz;
4) lineaarmoonutused $N_m \leqslant -2$ dB ja $N_k \leqslant -2$ dB;
5) koormuse takistus $R_2 = 10$ Ω.

Lahendus.

1. Arvutatakse elektronlambi väljandvõimsus, valides $\eta = 0{,}8$:

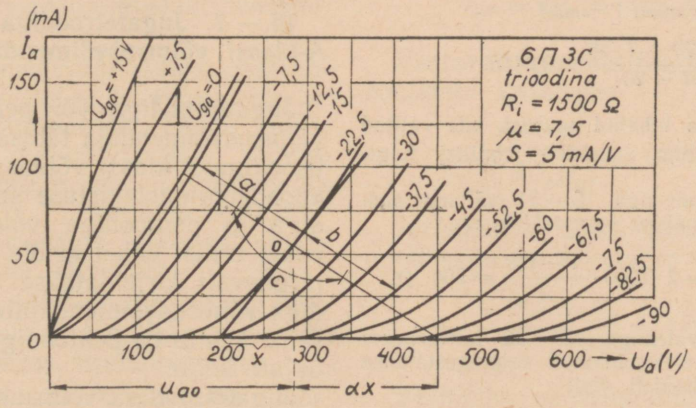
$$P_a = \frac{P_v}{\eta} = \frac{1{,}7}{0{,}8} = 2{,}12 \text{ W}.$$

2. Arvutatakse elektronlambi anoodkadu, valides $\alpha = 2$:

$$P_{a0} = 3P_a \frac{2+\alpha}{\alpha} = 3 \cdot 2{,}12 \cdot \frac{2+2}{2} = 12{,}8 \text{ W}.$$

Elektronlampide tabelist valitakse elektronlamp, mille $P_{a0maks} \geqslant 12{,}8$ W. Sobivaks elektronlambiks osutub 6П3С, mille $P_{a0maks} = 20$ W. Valitud elektronlamp rakendatakse töösse trioodina. Jooniselt 15 — 9 nähtub trioodina kasutatava 6П3С tunnusjoonte sari I_a—U_a teljestikus.

Elektronlambi 6П3С parameetrid (trioodina) on: $\mu = 7{,}5$, $R_i = 1500$ Ω ja $S = 5$ mA/V.



Joonis 15 — 9. Trioodina rakendatud 6П3С I_a—U_a tunnusjoonte sari.

3. Arvutatakse valemiga 15 — 28 elektronlambi võrepinge amplituud U_{gm} ja võre-eelpinge U_{g0}:

$$U_{gm} = |U_{g0}| = \frac{1+\alpha}{\mu}\sqrt{\frac{2P_a R_i}{\alpha}} = \frac{1+2}{7{,}5}\sqrt{\frac{2\cdot 2{,}12\cdot 1500}{2}} = 22{,}5 \text{ V}.$$

4. Arvutatakse valemiga 15 — 29 elektronlambi anoodalalispinge tööpunktis:

$$U_{a0} = \frac{2+\alpha}{0{,}8}\sqrt{\frac{2P_a R_i}{\alpha}} = \frac{2+2}{0{,}8}\sqrt{\frac{2\cdot 2{,}12\cdot 1500}{2}} = 282 \text{ V}.$$

5. Arvutatud U_{g0} ja U_{a0} järgi määratakse joonisel 15 — 9 elektronlambi tööpunkt 0 ja tõmmatakse U_g tunnusjoonele selles punktis puutuja. Puutuja lõikepunkti järgi U_a teljega määratakse sirglõik x ja kantakse U_a teljele ka lõik αx, millega ongi määratud anoodkoormussirge lõikepunkt U_a teljega. Vastavalt leitud kahele punktile kantakse joonisele 15 — 9 anoodkoormussirge ning leitakse sellele vastavalt vajalikud anoodvoolude ja -pingete arvväärtused: $I_{a0} = 55$ mA, $i_{amaks} = 97$ mA, $i_{amin} = 20$ mA, $u_{amin} = 155$ V ja $u_{amaks} = 385$ V.

6. Arvutatakse valemiga 15 — 2 elektronlambi väljandvõimsus:

$$P_a = \frac{(u_{amaks} - u_{amin})(i_{amaks} - i_{amin})}{8} = \frac{(385-155)(97-20)\cdot 10^{-3}}{8} = 2{,}21 \text{ W}.$$

7. Arvutatakse valemiga 15 — 15 mittelineaarmoonutusteguri k_{f2} arvväärtus:

$$k_{f2} = \frac{i_{amaks} + i_{amin} - 2I_{a0}}{2(i_{amaks} - i_{amin})} = \frac{97 + 20 - 2\cdot 55}{2(97-20)} = 0{,}0455.$$

Kuna k_{f2} ei ületa lubatud suurust, siis valitud elektronlambi töörežiim rahuldab tehnilisi tingimusi.

8. Arvutatakse valemiga 15 — 31 väljandtransformaatori primaarmähise tegevtakistus:

$$r_1 = \alpha R_i \cdot \frac{1-\eta}{2} = 2\cdot 1500 \cdot \frac{1-0{,}8}{2} = 300 \ \Omega.$$

9. Arvutatakse valemiga 15 — 32 toiteseadme pinge juhul, kui elektronlampi eelpingestatakse automaatselt katoodtakisti abil:

$$U_{aa} = U_{a0} + |U_{g0}| + I_{a0} r_1 = 282 + 22{,}5 + 55\cdot 10^{-3}\cdot 300 = 320 \text{ V}.$$

10. Arvutatakse valemiga 5 — 5 katoodtakisti takistus:

$$R_k = \frac{|U_{g0}|}{I_{a0}} = \frac{22{,}5}{55\cdot 10^{-3}} = 410 \ \Omega.$$

11. Arvutatakse lineaarmoonutuste arvväärtused:

$$N_m = N_k = 10^{\frac{N(\text{dB})}{20}} = 10^{-\frac{2}{20}} = 10^{-0{,}1} = 0{,}795.$$

12. Arvutatakse ekvivalenttakistus R_e:

$$R_e = (R_i + 2r_1)\frac{\alpha\eta}{1+\alpha} = (1500 + 2\cdot 300)\frac{2\cdot 0{,}8}{1+2} = 1120 \ \Omega.$$

13. Arvutatakse valemiga 15 — 33 väljandtransformaatori primaarmähise induktiivsus:

$$L_1 = \frac{R_e}{\omega_m\sqrt{\frac{1}{N_m^2} - 1}} = \frac{1120}{2\pi\cdot 60\cdot 0{,}77} = 3{,}86 \text{ H}.$$

14. Arvutatakse valemiga 15 — 34 väljandtransformaatori puisteinduktiivsus:

$$L_\sigma = \frac{R_i(1+\alpha)}{\omega_k}\sqrt{\frac{1}{N_k^2} - 1} = \frac{1500\,(1+2)}{2\pi\cdot 8\cdot 10^3}\sqrt{1{,}26^2 - 1} = 0{,}069 \text{ H}.$$

15. Arvutatakse valemiga 15 — 35 väljandtransformaatori ülekandesuhe:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_2}{\alpha R_i \eta}} = \sqrt{\frac{10}{2\cdot 1500\cdot 0{,}8}} = \frac{1}{15{,}5}.$$

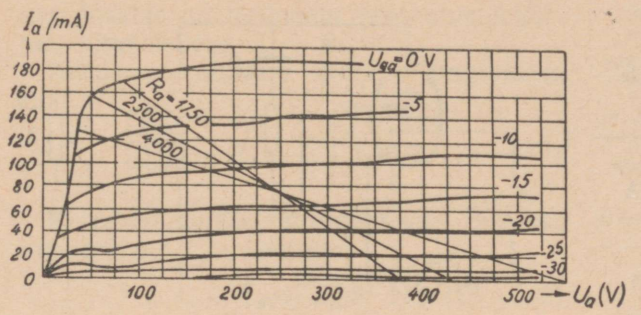
Seega on kõik vajalikud elektrilised iseloomustussuurused leitud ning vastavalt nendele andmetele viiakse läbi konstruktiivarvutus, millest lähemalt allpool.

Kirjandus: 1, 5, 11, 15 ja 16.

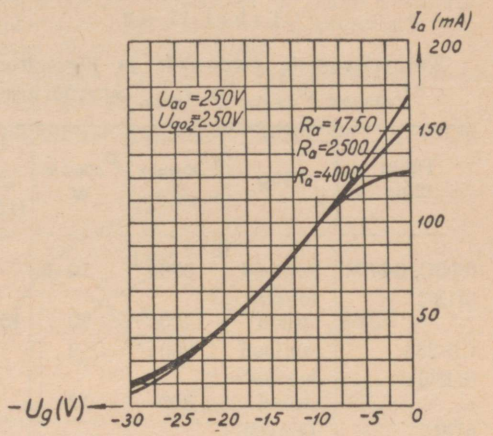
15 — 7. Jugatetroodiga või pentoodiga A-klassi võimsusvõimendajate arvutamine.

Jugatetroodiga või pentoodiga A-klassi võimsusvõimendaja tähtsamaks erinevuseks trioodiga A-klassi võimsusvõimendajast on anoodkoormustakistuse suurus. Jugatetroodiga ja pentoodiga võimsusvõimendajate vahel erilist vahet ei ole ning seetõttu alljärgnevalt kirjeldatakse ainult jugatetroodiga võimsusvõimendajate arvutamist, kuid sama kehtib ka pentoodiga võimsusvõimendajate kohta.

Jugatetroodiga võimsusvõimendaja elektronlambi anoodkoormustakistus tuleb valida vastavalt elektronlampe tootvate tehaste



Joonis 15 — 10. Jugatetroodi I_a—U_a tunnusjoonte sari kolme koormussirgega.



Joonis 15 — 11. Jugatetroodi dünaamilised tunnusjooned I_a—U_g vastavalt joonisel 15 — 10 antud koormussirgetele.

poolt ettekirjutatud suurusele. Tehaste poolt määratud anoodkoormustakistusega saadakse elektronlambi dünaamiline tunnusjoon sirgem ning selle tulemusena arenevad minimaalsed mittelineaarmoonutused.

Pentoodide ja jugatetroodide rakendamisel valitakse anoodkoormustakistus sellise arväärtusega, et koormussirge pooled oleks võrdsed, nagu nähtub jooniselt 15 — 10 koormustakistuse $R_a = 2500\ \Omega$ puhul. Selliselt valitud anoodkoormustakistuse korral võrdub teine harmooniline nulliga.

Jugatetroodi dünaamilise tunnusjoone kõveruse sõltuvus anoodkoormustakistusest nähtub jooniselt 15 — 11.

Jooniselt 15 — 11 selgub, et kõige väiksemat kõverust omab käesoleval juhul dünaamiline tunnusjoon, mis vastab anoodkoormustakistusele 2500 oomi. Sellest järeldub, et jugatetroodiga võimsusvõimendajas on anoodkoormustakistuse suurus kriitiline ning eriti tunduvalt suurenevad mittelineaarmoonutused anoodkoormustakistuse suurendamisel.

Tarbija on võimsusvõimendaja elektronlambi anoodvooluringiga tavaliselt sidestatud väljandtransformaatori kaudu, mille primaarmähise induktiivtakistus sõltub sagedusest. Selletõttu on jugatetroodiga võimsusvõimendaja mittelineaarmoonutused kõrgetel sagedustel tunduvalt suuremad kui keskmistel sagedustel.

Jugatetroodiga võimsusvõimendaja paremusteks on: suurem tundlikkus, suurem kasutegur ja väiksem sisendmahtuvus.

Eeltoodust sõltuvalt kasutatakse jugatetroode sellistes võimsusvõimendajates, milledes on tähtis suur tundlikkus ja kasutegur. Vajatakse aga väikese mittelineaarmoonutusega võimsusvõimendajat, siis tuleb selles rakendada trioode.

Jugatetroodiga võimsusvõimendajates mittelineaarmoonutuste vähendamiseks rakendatakse negatiivset tagasisidestust või korrektsioonfiltrit, mis olukorda tunduvalt parandab. Negatiivse tagasisidestuse kirjeldus leidub peatükis 19 ning korrektsioonfiltri lülituselementide arvutusjuhised leiduvad käesolevas peatükis allpool.

Jugatetroodi tüübi määramiseks lähtutakse oletusest, et selle väljandpinge amplituud A-klassi töörežiimis oleks:

$$U_{am}\ (0{,}65 \text{ kuni } 0{,}75)\ U_{a0}\ \text{V}$$

ja anood-vahelduvvoolu amplituud oleks:

$$I_{am} = (0{,}75 \text{ kuni } 0{,}8)\ I_{a0}\ \text{A}.$$

Vastavalt nendele tingimustele on elektronlambi kasutegur

$$\eta = \frac{U_{am} I_{am}}{2 U_{a0} I_{a0}} \approx 0{,}25 \text{ kuni } 0{,}3.$$

Järelikult elektronlambi ligikaudne anoodkadu on arvutatav valemiga:

$$P_{a0} = \frac{P_a}{\eta} = \frac{P_a}{0{,}25} = 4P_a\ \text{W}. \quad (15 — 36)$$

Valitava elektronlambi maksimaalselt lubatav anoodkadu ei tohi ületada valemiga 15 — 36 arvutatud P_{a0} suurust:

Tabel 15 — 2.

Kasutatavamate pentoodide ja jugatetroodide U_{a0maks}, P_{amaks} ja i_{amaks} arvväärtused.

Tüübi tähis	Tüüp	U_{a0maks} V	P_{a0maks} W	i_{amaks} mA ($U_{g0}=0$)
6Ф6С, 6Ф6М	Pentood	350	10	80
6П3С	Jugatetrood	400	20	150...180
СБ-258	Pentood	200	2	22
6П6С	Jugatetrood	300	12	—
6П9	Televisiooni pentood	300	9	60

Elektronlambi anoodalalispinge kõrgus selle tööpunktis arvutatakse valemiga:

$$U_{a0} = \frac{8P_a}{i_{amaks}} \text{ V}, \qquad (15-37)$$

kus i_{amaks} määratakse vastavalt punktis 15 — 5 kirjeldatule või leitakse tabelist 15 — 2.

Jugatetroodiga võimsusvõimendaja väljandtransformaatori iseloomustussuurused L_1, L_σ, $\ddot{u}$ ja r_1 arvutatakse valemitega 15 — 31, 15 — 33, 15 — 34 ja 15 — 35. Erinevuseks on vaid see, et jugatetroodi suure sisetakistuse tõttu tuleb koormustegur α valida tunduvalt väiksem, $R_a \ll R_i (\alpha \ll 1)$. Seetõttu valemis 15 — 33 kasutatav ekvivalenttakistus $R_e \approx R_a$.

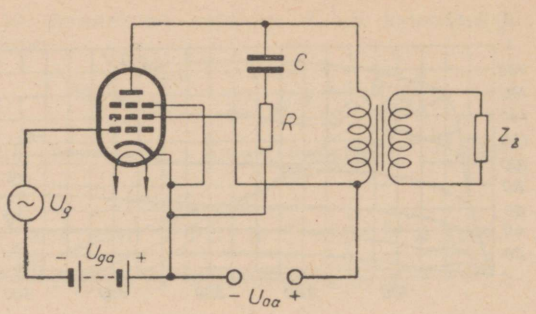
Teiseks erinevuseks on see, et jugatetroodi suure sisetakistuse tõttu saadakse väljandtransformaatori maksimaalselt lubatav puisteinduktiivsus nii suur, millist praktikas ükski väljandtransformaator ei oma. Järelikult praktikas ei olegi vajadust puisteinduktiivsuse arvväärtust arvutada.

Võre-eelpinge absoluutväärtus ja võrepinge amplituud arvutatakse valemiga:

$$|U_{g0}| = U_{gm} = \frac{i_{amaks}}{2S} \text{ V}, \qquad (15-38)$$

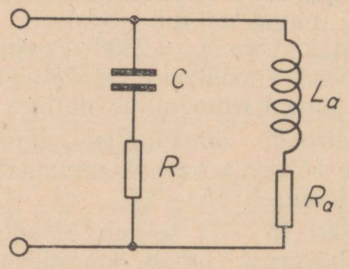
kus S on elektronlambi keskmine tõus.

Ülalpool oli juba nimetatud, et anoodkoormustakistuse stabiliseerimiseks kasutatakse korrektsioonfiltrit, mis tavaliselt koosneb kondensaatorist ja takistist, nii nagu nähtub jooniselt 15 — 12.



Joonis 15 — 12. Korrektsioonfiltriga lõppastme põhimõtteline skeem.

Sellelt jooniselt on näha, et korrektsioonfilter koosneb järjestikku ühendatud kondensaatorist C ja takistist R ning see asub rööbiti elektronlambi anoodkoormustakistusega. Korrektsioonfiltriga on elektronlambi anoodkoormustakistuseks tegelikult rööpvõnkering, mis koosneb korrektsioonfiltrist ja väljandtransformaatorist (joonis 15 — 13).



Joonis 15 — 13. Korrektsioonfiltriga lõppastme anoodkoormustakistuse ekvivalentskeem.

Joonisel antud ekvivalentskeemis on:

$$L_a = L_\sigma + L_k/\ddot{u}^2 \text{ H};$$
$$R_a = R_2/\ddot{u}^2 + r_1 + r_2' \ \Omega.$$

Ekvivalentskeemilt nähtub, et võimendatava sageduse kõrgenemisel anoodkoormustakistuse induktiivsust sisaldava haru takistus suureneb, kuid samal ajal mahtuvust sisaldava haru takistus väheneb. Seetõttu üldine anoodkoormustakistus Z_a muutub tunduvalt vähem kui korrektsioonfiltrita.

Korrektsioonfiltri kodensaatori C mahtuvuse ja takisti R takistuse valikuga võib saavutada sellise olukorra, et jooniselt 15 — 13 nähtuv võnkering võimendatavas

sagedusalas on ligikaudu resonantsolukorras, ning sellega $Z_a = R_a$.

Niisugune olukord areneb tingimusel, kui

$$R = R_a = \sqrt{\frac{L_a}{C}}\ \Omega. \quad (15-39)$$

Korrektsioonfiltri arvutamiseks leitakse induktiivsus L_a valemiga:

$$L_a = L_\sigma + L_k/\ddot{u}^2\ \text{H}, \quad (15-40)$$

kus L_σ on väljandtransformaatori puiste-induktiivsus, L_k on koormuse induktiivsus (valjuhääldaja võnkepooli induktiivsus), $\ddot{u}$ on väljandtransformaatori ülekandesuhe.

Kondensaatori C mahtuvus arvutatakse valemist 15 — 39:

$$C = \frac{L_a}{R^2}\ \text{F}. \quad (15-41)$$

Korrektsioonfiltri takisti R takistus peab teoreetiliselt võrduma R_a-ga (valem 15 — 39), kuid praktikas valitakse R tihti suurem, et vähendada anoodvooluringi kadusid. Tavaliselt valitakse

$$R = (1{,}3 \text{ kuni } 2)R_a.$$

Selle tagajärjel Z_a muutub sõltuvalt sagedusest, kuid muutumine on siiski tunduvalt väiksem kui korrektsioonfiltrita.

Korrektsioonfiltrit ei kasutata siis, kui võimsusvõimendajas rakendatakse negatiivset tagasisidestust (vastusidestust), sest sellega kompenseeritakse koormustakistuse muutumise tõttu arenevad moonutused.

Mittelineaarmoonutuse määramiseks kasutatakse praktikas sageli anoodvoolu tugevuste asemel koormussirge lõikusid, millede pikkused mõõdetakse tavaliselt millimeetrites. Vastavalt jooniselt 15 — 14 nähtuvatele koormussirge lõikudele on mittelineaarmoonutustegurid arvutatavad valemitega:

$$k_{f2} = \frac{a-b}{2(a+b)}; \quad (15-42)$$

$$k_{f3} = \frac{2c-(a+b)}{2(a+b+c)}. \quad (15-43)$$

Näide 15 — 2.

Arvutada pentoodiga võimsusvõimendusaste vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele:

1) väljandvõimsus koormuses $P_v = 2$ W;

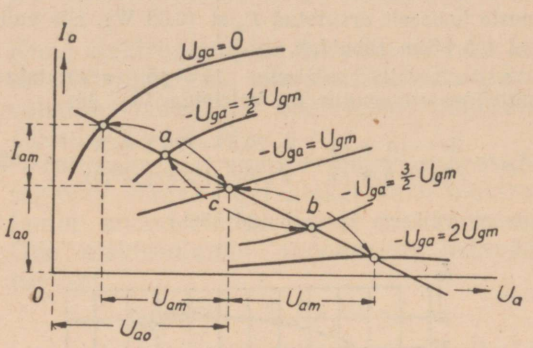
2) mittelineaarmoonutustegur $k_f \leqslant 5\%$;

3) võimendatav sagedusala 60 kuni $8 \cdot 10^3$ Hz;

4) lubatavad lineaarmoonutused sagedusala piirsagedustel $N_m = N_k = -2$ dB;

5) koormuse takistus ja induktiivsus $Z_a = 10$ ja $L_k = 3 \cdot 10^{-3}$ H;

6) väljandtransformaatori kasutegur $\eta = 0{,}84$.



Joonis 15 — 14. Elektronlambi tunnusjoonte sarja näide I_a—U_a teljestikus, millelt nähtuvad koormussirge lõigud a, b ja c.

Lahendus.

1. Arvutatakse elektronlambi väljandvõimsus:

$$P_a = \frac{P_v}{\eta} = \frac{2}{0{,}84} = 2{,}38\ \text{W}.$$

Valitakse $P_a = 2{,}4$ W.

2. Arvutatakse valemiga 15 — 36 elektronlambi anoodkadu:

$$P_{a0} = 4P_a = 4 \cdot 2{,}4 = 9{,}6\ \text{W}.$$

3. Vastavalt P_{a0} suurusele valitakse elektronlampide tabelist pentood 6Ф6С, mille $P_{a0maks} = 10$ W, $i_{amaks} = 80$ mA, $S = 2{,}5$ mA/V, $I_{g02} = 5$ mA ja $R_i = 80 \cdot 10^3\ \Omega$.

4. Arvutatakse valemiga 15 — 37 pentoodi anoodalalispinge U_{a0}:

$$U_{a0} = \frac{8P_a}{i_{amaks}} = \frac{8 \cdot 2{,}4}{80 \cdot 10^{-3}} = 240\ \text{V}.$$

5. Arvutatakse valemiga 15 — 38 elektronlambi võre-eelpinge ja võre-vahelduvpinge amplituud:

$$|U_{g0}| = U_{gm} = \frac{i_{amaks}}{2S} = \frac{80 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-3}} = 16\ \text{V}.$$

Valitakse $U_{g0} = U_{gm} = 15$ V.

6. Jooniselt 15 — 15 leitakse $I_{a0} = 36$ mA, ning kontrollitakse tingimust $P_{a0} \leqslant P_{a0maks}$:

$$P_{a0} = U_{a0}I_{a0} = 240 \cdot 36 \cdot 10^{-3} = 8{,}64\ \text{W}.$$

7. Joonisel 15 — 15 määratakse koormussirge selliselt, et $a = b$ ning leitakse:

$$I_{am} = 25\ \text{mA} \text{ ja } U_{am} = 195\ \text{V}.$$

Kontrollitakse valemiga 15 — 4 väljandvõimsuse suurust

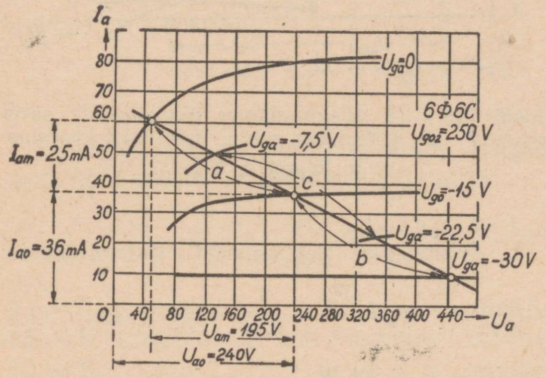
$$P_a = \frac{I_{am}U_{am}}{2} = \frac{25 \cdot 10^{-3} \cdot 195}{2} = 2{,}44 \text{ W}.$$

Kuna arvutatud P_a on suurem tehniliste tingimuste kohaselt arvutatud P_a-st (2,38 W), siis valitud töörežiim rahuldab.

8. Vastavalt joonisele 15 — 15 arvutatakse mittelineaarmoonutus k_{f3} valemiga 15 — 43:

$$k_{f3} = \frac{2c - (a+b)}{2(a+b+c)} = \frac{2 \cdot 29{,}5 - (26{,}5 + 29)}{2(26{,}5 + 29 + 29{,}5)} = 0{,}02,$$

mis on väiksem kui lubatud (5%).



Joonis 15 — 15. Pentoodi 6Ф6С I_a—U_a tunnusjoonte sari.

9. Arvutatakse anoodkoormustakistuse arvväärtus:

$$R_a = \frac{U_{am}}{I_{am}} = \frac{195}{25 \cdot 10^{-3}} = 7800 \ \Omega.$$

10. Arvutatakse väljandtransformaatori primaarmähise aktiivtakistus:

$$r_1 = \frac{R_a(1-\eta)}{2} = \frac{7800(1-0{,}84)}{2} = 625 \ \Omega.$$

11. Arvutatakse elektronlambi katoodtakisti R_k takistus:

$$R_k = \frac{|U_{g0}|}{I_{a0} + I_{g2}} = \frac{15}{(36+5)10^{-3}} = 365 \ \Omega.$$

12. Arvutatakse anood-toiteseadme pinge:

$$U_{aa} = U_{a0} + |U_{g0}| + I_{a0}r_1 =$$
$$= 240 + 15 + 36 \cdot 10^{-3} \cdot 625 = 278 \text{ V}.$$

13. Arvutatakse väljandtransformaatori primaarmähise induktiivsus:

$$L_1 = \frac{R_a}{\omega_m \sqrt{\frac{1}{N_m^2} - 1}} =$$
$$= \frac{7800}{2\pi 60 \sqrt{1{,}26^2 - 1}} = 26{,}8 \text{ H}.$$

14. Arvutatakse väljandtransformaatori puiteinduktiivsus:

$$L_\sigma = \frac{R_i + R_a}{\omega_k} \sqrt{\frac{1}{N_k^2} - 1} =$$
$$= \frac{(80 \cdot 10^3 + 7{,}8 \cdot 10^3) \cdot 0{,}77}{2\pi \cdot 8 \cdot 10^3} = 1{,}35 \text{ H}.$$

15. Arvutatakse valemiga 15 — 35 väljandtransformaatori ülekandesuhe:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{Z_2}{R_a \eta}} = \sqrt{\frac{10}{7800 \cdot 0{,}84}} = \frac{1}{25{,}6}.$$

16. Määratakse korrektsioonfiltri R ja C suurused:

R valitakse $1{,}3R_a$,

$$R = 1{,}3R_a = 1{,}3 \cdot 7800 = 10^4 \ \Omega,$$

$$C = \frac{L_a}{R^2} = \frac{L_\sigma + L_k/\ddot{u}^2}{R^2} =$$

$$= \frac{1{,}35 + 3 \cdot 10^{-3}/25{,}6^2}{(10^4)^2} = 3{,}3 \cdot 10^{-8} \text{ F}.$$

Valitakse lähim standardsuurus $C = 0{,}03$ μF.

Kirjandus: 1, 5 ja 15.

16. peatükk.

VASTASTAKT-VÕIMSUSVÕIMENDAJATE KIRJELDUS JA A-KLASSI VASTASTAKT-VÕIMSUSVÕIMENDAJATE ARVUTAMINE.

16 — 1. Vastastakt-võimsusvõimendajate kirjeldus.

Vastastakt-võimsusvõimendajaks nimetatakse võimendajat, mille ühes astmes töötavad 2 või $2m$ elektronlampi sümmeetriliselt paaridena, kus m on paaride arv; seejuures kummagi sümmeetrilise poole elektronlampide võrepinged ja järelikult ka anoodvahelduvvoolud on teineteise suhtes 180° võrra faasis nihutatud. Vastastakt-võimendaja põhimõtteline skeem on antud joonisel 16 — 1, milles sümmeetriliselt lülitatud paare on kaks ($m = 2$).

Vastastakt-võimendajas kasutatavad elektronlambid peavad olema võrdsete elektriliste parameetritega. Sellisel juhul on vastastakt-võimendaja sümmeetriline ka toiteseadme suhtes. Vastastakt-võimendaja elektronlampide võre-vahelduvpingete 180°-line faasinihe saavutatakse jooniselt 16 — 1 nähtuvas skeemis tüürastme transformaatoriga, mille sekundaarmähise elektriline keskpunkt läbi võre-eelpinge allika on ühendatud elektronlampide katoodidega.

Elektronlampide võre-vahelduvpingete muutumine on näha joonisel 16 — 2 *a*. Kuna elektronlampide anoodvoolud on faasis võrepingetega, siis järelikult ka anoodvahelduvvoolud on 180° faasis nihutatud (joonis 16 — 2, *b*).

Toiteseadmest saadav üldine anoodvoolu tugevus võrdub igal hetkel kahe elektronlambi anoodvoolude i_{a1} ja i_{a2} summaga. Ühe elektronlambi anoodvoolu hetkväärtus on:

$$i_{a1} = I_{a0} + I_{am} \sin \omega t,$$

teise elektronlambi anoodvoolu hetkväärtus on:

$$i_{a2} = I_{a0} + I_{am} \sin (\omega t + \pi) = \\ = I_{a0} - I_{am} \sin \omega t.$$

Järelikult üldine toitevoolu tugevus on:

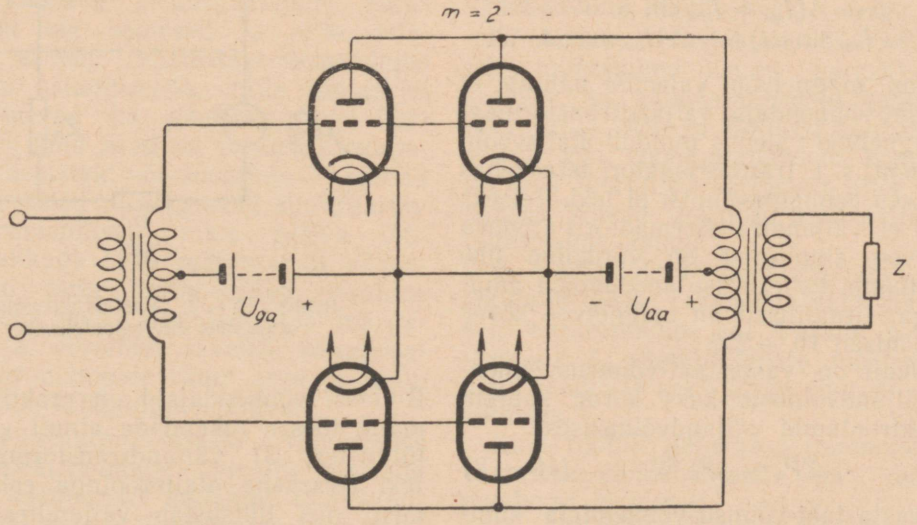
$$i_{a1} + i_{a2} = 2I_{a0} \text{ A.} \qquad (16 - 1)$$

Graafiliselt nähtub toitevoolu tugevus jooniselt 16 — 2, *c*.

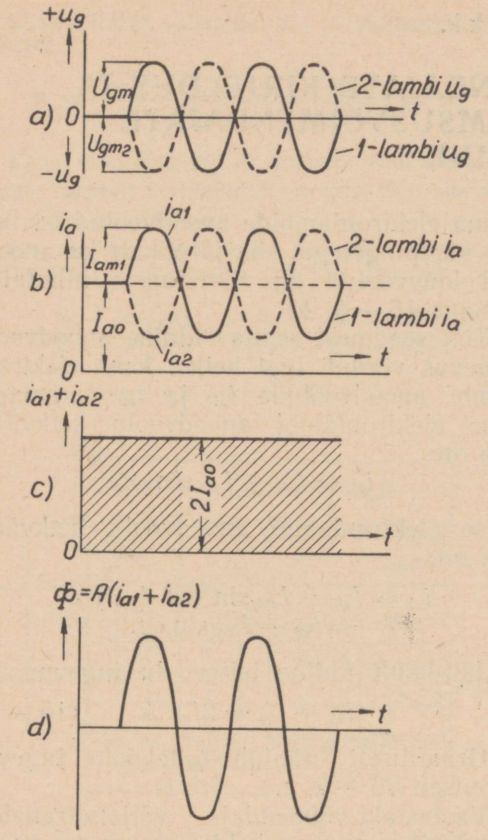
Vastastakt-võimendaja väljandtransformaatoris arenev vahelduv magnetvoog on võrdeline anoodvoolu hetkväärtuste i_{a1} ja i_{a2} vahega

$$\Phi = A(i_{a1} - i_{a2}) \text{ Wb,}$$

kus A on võrdelisuse tegur.



Joonis 16 — 1. Vastastakt-võimendusastme põhimõtteline skeem.



Joonis 16 — 2. Vastastakt-võimendaja pingete, voolude ja magnetvoo graafikud.

Asetades valemisse i_{a1} ja i_{a2} asemele nende väärtused, saadakse:

$$\Phi = A[I_{a0} + I_{am} \sin \omega t - \\ - (I_{a0} - I_{am} \sin \omega t)] = 2AI_{am} \sin \omega t \text{ Wb.}$$

Saadud magnetvoo valemist nähtub, et vastastakt-võimendaja väljandtransformaatori magnetvoo valemis puudub alalisvoolu komponent, s. t. transformaatori teraskehas alalisvoolu eelmagneetimist ei teki. Teiseks nähtub, et väljandtransformaatoris areneva magnetvoo amplituud on võrdeline ühe elektronlambi kahekordse anoodvoolu amplituudiga. Graafiliselt on magnetvoo kõver näha jooniselt 16 — 2 *d*.

Järelikult on vastastakt-võimsusvõimendaja väljandvõimsus kaks korda suurem ühe elektronlambi väljandvõimsusest

$$\Sigma P_a = 2P_a \text{ W.} \qquad (16-2)$$

Kui vastastakt-võimsusvõimendaja kummassegi õlasse rööbiti ühendada m lampi, siis on sellise võimendaja väljandvõimsus koormuses

$$P_v = 2m\eta P_a \text{ W,} \qquad (16-3)$$

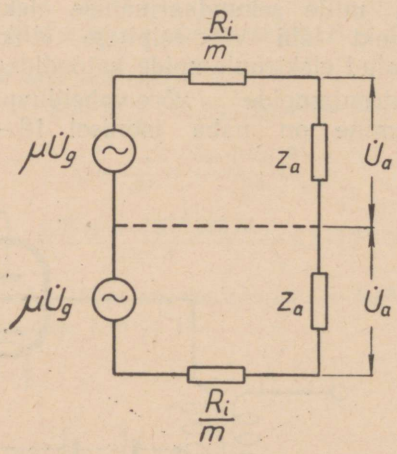
kus η on väljandtransformaatori kasutegur.

Praktikas kasutatakse vastastakt-võimsusvõimendajas kuni kolme elektronlampi ühes õlas. Üle kolme elektronlambi rööbiti ühendamisel muutub õlas mahtuvus C_{ga} liiga suureks, ning teiseks, elektronlampide parameetrite erinevusest sõltuvalt väheneb võimendaja kasutegur.

Sümmeetrilise vastastakt-võimendusastme ekvivalentskeemil (joonis 16 — 3) on elektronlambid asendatud järjestikku ühendatud ekvivalentgeneraatoritega, mida väljandtransformaatori kaudu koormatakse üldise koormusega.

Seda ekvivalentskeemi võib lihtsustada selliseks, nagu on näha jooniselt 16 — 4, millel ekvivalentgeneraatori elektromotoorne jõud on $2\mu U_g$ ja sisetakistus $2R_i/m$ ning koormustakistus $2Z_a$.

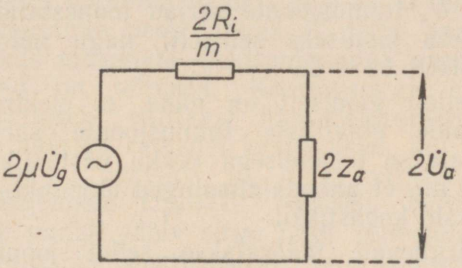
Vastastakt-võimsusvõimendajate üldisteks paremusteks on: 1) väiksem mittelineaarmoonutustegur kui sama elektronlambiga ja sama väljandvõimsusega lihtlülituses A-klassi võimendajas; 2) AB- ja



Joonis 16 — 3. Vastastakt-võimendusastme ekvivalentskeem.

B-klassi võimendajaid on praktiliselt võimalik töösse rakendada ainult vastastaktlülitustes; 3) väljandtransformaatoris ei teki teraskeha alalisvooluga eelmagneetimist, mis lihtsustab väljandtransformaatori konstrueerimist ning see kujuneb

mõõdetelt väiksemaks ja hinnalt odavamaks sama võimsusega tavalisest väljandtransformaatorist; 4) toiteseadme lainesuspinge võib olla tunduvalt suurem kui A-klassi võimendajas; 5) väiksem parasiitsidestus toiteseadme kaudu kui tavalises



Joonis 16 — 4. Vastastakt-võimendusastme lihtsustatud ekvivalentskeem.

A-klassi võimendajas; 6) rööbiti ühendatud elektronlampide arv on kaks korda väiksem kui samade elektronlampidega ja sama väljandvõimsusega A-klassi võimendajas.

Alljärgnevalt kirjeldatakse ülalnimetatud paremusi lähemalt:

1. Mittelineaarmoonutus on vastastakt-võimendajas võrdse väljandvõimsuse juures ja muudes võrdsetes tingimustes, võrreldes lihtlülitustega, väiksem selletõttu, et sümmeetrilises vastastakt-võimendajas paarisarvulised harmoonilised tasakaalustuvad. Praktikas elektronlampide parameetrid ei ole samased ja selle tulemusena esineb vastastakt-võimendajas alati väike asümmeetria, mille tagajärjel selles esinevad ka paarisarvulised harmoonilised, kuid need on tunduvalt nõrgemad. Vastastakt-võimendajates jäävad alale kolmandad ja kõrgemad paarituarvulised harmoonilised, mida sobiva töörežiimi valikuga saab märgatavalt vähendada. Kui jätta harmooniliste sisaldus endiseks, siis saab väljandvõimsust märgatavalt tõsta, võrreldes tavalise võimendajaga, elektronlampide sama arvu ja tüübi ning samade toitepingete juures.

2. Mittelineaarmoonutuste vähenemise tõttu on elektronlampe võimalik kasutada suuremat kasutegurit andvates töörežiimides. Nii näiteks on lihtlülituses võimendajas B-klassi töörežiimi kasutamine täiesti võimatu, sest tekivad mittelineaarmoonutused 30 kuni 45%.

3. Vastastakt-võimendaja väljandtransformaatoris ei teki alalisvoolu eelmagneetimist seetõttu, et elektronlampide anood-alalisvoolu suunad transformaatori primaarmähises on vastupidised. Alalisvoolu tugevuste ja transformaatori primaarmähise poolte keerdude arvu võrdsuse tõttu tekivad võrdsed ja vastusuunalised alalis-magnetvood, mis teineteist tasakaalustavad. Transformaatori teraskeha alalisvooluga eelmagneetimise puudumine kergendab väljandtransformaatori konstrueerimist ja sellega ühtlasi vähenevad transformaatoris arenevad mittelineaarmoonutused.

4. Toiteseadme lainesuspinge mõjutus on vastastakt-võimendajas seetõttu väiksem, et mõlemad elektronlambid saavad üheaegselt kõrgemat või madalamat pinget Δu_a võrra ja selle mõjutusel suureneb või väheneb mõlemas elektronlambis anoodvool Δi_a võrra. Vahelduv magnetvoog väljandtransformaatoris on teatavasti võrdeline elektronlampide anoodvoolude vahega ja seetõttu nende muutus, kui see toimub faasis, magnetvoo suurust ei mõjuta.

$$(i_{a1} \pm \Delta i_a) - (i_{a2} \pm \Delta i_a) = i_{a1} - i_{a2}.$$

Kui vastastakt-võimendaja on veidi asümmeetriline, siis arusaadavalt täielikku lainesuspinge ärastamist ei teki, kuid selle vähendamine toimub siiski.

5. A-klassi vastastakt-võimendajas ei teki toiteseadme kaudu parasiitsidestusi seetõttu, et anoodalalisvoolu tugevus on jääv ($2I_{a0}$). AB- ja B-klassi võimendajates sõltub aga anood-alalisvoolu komponendi tugevus tüürpinge kõrgusest ning seetõttu nendes võivad tekkida parasiitsidestused toiteseadme kaudu.

6. Vastastakt-võimendusastmesse on võimalik töösse rakendada kaks korda rohkem elektronlampe kui A-klassi võimendajasse, s. t. samatüübiliste elektronlampidega saadakse kaks korda suurem väljandvõimsus.

Kuid rööbiti nimetatud paremustega on vastastakt-võimendajatel ka mõningad puudused ja nimelt:

1) võimendusastmesse on vaja vähemalt kaks elektronlampi, mis teeb selle

konstruktsiooni keerulisemaks ja mõõdetelt suuremaks, kuid selle puuduse vältimiseks väiksemate väljandvõimsustega vastastakt-võimendajates kasutatakse tihti liitelektronlampe, s. t. kaksiktrioode ja kaksikpentoode;

2) vastastakt-võimendaja tüürastme konstruktsioon on tunduvalt kallim, sest sellesse on vaja eritüüpi transformaatorit (sekundaarmähis elektriliselt sümmeetriline) või elektronlampidega faasipöördeastet.

Kirjandus: 1, 5, 15 ja 16.

16 — 2. Vastastakt-võimendusastmete arvutamiseks kasutatavad tunnusjooned.

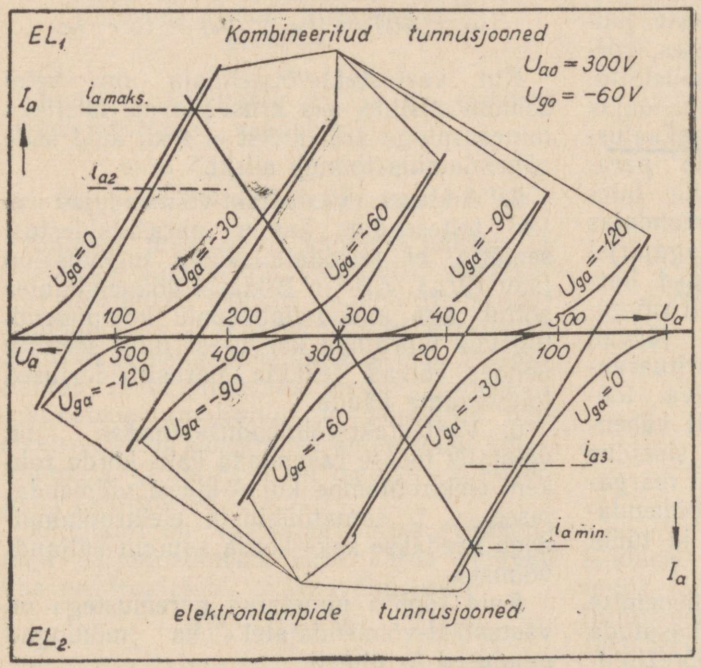
Vastastakt-võimendusastmes töötavate elektronlampide töörežiimi analüütiline arvutamine on võrdlemisi keerukas. Seetõttu praktiliste arvutuste lihtsustamiseks asendatakse vastastakt-võimendusastmes töötavad elektronlambid ühega nendele ekvivalentse elektronlambiga. Ekvivalentse elektronlambi koormussirge järgi on võimalik määrata kõik võimendusastme arvutamiseks vajalikud vahelduvpinged ja vahelduvvoolud.

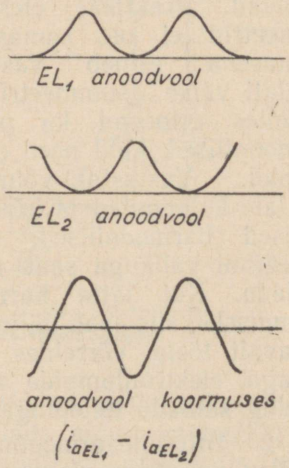
Vastastakt-võimendusastmes rakendatud kahe elektronlambi kombineeritud tunnusjoonte ja koormussirge graafiline määramine toimub järgmiselt: vastastakt-võimendusastmes rakendatud elektronlampide $I_a - U_a$ tunnusjoonte sarjad joonestatakse ühiseks jooniseks selliselt, nagu nähtub jooniselt 16 — 5.

Sellelt jooniselt on näha, et elektronlampide staatiliste tunnusjoonte sarjad asetatakse teineteisega kokku vastastikku, kuid nii, et anoodalalispinged tööpunktides asuksid kohastikku.

Järgnevalt määratakse sellel joonisel ekvivalentse elektronlambi tunnusjooned. Selleks tõmmatakse puutujad staatilistele tunnusjoontele nii, et elektronlampide tööpunktidele vastavate U_{g0} tunnusjoonte puutujaks oleks üks sirge. Niiviisi tõmmatud sirged ongi võimendusastmes rakendatud elektronlampidega ekvivalentse elektronlambi tunnusjooned. Nende tunnusjoonte järgi on võimalik määrata vastastakt-võimendusastme töötamise tingimusi, välja arvatud anoodalalisvoolu tugevus, mida tuleb määrata iga elektronlambi kohta eraldi.

Koormussirge määramine joonisel 16 — 5 toimub järgmiselt: anoodkoormustakistus on tavaliselt elektronlampide tabelites





Joonis 16 — 5. Vastastakt-võimendusastmes rakendatud kahe elektronlambi kombineeritud tunnusjoonte ja koormussirge määramise näide.

antud. Vastastakt-võimendajates antakse anoodkoormustakistus samuti vastavalt ekvivalentse elektronlambi sisetakistusele, s. t. anoodkoormustakistus arvestatakse vastastakt-võimendusastmes anoodist anoodini. Selle anoodkoormustakistuse R_{aa} suurus peab võrduma $R_2/\ddot{u}^2 + r_1 + r_2'$ Ω ning koormussirge peab läbima U_a telge punktis, kus mõlemate elektronlampide anoodpinged on võrdsed. Koormussirge sihi määramiseks valitakse ühe elektronlambi i_{amaks} väärtus samadel kaalutlustel, kui on kirjeldatud peatükis 15, ning märgitakse tunnusjoonele $U_{ga} = 0$. Selliselt valitud kahte punkti läbiv sirge ongi võimendusastme üldine koormussirge. Selle koormussirge järgi on võimalik määrata anoodvoolu- ja pinge hetkväärtusi sõltuvalt võrepingest.

Kirjeldatud graafiline meetod annab rahuldavaid tulemusi tingimusel, et vastastakt-võimendusastmes kasutatavad elektronlambid on ühesuguste elektriliste parameetritega ning väljandtransformaatori primaarmähise aktiivtakistus on väike.

Vastastakt-võimendaja väljandvõimsust saab arvutada jooniselt 16 — 5 saadavate anoodvahelduvpinge ja -voolu väärtuste abil. Vastavad arvutusvalemid on antud vastastakt-võimendajate arvutuskirjelduses.

Kuna vastastakt-võimendajates elektronlambid mõlemas õlas on rakendatud samas töörežiimis, siis praktikas ei olegi vajalik võimendusastme elektronlampide üldiseid tunnusjooni valmistada, vaid arvutus viiakse läbi ühe elektronlambi tunnusjoonte sarjale kantud koormussirge järgi.

Eelkirjeldatud graafiline meetod on kasutatav trioodide rakendamisel, kuid jugatetroodide ja pentoodide rakendamisel seda kasutada ei saa, sest nende staatilised tunnusjooned $I_a — U_a$ on ligikaudu rööbiti U_a teljega, mistõttu nendele puutujate joonestamine on võimatu. Seetõttu jugatetroodide ja pentoodide rakendamisel viiakse arvutus läbi ainult ühe elektronlambi tunnusjoonte sarjalt saadavate andmetega. Sellise arvutusmeetodi kohta leiduvad lähemad andmed vastastakt-võimendajate arvutuskirjelduses.

Vastastakt-võimendusastme väljandvõimsust trioodide kohta on võimalik määrata orienteerivalt alljärgneva valemiga, kusjuures ΣP_a arvutatakse lähtudes ekvivalentse elektronlambi väljandvõimsusest:

$$\Sigma P_a = \frac{(\mu_e U_{gm})^2 R_{aa}}{(R_{ie} + R_{aa})^2} \text{ W}, \qquad (16 — 4)$$

kus μ_e on ekvivalentse elektronlambi võimendus, $\mu_e = R_{ie} S$ ja R_{ie} on ekvivalentse elektronlambi sisetakistus.

A-klassi vastastakt-võimendajas

$$R_{ie} = 2R_i/m \ \Omega; \qquad (16 — 5)$$

AB-klassi vastastakt-võimendajas

$$R_{ie} = 3R_i/m \ \Omega; \qquad (16 — 6)$$

B-klassi vastastakt-võimendajas

$$R_{ie} = 4R_i/m \ \Omega. \qquad (16 — 7)$$

Valem 16 — 4 ei ole rakendatav pentoodide ja jugatetroodide väljandvõimsuse arvutamiseks.

Kirjandus: 1, 11 ja 15.

16 — 3. A-klassi vastastakt-võimsusvõimendajate arvutamine.

A-klassi vastastakt-võimsusvõimendajate arvutamiseks on kasutatavad peatükis 15 tavaliste A-klassi võimendajate arvutamiseks antud valemid.

Vastastakt-võimsusvõimendaja astme arvutus tehakse ühe elektronlambi kohta, kuid kaks korda väiksemat väljandvõimsust aluseks võttes.

Vastastakt-võimendusastme ühe õla väljandvõimsus P_{a1} arvutatakse valemiga:

$$P_{a1} = \frac{P_v}{2\eta} \text{ W}, \qquad (16 — 8)$$

kus η on väljandtransformaatori kasutegur.

Trioodide kasutamisel arvutatakse P_{a0}, U_{a0}, U_{g0} ja U_{gm} peatükis 15 antud juhiste järgi. Vastastakt-võimendaja erinevuseks on asjaolu, et trioodide kasutamisel on võimalik nende tunnusjooni kasutada kuni U_a teljeni, s. t. $i_{amin} = 0$.

Seetõttu anoodikadu arvutatakse ühe õla kohta järgmise valemiga:

$$P_{a01} = 2P_{a1} \frac{2 + \alpha}{\alpha} \text{ W}, \qquad (16 — 9)$$

kus α on koormustegur R_{aa}/R_{ie}.

Kui ei saavutata ühe elektronlambiga õlas vajalikku väljandvõimsust, siis arvu-

tatakse õlasse vajalik elektronlampide arv valemiga:

$$m = \frac{P_v(2+\alpha)}{P_{a01maks} \cdot \alpha\eta}. \qquad (16-10)$$

Arvutusel saadav murruline m suurendatakse lähimaks suuremaks täisarvuks, kuid m ei tohi olla suurem kui 3. Kui arvutusel saadakse m suurem kui 3, siis valitud elektronlampidega nõutud väljandvõimsust ei ole võimalik saavutada.

Kasutades trioodi tunnusjoont kuni $i_{amin} = 0$, muutub trioodi tegelik sisetakistus ligikaudu 10 kuni 15% suuremaks. Järelikult U_{a0} ja U_{gm} arvutamisel tuleb valemitesse asetada

$$R_i' = (1{,}1 \text{ kuni } 1{,}15)\, R_i.$$

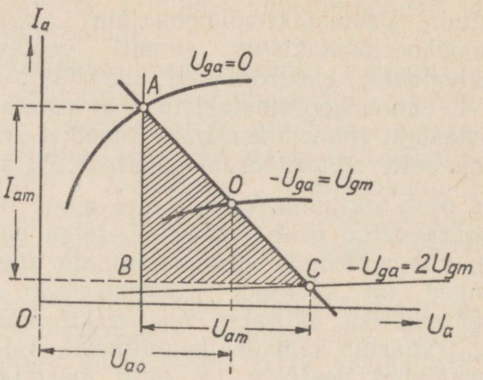
Mittelineaarmoonutused arvutatakse peatükis 15 antud valemitega.

Asümmeetrilises vastastakt-võimendusastmes arvutatakse mittelineaarmoonutus valemiga:

$$k_f = \sqrt{\left(\frac{xk_{f2}}{x+2}\right)^2 + k_{f3}^2}, \qquad (16-11)$$

kus x on asümmeetria tegur, mille arvväärtus valitakse mõõtmiste tulemustena saadud andmetel orienteerivalt 0,2 kuni 0,3.

Väljandtransformaatori elektriliste iseloomustussuuruste arvutamiseks on samuti kasutatavad peatükis 15 antud valemid. Erinevuseks on ainult see, et R_i asemele tuleb valemitesse asetada R_i', kus $R_i' = (1{,}1 \text{ kuni } 1{,}2)\, R_i$.



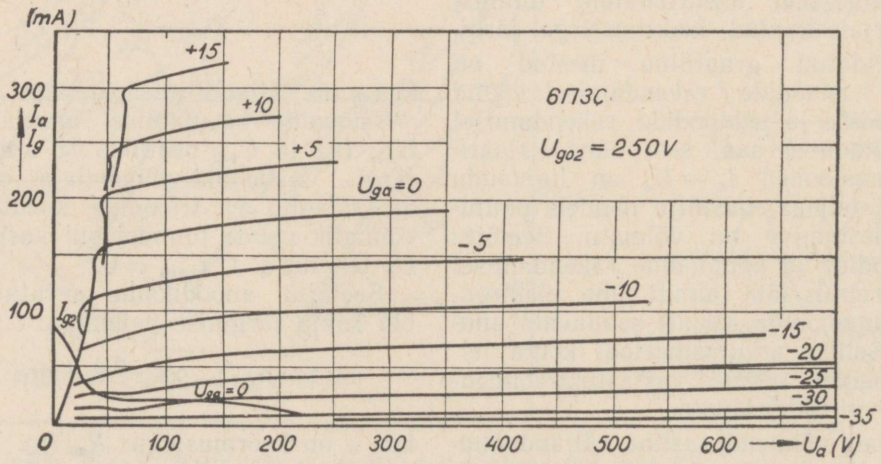
Joonis 16 — 6. Pentoodi maksimaalse väljandvõimsuse leidmise näide.

Pentoodide kasutamisel vastastakt-võimendajates ei ole vajadust anoodkoormussirget valida selliselt, et $a = b$, sest paaris harmoonilised kompenseeritakse vastastakt-võimendajates igal juhul. Anoodkoormustakistus tuleb vastastakt-võimendajas valida selliselt, et saadaks maksimaalne väljandvõimsus.

Maksimaalne väljandvõimsus saadakse vastavalt joonisele 16 — 6 siis, kui kolmnurga ABC pind on maksimaalne.

Vastastakt-võimendaja väljandvõimsuse leidmiseks pööratakse anoodkoormussirget AC tööpunktis O asendisse, milles saadakse kolmnurga ABC kahekordse pindala maksimaalne suurus, s. t.

$$\overline{AB} \cdot \overline{BC} = I_{am} U_{am}.$$



Joonis 16 — 7. Jugatetroodi 6П3С $I_a - U_a$ tunnusjoonte sari.

Sellest leitakse vastastakt-võimendusastme elektronlampide väljandvõimsus ΣP_a:

$$\Sigma P_a = 2P_a = \frac{I_{am}U_{am}}{2} \text{ W}. \quad (16 — 12)$$

Väljandtransformaatori arvutamisel tuleb valemitesse R_a asemele asetada pentoodide anoodide vaheline takistus:

$$R_{aa} = \frac{2U_{am}}{I_{am}} = \frac{\overline{BC}}{\frac{\overline{AB}}{2}} = \frac{2\overline{BC}}{\overline{AB}} \ \Omega. \quad (16 — 13)$$

Näide 16 — 1.

Arvutada A-klassi vastastakt-võimendusaste vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele:

1) väljandvõimsus $P_v = 8$ W;
2) maksimaalselt lubatav mittelineaarmoonutus $k_f \leqslant 7\%$;
3) võimendatav sagedusala 70 kuni 6000 Hz;
4) maksimaalselt lubatavad lineaarmoonutused $N_m = -2$ dB ja $N_k = -2{,}5$ dB;
5) koormuse takistus $Z_2 = 5\ \Omega$.

Lahendus:

1. Arvutatakse valemiga 16 — 8 võimendusastme ühe õla elektronlampide väljandvõimsus, valides $\eta = 0{,}8$:

$$P_{a1} = \frac{P_v}{2\eta} = \frac{8}{2 \cdot 0{,}8} = 5 \text{ W}.$$

2. Arvutatakse valemiga 16 — 9 võimendusastme ühe õla elektronlampide anoodkadu, valides koormusteguri $\alpha = 2$:

$$P_{a01} = 2P_{a1}\frac{2+\alpha}{\alpha} = 2 \cdot 5\frac{2+2}{2} = 20 \text{ W}.$$

Tabelist 15 — 2 selgub, et arvutatud anoodkadu on võrdne jugatetroodi 6П3С maksimaalselt lubatava anoodkaoga. Järelikult võib jugatetroodi 6П3С parameetreid aluseks võttes arvutust jätkata.

3. Arvutatakse valemiga 15 — 37 anoodalalispinge tööpunktis:

$$U_{a0} = \frac{8P_{a1}}{i_{amaks}} = \frac{8 \cdot 5}{0{,}145} = 276 \text{ V}.$$

4. Arvutatakse valemiga 15 — 38 võre-eelpinge ja tüürpinge amplituud:

$$|U_{g0}| = U_{gm} = \frac{i_{amaks}}{2S} = \frac{0{,}145}{2 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 14{,}5 \text{ V}.$$

5. Arvutatud U_{a0} ja U_{g0} järgi määratakse joonisel 16 — 7 elektronlambi tööpunkt O, millest nähtub, et

$$I_{a0} = 70 \text{ mA},$$

ning kontrollitakse, kas tegelik anoodkadu on lubatavast väiksem:

$$P_{a0} = U_{a0}I_{a0} = 276 \cdot 70 \cdot 10^{-3} = 19{,}3 \text{ W},$$

mis rahuldab.

6. Joonisele 16 — 7 märgitakse läbi tööpunkti O anoodkoormussirge, nii et korrutis $2I_{am}\ 2U_{am}$ saadakse maksimaalne. Selline anoodkoormussirge vastab anoodkoormustakistusele 2500 Ω, s. t. $R_{aa} = 5000\ \Omega$.

7. Jooniselt 16 — 7 leitakse:

$$I_{am} = 160 \text{ mA ja } U_{am} = 395 \text{ V}$$

ning valemiga 16 — 2 arvutatakse võimendusastme väljandvõimsus:

$$\Sigma P_a = \frac{I_{am}U_{am}}{2} = \frac{160 \cdot 10^{-3} \cdot 395}{2} = 15{,}7 \text{ W}.$$

8. Määratakse mittelineaarmoonutuste suurus valemiga 16 — 11, valides $x = 0{,}3$. Selleks leitakse jooniselt 16 — 7 sirglõikude a, b ja c pikkused:

$$a = 35,$$
$$b = 22,$$
$$c = 31,$$

$$k_f = \sqrt{\left(\frac{x k_{f2}}{x+2}\right)^2 + k_{f3}^2} =$$

$$= \sqrt{\left[\frac{0{,}3 \cdot \frac{35-22}{2(35+22)}}{0{,}3+2}\right]^2 + \left[\frac{2 \cdot 31 - (35+22)}{2(35+22+31)}\right]^2} =$$

$$= 0{,}032,$$

s. t. $k_f = 3{,}2\%$, mis on tunduvalt väiksem lubatavast.

9. Arvutatakse väljandtransformaatori primaarmähise aktiivtakistus:

$$r_1 = \frac{R_{aa}(1-\eta)}{2} = \frac{5000(1-0{,}8)}{2} = 500\ \Omega.$$

10. Arvutatakse toiteseadme pinge:

$$U_{aa} = U_{a0} + |U_{g0}| + \frac{I_{a0}r_1}{2} =$$

$$= 276 + 14{,}5 + \frac{0{,}07 \cdot 500}{2} = 308 \text{ V}.$$

11. Arvutatakse katoodtakistuse R_k arvväärtus:

$$R_k = \frac{|U_{g0}|}{2I_{a0}} = \frac{14{,}5}{2 \cdot 0{,}07} = 107\ \Omega.$$

12. Arvutatakse väljandtransformaatori primaarmähise minimaalselt lubatav induktiivsus:

$$L_1 = \frac{R_{aa}}{\omega_m\sqrt{\frac{1}{N_m^2} - 1}} =$$

$$= \frac{5000}{2\pi \cdot 70\sqrt{1{,}259^2 - 1}} = 14{,}9 \text{ H}.$$

13. Arvutatakse väljandtransformaatori maksimaalselt lubatav puisteinduktiivsus, milleks eelnevalt arvutatakse valemiga 16 — 5 R_{ie}; $R_{ie} = 2R_i = 2 \cdot 24\,500 = 49\,000\ \Omega$,

$$L_\sigma = \frac{R_{ie}(1+\alpha)}{\omega_k}\sqrt{\frac{1}{N_k^2} - 1} =$$

$$= \frac{49\,000\left(1 + \frac{5000}{49\,000}\right)}{2\pi \cdot 6 \cdot 10^3}\sqrt{1{,}334^2 - 1} = 1{,}2 \text{ H}.$$

14. Kontrollitakse puisteteguri suurust:

$$\sigma = \frac{L_\sigma}{L_1} = \frac{1{,}2}{14{,}9} = 0{,}805,$$

mis rahuldab.

15. Arvutatakse väljandtransformaatori ülekandesuhe, valemiga 15 — 35:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{Z_2}{R_{aa}\eta}} = \sqrt{\frac{5}{5000 \cdot 0{,}8}} = \frac{1}{28{,}3}.$$

Arvutatud ülekandesuhe näitab sekundaar- ja primaarmähise keerdude arvu suhet, s. t. $\ddot{u} = w_2/w_1$, kusjuures kumbki primaarmähise pool omab $w_1/2$ keerdu.

Kirjandus: 1, 15 ja 16.

17. peatükk.

AB- JA B-KLASSI VÕIMENDAJAD.

17 — 1. AB- ja B-klassi võimendajate kirjeldus.

Peatükis 6 oli juba nimetatud, et madalsagedusvõimendajates elektronlampidest saadakse maksimaalne kasutegur B-klassi töörežiimis, milles elektronlambi anoodvoolu lõikenurk on ligikaudu 90°. Sellest sõltuvalt on elektronlambid B-klassi töörežiimis rakendatavad ainult vastastaktvõimendajates. AB-klassi võimendajates on elektronlampide kasutegurid A- ja B-klassi võimendajate vastavate suuruste vahepealsed.

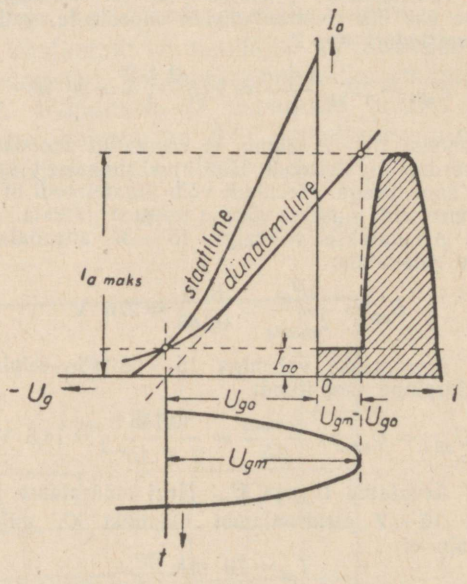
AB- ja B-klassi võimendajate puudusteks on: 1) suuremad mittelineaarmoonutused; 2) võimendusastmesse on vajalik vähemalt kaks elektronlampi; 3) AB_2- ja B_2-klassi võimendajates on vajalikud eraldi võre-eelpinge allikad; 4) AB_2- ja B_2-klassi võimendajate tüürastmeteks tuleb rakendada võimsusvõimendajaid ja 5) AB_2- ja B_2-klassi võimendajad vajavad hästi stabiliseeritud, hea reguleeritavusega toiteseadet.

Mittelineaarmoonutuste suurenemine on tingitud elektronlampide tunnusjoonte täielikumast kasutamisest ja anoodvoolu lõikenurga vähenemisest. Mittelineaarmoonutuste vähendamiseks kasutatakse AB- ja B-klassi võimendajates negatiivset tagasisidestust (vastusidestust).

AB- ja B-klassi võimendajate konstrueerimiseks on võimalik kasutada ainult vastastakt-lülitusi, sest sõltuvalt anoodvoolu lõikenurgast areneksid tavalises lülituses mittelineaarmoonutused kuni 40%. Vastastakt-lülitustes on mittelineaarmoonutuste tavaline väärtus 5 kuni 10% ja vastusidestusega võimendajates on k_l väärtus veelgi väiksem.

B-klassi võimendajas elektronlambi anoodvoolu tugevus tüürpingeta on ligikaudu null ning sõltuvalt võre-vahelduvpinge amplituudist muutub anoodalalisvool väga suurtes piirides. Seetõttu ei ole B-klassi võimendajas töötavate elektronlampide automaatne eelpingestamine võimalik.

AB-klassi võimendajas on elektronlampide automaatne eelpingestamine sõltuvalt



Joonis 17 — 1. Trioodide tööpunktide määramise näide B_2-klassi võimendajas.

tööpunkti valikust siiski võimalik, s. t. siis, kui elektronlampide anoodvool tüürpingeta on vähemalt $^1/_3$ maksimaalsest anoodvoolu

tugevusest tüürpingega. Tegelikult on ka AB-klassi võimendajates soovitav kasutada eraldi võre-eelpinge seadet, sest automaatse võre-eelpinge puhul muutub võimendaja töörežiim tunduvalt ning selle tulemusena väljandvõimsus väheneb märgatavalt, võrreldes väljandvõimsusega, mida on võimalik saada eraldi võre-eelpinge seadmega.

Teoreetiliselt nimetatakse B-klassi võimendajaks seda, kui elektronlampide anoodvoolud tüürpingeta võrduvad nulliga. Praktikas on aga selline B-klassi võimendaja harva kasutusel, sest elektronlambi tunnusjoone alumise otsa kõveruse tõttu arenevad tunduvad mittelineaarmoonutused. Praktikas valitakse B-klassi võimendajas elektronlampide tööpunktid selliselt, nagu nähtub jooniselt 17 — 1.

Jooniselt nähtub, et trioodi võre-eelpinge suurus määratakse selle dünaamilise tunnusjoone puutuja lõikepunktiga abstsisstеljel.

Analüütiliselt on U_{g0} absoluutväärtus arvutatav ligikaudse valemiga:

$$|U_{g0}| = \frac{U_{a0}}{\mu} \text{ V}. \qquad (17 — 1)$$

Kui trioodi tööpunkt on valitud vastavalt joonisele 17 — 1, siis selle anoodalalisvoolu tugevus tüürpingeta on:

$$I_{a0} = (0{,}05 \text{ kuni } 0{,}1)\, i_{amaks}. \qquad (17 — 2)$$

Valemis 17 — 2 antud tingimuse täitmisel loetakse vastastakt-võimendaja B-klassi võimendajaks.

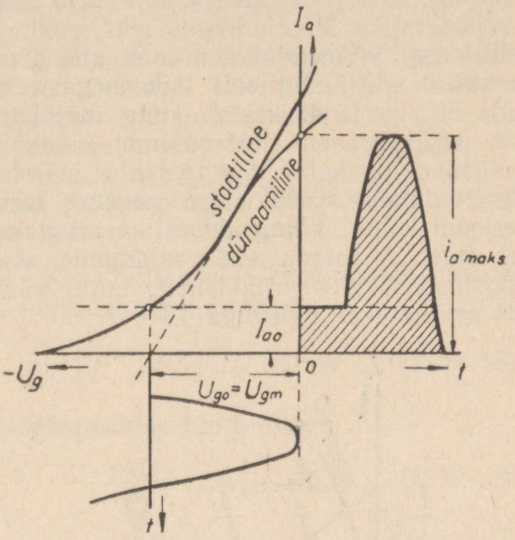
Pentoodide ja jugatetroodide rakendamisel ei ole aga nende tunnusjoonte kõveruse tõttu võimalik täita valemi 17 — 2 tingimust.

Pentoodidel ja jugatetroodidel analoogiliselt valitud tööpunktis (joonis 17 — 2) on anoodvool tihti 20 kuni 30% i_{amaks}-st. Sellest järeldub, et pentoode ja jugatetroode B-klassi võimendajas ei ole võimalik töösse rakendada, vaid neid saab rakendada AB-klassi võimendajates.

Nagu jooniselt 17 — 2 näha, on pentoodide tööpunktide määramine AB-klassi võimendajas täiesti analoogiline trioodide tööpunktide määramisega B-klassi võimendajas.

Praktikas rakendatakse AB_1-, AB_2- ja B_2-klassi võimendajaid, kuna B_1-klassi võimendajaid kasutatakse harva.

B_2-klassi võimendajates kasutatakse vasak- ja paremtrioode. Paremtrioode kasutatakse tavaliselt ainult väikese väljandvõimsusega võimendajates. Paremtrioodide eeliseks on asjaolu, et neid saab töösse rakendada ilma võre-eelpinge seadmeta, sest nendel $U_{g0} = 0$ juures on I_{a0} väike. Kasu-



Joonis 17 — 2. Pentoodi tööpunkti määramise graafik AB-klassi võimendajas.

tatavamad väikese võimsusega kahekordsed paremtrioodid on CO-243 ja 6H7C jt. Teiseks paremtrioodide paremuseks on nende suur võimendustegur, mille tõttu nende tundlikkus on ligikaudu võrdne pentoodidega. Puuduseks on asjaolu, et paremtrioodidega võimendajas tekivad tunduvalt suuremad mittelineaarmoonutused.

B-klassi võimendajat kasutatakse peamiselt neil juhtudel, kui soovitakse saada väga suuri väljandvõimsusi, samuti suurevõimsuslike raadiosaatjate modulaatorites, sest et elektronlampide rakendamine teistes töörežiimides kujuneks selliste võimsuste juures äärmiselt ebaökonoomseks.

Vasak- ja paremtrioodidega B_2-klassi võimendajate arvutuskäigus tunduvaid erinevusi ei ole.

AB-klassi ja B-klassi võimsusvõimendajate arvutamiseks on vaja teada: elektronlampide anoodvoolude maksimaalsed tugevused i_{amaks}, anoodvahelduvvoolu põhisageduse amplituud I_{am} ja anoodalalisvoolu komponent tüürpingega I'_{a0}.

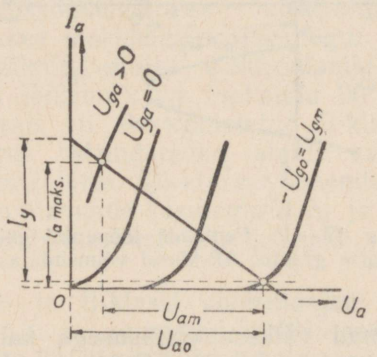
Fourier' rea kasutamisega on võimalik tõestada, et B-klassi võimendajas on need suurused järgmises sõltuvuses:

$$I_{am} = \frac{i_{amaks}}{2} \text{ A} \qquad (17-3)$$

ja

$$I'_{a0} = \frac{i_{amaks}}{\pi} \text{ A}. \qquad (17-4)$$

B-klassi võimendajas areneb anoodvool elektronlambis, sõltuvalt lõikenurgast, ainult osa perioodi kestel, kuna ülejäänud osa perioodist on elektronlambi sisetakistus lõpmatu suur. See asjaolu mõjutab elektronlambi sisetakistuse suurust terve perioodi kohta. Võimendusastme arvutamisel tuleb kasutada elektronlampide sisetakistuste ekvivalenttakistust, mille väärtus arvutatakse valemiga 16 — 7.



Joonis 17 — 3. Vastastakt-võimendajas rakendatava elektronlambi koormussirge määramise näide.

AB- ja B-klassi võimendajates nimetatakse koormusteguriks α anoodide vahelise koormustakistuse suhet elektronlampide ekvivalent-sisetakistusega:

$$\alpha = \frac{R_{aa}}{R_{ie}}. \qquad (17-5)$$

B-klassi võimendajas rakendatud elektronlampide koormussirge sihi määramiseks kasutatakse valemit:

$$I_y = \frac{2U_{a0}}{R_{aa}} \text{ A}. \qquad (17-6)$$

Kirjandus: 1, 15 ja 16.

17 — 2. AB-klassi võimsusvõimendajate arvutamine.

AB-klassi võimsusvõimendajate projekteerimine võib toimuda väga mitmel viisil. Alljärgnevalt kirjeldatakse üht paljudest arvutusmeetoditest.

1. Arvutatakse võimendaja ühe õla elektronlampide väljandvõimsus P_{a1}, mis ligikaudu on võrdne ühe õla anoodkaoga, sest elektronlampide kasutegur AB-klassi võimendajates on 40 kuni 50%:

$$P_{a1} = P_{a01} = \frac{P_v}{2\eta} W. \qquad (17-7)$$

2. Valitakse elektronlambi tüüp vastavalt tingimusele:

$$P_{a0maks} \geqslant P_{a01}. \qquad (17-8)$$

Kui ei leidu sobivat elektronlampi, siis võib võimendaja õlgadesse ühendada rööbiti m elektronlampi, vastavalt tingimusele:

$$m = \frac{P_{a01}}{P_{a0maks}}. \qquad (17-9)$$

Arvutusel saadud murruline m muudetakse lähimaks suuremaks täisarvuks, kuid m ei tohi olla suurem kui 3.

3. Arvutatakse ühe elektronlambi väljandvõimsus valemiga:

$$P_a = \frac{P_v}{2m\eta} \text{ W}. \qquad (17-10)$$

4. Arvutatakse ligikaudne anoodpinge kõrgus elektronlambi tööpunktis selle algolukorras:

$$U_{a0} = \frac{5P_a}{i_{amaks}} \leqslant U_{a0maks} \text{ V}. \qquad (17-11)$$

AB_1-klassi võimendajas i_{amaks} suurus määratakse võre-eelpinge $U_{ga} = 0$ juures. Kui arvutusel saadud U_{a0} on suurem lubatavast U_{a0maks}, siis võib katsetada projekteerida AB_2-klassi võimendajat. AB_2-klassi võimendajas i_{amaks} suurus määratakse võre-eelpinge $U_{gmaks} = U_{gm} - |U_{g0}|$ juures.

Väikese võimsusega elektronlampide kasutamisel (6Ф6С ja 6П3С) ei tohi u_{gmaks} valida üle 20 kuni 25 V. Üldreeglina olgu nimetatud, et u_{gmaks} ei tohi olla üle 10% U_{a0}-st, s. t.

$$u_{gmaks} \leqslant 0{,}1\ U_{a0}. \qquad (17-12)$$

Kui u_{gmaks} tõsta üle 0,1 U_{a0}, oleks tarvis tüürastme väljandvõimsust tunduvalt suurendada, mis ökonoomsuse seisukohalt lähtudes ei ole ratsionaalne.

5. Elektronlampide võre-eelpinge määratakse ühe elektronlambi $I_a - U_a$ tunnus-

joonte sarjalt nii nagu nähtub jooniselt 17 — 2. Sellelt jooniselt on näha, et elektronlambi tööpunkti määramiseks tõmmatakse selle dünaamilise tunnusjoone sirgosa keskpunktis $I_a - U_a$ teljestikus puutuja, mille lõikepunktist U_g teljega tõmmatakse vertikaalselt üles sirge kuni lõikumiseni U_a tunnusjoonega. See lõikepunkt ongi elektronlambi tööpunkt, mille järgi on jooniselt võimalik määrata võre-eelpinge ja anoodvoolu väärtused.

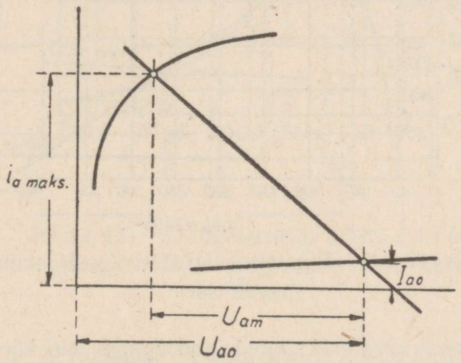
6. Määratakse elektronlambi tüürpinge amplituud AB_1-klassi töörežiimis:

$$U_{gm} = |U_{g0}| \text{ V} \qquad (17 - 13)$$

ning AB_2-klassi töörežiimis:

$$U_{gm} = |U_{g0}| + u_{gmaks} \text{ V}. \qquad (17 - 14)$$

7. Elektronlambi tunnusjoonte sarjal $I_a - U_a$ teljestikus valitakse läbi tööpunkti koormussirge selliselt, et korrutis $U_{am}I_{am}$ oleks maksimaalne (joonis 17 — 4).



Joonis 17 — 4. AB-klassi töörežiimis rakendatud elektronlambi koormussirge määramine selle $I_a - U_a$ tunnusjoonte sarjal.

Vastavalt jooniselt saadud andmetele arvutatakse ühe elektronlambi väljandvõimsus valemiga:

$$P_a = \frac{U_{am} i_{amaks}}{4} \text{ W}. \qquad (17 - 15)$$

Kui arvutatud P_a võrdub või on suurem vajalikust ühe elektronlambi väljandvõimsusest, siis on võimendaja töörežiim õigesti valitud. On aga saavutatud P_a väiksem vajalikust väljandvõimsusest, siis tuleb kõrgendada elektronlambi anoodpinget või suurendada võrepinge amplituudi, mille toimel suureneb u_{gmaks} ning selle tulemusena suureneb ka i_{amaks}.

8. Kontrollitakse elektronlambi anoodi kaovõimsust algolukorras:

$$P_{a0} = U_{a0}I_{a0} \text{ W} \qquad (17 - 16)$$

ja maksimaalse tüürpingega:

$$P'_{a0} = U_{a0}I'_{a0} - P_a \text{ W}, \qquad (17 - 17)$$

kus I'_{a0} on elektronlambi anoodalalisvoolu komponent maksimaalse tüürpingega.

$$I'_{a0} = \frac{i_{amaks}\left(1 + \frac{2I_{a0}}{i_{amaks}}\right)}{4} \text{ A}.$$

Arvutatud P_{a0} ja P'_{a0} ei tohi ületada elektronlambi P_{a0maks} väärtust.

9. Arvutatakse mittelineaarmoonutustegur, võttes arvesse võimendaja asümmeetriat, valides asümmeetria teguri $x = 0{,}2$ kuni 0,3:

$$k_f = 0{,}5 \sqrt{\left(\frac{x}{x+2}\right)^2 + \left[\frac{2\left(i_1 - \frac{i_2}{1+x}\right) - i_{amaks}}{i_1 - \frac{i_2}{1+x} + i_{amaks}}\right]^2}. \qquad (17 - 18)$$

Valemisse vajalikud voolutugevused i_1 ja i_2 leitakse elektronlambi tunnusjoonte sarjalt, kus i_1 on anoodvoolu tugevus, mis areneb võrepinge $U_{ga} = U_{g0} + U_{gm}/2$ juures, ning i_2 on anoodvoolu tugevus, mis areneb võrepinge $U_{ga} = U_{g0} - U_{gm}/2$ juures (joonised 17 — 5 ja 17 — 6).

10. Arvutatakse väljandtransformaatori primaarmähise aktiivtakistus:

$$r_1 = \frac{R_{aa}(1 - \eta)}{2} \Omega, \qquad (17 - 19)$$

milles

$$R_{aa} = \frac{4U_{am}}{mi_{amaks}} \Omega.$$

11. Arvutatakse anood-toiteseadme pinge:

$$U_{aa} = U_{a0} + \frac{mr_1 I'_{a0}}{2} \text{ V}. \quad (17-20)$$

12. Arvutatakse väljandtransformaatori primaarmähise üldine induktiivsus:

$$L_1 = \frac{R_{aa}}{m\omega_m \sqrt{\frac{1}{N_m^2} - 1}} \text{ H}. \quad (17-21)$$

13. Väljandtransformaatori puisteinduktiivsus arvutatakse tingimusest:

$$\sigma = \frac{L_\sigma}{L_1} \geqslant 0{,}005. \quad (17-22)$$

14. Väljandtransformaatori ülekandesuhe arvutatakse valemiga:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_2}{R_{aa}\eta}}. \quad (17-23)$$

15. AB_2-klassi võimendajas elektronlampide võre-eelpinge tuleb anda eraldi toiteseadmest, sest anood-alalisvoolu komponendi suurus muutub võimendajas sõltuvalt tüürpingest. AB_1-klassi võimendajas võib kasutada automaatset võre-eelpinget juhul, kui on täidetud tingimus:

$$i_{amaks} \leqslant 3I_{a0}. \quad (17-24)$$

Automaatse võre-eelpinge saamiseks vajalik katoodtakistus arvutatakse valemiga:

$$R_k = \frac{|U_{g0}|}{I_{k0}} \Omega, \quad (17-25)$$

kus I_{k0} on katoodvoolu tugevus algolukorras.

Sellisel juhul elektronlambi anoodkadu kontrollitakse valemiga 17 — 16:

Näide 17 — 1.

Arvutada AB-klassi võimsusvõimendusaste vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele: $P_v = 80$ W, $k_f \leqslant 6\%$, $\eta = 0{,}93$, $f_m = 50$ Hz, $N_m = 0{,}8$ ja $R_2 = 180\ \Omega$.

Lahendus.

1. Arvutatakse võimendusastme ühe õla elektronlampide väljandvõimsus P_{a1} ja anoodkadu P_{a01}

$$P_{a1} = P_{a01} = \frac{P_v}{2\eta} = \frac{80}{2 \cdot 0{,}93} = 43 \text{ W}.$$

2. Kuna vastava anoodkaoga elektronlampi ei leidu, siis valitakse jugatetrood 6П3С, mille

$$P_{a0maks} = 20 \text{ W}.$$

Vastavalt valitud jugatetroodile arvutatakse ühes õlas vajalik elektronlampide arv:

$$m = \frac{P_{a01}}{P_{a0maks}} = \frac{43}{20} = 2{,}15.$$

Kuna m suurus saadi arvutusel vähe üle 2, siis valitakse esialgu $m = 2$, ning hiljem selgub, kas see rahuldab.

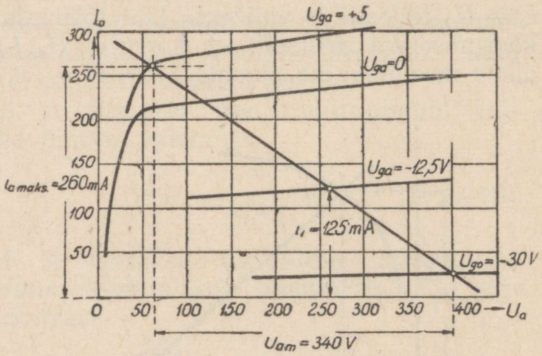
3. Arvutatakse ühe elektronlambi väljandvõimsus:

$$P_a = \frac{P_v}{2_m\eta} = \frac{80}{2 \cdot 2 \cdot 0{,}93} = 21{,}5 \text{ W}.$$

4. Arvutatakse elektronlambi ligikaudne anoodpinge tööpunktis:

$$U_{a0} = \frac{5P_a}{i_{amaks}} = \frac{5 \cdot 21{,}5}{0{,}2} = 538 \text{ V},$$

kus $i_{amaks} = 0{,}2$ A on leitud elektronlambi 6П3С tunnusjoonte sarjalt $I_a - U_a$ teljestikus (joonis 17 — 5).



Joonis 17 — 5. Jugatetroodi 6П3С I_a—U_a tunnusjoonte sari.

Kuna arvutusel leitud anoodpinge on kõrgem lubatavast ($U_{a0maks} = 400$ V), siis AB_1-klassi võimendajaga vajalikku väljandvõimsust ei saavutata.

Valitakse AB_2-klassi võimendaja ja arvutatakse vajalik i_{amaks}:

$$i_{amaks} = \frac{5P_a}{U_{a0maks}} = \frac{5 \cdot 21{,}5}{400} = 0{,}27 \text{ A}.$$

Joonisel 17 — 5 nähtub, et $i_{amaks} = 0{,}27$ A saavutatakse $u_{gmaks} = +5$ V juures, mis on lubatav.

5. Jooniselt 17 — 6 leitakse, et võre-eelpinge on:

$$U_{g0} = -30 \text{ V},$$

mis antakse eraldi toiteseadmest.

6. Arvutatakse elektronlambi tüürpinge amplituud:

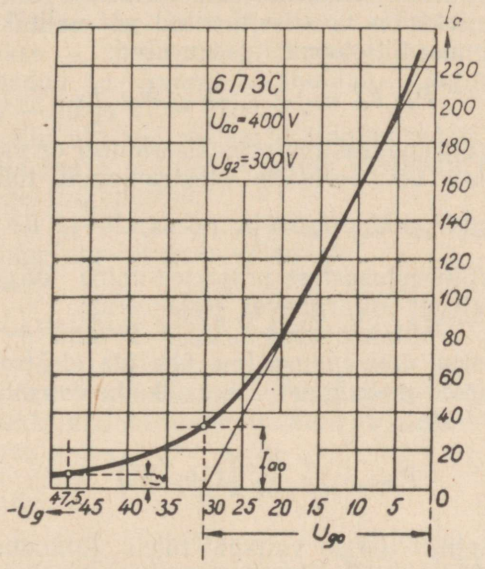
$$U_{gm} = |U_{g0}| + u_{gmaks} = 30 + 5 = 35 \text{ V}.$$

7. Joonisel 17 — 5 määratakse anoodkoormussirge asukoht selliselt, et korrutis $U_{am}i_{amaks}$ saa-

dakse maksimaalne, ning leitakse sellelt järgmised arvväärtused:

$U_{am} = 340$ V;
$i_{amaks} = 260$ mA;
$I_{a0} = 30$ mA;
$i_1 = 125$ mA, võre-eelpinge $U_{ga} = U_{g0} + U_{gm}/2 = -30 + 35/2 = -12{,}5$ V juures.

$i_2 = 10$ mA, võre-eelpinge $U_{ga} = U_{g0} - U_{gm}/2 = -30 - 35/2 = -47{,}5$ V juures.



Joonis 17 — 6. Jugatetroodi 6П3С $I_a - U_g$ tunnusjoon, mille järgi määratakse võre-eelpinge.

8. Arvutatakse elektronlambi väljandvõimsus:

$$P_a = \frac{U_{am} i_{amaks}}{4} = \frac{340 \cdot 0{,}26}{4} = 22{,}1 \text{ W}.$$

Arvutatud P_a on suurem vajalikust väljandvõimsusest, s. t. rahuldab.

9. Arvutatakse anoodkoormustakistus anoodist anoodini:

$$R_{aa} = \frac{4U_{am}}{m i_{amaks}} = \frac{4 \cdot 340}{2 \cdot 0{,}26} = 2620 \ \Omega.$$

10. Arvutatakse elektronlambi anoodkadu tüürpingeta olukorras:

$$P_{a0} = U_{a0} I_{a0} = 400 \cdot 30 \cdot 10^{-3} = 12 \text{ W},$$

millest on näha, et on täidetud tingimus

$$P_{a0} < P_{a0maks}.$$

11. Arvutatakse anood-alalisvoolu komponent maksimaalse tüürpingega:

$$I'_{a0} = \frac{i_{amaks}}{4}\left(1 + \frac{2I_{a0}}{i_{amaks}}\right) = \frac{260}{4}\left(1 + \frac{2 \cdot 30}{260}\right) = 80 \text{ mA}.$$

12. Arvutatakse elektronlambi anoodkadu maksimaalse võrepinge toimel:

$$P'_{a0} = U_{a0} I'_{a0} - P_a = 400 \cdot 80 \cdot 10^{-3} - 21{,}5 = 10{,}5 \text{ W}.$$

Arvutatud P'_{a0} on väiksem kui P_{a0maks}, järelikult rahuldab.

13. Arvutatakse mittelineaarmoonutustegur, kui $i_1 = 125$ mA, $i_2 = 10$ mA ja $x = 0{,}2$:

$$k_f = 0{,}5\sqrt{\left(\frac{x}{x+2}\right)^2 + \left[\frac{2\left(i_1 - \frac{i_2}{1+x}\right) - i_{amaks}}{i_1 - \frac{i_2}{1+x} + i_{amaks}}\right]^2} =$$

$$= 0{,}5\sqrt{\left(\frac{0{,}2}{0{,}2+2}\right)^2 + \left[\frac{2\left(125 - \frac{10}{1+0{,}2}\right) - 260}{125 - \frac{10}{1+0{,}2} + 260}\right]^2} = 0{,}058,$$

s. t. rahuldab.

14. Arvutatakse väljandtransformaatori primaarmähise üldine aktiivtakistus:

$$r_1 = \frac{R_{aa}(1-\eta)}{2} = \frac{2620\,(1 - 0{,}93)}{2} = 91{,}5 \ \Omega.$$

15. Arvutatakse anood-toiteseadme pinge:

$$U_{aa} = U_{a0} + \frac{m r_1 I'_{a0}}{2} = 400 + \frac{2 \cdot 91{,}5 \cdot 80 \cdot 10^{-3}}{2} = 408 \text{ V}.$$

16. Arvutatakse väljandtransformaatori primaarmähise üldine induktiivsus:

$$L_1 = \frac{R_{aa}}{m\omega_m \sqrt{\frac{1}{N_m^2} - 1}} = \frac{2620}{2 \cdot 2\pi \cdot 50 \sqrt{1{,}25^2 - 1}} = 11 \text{ H}.$$

17. Arvutatakse väljandtransformaatori puiteinduktiivsus:

$$L_\sigma = 0{,}005 \cdot L_1 = 0{,}005 \cdot 11 = 0{,}055 \text{ H}.$$

18. Arvutatakse väljandtransformaatori ülekandesuhe:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_2}{R_{aa}\eta}} = \sqrt{\frac{180}{2620 \cdot 0{,}93}} = \frac{1}{3{,}68}.$$

Kirjandus: 11, 15 ja 16.

17 — 3. B-klassi võimsusvõimendajate arvutamine.

B_2-klassi võimsusvõimendusastme arvutamisel on vajalik arvestada mõningaid lisanõudeid. Üheks niisuguseks lisanõudeks on et elektronlambi anoodvoolu maksimaalne tugevus i_{amaks} ei tohi ületada lambi küllastusvoolu tugevuse piiri I_s. Seetõttu peab kontrollima, et oleks täidetud tingimus

$$i_{amaks} \leqslant I_s.$$

Nimetatud tingimuse täitmiseks ei tohi koormustegur a olla väiksem järgmise valemiga arvutatud väärtusest:

$$a = \frac{4P_a}{i^2_{amaks} R_i}, \qquad (17 — 26)$$

kus i_{amaks} on elektronlambi maksimaalne anoodvoolu tugevus, mis on tehaste poolt antud iga elektronlambi tüübi kohta.

Peale selle ei tohi koormusteguri a väärtus olla väiksem alljärgneva valemiga arvutatud suurusest:

$$a \geqslant \frac{U^2_{a0maks}}{9P_{a0maks} R_i}, \qquad (17 — 27)$$

Võimendusastme arvutusel tuleb a väärtuse määramiseks kasutada valemeid 17 — 26 ja 17 — 27 ning nendega arvutatud a suurustest tuleb valida suurem. Järgnevalt on vaja määrata koormustegur a_{opt}, mille juures elektronlambist saadakse maksimaalne võimalik väljandvõimsus:

$$a_{opt} = \frac{k}{k + \mu}, \qquad (17 — 28)$$

kus k on tegur, mis näitab minimaalse anoodpinge u_{amin} ja positiivse võrepingepiirkonda ulatuva võrepinge maksimaalse väärtuse u_{gmaks} suhet:

$$k = \frac{u_{amin}}{u_{gmaks}}.$$

Teguri k väärtus valitakse tavaliselt 2 kuni 4, sest väiksematel k väärtustel muutuvad mittelineaarmoonutused liiga suureks.

Vastavalt eelantud koormusteguritele on vastastakt-võimendaja ühe õla elektronlampide anoodkadu arvutatav valemiga:

$$P_{a01} = \frac{2P_v}{9\eta}\left(1 + \frac{a_{opt}}{a}\right)^2 \text{ W}. \qquad (17 — 29)$$

Kui suhe $a_{opt}/a < 2$, siis arvutatakse vastastakt-võimendusastme ühe õla elektronlampide anoodkadu valemiga:

$$P_{a01} = \frac{P_v}{2\eta}\left[\frac{4}{3}\left(1 + \frac{a_{opt}}{a}\right) - 1\right] \text{ W}. \qquad (17 — 30)$$

Vastavalt valemiga 17 — 29 arvutatud P_{a01} väärtusele valitakse B_2-klassi võimendusastmesse vajalike elektronlampide tüübid.

B_2-klassi võimsusvõimendusastme arvutamiseks on tavaliselt antud või valitakse järgmised iseloomustussuurused:

$$P_v;\ k_f;\ \eta;\ f_m;\ f_k;\ N_m;\ N_k;\ L_k.$$

Võimendusastme projekteerimisel on vaja valida või arvutada elektronlambi tüüp,

$$U_{gm},\ U_{g0},\ U_{aa},\ I_{a0},\ P_{a0},\ r_1,\ L_1,\ L_\sigma \text{ ja } ü.$$

Võimendusastme projekteerimine kulgeb tavaliselt alljärgnevas järjekorras:

1. Valitakse suhe $a/a_{opt} = 2$ kuni 4 ja leitakse võimendusastme ühe õla elektronlampide maksimaalne anoodkadu valemiga 17 — 29:

$$P_{a01maks} = \frac{2P_v}{9\eta}\left(1 + \frac{a_{opt}}{a}\right)^2 \text{ W}.$$

Suhte a/a_{opt} valikul tuleb juhinduda järgmistest kaalutlustest: suhte a/a_{opt} suurendamisel suureneb ka võimendaja kasutegur, kuid samal ajal väheneb väljandvõimsus (kui anoodpinge $U_{a0} = \text{konst}$). Järelikult, kui suhte a/a_{opt} suurendamisel soovitakse saada antud väljandvõimsust, siis tuleb valida vastavalt ka kõrgem anoodpinge. Kui soovitakse projekteerida võimendajat võimalikult madala anoodpingega, siis tuleb suhe a/a_{opt} valida 1 kuni 2. Ülalpool oli juba märgitud, et juhul kui suhe $a/a_{opt} < 2$, siis võimendusastme ühe õla elektronlampide anoodkadu arvutatakse valemiga 17 — 30.

2. Valitakse elektronlamp, mille

$$P_{a0maks} \geqslant P_{a01}.$$

Kui üks elektronlamp ei rahulda antud tingimust, siis võimendaja ühte õlasse vajalik elektronlampide arv leitakse valemiga 17 — 9.

Murruline m muudetakse lähimaks suuremaks täisarvuks, kuid m ei tohi olla suurem kui kolm.

3. Arvutatakse ühe elektronlambi väljandvõimsus valemiga:

$$P_a = \frac{P_v}{2m\eta} \text{ W}, \qquad (17-31)$$

kus η on väljandtransformaatori kasutegur.

4. Arvutatakse α_{opt} valemiga 17 — 28, valides k väärtuse 2 kuni 4. Mida väiksem k, seda suurem väljandvõimsus saadakse elektronlambist, kuid ühtlasi suurenevad mittelineaarmoonutused.

Teades α_{opt} ja suhte α/α_{opt} väärtusi, leitakse α, mille järgi kontrollitakse, kas saadud α suurus rahuldab tingimusi 17 — 26 ja 17 — 27.

Kui üks või mõlemad tingimused ei ole täidetud, siis tuleb α valida vastavalt nendele tingimustele.

5. Arvutatakse elektronlambi anoodpinge algolukorras valemiga:

$$U_{a0} = 2\left(1+\frac{\alpha_{opt}}{\alpha}\right)\sqrt{P_a \alpha R_i} \text{ V}. \qquad (17-32)$$

Arvutatud U_{a0} ei tohi ületada valitud elektronlambi kohta lubatud U_{a0maks} väärtust, s. t.

$$U_{a0} \leqslant U_{a0maks}.$$

6. Kui kasutatakse vasaktrioode, siis ligikaudne võre-eelpinge absoluutväärtus arvutatakse valemiga:

$$|U_{g0}| = \frac{U_{a0}}{\mu} \text{ V}. \qquad (17-33)$$

Täpsemalt määratakse U_{g0} väärtus graafiliselt, nii nagu ülalpool on kirjeldatud (joonis 17 — 1).

Paremtrioodide kasutamisel valitakse $U_{g0} = 0$.

7. Arvutatakse tüürpinge amplituud valemiga:

$$U_{gm} = \frac{U_{a0}}{\mu}\cdot\frac{1+\alpha}{\alpha_{opt}+\alpha} \text{ V}. \qquad (17-34)$$

8. Elektronlambi $I_a - U_a$ tunnussarjale (joonis 17 — 7) joonistatakse koormussirge selliselt, et

$$I_y = \frac{2U_{a0}}{R_a} = \frac{U_{a0}}{\alpha R_i} \text{ A},$$

ning leitakse jooniselt i_{amaks} ning i_1 arvväärtused.

Vastavalt leitud suurustele arvutatakse sümmeetrilises võimendusastmes mittelineaarmoonutustegur k_{f3} valemiga:

$$k_{f3} = \frac{2i_1 - i_{amaks}}{2(i_1 + i_{amaks})}, \qquad (17-35)$$

või asümmeetriat arvestades on k_f arvutatav valemiga:

$$k_f = 0{,}5\sqrt{\left(\frac{x}{x+2}\right)^2 + \left(\frac{2i_1 - i_{amaks}}{i_1 + i_{amaks}}\right)^2}, \qquad (17-36)$$

kus x on asümmeetria tegur, mille arvväärtus tavaliselt on 0,2 kuni 0,3.

9. Arvutatakse väljandtransformaatori primaarmähise üldine aktiivtakistus:

$$r_1 = \frac{\alpha R_i(1-\eta)}{m} \Omega. \qquad (17-37)$$

10. Arvutatakse elektronlambi anood-alalisvoolu komponent valemiga 17 — 4.

11. Arvutatakse anood-toiteseadme pinge valemiga:

$$U_{aa} = U_{a0} + \frac{mr_1 I'_{a0}}{2} \text{ V}. \qquad (17-38)$$

12. Arvutatakse väljandtransformaatori primaarmähise induktiivsus:

$$L_1 = \frac{R_e}{\omega_m\sqrt{\frac{1}{N_m^2}-1}} \text{ H}, \qquad (17-39)$$

kus $R_e = \frac{4\alpha R_i}{m(1+\alpha)}$ Ω.

13. Arvutatakse väljandtransformaatori maksimaalselt lubatav puisteinduktiivsus valemiga:

$$L_\sigma = \frac{4R_i(1+\alpha)}{m\omega_k}\sqrt{\frac{1}{N_k^2}-1} \text{ H}. \qquad (17-40)$$

14. Arvutatakse väljandtransformaatori ülekandesuhe:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{mR_2}{4\alpha R_i \eta}}. \qquad (17-41)$$

Näide 17 — 2.

Arvutada B_2-klassi võimsusvõimendusaste vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele: $P_v = 45$ W; $k_f \leqslant 6{,}5\%$; $\eta = 0{,}9$; $f_m = 60$ Hz; $f_k = 8 \cdot 10^3$ Hz; $N_m = N_k = 0{,}83$ ja $R_2 = 370$ Ω.

Lahendus:

1. Valitakse suhe $\alpha/\alpha_{opt} = 4$ ja leitakse valemiga 17 — 29 võimendusastme ühe õla elektronlampide anoodkadu:

$$P_{a01} = \frac{2P_v}{9\eta}\left(1+\frac{\alpha_{opt}}{\alpha}\right)^2 = \frac{2\cdot 45}{9\cdot 0{,}9}\left(1+\frac{1}{4}\right)^2 = 17{,}3 \text{ W}.$$

2. Valitakse triood УБ-180, mille parameetrid on:

$$P_{a0maks} = 50 \text{ W}; \quad U_{a0maks} = 750 \text{ V};$$
$$i_{amaks} = 0{,}25 \text{ A}; \quad \mu = 9; \quad R_i = 1500\ \Omega.$$

Kuna valitud elektronlambi $P_{a0maks} > P_{a01}$, siis valitakse $m = 1$.

3. Ühe trioodi väljandvõimsus vastavalt valemile 17 — 10 peab olema:

$$P_a = \frac{P_v}{2m\eta} = \frac{45}{2\cdot 1\cdot 0{,}9} = 25 \text{ W}.$$

4. Arvutatakse valemiga 17 — 28 α_{opt}, valides $k = 4$:

$$\alpha_{opt} = \frac{k}{k+\mu} = \frac{4}{4+9} = 0{,}308,$$

millest

$$\alpha = 4\alpha_{opt} = 1{,}23.$$

5. Kontrollitakse α suurust vastavalt tingimustele 17 — 26 ja 17 — 27:

$$\alpha = \frac{4P_a}{i_{amaks}^2 R_i} = \frac{4\cdot 25}{0{,}25^2\cdot 1500} = 1{,}07;$$

$$\alpha = \frac{U_{a0maks}^2}{9P_{a0maks}R_i} = \frac{750^2}{9\cdot 50\cdot 1500} = 0{,}835,$$

millest selgub, et $\alpha = 1{,}23$ rahuldab.

6. Arvutatakse valemiga 17 — 32 trioodi anoodpinge algolukorras:

$$U_{a0} = 2\left(1+\frac{\alpha_{opt}}{\alpha}\right)\sqrt{P_a \alpha R_i} =$$
$$= 2(1+0{,}25)\sqrt{25\cdot 1{,}23\cdot 1500} = 540 \text{ V}.$$

7. Arvutatakse valemiga 17 — 33 võre-eelpinge absoluutväärtus:

$$|U_{g0}| = \frac{U_{a0}}{\mu} = \frac{540}{9} = 60 \text{ V}.$$

8. Arvutatakse valemiga 17 — 34 tüürpinge amplituud:

$$U_{gm} = \frac{U_{a0}}{\mu}\cdot\frac{1+\alpha}{\alpha_{opt}+\alpha} = \frac{540}{9}\cdot\frac{1+1{,}23}{0{,}308+1{,}23} = 86 \text{ V}.$$

9. Arvutatakse maksimaalne positiivne võrepinge väärtus u_{gmaks}:

$$u_{gmaks} = U_{gm} - |U_{g0}| = 86 - 60 = 26 \text{ V}.$$

10. Joonisele 17 — 7 koormussirge märkimiseks arvutatakse I_y:

$$I_y = \frac{U_{a0}}{\alpha R_i} = \frac{540}{1{,}23\cdot 1500} = 0{,}29 \text{ A}.$$

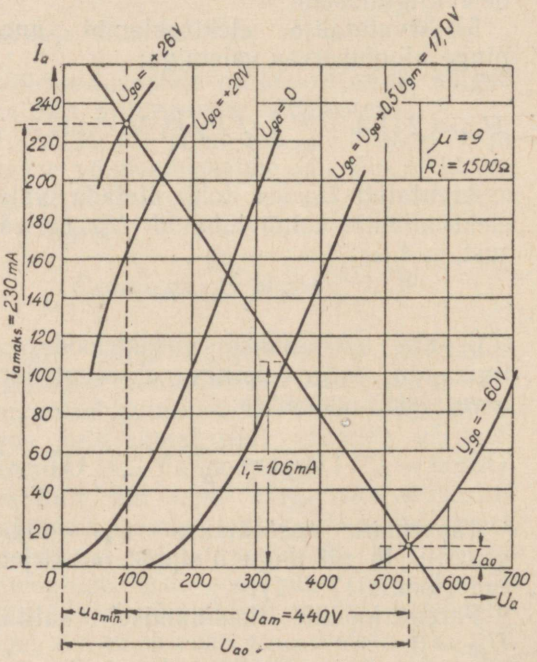
11. Jooniselt 17 — 7 leitakse järgmised arvväärtused: $U_{am} = 440$ V; $i_{amaks} = 230$ mA, $i_1 = 106$ mA, mis vastab võre-eelpingele

$$U_{ga} = U_{g0} + U_{gm}/2 = -60 + 86/2 = -17 \text{ V}.$$

12. Kontrollitakse vastavalt jooniselt 17 — 7 saadud andmetele trioodist saadava väljandvõimsuse suurust:

$$P_a = \frac{U_{am} i_{amaks}}{4} = \frac{440\cdot 230\cdot 10^{-3}}{4} = 25{,}3 \text{ W}.$$

Kuna arvutatud $P_a = 25{,}3$ ületab vajaliku $P_a = 25$ W, siis valitud töörežiim rahuldab.



Joonis 17 — 7. Trioodi УБ-180 $I_a - U_a$ tunnusjoonte sari.

13. Arvutatakse mittelineaarmoonutustegur, valides asümmeetriateguri väärtuseks $x = 0{,}25$:

$$k_f = 0{,}5\sqrt{\left(\frac{x}{x+2}\right)^2 + \left(\frac{2i_1 - i_{amaks}}{i_1 + i_{amaks}}\right)^2} =$$
$$= 0{,}5\sqrt{\left(\frac{0{,}25}{0{,}25+2}\right)^2 + \left(\frac{2\cdot 106 - 230}{106+230}\right)^2} = 0{,}062.$$

Kuna lubatud k_f oli 6,5%, siis arvutatud mittelineaarmoonutusteguri väärtus rahuldab tehnilisi tingimusi.

14. Arvutatakse väljandtransformaatori primaarmähise üldine aktiivtakistus:

$$r_1 = \frac{\alpha R_i(1-\eta)}{m} = \frac{1{,}23 \cdot 1500\,(1-0{,}9)}{1} = 185\ \Omega.$$

15. Arvutatakse valemiga 17 — 4 trioodi anoodalalisvoolu komponent:

$$I'_{a0} = \frac{i_{amaks}}{\pi} = \frac{230}{3{,}14} = 73{,}3\ \text{mA}.$$

16. Kontrollitakse trioodi anoodkadu maksimaalsel väljandvõimsusel ja ka algolukorras:

$$P'_{a0} = U_{a0} I'_{a0} - P_a = 540 \cdot 73{,}3 \cdot 10^{-3} - 25{,}3 =$$

$$= 14{,}3\ \text{W};$$

$$P_{a0} = U_{a0} I_{a0} = 540 \cdot 12 \cdot 10^{-3} = 6{,}5\ \text{W}.$$

Arvutustulemustest nähtub, et anoodkadu ei ületa elektronlambi kohta lubatavat anoodkadu, s. t. valitud tööreŽiim rahuldab.

17. Arvutatakse valemiga 17 — 38 anood-toiteseadme pinge:

$$U_{aa} = U_{a0} + \frac{m r_1 I'_{a0}}{2} = 540 +$$

$$+ \frac{1 \cdot 185 \cdot 73{,}3 \cdot 10^{-3}}{2} = 547\ \text{V}.$$

18. Arvutatakse valemiga 17 — 39 väljandtransformaatori primaarmähise üldine induktiivsus:

$$L_1 = \frac{R_e}{m\omega_m \sqrt{\frac{1}{N_m^2} - 1}} =$$

$$= \frac{4 \cdot 1500 \left(\frac{1{,}23}{1+1{,}23}\right)}{1 \cdot 2\pi \cdot 60 \sqrt{1{,}2^2 - 1}} = 13{,}3\ \text{H}.$$

19. Arvutatakse valemiga 17 — 40 väljandtransformaatori puisteinduktiivsus:

$$L_\sigma = \frac{4R_i(1+\alpha)}{m\omega_k} \sqrt{\frac{1}{N_k^2} - 1} =$$

$$= \frac{4 \cdot 1500\,(1 + 1{,}23)}{1 \cdot 2\pi \cdot 8 \cdot 10^3} \sqrt{1{,}2^2 - 1} = 0{,}176\ \text{H}.$$

20. Kontrollitakse puisteteguri arvväärtust:

$$\sigma = \frac{L_\sigma}{L_1} = \frac{0{,}176}{13{,}3} = 0{,}0132,$$

mis on praktikas saavutatav suurus.

21. Arvutatakse valemiga 17 — 41 väljandtransformaatori ülekandesuhe:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{m R_2}{4\alpha R_i \eta}} = \sqrt{\frac{1 \cdot 370}{4 \cdot 1{,}23 \cdot 1500 \cdot 0{,}9}} = \frac{1}{4{,}27}.$$

Sellega on antud võimendusastme elektriline arvutus lõpetatud.

Kirjandus: 1 ja 16.

18. peatükk.

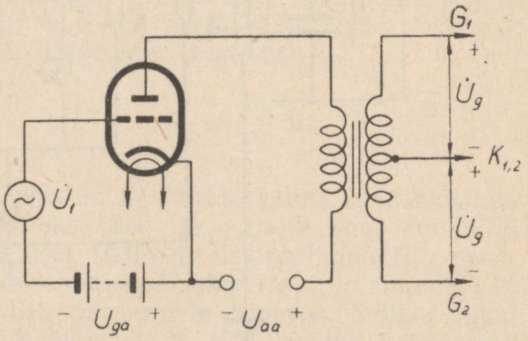
VASTASTAKT-VÕIMSUSVÕIMENDAJATE TÜÜRASTMED.

18 — 1. A- ja AB-klassi vastastakt-võimsusvõimendajate tüürastmed.

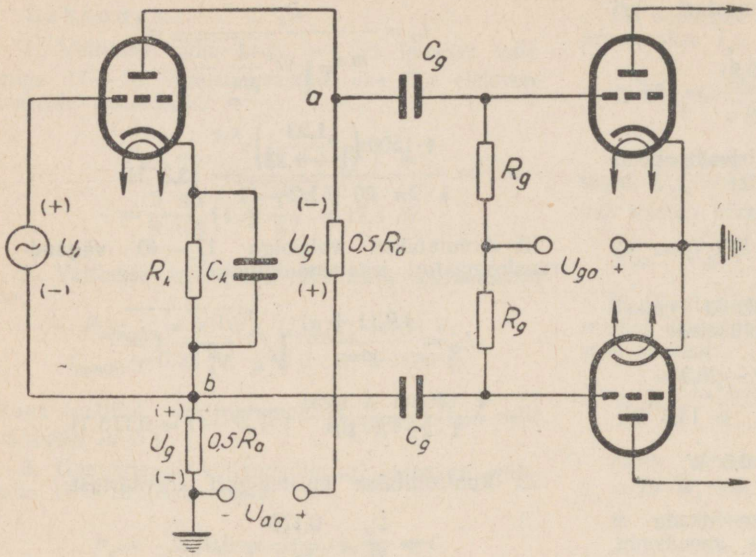
Vastastakt-võimsusvõimendaja tüürastme ülesandeks on pinge ja vajaduse korral ka võimsuse võimendamine ning vastastakt-võimendusastme elektronlampide 180° faasis nihutatult tüürimine. Selliste 180° faasis nihutatud tüürpingete saamiseks kasutatakse kas transformaatorsidestust või erilülituses takistussidestust.

Transformaatorsidestusega tüürastme põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 18 — 1.

Sellelt jooniselt nähtuva transformaatori sekundaarmähise elektriline keskpunkt ühendatakse vastastakt-võimendusastme elektronlampide katoodidega ning sekundaarmähise otsad ühendatakse üks ühe õla elektronlampide ja teine teise õla elektronlampide võredega. Sellise tüürastme puuduseks on kallis hind ja mitteühtlane võimendus laias sagedusalas.



Joonis 18 — 1. Transformaatorsidestusega tüürastme põhimõtteline skeem.



Joonis 18 — 2. Jaotatud koormusega takistussidestusega tüürastme põhimõtteline skeem.

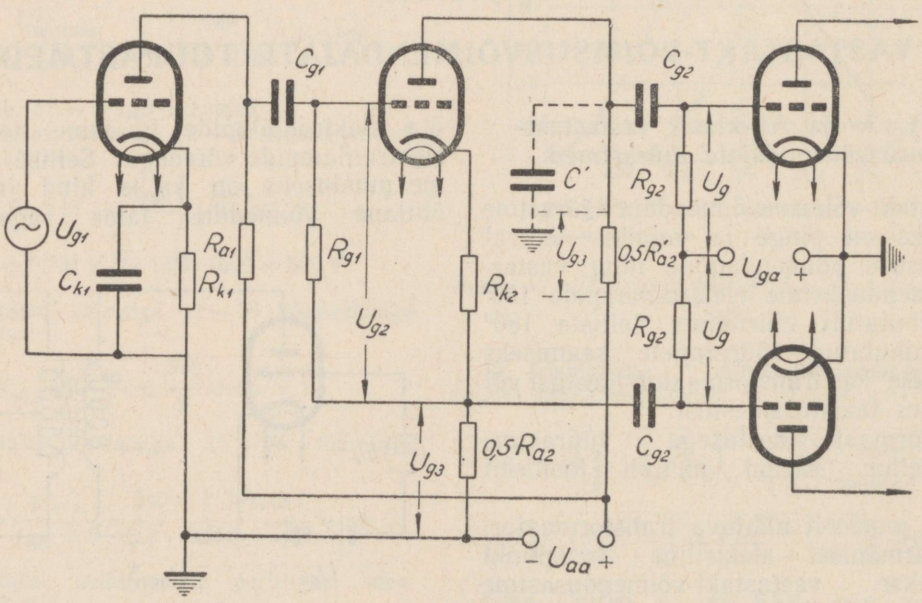
on jaotatud koormusega takistussidestusega tüüraste, mille põhimõtteline skeem on antud joonisel 18 — 2.

Selles tüürastmes saadakse 180° faasis nihutatud tüürpinged seetõttu, et anoodkoormustakistus on jagatud kaheks võrdseks osaks. Pool anoodkoormustakistust asub anood-vooluringis ning teine pool asub katoodi vooluringis. Mõlemal anoodkoormustakistusel tekib seega vahelduvpinge U_g ning need juhitakse vastastakt-võimendaja elektronlampide võredele 180° faasis nihutatult, mis nähtub ka joonisel 18 — 2. Näiteks, kui mingil hetkel on punktis *a* negatiivne pinge, siis samal hetkel on punktis *b* positiivne pinge. Jaotatud koormusega tüürastme paremuseks on selle lihtsus, s. t. faasinihutamine toimub ühe elektronlambiga.

Samuti tekivad laia sagedusala võimendamisel tunduvad faasimoonutused.

Takistussidestusega tüürastmeid nimetatakse ka f a a s i p ö ö r a j a i k s ja need on rakendatavad ainult võrevooludeta vastastakt-võimsusvõimendajate tüürimiseks. Kõige lihtsamaks faasipöörajaks

Jaotatud koormusega tüüraste on kasutatav ainult siis, kui sisendpingeallikas ei vaja maandamist, näiteks helipea. Kui aga nimetatud tüürastmele eelneb pingevõi-



Joonis 18 — 3. Vastusidestusega faasipööraja põhimõtteline skeem.

mendusaste, siis rakendatakse tüürastmeks vastusidestusega faasipööraja, mille põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 18 — 3.

Selle tüürastme erinevuseks on, et astme võimendus on ligikaudu kaks

$$K_0 = \frac{2U_{g3}}{U_{g1}} \approx 2.$$

Väike võimendus on seletatav sellega, et takisti R_{a2} katoodvooluringis asuval osal (0,5 R_{a2}) arenev vahelduvpinge on vastufaasis pingega U_1 ning selle toimel pinge U_{g1} väheneb U_{g3} võrra, järelikult:

$$\dot{U}_{g2} = \dot{U}_{g1} - \dot{U}_{g3} \text{ V}.$$

Tähtsaimaks tingimuseks tüürastmete kohta on see, et need oleksid võimendatavas sagedusalas sümmeetrilised, s. t. vastastakt-võimendaja astme elektronlampide võrepinged peavad olema 180° faasis nihutatud.

Jaotatud koormusega tüürastmed ja samuti ka vastusidestusega faasipööraja on teataval määral asümmeetrilised, sest katoodi vooluringis asuv koormustakistus on sillatud peale vastastakt-võimendusastme sisendmahtuvuse veel tüürastme elektronlambi katoodi ja maa vahelise mahtuvusega. Nimetatud tüürastmetes tuleb sümmeetria säilitamiseks anoodvooluringis asuv koormustakistus sillata lisakondensaatoriga C' (joonis 18 — 3), mille mahtuvus peab võrduma tüürastme elektronlambi katoodi ja maa vahelise mahtuvusega (tavaliselt 10 kuni 30 pF).

Peale selle on katoodi vooluringis asuva koormustakistusega R_{a2} rööbiti takistus, mis koosneb järgmistest takistustest:

$$R = R_{g1} + \frac{R_i R_{a1}}{R_i + R_{a1}} \Omega.$$

Järelikult peab anoodvooluringis asuv koormustakistus R'_{a2} võrduma

$$R'_{a2} = \frac{RR_{a2}}{R + R_{a2}} \Omega,$$

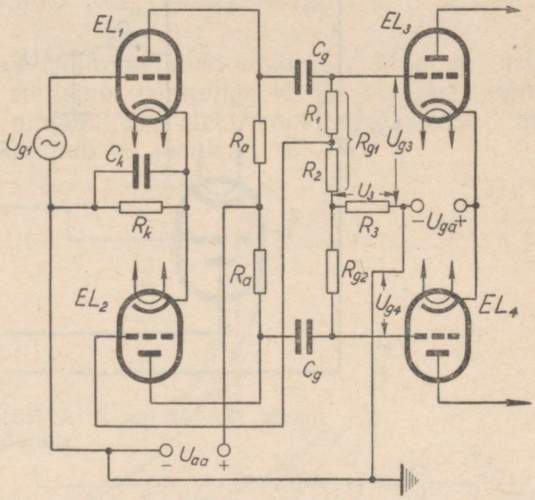
millest leitakse takisti R_{a2} takistuse arvutusvalem:

$$R_{a2} = \frac{RR'_{a2}}{R - R'_{a2}} \Omega. \qquad (18 — 1)$$

Kuna aga tavaliselt R_{g1} on 5 kuni 10 R'_{a2}, siis võib arvestada, et

$$R_{a2} \approx R'_{a2}.$$

Automaatse faasipööraja põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 18 — 4

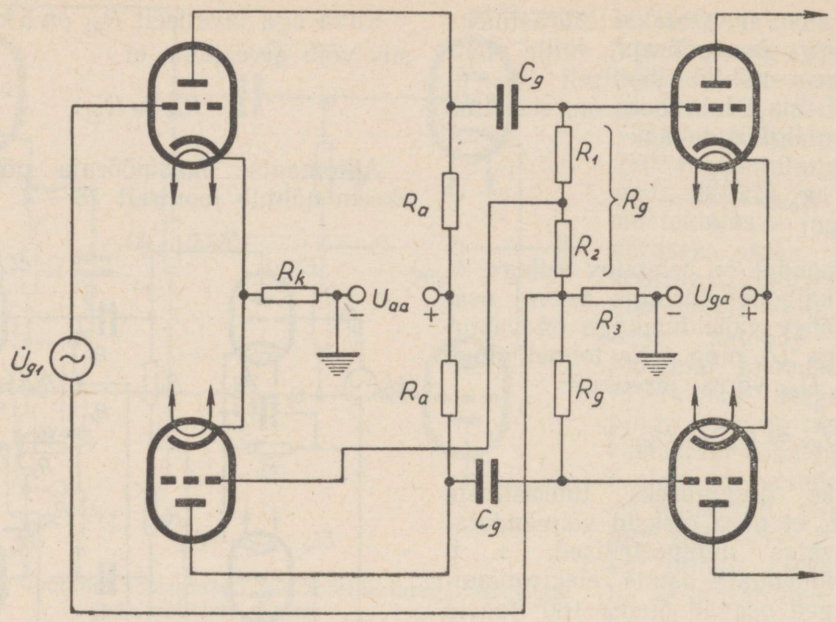


Joonis 18 — 4. Automaatse faasipööraja põhimõtteline skeem.

Selle faasipööraja töökäik on järgmine: elektronlamp EL_1 töötab tavalises takistussidestuses ning selle väljandpingega tüüritakse elektronlampi EL_3. Elektronlambi EL_2 tüürpinge saadakse takistuselt R_{g1}, mis koosneb takistustest R_1 ja R_2. Kuna elektronlambi võre ja anoodpinged on 180° faasis nihutatud, siis elektronlambi EL_2 anoodpinge, millega tüüritakse elektronlampi EL_4, on 180° faasis nihutatud EL_3 võrepingest U_{g3}. Selleks, et elektronlampide EL_3 ja EL_4 võrepinged U_{g3} ja U_{g4} absoluutväärtused oleksid võrdsed, peab täidetama tingimus:

$$R_2 = \frac{R_{g1}}{K_0} \Omega.$$

Takistus R_3 on tüürastme isetasakaalustamiseks. See on vajalik siis, kui milgi põhjusel (näiteks elektronlambi EL_2 asendamisel uuega) tekib elektronlampide EL_3 ja EL_4 tüürpingete erinevus. Sellisel juhul läbib takistust R_3 vool, mille tulemusena tekib selles pingelang U_3, mis elektronlambi EL_2 võrepinget muudab sääraselt, et

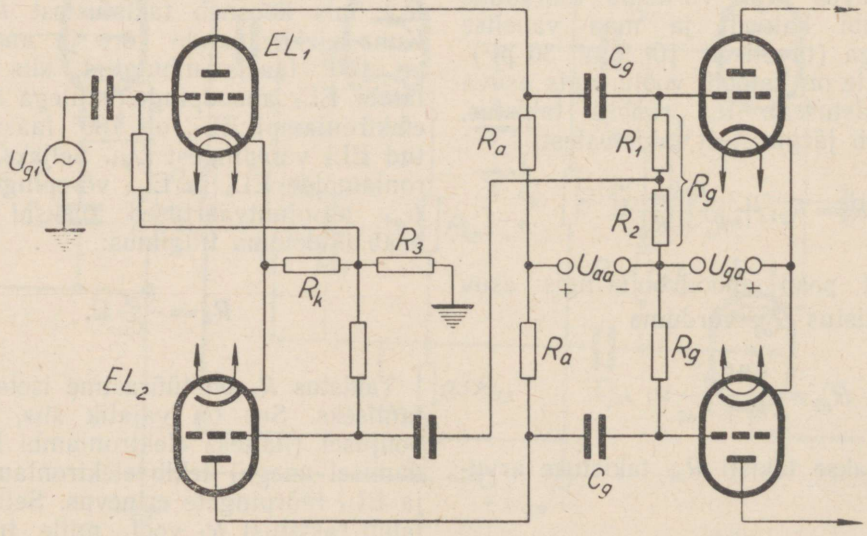


Joonis 18 — 5. Ins. A. A. Rizkini automaatse faasipööraja põhimõtteline skeem.

asümmeetria väheneb. Takistus R_3 peab olema ligikaudu võrdne takistustega R_{g1} ja R_{g2}.

Kirjeldatud automaatne faasipööraja ei ole siiski täiesti sümmeetriline, sest tasakaalustav pinge U_3 muudab ainult elektronlambi EL_2 võrepinget.

Nõukogude teadlase ins. A. A. Rizkini poolt on kasutusele võetud automaatne faasipööraja, milles tasakaalustav pinge mõjutab mõlemaid elektronlampe (joonis 18 — 5). Selle tüürastme töötamise põhimõte sarnaneb eelmise faasipööraja töökäigule.



Joonis 18 — 6. Maandatud sisendpingeallikaga isetasakaalustava faasinihutaja põhimõtteline skeem.

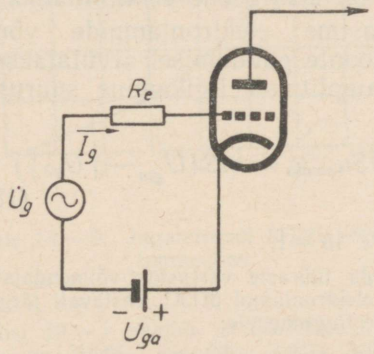
Rizkini poolt konstrueeritud tüürastmes sisendpingeallikas ei ole maandatud. Maandatud sisendpingeallikaga automaatse faasipööraja põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 18 — 6.

Selles tüürastmes tuleb arvestada asjaolu, et takistust R_3 läbib elektronlampide EL_1 ja EL_2 summaarne anoodvool, mille tulemusena selles tekib tunduv pingelang. Seetõttu R_3 takistust ei tohi valida üle 20 kuni 30 kΩ.

Kirjandus: 5 ja 15.

18 — 2. AB_2- ja B_2-klassi võimsusvõimendajate tüürastmed.

Ülalpool oli juba nimetatud, et AB_2- ja B_2-klassi võimendajates võrevoolu mõjutusel võrevooluringis arenevad tunduvad mittelineaarmoonutused. Võrevooluringis arenevad mittelineaarmoonutused seetõttu, et võrevoolu mõjutusel muutub tüürpinge kõvera kuju. Jooniselt 18 — 7 nähtub, et



Joonis 18 — 7. Võimsusvõimendaja võrevooluringi skeem.

võrevooluringis tekib sisendpingeallika sisetakistusel pingelang, mille suurus sõltub võrevoolu tugevusest ja takistusest R_e. Kuna võrevoolu tugevus sõltub elektronlambi töörežiimist ja sisendpinge amplituudist, siis on arusaadav, et võrevooluringis arenev mittelineaarmoonutus on seda väiksem, mida väiksem on R_e.

Kui sisendpingeallika elektromotoorne jõud on siinuseline, siis tüürpinge hetkväärtus on

$$u_g = U_{gm} \sin \omega t \text{ V.}$$

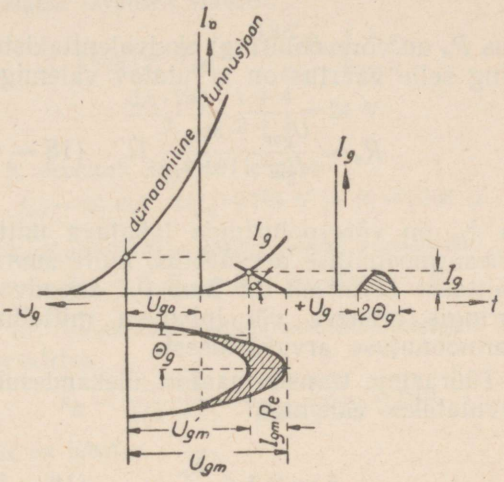
Takistusel R_e tekib pingelang $\Delta u_g = i_g R_e$ ning tüürpinge tegelik hetkväärtus on:

$$u'_g = u_g - i_g R_e \text{ V.}$$

Järelikult tegelik tüürpinge maksimaalväärtus on:

$$U'_{gm} = U_{gm} - I_{gm} R_e \text{ V.} \quad (18 - 2)$$

Ülalnimetatust võib järeldada, et elektronlambi võrepinge ei ole sarnane sisendpingeallika elektromotoorse jõuga, mis nähtub ka jooniselt 18 — 8.



Joonis 18 — 8. Elektronlambi võrepinge graafik AB_2-klassi võimendajas.

Kuna B_2- ja AB_2-klassi võimendajates elektronlampe kasutatakse vastastakt-töörežiimides, siis nendes paarisarvulisi harmoonilisi ei teki. Seetõttu mittelineaarmoonutuste suurus arvutatakse sõltuvalt paarituarvulistest harmoonilistest.

Mittelineaarmoonutuste vähendamiseks peab vähendama takistuse R_e väärtust. Takistuse R_e väärtuse vähendamiseks tuleb tüürastmes kasutada väikese sisetakistusega elektronlampe või väikest aktiivtakistust omavat transformaatorit. Tavaliselt rakendatakse tüürastmetes trioode A-klassi töörežiimis. Pentoode ja jugatetroode ei ole võimalik rakendada tüürastmes nende suure sisetakistuse ning väljandis seesugustes töötingimustes arenevate suurte mittelineaarmoonutuste tõttu. Sellisel juhul on tüürastme anoodkoormuseks tüüri-

tava astme võrering, mille takistus muutub pidevalt väga suurtes piirides ja mis on pentoodidele ja jugatetroodidele töötamiseks äärmiselt ebasoodne, kutsudes esile märgatavate mittelineaarmoonutuste tekkimist.

Elektronlambi tüübi valikul on vaja teada selle anoodalalispinge ja sisetakistus. Vastavalt nendele parameetritele valitakse elektronlambi tüüp sõltuvalt alljärgnevast suhtest:

$$\frac{U_{a0}^2}{R_i} = \frac{U'^2_{gm}}{0{,}25R_e}\left(\frac{1+2k_{f3}}{1-k_{fg}}\right)^2, \qquad (18-3)$$

kus R_e on võrevooluringi ekvivalenttakistus ning selle väärtus on arvutatav valemiga:

$$R_e = \frac{U'_{gm}}{I_{gm}} \cdot \frac{3k_{fg}}{1-k_{fg}}\ \Omega \qquad (18-4)$$

ja k_{fg} on võrevooluringis lubatava mittelineaarmoonutuse arvväärtus, mille suurus valitakse tavaliselt 0,5 kuni 0,7 anoodvooluringis areneva või lubatava mittelineaarmoonutuse arvväärtusest.

Tüürastme transformaatori ülekandesuhe arvutatakse valemiga:

$$\ddot{u} = 2\sqrt{\frac{R_e}{R_i}}. \qquad (18-5)$$

Tüürastme transformaatori sekundaarmähise sildamistakistus R_2 arvutatakse valemiga:

$$R_2 = \frac{\ddot{u}^2 \alpha R_i}{2m}\ \Omega, \qquad (18-6)$$

kus m on vastastakt-tüürastme ühes õlas rakendatud elektronlampide arv.

Kui lõppastme õlas on rööbiti m elektronlampi, siis valemisse 18 — 4, I_{gm} asemele tuleb asetada lõppastme ühe õla elektronlampide summaarne võrevoolu amplituud ΣI_{gm}.

Elektronlamp valitakse selline, et selle suhe U^2_{a0maks}/R_i oleks võrdne või suurem valemiga 18 — 3 arvutatud suhtest.

Tabelist 18 — 1 nähtuvad mõningate enamkasutatavamate trioodide U_{a0maks}, R_i, P_{a0maks} ja U^2_{a0maks}/R_i väärtused.

Tabel 18 — 1.

Tüürastmetes enamkasutatavamate trioodide U_{a0maks}, R_i, P_{a0maks} ja U^2_{a0maks}/R_i arvväärtused.

Elektronlambi tüüp	U_{a0maks} V	R_i kΩ	P_{a0maks} W	U^2_{a0maks}/R_i
6C5	250	10	2,5	6,25
УБ-240	120	14	0,6	1,0
6Н7С (ühe anoodi kohta)	300	15	11	6
УО-186	400	1,5	15	100
6Ф6С (trioodina)	350	3,0	10	40
6П3С (trioodina)	400	1,5	20	100
УБ-180	750	1,5	50	370

Sobiva elektronlambi puudumisel tuleb tüüraste projekteerida vastastakt-lülituses. Vastastakt-tüürastme arvutamiseks muutub valem 18 — 3 järgmiseks:

$$\frac{U_{a0}^2}{R_i} = \frac{2U'^2_{gm}(1+2k_{fg})^2}{0{,}25mR_e(1-k_{fg})^2}, \qquad (18-7)$$

kus m on tüürastme õlas rööbiti ühendatud elektronlampide arv. Arvutatud suhe U^2_{a0}/R_i on kehtiv ühe elektronlambi kohta.

Lõppastme elektronlampide võrevoolu tunnusjoonte puudumisel arvutatakse võrevoolu amplituudi ligikaudne suurus valemiga:

$$I_{gm} = mSu_{gmaks} = mS(U_{gm} - |U_{g0}|)\ \text{A}. \qquad (18-8)$$

Näide 18 — 1.

Arvutada tüüraste vastastakt-võimendajale, milles on 4 elektronlampi 6П3С, vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele:

$$P_v = 100\ \text{W};\ U_{g0} = -30\ \text{V};\ U'_{gm} = 40\ \text{V};$$
$$U_{g02} = 250\ \text{V};\ k_{fg} \leqslant 3\%.$$

Lahendus:

1. Jooniselt 18 — 9 leitakse 6П3С võrevoolu amplituud, milleks eelnevalt leitakse u_{gmaks} väärtus:

$$u_{gmaks} = U'_{gm} - |U_{g0}| = 40 - 30 = 10\ \text{V}.$$

Jooniselt 18 — 9 nähtub, et 10-voldilise u_{gmaks} juures on:

$$I_{gm} = 4\ \text{mA}.$$

Summaarne võrevoolu amplituud vastastakt-võimendaja õlas on järelikult:

$$\Sigma I_{gm} = mI_{gm} = 2 \cdot 4 = 8\ \text{mA}.$$

2. Valemiga 18 — 4 arvutatakse maksimaalselt lubatav R_e väärtus:

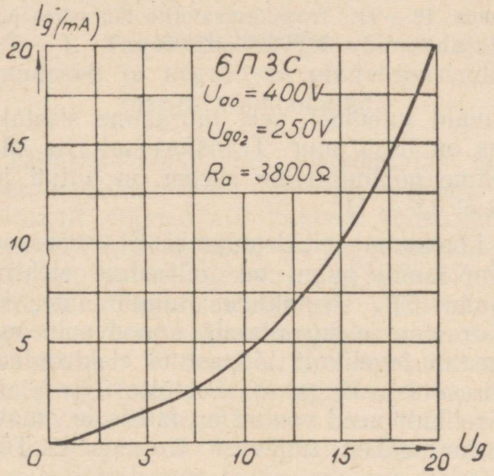
$$R_e = \frac{U'_{gm}}{\Sigma I_{gm}} \cdot \frac{3k_{fg}}{1-k_{fg}} = \frac{40}{8\cdot 10^{-3}} \cdot \frac{3\cdot 3\cdot 10^{-2}}{1-3\cdot 10^{-3}} =$$

$$= 465\ \Omega.$$

3. Arvutatakse valemiga 18 — 3 suhe U^2_{a0}/R_i

$$\frac{U^2_{a0}}{R_i} = \frac{U'^2_{gm}}{0{,}25R_e}\left(\frac{1+2k_{fg}}{1-k_{fg}}\right)^2 =$$

$$= \frac{40^2}{0{,}25\cdot 465}\left(\frac{1+2\cdot 3\cdot 10^{-2}}{1-3\cdot 10^{-2}}\right)^2 = 16{,}4.$$



Joonis 18 — 9. Jugatetroodi 6П3С võrevoolu tunnusjoon.

Tabelist 18 — 1 nähtub, et sobivamaks elektronlambiks on 6Ф6С trioodina, mille kohta suhe $U^2_{a0maks}/R_i = 40$.

Valides $U_{a0} = 250$ V on suhe

$$\frac{U^2_{a0}}{R_i} = \frac{250^2}{3\cdot 10^3} = 20{,}75,$$

mis on suurem valemiga 18 — 5 arvutatud suhtest, s. t. rahuldab.

4. Arvutatakse valemiga 18 — 5 transformaatori ülekandesuhe:

$$\ddot{u} = 2\sqrt{\frac{R_e}{R_i}} = 2\sqrt{\frac{465}{3\cdot 10^3}} = 0{,}776.$$

5. Arvutatakse valemiga 18 — 6 transformaatori sekundaarmähise sildamistakistuse arvväärtus, valides koormusteguri $a = 4$:

$$R_2 = \frac{\ddot{u}^2 a R_i}{2} = \frac{0{,}776^2\cdot 4\cdot 3\cdot 10^3}{2} = 3\,600\ \Omega.$$

Valitakse lähim standard-takisti takistusega $R_2 = 4\,000\ \Omega$.

Takistus R_2 on rööbiti ühendatud transformaatori sekundaarmähise ühele poolele, s. t. tegelikult on vaja $2\times R_2$ takistit.

6. Arvutatakse sildamistakistuses tekkiv kaovõimsus:

$$P_R = \frac{U'^2_{gm}}{R_2} = \frac{40^2}{4\cdot 10^3} = 0{,}4\ \text{W}.$$

P_R suurus peab olema ligikaudu 0,3 kuni 1% vastastakt-lõppastme väljandvõimsusest P_v.

Käesoleval juhul on P_R 0,4% P_v-st, s. t. rahuldab.

7. Arvutatakse tüürastme elektronlambi võreeelpinge U_{g0} ja võrepinge amplituud U_{gm}, mis valitakse tavaliselt võrdsed:

$$|U_{g0}| = U_{gm} = \frac{0{,}8U_{a0}}{\mu}\cdot\frac{1+\alpha}{2+\alpha} =$$

$$\frac{0{,}8\cdot 250}{7}\cdot\frac{1+4}{2+4} = 24\ \text{V}.$$

8. Jooniselt 18 — 10 leitakse:

$I_{a0} = 20$ mA; $U_{am} = 125$ V ja $R_i = 3100\ \Omega$.

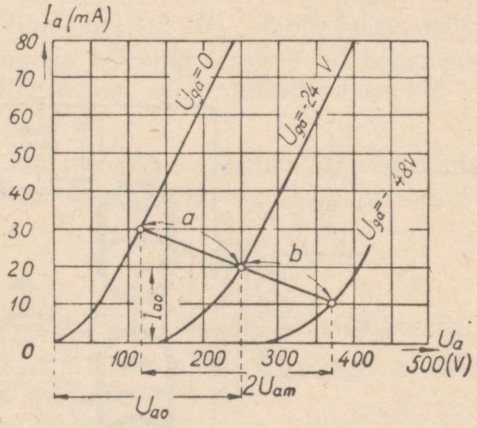
9. Kontrollitakse elektronlambi anoodkadu:

$$P_{a0} = I_{a0}U_{a0} = 20\cdot 10^{-3}\cdot 250 = 5\ \text{W}.$$

10. Arvutatakse mittelineaarmoonutusteguri k_{f2} arvväärtus:

$$k_{f2} = \frac{a-b}{2(a+b)} = \frac{14-12}{2(14+12)} = 0{,}04,$$

mis on lubatav.



Joonis 18 — 10. 6Ф6С $I_a - U_a$ tunnusjoonte sari (trioodina).

11. Arvutatakse transformaatori mähiste aktiivtakistused, valides orienteerivalt $r_1 = 0{,}1R_i$:

$$r_1 = r'_2 = 0{,}1R_i = 0{,}1\cdot 3100 = 310\ \Omega;$$

$$r_2 = \ddot{u}^2 r'_2 = 0{,}776^2\cdot 310 = 186\ \Omega.$$

12. Arvutatakse tegelik R_e arvväärtus:

$$R_e = \frac{R_2}{2} \cdot \frac{\frac{\ddot{u}^2}{4}(R_i + r_i) + \frac{r_2}{2}}{\frac{\ddot{u}^2}{4}(R_i + r_i) + \frac{r_2}{2} + \frac{R_2}{2}} =$$

$$= \frac{4 \cdot 10^3}{2} \cdot \frac{\frac{0{,}776^2}{4}(3100 + 310) + \frac{186}{2}}{\frac{0{,}776^2}{4}(3100 + 310) + \frac{186}{2} + \frac{4 \cdot 10^3}{2}} =$$

$$= 134\ \Omega,$$

millest nähtub, et tegelik R_e väärtus on tunduvalt väiksem valemiga 18 — 4 arvutatud R_e väärtusest, seetõttu võrevooluringis arenevad mittelineaarmoonutused on samuti väiksemad lubatavast suurusest, s. t. $k_{fg} < 3\%$.

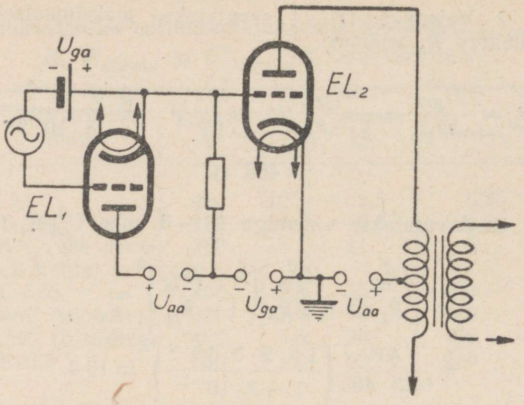
Edasine arvutuskäik on analoogiline A-klassi võimendaja väljandtransformaatori arvutusega ning seetõttu käesolevat näidet edasi ei arvutata.

Kirjandus: 5 ja 16.

18 — 3. Transformaatorita tüürastmed AB_2- ja B_2-klassi võimendajatele.

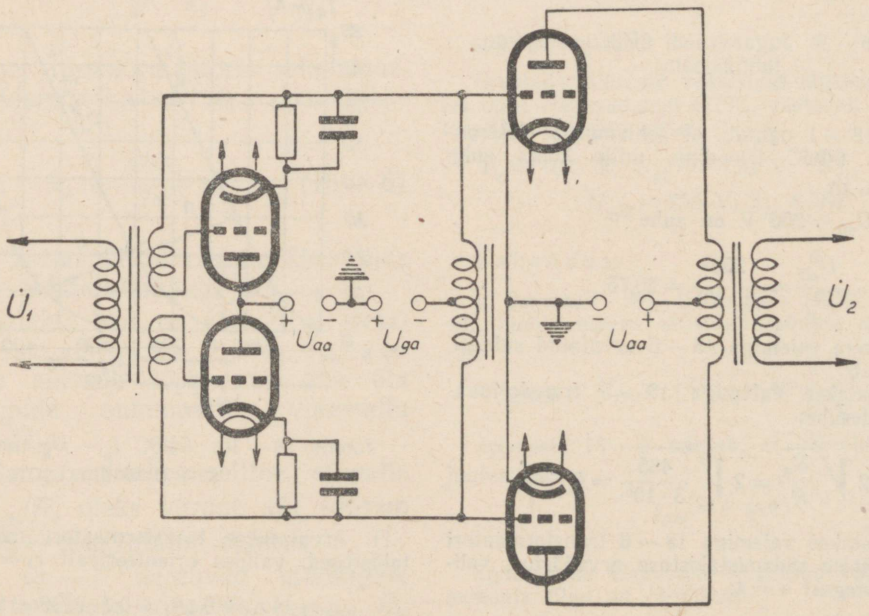
Transformaatorsidestusega tüürastmes arenevad lineaarmoonutused ka transformaatori puisteinduktiivsuse mõjutusel, seetõttu on viimastel aastatel hakatud kasutama transformaatorita tüürastmeid.

Tavaline takistussidestus ei anna rahuldavaid tulemusi, sest tüürastme sisetakistus on liiga suur. Transformaatorita tüürastme põhimõtteline skeem on antud joonisel 18 — 11.



Joonis 18 — 11. Transformaatorite tüürastme põhimõtteline skeem.

Lõppastme elektronlambi EL_2 võrevoolu amplituudi puhul on tüürastme elektronlambi EL_1 sisetakistus minimaalne, sest tüürastme elektronlambi anoodvoolu moodustab tegelikult lõppastme elektronlambi võrevool ja $Z_a \gg R_i$. Seetõttu $i_a = i_g$ ning järelikult need voolud on faasis ja omavad maksimaalset tugevust üheaegselt. Tüür-



Joonis 18 — 12. Transformaatorita tüürastme põhimõtteline skeem, vastastakt-võimendajale.

astme elektronlambi sisetakistuse vähenemine lõppastme võrevoolu amplituudi puhul vähendab võre-vooluringi mittelineaarmoonutuste arvväärtust.

Peale eelnimetatud paremuste omab transformaatorita tüüraste väga väikest faasinihet, mis on eriti tähtis negatiivse tagasisidestusega võimendajates.

Transformaatorita tüürastme põhimõtteline skeem vastastakt-võimendajale nähtub jooniselt 18 — 12.

Praktikas on transformaatorita tüürastmed kasutusel peamiselt suure väljandvõimsusega võimendajates. Nii näiteks valmistatakse traathäälingu keskuste võimendajad TÜ-500 (500 W) ja TÜ-5 (5 kW) transformaatorita tüürastmetega.

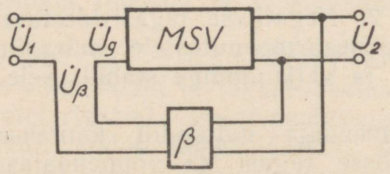
Kirjandus: 16.

19. peatükk.

TAGASISIDESTUSEGA VÕIMENDAJAD.

19 — 1. Tagasisidestusega võimendajate omadused ja negatiivse pingetagasisidestusega võimendajad.

Tagasisidestust võib võimendajas tekitada tahtlikult, kuid see võib areneda ka sõltuvalt võimendaja halvast konstruktsioonist. Viimasel juhul on tegemist kahjuliku, nn. parasiitsidestusega, millest tuleb hoiduda. Tagasisidestusega võimendajas kantakse osa väljandpinget tagasi selle sisendisse. Sõltuvalt tagasikantava väljandpinge faasist võib tagasisidestus olla positiivne või negatiivne. Positiivsel tagasisidestusel on tagasisuunatava väljandpinge ja sisendpinge vaheline faasinihe alla 90° või erijuhul on need faasis, negatiivsel tagasisidestusel on tagasi-suunatava väljandpinge ja sisendpinge vaheline faasinihe üle 90° või erijuhul on need vastufaasis. Positiivne tagasisidestus on kasutusel raadiosaatjates, raadiovastuvõtjates jne. Negatiivne tagasisidestus ehk vastusidestus on kasutusel peamiselt madalsagedusvõimendajates.



Joonis 19 — 1. Pingetagasisidestusega võimendaja lahterskeem.

Väljandpinge suunamine võimendaja sisendusele võib toimuda väga mitmel viisil. Üheks kasutatavamaks tagasisidestuse viisiks on joonisel 19 — 1 antud pingetagasisidestus.

Sellel joonisel antud lahterskeemis on võimendaja väljandilt sisendisse suunatav pinge U_β võrdeline väljandpingega U_2.

Tegur β näitab, kui suur osa väljandpingest suunatakse tagasi võimendaja sisendusele:

$$\beta = \frac{U_\beta}{U_2},$$

millest $U_\beta = \beta U_2$ V.

Kui tagasisidestuse vooluringis on reaktiivtakistus, siis U_β ei ole faasis väljandpingega U_2 ning tegur β on kompleksarv, mille moodul on tavaliselt vähem kui 1, s. t. $U_\beta < U_2$.

Joonisel 19 — 1 antud lahterskeemis on võimendaja sisendpinge komplekskujul

$$\dot{U}_g = \dot{U}_1 + \dot{U}_\beta \text{ V}.$$

Sõltuvalt $\dot{U}_1$ ja $\dot{U}_\beta$ faasidest võib võimendaja sisendpinge $\dot{U}_g$ olla $\dot{U}_1$-st kõrgem või madalam.

Kui $\dot{U}_g > \dot{U}_1$, siis võimendaja sisendisse tagasi kanduva pinge $\dot{U}_\beta$ mõjutusel võimendaja väljandpinge kõrgeneb, s. t. U_1 ja U_β vaheline faasinihe on alla 90° või erijuhul need on faasis. Sellisel juhul nimetatakse tagasisidestust positiivseks. Kui $U_g < U_1$, siis pingete U_1 ja U_β vaheline

faasinihe on üle 90° või erijuhul need on vastufaasis ning võimendaja väljandpinge väheneb, s. t. tagasisidestus on negatiivne.

Märkides tagasisidestusega võimendaja võimenduse

$$\dot{K}_\beta = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$$

ja võimendaja võimenduse tagasisidestuseta

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_g},$$

siis vastavalt ülalkirjeldatule on positiivsel tagasisidestusel

$$K_\beta > K$$

ning negatiivsel tagasisidestusel

$$K_\beta < K.$$

Asendades K_β valemisse U_1 asemele selle väärtuse

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_g - \dot{U}_\beta = \dot{U}_g - \beta\dot{U}_2 =$$

$$= \dot{U}_g\left(1 - \beta\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_g}\right) = \dot{U}_g\,(1 - \beta\dot{K})\ \ V,$$

on seda võimalik muuta järgmiseks:

$$\dot{K}_\beta = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_g(1-\beta\dot{K})} = \frac{\dot{K}}{1-\beta\dot{K}}. \qquad (19-1)$$

Korrutist βK nimetatakse tagasisidestuse näitajaks.

Positiivsel tagasisidestusel on βK positiivne, negatiivsel tagasisidestusel on βK märk negatiivne.

Positiivsel tagasisidestusel võib olla kaks erijuhust: 1) $\beta K < 1$, kuid on suurem nullist, ja 2) $\beta K = 1$.

Kui $\beta K < 1$, kuid > 0, siis vastavalt valemile 19 — 1 suureneb võimendaja võimendus. Sellist olukorda kasutatakse praktikas raadiovastuvõtjates.

Kui $\beta K = 1$, siis võimendaja võimendus vastavalt valemile 19 — 1 peaks suurenema lõpmata suureks.

Füüsikaliselt tähendab see olukorda, et ka sel juhul, kui puudub sisendpinge U_1, tekib võimendaja väljandil pinge, s. t. võimendaja muutub generaatoriks. Madalsagedusvõimendajas ei ole selline olukord milgi tingimusel lubatav, sest selline madalsagedusvõimendaja ei ole rakendatav sisendpingete moonutusteta võimendamiseks.

Võimendaja endaergutus on selgitatav järgmiselt: väljandilt tagasikantav pinge on sisendpingega faasis ning järelikult summaarne sisendpinge suureneb. Selle tulemusena suureneb ka väljandpinge ning kuna U_β on võrdeline väljandpingega, siis suureneb ka summaarne sisendpinge, seni kui tekib olukord, et

$$\beta K = 1.$$

Negatiivsel tagasisidestusel on βK väiksem kui 0, s. t. märk on negatiivne ja selle absoluutne suurus võib olla alates nullist kuni väga suurte väärtusteni.

Negatiivse tagasisidestuse paremusteks on:

1) lineaar- ja faasimoonutuste vähendamine;

2) võimenduse stabiilsuse suurendamine sõltumatult toitepinge kõrguse muutusest;

3) mittelineaarmoonutuste vähendamine;

4) võimendajas tekkivate mürapingete vähendamine;

5) elektronlampide elektriliste parameetrite muutmise võimalus.

Negatiivse tagasisidestuse ainukeseks puuduseks on võimendaja võimenduse vähenemine.

Kirjandus: 1 ja 16.

19 — 2. Negatiivse tagasisidestuse mõju mittelineaarmoonutustele, mürapingetele ja väljandpinge stabiilsusele.

Võimendaja väljandilt kantakse selle sisendisse tagasi ka võimendajas endas arenevad häirepinged ja harmoonilised, mis võimendaja sisendis tekitavad vastufaasis moonutusi ning seega kompenseerivad võimendajas arenevaid moonutusi.

On võimalik tõestada, et negatiivse tagasisidestuse puhul võimendaja väljandil väheneb häirepinge $(1 + \beta K)$ korda, s. t.

$$k_{f\beta} = \frac{k_f}{1+\beta K}. \qquad (19-2)$$

Mittelineaarmoonutuste vähendamine negatiivse tagasisidestusega võimaldab suurendada elektronlampide kasutegurit AB_1-, AB_2-, B_1- ja B_2-klassi võimendajates.

Samuti on võimalik tõestada, et negatiivse tagasisidestusega võimendaja võimenduse stabiilsus suureneb $(1+\beta K)$ korda, mis on eriti tähtis mõõtevõimendajates.

Negatiivse tagasisidestusega võimendaja väljandpinge kõrgus muutub koormustakistuse muutmisel vähem kui tavalises võimendajas. Võimendaja väljandpinge stabiliseerimiseks on eelistatav pingesidestus, sest koormustakistuse suurenemisel suureneb ka tagasikantav pinge βU_2, mis vähendab võimendust ning selliselt stabiliseerib väljandpinget.

Pentoodiga võimendajates, eriti kui need töötavad osaliselt võrevoolude piirkonnas, tekib koormustakistuse suurenemisel järsk mittelineaarmoonutuste suurenemine. Selleks, et mittelineaarmoonutused ei suureneks liiga palju, ei tohi võimendaja väljandpinge tühijooksul tõusta üle 20 kuni 30%. Järelikult tegur $\dot{U} \leqslant 1{,}2$ kuni 1,3. Valides maksimaalselt lubatava teguri $\dot{U}$, saab arvutada tagasisidestuse näitaja βK valemiga:

$$\beta K = \frac{1-\alpha(\dot{U}-1)}{(\dot{U}-1)(1+\alpha)}, \qquad (19-3)$$

kus α on koormustegur.

Kirjandus: 1 ja 16.

19 — 3. Negatiivse tagasisidestuse mõju võimendaja lineaar- ja faasimoonutustele.

Valemist 19 — 1 on näha, et võimendus sõltub võimendaja ja tagasisidestuse seadme elektrilistest iseloomustussuurustest. Järelikult andes tagasisidestust sõltuvalt sagedusest, on võimalik vähendada võimendust soovitud sagedusalas. Kuid ka juhul, kui tagasisidestus ei sõltu sagedusest, s. t. kui $\varphi_\beta = 0$, on võimalik negatiivse tagasisidestusega vähendada võimendaja lineaarmoonutusi.

Füüsikaliselt on negatiivse tagasisidestusega lineaarmoonutuste vähendamine seletatav järgmiselt: kui milgi sagedusel võimendaja võimendus K väheneb, siis samaaegselt väheneb ka tagasisidestuse pinge U_β, mille tulemusena aga summaarne sisendpinge U_g suureneb ning järelikult areneb ka sellel sagedusel võimendaja väljandil kõrgem pinge. Võimendaja võimenduse suurenemisel mingisuguses sagedusalas tekib ka kõrgem tagasisidestuse pinge U_β ning summaarne sisendpinge U_g selles sagedusalas väheneb.

Eeltoodust järeldub, et lineaarmoonutuste vähendamisega kaasaskäivalt vähendab negatiivne tagasisidestus võimendaja võimendust kõige rohkem nendel sagedustel, milledel võimendus on kõige suurem, s. t. keskmistel ja resonantssagedustel.

Faasimoonutused on teatavasti sõltuvad lineaarmoonutustest, s. t. lineaarmoonutuste vähendamisel vähenevad ka faasimoonutused.

Negatiivse tagasisidestusega üheastmelises aperioodilises võimendajas on lineaarmoonutus ja väljandpingete vaheline faasinihe arvutatavad valemitega:

$$\frac{1}{N_\beta} = \sqrt{1+\frac{1/N_l^2-1}{(1+\beta K)^2}} \qquad (19-4)$$

ja

$$t_g\varphi_\beta = \frac{t_g\varphi}{1+\beta K}. \qquad (19-5)$$

Kaheastmelises võimendajas (resonantsita), milles mõlemate astmete sagedusalad on võrdsed, on lineaarmoonutused ja faasinihe arvutatavad valemitega:

$$\frac{1}{N_\beta} = \frac{\sqrt{(1/N_l-\beta K)^2+4\beta K}}{1+\beta K} \qquad (19-6)$$

ja

$$t_g\varphi_\beta = \frac{t_g\varphi\,(2-1/N_l)}{\beta K+2-1/N_l}. \qquad (19-7)$$

Kaheastmelises võimendajas on tagasisidestuse mõjul võimalik võimenduse suurenemine. Füüsikaliselt on see nähtus seletatav sellega, et mõnedel sagedustel faasinihe φ muutub nii suureks, et tagasisidestus muutub positiivseks, s. t. U_β ja U_1 on faasis ning summaarne sisendpinge U_g muutub suuremaks kui U_1.

Võimenduse tõus saadakse siis, kui $\beta K > 1$.

Maksimaalne võimenduse tõus saadakse sagedusel, mille juures on täidetud tingimus

$$\frac{1}{N_l} = \beta K.$$

Võimenduse K_β maksimaalne ja lineaarmoonutuste N_β minimaalne väärtus leitakse valemitega:

$$\frac{1}{N_{\beta min}} = \frac{2\sqrt{\beta K}}{1+\beta K}, \qquad (19-8)$$

$$K_{\beta maks} = \frac{K}{2\sqrt{\beta K}}. \qquad (19-9)$$

Üheastmelises negatiivse tagasisidestusega võimendajas võimenduse tõusu ühelgi juhul ei teki.

Kirjandus: 1 ja 16.

19 — 4. Tagasisidestusega võimendajate endaergutus.

Ülalpool oli juba nimetatud, et häirepingete ja moonutuste vähendamine toimub võimendajates ainult negatiivse tagasisidestusega. Praktikas on aga ideaalset negatiivset tagasisidestust võimalik saavutada ainult ühel sagedusel, s. t. mille juures U_β ja U_1 on 180° faasis nihutatud. Kõigil teistel sagedustel on aga faasinihe 180°-st erinev ning sellega ühtlasi muutub tagasisidestuse iseloom sõltuvalt faasinihkest.

Keskmistel sagedustel on faasinihked väikesed, kuid mitmeastmelistes võimendajates võivad madalatel ja kõrgetel sagedustel faasinihked muutuda 180° ja rohkem. Kui võimendaja sagedusalas tagasisidestuse pinge faasinihe muutub 180°, siis negatiivne tagasisidestus muutub positiivseks tagasisidestuseks. Sellisel juhul sõltuvalt βK väärtusest võib võimendajas sellel sagedusel tekkida endaergutus. Võimendajas areneb teatavasti endaergutus, kui $\beta K = 1$.

Võimendaja võimendus ja tagasisidestuse näitaja βK tavaliselt vähenevad sageduse lähenemisel võimendaja sagedusala piirsagedusele. Juhul, kui teataval sagedusel, millel $\varphi = 180°$, korrutis $\beta K < 1$, siis võimendajas endaergutust ei teki. Endaergutuse tekkimise võimalus on seda suurem, mida suurem on tagasisidestuse ulatus, s. t. mida rohkem võimendusastmeid on haaratud tagasisidestuse vooluringiga ja mida suurem on korrutis βK.

Lubatav βK väärtus sõltub tagasisidestuse ulatusest.

Praktikas rakendatavad βK väärtused on: kaheastmelisel tagasisidestuse ulatusel

$$\beta K \leqslant 4 \text{ kuni } 5 \text{ ja}$$

kolmeastmelisel tagasisidestuse ulatusel

$$\beta K \leqslant 2 \text{ kuni } 3.$$

Üle kolmeastmelist tagasisidestuse ulatust ei ole soovitav kasutada, sest võimendaja töötamine muutub labiilseks.

Kui siiski on vaja veel ulatuslikumat tagasisidestust saavutada, siis rakendatakse tavaliselt mitmekordseid tagasisidestuse viise. Kahekordse tagasisidestuse lahterskeem on antud joonisel 19 — 2.

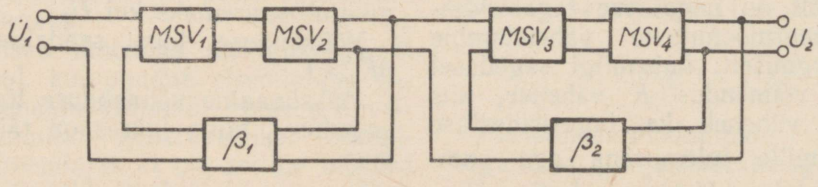
Sellise mitmekordse tagasisidestuse üksiku grupi kohta on kehtivad kõik eelantud valemid ja kirjeldused.

Kirjandus: 1.

19 — 5. Voolutagasisidestusega võimendajad.

Madalsagedusvõimendajates rakendatakse mõnikord ka voolutagasisidestust, mis erineb ülalkirjeldatud pingetagasisidestusest. Voolutagasisidestusega võimendaja lahterskeem nähtub jooniselt 19 — 3.

Voolutagasisidestusega võimendajas on koormustakistusele Z_2 lülitatud järjestikku tagasisidestuse takistus R_β, millel tekkiv pingelang U_β antakse tagasi võimendaja sisendusele. Kuna tagasisidestuse pinge U_β sõltub koormusvoolu tugevusest, siis järe-



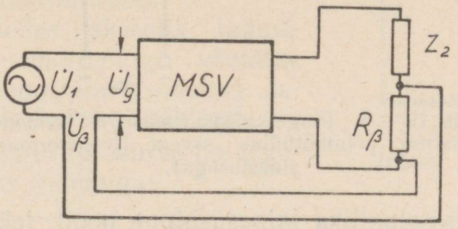
Joonis 19 — 2. Kahekordse tagasisidestuse lahterskeem.

likult koormustakistuse muutus mõjutab tagasisidestuse suurust.

Tegur β on komplekskujul arvutatav valemiga:

$$\dot{\beta} = \frac{R_\beta}{R_\beta + Z_2}. \qquad (19-10)$$

Tavaliselt on koormustakistus sõltuv sagedusest ja järelikult muutub vastavalt



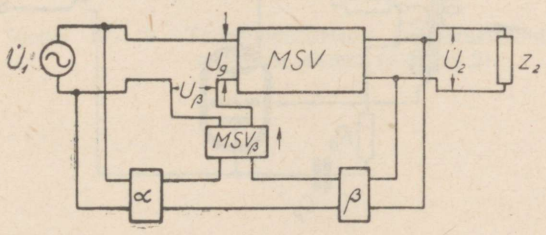
Joonis 19 — 3. Voolutagasisidestusega võimendaja lahterskeem.

ka tagasisidestuse suurus, mille tulemusena lineaarmoonutused mitte ainult ei vähene, vaid võivad suureneda. Eeltoodust sõltuvalt ei ole voolutagasisidestus praktikas kuigi palju kasutusel või rakendatakse koos pingetagasisidestusega.

Kirjandus: 16.

19 — 6. Diferentsiaal-tagasisidestusega võimendajad.

Ülalnimetatud tagasisidestusviiside puuduseks on võimenduse vähenemine võrdeliselt tagasisidestuse suurenemisega. Selle puuduse ärastamiseks rakendas nõukogude raadioeriteadlane G. S. Tsõkin esimesena diferentsiaal-tagasisidestust. Diferentsiaal-tagasisidestusega võimendaja lahterskeem on toodud joonisel 19 — 4.



Joonis 19 — 4. Diferentsiaal-tagasisidestusega võimendaja lahterskeem.

Diferentsiaal-tagasisidestusega võimendajas antakse väljandilt vastufaasis sisendile tagasi ainult häirepinged ja moonutusi tekitavad harmoonilised. Võimendatavat signaalpinget aga väljandilt tagasi sisendile ei kanta ja seetõttu astme võimendus ei vähene. Jooniselt 19 — 4 nähtuvad neliklemmid α ja β valitakse nii, et nende väljandpingete $\dot{U}_\alpha$ ja $\dot{U}_\beta$ amplituudid võimendatavas sagedusalas on võrdsed.

Pinged U_α ja U_β erinevad üksteisest ainult häirepingete ja moonutusi tekitavate harmooniliste suhtes. Need pinged suunatakse vastufaasis tagasisidestuse võimendajasse, milles signaalpinge tasakaalustatakse, kuid häirepingete ja moonutusi tekitavate harmooniliste summaarne pinge $\dot{U}_\alpha + \dot{U}_\beta$ võimendatakse.

Võimendatud pinge $\dot{U}_\alpha + \dot{U}_\beta$ antakse vastufaasis tagasi võimendaja sisendile. Selliselt tekitatakse diferentsiaal-tagasisidestusega võimendajas tagasisidestus ainult häirepingete ja moonutusi tekitavate harmooniliste vähendamiseks, kuna võimendatavale signaalpingele tagasisidestust ei tekitata.

Diferentsiaal-tagasisidestuse puuduseks on väikese võimsusega lisavõimendaja vajadus. Selles tagasisidestuse võimendajas tekivad aga omakorda faasinihked sõltuvalt sagedusest ning selle tulemusena tagasisidestuse mõju mõningal määral väheneb, mis ongi selle tagasisidestuse meetodi leviku peamiseks tõkestajaks.

Kirjandus: 16.

19 — 7. Praktikas kasutatavad tagasisidestusega võimendajate skeemid.

Joonistel 19 — 5 ja 19 — 6 on antud kaks praktikas kasutatavat tagasisidestusega lõppastme põhimõttelist skeemi.

Lülitused on mõlemad samaväärsed. Erinevuseks on ainult eelmise võimendusastme sidestusviis, esimesel transformaatorsidestus ja teisel takistussidestus.

Joonisel 19 — 5 antud skeemis on:

$$\beta = \frac{R_1}{R_\beta},$$

kus $R_\beta = R_1 + R_2\ \Omega$.

Joonisel 19 — 6 antud skeemis on:

$$\beta = \frac{R_2}{R_\beta} \cdot \frac{R_i'}{R_i' + R_g},$$

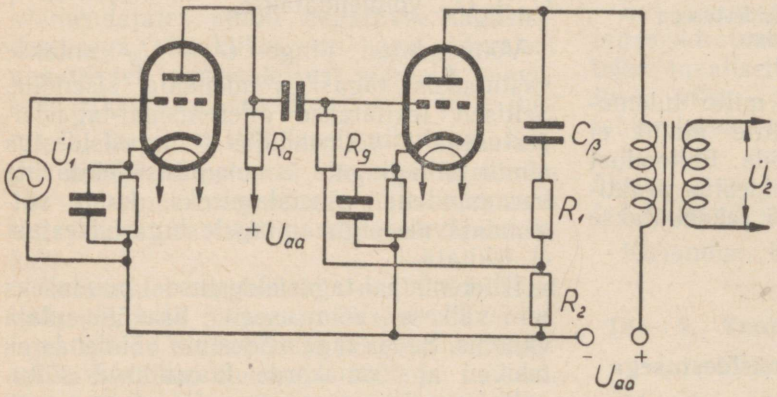
kus

$$R_i' = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}\ \Omega,$$

$$R_\beta = R_1 + R_2\ \Omega.$$

Mõlemas skeemis nähtuv kondensaator C_β on alalisvoolu tõkestamiseks ning selle mahtuvus peab olema nii suur, et mahtuvustakistus võimendatavas sagedusalas oleks väiksem kui R_β, s. t.

$$\frac{1}{\omega_m C_\beta} \ll R_\beta.$$



Joonis 19 — 6. Pingetagasisidestusega võimendaja lõppastme põhimõtteline skeem (takistussidestusega).

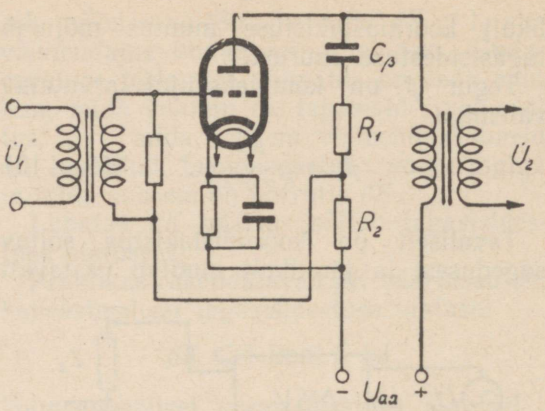
Praktikas arvutatakse C_β mahtuvus tavaliselt valemiga:

$$C_\beta \geqslant \frac{3}{\omega_m R_\beta}\ F.$$

Takistuse R_β minimaalne suurus määratakse sõltuvalt selles tekkivast võimsuskaost. Soovitav on, et R_β võimsuskaod ei ületaks 5% võimendaja väljandvõimsusest. Selleks on vaja R_β suurus arvutada valemiga:

$$R_\beta \geqslant 20 R_a.$$

Joonistel 19 — 5 ja 19 — 6 antud skeemidel on toitevooluallikas tagasisidestuse vooluringist välja jäetud ning seetõttu



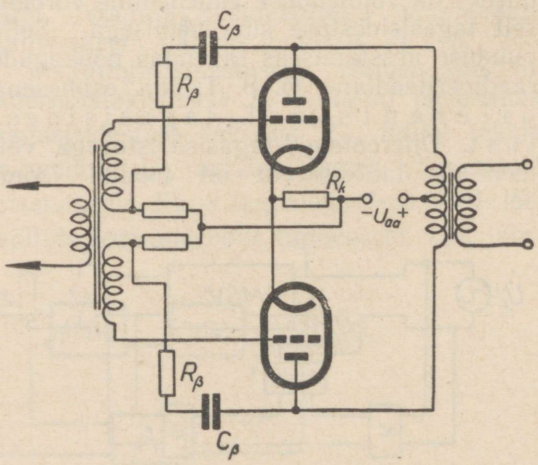
Joonis 19 — 5. Pingetagasisidestusega võimendaja lõppastme põhimõtteline skeem (transformaatorsidestusega).

toitevooluallika lainesuspinge poolt tekitatud häirepinget ei vähendata.

Joonisel 19 — 7 nähtub pingetagasisidestusega vastastakt-lõppastme skeem.

Selles skeemis on suurused β, R_β ja C_β arvutatavad samade valemitega, mis on antud jooniselt 19 — 5 nähtuva skeemi samade suuruste arvutamiseks.

Eelantud skeemidel on tagasisidestuse ulatus üheastmeline ja need skeemid on heade tulemustega kasutatavad siis, kui lõppaste töötab võrevooludeta



Joonis 19 — 7. Pingetagasisidestusega vastastakt-lõppastme põhimõtteline skeem.

ning eelastmes arenevad moonutused on väikesed.

Kui võimendaja lõppaste töötab võrevooludega, siis tuleb tagasisidestust rakendada kahe astme ulatuses. Selline skeem nähtub jooniselt 19 — 8, milles eelaste on ühe elektronlambiga ja lõppaste vastastakt-lülituses.

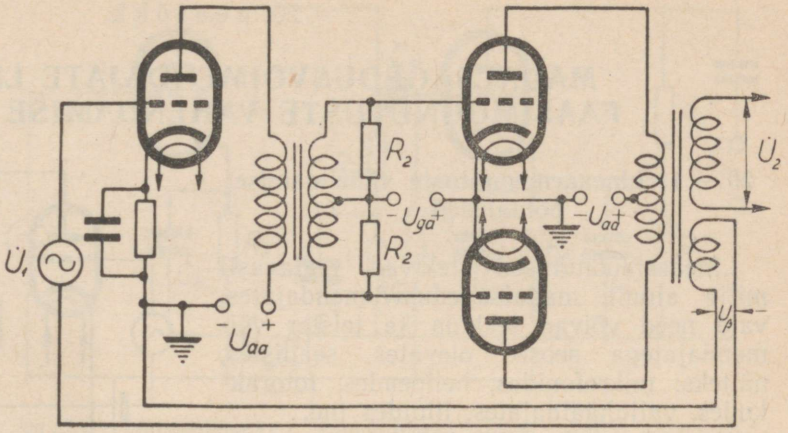
Selles skeemis tagasisidestuse pinge võetakse väljandtransformaatori tagasisidestuse mähisest.

Teguri β suurus on arvutatav valemiga:

$$\beta = \frac{w_\beta}{w_1},$$

kus w_β on tagasisidestuse mähise keerdude arv ja w_1 — väljandtransformaatori primaarmähise üldine keerdude arv.

Häid tulemusi annab ka tagasisidestusviis, mis nähtub jooniselt 19 — 9.



Joonis 19 — 8. Tagasisidestusega vastastakt-võimendaja põhimõtteline skeem (variant 1).

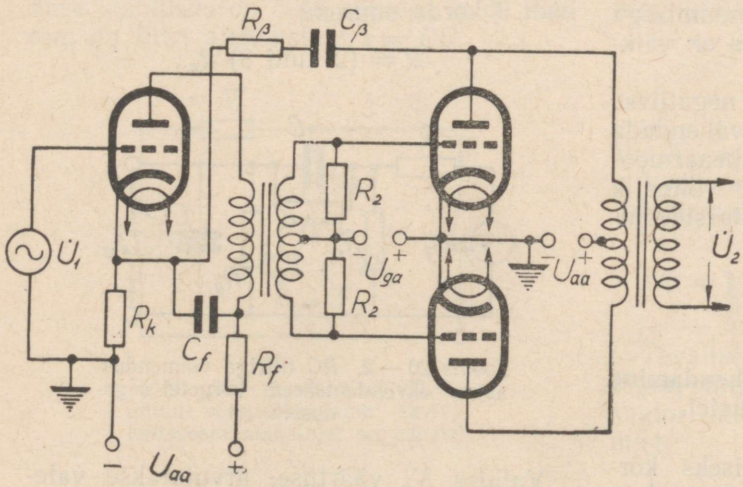
Selles skeemis ei ole väljandtransformaatorile vaja erimähist, vaid tagasisidestus võetakse ühelt lõppastme elektronlambi anoodilt ja nimelt sellelt, mille pinge on vastufaasis eelmise astme elektronlambi sisendpingega. Seda saab kindlaks teha kõige lihtsamini katseliselt (võimenduse vähenemine).

Teguri β suurus leitakse valemiga:

$$\beta = \frac{R_k}{R_\beta},$$

milles R_k on eelmise võimendusastme elektronlambi katoodtakistus. Suurused R_β ja C_β arvutatakse samadel kaalutlustel, mis on antud eelmiste skeemide samade suuruste arvutamiseks.

Analoogiliselt kahele viimasele skeemile on võimalik anda tagasisidestust ka vastastakt-eelastmele.



Joonis 19 — 9. Tagasisidestusega vastastakt-võimendaja põhimõtteline skeem (variant 2).

Kirjandus: 1 ja 16.

20. peatükk.

MADALSAGEDUSVÕIMENDAJATE LINEAAR- JA FAASIMOONUTUSTE VÄHENDAMISE VÕIMALUSI.

20 — 1. Lineaarmoonutuste vähendamise põhialused.

Lineaarmoonutused tekivad teatavasti mitte ainult madalsagedusvõimendajates, vaid need võivad tekkida ka teistes võimendajatega seoses olevates seadistes, näiteks: mikrofonides, helipeades, fotorakkudes, valjuhääldajates, liinides jne.

Lineaarmoonutuste vähendamist võib eeltoodu põhjal jaotada kahte rühma:

1) väljaspool madalsagedusvõimendajat tekkivate lineaarmoonutuste vähendamine ja

2) madalsagedusvõimendajates tekkivate lineaarmoonutuste vähendamine.

Lineaarmoonutuste vähendamiseks tuleb võimendajas kunstlikult vähendada võimendust nendel sagedustel, milledel võimendus on suurem. Kuid mõnel juhul on lineaarmoonutusi võimalik vähendada ka võimendaja võimenduse suurendamisega nendel sagedustel, kus võimendus on väiksem.

Eespool oli juba nimetatud, et negatiivse tagasisidestusega on võimalik vähendada lineaarmoonutusi. Samuti on lineaarmoonutusi madalatel sagedustel võimalik vähendada takistus-transformaatorsidestusega võimendajas.

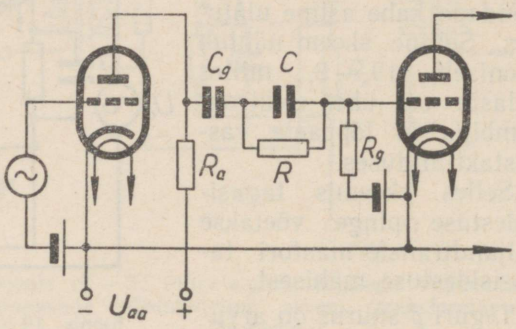
Kirjandus: 5.

20 — 2. Lineaarmoonutuste vähendamine *RC* filtriga kõrgetel sagedustel.

Lineaarmoonutuste vähendamiseks kõrgetel sagedustel ühendatakse võimendaja võrevooluringi *RC* filter (joonis 20 — 1).

Selle *RC* filtri impedants väheneb sageduse suurenemisel ning järelikult pinge takistil R_g kõrgeneb. Jooniselt 20 — 2 nähtub *RC* filtriga võimendusastme ekvivalentskeem kõrgetel sagedustel.

Vastavalt sellele ekvivalentskeemile on lineaarmoonutustegur kõrgetel sagedustel arvutatav valemiga:



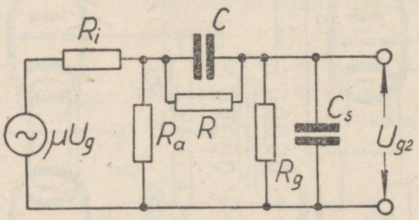
Joonis 20 — 1. *RC* filtriga võimendusastme põhimõtteline skeem.

$$N_k = \sqrt{\frac{1+(\omega_k C R)^2}{1+(\omega_k R_e)^2 (C+C_s)^2}}, \qquad (20-1)$$

kus $R_e = \frac{RR_g}{R+R_g}$.

Tavaliselt R_g takistus valitakse 50 kuni 200 kΩ ja R takistus valitakse sellest 2 kuni 3 korda suurem:

$$R = (2 \text{ kuni } 3)\, R_g.$$



Joonis 20 — 2. *RC* filtriga võimendusastme ekvivalentskeem kõrgetel sagedustel.

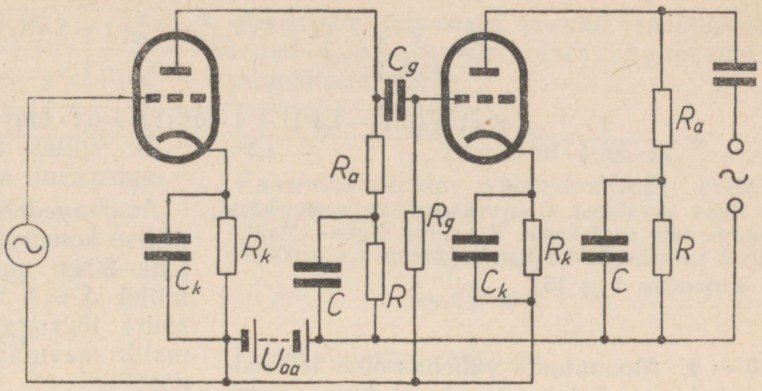
Valides N_k väärtuse, arvutatakse valemist 20 — 1 C mahtuvus.

Kirjandus: 16.

20 — 3. Lineaar- ja faasimoonutuste vähendamine madalatel sagedustel.

Madalatel sagedustel on võimalik lineaarmoonutusi vähendada anoodvooluringi ühendatud *RC* filtriga (joonis 20 — 3).

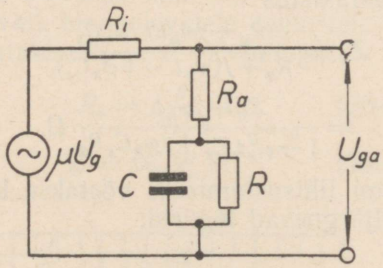
RC filtriga anoodkoormustakistus suureneb sageduse vähenemisega. Mida suurem valida filtri takistus *R*, seda rohkem vähenevad lineaarmoonutused, kuid sellega ühtlasi tuleb kõrgendada toiteseadme pinget. Selle skeemi ainukeseks puuduseks ongi asjaolu, et filtertakistuses *R* tekib alalispingelang, mida tuleb kompenseerida toiteseadme pinge kõrgendamisega. Anoodvooluringi *RC* filtri paremusteks on:



20 — 3. Pingevõimendaja põhimõtteline skeem, milles madalatel sagedustel lineaarmoonutusi vähendatakse anoodvooluringi ühendatud *RC* filtriga.

1) *RC* filter anoodvooluringis tekitab madalatel sagedustel negatiivse faasinihkenurga, kuna samal ajal võrekondensaatoril ja võretakistil tekib positiivne faasinihkenurk. Järelikult *RC* filtriga on võimalik vähendada madalatel sagedustel faasimoonutusi.

2) *RC* filter anoodvooluringis on eraldusfiltriks, s. t. suurendab võimendaja töötamise stabiilsust. Võimendaja töötamise stabiilsus on seda suurem, mida suurem on filtri ajakonstant $\tau = RC$.



Joonis 20 — 4. Joonisel 20 — 3 antud võimendusastme ekvivalentskeem madalatel sagedustel.

3) *RC* filter anoodvooluringis vähendab toiteseadme lainesuspinget.

Kui valida R_g ja C_g selliselt, et need praktiliselt kasutatavas sagedusalas tunduvaid lineaarmoonutusi ei tekita, siis joonisel 20 — 3 antud võimendusastme ekvivalentskeem madalatel sagedustel muutub selliseks, nagu nähtub jooniselt 20 — 4.

Võretakistus R_g valitakse 0,5 kuni 1 MΩ ning arvutatakse C_g valemiga:

$$C_g = \frac{1}{\omega_m R_g \sqrt{1/N_m^2 - 1}} \text{ F},$$

kus N_m arvväärtus valitakse 0,98 kuni 0,99.

Vastavalt ekvivalentskeemile 20 — 4 on lineaarmoonutustegur arvutatav valemiga:

$$N_m = \sqrt{\frac{(1 + R/R_a)^2 + (\omega_m CR)^2}{[1 + R/(R_i + R_a)]^2 + (\omega_m CR)^2}}.$$

Tavaliselt on antud lineaarmoonutustegur, ning arvutada on vaja filtri kondensaatori mahtuvus *C*, mis leitakse N_m valemist:

$$C = \frac{1}{\omega_m R} \sqrt{\frac{(1 + R/R_a)^2 - N_m^2 [1 + R/(R_i + R_a)]^2}{N_m^2 - 1}} \text{ F}. \qquad (20 - 2)$$

Näide 20 — 1.

Arvutatakse takistussidestusega võimendusastme anoodvooluringi filtri lülituselementide elektrilised iseloomustussuurused, kui on teada võimendusastme kohta alljärgnevad andmed: $R_i = 10^6$ Ω, $R_a = 0{,}1 \cdot 10^6$ Ω ning sagedusel 50 Hz on vajalik võimenduse suurenemine 1,3 korda.

Lahendus.

1. Valitakse filtritakistus *R* orienteerivalt $0{,}5\,R_a$ ja arvutatakse valemiga 20 — 2 mahtuvuse *C* väärtus:

$$C = \frac{1}{\omega_m R}\sqrt{\frac{(1+R/R_a)^2 - N_m^2[1+R/(R_i+R_a)]^2}{N_m^2-1}} =$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 5 \cdot 10^4}\sqrt{\frac{(1+0{,}5)^2 - 1{,}3^2[1+5\cdot 10^4/(10^6+0{,}1\cdot 10^6)]^2}{1{,}3^2-1}} = 0{,}485 \cdot 10^{-7} = 48\,500 \text{ pF}.$$

Kuna arvutatud C arvväärtus on vastuvõetav suurus, siis on takistus R valitud õigesti. Mahtuvus C valitakse lähim standardsuurus, s. t. 50 000 pF.

Kirjandus: 1 ja 15.

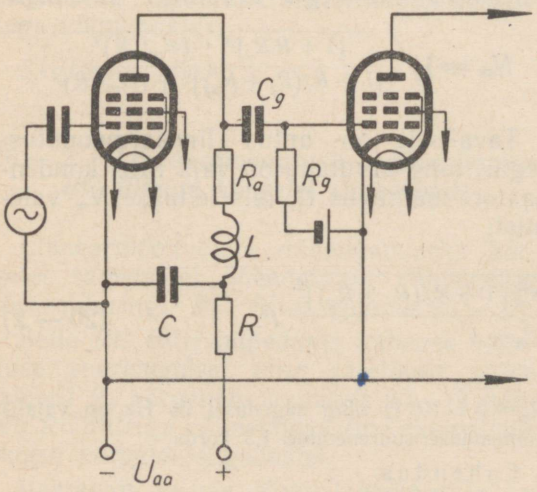
20 — 4. Moonutuste vähendamine televisiooni ja raadiolokatsiooni seadmete avarsagedusvõimendajates.

Kaasaegne televisiooni ja raadiolokatsiooni tehnika kiire areng esitab järjest suuremaid nõudeid võimendajate moonutuste vähesuse suhtes. Avarsagedusvõimendajates ei tohi esineda lineaar- ja faasimoonutusi. Avarsagedusvõimendajates teoreetilise arvutuse pioneeriks on nõukogude raadioeriteadlane G. V. Braude.

Televisiooni ja raadiolokatsiooni avarsagedusvõimendajate sagedusala on väga suur, ulatudes 0 kuni $6 \cdot 10^6$ Hz.

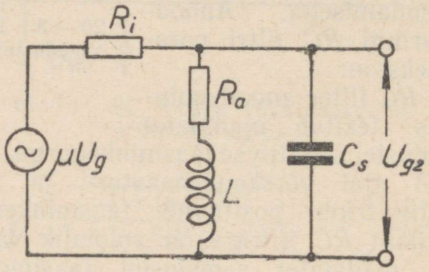
Suure sagedusala võimendamiseks on võimalik kasutada ainult takistussidestusega võimendajat, milles moonutuste vähendamiseks rakendatakse sageduskorrektsiooni filtreid.

Avarsagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem on antud joonisel 20 — 5.



Joonis 20 — 5. Avarsagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem.

Avarsagedusvõimendajates kasutatakse erilise konstruktsiooniga pentoode, millede tõus S on suur, näiteks 6Ж4 ehk 6П9, millel $S = 8$ kuni 10 mA/V, sest ainult suure tõusuga elektronlampidega on võimalik saavutada rahuldavat astmevõimendust.



Joonis 20 — 6. Avarsagedusvõimendusastme ekvivalentskeem kõrgetel sagedustel.

Võimendusastme ekvivalentskeem kõrgetel sagedustel nähtub jooniselt 20 — 6.

Vastavalt ekvivalentskeemile on anoodkoormustakistus

$$Z_a = \frac{(R_a + j\omega_k L)/j\omega_k C_s}{R_a + j(\omega_k L - 1/\omega_k C_s)} =$$

$$= \frac{R_a + j\omega_k L}{1 - \omega_k^2 L C_s + j\omega_k C_s R_a}\ \Omega.$$

Valemi lihtsustamiseks võetakse kasutusele alljärgnevad tegurid:

$$x = \frac{L}{C_s R_a^2};$$

$$p = \omega_k C_s R_a.$$

Asetades Z_a valemisse x ja p saadakse

$$Z_a = \frac{R_a(1+jxp)}{(1-xp^2)+jp}\ \Omega.$$

Suure võimendusteguriga elektronlampide kasutamisel on

$$\dot{K} = SZ_a.$$

Järelikult astme võimendus kõrgetel sagedustel on:

$$K_k = SZ_a = SR_a\sqrt{\frac{1+(xp)^2}{(1-xp^2)^2+p^2}}$$

ning faasinihkenurga tangens on

$$\operatorname{tg}\varphi_k = \frac{xp - p/(1-xp^2)}{1 + xp^2/(1-xp^2)} = xp - x^2p^3 - p.$$

Keskmistel sagedustel on astme võimendus $K_0 = SR_a$ ja seega on lineaarmoonutustegur arvutatav valemiga:

$$N_k = \frac{K_k}{K_0} = \sqrt{\frac{1 + (xp)^2}{(1-xp^2)^2 + p^2}}, \quad (20-3)$$

kus $x = L/C_sR_a^2$ ja $p = \omega_k C_s R_a$.

Jooniselt 20 — 7 nähtuvad N_k tunnusjooned sõltuvalt teguritest x ja p ning joonisel 20 — 8 on antud faasinihkenurk sõltuvalt teguritest x ja p.

Joonistelt 20 — 7 ja 20 — 8 on näha, et lineaarmoonutused on kõige väiksemad siis, kui $x = 0{,}41$, ning faasimoonutused on kõige väiksemad, kui $x = 0{,}32$.

Jooniselt 20 — 7 nähtub, et juhul kui $x = 0{,}41$, lineaarmoonutusi ei teki kuni kõrgeima sageduseni f_k, mille juures $p = 1$.

Sellest tingimusest saab arvutada sagedusala ülemise piirisageduse f_k

$$f_k = \frac{1}{2\pi C_s R_a} \text{ Hz}.$$

Avarsagedusvõimendajate arvutamisel valitakse $x = 0{,}35$ kuni $0{,}4$.

Vastavalt teadaolevatele teguritele x ja p arvutatakse R_a ja L valemitega:

$$R_a = \frac{p}{\omega_k C_s}\ \Omega; \quad (20-4)$$

$$L = xC_sR_a^2\ \text{H}. \quad (20-5)$$

Madalatel sagedustel peavad faasinihkenurgad φ_g ja φ_a olema võrdsed ning omama vastupidiseid märke

$$\varphi_g = -\varphi_a.$$

Faasimoonutuste vähendamiseks peab täidetama tingimused

$$\tau_g = \tau_a,$$

$$\omega_m CR \gg 1.$$

τ_g arvutatakse valemiga:

$$\tau_g = \frac{1}{\omega_m \sqrt{1/N_m^2 - 1}}\ \text{sek}, \quad (21-6)$$

kus N_m valitakse 0,98 kuni 0,99.

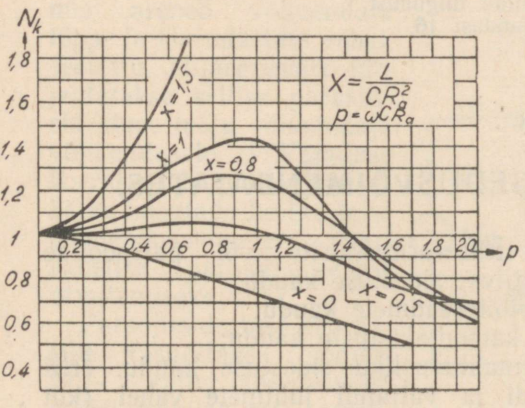
Anoodvooluringi filtri takistuse suurus peab vastama tingimusele:

$$R \geqslant \frac{3}{\omega_m C}.$$

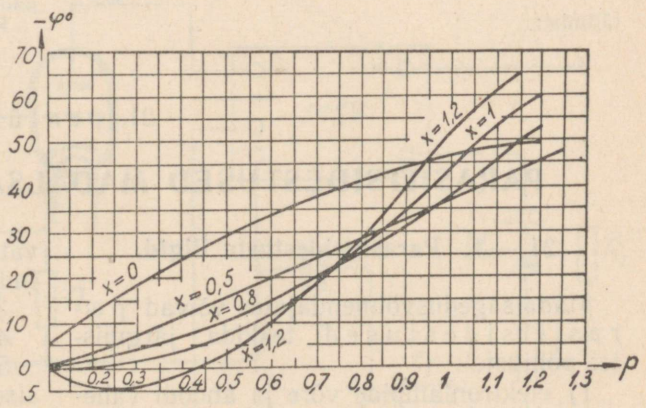
Faasimoonutuste üheaegsel vähendamisel madalatel ja kõrgetel sagedustel saavutatakse selline olukord, et madalatel sagedustel teatavas sagedusalas faasinihkenurk on võrdne nulliga. Seetõttu avarsagedusvõimendaja faasikarakteristik on ligikaudu sirge ning läbib koordinaatide algpunkti.

Näide 20 — 2.

Arvutada raadiolokatsiooni võimendusaste sagedusalaga 100 kuni $2 \cdot 10^6$ Hz, milles rakendatakse elektronlamp 6Ж4 alljärgnevate põhiliste iseloomustussuurustega: $S = 9$ mA/V, $R_i = 10^6\ \Omega$, $C_d = 11$ pF, maksimaalselt lubatavad



Joonis 20 — 7. Lineaarmoonutustegur N_k sõltuvalt teguritest x ja p.



Joonis 20 — 8. Faasinihkenurk sõltuvalt teguritest x ja p.

lineaarmoonutused $N_m = +1{,}6$ dB ja $N_k = -1$ dB.

Lahendus.

1. Arvutatakse valemiga 20 — 4 takistus R_a, milleks valitakse tegur $p = 1$ ja $C_s = C_d + C_l = 20$ pF:

$$R_a = \frac{p}{2\pi f_k C_s} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 3980\ \Omega.$$

2. Arvutatakse valemiga 20 — 5 induktiivsus L, milleks valitakse tegur $x = 0{,}4$:

$$L = xC_sR_a^2 = 0{,}4 \cdot 20 \cdot 10^{-12} \cdot 3980^2 = 127 \cdot 10^{-6} = 127\ \mu\text{H}.$$

3. Arvutatakse valemiga 20 — 3 lineaarmoonutuse N_k arvväärtus:

$$N_k = \sqrt{\frac{1 + (xp)^2}{(1 - xp^2)^2 + p^2}} = \sqrt{\frac{1 + 0{,}4^2}{(1 - 0{,}4)^2 + 1^2}} = 0{,}923,$$

mis vastab nõrgenemisele — 0,7 dB ja seega rahuldab.

4. Arvutatakse astme võimendus K_k:

$$K_k = SR_a \sqrt{\frac{1 + (xp)^2}{(1 - xp^2)^2 + p^2}} = 9 \cdot 10^{-3} \cdot 3980 \sqrt{\frac{1 + 0{,}4^2}{(1 - 0{,}4)^2 + 1^2}} = 33.$$

5. Arvutatakse valemiga 20 — 2 anoodvooluringi filtri mahtuvus C, milleks orienteerivalt valitakse filtritakistus $R = 0{,}5\,R_a$ ja $N_m = 1{,}2$, mis vastab võimenduse tugevnemisele + 1,6 dB:

$$C = \frac{1}{\omega_m R} \sqrt{\frac{(1 + R/R_a)^2 - N_m^2[1 + R/(R_i + R_a)]^2}{N_m^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 1990} \sqrt{\frac{1{,}5^2 - 1{,}2^2[1 + 1990/(10^6 + 3980)]^2}{1{,}2^2 - 1}} = 1{,}09 \cdot 10^{-6} = 1{,}09\ \mu F.$$

Valitakse lähim standardsuurus 1 μF.

6. Kontrollitakse, kas on täidetud tingimus

$$R \geqslant \frac{3}{\omega_m C};$$

$$\frac{3}{\omega_m C} = \frac{3}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = 4770\ \Omega.$$

Kuna antud tingimus ei ole täidetud, siis valitakse katseks filtritakistus $10^4\ \Omega$ ja korratakse C arvutust.

$$C = \frac{1}{\pi \cdot 100 \cdot 10^4} \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{10^4}{3980}\right)^2 - 1{,}2^2\left(1 + \frac{10^4}{10^6 + 3980}\right)^2}{1{,}2^2 - 1}} = 0{,}788 \cdot 10^{-6} = 0{,}788\ \mu\text{F}.$$

Valitakse lähim standardmahtuvus 0,8 μF.

7. Kontrollitakse jällegi tingimuse $R \geqslant \frac{3}{\omega_m C}$ täitmist:

$$\frac{3}{2\pi \cdot 100 \cdot 0{,}8 \cdot 10^6} = 6000\ \Omega.$$

Järelikult seekord valitud R = 10 000 Ω rahuldab antud tingimust.

Kirjandus: 16.

21. peatükk.

PARASIITSIDESTUSED MADALSAGEDUSVÕIMENDAJATES.

21 — 1. Parasiitsidestuste liigid.

Madalsagedusvõimendajates võivad parasiitsidestused tekkida järgmistel põhjustel:

1) elektronlampide võre ja anoodi vahelise mahtuvuse C_{ga} ning lülituse mahtuvuse kaudu;

2) erinevates võimendaja astmetes asuvate transformaatorite või paispoolide induktiivse sidestuse kaudu;

3) toiteseadmete kaudu;

4) katoodtakistuste kaudu;

5) mahtuvusliku sidestuse kaudu, eriti sisendi ja väljandi juhtmete vahel (kui need on varjestamata).

Elektronlambi võre ja anoodi vahelise mahtuvuse kaudu tekkiv parasiitsidestus

madalsagedusvõimendajates on tavaliselt nii väike, et selle mõjutusel võimendajas endaergutust ei arene.

Transformaatorite ja paispoolide induktiivsed sidestused puisteväljade kaudu tuleb kõrvaldada nende ratsionaalse asetusega võimendajas ning varjestamisega.

Kõige ohtlikumad on toiteseadme kaudu arenevad parasiitsidestused, mis omakorda jagunevad kahte liiki:

1) parasiitsidestused anoodtoiteseadme kaudu ja

2) parasiitsidestused võre-eelpingeseadme kaudu.

Mitmeastmelistes madalsagedusvõimendajates saavad elektronlambid tavaliselt toite ühisest toiteseadmest. Selliseks toiteseadmeks võib olla kuivelementidest koostatud patarei, akumulaatorpatarei või alaldaja. Iga toiteseade omab sisetakistust, millel peale alalispingelangu tekib ka võimendatava vahelduvpinge lang. See vahelduvpingelang, mis peamiselt tekib võimendaja lõppastme elektronlambi anoodvahelduvvoolu toimel, muudab kõikide eelmiste võimendusastmete elektronlampide anoodpingete kõrgust. Sõltuvalt toiteseadme sisetakistusel Z_s areneva vahelduvpingelangu ja eelmiste võimendusastmete elektronlampide anoodvahelduvpingete vahelistest faasinihetest, areneb võimendajas parasiitsidestus, mis võib olla negatiivne või positiivne.

Parasiitsidestuse üldine analüüs on võrdlemisi keeruline. Praktikas on kõige ohtlikum parasiitsidestus, mis areneb võimendaja lõpp- ja sisendastme vahel, seetõttu alljärgnevalt kirjeldatakse sellise parasiitsidestuse mõju võimendaja võimendusele. Vajaduse korral võib seda arvutuskäiku kasutada ka iga teise võimendusastmete paari vahelise parasiitsidestuse arvutamiseks.

Parasiitsidestuse analüüsiks kasutatakse joonisel 21 — 1 antud lahterskeemi, millel astmete arvu arvestatakse lõppastmest alates.

Sellel joonisel on toiteseadme sisetakistus vahelduvvoolule tähistatud Z_s-iga, millel lõppastme elektronlambi anoodvahelduvvoolu I_a toimel tekib pingelang $\dot{U}_t$:

$$\dot{U}_t = \dot{I}_a Z_s = \dot{U}_a Z_s / Z_a \text{ V}.$$

Vastavalt joonisel 21 — 1 antud skeemile võimendaja n-astme elektronlambi anoodvahelduvpinge, juhul kui $Z_s \ll Z_a$, on arvutatav valemiga:

$$\dot{U}_{an} = \dot{U}_t - (\dot{U}_{gn} S_n + \frac{\dot{U}_{an}}{R_{in}}) Z_{an} \text{ V}.$$

Arvestades, et

$$\dot{U}_{an} \dot{K} = \dot{U}_a \quad \text{ehk} \quad \dot{U}_{an} = \frac{\dot{U}_a}{\dot{K}},$$

milles $\dot{K}$ on võimendaja võimendus n-astme anoodvooluringist kuni lõppastme koormustakistuseni Z_a, muutub $\dot{U}_{an}$ valem järgmiseks:

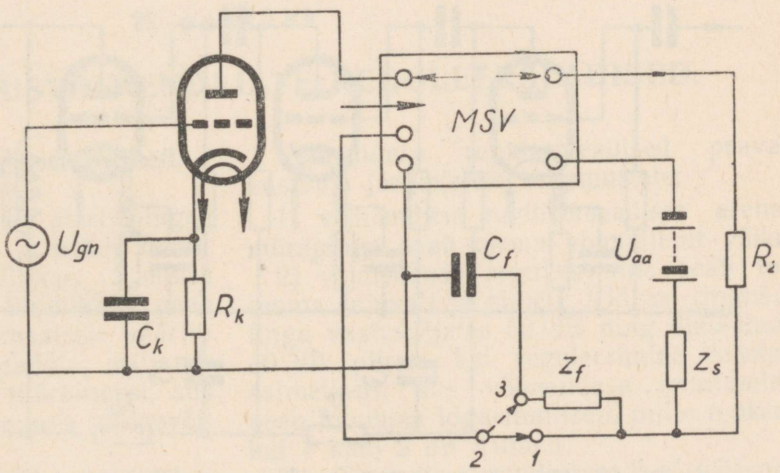
$$\dot{U}_{an} = \frac{\dot{U}_a}{\dot{K}} = \frac{Z_s \dot{U}_a}{Z_a} - \left(\dot{U}_{gn} S_n + \frac{\dot{U}_a}{\dot{K} R_{in}} \right) Z_{an}.$$

Sellest avaldusest leitakse võimendaja üldine võimendus parasiitsidestuse mõjutusel:

$$\dot{K}_n = \frac{\dot{U}_a}{\dot{U}_{gn}} = \frac{K_{0n}}{1 - Z_s \dot{K} / Z_a (1 + Z_{an}/R_{in})}, \qquad (22 - 1)$$

kus K_{0n} on võimendaja võimendus, juhul kui $Z_s = 0$,

$$K_{0n} = \frac{\mu_n Z_{an} \dot{K}}{R_{in} + Z_{an}}.$$



Joonis 21 — 1. Võimendaja lahterskeem parasiitsidestuse analüüsiks.

Valemi 21 — 1 nimetajas avaldus $Z_s\dot{K}/Z_a(1 + Z_a/R_{in})$ ongi parasiitsidestuse mõju näitaja. Selle avalduse väärtus võib olla positiivne või negatiivne. Kui selle avalduse reaalosa võrdub ühega seesugusel sagedusel, mille juures kaob selle avalduse imaginaarosa, siis sellel sagedusel tekib võimendaja endaergutus. Sellises olukorras võimendaja ei ole praktiliselt kasutatav võimendajana, sest see hakkab töötama generaatorina.

Kirjandus: 5 ja 16.

21 — 2. Eraldusfiltrite arvutamise juhiseid.

Mitmeastmelises madalsagedusvõimendajas arenevate parasiitsidestuste vähendamiseks kasutatakse võimendusastmete eraldusfiltreid.

Eraldusfilter koosneb elektronlambi anoodvooluringi ühendatud Z_fC_f filtrist, mis vähendab vahelduvpingelangu U_t kõrgust võimendaja n-astmes. Joonisel 21 — 1 nähtub eraldusfilter koosnevana takistusest Z_f ja kondensaatorist C_f. Eraldusfiltri ühendamiseks on joonisel 21 — 1 näidatud lülitiga vaja ühendada kontaktid 2 ja 3.

Tähistades eraldusfiltri nõrgendustegurit tähisega D, mis tegelikult näitab, mitu korda väheneb pinge U_t, muutub valem 21 — 1 järgmiseks:

$$\dot{K}_n = \frac{\dot{U}_a}{\dot{U}_{gn}} = \frac{K_{0n}}{1 - Z_s\dot{K}\dot{D}/Z_a(1 + Z_{an}/R_{in})} \qquad (21 - 2)$$

Nõrgendusteguri D suurus tingimusel, et madalamal võimendataval sagedusel $1/\omega C_f \ll Z_f$, on arvutatav valemiga:

$$\dot{D} = j\frac{1}{\omega C_f Z_f}. \qquad (21 - 3)$$

Eraldusfilter töötab hästi ainult juhul, kui filtri kondensaatori mahtuvustakistus $1/\omega C_f$ on tunduvalt väiksem takistusest Z_f. Kui on teada takistus Z_s, siis C_f ja Z_f väärtused valitakse nii, et avaldus

$$Z_s\dot{K}\dot{D}/Z_a(1 + Z_{an}/R_{in})$$

kõikidel võimendatavatel sagedustel oleks väiksem ühest. Samuti peab $1/\omega C_f$ olema tunduvalt väiksem n-astme elektronlambi väljandtakistusest.

Kui Z_s ei ole teada, kuid on teada, et Z_s on tunduvalt väiksem Z_a-st, siis eraldusfiltri arvutamisel lähtutakse D suuruse valikul tingimusest:

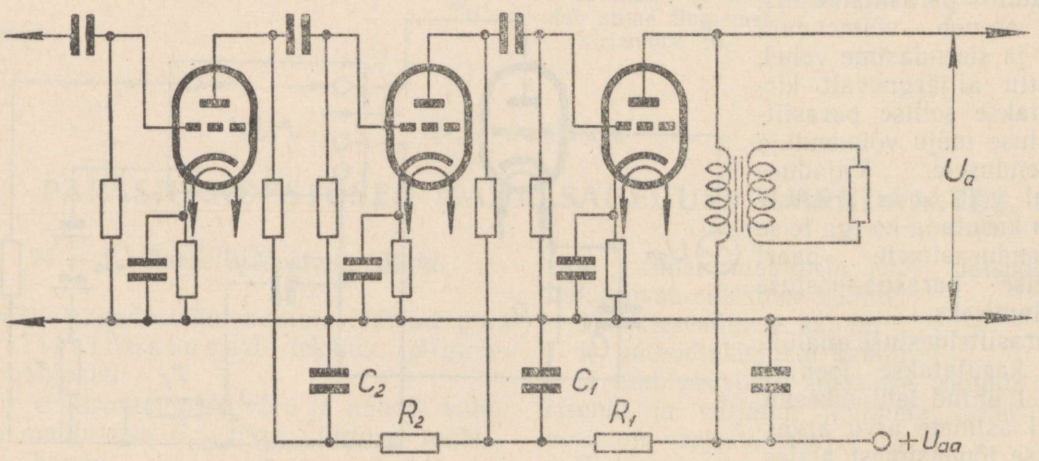
$$\dot{D} = \frac{1}{\dot{K}}. \qquad (21 - 4)$$

Veel parema nõrgendusteguri saavutamiseks kasutatakse võimendajates tihti kahte järjestikku ühendatud eraldusfiltrit, nii nagu on näha jooniselt 21 — 2.

Kahe järjestikku ühendatud eraldusfiltri nõrgendustegur ühe filtri kohta on arvutatav valemiga:

$$D = \frac{R_1R_2}{\omega^2C_1C_2}. \qquad (21 - 5)$$

Sellest nähtub, et kahe järjestikku ühendatud eraldusfiltri nõrgendustegur mitme-



Joonis 21 — 2. Kolmeastmelise takistussidestusega võimendaja põhimõtteline skeem, milles järjestikku ühendatud kaks eraldusfiltrit.

astmelises võimendajas on tunduvalt suurem kui ühe eraldusfiltri nõrgendustegur kaheastmelises võimendajas.

Peale parasiitsidestuse vähendamise vähendab eraldusfilter toiteseadme lainesuspinget. Nii näiteks vähendab eraldusfilter, milles $1/\omega C_f$ on 0,1 R_f, lainesuspinget 20 dB.

Peatükis 20 on juba kirjeldatud, et eraldusfiltri elementide õigel valikul on sellega madalatel sagedustel võimalik vähendada ka võimendaja lineaarmoonutusi.

Kirjandus: 5.

21 — 3. Parasiitsidestused katoodtakistuste kaudu.

Võimendajates, milledes elektronlampide võre-eelpinged tekitatakse katoodtakistustega, tekivad parasiitsidestused. Seda põhjustab katoodtakistusel R_k arenev vahelduvpingelang, mis on võrepingega vastufaasis. Seetõttu väheneb astme võimendus tunduvalt. Katoodtakistusel areneva vahelduvpingelangu vähendamiseks ühendatakse katoodtakistusele rööbiti kondensaator, mille mahtuvustakistus peab olema tunduvalt väiksem katoodtakistusest. Praktikas valitakse katoodtakistusega rööbiti ühendatava kondensaatori mahtuvus nii suur, et selle mahtuvustakistus madalatel sagedustel oleks vähemalt 5 korda väiksem katoodtakistusest ning sellest tingimusest sõltuvalt arvutatakse katoodkondensaatori C_k mahtuvus:

$$C_k = \frac{5}{\omega_m R_k} \text{ F.}$$

Kui on teada katoodtakistusel lubatav lineaarmoonutus madalatel sagedustel, siis arvutatakse C_k minimaalne mahtuvus valemiga:

$$C_k = \frac{1}{\omega_m R_k} \sqrt{\frac{\left[1 + \frac{R_k(\mu+1)}{R_i + R_a}\right]^2 - 1/N_m^2}{1/N_m^2 - 1}} \text{ F.} \qquad (21-6)$$

Kui igal võimendusastmel on omaette katoodtakisti, siis tekib igas astmes tegelikult ainult negatiivne tagasisidestus, mida võidakse tahtlikult kasutada moonutuste vähendamiseks. Negatiivse tagasisidestuse lähem kirjeldus leidub peatükis 19.

Võimendajates, kus kasutatakse mitmele astmele ühist pingejagajat-katoodtakistit, on astmevaheliste parasiitsidestuste arenemine võimalik ning sellistes võimendajates tuleb pingejagaja sillata küllaldase mahtuvusega kondensaatoritega.

Kirjandus: 1 ja 5.

22. peatükk.

MADALSAGEDUSVÕIMENDAJATE REGULEERSEADISED.

22 — 1. Võimenduse reguleerseadised.

Madalsagedusvõimendajate sisendpinged võivad olla väga erinevad ja nende muutmine on sageli väga tülikas. Seetõttu madalsagedusvõimendaja tundlikkus peab vastama sisendpinge minimaalsele väärtusele. Kuna võimsusvõimendaja väljandvõimsus sõltub teatavasti tüürpingest, siis praktikas tekib vajadus muuta pingevõimendaja võimendust.

Pingevõimendaja võimendust muudetakse võimenduse reguleerseadiste abil.

Võimenduse reguleerseadised peavad vastama järgmistele tingimustele:

1) võimenduse reguleerseadises arenev mürapinge peab olema võimalikult väike;

2) võimenduse reguleerimine peab toimuma sujuvalt ja nimelt: I klassi ringhäälingu vastuvõtjates 50 dB ning ülejäänuis 40 dB piires; kui reguleerimine teostub astmeliselt, siis võimenduse muutumine peab toimuma logaritmiliselt, mitte rohkem kui 1 kuni 2 dB astmelt;

3) võimenduse reguleerseadise väljandimpedants peab jääma püsivaks kogu regu-

leeritavuse ulatuses, sest vastasel korral on lineaarmoonutused vältimatud;

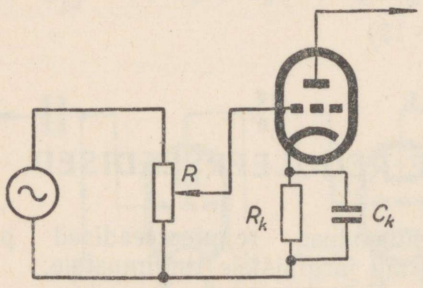
4) võimenduse regulaator ei tohi rikkuda liini sümmeetriat juhul, kui see on lülitatud liinile.

Esimese tingimuse täitmiseks peaks võimenduse reguleerseadise asetama võimendaja viimastesse astmetesse, sest seal on võimendatava pinge amplituudid suured ning võimenduse reguleerseadises arenevad mürapinged on nendega suhteliselt väikesed. Võimendaja viimastesse astmetesse ei ole aga võimalik võimendusregulaatorit asetada seetõttu, et siis pingevõimendaja esimeste astmete tüürpinged sageli muutuvad liiga kõrgeks ja põhjustavad tunduvaid mittelineaarmoonutusi.

Pingevõimendaja esimeste astmete ülekoormuse vältimiseks paigutatakse võimenduse reguleerseadis praktikas pingevõimendaja esimesse või teise astmesse. Mürapingete vähendamiseks võimenduse reguleerseadis varjestatakse.

Võimenduse reguleerimise sügavuseks nimetatakse võimenduse reguleerseadise väljandklemmidel saadava maksimaalse ja minimaalse pinge suhet. Tavaliselt kasutatakse võimenduse reguleerimise sügavuse väljendamiseks logaritmilisi ühikuid, detsibelle või nepreid.

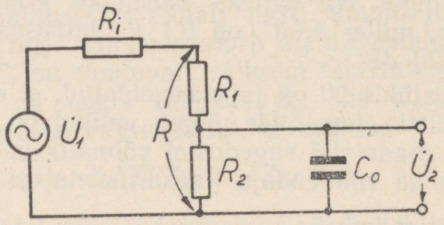
Kõige lihtsam võimenduse reguleerseadis on pingevõimendaja sisendvooluringi ühendatud potentsiomeeter (joonis 22 — 1).



Joonis 22 — 1. Pingevõimendaja sisendvooluringi ühendatud võimenduse reguleerseadise skeem.

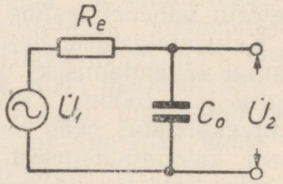
Selle võimenduse reguleerseadise puuduseks on selle sisend- ja väljandtakistuse sõltuvus potentsiomeetri liugkontakti asukohast. See võib põhjustada võimendaja võimenduse tunnusjoone kuju muutust, eriti kõrgetel sagedustel. Eeltoodu selgitamiseks kasutatakse joonisel 22 — 2 antud ekvivalentskeemi.

Ekvivalentskeemis nähtuvate takistuste R_1 ja R_2 arvväärtused on muutuvad suurused ning sõltuvad potentsiomeetri



Joonis 22 — 2. Joonisel 22 — 1 antud võimenduse reguleerseadise ekvivalentskeem.

liugkontakti asukohast. Vastavalt ekvivalentgeneraatori teoreemile võib joonisel 22 — 2 antud skeemi asendada lihtsustatud ekvivalentskeemiga, mis nähtub jooniselt 22 — 3.



Joonis 22 — 3. Joonisel 22 — 1 antud võimenduse reguleerseadise lihtsustatud ekvivalentskeem.

Sellel ekvivalentskeemil, vastavalt ekvivalentgeneraatori teoreemile, on R_e arvutatav valemiga:

$$R_e = \frac{(R_i + R_1)R_2}{R_i + R_1 + R_2} \ \Omega. \quad (22 - 1)$$

Jooniselt 22 — 3 on näha, et astme võimendus kõrgetel sagedustel väheneb. Vastavalt sellele skeemile on lineaarmoonutustegur kõrgetel sagedustel arvutatav valemiga:

$$N_k = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_k C_s R_e)^2}}. \quad (22 - 2)$$

Sellest valemist selgub, et lineaarmoonutuse suurus sõltub R_e väärtusest, tingimusel, et ω_k ja C_s on jäävad, s. t. R_e

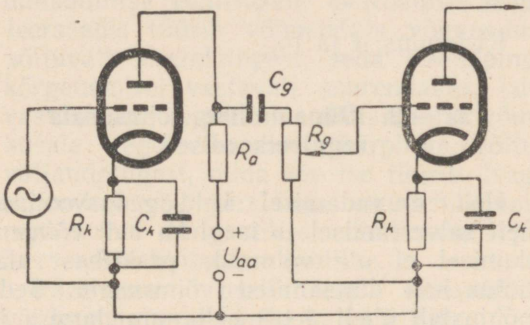
väärtuse suurenemisel suurenevad ka lineaarmoonutused.

Järelikult, kui on teada maksimaalselt lubatavate lineaarmoonutuste suurus, saab arvutada potentsiomeetri maksimaalse takistuse valemiga:

$$R = \frac{4}{\omega_k C_s}\sqrt{\frac{1}{N_k^2} - 1} - R_i\ \Omega, \quad (22-3)$$

kus R_i on sisendpingeallika sisetakistus.

Võrevooluringis asuva võimenduse reguleerseadisega võimendusastme põhimõtteline skeem on antud joonisel 22 — 4.

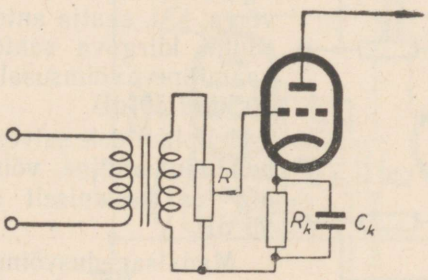


Joonis 22 — 4. Võrevooluringis asuva võimenduse reguleerseadisega pingevõimendusastme põhimõtteline skeem.

Sellelt jooniselt nähtuvas skeemis kasutatakse võimendusregulaatorit võretakistusena. Sellise võimenduse reguleerseadise arvutamisel tuleb ülalantud valemitesse R_i asemele asetada R_i', mille arvväärtus arvutatakse valemiga:

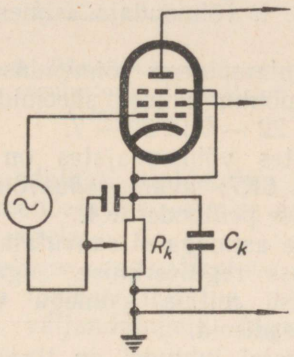
$$R_i' = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}\ \Omega.$$

Transformaatorsidestusega pingevõimendajas võib võimenduse reguleerseadise ühendada rööbiti transformaatori sekundaarmähisega, nii nagu on näha joonisel 22 — 5.



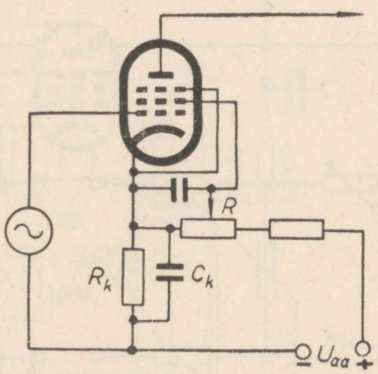
Joonis 22 — 5. Transformaatori sekundaarmähisega rööbiti asuva võimenduse reguleerseadisega pingevõimendusastme skeem.

Ülalnimetatud võimenduse reguleerseadised on kasutatavad ainult madalsagedusvõimendajates, millede sagedusala ülemine piirsagedus ei ületa 10^4 Hz.



Joonis 22 — 6. Elektronlambiga võimenduse reguleerseadise põhimõtteline skeem, milles võimenduse muutmine toimub elektronlambi võre-eelpinge muutmisega.

Televisiooni ja raadiolokatsiooni seadmete avarsagedusvõimendajates kasutatakse elektronlampidega võimenduse reguleerseadiseid, milledes rakendatakse muutuva tõusuga elektronlampe. Selliste võimenduse reguleerseadistega on võimalik võimendust muuta 10 kuni 20 korda.



Joonis 22 — 7. Elektronlambiga võimenduse reguleerseadise põhimõtteline skeem, milles võimenduse reguleerimine toimub elektronlambi varivõrepinge muutmisega.

Elektronlampidega võimendusregulaatoritega on võimalik teostada ka võimenduse kaugreguleerimist. Puuduseks on see, et elektronlambi tunnusjoone kõveruse tõttu võib selles tekkida mittelineaarmoonutusi. Seetõttu rakendatakse elektronlampidega võimenduse reguleerseadiseid ainult väga madalate pingete (kuni 0,1 V) reguleerimiseks, s. t. võimendaja esimestes astmetes.

Elektronlampidega võimenduse reguleerseadiste põhimõttelised skeemid nähtuvad joonistelt 22 — 6 ja 22 — 7.

Tavalistes võimendajates on kasutusel pentoodid 6K7; avarsagedusvõimendajates kasutatakse pentoode 6K4.

Kui ühe astmega ei saavutata küllaldast võimenduse reguleerimise sügavust, siis kasutatakse mitme astmega võimenduse reguleerseadiseid.

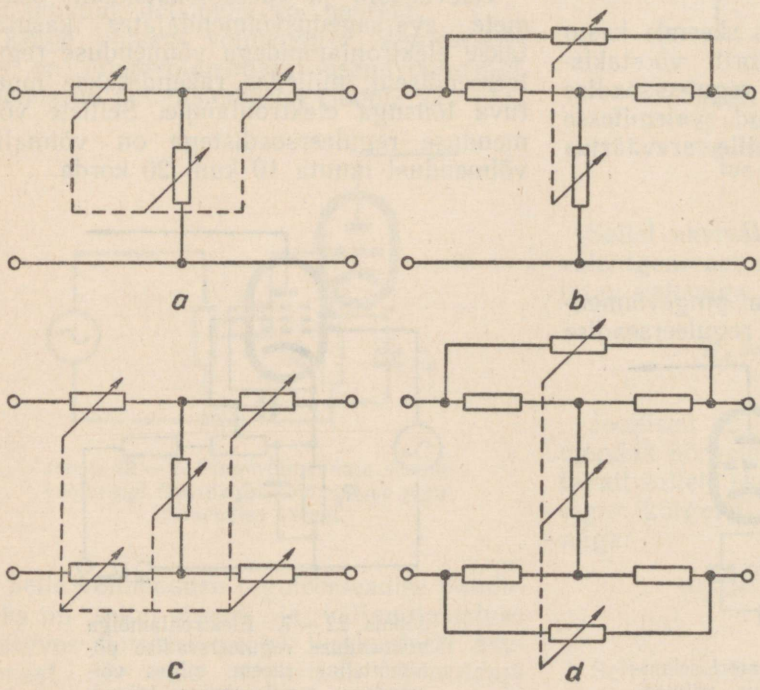
Mõningatel juhtudel on tingimata nõutav, et võimenduse reguleerseadise sisend- ja väljandtakistused säiliksid kogu reguleeritavuse ulatuses jäävatena. Sellistel juhtudel kasutatakse võimenduse regulaatoritena reguleeritavaid sumblülisid ehk atenuaatoreid, milledest enamkasutatavad on pikutisümmeetrilised T- ja sillatud T-atenuaator. Kui aga on vaja, et võimenduse reguleerimine toimuks maanduse suhtes sümmeetriliselt, siis kujundatakse T- ja sillatud T-atenuaator ka ristisümmeetrilisteks, H-atenuaatoriteks. Nimetatud atenuaatorite põhimõttelised skeemid on toodud joonisel 22 — 8, millel *a* on T-atenuaator, *b* — sillatud T-atenuaator, *c* — H-atenuaator ja *d* — sillatud H-atenuaator.

Kuna atenuaatorite arvutuskäik nõuab hüperboolsete funktsioonide rakendamist ning on küllaltki aegaviitev, siis tuleb nende arvutamiseks kasutada erikirjandust.

Kirjandus: 1 ja 16.

22 — 2. Dünaamilise võimsusala reguleerseadised.

Heli muundamisel helisagedusvooluks, heli salvestamisel ja isegi ka heli võimendamisel ei ole võimalik praktikas alal hoida heli dünaamilist võimsusala. Seda põhjustab ühelt poolt heli muundamise ja võimendamise seadiste endamüra tase ja teiselt poolt maksimaalne kasutatav võimsus. Nii näiteks suure orkestri poolt tekitatav keskmine helitugevus on ligikaudu 75 dB, kusjuures 0 tasemeks on kuuldelävi. Orkestri poolt tekitatav helitugevus muutub aga keskmise tugevuse suhtes —40 dB kuni +30 dB.



Joonis 22 — 8. Reguleeritavate sumblülide ehk atenuaatorite põhimõttelisi skeeme.

Raadiosaatjas aga ahendatakse heli dünaamiline võimsusala mõlemalt poolt ligikaudu 10 kuni 15 dB võrra, s. t. saatja antennist ruumi kiirguva saate dünaamiline võimsusala on 40 kuni 50 dB.

Heliplaatidele salvestatud heli dünaamiline võimsusala on keskmiselt ainult 25 dB.

Madalsagedusvõimendajas oleks ahendatud dünaamiline võimsusala vaja avardada selliseks, nagu see oli heliallika juures.

Selleks kasutatakse madalsagedusvõimendajates dünaamilise võimsusala reguleerseadiseid.

Dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadiseid võib vastavalt töötamise põhimõttele liigitada kahte rühma:

1) pärisuunas reguleerivad, milledes reguleerpinge saadakse võimendaja sisendilt või mõnelt vaheastme sisendilt;

2) vastusuunas reguleerivad, milledes reguleerpinge saadakse võimendaja väljandilt või mõne eelastme väljandilt.

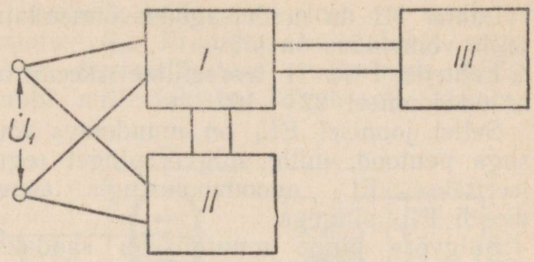
Nende kahe rühma põhiliseks erinevuseks on see, et pärisuunas reguleeriv dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadis tüürib võimendaja võimendust sõltuvalt sisendpingest, seda sisendpinge kõrgenemisel vastavalt suurendades, kuid vastusuunas reguleeriva dünaamilise võimsusala reguleerseadise tüürpinge sõltub väljandpingest, mida see ise tüürib. Nagu eeltoodust võib järeldada, on vastusuunas reguleeriva dünaamilise võimsusala reguleerseadise töötamine labiilne.

Pärisuunas teostatakse dünaamilise võimsusala avardamist kahel viisil:

1) sisendpinge võimendatakse eraldi võimendajas, alaldatakse ja selle sisendpingest sõltuva alalispingega muudetakse elektronlambi võre-eelpinget;

2) sisendpinge suunatakse pingejagajaga, milles üks õla omab muutuva takistuse, võimendaja elektronlambi võrele.

Vastusuunas avardatakse dünaamilist võimsusala kolmel viisil:



Joonis 22 — 9. Pärisuunas reguleeriva dünaamilise võimsusala regulaatoriga varustatud võimendaja lahterskeem.

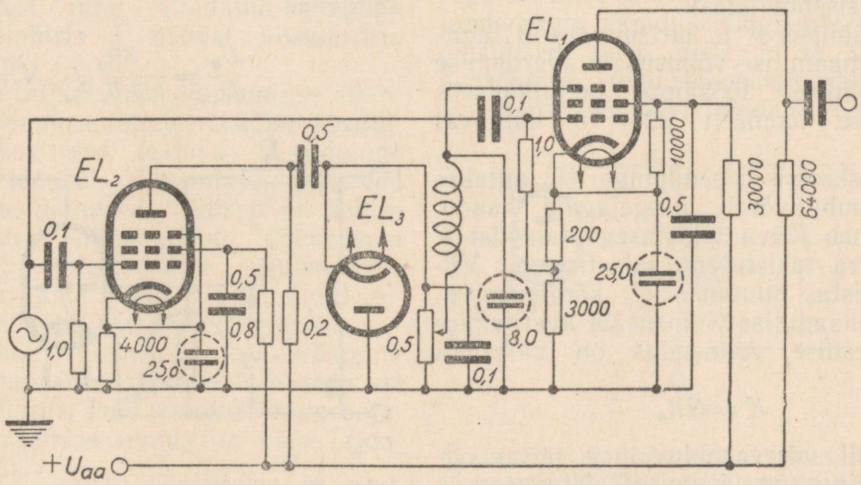
1) väljandpinge alaldatakse ja suunatakse võimendaja ühe eelmise astme elektronlambi võrele;

2) negatiivse vastusidestuse vooluringi asetatakse muutuv takistus, mis muudab vastavalt väljandpingele tagasisidestuse suurust;

3) valjuhääldaja vooluringi asetatakse muutuv takistus, mis kõrgema väljandpinge puhul juhib väljandvoolu valjuhääldajasse, kuid madalama väljandpinge puhul juhib osa väljandvoolu valjuhääldajast kõrvale.

Pärisuunas reguleeriva dünaamilise astmiku avardamise reguleerseadisega varustatud võimendaja lahterskeem nähtub jooniselt 22 — 9.

Selles skeemis lahter I on võimendusaste, mille võimendust reguleeritakse lahtrist II saadava reguleerpingega. Lahter II on dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadis.



Joonis 22 — 10. Pärisuunas reguleeriva dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadise teoreetiline skeem.

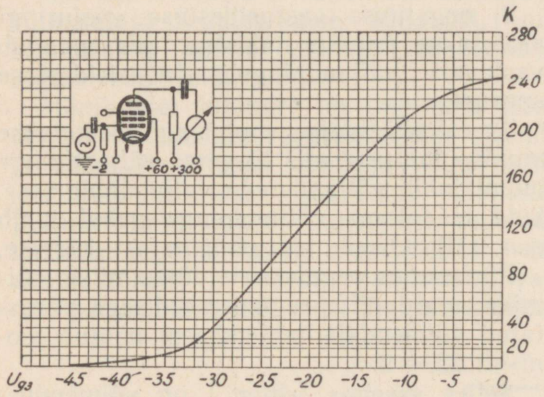
Lahter III on madalsagedusvõimendaja, mille võimendus on jääv.

Lahtrite I ja II teoreetiline skeem on antud joonisel 22 — 10.

Sellel joonisel EL_1 on muudetava tõusuga pentood, mille sulgvõrepinget reguleeritakse EL_2 anoodvooluringis asuva dioodi EL_3 pingega.

Sulgvõre pinge muutmisega saadakse pentoodi võimenduse tunnusjoone sirgosa pikem kui tüürvõre pinget muutes. Selliselt tüüritava pentoodi võimenduse tunnusjoon nähtub jooniselt 22 — 11.

Nimetatud dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadisega tekitatav dünaamilise võimsusala avardamine on näha joo-



Joonis 22 — 11. Pentoodi võimendus sõltuvalt sulgvõrepingest.

niselt 22 — 12. Sellel joonisel on dünaamilise võimsusala avardamise suurus antud sõltuvalt sisendpingest.

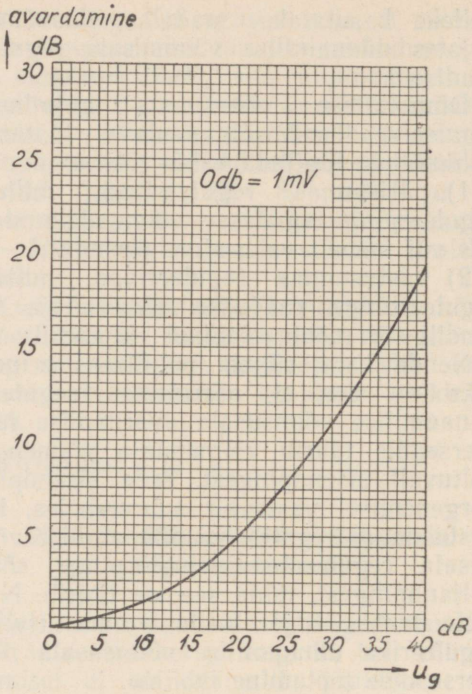
Teisetüübilise, s. t. pärisuunaliselt reguleeriva dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadise töökäigu selgitamiseks kasutatakse jooniselt 22 — 13 nähtuvat skeemi.

Selles skeemis sisendpinge U_1 antakse elektronlambi võrele pingejagaja kaudu, mis koosneb jääva takistusega takistist R ja muutuva takistusega takistist R_m. Viimase takistus suureneb U_g kõrgenemisel. Sellise dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadise võimendus on vastavalt skeemile

$$K = SR_a.$$

Järelikult võrevahelduvpinge ja anoodvahelduvpinge on järgmises sõltuvuses

$$U_a = SR_aU_g \quad \text{V.}$$



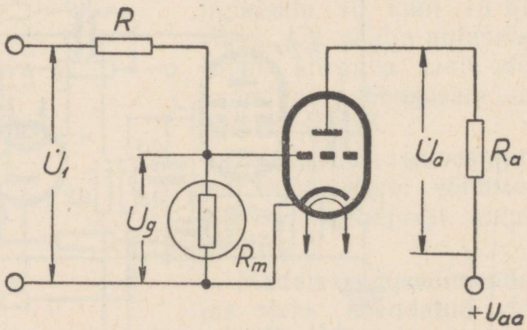
Joonis 22 — 12. Dünaamilise võimsusala avardumine sõltuvalt sisendpingest.

Võrevahelduvpinge ja sisendpinge U_1 on vastavalt skeemile järgmises sõltuvuses:

$$U_g = \frac{U_1R_m}{R+R_m} = \frac{U_1}{1+\frac{R}{R_m}} \quad \text{V.}$$

U_a ja U_g valemitest saab leida U_a ja U_1 sõltuvuse

$$\frac{U_a}{U_1} = \frac{SR_a}{1+R/R_m} \quad \text{V.}$$

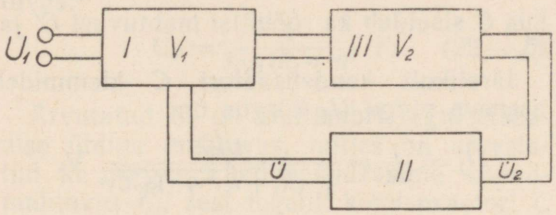


Joonis 22 — 13. Muutuva takistusega pärisuunaliselt reguleeriva dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadise põhimõtteline skeem.

Dünaamilise võimsusala avardamine sõltub U_a valemi nimetaja $1 + R/R_m$ suuruse muutusest.

Raadiovastuvõtjates ei ole kirjeldatud dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadist seetõttu rakendatud, et praktikas ei ole seni rahuldavalt lahendatud muutuva takistuse R_m küsimus. Kõik seni kasutatud muutuva takistusega takistid vajavad takistuse muutmiseks kõrgemaid pingeid, kui seda on võimalik saada raadiovastuvõtjast. Praktikas on eelkirjeldatud dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadis rakendatud suure väljandvõimsusega madalsagedusvõimendajates ja raadiosaatjates.

Vastusuunas reguleeriva dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadise lahterskeem on toodud joonisel 22 — 14, milles lahtrite numbrid on samad mis joonisel 22 — 9.



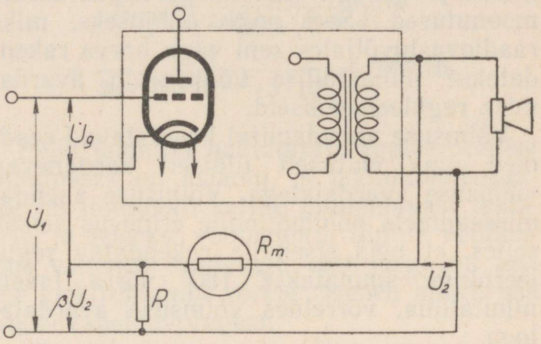
Joonis 22 — 14. Vastusuunas reguleeriva dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadise lahterskeem.

Selles skeemis lahtris II alaldatakse osa väljandpingest ning alaldatud pingega tüüritakse lahtris I asuvat võimendaja elektronlampi.

Praktikas esineb selle dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadise kasutamisel raskusi, sest teatava sisendpinge kõrguse ületamisel võimendajas arenevad endaergutuse nähtused. Üldiselt on sellise vastusuunalise dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadise reguleerimise ulatus väga väike (kuni 8 dB), ning seetõttu on see praktikas vähe kasutusel.

Dünaamilise võimsusala avardamine negatiivse tagasisidestuse muutmisega on võrdlemisi lihtne, kuid puuduseks on asjaolu, et avardamise ulatus on väike (joonis 22 — 15).

Joonisel 22 — 15 antud lahterskeemist selgub, et kasutatakse tavalist pinge tagasisidestust, mille vooluringi on asetatud muutuv R_m. Praktikas kasutatakse negatiivse tagasisidestuse vooluringis hõõglampi, mille takistus sõltub selle klemmipingest, s. t. tagasisidestuse pinge kõrgusest. Teguri β suurus on vastavalt joonisele 22 — 15,



Joonis 22 — 15. Dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadise lahterskeem, milles negatiivse tagasisidestuse vooluringis asub muutuv takistus R_m.

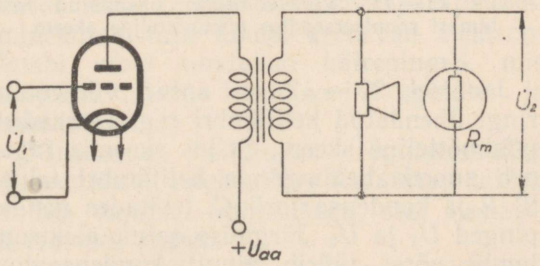
$$\beta = R/(R + R_m).$$

Viimasena kirjeldatakse dünaamilise võimsusala avardamise võimalust valjuhääldaja vooluringi ühendatud muutuva takistusega (joonis 22 — 16).

Praktikas kasutatakse muutuva takistusena hõõglampi.

Selle dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadise puuduseks on väike reguleerimise ulatus ja tunduva lisa-väljandenergia vajadus hõõglambi toiteks.

Üldiselt tuleb dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadise rakendamisel arvestada seda, et madalsagedusvõimen-



Joonis 22 — 16. Dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadise põhimõtteline skeem, milles valjuhääldajaga rööbiti on ühendatud muutuv takistus R_m.

daja väljandvõimsus oleks vähemalt 15 W. Väiksema väljandvõimsuse korral tekib dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadise mõjutusel lõppastme ülekoormatus ja sellega suurenevad mittelineaarmoonutused. See ongi põhjuseks, miks raadiovastuvõtjates seni väga harva rakendatakse dünaamilise võimsusala avardamise reguleerseadiseid.

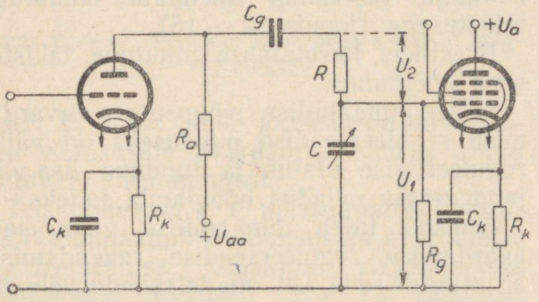
Võimsuse ahendamisel kasutatavad seadmed oma ehituselt üldiselt sarnanevad võimsuse avardajatega. Võimsuse ahendamisseadmete põhimõtteline erinevus seisab selles, et neis sisendile rakendatav reguleerpinge suunatakse 180° võrra faasis nihutatuna, võrreldes võimsuse avardajatega.

Kirjandus: 16.

22 — 3. Helitämbri reguleerseadised.

Madalsagedusvõimendajates kasutatavad lihtsamad helitämbri reguleerseadised koosnevad kondensaatorist ja takistist.

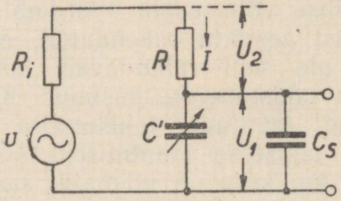
Selline helitämbri reguleerseadis ühendatakse madalsagedusvõimendaja lõppastme elektronlambi võre ja katoodi või anoodi ja katoodi vahele.



Joonis 22 — 17. Võrevooluringi ühendatud helitämbri reguleerseadise põhimõtteline skeem.

Joonisel 22 — 17 on antud võrevooluringi ühendatud helitämbri reguleerseadise põhimõtteline skeem. Selles skeemis jaguneb anoodvahelduvpinge helitämbri takistil R ja kondensaatoril C, tekitades nendel pinged U_1 ja U_2. Järgmise astme elektronlambi võret tüürib ainult kondensaatori pinge U_1.

Sellise helitämbri reguleerseadise toime selgitamiseks kasutatakse ekvivalentskeemi, mis nähtub jooniselt 22 — 18. Ekvivalentskeemist on ära jäetud R_a ja C_g, sest nende toime helitämbri reguleerseadisele on väike.



Joonis 22 — 18. Võrevooluringi ühendatud helitämbri reguleerseadise ekvivalentskeem.

Sellest ekvivalentskeemist on näha, et vahelduvvoolu tugevus, mis areneb anoodvahelduvpinge toimel, on arvutatav valemiga:

$$I = \frac{U}{\sqrt{(R_i + R)^2 + (1/\omega C)^2}} \text{ A},$$

kus C sisaldab ka rööbitisi mahtuvusi C' ja C_s.

Järelikult kondensaatori C klemmidel areneva pinge U_1 kõrgus on:

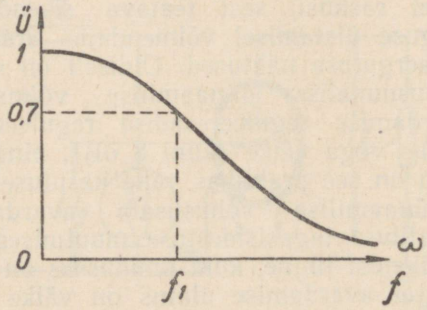
$$U_1 = \frac{I}{\omega C} = \frac{U/\omega C}{\sqrt{(R_i + R)^2 + (1/\omega C)^2}} \text{ V}.$$

Jagades mõlemaid valemi pooli U-ga, saadakse helitämbri reguleerseadise ülekandesuhe $\ddot{u}$:

$$\ddot{u} = \frac{U_1}{U} = \frac{1/\omega C}{\sqrt{(R_i + R)^2 + (1/\omega C)^2}} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{(\omega C)^2 (R_i + R)^2 + 1}}. \qquad (22 — 4)$$

Valemist 22 — 4 nähtub, et helitämbri reguleerseadise ülekandesuhe $\ddot{u}$ on üks siis,



Joonis 22 — 19. Võrevooluringi ühendatud helitämbri reguleerseadise ülekandesuhte sõltuvus sagedusest.

kui $\omega = 0$ või $C = 0$, ω ja C arvväärtuste suurenemisel läheneb $\ddot{u}$ nullile (joonis 22 — 19).

Helitämbri reguleerseadise piirisageduseks nimetatakse sagedust, mille juures ülekandesuhe $\ddot{u}$ võrdub $1/\sqrt{2}$-ga, s. t.

$$\ddot{u} = 0{,}707.$$

Antud tingimuse täitmiseks peab valemis 22 — 4 juuremärgi all olev avaldus võrduma 2-ga, järelikult piirisagedusel juuremärgi all esimene liige peab võrduma 1-ga, s. t.

$$(\omega_1 C_1)^2 (R_i + R)^2 = 1.$$

Sellest tingimusest leitakse f_1:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_1 (R_i + R)} \text{ Hz.} \qquad (22 — 5)$$

Praktikas valitakse tavaliselt f_1 ja R ning arvutatakse valemist 22 — 5 C_1 mahtuvus:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 (R_i + R)} \text{ F.} \qquad (22 — 6)$$

Arvutatud C_1 on helitämbri reguleerseadise üldine mahtuvus, milles on arvestatud ka järgneva võimendusastme sisendmahtuvus C_s, sest tegelik kondensaatori C mahtuvus on:

$$C = C_1 — C_s \text{ F.} \qquad (22 — 7)$$

Kui R_i on tunduvalt väiksem helitämbri reguleerseadise takistusest R, siis võib valemeid 22 — 5 ja 22 — 6 lihtsustada, jättes R_i arvestamata:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_1 R} \text{ Hz;} \qquad (22 — 8)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 R} \text{ F.} \qquad (22 — 9)$$

Samuti võib kasutada valemeid 22 — 8 ja 22 — 9 juhul, kui R_a on väiksem helitämbri reguleerseadise takistusest R.

Näide 22 — 1.

Arvutada helitämbri reguleerseadise reguleerimise ulatus, kui on teada: $R_i = 0{,}1$ MΩ, $R_a = 0{,}5$ MΩ.

Lahendus:

Valitakse $R = 0{,}1$ MΩ ja muudetav mahtuvus $C_1 = 100$ kuni 500 pF.

Arvutatakse valemiga 22 — 5 piirisagedus f_1 minimaalse C_{1min} ja maksimaalse C_{1maks} juures, sest sellega ongi määratud reguleerimise ulatus.

$$f_{1min} = \frac{1}{2\pi C_{1maks} (R_i + R)} =$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 500 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^5} = 1600 \text{ Hz.}$$

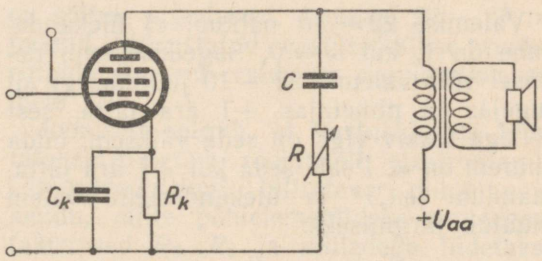
$$f_{1maks} = \frac{1}{2\pi C_{1min} (R_i + R)} =$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^5} = 7960 \text{ Hz.}$$

Eelkirjeldatud helitämbri reguleerseadise puuduseks on asjaolu, et pöördkondensaator on tunduvalt kallim muudetavast takistist, ja teiseks, võimendaja üldine võimendus väheneb tunduvalt, sest järgneva astme elektronlambi võrele siseneb ainult osa anoodvahelduvpingest.

Nimetatud puuduste tõttu on see helitämbri reguleerseadis praktikas vähe kasutusel.

Kõige enam kasutatakse raadiovastuvõtjates helitämbri reguleerseadist, mis koosneb muudetava takistusega takistist ja kondensaatorist, ning on ühendatud lõppastme elektronlambi anoodi ja katoodi vahele (joonis 22 — 20).

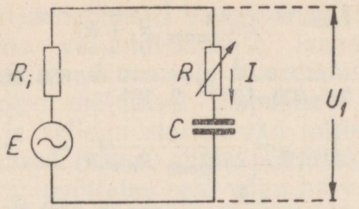


Joonis 22 — 20. Anoodvooluringi ühendatud helitämbri reguleerseadise põhimõtteline skeem.

Võre ja katoodi vahele seda helitämbri regulaatorit ei asetata, sest takistuse muutmisel selle liugkontakti korrapäratu ülemineku takistuse toimel arenevad elektronlambi võrel tunduvad häirepinged, mis valjuhääldajast kuulduvad raginate ja kahinatena.

Nimetatud helitämbri reguleerseadise ühendamisel tuleb selles kasutatav takisti valida vajaliku võimsusega, sest vastasel korral see rikneb.

Jooniselt 22 — 20 nähtuva helitämbri reguleerseadise arvutusvalemite saamiseks kasutatakse ekvivalentskeemi, mis on antud joonisel 22 — 21.



Joonis 22 — 21. Anoodvooluringi ühendatud helitämbri reguleerseadise ekvivalentskeem.

Vastavalt sellele ekvivalentskeemile pinge U_1 ja voolutugevus I on arvutatavad valemitega:

$$U_1 = I\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2} \text{ V},$$

$$I = \frac{E}{\sqrt{(R_i+R)^2 + (1/\omega C)^2}} \text{ A}.$$

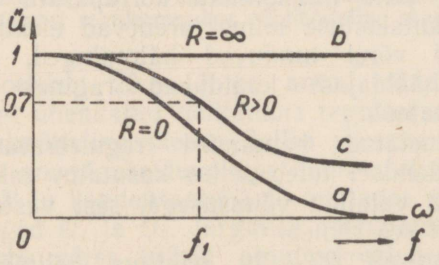
Asetades I väärtuse U_1 valemisse ja jagades valemi mõlemaid pooli E-ga, saadakse ülekandesuhe $\ddot{u}$:

$$\ddot{u} = \frac{U_1}{E} = \sqrt{\frac{(\omega C)^2R^2 + 1}{(\omega C)^2(R_i+R)^2 + 1}}. \quad (22 - 10)$$

Valemist 22 — 10 nähtub, et ülekandesuhe on 1, kui $\omega = 0$. Sageduse suurenemisel võib valemis 22 — 10 juuremärgi all lugejas ja nimetajas $+1$ ära jätta, sest sellega tekkiv viga on seda väiksem, mida suurem on ω. Peale seda kui $+1$ ära jätta, taandub $(\omega C)^2$ ja ülekandesuhte valem muutub järgmiseks:

$$\ddot{u} = \frac{R}{R_i+R}. \quad (22 - 11)$$

Säärase helitämbri reguleerseadise ülekandesuhte sõltuvus sagedusest ja takistusest R nähtub jooniselt 22 — 22.



Joonis 22 — 22. Anoodvooluringi ühendatud helitämbri reguleerseadise ülekandesuhte sõltuvus sagedusest ja takistusest R.

Piirisageduste arvutamiseks asetatakse valemisse 22 — 10 $\ddot{u} = 0{,}707$ ja leitakse sellest f_1:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{(R_i+R)^2 - 2R^2}} =$$

$$= \frac{1}{2\pi CR\sqrt{(R_i/R+1)^2 - 2}} \text{ Hz}. \quad (22 - 12)$$

Kui valemis 22 — 12 juuremärgi all olev avaldus saadakse negatiivne, siis R on valitud liiga suur ja praktiliselt helitämbri reguleerimist ei toimu, s. t. et $\ddot{u}$ arvväärtus jääb suuremaks kui 0,707. Sellest selgub, et R takistust võib valida nullist kuni 2,5 R_i. R takistuse valikul $R = 2{,}5\ R_i$ muutub juuremärgi alune avaldus nulliks ja sellega f_1 suurus ei ole enam arvutatav. Nii ei ole helitämbri reguleerseadist võimalik kasutada väikese R_i puhul, näiteks elektrodünaamilise mikrofoni vooluringis.

Näide 22 — 2.

Arvutada anoodvooluringi ühendatud helitämbri reguleerseadise piirisagedused, kui on teada: $R_i = 0{,}1$ MΩ; $R_a = 1$ MΩ; $R_{min} = 0$; $R_{maks} = 0{,}25$ MΩ ja $C = 1000$ cm.

Lahendus:

1. Arvutatakse f_{1min}, kasutades selleks valemi 22 — 12 esimest kuju, sest valemi teise kujuga arvutus annab määramatu suuruse (nimetaja muutub nulliks):

$$f_{1min} = \frac{1}{2\pi C\sqrt{(R_i+R)^2 - 2R^2}} =$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 9 \cdot 10^{-11}\sqrt{(10^5+0)^2 - 2 \cdot 0^2}} = 1430 \text{ Hz}.$$

f_{1maks} arvutamiseks on lihtsam kasutada valemi 22 — 12 teist kuju:

$$f_{1maks} = \frac{1}{2\pi CR\sqrt{(R_i/R+1)^2 - 2}} =$$

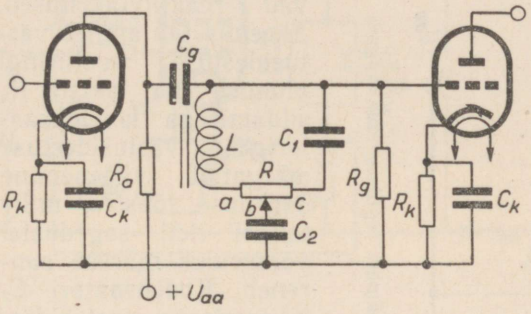
$$= \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 9 \cdot 10^{-11} \cdot 2{,}5 \cdot 10^5\sqrt{(0{,}1/0{,}25+1)^2 - 2}} =$$

$$= \frac{9 \cdot 10^3}{5\pi\sqrt{-0{,}04}} = \frac{9 \cdot 10^3}{\pi\sqrt{-1}} = ?,$$

millest selgub, et maksimaalset piirisagedust ei ole võimalik arvutada, s. t. R_{maks} puhul ülekandesuhe $\ddot{u}$ jääb suuremaks kui 0,707 ning võimenduse vähenemist seega ei toimu.

Peale eelkirjeldatud lihtsa helitämbri reguleerseadise on sageli kasutusel veel

kombineeritud helitämbri reguleerseadiseid. Ühe sarnase kombineeritud helitämbri reguleerseadise põhimõtteline skeem on antud joonisel 22 — 23.



Joonis 22 — 23. Kombineeritud helitämbri reguleerseadise põhimõtteline skeem.

Jooniselt on näha, et see helitämbri reguleerseadis koosneb paispoolist L, potentsiomeetrist R ja kondensaatorist C_1.

Potentsiomeetri liugkontakti lähendades punkti *a*, väheneb võimendus madalatel sagedustel. Nihutades potentsiomeetri liugkontakti punkti *c* suunas, väheneb võimendus kõrgetel sagedustel. Keskasendis *b* on võimendus enam-vähem ühtlane. Selle helitämbri reguleerseadise sidestuselementide arvväärtused valitakse rahuldavate tulemuste saavutamiseks järgmised: $L = 3{,}2$ H, $C_1 = 10\,000$ pF ja $R = 0{,}5$ MΩ.

Skeemil antud kondensaator C_2 on vajalik selleks, et läbi helitämbri reguleerseadise paispooli ei lühistataks võretakistust. C_2 mahtuvus ei ole seetõttu sugugi kriitiline ja valitakse vähemalt 2μF.

Helitämbri reguleeritavuselt ja helikvaliteedilt märksa paremaid tulemusi saadakse reguleerseadiselt, milles rakendatakse negatiivset tagasisidestust — vastusidestust. Vastusidestuse rakendamisel mitte ainult saavutatakse soovitavat võimendaja sageduskarakteristikut, vaid ühtlasi vähendatakse ka võimendajas endas arenevaid mittelineaarmoonutusi. Lihtsate helitämbri regulaatorite kasutamisel mittelineaarmoonutused tavaliselt tõusevad. Kuna vastusidestuse rakendamine teatavasti on soodne juhul, kui võimendaja arendab suurt pingevõimendust, siis on pentoodide kasutamine sellistes võimendusastmetes eriti õigustatud, sest siis võidakse saada rahuldavaid tulemusi juba üheainsa võimendusastmega. Kui vastusidestust rakendatakse väljandastmes ja kui seejuures kasutada pingega sidestusviisi, siis lisaks eelpool nimetatud eelistele suureneb sumbuvus valjuhäälda-jas arenevatele kujunemistoimustele. See nähtus on ekvivalentne väljandastmes kasutatava pentoodi sisetakistuse märgatavale vähenemisele.

Joonisel 22 — 24 on toodud 2-klassi raadiovastuvõtja madalsagedusvõimendaja teoreetiline skeem, milles helitämbri reguleerimine toimub vastusidestuse rakendamisega võimendaja väljandastmes.

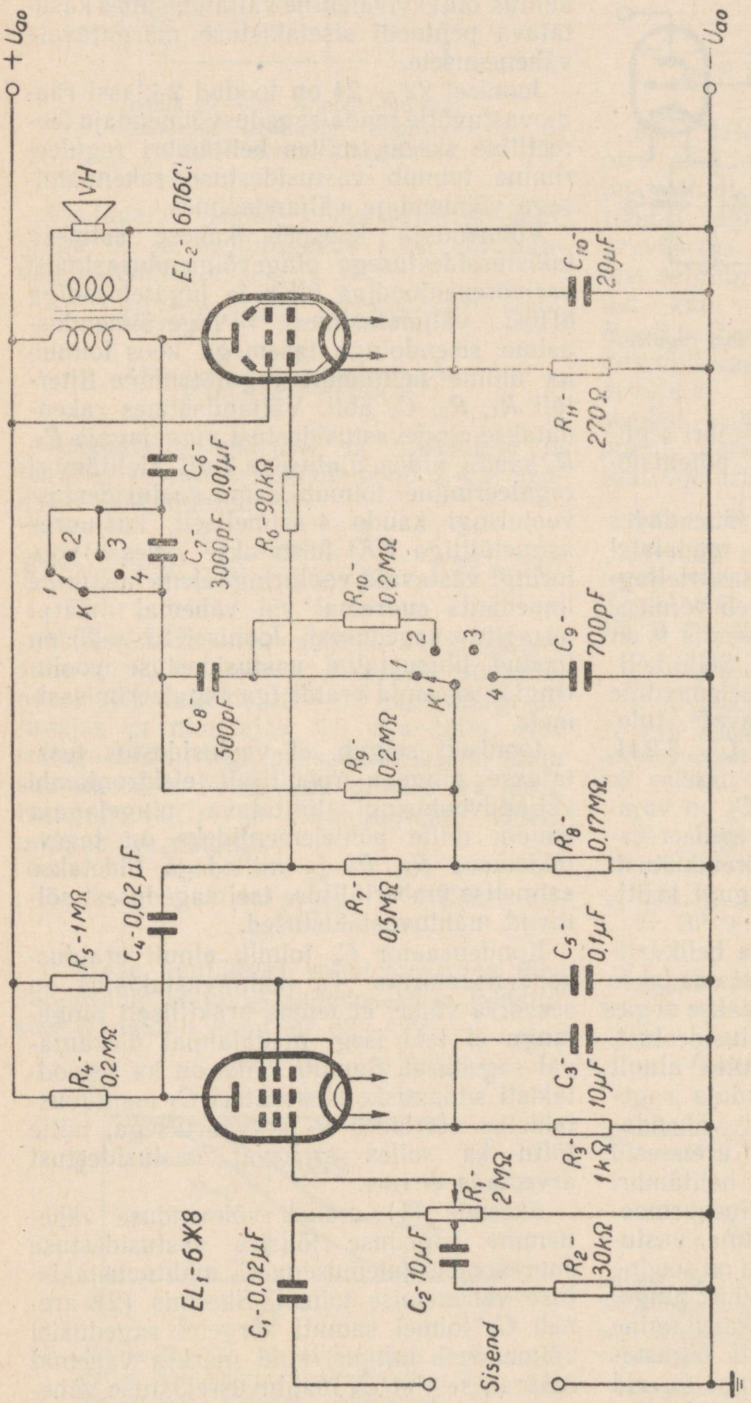
Võimendaja koosneb kahest astmest, takistussidestusega pingevõimendusastmest varivõrepentoodiga 6Ж8 ja jugatetroodiga 6П6С väljandastmest. Pingevõimendusastme sisendpinge tasemega koos toimub ka üldine helitämbri reguleerimine filterlüli R_1, R_2, C_2 abil. Väljandastmes rakendatakse pingevastusidestust pingejagaja R_8, R_9 kaudu, üldise ulatusega 7 dB. Helitämbri reguleerimine toimub sama vastusidestusvooluringi kaudu 4-astmeliselt, kusjuures astmelülitiga KK' lülitatakse sellesse vooluringi vastavaid vooluringi elemente, mille impedants suuremal või vähemal määral on sõltuv sagedusest. Joonisel 22 — 25 on toodud lihtsustatud vastusidestuse vooluringide skeemid eraldi iga reguleerimisastmele.

Jooniselt selgub, et vastusidestus teostatakse pingega rööbitiselt elektronlambi väljandvooluringi lülitatava pingejagaja kaudu, mille põhielementideks on tegevtakistused R_8, R_9 ja milledega liidetakse astmelise ümberlülituse teel sagedusest sõltuvad mahtuvustakistused.

Kondensaator C_6 toimib ainult eraldus-kondensaatorina. Ta mahtuvustakistus on seevõrra väike, et temas praktiliselt pingelangu ei teki isegi madalaimal ülekantaval sagedusel. Samuti väike on ka katoodtakisti sildamiskondensaatori C_3 mahtuvustakistus võrreldes R_3 arvväärtusega, mille tõttu ka selles arenevat vastusidestust arvestada ei tule.

Skeemis (1) areneb võimenduse vähenemine sageduse tõustes vastusidestuse suurenemise tulemusena C_8 mahtuvustakistuse vähenemise toimel. Skeemis (2) areneb C_8 toimel samuti kõrgetel sagedustel võimenduse langus, kuid märksa vähemal määral, sest et C_8 mahtuvustakistuse vähenemist piirab järjestikune takistus R_{10}.

Kuid samal ajal areneb tunduv võimenduse tõus madalatel sagedustel vastusidestuse vooluringi ülemisesse õlasse järjestikku lülitatava kondensaatori C_7 toimel, mille mahtuvustakistus tõuseb sageduse langedes. Skeemis (3) on vastusidestuse suurus ülekantavate sageduste ulatuses sagedusest sõltumatu, sest et vastusidestuse vooluringis puuduvad reaktiivtakistused. Skeemis (4) areneb vastusidestuse vooluringi alumise õla takisti R_8 sildamisega kondensaatoriga C_9 vastusidestuse märgatav vähenemine sageduse tõustes, mille toimel neil sagedustel võimendus märksa suureneb. Kodensaatori C_7 lülitamisega vastusidestuse vooluringi järjestikku takistiga R_9 väheneb samaaegselt vastusidestuse suurus sageduse langedes, mis avaldub tunduva võimenduse suurenemisena madalatel sagedustel.

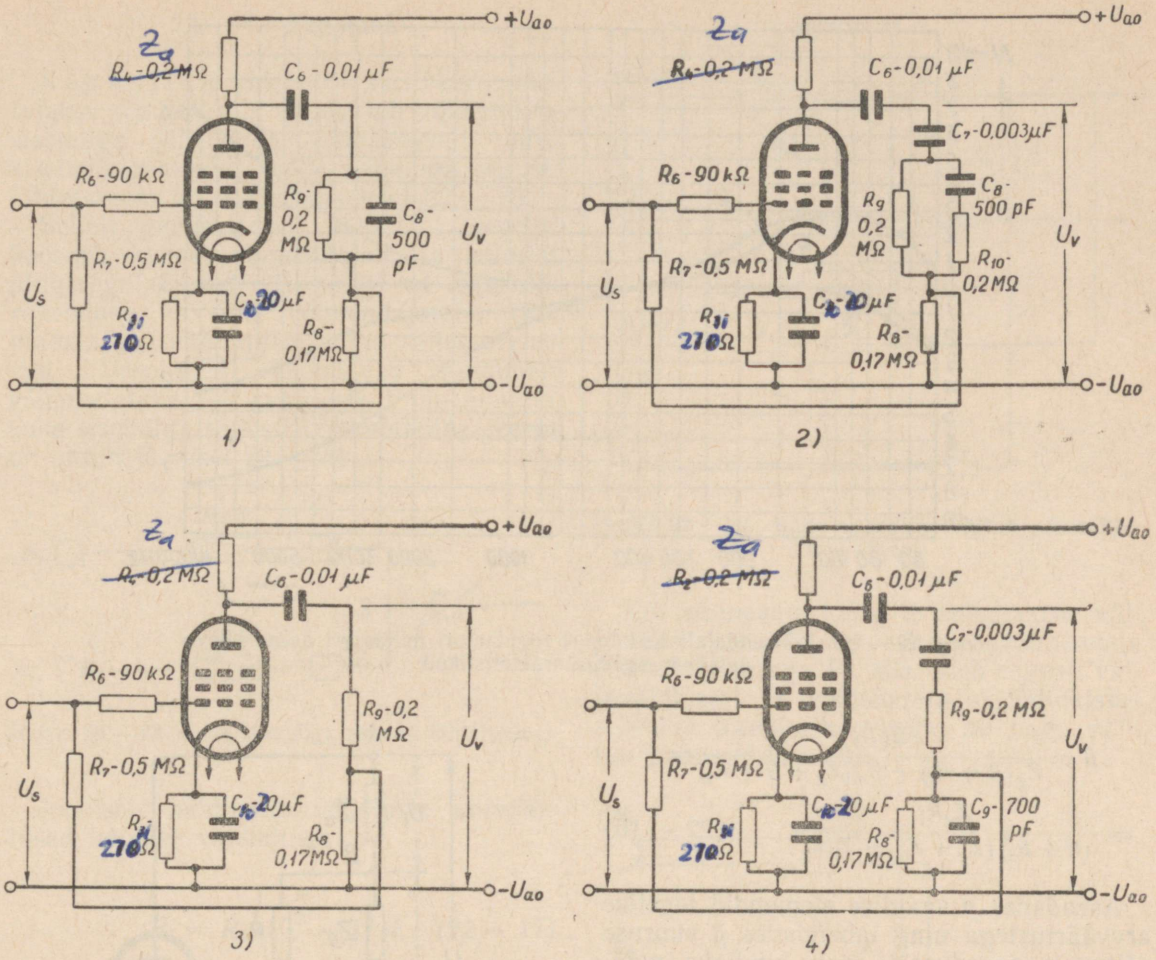


Joonis 22 — 24. 2-klassi raadiovastuvõtja madalsagedusvõimendaja teoreetiline skeem, milles helitämbri reguleerimine toimub vastusidestuse rakendamisega.

Joonisel 22 — 25 toodud lülitusskeemilt saadavad sageduskarakteristikud on näidatud joonisel 22 — 26.

Käsitletava skeemi lülituselementide arvväärtuste seose määramiseks sõltuvalt sageduskarakteristikust, kasutatakse selle ekvivalentskeemi, mis on toodud joonisel 22 — 27.

Sellel joonisel impedantsid Z_a ja Z_g moodustavad vastusidestuse vooluringi pingejagaja ülemise ja alumise õla, millel arenevad sagedusest sõltuvad pinged U_1 ja U_2. Rööbiti Z_g asub lülituses tegevtakistustest R ja R_i' koosnev pingejagaja, mis samuti kuulub vastusidestuse vooluringi koosseisu. R asendab võretakistust R_7 (joonisel 22 — 25, R_i' kujutab eelnevas võimendusastmes



Joonis 22 — 25. Raadiovastuvõtja madalsagedusvõimendajas helitämbri reguleerimiseks astmeliselt rakendatavad lihtsustatud vastusidestuse skeemid: 1) kitsas sagedusala, kõrgete sageduste nõrgenemine, 2) kitsas sagedusala, madalate sageduste tõus, kõrgete sageduste vähema nõrgenemisega, 3) sagedusala ühtlane võimendamine, 4) madalate ja kõrgete sageduste tõus.

rööbitiselt asuvate elektronlambi sisetakistuse R_i ja anoodtakistuse R_a (R_4 joonisel 22 — 24) üldväärtust

$$R_i' = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}. \qquad (22 — 13)$$

Sel juhul vastusidestuse vooluringi alumise õla koondväärtus Z_g' on arvutatav valemiga

$$Z_g' = \frac{Z_g (R + R_i')}{Z_g + R + R_i'}, \qquad (22 — 14)$$

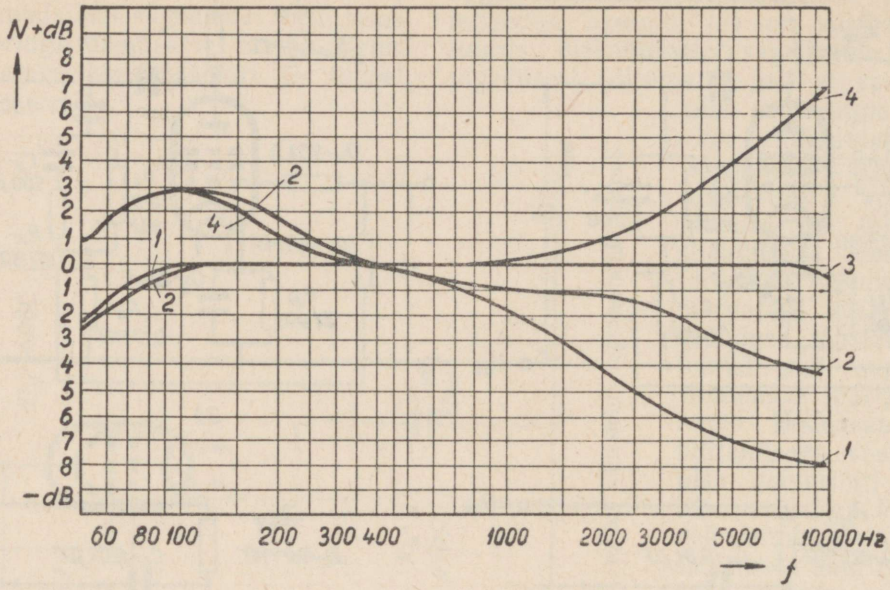
ning vastusidestustegur β' voolujaotuspunkti B suhtes

$$\beta' = \frac{U_2}{U_v} = \frac{Z_g'}{Z_g' + Z_a}.$$

Vastusidestusteguri tegevväärtus β voolujaotuspunkti D suhtes lambi võrel on arvutatav valemiga

$$\beta = \beta' \frac{U_g}{U_2} = \frac{Z_g'}{Z_g' + Z_a} \cdot \frac{R_i'}{R_i' + R}. \qquad (22 — 15)$$

Asendades R_i' väärtuse valemis 22 — 13 ja Z_g' väärtuse valemis 22 — 14 leitud avaldistega, saadakse pärast lihtsat arvutust



Joonis 22 — 26. Võimendajalt helitämbri regulaatori neljas eri asendis arendatavad sageduskarakteristikud.

$$\beta = \frac{Z_g R_i}{Z_g(R+R_i) + Z_a(Z_g+R+R_i)} = \frac{Z_g R_i}{(R+R_i)(Z_g+Z_a)+Z_a Z_g}. \qquad (22-16)$$

Asendades β avaldise elemendid tegelike arvväärtustega ning lahendades β suuruse sõltuvalt sagedusest saab kindlaks määrata peatükis 19 antud arvutusvalemitega võimendaja sageduskarakteristikut.

Kui avaldada võimendus sagedusest sõltumata vastusidestuse puhul

$$K_{0f} = \frac{K_0}{1+K_0\beta_0}$$

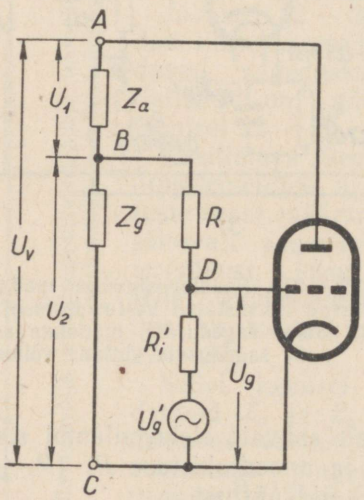
ning võimendus sagedusest sõltuva vastusidestuse puhul korrigeeritavatel sagedustel

$$K_f = \frac{K}{1+K\beta},$$

siis leitakse lineaarmoonutustegur

$$N_f = \frac{K_f}{K_{0f}}.$$

Või ümberpöördult, eeldades vajalikku võimenduse tõusu või langust teatavatel piirisagedustel keskmiste sageduste suhtes, milledel toimib sagedusest sõltumata vastusidestus, leitakse vastusidestuse vooluringi muutlike elementide arvväärtused.



Joonis 22 — 27. Ekvivalentskeem joonisel 22 — 25 toodud skeemide selgitamiseks.

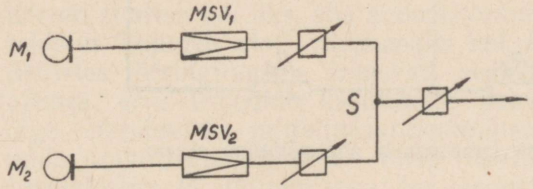
Helitämbri reguleeritavust on võimalik märgatavalt tõsta, kui reaktiivtakistusi sisaldavaid vastusidestuse vooluringe rakendada üle kahe võimendusastme, sest et suurema võimenduse puhul on võimalik tõsta vastusidestuse suurust.

Kirjandus: 16.

22 — 4. Segustid.

Segustiks ehk mikseriks nimetatakse seadist, mis võimaldab võimendaja sisendiga ühendada samaaegselt mitu sisendpingeallikat. Kahe sisendiga segusti lahterskeem on toodud joonisel 22 — 28.

Sellelt jooniselt on näha, et segusti koosneb kahest võimendajast ja kolmest pingeregulaatorist. Segustit on võimalik rakendada ka ilma võimendajateta, kuid madalate sisendpingete puhul selles arenevad häirepinged vähendavad tunduvalt võimendatava heli kvaliteeti. Võimendajata kahe sisendiga segusti põhimõtteline skeem on antud joonisel 22 — 29.



Joonis 22 — 28. Kahe sisendiga segusti lahterskeem.

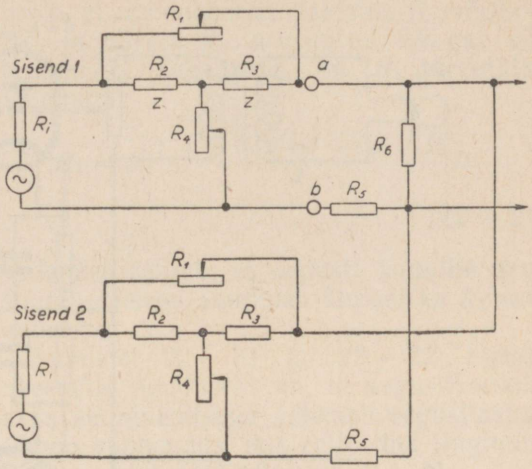
Jooniselt nähtuvate takistuste arvväärtused leitakse valemitega:

$$R_1 = R_2\left(10^{\frac{N}{20}} - 1\right)\Omega, \qquad (22-17)$$

$$R_4 = \frac{R_2}{10^{\frac{N}{20}} - 1}\Omega, \qquad (22-18)$$

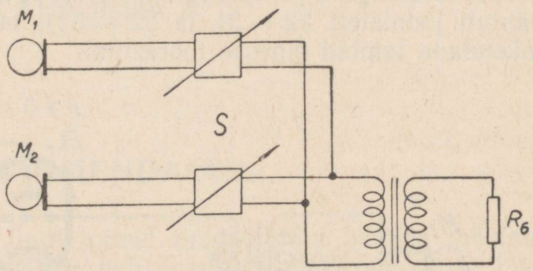
kus $R_2 = R_3 = R_i = R_6$, N on võimenduse minimaalne vähenemine detsibellides. Väljandtakistuste tasakaal säilib ainult juhul, kui kõik sisendpingeallikad on korraga segustisse sisse lülitatud. Juhul, kui mõni neist välja lülitatakse, siis nende tasakaal kaob ning tekib sisendpingeallikate vastastikune mõjutus, mis võib areneda kuni 6...7 dB, põhjustades lineaarmoonutuste tekkimist. Selle nähtuse vähendamiseks lülitatakse iga kanali väljandisse lisatakisti R_5, mille arvväärtus valitakse sõltuvalt sisendpingeallikate arvust n alljärgneva valemiga:

$$R_5 = \frac{R_i(n-1)}{n}\Omega. \qquad (22-19)$$



Joonis 22 — 29. Kahe sisendiga segusti põhimõtteline skeem.

Kui sisenevate kanalite summaarne väljandtakistus ei ole võrdne võimendaja sisendtakistusega R_6, siis tuleb segusti väljandtakistus ja võimendaja sisendtakistus sobitada transformaatoriga, nii nagu nähtub jooniselt 22 — 30.

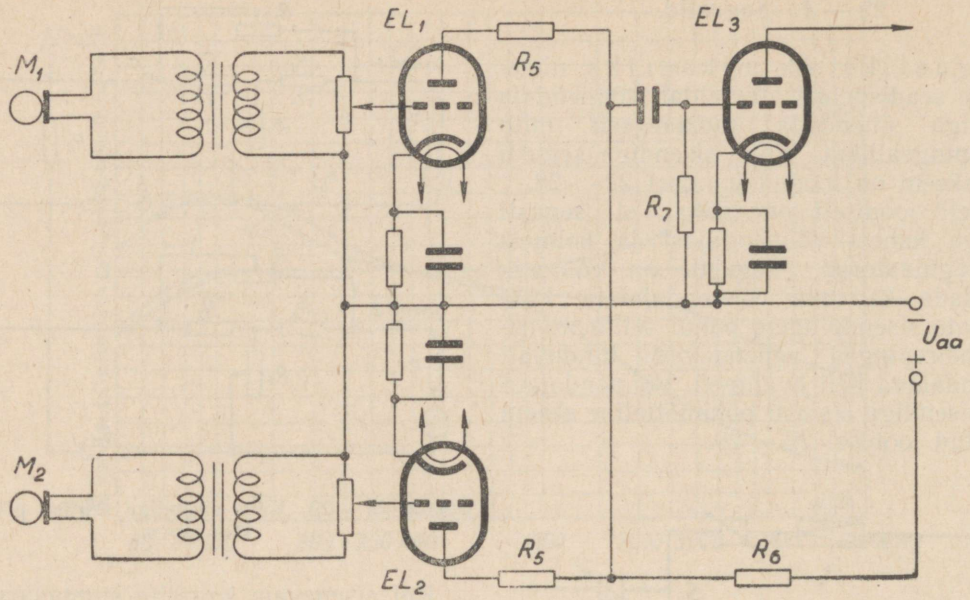


Joonis 22 — 30. Transformaatorsidestusega segusti lahterskeem.

Sobitustransformaatori ülekandesuhe arvutatakse valemiga:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_s}{R_i}}. \qquad (22-20)$$

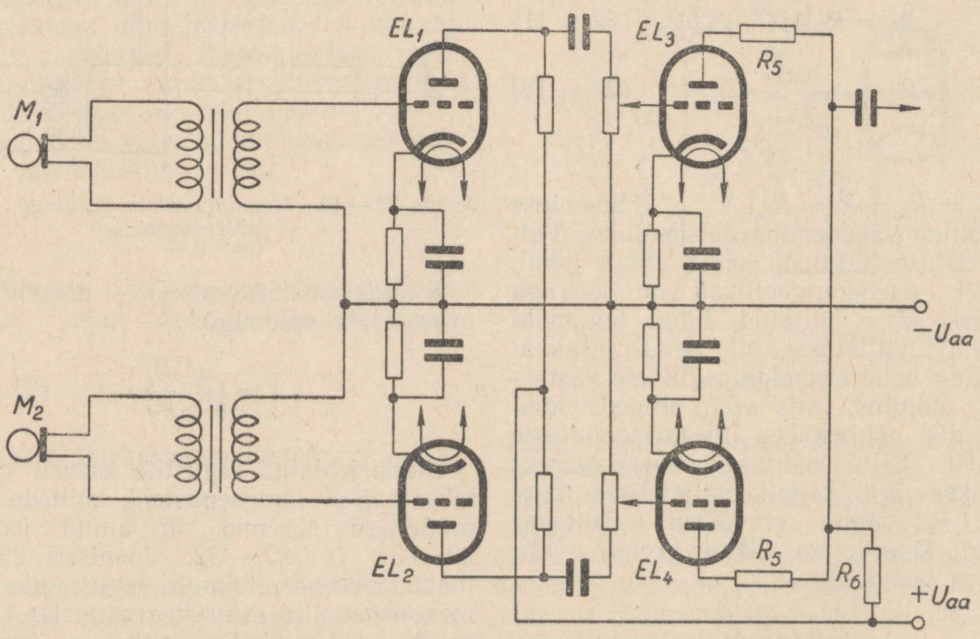
Ülalkirjeldatud segustite asemel kasutatakse sageli lampsegusteid, millede põhimõttelised skeemid on antud joonistel 22 — 31 ja 22 — 32. Joonisel 22 — 31 toodud skeemis toimub segustamine võimenduskanalite esimestes astmetes, joonisel 22 — 32 toodud skeemis — võimenduskanalite teistes astmetes.



Joonis 22 — 31. Üheastmelise võimendusega lampsegusti põhimõtteline skeem.

Lampsegustite kasutamisel osutub vajalikuks lülitada kanalite segustilampide anoodvooluringidesse lisatakistid R_5 (nagu nähtub joonistelt 22 — 31 ja 22 — 32), et rakendada lambid õigesse töörežiimi.

Kui ühendada segustilampide anoodid omavahel kokku ja toita neid ühise koormustakisti R_6 kaudu, siis iga töötava lambi tegev anoodkoormustakistus R_a, mille moodustavad rööbiti lülitatud teiste



Joonis 22 — 32. Kaheastmelise võimendusega lampsegusti põhimõtteline skeem.

segustilampide sisetakistused R_i, koormustakistus R_6 ja järgneva võimendusastme võretakistus R_7, väljendub keskmistel sagedustel:

$$R_a = \frac{R_i R_6 R_7}{R_6 R_i (n-1) + R_i (R_6 + R_7)}\ \Omega,$$

kus n on segustilampide arv.

Asendades rööbiti lülitatud R_6 ja R_7 ekvivalentse takistusega $R_e = R_6 R_7/(R_6 + R_7)$, saadakse

$$R_a = \frac{R_i}{\frac{R_i}{R_e} + n - 1}\ \Omega.$$

Valemist on näha, et kui segustilampide arv on suurem kui üks, siis anoodkoormustakistus kujuneb alati väiksemaks kui R_i. Sellistes töötingimustes arenevad segustiastmes, eriti trioodide kasutamise puhul, õige tunduvad mittelineaarmoonutused, mida praktilistes lülitustes tuleb vältida. Lisatakistite R_5 lülitamisega iga segustilambi anoodringi suureneb igaühel neist anoodkoormustakistus, millega hoitakse mittelineaarmoonutused lubatavais piirides.

Kui valida segustilampide töörežiim selliselt, et anoodkoormustakistus R_a võrduks $2R_i$, ja piirata R_6 arvsuurus $2R_i$-ga, siis keskmistel sagedustel on R_5 arvutatav valemiga:

$$R_5 = R_i \frac{1 - 2n + \sqrt{4n^2 + 12n - 15}}{2}\ \Omega. \qquad (22-21)$$

Valemist selgub, et segusti kanalite arvu suurenemisega suureneb ühtlasi ka R_5 arvsuurus.

Joonistel 22 — 31 ja 22 — 32 toodud skeemide puuduseks on, et segustikanalite arvu suurenemisega väheneb segustiastme üldine võimendus, mis eeltoodud tingimustes on arvutatav valemiga:

$$K_0 = \frac{2\mu}{1 + 2n + \frac{R_5}{R_i}}. \qquad (22-22)$$

Lampsegustite paremuseks on: 1) samaaegselt segustamisega toimub pinge võimendamine ja 2) sisendpingeallikad ei mõjuta vastastikku üksteist, sest need on eraldatud elektronlampidega.

Kirjandus: 2.

23. peatükk.

MAGNETOFONI VÕIMENDAJAD.

23 — 1. Magnetofoni võimendajatele esitatavaid nõudeid.

Magnetiline helisalvestamine on kujunenud käesoleval ajal kõige täiuslikumaks helisalvestusviisiks. Kaasaegsed magnetilised helisalvestusseadmed, magnetofonid, võimaldavad kõrgekvaliteedilist heliülekannet, olles seejuures ehituselt lihtsad ja hinnalt odavad. Kuid kõrge heliülekande kvaliteedi saavutamiseks peavad magnetofonis rakendatavad võimendajad vastama erinõuetele ning omama erilisi sagedus-karakteristikuid, et kompenseerida helisalvestus- ja helitaastamisprotsessis tekkivaid lineaarmoonutusi.

Magnetilisel helisalvestamisel magneeditakse magnetofoni helilint vastavalt helisagedusele ja helitugevusele ning helitaastamisel indutseeritakse magneeditud helilindi toimel magnetofoni helipea mähistes vastav helisageduslik elektromotoorne jõud, mis võrreldes helilindi magneetimisvooluga sisaldab tunduvaid lineaarmoonutusi. Need lineaarmoonutused tekivad osaliselt juba helilindi magneetimisel ja helilindi säilitamisel, peamiselt aga heli taastamisel helilindilt.

Helisalvestamisel magnetofoni lindi magneetimise aste sõltub magnetofoni salvestushelipea pilu lõppäärel tekkivast magnetvälja tugevusest. Praktiliselt jääb magnetvälja suund helilindi elementaarühikus pilust möödumisel keskmistel ja madalatel sagedustel muutmatuks ning seega magneetub helilint vastavalt helisagedusele ja helitugevusele.

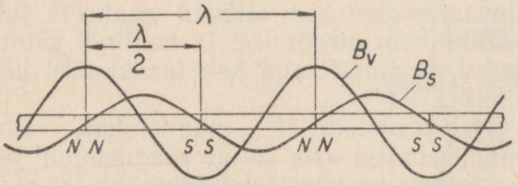
Kõrgetel sagedustel aga muutub mitte ainult magnetvälja tugevus, vaid ka suund, mille tulemusena helilindi mag-

neetimisaste suhteliselt väheneb. Samuti väheneb helilindi magneetimisaste kõrgetel sagedustel veel kõrgsagedusliku eelmagneetimisvälja toimel, mida rakendatakse mürapingete vähendamiseks kõigis kaasaegsetes magnetofonides.

Peale selle väheneb helilindi magneetimisaste pärast helisalvestamist selle tõttu, et toimub lindi elementaarmagnetite lahtimagneetumine. Lahtimagneetumine on jällegi suurem kõrgetel helisagedustel. Teatavasti sõltub pikutiste magnetite lahtimagneetumine teatava magnetmaterjali puhul täielikult magneti füüsikalistest mõõdetest ja kujust, kusjuures lahtimagneetumise määr suureneb magneti pikkuse ja ristlõike suhte vähenemisega. Sageduse tõustes helilindi elementaarmagnetite pikkus väheneb, ristlõike endiseks jäädes, mis suurendab lahtimagneetumist. Peale selle põhjustavad helilindi lahtimagneetumist vähemal määral veel naaber-elementaarmagnetite mõjutus ning helipea sildav toime.

Suurimad lineaarmoonutused tekivad aga heli taastamisel salvestatud helilindilt, sest et taastamishelipea mähistes indutseeruv EMJ on sõltuv magnetvoo muutumise kiirusest, seega sagedusest.

Siinuselise vooluga magneeditud helilinti võib käsitleda koosnevana järjestikku paiknevatest pikutistest magnetitest, mis üksteisega liituvad ühenimeliste magnetpoolustega ja millede magnetvälja induktsioon B_S muutub samuti siinuseliselt. Kaks seesugust järjestikust magnetit moodustavad lindile salvestatuna ühe lainepikkuse λ, nagu näha jooniselt 23 — 1.

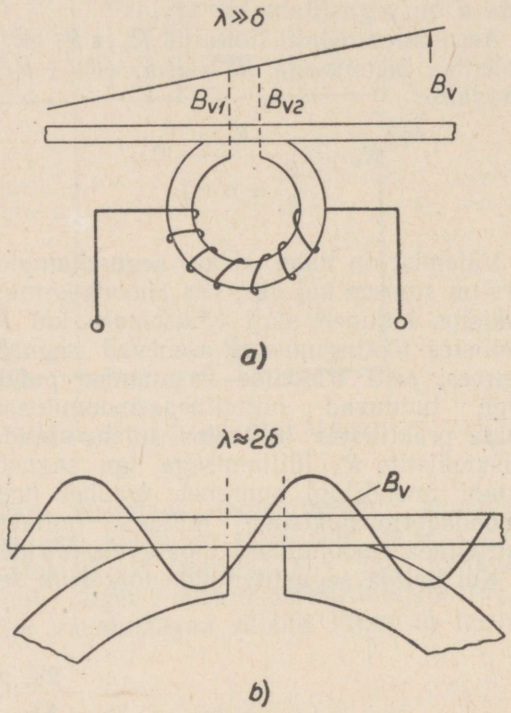


Joonis 23 — 1. Magnetilise induktsiooni kõverad siinuselise vooluga magneeditud helilindil.

Helitaastamisel areneb helipea magnetringis, mis puutub kokku liikuva helilindi pinnaga, samuti siinuseliselt muutuv magnetvälja tihedus B_v ning helipea mähises indutseeruv elektromotoorne jõud on võrdeline helipeas tekkiva magnetvoo muutumise kiirusega ja selle mähise keerdude arvuga

$$e = w\omega\Phi_{maks} \sin \omega t. \quad (23 - 1)$$

See sõltuvus peab paika ainult madalate ja keskmiste sageduste puhul, millele vastab helilindile salvestatud lainepikkus



Joonis 23 — 2. Välise magnetvälja tiheduse B_v suhtelised suurused helipea pilus: *a* — juhul kui $\lambda \gg \delta$ ja *b* — juhul kui $\lambda \approx 2\delta$.

$\lambda = v/f$, milles v on helilindi liikumise kiirus ja f on salvestatud helisagedus, on märksa suurem helipea efektiivsest pilu laiusest δ

$$\lambda \gg \delta$$

ning mille juures indutseeritud elektromotoorne jõud sageduse kõrgenedes pidevalt tõuseb. See selgub ka graafikutest, mis on toodud joonisel 23 — 2.

Kui aga sagedust tõsta suuruseni, mille juures efektiivne õhupilu laius ületab poole lainepikkuse, siis hakkab helipea mähistes indutseeritav EMJ järsult langema, jõudes piiriväärtuseni, mil

$$\lambda = \delta$$

ja mille juures EMJ langeb nullile.

Eeltoodust järeldub, et kõrgete sageduste ülekandel omab helipea õhupilu laiuse ja helilindile salvestatud lainepikkuse suhe olulist tähtsust ning et kõrgete sageduste säilitamise huvides kõrgeimal ülekantaval sagedusel peaks täidetama tingimus

$$\frac{\delta}{\lambda} \leqslant 0{,}5 \quad \text{ehk} \quad \lambda = 2\delta.$$

Seda tingimust oleks võimalik täita kahel teel: kas suurendada lainepikkust λ helilindi kiiruse tõstmisega või vähendada helipea pilu laiust δ. Helilindi kiiruse tõstmine on piiratud lindi kasuliku tööajaga. Vastavalt sellele, missuguse kvaliteediga teostatakse heliülekannet, kasutatakse magnetofonides eri helilindi kiirusi, mis on standardiseeritud 770, 385 ja 192,5 mm/sek.; sünkroniseeritud ülekanneteks rakendatakse peale selle veel kiirust 456 mm/sek.

Praktilistel kaalutlustel on võimalik pilulaiust vähendada ainult kuni 0,015 ... 0,02 mm, üldiseks kasutamiseks toodetavates helipeades on pilulaius 0,02 mm. Tingituna magnetvoo hajuvusest helilindi ja pilu vahelises alas on efektiivne pilulaius geomeetriliselt ca 40% suurem ning võrdub vaadeldaval juhul seega keskmiselt 0,03 mm.

Eeltoodu alusel on võimalik arvutada, millise sageduse puhul saadakse 0,03 mm efektiivse õhupiluga helipea mähistes maksimaalne EMJ

$$f_{maks\,1} = \frac{v}{2\delta} \qquad (23-2)$$

ning millise sageduse puhul muutub EMJ nulliks

$$f_{maks\,0} = \frac{v}{\delta}. \qquad (23-3)$$

Kasutades 385 mm/sek. helilindi kiirust, kujunevad need sagedused vastavalt

$$f_{maks\,1} = \frac{380}{2 \cdot 0{,}03} \approx 6400 \text{ Hz ja}$$

$$f_{maks\,0} = \frac{380}{0{,}03} \approx 12\,800 \text{ Hz}.$$

Järelikult tuleb pilulaiuse piiratuse tõttu arvestada tunduvat EMJ langust kõrgetel ülekantavatel sagedustel.

Alljärgnevas tabelis 23 — 1 tuuakse helilindile salvestatud lainepikkused sõltuvalt sagedusest ja helilindi kiirusest.

Tabel 23 — 1

Magnetofoni helilindile salvestatud helilainepikkused sõltuvalt sagedusest ja helilindi kiirusest

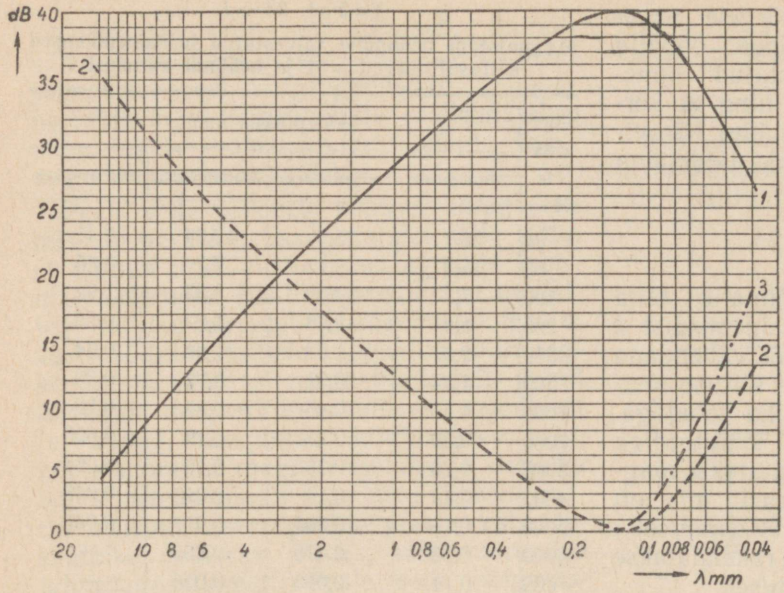
Sagedus Hz	Lainepikkus mm			
	770 mm/sek.	456 mm/sek.	385 mm/sek.	192,5 mm/sek.
30	25,7	15,2	12,84	6,42
50	15,4	9,12	7,7	3,85
100	7,7	4,56	3,85	1,92
200	3,85	2,28	1,92	0,96
300	2,57	1,52	1,28	0,64
500	1,54	0,91	0,77	0,39
1000	0,77	0,46	0,39	0,19
2000	0,39	0,23	0,19	0,096
3000	0,26	0,15	0,13	0,064
4000	0,19	0,14	0,095	0,048
5000	0,15	0,091	0,077	0,039
6000	0,13	0,075	0,065	—
7000	0,11	0,065	0,055	—
8000	0,096	0,057	0,048	—
9000	0,086	0,051	0,043	—
10000	0,077	0,046	0,039	—
12000	0,064	0,038	—	—

Peale loetletud põhjuste mõjutab magnetofoni sageduskarakteristikut veel rida muid kõrvalisema tähtsusega tegureid.

Kõiki ülalnimetatud lineaarmoonutusi arvesse võttes saadakse üldine heli magnetilise salvestamise ja taastamise kõver (1) joonisel 23 — 3, mis on üles võetud tingimusel, et vooluamplituud helisalvestuspeas on jääv ning helitaastamise võimendajas lineaarmoonutusi ei teki.

Jooniselt 23 — 3 võib järeldada, et heli magnetilisel salvestamisel ja taastamisel tekkivaid lineaarmoonutusi on võimalik ärastada võimendajaga, mille võimenduse kõver vastab kõverale 2. Arvestades seda, et kõver 1 (joonis 23 — 3) on üles võetud uue kulumata helipeaga ja et hiljem helipea kulumisel lineaarmoonutused kõrgetel sagedustel veelgi suurenevad, tuleb magnetofoni võimendaja võimendus valida vastavalt kõverale 3.

Magnetofoni võimendajate konstrueerimisel on seega tähtsamaks tingimuseks nende õige võimenduse kõvera saavutamine helisalvestamisel ja -taastamisel. Müratasemе vähendamiseks oleks otstarbekohane madalate helisageduste võimendust



Joonis 23 — 3. Heli magnetilise salvestamise ja taastamise üldine kõver (1) ning lineaarmoonutuste ärastamiseks vajatava võimendaja võimenduse kõverad (2,3).

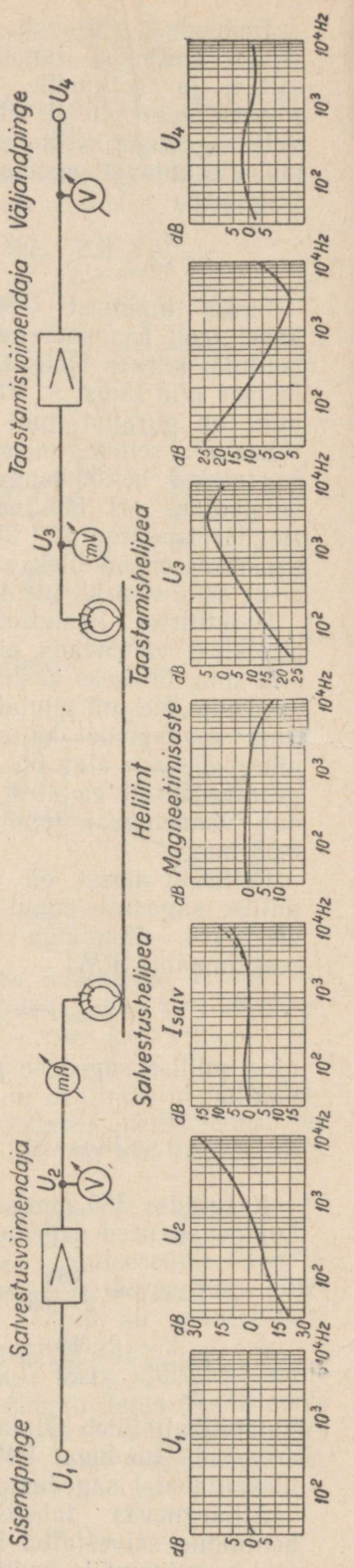
suurendada helisalvestamise võimendajas. See aga võib põhjustada magnetofoni lindi ülemagneetimist madalatel sagedustel, mille tulemusena arenevad mittelineaarmoonutused.

Teiseks võimaluseks oleks heli salvestamisel vähendada võimendust keskmistel sagedustel, kuid selle tulemusena aheneb heli dünaamiline võimsusala, mis ei ole aga soovitav. Seega heli salvestamisel madalaid helisagedusi ei või tunduvalt rohkem võimendada kui keskmisi helisagedusi.

Kõrgemad helisagedused 8000 kuni 10 000 Hz on aga tegelikkuses nõrgemad kui keskmised helisagedused (nõrgenemine keskmiselt 10 kuni 12 dB) ning seetõttu on võimalik heli salvestamisel suurendada kõrgemate helisageduste võimendust.

Helisalvestamise võimendaja võimenduse kõver näitab helipead läbiva voolu sõltuvust helisagedusest, tingimusel, et võimendaja väljandpinge on jääv, kusjuures nulltasemeks valitakse helipead läbiv vool 1000 Hz sagedusel.

Teades helisalvestamise võimendaja võimenduse kõverat ja samuti ka üldist helisalvestamise ning



Joonis 23 — 4. Helisalvestus- ja helitaastamisseadme kõverate näide (magnetofoni lindi liikumise kiirus 770 mm/sek.).

-taastamise kõverat, on võimalik kindlaks määrata helitaastamise võimendaja võimenduse kõverat.

Niisuguse helisalvestamise ja -taastamise seadme kõverate näide on antud joonisel 23 — 4.

Kirjeldatud helisalvestamise ja -taastamise võimendajate võimenduse kõverate valik ei ole aga kohane siis, kui soovitakse konstrueerida magnetofoni ühe võimendajaga, mis täidab nii heli salvestamise kui ka taastamise ülesandeid. Niisugusel juhul võimendaja skeemi lihtsustamiseks konstrueeritakse võimendaja, mis arendab võimenduse tõusu nii madalatel kui ka kõrgetel sagedustel. Selleks aga, et madalatel sagedustel saavutada üldist vajalikku võimenduse suurenemist, lülitatakse helipeade vooluringidesse *RC* filtrid, nii nagu see on ka praktikas rakendatud magnetofonide МАГ-2, МАГ-4 ja Днепр-1 võimendajates.

Vajaliku võimenduse kõvera kuju saavutamiseks rakendatakse magnetofoni võimendajates enamasti sagedusest sõltuvat negatiivset tagasisidestust (vastusidestust).

Heli kustutamiseks lindilt kasutatakse helisagedusest kõrgema sagedusega (30 ... 100 kHz) vahelduvvoolu, mida saadakse siinuspinge lampgeneraatorist. Kustutusvoolu sagedus sõltub helilindi kiirusest ning helipea pilulaiusest, kusjuures lindikiiruse suurenedes ja pilulaiuse vähenedes sagedus peab tõusma. Standardset 0,02 mm pilulaiusega helipead kasutades ei tohi kustutussagedus 770 mm/sek. lindikiiruse juures olla alla 40 kHz, 380 mm/sek. kiiruse juures alla 30 kHz. Üldiselt, mida kõrgem on kustutussagedus, seda täiuslikum on lindi demagneetumine ja seda väiksem on müra- ning häirepingete tase.

Kuid koos kustutussageduse tõstmisega arenevad kustutushelipeas suuremad võimsuskaod, mis tingivad vastavalt suuremat toitevõimsust. Kui näiteks 30 kHz sageduse puhul piisab 2 W toitevõimsusest, siis 100 kHz sageduse puhul peab kustutushelipead toitma vähemalt 5 ... 6 W võimsusega.

Samast kõrgsagedusgeneraatorist võetakse harilikult ka helisalvestuspeale vajalik eelmagneetimisvool.

Kirjandus: 23.

23 — 2. Magnetofoni võimendajate skeeme.

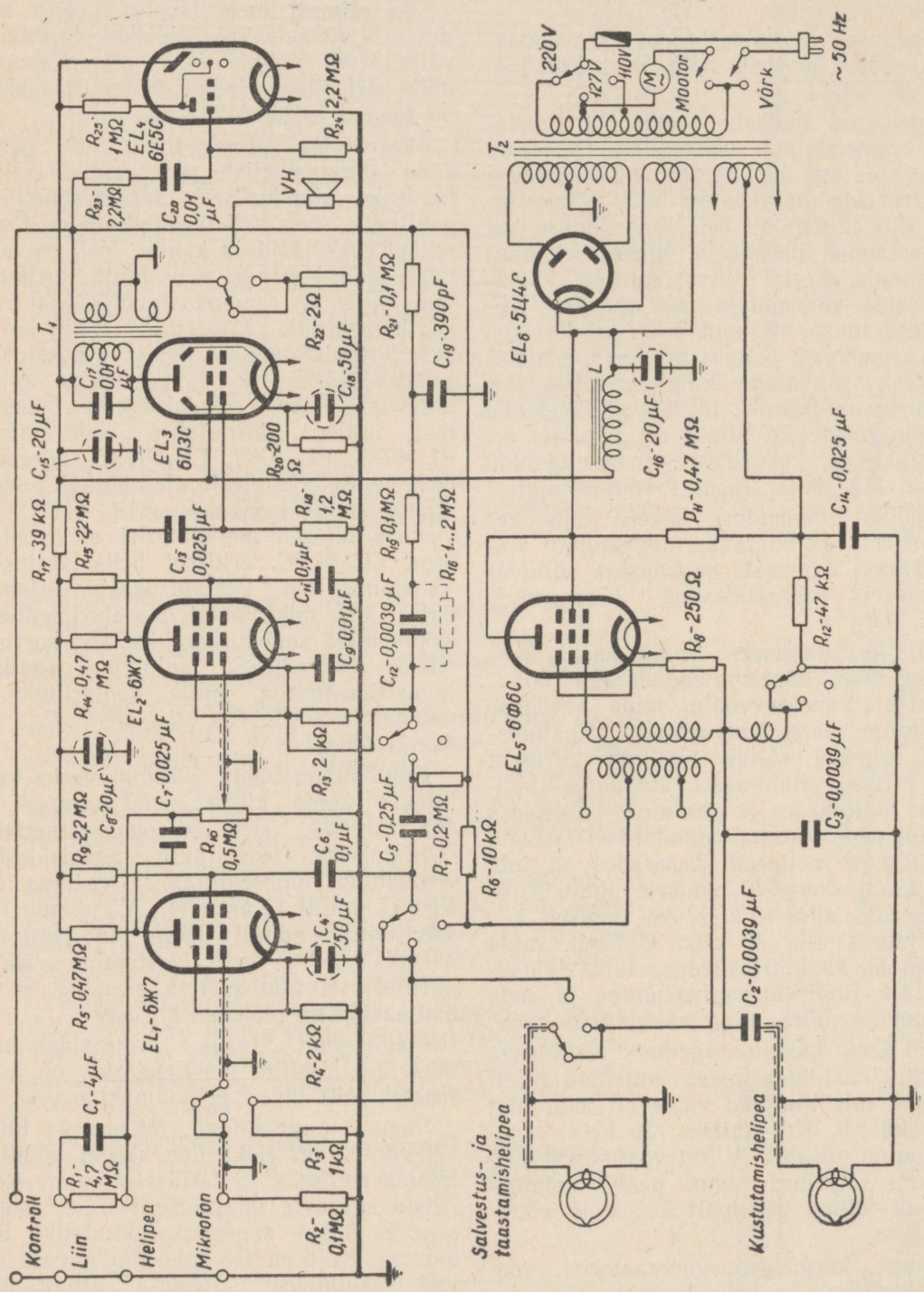
Üks esimesi meie tööstuse poolt sõjajärgsel viisaastakul üldiseks tarvituseks väljalastud magnetofone oli „Днепр-1", mille elektrilise seadme teoreetiline skeem on toodud joonisel 23 — 5.

Magnetofon „Днепр-1" on ette nähtud kõne ja muusikaliste programmide salvestamiseks standardsele ferromagnetilisele helilindile ning heli ülekandmiseks dünaamilise valjuhääldaja kaudu. Heli salvestamist saab teostada mikrofonilt, grammofoni helipealt, raadiovastuvõtjalt ja traathäälingu-liinilt. Elektriline seade koosneb järgmistest põhimistest osadest: heli salvestamiseks ja taastamiseks rakendatavast ühisest madalsagedusvõimendajast, milles kasutatakse elektronlampe EL_1-6Ж7, EL_2-6Ж7, EL_3-6П3С, kõrgsagedusgeneraatorist elektronlambiga EL_5-6Ф6С, alaldajast elektronlambiga EL_6-5Ц4С, salvestuse taseme indikaatorist elektronlambiga EL_4-6E5C, erilisest helisalvestus- ja -taastamispeast, kustutuspeast, valjuhääldajast VH, mikrofonist ja elektrimootorist. Võimendaja sageduskarakteristik korrigeeritakse sagedusest sõltuva negatiivse tagasisidestusega, mille vooluringid on skeemil R_7, C_5, C_{12}, R_{16}, R_{19}, R_{21}, C_{19}, R_{13} ja C_9.

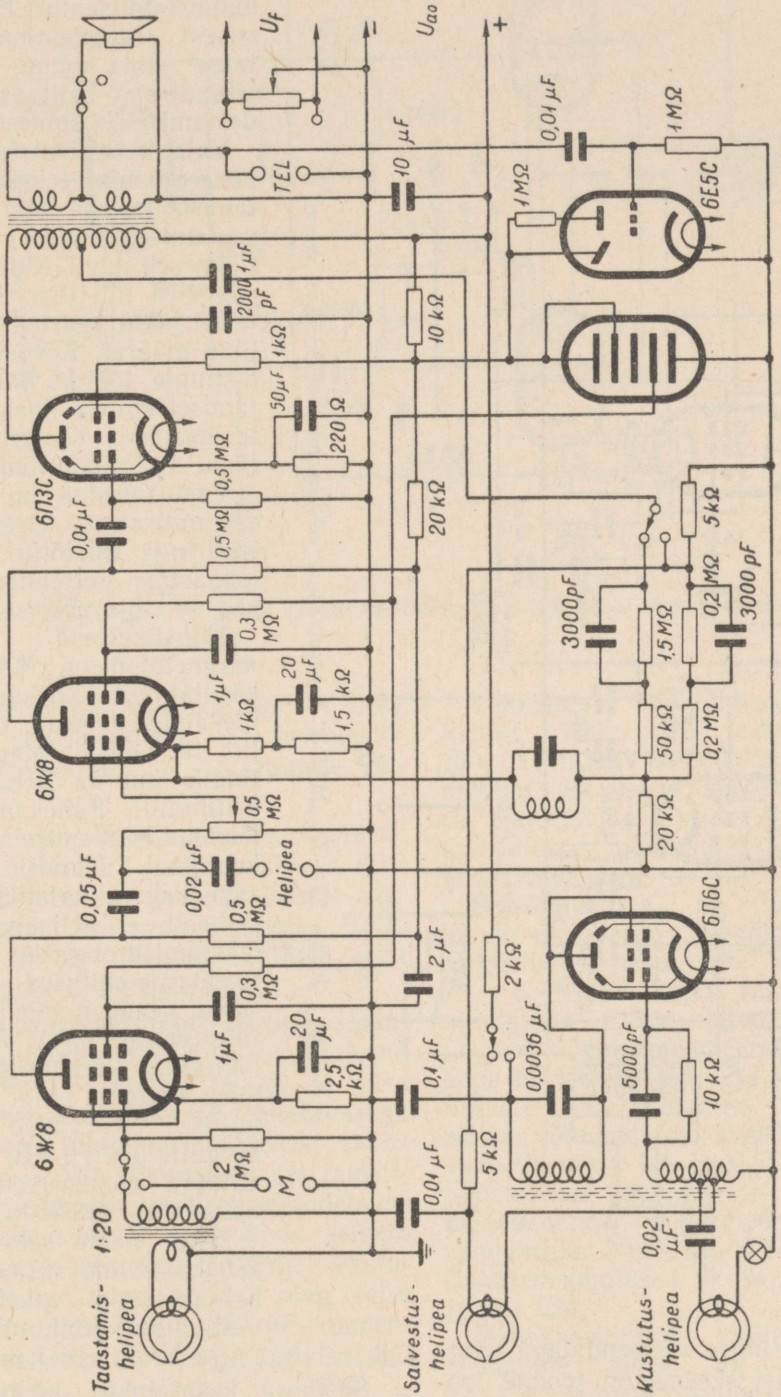
Kuna magnetofoni helilindi veoks kasutatakse kahte kiirust, 180 mm/sek. ja 465 mm/sek., siis sageduskarakteristiku sobitamiseks teostatakse tagasisidestuse elementide ümberlülitamist vastava lülitiga П. Lüliti П asendis „А" toimub helisalvestamine suurel kiirusel (465 mm/sek.), asendis „Б" — helisalvestamine väikesel kiirusel (180 mm/sek.) ja asendis „В" — helitaastamine mõlemal kiirusel.

Magnetofon „Днепр-1" võimaldab keskmise kvaliteediga heliülekannet, on konstruktsioonilt lihtne ja kompaktne.

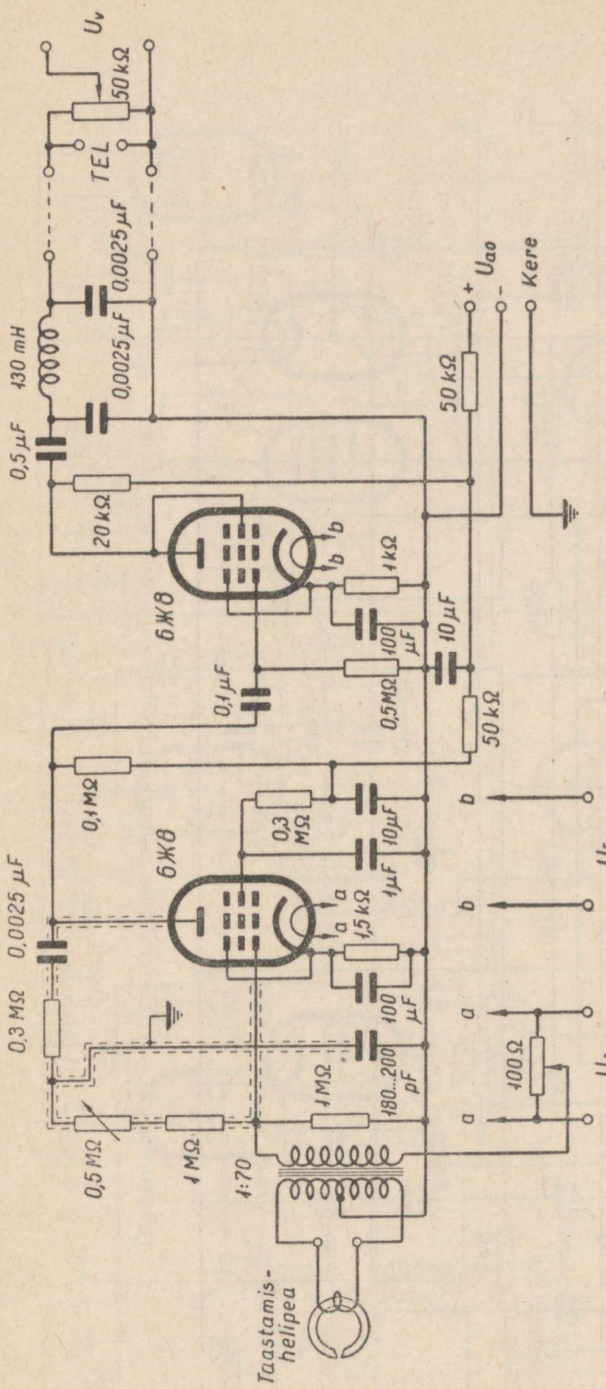
Sama magnetofoni hilisemas tüübis „Днепр-2" on elektriline skeem põhiliselt jäänud endiseks. Sidestuselementide elektriliste suuruste muutmise teel on tõstetud seadme üldise sageduskarakteristiku lineaarsust. Kuid endise kahe lindikiiruse asemel kasutatakse „Днепр-2" ainult ühte, standardset 192,5 mm/sek. lindikiirust, millega tegelikult ahendub kõrgemate sageduste ülekanne.



Joonis 23 — 5. Magnetofoni „Днепр-1" elektrilise seadme teoreetiline skeem.



Joonis 23 — 6. Ühekanalilise magnetofoni võimendaja elektriline skeem.



Joonis 23 — 7. „МАГ-5" helitaastamise eelvõimendaja elektriline skeem.

Üks praktilisi ühise võimendajaga magnetofoni elektrilisi skeeme on toodud joonisel 23 — 6.

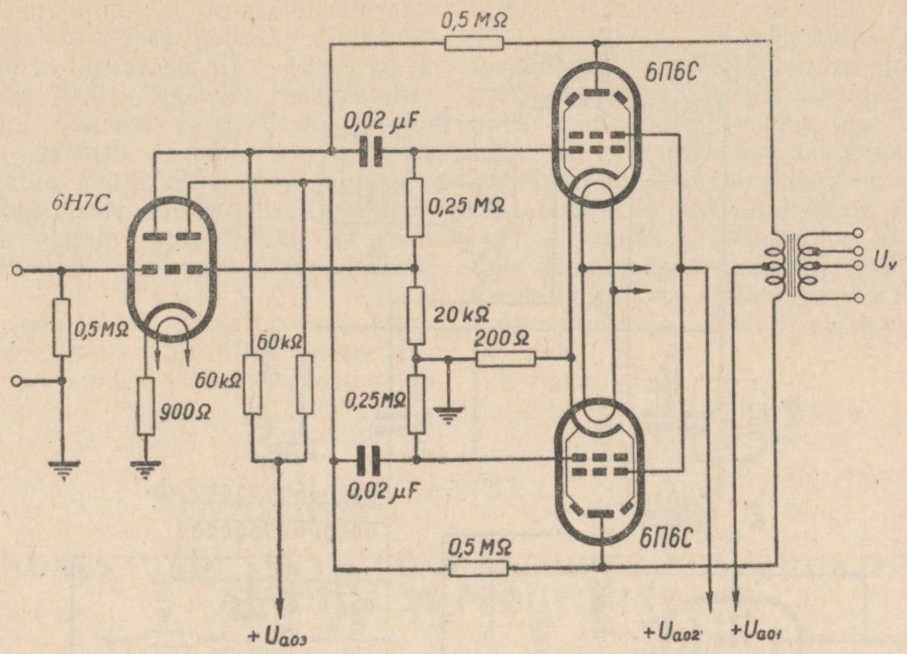
Antud võimendajas kasutatakse lampe 6Ж8, 6Ж8 ja 6П3С. Kõrgsagedusgeneraatoriks on 6П6С, indikaatoriks 6E5C, pinge stabiliseerimiseks ja täiendavaks filtreerimiseks on huumstabilisaator. Erinevalt eelmisest magnetofonist kasutatakse siin kolme helipead ja sisendtrafot helitaastamispea sidestamiseks esimese astmega.

Vajalik keskmiste sageduste nõrgendamine toimub negatiivse tagasisidestuse abil nii helisalvestamisel kui ka -taastamisel. Esimesel juhul tõstab madalaid sagedusi RC-filter umbes 5 dB, teisel juhul aga teine filter vajalikul määral. Kõrgete sageduste tõstmine toimub nii helisalvestamisel kui ka -taastamisel vastusidestuse vooluringi järjestikku lülitatud võnkeringi abil.

Vastusidestus on rakendatud väljandtrafost teise astme katoodringi, mistõttu võimendaja lõppastme mittelineaarmoonutused on väga väikesed.

Täiuslikumaid tööstuslikke magnetofone on „МАГ-5", milles kasutatakse kahekanalilist heliülekande süsteemi, s. o. erikanalit nii helisalvestamiseks helilindile kui ka helitaastamiseks helilindilt. Kahekanalilise süsteemi rakendamisel on võimalik kummagi kanali võimendaja sageduskarakteristikud valida selliselt, et helisalvestamis- ja taastamisprotsessis arenevad lineaarmoonutused kompenseeruvad peaaegu täielikult. Sellest tingituna on „МАГ-5" sageduste läbilaske karakteristik võrdlemisi ühtlane ning lineaarmoonutused 50 ... 8000 Hz piirides on mitte üle ±1 dB, lineaarmoonutused võimsusvõimendajas ei ületa 30 ... 12 000 Hz piirides ±2 dB. Peale selle võimaldab kahekanaliline süsteem teostada helitaastamist vahetult helisalvestamise kestel, mis on tarvilik salvestamise kvaliteedi kontrolliks.

Seadmes kasutatakse kolme helipead, vastavalt salvestamiseks, taastamiseks ja kustutamiseks. Salvestamine ja taastamine toimub ainult ühel lindikiirusel. Võimenda-



Joonis 23 — 8. „МАГ-5" helitaastamise lõppvõimendaja elektriline skeem.

jad on jaotatud kolmeks ühikuks: 1) helitaastamise eelvõimendaja, 2) helitaastamise lõppvõimendaja, 3) salvestamise võimendaja.

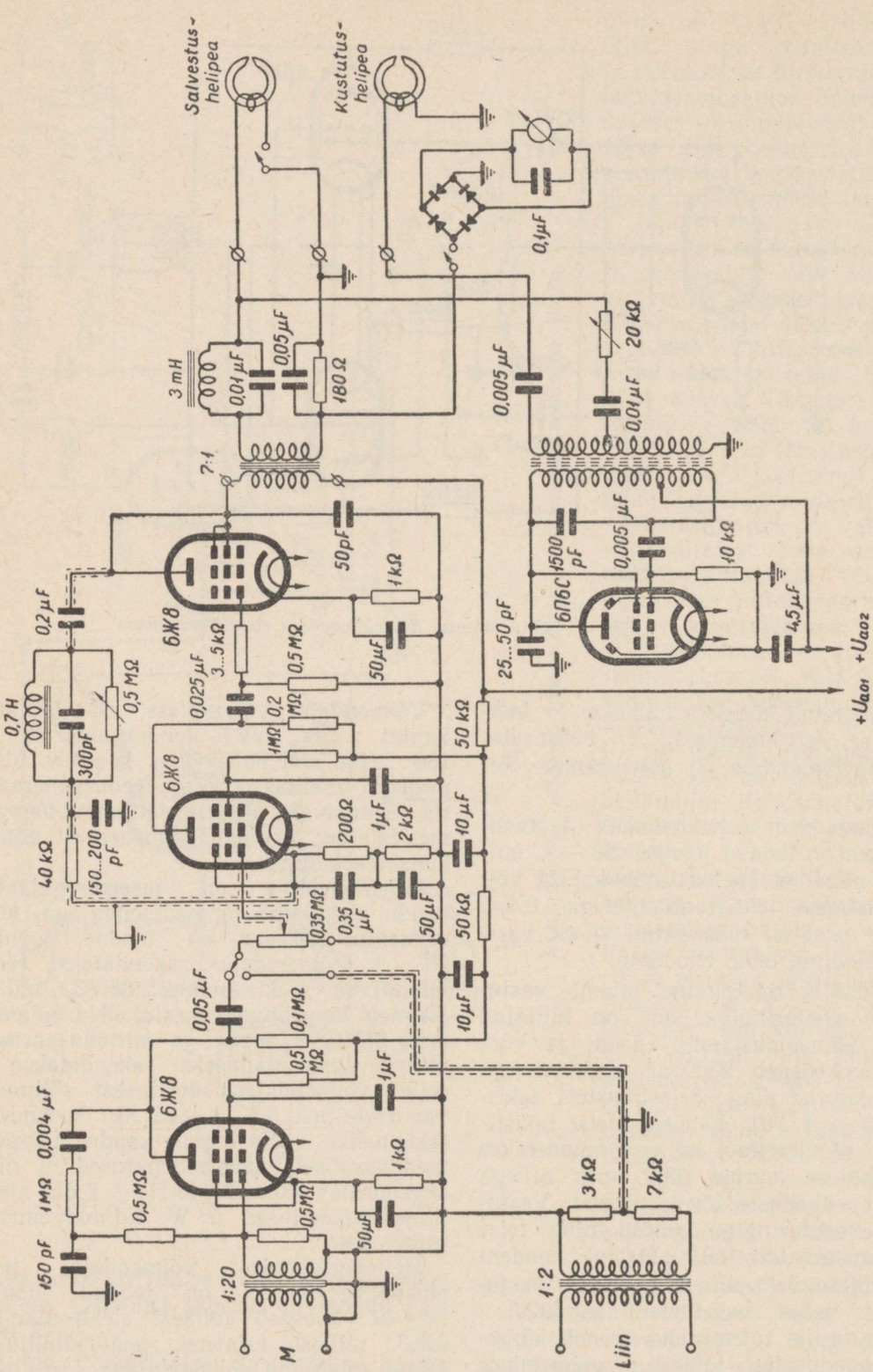
Helitaastamise eelvõimendaja teoreetiline skeem on toodud joonisel 23 — 7, millest on näha, et see koosneb kahest võimendusastmest elektronlampidega 6Ж8. Esimene neist on rakendatud töösse varivõrepentoodina, teine trioodina.

Sageduse korrigeerimine toimub vastusidestuse vooluringiga, mis on lülitatud esimese võimenduslambi anoodi ja võre vahele ja koosneb 2500 pF mahtuvusega kondensaatorist ning järjestikustest takistitest 0,5 ja 1 MΩ. Esimene neist takistitest on reguleeritav, millega muudetakse vastusidestuse suurust ning koos sellega madalate sageduste tõusu ulatust. Vastusidestuse vooluringiga seotud ning teise otsaga maandatud 180 ... 200 pF kondensaatori ülesandeks on nõrgendada vastusidestuse mõju sagedustel üle 6000 ... 8000 Hz, mille tulemusena areneb kõrgemas sagedusalas täiendav võimenduse tõus.

Võimendaja väljandisse on lülitatud kahest 2500 pF kondensaatorist ja 130 ... 140 mH paispoolist koosnev filter, millega välditakse kõrgsagedusgeneraatoris tekitatavate pingete sattumist lõppvõimendajasse, juhul kui samaaegselt toimub helisalvestamine.

Eelvõimendaja on tasemeregulaatori kaudu ühendatud lõppvõimendajaga, mille elektriline skeem on toodud joonisel 23 — 8. Võimendajas rakendatakse faasinihutajana elektronlampi 6Н7С, millele järgneb lõppvõimendusaste elektronlampidega 6П6С. Lineaar- ja mittelineaarmoonutuste vähendamiseks rakendatakse ka selles võimendajas sagedusest sõltumata vastusidestust 0,5 ja 0,25 MΩ koosnevate takistuslike vooluringide kaudu. Lõppvõimendusastme lineaarmoonutused ei ületa sagedusalas 30 ... 12000 Hz ± 2 dB, mittelineaarmoonutused 6 W väljandvõimsuse juures 2%.

Helisalvestamise võimendaja, mille elektriline skeem on toodud joonisel 23 — 9, koosneb kolmest elektronlambist 6Ж8, millest esimene, pentoodlülituses, toimib mikrofoni võimendajana, teine, pentoodlülituses, eelvõimendajana ning kol-



Joonis 23 — 9. „MAГ-5" helisalvestamise võimendaja elektriline skeem.

mas, trioodlülituses, lõppvõimendusastmena salvestushelipea toiteks. Sageduskarakteristiku tõstmiseks 10 ... 12 dB võrra sagedusalas 7000 — 8000 Hz rakendatakse kahe astme vahelist vastusidestust, mille vooluring koosneb reguleeritava takistusega sillatud rööpvõnkeringist ja järjestikusest takistusest. Analoogiliselt helitaastamisvõimendajale kasutatakse ka siin täiendavalt 150 ... 200 pF sildkondensaatorit.

Samal joonisel on näidatud veel kõrgsagedusgeneraatori teoreetiline skeem trioodina lülitatud võimenduspentoodiga 6П6С. Generaator toimib sagedusel 45 ... 55 kHz ja toidab kustutus- ja salvestushelipäid, vastavalt kustutus- ja eelmagneetimisvooluga. Salvestushelipeasse suubuva eelmagneetimisvoolu tase reguleeritakse 20 kΩ muudetava takistiga, madalsagedusvoolu tase eelvõimendaja sisendisse lülitatava 0,35 MΩ tundlikkuse regulaatoriga, kusjuures voolutugevuse kontrollimiseks kasutatakse võimendaja väljundjuhtmesse lülitatavat alaldajaga mõõteriista.

Muus osas on „МАГ-5" elektriline skeem tavaline.

Kirjandus: 23.

24. peatükk.

MADALSAGEDUSTRANSFORMAATORITE KONSTRUKTIIVARVUTUS JA PROOVIMINE.

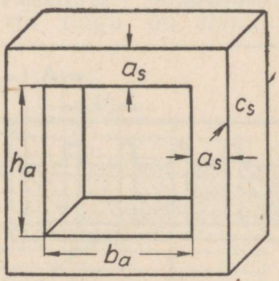
24 — 1. Madalsagedustransformaatorite konstruktiivarvutuse põhialused.

Madalsagedustransformaatorite konstruktiivarvutusel on esimeseks ülesandeks määrata selle teraskeha kuju ja maht. Pööris-voolukadude vähendamiseks valmistatakse transformaatorite teraskehad 0,1 kuni 0,5 mm paksusega isoleeritud lehtterasest. Teraskehad valmistatakse kujult südamik- või manteltüüpi (joonised 24 — 1 ja 24 — 2).

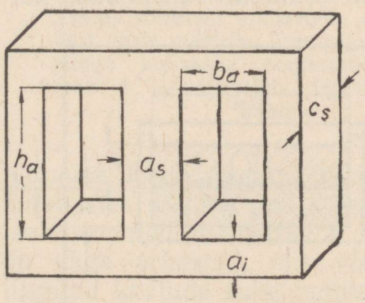
Vahe- ja väikese võimsusega väljandtransformaatorid (kuni 100 W) valmistatakse manteltüüpi teraskehadega, sest nende konstruktsioon on lihtsam ning odavam.

Suure võimsusega väljandtransformaatorid valmistatakse tavaliselt südamiktüüpi teraskehadega.

Südamiktüüpi teraskeha kasutamisel on transformaatori jahutuspind suurem ning kõrgepinge mähiste puhul on neid kergem isoleerida.



Joonis 24 — 1. Transformaatori teraskeha, südamiktüüpi.



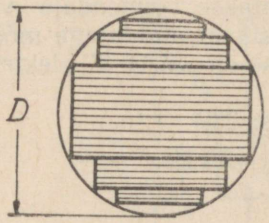
Joonis 24 — 2. Transformaatori teraskeha, manteltüüpi.

Samuti kasutatakse südamiktüüpi teraskehi sisendtransformaatorite konstrueerimiseks. Sellega saavutatakse transformaatori väiksem tundlikkus mürapingetele, sest välise magnetvälja mõjutusel mähise pooltes indutseeritavad elektromotoorsed jõud

arenevad vastufaasis ning nende summaarne väärtus on null.

Südamiktüüpi teraskehaga transformaatorite üheks paremuseks on ka väiksem puisteinduktiivsus.

Suure võimsusega väljandtransformaatorite teraskehad valmistatakse tavaliselt astmelise ristlõikega, südamiktüüpi (joonis 24 — 3).



Joonis 24 — 3. Transformaatori terassüdamik astmelise ristlõikega (lõikes).

Astmelise ristlõikega teraskehale on võimalik asetada ümmargusi aluseid, mis lihtsustab suure läbimõõduga traadi mähkimist.

Transformaatori mähised valmistatakse silindrilised või mähisketastest koosnevatena.

Silindermähised on lihtsamad valmistada, kuid neil on suur sisemahtuvus ja suur puisteinduktiivsus.

Silindermähise sisemahtuvust ja puisteinduktiivsust on võimalik vähendada, kui see mähitakse sektsioonitult (joonis 24 — 6).

Ketasmähistega transformaatorite sisemahtuvused ja puisteinduktiivsused on tunduvalt väiksemad kui silindermähistega transformaatorites.

Ketasmähistega toodetakse ka suure võimsusega väljandtransformaatoreid, sest üksikute mähisketaste isoleerimine on lihtsam.

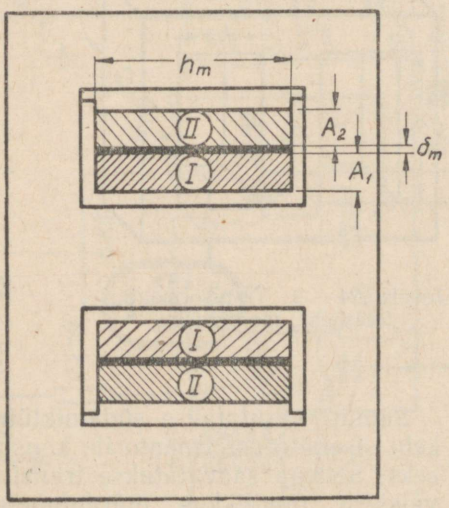
Transformaatori primaarmähise induktiivsus ja samuti õhupiluta paispooli induktiivsus arvutatakse valemiga:

$$L_1 = \frac{0{,}4\pi\mu_t w_1^2 S_t \cdot 10^{-6}}{l_t} \text{ H}, \quad (24 - 1)$$

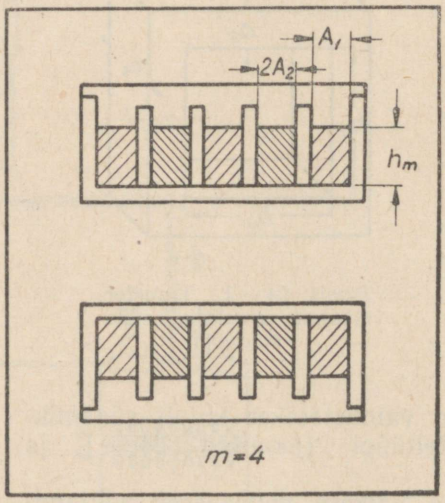
kus l_t on magnetvoo teekonna keskmine pikkus teraskehas meetrites, S_t on teraskeha südamiku ristlõige m² ja μ_t terase permeaablus, mille arvväärtus sõltub magnetvälja tihedusest B; viimane omakorda sõltub primaarmähisele antavast vahelduvpingest, mille tõttu transformaatori primaarmähise induktiivsus on samuti muutuv ning sõltub primaarmähise vahelduvpingest.

Selleks, et lineaarmoonutused ei ületaks maksimaalselt lubatavat suurust, tuleb transformaatori primaarmähise konstruktiivarvutusel kasutada teraskeha minimaalset permeaablust.

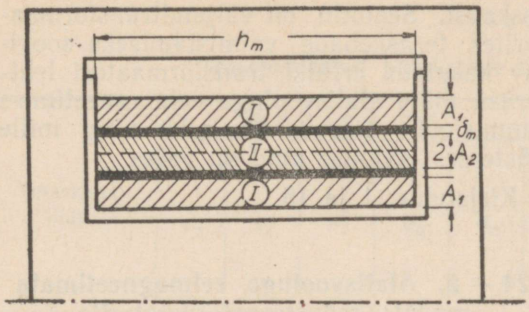
Joonisel 24 — 7 on antud alalisvooluga eelmagneetimata transformaatori leht-



Joonis 24 — 4. Silindermähisega transformaatori lõige.



Joonis 24 — 5. Ketasmähisega transformaatori lõige.



Joonis 24 — 6. Sektsioonitud silindermähisega transformaatori lõige.

terase permeaablus, sõltuvalt magnetvälja tihedusest.

Transformaatori primaarmähise keerdude arv leitakse valemist 24 — 1:

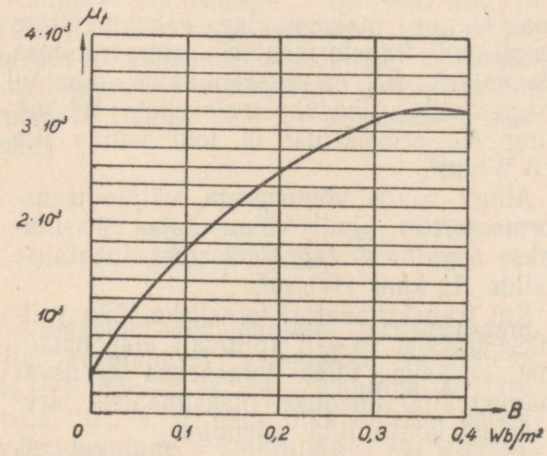
$$w_1 = 10^8 \sqrt{\frac{L_1 l_t}{0{,}4\pi\mu_t S_t}}. \qquad (24-2)$$

Alalisvooluga eelmagneetimata transformaatorite arvutamisel tuleb μ_t võtta võrdne lehtterase algpermeaablusega μ_a.

Tavalisel transformaatori lehtterasel $\mu_a = 350$ kuni 400.

Permalloi lehtterasel $\mu_a = 5000$ kuni 10 000.

Alalisvooluga eelmagneetimisel transformaatori lehtterase permeaablus väheneb sõltuvalt alalisvoolu amperkeerdudest ühele meetrile, nii nagu on näha joonisel 24 — 8.

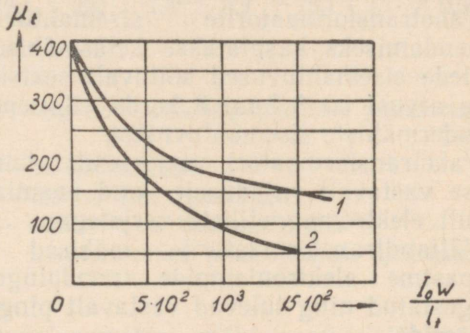


Joonis 24 — 7. Alalisvooluga eelmagneetimata transformaatori lehtterase permeaablus sõltuvalt magnetvälja tihedusest.

Sellelt jooniselt selgub, et õhupilu puhul jääb alalisvooluga eelmagneeditava teraskeha permeaablus suuremaks kui õhupiluta teraskeha korral, tingimusel, et õhupilu pikkus on valitud optimaalne. Seda põhjustab asjaolu, et õhupiluta teraskehas väheneb permeaablus seoses eelmagneetimise tõusuga tunduvalt kiiremini kui õhupiluga teraskehas, magnetilise küllastuse tekkimise tõttu. Tunnusjoon 1 vastab optimaalse õhupiluga teraskeha permeaablusele. Optimaalne õhupilu ligikaudne pikkus arvutatakse valemiga:

$$l_{õopt} = \frac{w_1 I_0}{800} \text{ mm}. \qquad (24-3)$$

Üldreeglina on teada, et tugevvoolu transformaatori hind saadakse kõige odavam, kui teraskeha hind võrdub mähiste



Joonis 24 — 8. Alalisvooluga eelmagneeditava transformaatori lehtterase permeaablus sõltuvalt alalisvoolu amperkeerdudest ühele meetrile. Tunnusjoon 1 — õhupiluga teraskeha permeaablus, tunnusjoon 2 — õhupiluta teraskeha permeaablus.

hinnaga. Kuna aga madalsagedustransformaatorites kasutatakse väga mitmesuguse isolatsiooniga mähistraate, millede hinnad on väga erinevad, siis võrdsest hinnast tingitud kaalude suhe muutub. Nii näiteks on paljude arvutuste tulemusel väikeste ja keskmiste võimsustega madalsagedustransformaatorite mähiste ja teraskehade kaalude suhted 1 : 7 kuni 1 : 10.

Antud suhted on õiged ainult siis, kui transformaatori teraskeha valmistatakse keskmiselt legeeritud transformaatori lehtterasest. Kasutatakse aga transformaatori teraskeha valmistamiseks permalloi- või perminvar-lehtterast, siis eelnimetatud suhted ei pea paika.

Sisendtransformaatorite konstrueerimisel on vaja silmas pidada järgmisi tingimusi: 1) vajalik pingevõimendus, 2) võimalikult odav hind, 3) primaarmähise sümmeetria ja 4) küllaldane varjestus.

Transformaatoris arenevate mürapingete vähendamiseks aitab tunduvalt kaasa transformaatori mõõdete vähendamine. Väiksemate mõõdete saamiseks kasutatakse permalloi- või perminvar-lehtterasest valmistatud teraskehasid.

Mähistevaheliste mahtuvuste vähendamiseks asetatakse mähiste vahele diamagnetilisest materjalist, näiteks vasest või alumiiniumist varjed. Selliselt varjestatud mähiste vaheline mahtuvus on ainult mõned pikofaradid. Samuti kasutatakse diamagnetilisi varjeid ka mähiste välispinnal. Mõlemad diamagnetilised varjed ühendatakse võimendaja šassiga.

Vahetransformaatorite sisemahtuvuse vähendamiseks kasutatakse ketasmähiseid, millede sisemahtuvused sõltuvalt sektsioonide arvust on 3 kuni 6 korda väiksemad silindermähiste sisemahtuvusest.

Vahetransformaatori varjestamist toimitakse vastavalt vajadusele, kuid peamiselt ainult elektromagnetiliste varjetega.

Väljandtransformaatorite mähised on lõppastme elektronlampide anoodpingega pingestatud ning tulevad vastavalt pingele isoleerida.

Parema isolatsiooni saavutamiseks valmistatakse kõrgepinge mähised (üle 1000 V) sektsioonitult. Suure võimsusega väljandtransformaatorites kasutatakse õlijahutust, mis võimaldab ühtlasi vähendada mähiste vahesid. Mähiste lähendamisel väheneb teatavasti ka transformaatori puisteinduktiivsus.

Väljandtransformaatorite valmistamiseks ei ole vajadust kasutada kallist materjalist (permalloi, perminvar) teraskehasid, sest magnetvälja tiheduse amplituudi määramisel ei ole oluline terase suur algpermeaablus μ_a. Permalloi- ja perminvar-lehtterast on ratsionaalne kasutada ainult väga väikese võimsusega (murdosa vatist) väljandtransformaatorite valmistamiseks.

Väljandtransformaatori teraskeha mõõdete vähendamiseks lubatakse selles suurem magnetvälja maksimaalne tihedus kui vahetransformaatorites. Maksimaalne magnetvälja tihedus määratakse sõltuvalt lubatavatest mittelineaarmoonutustest ja teraseskaost. Seetõttu on väljandtransformaatorites teraskehade valmistamiseks soovitav kasutada eriliiki transformaatori lehtterast, mille alalisvooluga eelmagneetimise tunnusjoone sirgosa on pikk ning mille hüstereesi silmuse pind on väike.

Kirjandus: 1 ja 15.

24 — 2. Alalisvooluga eelmagneetimata madalsagedustransformaatorite konstruktiivarvutus.

Transformaatorite alalisvooluga eelmagneetimist ei teki takistus-transformaatorsidestusega pingevõimendajates, samuti ka vastastakt-võimendajate väljandtransformaatorites ning liinitransformaatorites.

Kui transformaatori konstruktiivarvutusel ei ole antud teraskeha tüüpi, siis tuleb esimesena määrata teraskeha mõõted.

Teraskeha mõõted sõltuvad lubatavast magnetvälja tihedusest ja transformaatori primaarmähise ajakonstandist τ_1. Transformaatori primaarmähise ajakonstant arvutatakse valemiga:

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} \text{ sek.} \qquad (24 — 4)$$

Väikese ja keskmise võimsusega transformaatorite teraskehade mahu arvutamiseks on kasutatav valem:

$$V_t \geqslant \frac{10^{-5}}{L_1}\left(\frac{U_1}{f_m B_m}\right)^2 \text{m}^3 = \frac{10}{L_1}\left(\frac{U_1}{f_m B_m}\right)^2 \text{cm}^3, \qquad (24 — 5)$$

kus U_1 on maksimaalne vahelduvpinge amplituud transformaatori primaarmähise klemmidel, B_m on maksimaalne lubatav magnetvälja tihedus teraskehas Wb/m², ning B_m arvväärtust ei tohi valida üle 0,6 Wb/m².

Ainult suure võimsusega väljandtransformaatorites, kui võimendajas kasutatakse negatiivset tagasisidestust, lubatakse valida B_m kuni 1Wb/m².

Kui transformaatori teraskeha tüüp valitakse tabelist 24 — 1 sõltuvalt ajakonstandist τ_1, siis tuleb teraskehas arenevat magnetvälja tiheduse maksimaalset arvväärtust kontrollida valemiga:

$$B = \frac{U_1}{f_m}\sqrt{\frac{10^{-5}}{L_1 V_t}} \text{ Wb/m}^2. \qquad (24 — 6)$$

Tabel 24 — 1.

Transformaatori teraskehade tüübid sõltuvalt ajakonstandist τ_1.

Teraskeha tüüp	Mõõted mm					Põhilised andmed							
									S_{Cu} cm²			τ_1 sek	
	a_s	c_s	a_i	b_a	h_a	S_t cm²	l_t cm	V_t cm³	Mähistraadi isolatsiooni tüüp		l_k cm	Mähistraadi isolatsiooni tüüp	
									lakk	siid		lakk	siid
0 — 12×18	12	18	12	12	50	1,83	16,1	30	0,6	0,36	9,4	0,017	0,01
III — 20×20 L	20	20	13	18	30	3,4	11,2	44	0,54	0,32	13,1	0,029	0,017
III — 20×30 L	20	30	13	18	30	5,1	11,2	66	0,54	0,32	15,1	0,038	0,023
III — 20×20	20	20	13	18	56	3,4	15,8	62	1,0	0,6	13,1	0,038	0,023
III — 20×30	20	30	13	18	56	5,1	15,8	92	1,0	0,6	15,1	0,049	0,03
III — 19×20	19	20	11	17	46	3,23	14,5	52	0,78	0,47	12,6	0,032	0,019
III — 25×35	25	35	15	25	60	7,43	19,1	156	1,5	0,9	19,1	0,07	0,042
III — 25×50	25	50	15	25	60	10,6	19,1	223	1,5	0,9	22,1	0,086	0,052
III — 25×65	25	65	15	25	60	13,8	19,1	290	1,5	0,9	25,1	0,1	0,059

Tabeli tähiste selgitus:

a_s — teraskeha südamiku laius
c_s — teraskeha südamiku paksus
a_i — teraskeha ikke laius
b_a — teraskeha akna laius
h_a — teraskeha akna kõrgus
S_t — teraskeha südamiku ristlõikepind
l_t — magnetvoo teekonna keskmine pikkus teraskehas
V_t — teraskeha maht
S_{Cu} — mähise vase ristlõikepind
l_k — mähise keeru keskmine pikkus
τ_1 — transformaatori primaarmähise ajakonstant.

Kui valemiga 24 — 6 arvutatud B ületab maksimaalselt lubatava magnetvälja tiheduse B_m, siis valitakse järgmine suurem teraskeha tüüp ja korratakse kontrollarvutust valemiga 24 — 6.

Suure võimsusega transformaatorite (üle 100 W) valmistamiseks kasutatakse tavaliselt astmelise ristlõikega teraskehasid. Astmelise ristlõikega teraskeha läbimõõt D (joonis 24 — 3) arvutatakse valemiga:

$$D = \sqrt[3]{\frac{0{,}6\mu_a U_1^2}{10^1 B_m^2 f_m^2 L_1}} \text{ m}. \qquad (24 — 7)$$

Vastastakt-võimendajate transformaatorite arvutamisel asetatakse valemitesse 24 — 5, 24 — 6 ja 24 — 7 pinge U_1 asemele $2U_a$, s. o. ühes õlas tekkiva anoodvahelduvpinge amplituud korrutatakse kahega, s. t.

$$U_1 = 2U_a.$$

Transformaatori mähistraatide läbimõõdud arvutatakse sõltuvalt elektrilisel arvutusel leitud tegevtakistusest ja lubatavast voolutihedusest J.

Elektrilisel arvutusel leitud transformaatori mähise aktiivtakistus on ligikaudu võrdne selle oomtakistusega. Seetõttu võib mähistraadi läbimõõdu arvutamiseks kasutada valemit:

$$d = 0{,}15\sqrt{\frac{l_k w}{r}} \text{ mm}, \qquad (24 — 8)$$

kus l_k on mähiskeeru keskmine pikkus meetrites, r on mähise aktiivtakistus ja w on mähise keerdude arv.

Sõltuvalt voolutihedusest arvutatakse mähistraadi läbimõõt valemiga:

$$d = 1{,}13\sqrt{\frac{I}{J}} \text{ mm}, \qquad (24 — 9)$$

kus J on voolutihedus A/mm² kohta, mille arvväärtus valitakse 2 kuni 3 A/mm².

Transformaatori primaarmähises, mida läbivad alalis- ja vahelduvvoolu komponendid, arvutatakse voolu efektiivväärtus valemiga:

$$I = \sqrt{I_0^2 + (I_a/2)^2} \text{ A.} \quad (24-10)$$

Transformaatori konstruktiivarvutusel arvutatakse mähistraadi läbimõõdud valemitega 24 — 8 ja 24 — 9 ning arvutatud läbimõõtudest valitakse suurem.

Transformaatori puisteinduktiivsuse arvutamiseks kasutatakse valemit:

$$L_\sigma = \frac{0{,}4\pi l_k w_1^2}{10^6 h_m m_e}\left(\delta_m + \frac{A_1 + A_2}{3}\right) \text{ H,} \quad (24-11)$$

kus h_m, δ_m, A_1 ja A_2 nähtuvad joonistelt 24 — 4, 24 — 5 ja 24 — 6, millede suurused valemis on meetrites, l_k on mähiskeeru keskmine pikkus m, m_e on mähise elementide arv.

Mähise elementide arvu m_e määramiseks tuleb kasutada järgmist reeglit:

1) tavalisel silindermähisel on $m_e = n_s - 1 = 1$, kus n_s on mähise sektsioonide arv;

2) sektsioonitud silindermähisel on $m_e = n_s - 1$;

3) paaritu arvu sektsioonidega ketasmähisel on $m_e = n_s - 1$;

4) paaris arvu sektsioonidega ketasmähisel on $m_e = n_s$.

Kui transformaatori konstruktiivarvutusel silindermähise valikul saadakse puisteinduktiivsus elektrilisel arvutusel leitud puisteinduktiivsusest suurem, siis tuleb valida sektsioonitud silindermähis või ketasmähis.

Kirjandus: 15.

24 — 3. Alalisvooluga eelmagneeditavate madalsagedustransformaatorite konstruktiivarvutus.

Alalisvooluga eelmagneeditavate transformaatorite konstruktiivarvutusel on alljärgnevad erinevused.

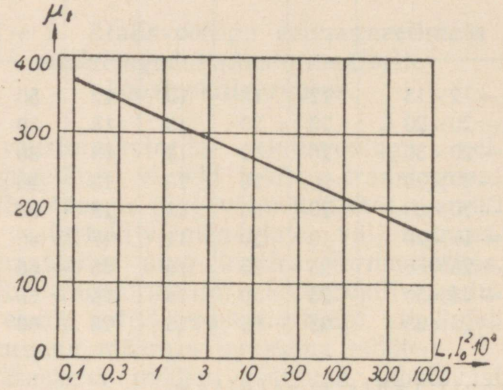
Teraskeha permeaablus tuleb orienteerivalt valida jooniselt 24 — 9, milles μ_t on antud sõltuvalt avaldusest $L\,I_0^2 \cdot 10^4$ arvestusega, et õhupilu on optimaalne. Optimaalne õhupilu arvutatakse valemiga 24 — 3.

Transformaatori ajakonstant τ_1 arvutatakse valemiga:

$$\tau_1 = \frac{L_1 \mu_a}{r_1 \mu_t} \text{ sek.,} \quad (24-12)$$

kus $\mu_a = 400$; μ_t leitakse jooniselt 24 — 9.

Transformaatori primaarmähise keerdude arvu arvutamiseks asetatakse valemisse



Joonis 24 — 9. Alalisvooluga eelmagneeditava teraskeha permeaablus μ_t sõltuvalt avaldusest $LI_0^2 \cdot 10^4$, arvestades, et õhupilu on optimaalne.

24 — 2 μ_t arvväärtus, mis leitakse jooniselt 24 — 9. Muus osas on alalisvooluga eelmagneeditava teraskehaga transformaatori arvutus analoogiline alalisvooluga eelmagneetimata teraskehaga transformaatori arvutusega.

Näide 24 — 1.

Arvutada madalsagedustransformaator vastavalt järgmistele elektrilistele iseloomustussuurustele: $L_1 = 10$ H, $I_0 = 20$ mA, $r_1 = 500$ oomi, $\ddot{u} = 1/30$, $L_\sigma \leqslant 0{,}18$ H.

Lahendus.

1. Arvutatakse $L_1 I_0^2 \cdot 10^4$ selleks, et leida jooniselt 23 — 9 μ_t arvväärtust:

$$L_1 I_0^2 \cdot 10^4 = 10 \cdot (20 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 10^4 = 40.$$

Jooniselt 24 — 9 leitakse $\mu_t = 240$.

2. Arvutatakse transformaatori ajakonstant:

$$\tau_1 = \frac{L_1 \mu_a}{r_1 \mu_t} = \frac{10 \cdot 400}{500 \cdot 240} = 0{,}034 \text{ sek.}$$

3. Tabelist 24 — 1 leitakse vastavalt τ_1-le teraskeha tüüp III —20 × 20, mille tunnusarvud on: $\tau_1 = 0{,}038$ sek., $S_t = 3{,}4$ cm², $l_t = 15{,}8$ cm ja $l_k = 13{,}1$ cm.

4. Arvutatakse transformaatori primaarmähise keerdude arv:

$$w_1 = 10^3 \sqrt{\frac{L_1 l_t}{0{,}4\pi\mu_t S_t}} =$$

$$= 10^3 \sqrt{\frac{10 \cdot 0{,}158}{0{,}4\pi \cdot 240 \cdot 3{,}4 \cdot 10^{-4}}} = 3930 \text{ keerdu.}$$

5. Arvutatakse transformaatori sekundaarmähise keerdude arv:

$$w_2 = \ddot{u} w_1 = \frac{3930}{30} = 130 \text{ keerdu.}$$

6. Arvutatakse mähistraatide läbimõõdud sõltuvalt aktiivtakistusest:

$$d_1 = 0{,}15 \sqrt{\frac{l_k w_1}{r_1}} = 0{,}15 \sqrt{\frac{0{,}131 \cdot 3930}{500}} =$$

$$= 0{,}15 \text{ mm},$$

$$d_2 = \frac{d_1}{\sqrt{\ddot{u}}} = \frac{0{,}15}{\sqrt{1/30}} = 0{,}82 \text{ mm}.$$

7. Arvutatakse mähistraatide läbimõõdud sõltuvalt voolutihedusest:

$$d_1 = 1{,}13 \sqrt{\frac{I}{J}} = 1{,}13 \sqrt{\frac{20 \cdot 10^{-3}}{2{,}5}} = 0{,}1 \text{ mm},$$

kus $I \approx I_0 = 20$ mA, $J = 2{,}5$ A/mm².

Kuna mähistraadi d_1 läbimõõt sõltuvalt aktiivtakistusest saadi suurem, siis valitakse

$d_1 = 0{,}15$ mm ja $d_2 = 0{,}82$ mm, mille suurused koos emailisolatsiooniga on vastavalt: 0,17 mm ja 0,9 mm.

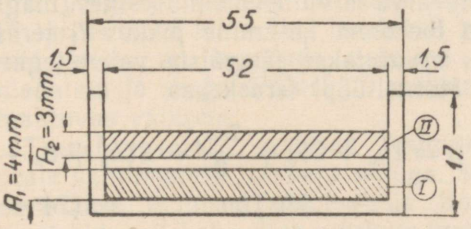
8. Arvutatakse optimaalse õhupilu pikkus:

$$l_\delta = \frac{w_1 I_0}{800} = \frac{3930 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{800} = 0{,}1 \text{ mm}.$$

9. Terase permeaabluse μ_t kontrollimiseks arvutatakse alalisvoolu amperkeerud meetri kohta:

$$\frac{AK}{m} = \frac{I_0 w_1}{l_t} = \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 3{,}93 \cdot 10^3}{0{,}158} = 495 \text{ AK/m}.$$

Jooniselt 24 — 8 leitakse $\mu_t = 230$, mis ei erine kuigi palju jooniselt 24 — 9 orienteerivalt valitud



Joonis 24 — 10. Mähiste paigutus mähise alusele.

suurusest. Kui kontrollarvutusel leitav μ_t erineb tunduvalt orienteerivalt valitud μ_t suurusest, siis kontrollarvutusel saadud μ_t asetatakse keerdude arvutamise valemisse ning arvutust korratakse.

10. Valmistatakse mähise aluse joonis ning tehakse sellele teoreetiline mähiste paigutus (joonis 24 — 10).

1) Primaarmähise keerdude arv kihis:

$$w_{k1} = \frac{h_m}{d_{1i}} = \frac{52}{0{,}17} = 300 \text{ keerdu.}$$

2) Primaarmähise kihtide arv:

$$n_{w1} = \frac{w_1}{w_{k1}} = \frac{3930}{300} = 14 \text{ kihti.}$$

3) Primaarmähise paksus isoleerkihtideta:

$$a_1 = n_{w1} d_{i1} = 14 \cdot 0{,}17 = 2{,}4 \text{ mm}.$$

4) Primaarmähise isoleerkihtide paksus:

$$\Sigma\delta_1 = (n_{w1} - 1) \cdot 0{,}1 = (14 - 1)\, 0{,}1 = 1{,}3 \text{ mm}.$$

5) Primaar- ja sekundaarmähise vahelise isoleerkihi paksus:

$$\delta_m = 0{,}3 \text{ mm}.$$

6) Üldine primaarmähise paksus:

$$A_1 = a_1 + \Sigma\delta_1 + \delta_m = 2{,}4 + 1{,}3 + 0{,}3 = 4 \text{ mm}.$$

7) Keerdude arv sekundaarmähise kihis:

$$w_{k2} = \frac{h_m}{d_{2i}} = \frac{52}{0{,}9} = 57 \text{ keerdu.}$$

8) Sekundaarmähise kihtide arv:

$$n_{w2} = \frac{w_2}{w_{k2}} = \frac{130}{57} = 3 \text{ kihti.}$$

9) Sekundaarmähise paksus:

$$A_2 = n_{w2} d_{2i} + \Sigma\delta_2 = 3 \cdot 0{,}9 + 2 \cdot 0{,}1 = 3 \text{ mm}.$$

11. Arvutatakse transformaatori puisteinduktiivsus:

$$L_\sigma = \frac{0{,}4\pi l_k w_1^2}{10^6 h_m m_e} \left(\delta_m + \frac{A_1 + A_2}{3}\right) =$$

$$= \frac{1{,}256 \cdot 0{,}131 \cdot 3930^2}{10^6 \cdot 5{,}2 \cdot 10^{-2} \cdot 1} \left(0{,}3 \cdot 10^{-3} + \right.$$

$$\left. + \frac{0{,}4 \cdot 10^{-2} + 0{,}3 \cdot 10^{-2}}{3}\right) = 0{,}128 \text{ H}.$$

Kuna arvutatud L_σ on väiksem maksimaalselt lubatavast puisteinduktiivsusest, siis silindermähis sobib.

Kirjandus: 15.

24 — 4. Madalsagedustransformaatorite mähiste alused.

Madalsagedustransformaatorite mähiste alused valmistatakse tavaliselt isoleermaterjalist, näiteks getinaksist, bakeliidist, presspapist jne.

Mähiste aluste otsad valmistatakse tihti ka isoleerlakiga immutatud puidust või

vineerist. Mähiste aluste kleepimiseks kasutatakse šellak- või bakeliitlakki.

Sisendtransformaatorite mähiste alused valmistatakse nende varjestamiseks 0,2 kuni 0,4 mm paksusest messingist, mis on kaetud isoleerkihiga. Pöörisvoolude tõkestamiseks lõigatakse messingist mähise alusesse pikuti pilu.

Tabelis 24 — 2 on antud orienteerivad andmed presspapist mähiste aluste paksuste kohta.

Üle 1000 V tööpingetega mähistele valmistatakse igale mähisele eraldi alus.

Õliisolatsiooniga transformaatorites võib tabelis 24 — 2 antud mõõteid vähendada ligikaudu 1,5 korda.

Kui tabelis 24 — 2 antud mõõdetega mähise alus ei taga vajalikku mehaanilist tugevust, siis valitakse mähise aluse paksus vastavalt mehaanilise tugevuse nõuetele.

Tehastes valmistatakse väiksemaid transformaatoreid tihti otsteta mähise alustele, mis lihtsustab mähise aluste tootmisprotsessi.

Kirjandus: 15.

Tabel 24 — 2.

Orienteerivad andmed presspapist mähiste aluste paksuse kohta, sõltuvalt mähiste tööpingetest.

Mähise tööpinge V	Mähise aluse paksus (mm)	Mähise aluse otsa paksus (mm)	Mähise aluse otsa kaugus teraskehast (mm)	Mähiste vahekaugus (mm)
220	1,5	2	—	2
220 ... 500	2,0	3	—	2
500 ... 1 000	2,5	4	—	3
1 000 ... 2 000	3	4	—	5
2 000 ... 3 000	4	5	5	7
3 000 ... 5 000	5	6	7	12
5 000 ... 7 000	6	7	10	18
7 000 ... 10 000	8	10	15	25
10 000 ... 12 000	10	12	20	30

24 — 5. Madalsagedustransformaatorite mähiste konstruktiivarvutus.

Madalsagedustransformaatorite mähiste valmistamiseks kasutatakse tavaliselt ümmargust isoleeritud elektrolüütvask-traati. Kasutusel on järgmised isoleerimise viisid:

1) ПЭ, ПЭН, ПЭЛ, ПЭТ — lakkisolatsioon,

2) ПШО — ühekordne siidisolatsioon,

3) ПШД — kahekordne siidisolatsioon,

4) ПБО — ühekordne puuvillisolatsioon,

5) ПБД — kahekordne puuvillisolatsioon,

6) ПЭШО — lakk + ühekordne siidisolatsioon,

7) ПЭШД — lakk + kahekordne siidisolatsioon,

8) ПЭБО — lakk + ühekordne puuvillisolatsioon,

9) ПЭБД — lakk + kahekordne puuvillisolatsioon.

Lakkisolatsiooniga mähistraadi paremuseks on isolatsioonikihi õhuksus (0,005 kuni 0,02 mm), mis on eriti tähtis väikese läbimõõduga (0,05 kuni 0,15 mm) mähistraatide kasutamisel.

Lakkisolatsiooniga mähistraati kasutatakse väljandtransformaatorite mähiste valmistamiseks. Suure võimsusega väljandtransformaatorites on lakkisolatsiooniga traadi kasutamine raskendatud, sest neis tekkivate kõrgete pingete tõttu võib lakkisolatsioon rikneda.

Seetõttu kasutatakse suure võimsusega väljandtransformaatorite mähiste valmistamiseks tavaliselt traati ПШД.

Siidisolatsiooniga mähistraadi ainukeseks puuduseks on ta kallis hind. Siidisolatsiooniga mähistraate kasutatakse ka sisend- ja vahetransformaatorite valmistamiseks.

Puuvillisolatsiooniga mähistraadi puuduseks on isolatsiooni paksus.

Seetõttu kasutatakse seda ainult suuremate läbimõõtude puhul (üle 0,3 mm).

Lakk + siidisolatsiooniga mähistraadid on kasutusel samades kohtades kus ПШД traat, s. t. kõrgepinge mähistes.

Transformaatori primaarmähise keerdude arvu arvutusvalemis esinev magnetvoo teekonna keskmine pikkus l_t teraskehas arvutatakse järgmiste valemitega:

1. Manteltüüpi teraskehas

$$l_t = 2h_a + 2b_a + \frac{2\pi a_i}{2} = 2(h_a + b_a + 1{,}57a_i)\,\text{m}. \qquad (24 — 13)$$

2. Südamiktüüpi teraskehas

$$l_t = 2h_a + 2b_a + \frac{2\pi a_s}{2} = 2(h_a + b_a + 1{,}57a_s)\,\text{m}. \qquad (24 — 14)$$

Transformaatori mähiste keerdude keskmine pikkus arvutatakse valemitega:

1. Silindermähises

$$l_{k1} = 2(a_s + c_s + 4\delta_a) + \frac{2\pi A_1}{2} =$$

$$= 2(a_s + c_s + 4\delta_a + 1{,}57A_1) \text{ m.} \quad (24 — 15)$$

$$l_{k2} = l_{k1} + 2\pi(A_1 + \delta_m + A_2/2) \text{ m.} \quad (24 — 16)$$

Transformaatori eelarvutusel, kui ei ole veel teada mähiste paksused, valitakse need orienteerivalt:

$$A_1 = A_2 = 0{,}3b_a \text{ m.} \quad (24 — 17)$$

2. Ketasmähise keeru keskmine pikkus arvutatakse valemiga:

$$l_k = 2(a_s + c_s + 4\delta_a) + \frac{2\pi h_m}{2} =$$

$$= 2(a_s + c_s + 4\delta_a + 1{,}57h_m) \text{ m.} \quad (24 — 18)$$

Eelarvutusel valitakse $h_m = 0{,}7b_a$ m. (24 — 19)

3. Südamiktüüpi teraskehal, kus kummalgi teraskeha sambal asub pool primaar- ja pool sekundaarmähist, valitakse eelarvutusel:

$$A_1 = A_2 = 0{,}1b_a \text{ m,} \quad (24 — 20)$$

$$h_m = 0{,}2b_a \text{ m.} \quad (24 — 21)$$

Madalsagedustransformaatori mähised mähitakse kihtidena või mittekihiliselt. Kihtmähise kihtide vahele asetatakse õhuke isoleerpaber (0,08 kuni 0,1 mm).

Mittekihilisel mähisel asetatakse isoleerpaber paksusega 0,15 kuni 0,3 mm mähiskeerdude vahele, kaalutlusel, et ühes mähiskeerdude grupis kahe äärmise keeru vaheline pinge ei ületaks 30 kuni 40 volti. Elektriliselt on kihtmähis tunduvalt parem, sest selles on keerdude vaheline pinge madalam ja seega ühtlasi on mähise sisemahtuvus väiksem.

Transformaatori mähised immutatakse peale valmistamist vastava seguga. Selleks asetatakse mähised või valmis transformaatorid sellekohasesse vaakum-immutusseadisesse. Vaakum-immutusseadise puudumisel kuivatatakse transformaatorit mõned tunnid temperatuuris 40° C kuni 50° C ja asetatakse kohe selle järel väheseks ajaks kuumutatud immutussegusse (nõusse). Selliselt kattub ka transformaatori teraskeha isoleer-kattekihiga, mis kaitseb teda edaspidi korrosiooni eest.

Madalsagedustransformaatori mähiste otsad tuuakse välja kiudtraadiga, mis joodetakse mähise valmistamisel selle traadi otste külge. Kui mähistraadi läbimõõt on üle 0,5 mm, siis võib mähistraadi otsad välja tuua otseselt, asetades sellele isoleertoru või isoleerpärlid.

Ketasmähiste sektsioonide vahelised ühendused joodetakse ja isoleeritakse. Madalsagedustransformaatori mähiste otsad ühendatakse sellekohasele klemmliistule, või märgitakse värvidega või siltidega.

Kirjandus: 15.

24 — 6. Madalsagedustransformaatorite proovimine.

Projekteeritud ja selle järgi valmistatud madalsagedustransformaatorid proovitakse vastavalt järgmistele tingimustele.

1. Mähiste proovimine enne teraskehale asetamist:
   a) keerdude vahelise lühise proovimine,
   b) mähiste oomtakistuste mõõtmine,
   c) mähiste keerdude arvu kontrollimine.
2. Komplekt-transformaatori proovimine:
   a) mähiste isolatsiooni mõõtmine,
   b) transformaatori elektrilise tugevuse proovimine,
   c) sümmeetriliste transformaatorite sümmeetria mõõtmine.
3. Soovitavad on veel järgmised proovimised:
   a) primaarmähise induktiivsuse mõõtmine,
   b) puisteinduktiivsuse mõõtmine,
   c) ülekandesuhte kontrollimine,
   d) sisemahtuvuse mõõtmine,
   e) sagedustunnusjoone ülesvõtmine.

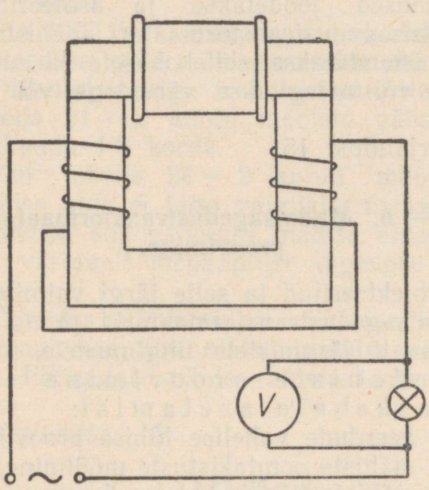
Alljärgnevalt kirjeldatakse eelnimetatud proovimise meetodeid.

1. Transformaatori mähise keerdudevahelist lühist võib avastada jooniselt 24— 11 nähtuva skeemi järgi koostatud seadisega. See seadis koosneb südamiktüüpi teraskehast, millel asub mähis.

Sellesse mähisesse juhitakse läbi hõõglambi vahelduvpinge (võrgust) ning mõõdetakse hõõglambi klemmidel tekkiv pingelang. Järgnevalt asetatakse teraskehale lisaks proovitav mähis.

Kui proovitavas mähises on lühiskeerde, siis lühisvoolu mõjutusel väheneb prooviseadise näivtakistus ning kontrollvoltmeeter näitab hõõglambi klemmidel kõrgemat pinget.

Kirjeldatud prooviseadist on võimalik konstrueerida võrdlemisi suure täpsusega, nii et juba mõne lühiskeeru puhul kontrollvoltmeetri osut liigub 0,08 kuni 0,1 mm.



Joonis 24 — 11. Mähise lühiskeerdude avastamise seadise skeem.

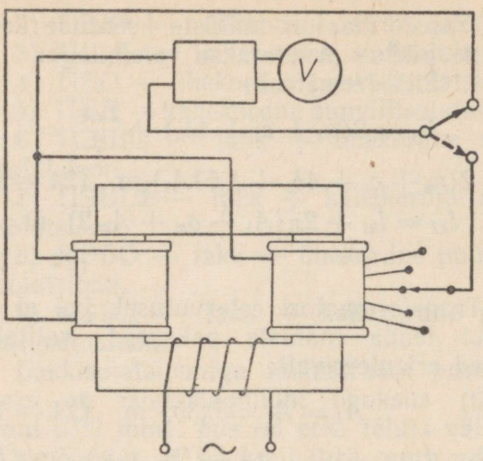
2. Transformaatori mähiste oomtakistuste mõõtmiseks kasutatakse oommeetrit või täpsemaks mõõtmiseks tavalist mõõtesilda.

3. Mähise keerdude arvu määramiseks kasutatakse diferentsiaalmeetodit, mõõtes lampvoltmeetriga induktsioonpinged etalonmähisel ja proovitaval mähisel. Sellise mõõteseadise skeem on antud joonisel 24 — 12.

4. Madalsagedustransformaatori isolatsiooni mõõtmine toimub samal meetodil kui takistuse mõõtmine. Selleks võib kasutada aga ka eriliselt ehitatud isolatsiooni mõõteseadiseid.

Lihtsaima isolatsiooni mõõtmise seadise skeem nähtub jooniselt 24 — 13.

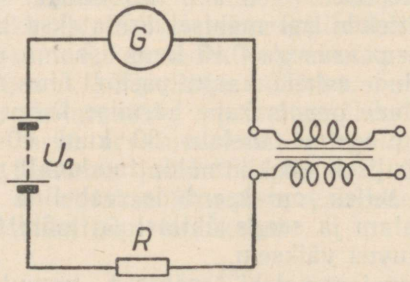
5. Transformaatori elektrilise tugevuse ehk läbilöögi proovimist toimitakse kahel viisil: a) üksikute mähiste vaheline proov ja b) iga mähise ja teraskeha vaheline proov.



Joonis 24 — 12. Mähise keerdude arvu määramise seadise skeem.

Proovimine toimub eritransformaatoriga, nii nagu on näha jooniselt 23 — 14. Voltmeeter on lülitatud proovitava transformaatori primaarmähisele, kuid on graduëeritud vastavatele sekundaarpingetele kV. Kaitsetakistus on valitud selliselt, et proovitava transformaatori läbilöögil lühisvoolu võimsus ei ületaks 0,5 kuni 1,0 kW iga kV proovipinge kohta.

Proovitava transformaatori läbilöögil hakkab põlema kaitsetakistusele paralleelselt lülitatud signaallamp ning voltmeetri osuti näitamine väheneb. Säärane seadis peab olema ehitatud vastavalt tugevvoolu eeskirjadele.



Joonis 24 — 13. Transformaatori isolatsiooni mõõtmise seadise skeem.

6. Sümmeetriliste transformaatorite sümmeetria mõõtmist võib toimida vastavalt joonisel 24 — 15 antud skeemile.

Mõõdetav mähis II sillatakse täpselt sümmeetrilise takistiga R_1. Teisele mähi-

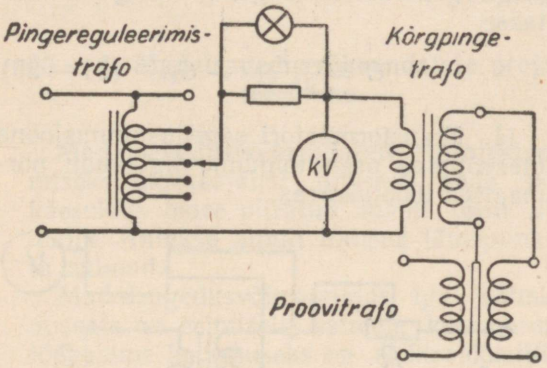
sele I antakse vahelduvpinge sagedusega, mille juures soovitakse mõõta sümmeetriat. Paralleelselt mähisele I lülitatakse reguleeritav sumblülide komplekt R_2.

Sumblülide komplekti takistuse reguleerimisega leitakse olukord, kus lampvoltmeetri ümberlülimisel selle näitamine ei muutu. Sellises olukorras arvutatakse sümmeetria arvväärtus neprites valemiga:

$$\beta = \beta_s + ln1/\ddot{u} \text{ Np}, \quad (24 — 22)$$

kus β_s on sumblülide komplekti sumbumus.

7. Transformaatori primaarmähise induktiivsuse mõõtmiseks kasutatakse Maxwelli silda, mille skeem on toodud joonisel 24 — 16.



Joonis 24 — 14. Transformaatori elektrilise tugevuse proovimisseadise skeem.

Mõõtmiseks on vaja etaloninduktiivsusi, milledeks võib kasutada ka terassüdamikuga etaloninduktiivsusi (suure õhupiluga). Suur õhupilu on vajalik selleks, et induktiivsus ei muutuks sillale antava pinge mõjul.

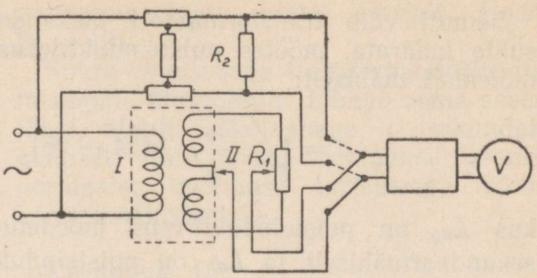
Mõõtmist on soovitav toimida sagedustel 50—100 Hz, s. t. väiksematel töösagedustel.

Tasakaalustatud olukorras

$$L_x = L_{et} r_3/r_2 \text{ H}. \quad (24 — 23)$$

8. Madalsagedustransformaatorite puisteinduktiivsuse mõõtmine toimub samuti Maxwelli sillaga (joonis 24 — 16), kuid väikeste induktiivsuste tõttu on lülitus vaja muuta nii, nagu nähtub jooniselt 24 — 17.

Mõõtmine toimub sagedusega 800—1000 Hz. Indikaatoriks on telefon. Silla toitmiseks vajaliku helisagedusgeneraatori võimsus 0,1—1 W.

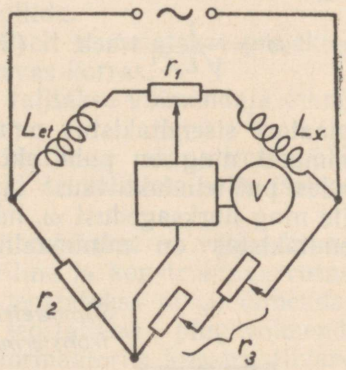


Joonis 24 — 15. Transformaatori sümmeetria proovimisseadise skeem.

Mõõtmisel üks transformaatori mähis lühistatakse, kuna teine mähis ühendatakse klemmidega L_x. Mõõteresultaat annab otseselt puisteinduktiivsuse. C_{et} on etalon-mahtuvuskast 0,001—1 μF, millele on paralleelselt lülitatud muudetav kondensaator 0,001 μF.

$$L_x(H) = C_{et}(\mu F). \quad (24 — 24)$$

9. Transformaatori ülekandesuhet võib mõõta suure sisetakistusega lampvoltmeetriga, mis lülitatakse kordamööda ühele ja teisele mähisele, kusjuures ühele mähisele antakse helisageduslik vahelduvpinge. Transformaatori ülekandesuhe määratakse lampvoltmeetri näitamiste suhtest. Samuti võib $\ddot{u}$ määrata keerdude arvu suhtena, kui



Joonis 24 — 16. Transformaatori primaarmähise induktiivsuse mõõteseadise skeem.

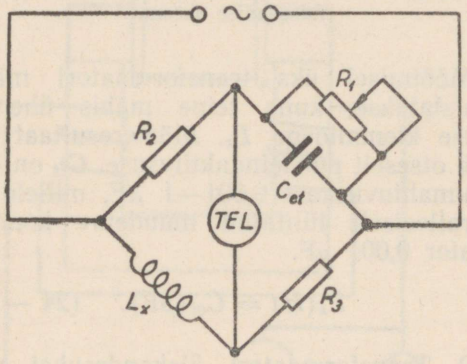
määratakse keerdude arv vastavalt eespoolkirjeldatud meetodile:

$$\ddot{u} = \frac{U_2}{U_1} \text{ või } \ddot{u} = \frac{w_2}{w_1}. \quad (24 — 25)$$

Samuti võib transformaatori ülekandesuhte määrata, mõõtes puisteinduktiivsusi mõlemalt mähiselt:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{L_{\sigma 2}}{L_{\sigma 1}}}, \qquad (24-26)$$

kus $L_{\sigma 2}$ on puisteinduktiivsus mõõdetud sekundaarmähiselt ja $L_{\sigma 1}$ on puisteinduktiivsus mõõdetud primaarmähiselt.



Joonis 24 — 17. Transformaatori puisteinduktiivsuse mõõteseadise skeem.

10. Transformaatori sisemahtuvuse mõõtmiseks on üks täpsemaid meetodeid transformaatori sisendtakistuse mõõtmine sõltuvalt sagedusest.

Nurksagedusel

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_\sigma C'}} \text{ 1/sek.} \qquad (24-27)$$

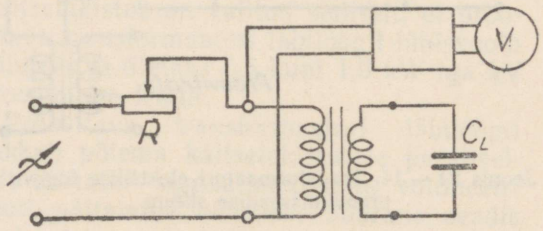
transformaatori sisendtakistus omab teravat miinimumi ning on puht aktiivtakistus. Teades puisteinduktiivsust taandatud primaarile ning nurksagedust ω, mille juures sisendtakistus on minimaalne, võib leida transformaatori sisemahtuvuse taandatult sekundaarile

$$C' = \frac{1}{\ddot{u}^2\omega^2 L_\sigma} \text{ F.} \qquad (24-28)$$

Mõõtmine toimub joonisel 24 — 18 näidatud skeemi järgi. Vahelduvpingegeneraatoriga antakse vahelduvpinge sagedusega $5 \cdot 10^2 \ldots 5 \cdot 10^3$ Hz üle reguleeritava takistuse R primaarmähisele, kusjuures paralleelselt sekundaarmähisele on soovitav ühendada mahtuvus $C_L = 100 \ldots 200$ pF, mis vähendab resonantssagedust ligilähedalt sarnaseks tavalisele tööolukorrale. Muutes sagedust (generaatoril) märgitakse lampvoltmeetril miinimumnäitamise järgi generaatori sagedus ning arvutatakse

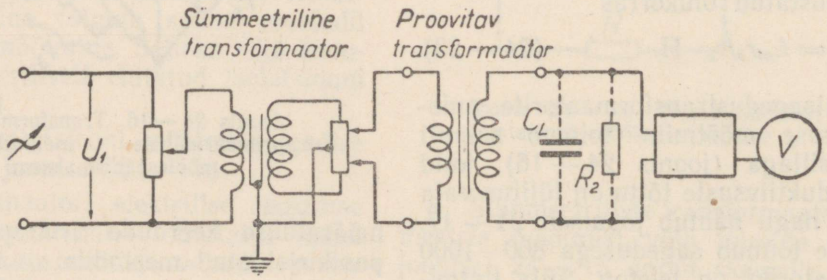
$$C' = \frac{1}{\ddot{u}^2\omega^2 L_\sigma} - C_L. \qquad (24-29)$$

11. Transformaatori sagedustunnusjoone ülesvõtmine peab toimuma ligikaudu normaalses tööolukorras.



Joonis 24 — 18. Transformaatori sisemahtuvuse mõõteseadise skeem.

Selleks ühendatakse järjestikku primaarmähisele takisti, mille arvväärtus on võrdne tegelikus tööolukorras selle mähise toiteks lülitatava generaatori sisetakistusega (mikrofon, helipea, elektronlamp).



Joonis 24 — 19. Transformaatori sagedustunnusjoone ülesvõtmise seadise skeem.

Sekundaarmähisele ühendatakse rööbiti mahtuvus, mille suurus peab olema võrdne astme dünaamilise sisendmahtuvusega, millele transformaator töösse rakendatakse. Tunnusjoone ülesvõtmiseks antakse primaarmähisele muudetava sagedusega, kuid konstantse amplituudiga helisageduslik vahelduvpinge. Sekundaarmähise pinge mõõdetakse lampvoltmeetriga ilma sisendtransformaatorita. Lampvoltmeetri sisendmahtuvus tuleb võtta arvesse (joonis 24 — 19).

Suure võimsusega transformaatorite tunnusjoonte ülesvõtmine toimub sama skeemi järgi, ainult selle vahega, et sekundaarmähisele lülitatakse mahtuvuse asemele normaalse koormuse takistusega võrdne koormustakistus R_2.

Kirjandus: 15.

25. peatükk.

MADALSAGEDUSVÕIMENDAJATE PROJEKTEERIMINE JA PROOVIMINE.

25 — 1. Madalsagedusvõimendajate projekteerimine.

Madalsagedusvõimendajate projekteerimiseks üksikasjalisi juhiseid anda pole käesoleva teose piiratud mahu tõttu võimalik. Antakse ainult üldised lähtepunktid ja suunad.

Madalsagedusvõimendajas iga võimendusaste on eelmisele astmele koormuseks, lõppastme koormuseks on elektroakustiline seadis või liin. Järelikult projekteerimise algul on teada ainult lõppastme koormus ning seetõttu tuleb arvutust alata lõppastmest. Järgmisena arvutatakse lõppastme tüüraste ja nii edasi aste-astmelt ettepoole ning kõige viimasena arvutatakse pingevõimendaja esimene aste.

Projekteerimisel on võimalik lähtuda kahest seisukohast, s. o. kas projekteerida võimendaja antud ehk valitud elektronlampidega ja valitud sidestuselementidega või projekteerida võimendaja vastavalt antud ehk valitud elektrilistele näitajatele. Tihti ilmneb aga projekteerimise käigus olukord, et ollakse sunnitud muutma esialgselt valitud elektronlampide tüüpe või sidestuselemente. Samuti võib esimesel arvutamisel ilmneda, et ei ole täidetud mõned tehnilised tingimused ning seetõttu peab mõnikord arvutust muudetud sidestuselementidega mitu korda kordama. Arvutatud variantidest valitakse see, mis vastab kõige rohkem antud tehnilistele tingimustele ja mille tootmine on lihtsam ning ekspluatatsioon odavam.

Kogemusteta projekteerijal on kõige raskem algsuuruste valik, mis nõuab teatavat praktilist vilumust.

Arvutuste täpsust vähendavad tunduvalt elektronlampide iseloomustussuuruste kõrvalekaldumised tabelites antud arvväärtustest. Projekteeritava võimendaja arvutatud iseloomustussuurusi mõjutavad tunduvalt ka mitmesugused parasiitsidestused, mida sageli on võimata ette näha.

Kui projekteerimine toimub tehase olukorras, kus on kasutada vastavad laboratoorsed mõõteseadmed, siis tuleb projekteerimisel saadud andmeid tegelikkuses kontrollida.

Üldiselt toimetatakse projekteerimist alljärgnevas korras:

1) valitakse võimendaja tehnilised tingimused,

2) valitakse lõppastme põhilised andmed ja arvutatakse selle iseloomustussuurused,

3) teostatakse väljandtransformaatori elektriline ja konstruktiivarvutus,

4) teostatakse pingevõimendaja arvutus,

5) teostatakse pingevõimendaja vahetransformaatorite konstruktiivarvutus,

6) kontrollitakse võimendaja üldisi iseloomustussuurusi,

7) teostatakse toiteseadme konstruktiivarvutus.

Võimendaja projekteerimisel on antud või valitakse järgmised tehnilised tingimused:

1) võimendatav sagedusala,

2) väljandvõimsus või väljandpinge,

3) koormuse tüüp ja selle iseloomustussuurused,
4) sisendpinge,
5) lineaarmoonutused,
6) mittelineaarmoonutused,
7) võimendaja endamüra tase,
8) ekspluatatsioonilised tingimused (tootmisviis, kasutegur, käsituse lihtsus, reguleerimisviis, tööpidevus jne.),
9) konstruktiivsed tingimused (mõõted, kaal, elektronlampide vahetuse võimalus jne.),
10) mitmesugused lisatingimused.

Lõppastme põhiliste andmete valikul lähtutakse tehnilistes tingimustes antud väljandvõimsusest, mittelineaarmoonutustest jne. Esimesena valitakse lõppastme lülitusskeem ja elektronlampide tüüp. Vastastakt-lülitusskeemi valikul tuleb elektronlampide arv kummaski õlas piirata maksimaalselt kolmega. Vastavalt valitud lülitusskeemile ja elektronlampidele arvutatakse lõppastme iseloomustussuurused. Kui lõppaste on AB_2- või B_2-klassi võimendaja, siis arvutatakse järgnevalt tüürastme iseloomustussuurused.

Väljandtransformaatori elektriline konstruktiivarvutus viiakse läbi vastavalt eespoolantud juhistele, võttes arvesse lõppastme lülitusskeemi ja väljandvõimsust ning lubatavaid moonutusi.

Pingevõimendaja arvutamisel määratakse esialgu orienteerivalt selle üldine võimendus ja sellest lähtudes määratakse vajalik astmete arv. Astmete arvu määramisel võib arvestada, et trioodiga takistussidestusega astme võimendus on ligikaudu 0,6 kuni 0,7 μ ja pentoodiga takistussidestusega astme võimendus, sõltuvalt pentoodi tüübist, on 50 kuni 150. Transformaatorsidestusega astme võimendus on ligikaudu 1,5 μ ning takistus-transformaatorsidestusega astme võimendus on 15 kuni 20% eelmisest vähem. Sõltuvalt pingevõimendaja astmete lülitusskeemide valikust arvutatakse nende iseloomustussuurused eelmistes peatükkides antud juhiste järgi. Sisendtransformaatori vajaduse tingib sisendpingeallikas. Selle kohta on lähemad juhised antud peatükis 5.

Vahetransformaatorite konstruktiivarvutus viiakse läbi vastavalt peatükis 24 antud juhistele. Konstruktiivarvutusel võib peamiseks raskuseks olla tegelikult tekkiva puisteinduktiivsuse suurus, sest see saadakse tihti suurem kui elektrilisel arvutusel saadud maksimaalselt lubatav suurus. Sellisel korral tuleb kasutada sektsioonitud ketasmähiseid ja kui ka see olukorda ei lahenda, tuleb sekundaarmähisele ühendada rööbiti takisti R_2. See tingib aga elektrilise arvutuse kordamist ning kutsub esile ka astmevõimenduse vähenemise, mida tuleb arvestada.

Projekteeritava madalsagedusvõimendaja summaarse lineaarmoonutuse leidmiseks liidetakse üksikutes astmetes arenevate lineaarmoonutuste logaritmilised arväärtused

$$N_{ü} = N_1 + N_2 + N_3 + \ldots + N_n \text{ dB}.$$

Võimendaja üldist mittelineaarmoonutust arvutada on väga tülikas, eriti kui astmete koormused on komplekssed, seetõttu võetakse arvutamisel tavaliselt arvesse ainult lõppastmes ja selle tüürastmes tekkivad mittelineaarmoonutused ja liidetakse need aritmeetiliselt.

Kirjandus: 1 ja 15.

25 — 2. Mõnede tööstuslike madalsagedusvõimendajate teoreetilisi skeeme ja iseloomustussuurusi.

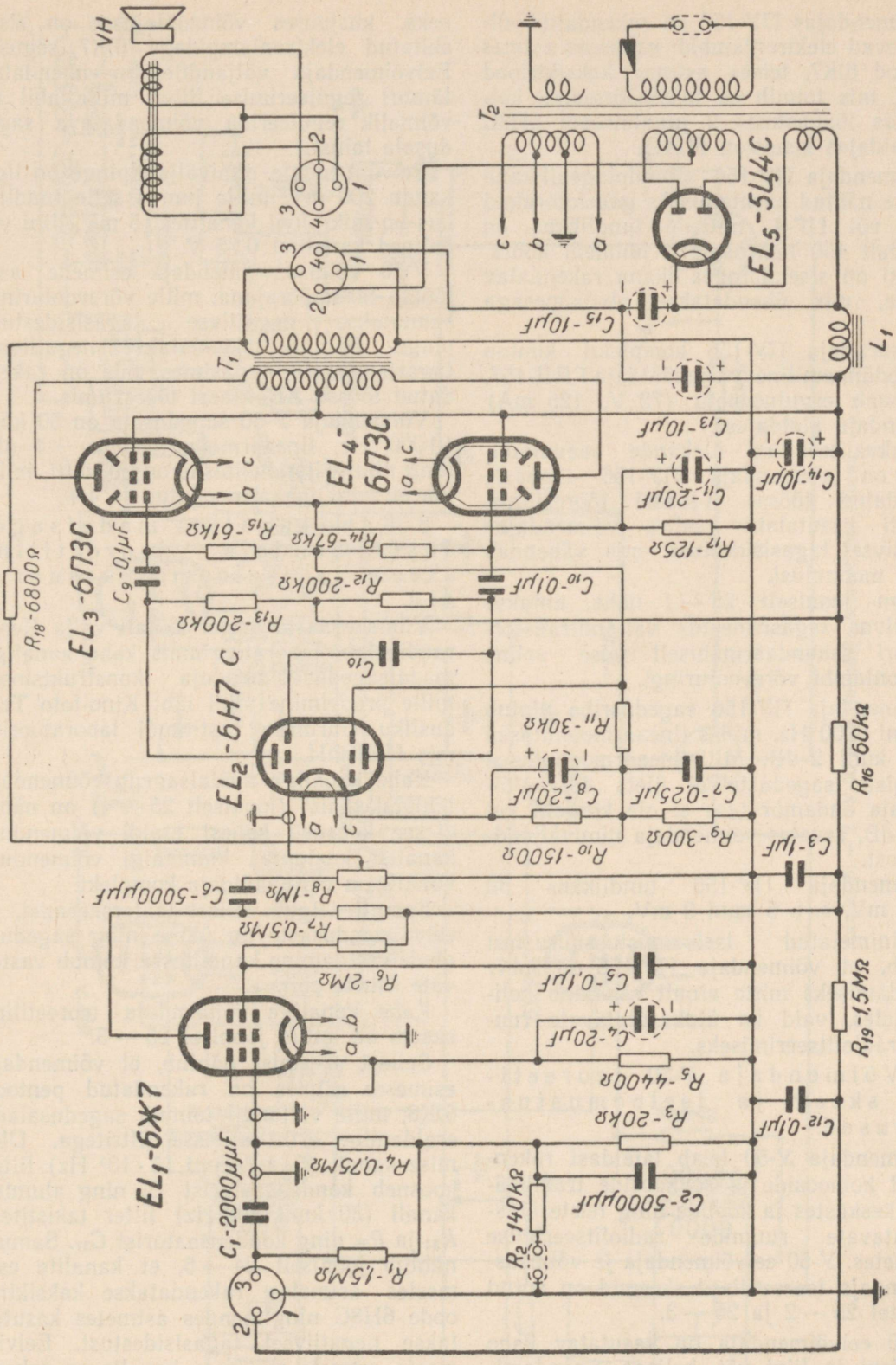
Madalsagedusvõimendajate projekteerimise lihtsustamiseks ja nende andmetega lähemalt tutvumiseks antakse alljärgnevalt kolme eritüübilise võimendaja teoreetilised skeemid ning tuuakse ühtlasi nende põhilised iseloomustussuurused.

1. Rändkino heliseadme võimendaja ПУ-156 teoreetiline skeem ja iseloomustussuurused.

Võimendaja ПУ-156 on konstruktsioonilt kantavat tüüpi ning leiab rakendamist rändkino heliseadmetes. Võimendaja ПУ-156 teoreetiline skeem nähtub jooniselt 25— 1.

Võimendajat ПУ-156 toidetakse 110-voldise vahelduvvooluga ($f = 50$ Hz); teistsuguste võrgupingete puhul transformeeritakse võrgupinge 110-voldiseks autotransformaatoriga, mis kuulub rändkinoseadme komplekti.

Võimendaja ПУ-156 toitevõimsus on ligikaudu 90 vatti ning ta nimi-väljandvõimsus on 6 vatti.



Joonis 25 — 1. Rändkino heliseadme võimendaja ПУ-156 teoreetiline skeem.

Võimendajas ПУ-156 on rakendatud alljärgnevad elektronlambid: esimeses astmes pentood 6Ж7, teises astmes kaksiktriood 6Н7С, mis toimib ka faasipöörajana, kolmandas lõppastmes 2 jugatetroodi 6П3С ja alaldajas kenotron 5Ц4С.

Võimendaja ПУ-156 sisendpingeallikana on ette nähtud kasutamiseks gaasfotorakud ЦГ-2 või ЦГ-4, millede tundlikkus on vähemalt 150 mikroamprit luumeni kohta. Samuti on sisendpingeallikana rakendatav helipea, mis ühendatakse pistikupesaga HP.

Võimendaja ПУ-156 komplekti kuulub elektrodünaamiline valjuhääldaja ГДД-157, mis saab ergutusvoolu (72 V, 125 mA) võimendaja alaldajast.

Heakvaliteedilise ülekande saavutamiseks on võimendaja ПУ-156 lõppaste rakendatud töösse A-klassi töörežiimis. Samuti kasutatakse selles võimendajas negatiivset tagasisidestust, mis vähendab veelgi moonutusi.

Nagu jooniselt 25 — 1 näha, antakse negatiivne tagasisidestus väljandtransformaatori sekundaarmähiselt teise astme elektronlambi võrevooluringi.

Võimendaja ПУ-156 sagedusriba ulatub 80 kuni 6000 Hz, milles lineaarmoonutused on 1 kuni 2 dB. Mittelineaarmoonutused keskmistel sagedustel ei ületa 4%. Võimendaja endamüratase ei ole kõrgem kui — 43 dB, arvates võimendaja nimiväljandtasemest.

Võimendaja ПУ-156 tundlikkus on 7 ± 2 mV, s. t. 5 kuni 9 mV.

Ülalnimetatud iseloomustussuurustest nähtub, et võimendaja ПУ-156 on sobiv rakendamiseks mitte ainult rändkino heliseadmetes, vaid ka üldkasutatavate ruumide radiofitseerimiseks.

2. Võimendaja У-50 teoreetiline skeem ja iseloomustussuurused.

Võimendaja У-50 leiab laialdast rakendamist kolhooside ja sovhooside traathäälingu keskustes ja koolide ning teiste ühiskasutatavate ruumide radiofitseerimise seadmetes. У-50 eelvõimendaja ja võimsusvõimendaja teoreetilised skeemid on antud joonistel 25 — 2 ja 25 — 3.

У-50 eelvõimendaja on kasutatav kahe mikrofoni ja liini või helipea ühendamiseks, kusjuures võimendajasse on sisse ehitatud elektronlampidega 6Ж7 segusti. Eelvõimendaja väljandile on ühendatud tämbri reguleerimise filter, mille abil on võimalik reguleerida võimendatava sagedusala laiust.

Eelvõimendaja nimiväljandpinge on ligikaudu 200 mV, mille juures selle tundlikkus on mikrofoni kanalitel 15 mV, liini või helipea kanalitel 0,75 V.

У-50 võimsusvõimendaja esimene aste töötab faasipöörajana, mille võrevooluringi suunatakse negatiivse tagasisidestuse pinge. Samuti rakendatakse negatiivset tagasisidestust lõppastmes, mis on rakendatud töösse AB_2-klassi töörežiimis.

Võimendaja У-50 sagedusala on 50 kuni 10 000 Hz, lineaarmoonutustega ± 4 dB, ning nimiväljandvõimsus on 50 vatti, mille juures mittelineaarmoonutus on 4%.

3. Kahe kanaliga madalsagedusvõimendaja teoreetiline skeem ja iseloomustussuurused.

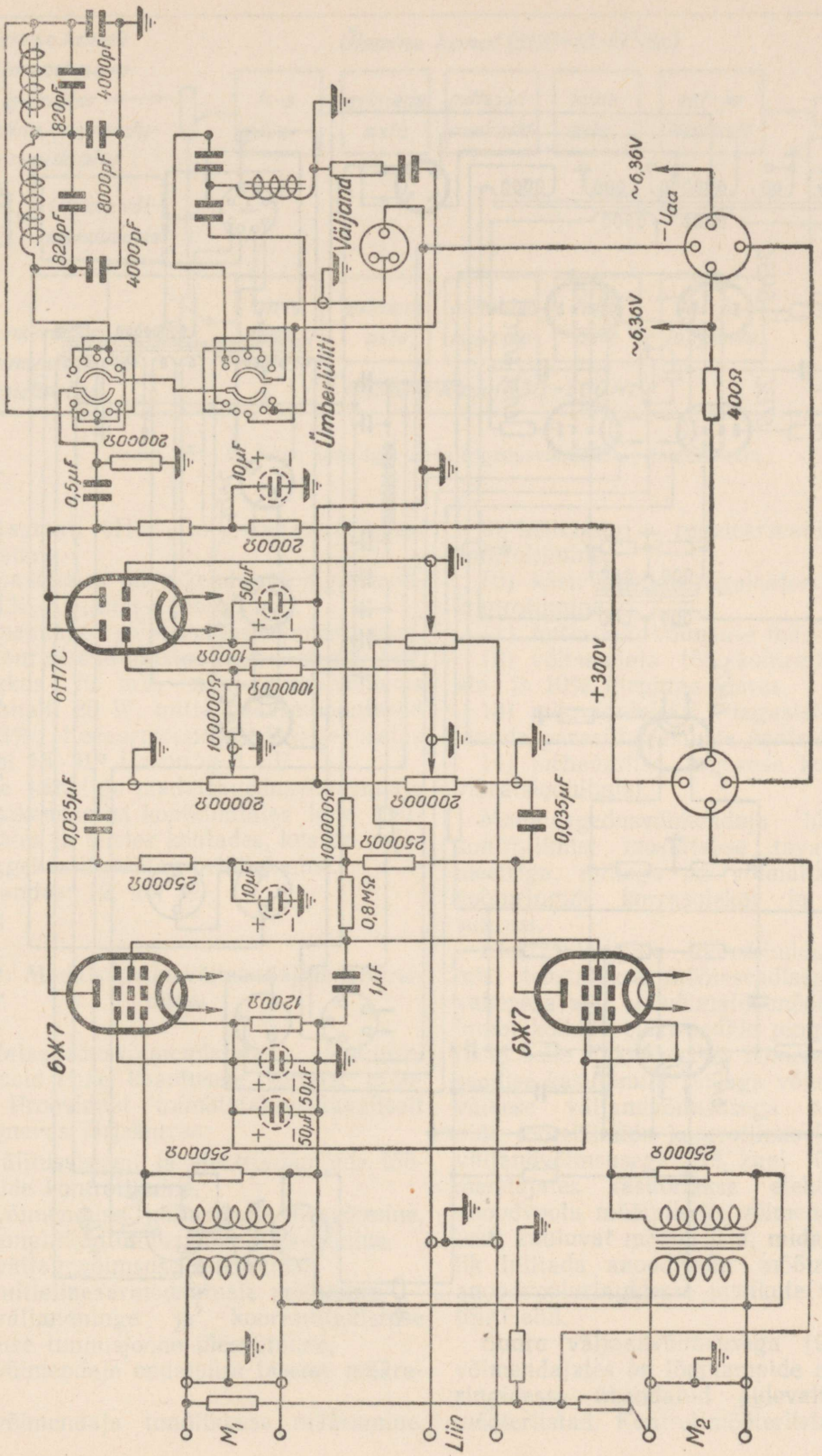
Viimase aasta kestel töötati välja Keskraadioklubi laboratooriumis kahe kanaliga madalsagedusvõimendaja konstruktsioon, mille proovimine viidi läbi Kino-foto Teadusliku Uurimise Instituudi laboratooriumis НИКФИ.

Kahe kanaliga madalsagedusvõimendaja lahterskeemist (jooniselt 25 — 4) on näha, et see koosneb kahest eraldi võimenduskanalist, kusjuures kummalgi võimenduskanalil on valjuhääldaja komplekt.

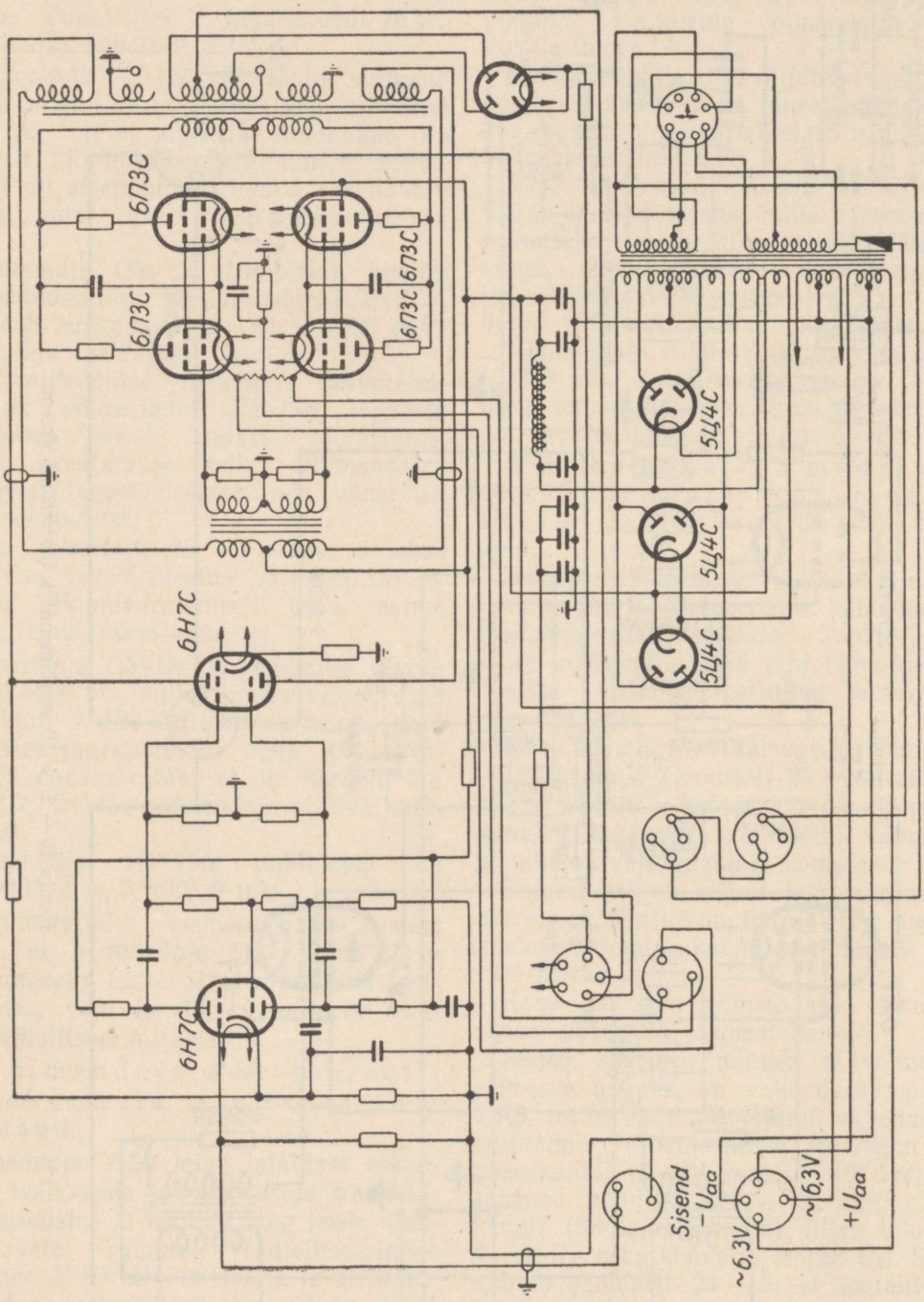
Samuti selgub sellest lahterskeemist, et eelvõimendusaste on ühine ning sagedusalade eraldamine kanalitesse toimub vastavate filtrite abil.

Kahe kanaliga võimendaja teoreetiline skeem on antud joonisel 25 — 5.

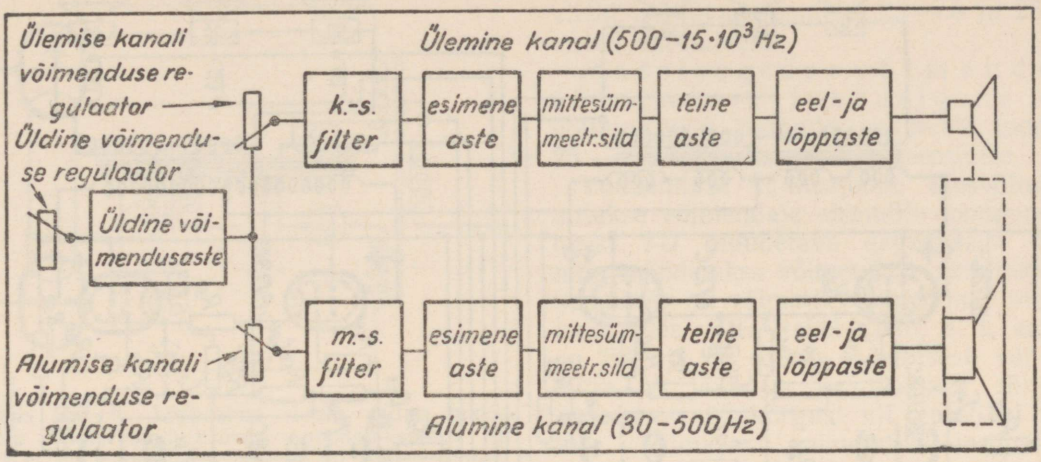
Sellest skeemist nähtub, et võimendaja esimeses astmes on rakendatud pentood 6Ж8, mille väljandil toimub sagedusalade eraldamine erikanalitesse filtritega. Ülemise kanali ($5 \cdot 10^2$ kuni $15 \cdot 10^3$ Hz) filter koosneb kondensaatorist C_5 ning alumise kanali (30 kuni 500 Hz) filter takistitest R_{34} ja R_{35} ning kondensaatorist C_{37}. Samuti nähtub jooniselt 24 — 5, et kanalite esimestes astmetes rakendatakse kaksiktrioode 6Н8С ning nendes astmetes kasutatakse negatiivset tagasisidestust. Eelviimaste astmete mõlemas kanalis on raken-



Joonis 25 — 2. У-50 eelvõimendaja teoreetiline skeem.



Joonis 25 — 3. У-50 võimsusvõimendaja teoreetiline skeem.



Joonis 25 — 4. Kahe kanaliga madalsagedusvõimendaja lahterskeem.

datud samuti 6H8C, mis töötavad faasipöörajatena.

Lõppastmetes on rakendatud jugatetroodid 6П3С AB_1-klassi töörežiimis.

Võimendaja põhilised iseloomustussuurused on: sisendtakistus ligikaudu 0,5 MΩ, tundlikkus 70 mV, nimi-väljandvõimsus igal kanalil 20 W, mittelineaarmoonutused kuni 3%, lineaarmoonutused sagedusalas 30 kuni $15 \cdot 10^3$ Hz on $\pm$ 1 dB.

Kahe kanaliga madalsagedusvõimendaja leiab rakendamist kohtkindlates kino heliseadmetes ja teistes kohtades, kus on vajalik kõrgekvaliteediline heliülekanne.

Kirjandus: 12, 25, 32.

25 — 3. Madalsagedusvõimendajate proovimine.

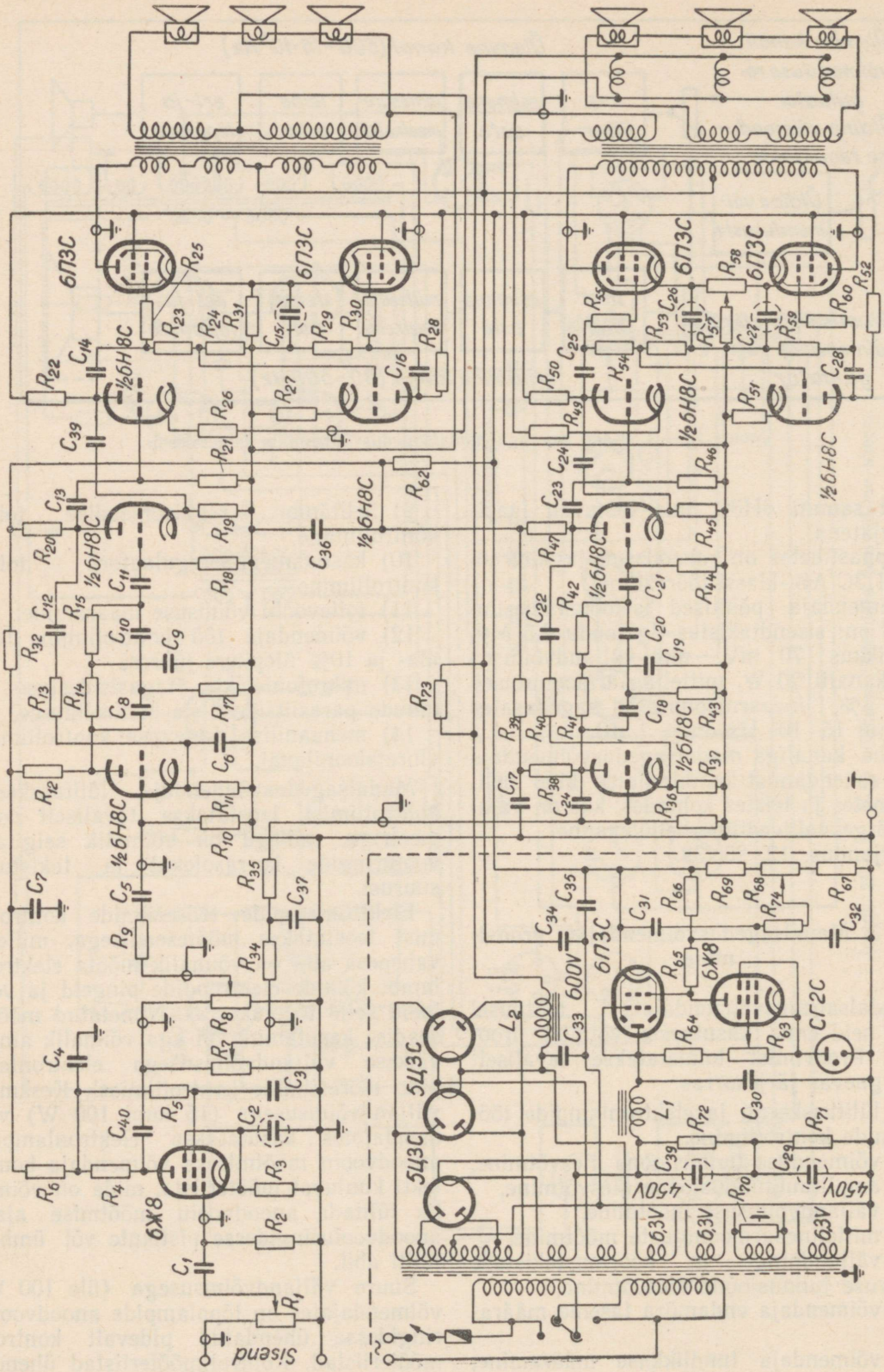
Madalsagedusvõimendajate tootmisel tuleb neid enne kasutusele võtmist proovida. Proovimist toimetatakse tavaliselt alljärgnevas järjekorras:

1) lülitusskeemi ja elektronlampide töörežiimide kontrollimine,
2) võimenduse tunnusjoone ülesvõtmine,
3) amplituudtunnusjoone ülesvõtmine,
4) väljandvõimsuse mõõtmine,
5) mittelineaarmoonutuste mõõtmine,
6) väljandpinge ja koormustakistuse sõltuvuse tunnusjoone ülesvõtmine,
7) võimendaja endamüra taseme määramine,
8) võimendaja tundlikkuse määramine,
9) helitämbri reguleerseadise toime kontrollimine,
10) käsivõimendusregulaatori toime kontrollimine,
11) toitevoolu võimsuse määramine,
12) võimendaja töö kontrollimine 15% ala- ja 10% ülepinge juures,
13) mikrofoniefekti, tagasisidestuse ja muude parasiitsidestuste kontrollimine,
14) mehaanilise tugevuse kontrollimine vibratsioonilaual.

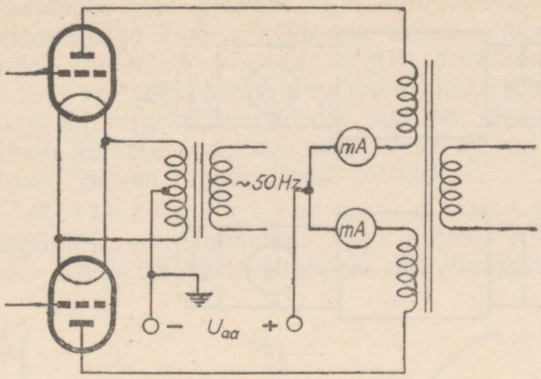
Madalsagedusvõimendaja lülitusskeemi kontrollimist teostatakse tavaliselt oommeetriga, millega on võimalik selgitada vooluringide korrasolekut ja takistuste suurusi.

Elektronlampide töörežiimide kontrollimist teostatakse mõõteseadisega, millega vahepesa abil on võimalik mõõta elektronlambi kõikide elektroodide pingeid ja voolusid selle tööolukorras. Nimetatud mõõteseadise kasutamine on aga võimalik ainult väikese väljandvõimsusega elektronlampide töörežiimide kontrollimisel. Keskmise väljandvõimsusega (15 kuni 100 W) võimendajates kasutatakse elektronlampide anoodvoolu mõõtmiseks võimendaja komplekti kuuluvat mõõteriista, mida on võimalik lülitada anoodvoolu mõõtmise ajaks anoodvooluringidesse pistikute või ümberlüliti abil.

Suure väljandvõimsusega (üle 100 W) võimendajates on lõpplampide anoodvooluringidesse ühendatud pidevalt kontrollmõõteriistad. Kontrollmõõteriistad ühenda-



Joonis 25 — 5. Kahe kanaliga madalsagedusvõimendaja teoreetiline skeem.



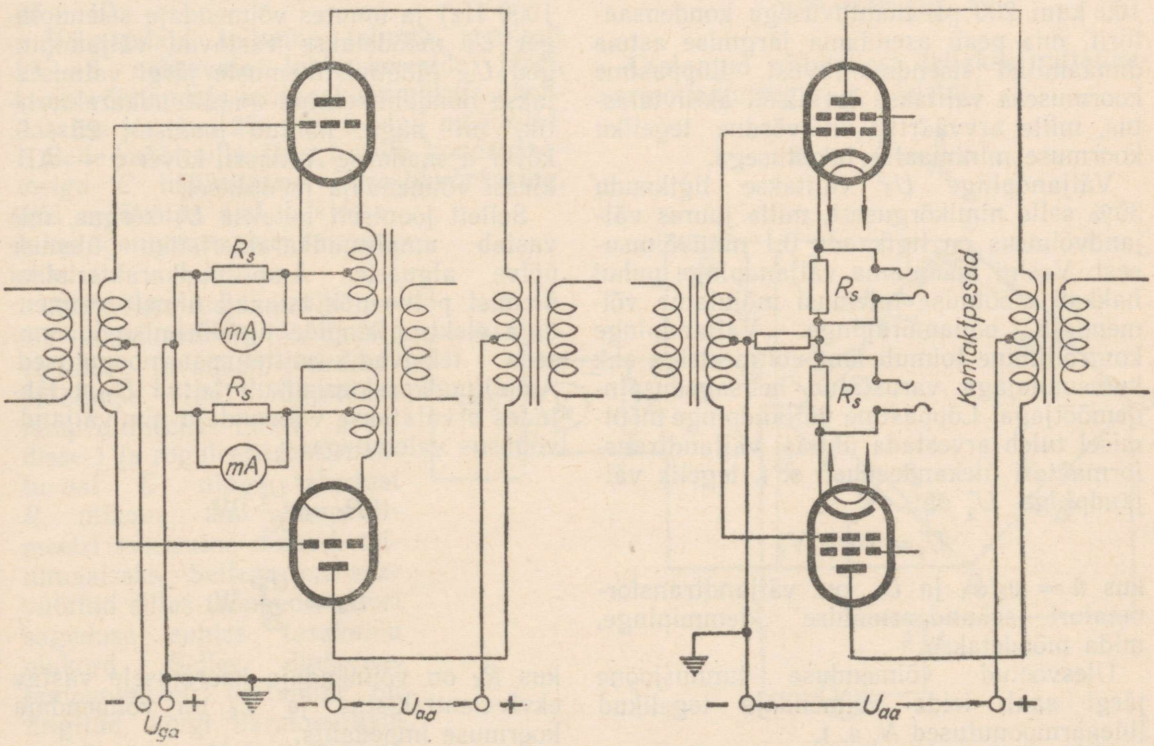
Joonis 25 — 6. Lõppastme skeem, milles anoodvoolu mõõteriistad asuvad anoodalalispinge all, kuid ei asu anoodvahelduvpinge all (šassii suhtes).

takse tavaliselt anoodvooluringidesse nii, et need ei asuks võimendaja šassii suhtes kõrge anoodalalispinge ja anoodvahelduvpinge all. Esimest tingimust ei ole võimalik alati täita ja nimelt siis, kui lõppastme lampide katoodid on omavahel vahetult ühendatud. Kontrollmõõteriistade ühendusviisid nähtuvad joonistel 25 — 6 ja 25 — 7 antud skeemidest.

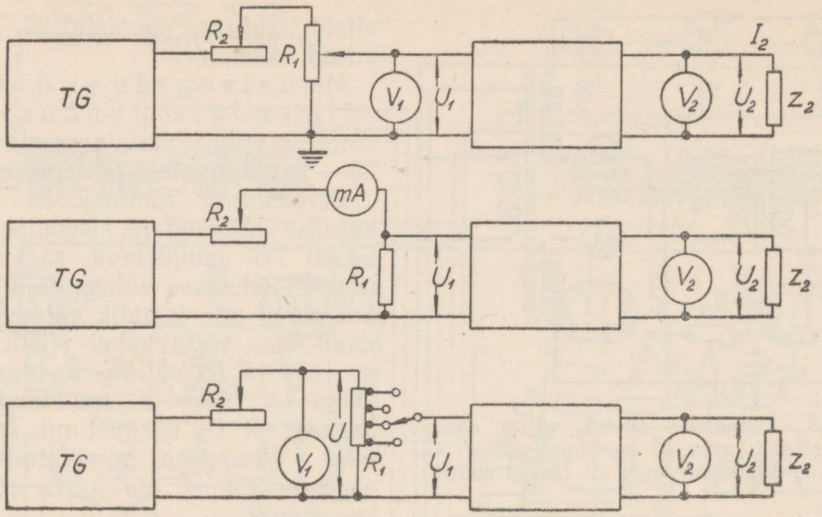
Madalsagedusvõimendaja võimenduse tunnusjoone ülesvõtmine võib toimuda vastavalt jooniselt 25 — 8 nähtuvatele lahterskeemidele.

Võimenduse tunnusjoone ülesvõtmiseks antakse võimendaja sisendile toongeneraatorist *TG* muudetava sagedusega pinge ning mõõdetakse võimendaja väljandpinge. Seejuures on võimalik võimenduse tunnusjoont üles võtta kahel viisil, s. t. kas U_1 on jääv ja U_2 sõltub sagedusest, või valitakse U_2 jääv ja muudetakse sõltuvalt sagedusest U_1 kõrgust nii, et U_2 ei muutuks. Viimasena nimetatud meetod on parem, sest ei ole karta lõppastme ülekoormamist.

Joonisel 25 — 8 antud skeemidest on kolmas kõige rohkem kasutusel, sest selles on toongeneraatori ja võimendaja vahele ühendatud gradueeritud pingejagaja, mille abil on võimalik võimendaja sisendpinget astmeliselt muuta, kuna täpse pinge reguleerimine toimub takistiga R_2. Takistid



Joonis 25 — 7. Lõppastme skeemid, milledes anoodvoolu mõõteriistad ei asu anoodalalis- ega anoodvahelduvpinge all (šassii suhtes).



Joonis 25 — 8. Madalsagedusvõimendaja võimenduse tunnusjoone ülesvõtmise lahterskeemid.

R_1 ja R_2 peavad omama ainult aktiivtakistust, sest vastasel korral muutuvad nende takistused sõltuvalt sagedusest.

Võimendaja väljandile ühendatakse normaalne koormus või selle asetakistus. Pingevõimendajates kasutatakse koormusena 100 kuni 200 pF mahtuvusega kondensaatorit, mis peab asendama järgmise astme dünaamilist sisendmahtuvust. Lõppastme koormuseks valitakse tavaliselt aktiivtakistus, mille arvväärtus on võrdne tegeliku koormuse minimaalse takistusega.

Väljandpinge U_2 valitakse ligikaudu 30% selle nimikõrgusest, mille juures väljandvõimsus on ligikaudu 0,1 nimivõimsusest. Veelgi madalama väljandpinge puhul hakkab mõõtmise tulemusi mõjutama võimendaja endamürapinge. Väljandpinge kontrollimine toimub lampvoltmeetriga ehk kuivsuunajaga varustatud helisageduspingemõõtjaga. Lõppastme väljandpinge mõõtmisel tuleb arvestada ühtlasi väljandtransformaatori ülekandesuhet, s. t. tegelik väljandpinge U_2' on:

$$U_2' = U_2/\ddot{u} \text{ V},$$

kus $\ddot{u} = w_2/w_1$ ja U_2 on väljandtransformaatori sekundaarmähise klemmipinge, mida mõõdetakse.

Ülesvõetud võimenduse tunnusjoone järgi saab leida võimendaja tegelikud lineaarmoonutused N, s. t.

$$N = \frac{K}{K_0},$$

kus K on võimendus sagedusel, mille juures arvutatakse lineaarmoonutus.

Väljandvõimsuse mõõtmist toimitakse samuti jooniselt 24 — 8 nähtuvate lahterskeemide järgi, kusjuures valitakse toongeneraatori sagedus jääv (400 kuni 1000 Hz) ja muutes võimendaja sisendpinget U_1 mõõdetakse vastavad väljandpinged U_2. Mõõtmistulemuste järgi valmistatakse nõndanimetatud amplituudkarakteristik, nii nagu nähtub jooniselt 25 — 9: kõver *a* saadakse A-klassi, kõver *b* — AB-klassi võimendaja mõõtmisel.

Sellelt jooniselt leitakse U_2 kõrgus, mis vastab amplituudkarakteristiku ülemise põlve algusele. Amplituudkarakteristiku ülemist põlve põhjustavad nimelt võimendaja elektronlampide ületüürimise tulemusena tekkivad mittelineaarmoonutused. Amplituudkarakteristikult leitud U_2-st lähtudes arvutatakse võimendaja nimiväljandvõimsus valemitega:

$$P_2 = \frac{U_2^2}{R_2} \text{ W};$$

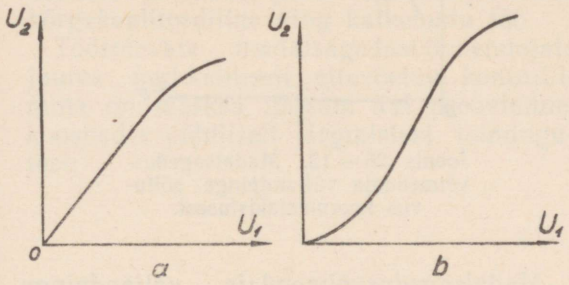
$$S_2 = \frac{U_2^2}{Z_2} \text{ W},$$

kus R_2 on võimendaja koormusele vastav ekvivalenttakistus ja Z_2 on võimendaja koormuse impedants.

Arvutatud väljandvõimsuse juures kontrollitakse võimendajas tekkivate mitteline-

aarmoonutuste suurust. Kui mittelineaarmoonutused ületavad lubatud suuruse, siis tuleb vähendada väljandpinget ja arvutada uuesti väljandvõimsus ning kontrollida jällegi mittelineaarmoonutuste suurust. Seda tuleb korrata seni, kui mittelineaarmoonutused jäävad lubatavatesse piiridesse.

Mittelineaarmoonutuste mõõtmist võib toimetada väga mitmel viisil. Kõige enam kasutatakse mittelineaarmoonutuste mõõtmiseks resonantsmõõtesilda, mille skeem on toodud joonisel 25 — 10.



Joonis 25 — 9. Madalsagedusvõimendaja amplituudkarakteristik.

Võimendaja toitmine toimub jooniselt 24 — 8 nähtuvate lahterskeemide järgi, kuna võimendaja väljandklemmidega ühendatakse joonisel 25 — 10 toodud mõõtesild.

Selle mõõtesilla õlas I asub kondensaatoriga C häälestatav järjestikvõnkering, mis mõõtmise ajal häälestatakse toongeneraatori sagedusele.

Mõõtesilla ülejäänud kolme õla takistused R_2, R_3 ja R_4 valitakse tavaliselt võrdsed. Mõõtmise algul lülitatakse lampvoltmeetri lülija asendisse 1 ja reguleeritakse mahtuvust C ning takistust R_1 niikaua, kui lampvoltmeetri näitamine muutub minimaalseks. Sellega on saavutatud sillas toongeneraatori sageduse suhtes tasakaalu olukord. Selles olukorras lampvoltmeetri näitamine on tingitud kõigi harmooniliste sageduste mõjul tekkivast pingelangust takistusel R_4, sest võnkering LC omab harmoonilistele sagedustele tunduvalt suuremat takistust kui põhisagedusele, millele see on häälestatud. Oletades, et võnkeringi Q on küllalt suur, siis praktiliselt võnkering harmoonilisi sagedusi läbi ei lase ja lampvoltmeetriga mõõdetav pinge on:

$$U_I = \frac{U_h R_4}{R_3 + R_4} = \frac{U_h}{2} \text{ V},$$

kus U_h on võimendajas tekkivate harmooniliste sageduste summaarne pinge.

Teiseks mõõtmise tehteks on lampvoltmeetri lüliti ümberasetamine asendisse 2 ja takistil R_2 asuva libistaja reguleerimine sellisesse asendisse, et lampvoltmeeter näitaks niisama palju kui lüliti asendis 1, s. t. $U_{II} = U_I$ V.

Kuna takistust R_2 läbib võnkeringi LC resonantsolukorra tõttu ainult põhisagedusega vool, siis:

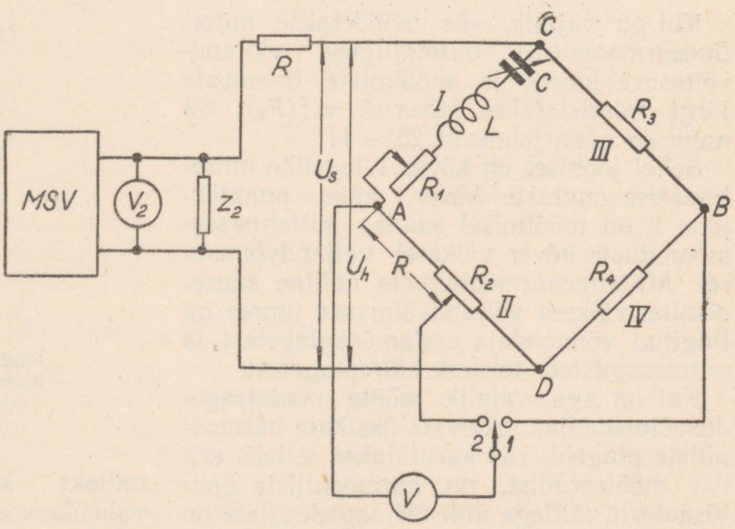
$$U_{II} = \frac{U_2 R}{R_1 + R_2} \text{ V}.$$

Mõõtesilla tasakaalu olukorras on aga $R_1 = R_2$, järelikult

$$U_{II} = U_I = \frac{U_2 R}{2R_2} \text{ V}.$$

Ülalantud valemitest leitakse mittelineaarmoonutusteguri k_f väärtus:

$$k_f = \frac{U_h}{U_2} = \frac{R}{R_2}.$$



Joonis 25 — 10. Mittelineaarmoonutuste mõõtmiseks kasutatava resonantsmõõtesilla skeem.

Mõõtesilla potentsiomeeter R_2 gradueeritakse tavaliselt vastavalt k_f väärtustele %%.

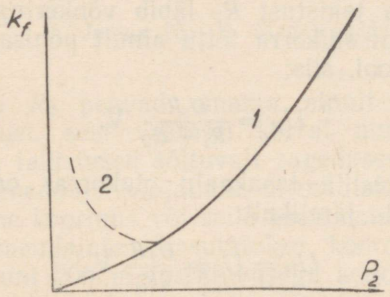
Et mõõtmisel tekkivad vead oleksid võimalikult väikesed, selleks peab mõõtesilla võnkeringi lainetakistus $\sqrt{L/C}$ olema võimalikult suur.

Praktikas valitakse:

$$\sqrt{L/C} = \omega_0 L = (5 \ldots 10) R_2 \ \Omega,$$

milles ω_0 on toongeneraatori nurksagedus (tavaliselt valitakse $f_0 = 400$ kuni 1000 Hz).

Mõõtesilla tundlikkuse suurendamiseks kasutatakse lampvoltmeetri toitmiseks tihti kahe- kuni kolmeastmelist mõõtevõimendajat.

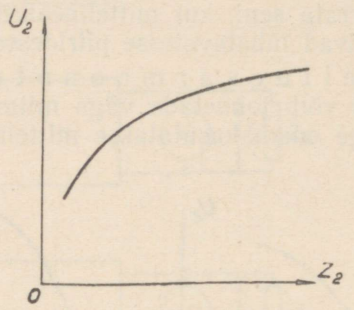


Joonis 25 — 11. Madalsagedusvõimendaja mittelineaarmoonutuste sõltuvus väljandvõimsusest.

Kui on vajalik, siis mõõdetakse mittelineaarmoonutusi mitmesuguse väljandvõimsuse juures ja mõõtmiste tulemuste järgi valmistatakse kõver $k_f = f(P_2)$, nii nagu on näha jooniselt 25 — 11.

Sellel joonisel on kõver 1 tegelike mittelineaarmoonutuste kõver, kuna punktiirjoon 2 on mõõtmisel saadav mittelineaarmoonutuste kõver väikesel väljandvõimsusel. Mittelineaarmoonutuste näiline suurenemine väikese väljandvõimsuse juures on tingitud võimendaja endamürapingetest ja mitmesugustest teistest häirepingetest.

Kui on aga vajalik mõõta madalsagedusvõimendajas tekkivate üksikute harmooniliste pingeid, siis kasutatakse selleks erilist mõõteseadist, nn. harmooniliste analüsaatorit, millega üldisest sagedusalast on võimalik eraldada iga soovitud sagedust ja selle pinget mõõta. Harmooniliste analüsaatori lähem kirjeldus ei kuulu käesoleva teose raamidesse, seepärast tuleb selle mõõteseadisega lähemaks tutvumiseks kasutada erikirjandust.

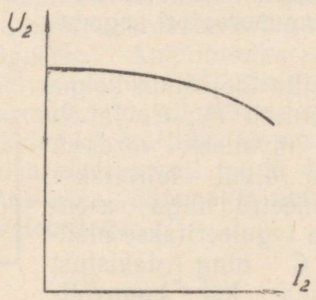


Joonis 25 — 12. Madalsagedusvõimendaja väljandpinge sõltuvus koormustakistusest.

Madalsagedusvõimendaja väljandpinge ja koormustakistuse sõltuvuse tunnusjoone ülesvõtmiseks kasutatakse samuti jooniselt 25 — 8 nähtuvaid lahterskeeme, kusjuures U_2 on jääv ja R_2 või Z_2 valitakse muudetavad.

Mõõtmisel saadud andmete järgi valmistatakse tunnusjoon, mis näitab väljandpinge sõltuvust koormustakistusest. Sellise tunnusjoone kulg on näidatud joonisel 25 — 12.

Mõnel juhul eelistatakse saada väljandpinge sõltuvust väljandvoolu tugevusest,



Joonis 25 — 13. Madalsagedusvõimendaja väljandpinge sõltuvus väljandvoolu tugevusest.

milleks kasutatakse väljandvooluringis vahelduvvoolu ampermeetrit või arvutatakse voolutugevus sõltuvalt väljandpingest ja takistusest. Selliselt saadud and-

metel valmistatud tunnusjoone näide on toodud joonisel 25 — 13.

Peale madalsagedusvõimendajate proovimist enne kasutusele võtmist teostatakse võimendajate töökorrasoleku kontrollimist perioodiliselt töösoleku kestel. Selline kontrollimine taotleb pigemini profülaktilist eesmärki, et sellega aegsasti avastada võimalikkude tekkivate rikete põhjusi ning need õigeaegselt kõrvaldada. Sellega ühelt poolt säästetakse sotsialistlikku omandit ja teiselt poolt tagatakse seadme kõrgekvaliteediline ning katkematu töö.

Töösolevate madalsagedusvõimendajate juures perioodiliselt ettevõetav kontrollimine on märksa lihtsam kui proovimine, koosnedes põhiliselt järgmistest toimingutest:

1) elektronlampide töökõlblikkuse kontrollimine,
2) elektrolüütkondensaatorite proovimine,
3) tööpingete ja -voolude kontrollimine,
4) väljandvõimsuse kontrollimine,
5) kommutatsiooniseadme ja liinisüsteemi kontrollimine,
6) mikrofonide, helisalvestusseadmete ja valjuhääldajate töökorrasoleku kontrollimine ja
7) toiteseadme töökorrasoleku kontrollimine.

Kontrollimise üksikasjad määratakse kohapealsete teenindamiseeskirjade ja ajalise graafiku kohaselt.

Kirjandus: 15, 16.

TEINE OSA

Raadiovastuvõtjad

26. peatükk.

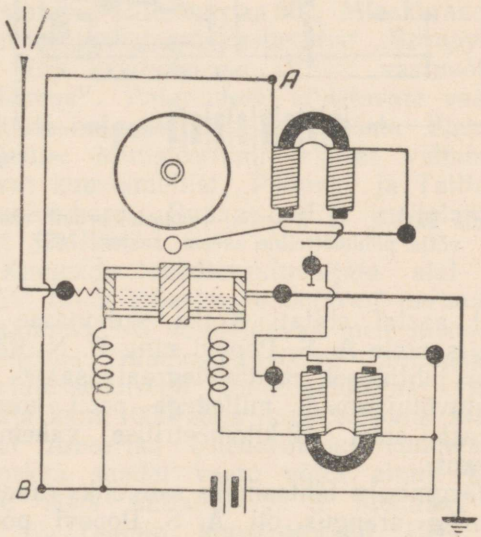
SISSEJUHATUS.

26 — 1. Raadiovastuvõtjate arengu lühiülevaade.

„Raadioseadmete" I osa sissejuhatuses oli juba nimetatud, et elektromagnetiliste lainete olemasolu avastati möödunud sajandi kaheksakümnendatel aastatel, kuid nende praktilise kasutamise võimaluse avastas üle kümne aasta hiljem vene teadlane Aleksander Stepanovitš Popov, kes esimest raadiovastuvõtjat maailmas demonstreeris 7. mail 1895. aastal. Seda esimest raadiovastuvõtjat nimetas Popov ise „äiksemärkijaks", sest esimesel avalikul demonstreerimisel avastas ta oma vastuvõtjaga lähenevas äiksepilves arenevaid elektrilisi lahendusi. Ligikaudu 10 kuud hiljem, s. o. 24. märtsil 1896. a. demonstreeris A. S. Popov koos oma kaastöölise P. N. Rõbkiniga Vene-Füüsika-Keemia Seltsi korralisel avalikul istungil esimest korda maailmas telegraafimärkide vastuvõttu ligikaudu 250 m kauguselt. Telegraafimärkide vastuvõtt toimus sellel demonstreerimisel telegraafiaparaadiga. Nimetatud raadiotelegraafi vastuvõtuseadme põhimõtteline skeem nähtub joonisel 26 — 1.

Popov kasutas oma esimeses raadiotelegraafivastuvõtjas koheererit, mis kujutas endast metall-laastukestega täidetud klaastoru ja mille mõlemad otsad olid suletud metallist kontakt-plaadikestega.

Koheereri sisetakistus väheneb elektromagnetiliste lainete mõjutusel tunduvalt ning seda omadust kasutas Popov oma vastuvõtja abil telegraafiaparaadi töösse rakendamiseks. Telegraafimärgi lõppedes on aga koheererit vaja tagasi viia algolukorda, milleks seda tuleb raputada. Popovi vastuvõtjas raputatakse koheererit elektrikõlisti-süsteemilise elektromagneti abil.



Joonis 26 — 1. A. S. Popovi raadiotelegraafi vastuvõtuseadme põhimõtteline skeem, aastast 1896.

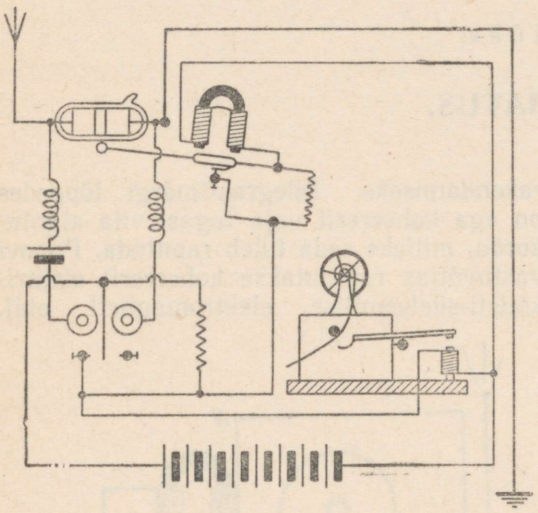
A. S. Popovi raadiovastuvõtja jäi muutmatul kujul püsima mitmeks aastaks. 1897. aastal demonstreeris itaallane G. Marconi Inglismaal raadiotelegraafivastuvõtjat, mille skeem on toodud joonisel 26 — 2.

Sellelt skeemilt nähtub, et G. Marconi raadiotelegraafivastuvõtja on väga sarnane A. S. Popovi poolt 1896. a. demonstreeri-

tud raadiovastuvõtjaga, millega ongi vaieldamatult selge, et nii raadioside kui ka raadiovastuvõtja leiutajaks on Popov.

Järgnevatel aastatel A. S. Popov ühes oma kaastööline P. N. Rõbkiniga täiendas oma raadio saate- ja vastuvõtuseadmeid tunduvalt. 1899. aastal avastasid nad telegraafimärkide vastuvõtu võimaluse kuulmisega.

Telegraafimärkide vastuvõtmine kuulmisega aitas tunduvalt suurendada raadiotelegraafivastuvõtjate tegevuskaugust. Sa-



Joonis 26 — 2. G. Marconi raadiotelegraafi vastuvõtja põhimõtteline skeem, aastast 1897.

mal aastal ehitati Kotka sadamasse ja Suursaarele A. S. Popovi ning P. N. Rõbkini juhtimisel raadiotelegraafi saate- ja vastuvõtujaamad, milledega peeti korrapärast sidet 52-kilomeetrilise vahemaa tagant.

Järgmiseks tähtsamaks sammuks raadiotehnika arengus oli A. S. Popovi poolt 1900. a. kasutusele võetud terasnõelast ja söest koosnev detektor, millele järgnevalt võeti kasutusele kristalldetektor.

Aastal 1906 kuni 1908, s. o. peale A. S. Popovi surma, tõrjus kristalldetektor välja kõik teised detektorite liigid ja oli põhilise demodulaatorina kasutusel kuni 1915. aastani.

Üldiselt võib aga märkida, et kuni Suure Sotsialistliku Oktoobrirevolutsioonini raadiovastuvõtjate areng ei olnud kuigi suur. Selle aeglase arengu peapõhjuseks oli elektronlampide puudumine. Esimesed dioodelektronlambid leiutati küll juba 1905. aastal, ning aasta hiljem konstrueeriti triood, kuid nende kasutusele võtmist tõkestasid konstruktsioonilised puudused. Nimelt ei tekitatud elektronlampides küllaldast vaakumit, mille tulemusena nendega ei saavutatud kristalldetektoriga võrreldes tunduvaid paremusi.

Alles esimese maailmasõja ajal, s. o. 1914. ja 1915. a., konstrueeriti esmakordselt küllaldase vaakumiga elektronlambid ning sellest peale algas välismaades kiire raadiotehnika areng. Tsaari-Venemaal tõkestas raadiotehnika arengut tolleaegne reaktsiooniline valitsus, kes igati soodustas välismaiste kapitalistide taotlusi — muuta Venemaa raadiotehnika seadmete ja osade heaks müügituruks. Venemaal valmistas esimese triood-elektronlambi 1914. a. N. D. Papaleksi ning aastal 1915 organiseeris M. A. Bontš-Brujevitš Tveri raadiojaamas nende triood-elektronlampide esimese seeriaviisilise valmistamise.

Raadiotehnika ja seega ühtlasi ka raadiovastuvõtjate kiiretempoline areng algas Venemaal peale Suurt Sotsialistlikku Oktoobrirevolutsiooni. Pärast Suurt Sotsialistlikku Oktoobrirevolutsiooni toimus otsustav pööre raadiotehnika arengus seetõttu, et Nõukogude riigi rajaja V. I. Lenin ja tema töö jätkaja, meie riigi geniaalne juht J. V. Stalin hindasid raadio suurt osatähtsust Nõukogudemaa edasises arengus ja isiklikult igati soodustasid raadiotehnika arengut.

Nõukogude Liidu teadlased, insenerid ja tehnikud on kindlalt sammunud raadiotehnika arendajate esiridades, jätkates Vene suurte leidurite traditsiooni.

1922. aastal leiutas Nižni-Novgorodi raadiolaboratooriumi kaastööline Lossev isegenereeriva kristalliga detektorvastuvõtja, mille leidur nimetas „kristadüüniks".

Esimese kaugside-raadiovastuvõtja „ЛБ-2" konstrueerisid 1923. aastal V. M. Lebedev ja Borussevitš. See oli tegelikult suure sagedusalaga vahetatavate poolidega ühe elektronlambiga tagasisidestusega võredetektor-vastuvõtja.

Samal aastal konstrueerisid P. I. Kuksenko ja A. L. Mints nõndanimetatud ferroregeneratiiv-raadiovastuvõtja. Selles vastuvõtjas kasutati võnkeringide hääles-

tamiseks reguleeritavaid õhukesest lehterasest koosnevaid südamikke, millist võnkeringide konstruktsiooni võib lugeda praegu kasutatavate magnetiliste südamikkudega võnkeringide eelkäijaks.

Alates 1924. aastast algas ka ringhäälingu vastuvõtjate kiiretempoline areng.

Esimese kolmelambilise ringhäälingu vastuvõtja konstrueeris L. B. Slepjan, milles esimene aste oli tagasisidestusega võredetektor ja sellele järgnes kaheastmeline madalsagedusvõimendaja. Vastuvõtja toitmine toimus patareidest. Akustilise seadisena kasutati eraldi valjuhääldajat, mis oli praeguse „Rekord" valjuhääldaja eelkäija. 1927. ja 1928. aastal toodeti ja lasti müügile juba terve seeria Borusevitši poolt konstrueeritud raadiovastuvõtjaid, nagu „Б3", „Б4", „БУИ" jne. Nendes raadiovastuvõtjates olid esmakordselt rakendatud kõrgsagedusvõimendajad. Kõik ülalnimetatud raadivastuvõtjad olid patareidest toidetavad.

Esimese vahelduvvooluvõrgust toidetava raadiovastuvõtja „ЭЧС-2" konstruktoriks oli E. N. Geništa 1934. aastal. See oli neljalambiline otsevastuvõtja, milles kasutati esmakordselt varivõre-elektronlampe.

1935. a. valmis esimene vahelduvvooluvõrgust toidetav neljalambiline superheterodüün-vastuvõtja „ЦРЛ-10".

Järgmisel, s. o. 1936. aastal lasti müügile seitsmelambiline kõigi lainete superheterodüün-vastuvõtja „СВД" ja väga populaarne kolmelambiline otsevastuvõtja „СИ-235".

Järgnevatel aastatel enne Suurt Isamaasõda ilmus müügile mitmeid, sellal moodsaid raadiovastuvõtjaid, nagu näiteks „Электросигнал" tehase superheterodüünid „6Н1" ja „Т-9", „VEF" tehase superheterodüünid „М-507" ja „М-517" jne.

Suure Isamaasõja päevil lülitusid rinde vajaduste rahuldamiseks koos kogu Nõukogude maa tagalaga ka meie raadiotehased, varustades Nõukogude Armeed esmaklassiliste raadiotehniliste seadmetega. Pärast Suure Isamaasõja lõppu algas jällegi massiline ringhäälingu vastuvõtjate tootmine.

Sõjajärgsel rahvamajanduse taastamise ja arendamise viie aasta plaani kohaselt suurenes ringhäälingu vastuvõtuvõrk võrreldes sõjaeelsega õige tunduvalt. Sellel ajajärgul on meie tööstuse poolt välja lastud ja laialdaselt levinud järgmised ringhäälingu vastuvõtjate tüübid. Kolmanda klassi vastuvõtjatest: Aleksandrovi raadiotehase superheterodüün-vastuvõtjad neljalambiline „Рекорд" ja kolmelambiline „АРЗ". Teise klassi vastuvõtjatest: Moskva Ordžonikidze-nimelise tehase neljalambiline superheterodüün-vastuvõtja „Урал-47", Riia raadiotehase „VEF" neljalambilised superheterodüün-vastuvõtjad „М-557" ja „БАЛТИКА", Riia A. S. Popovi nimelise raadiotehase superheterodüün-vastuvõtjad neljalambiline „Т-755" ja seitsmelambiline „Т-689", mis mõnevõrra ületab teise klassi vastuvõtjate normid, tehase „Электросигнал" kuuelambiline superheterodüün-vastuvõtja „Восток 7Н-27", Tallinna raadiotehase „Punane RET" neljalambiline superheterodüün-vastuvõtja „VV-662" ja teised. Esimese klassi vastuvõtjatest tuleks esile tõsta Leningradi raadiotehaste poolt valmistatavat „Ленинград 50", Minski raadiotehases toodetavat vastuvõtjat „Беларусь" ja Riia raadiotehase „VEF" vastuvõtjat „Латвия". Patareidest toidetavate vastuvõtjate hulgast tuleb esile tõsta Elektritööstuse Ministeeriumi tehases valmistatavat kuuelambilist „Родина" ja Tallinna raadiotehase „Punane RET" neljalambilist „Tallinn".

Kaugside raadiovastuvõtjate alal on NSV Liidu tehastes toodetavad parimaiks maailmas. Nii võimaldavad meie moodsad kaugside raadiovastuvõtjad automaatse kirjutusseadisega (ondulaatoriga) vastu võtta kuni 1000 sõna minutis, kuna samal ajal Ameerika Ühendriikides suudetakse Moskva saadet vastu võtta ainult kuni 500 sõna minutis. V. S. Melnikov ja N. N. Teumin konstrueerisid 1944. a. kaugside lühilaine-vastuvõtja, millega vastuvõetavate signaalide moonutused vähenevad 4 kuni 5 korda.

Televisioonivastuvõtjate alal on kodumaistes tehastes toodetavad kahtlemata parimad maailmas, sest ainult Nõukogude Liidus toimub televisiooni saatjate ja vastuvõtjate töötamine 625-realise täppimisega. Selle süsteemi leiutajaks on nõukogude teadlane V. L. Kreitser.

Suurt tähelepanu omistatakse raadio arendamisele NLKP XIX kongressi otsustes. Viienda viie aasta plaani kohaselt suu-

rendatakse tunduvalt raadiosaatejaamade võimsust, et veelgi parandada Nõukogude raadiosaadete vastuvõtu tingimusi nii Nõukogude Liidu territooriumil kui ka teistes maailma maades.

26 — 2. Nõukogude teadlaste tööd raadiovastuvõtjate teooria alal.

Nõukogude teadlased, jälgides raadio leiutaja Aleksander Stepanovitš Popovi novaatorlikku eeskuju, töötasid ja töötavad nüüd pärast Suurt Isamaasõda veelgi suurema entusiasmiga raadiotehnika edasiseks arendamiseks. Rööbiti praktiliste katsetega hästisisustatud laboratooriumides uurivad meie teadlased teoreetiliselt kõiki raadiotehnikas esinevaid nähtusi. Ainult teoreetiliste arvutuste ja praktiliste katsete koostöö tulemusena on võimalik selline raadiotehnika kiire areng, nagu see toimub meie maal.

Raadiovastuvõtjate teoreetilise arvutuse alal on meie teadlased kindlalt sammunud kõigi maade teadlaste esiridades ja paljudel juhtudel edestavad meie teadlased tunduvalt teiste maade eriteadlasi.

Esimesed artiklid raadiovastuvõtjate kohta avaldati 1918. a. ajakirjas „Телеграфия и телефония без проводов". Hiljem hakkasid ilmuma ajakirjad „Техника радио и слабого тока", „Известия Электропромышленности слабого тока", „Техника связи", „Радиотехника", „Радио" jt., kus pidevalt avaldatakse artikleid raadiovastuvõtjate teooria ja selle praktilise rakendamise kohta. Oma töödes meie raadio eriteadlased kirjeldavad raadiovastuvõtjate teooriat sellise põhjalikkusega, mis tunduvalt edestab sellelaadsed välismaised kirjutised. Selliste tööde hulka võib näiteks arvata: V. A. Kotelnikov — Raadiohäired ja eetri omadused, E. G. Momot — Raadiovastuvõtjate selektiivsus ja selektiivne detekteerimine, A. N. Štšukin — Raadiohäirete vähendamine raadiovastuvõtjates, G. S. Gorelik ja Gints — Superregeneratiivne tagasisidestus, A. I. Berg — Võredetektori teooria ja palju teisi.

Kaasajal ei ole ühtegi raadiovastuvõtja lülituselementi, mida ei oleks nõukogude teadlaste poolt põhjalikult uuritud.

1929. a. ilmus trükist L. B. Slepjani raamat „Электронная лампа как детектор", milles on antud teoreetiline selgitus kõigi võimalikkude detekteerimise viiside kohta.

E. V. Zeljah töötas esimesena välja aktiivsete neliklemmide teooria, mida hiljem täiendati ja kasutusele võeti ülilühilainete võimendajate skeemide analüüsimiseks.

Televisioonitehnika areng tingis vajaduse konstrueerida lairiba- (suure sagedusalaga) võimendajaid. Sellel alal töötas pioneerina G. V. Braude, kes arendas välja lineaar- ja faasimoonutustest vabade võimendajate arvutuse põhialused. 1931. aastaks oli nõukogude teadlaste poolt loodud teoreetiline alus sageduse muundamiseks. Sagedusmuundamise seadiseid konstrueeriti vastavalt elektronlampide arengu astmele alguses trioodidega, siis tetroodidega, pentoodidega, heksoodidega ja lõpuks heptoodidega. Ülilühilainete kasutusele võtmisega tuli sageduse muundamisel leida jällegi uusi ideid ning sellel alal on nõukogude teadlased sammunud kindlalt esirinnas, võttes kasutusele moodsad kristall-lambid.

Raadiovastuvõtjate mittelineaarsetes süsteemides arenevate nähtuste uurimist teostasid L. I. Mandelštam ja N. D. Papaleksi ning nende nimekad õpilased N. N. Krõlov ja N. N. Boguljubov. Nendes uurimistes Mandelštam ühes kaaslastega edestas tunduvalt tuntud välismaised teadlased.

Aastat 15 tagasi oldi arvamisel, et lampgeneraatoriga siinuselist vahelduvvoolu saab tekitada ainult siis, kui selle võnkeringis asuvad samaaegselt induktiivsus ja mahtuvus. Kuid juba peagi tunnistati see arvamus meie teadlaste poolt vananenuks ning kaasajal rakendatakse paljudes kohtades lampseadiseid aktiivtakistuse ja mahtuvusega, mis genereerivad siinuselist vahelduvvoolu.

Raadiovastuvõtjate alal on üldiselt tunnustatud V. I. Siforovi ja L. B. Slepjani teaduslikud tööd. Nende poolt koostatud raamatud on õpikutena kasutusel kõigis sidetehnikumides ja sideinstituutides.

Raadiotehnikas võetakse teatavasti kasutusele järjest lühemaid laineid. Ka sellel

alal töötavad meie teadlased väga edukalt. Nii näiteks võib nimetada M. S. Neimani teoreetilist tööd 1938. a. õõsresonaatorite kohta, mis nüüd on eranditult kasutusel sentimeeterlainete vastuvõtu- ja saateseadmetes.

Teiseks tähtsaks alaks, milles meie raadioeriteadlased on kogu aeg olnud ees kõigi teiste maade teadlastest, on raadiohäirete vähendamine raadiovastuvõtjates. Sellel alal on tähtsaid ja põhilisi uurimisi teostanud N. D. Papaleksi, A. N. Štšukin, A. A. Pistolkors, V. A. Kotelnikov, E. V. Zeljah, E. G. Momot, N. N. Krõlov, V. I. Bunimovitš, N. M. Izjumov, J. D. Širman jt.

Kuid käesoleva ajani ei ole veel kaugeltki kõik probleemid raadivastuvõtjate alal lahendatud. Nõukogude raadioteadlased rakendavad kogu oma loova energia selleks, et hoida enda käes esikoht maailmas raadiovastuvõtjate alal ja ka üldse raadiotehnikas, selle laiemas mõistes. Nii näiteks ootavad paljud probleemid lahendamist ülilühilainete vastuvõtjate töötamise stabiilsuse suurendamise alal. Samuti ei ole veel rahuldavalt lahendatud raadiohäirete vähendamise küsimus ja veel palju teisi probleeme.

Arvestades aga meie teadlaste seniseid suuri saavutusi, võib loota, et ka senini lahendamata jäänud küsimused selgitatakse lähemal ajal hea eduga.

Kirjandus: 51.

26 — 3. Raadioside erinevusi traatsidest ja raadiovastuvõtjate üldised töötamise tingimused.

Raadioside põhiliseks erinevuseks traatsidest on see, et raadiosides signaalide ülekandmine toimub liinideta. Raadiosides toimub signaalide ülekandmine raadiosaatjast raadiovastuvõtjasse ruumis levivate elektromagnetiliste lainete abil.

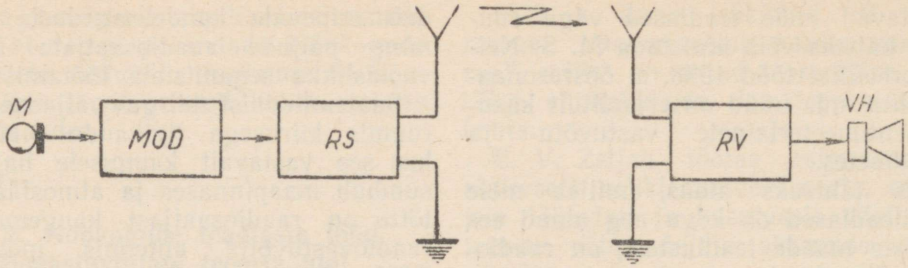
Raadiosaatjas kandevsageduslik vool moduleeritakse ülekantavate signaalide rütmis. Moduleeritud kandevsageduse energia juhitakse raadiosaatjast saateantenni, kus see ümber muundub elektromagnetilise laine väljaenergiaks ning kiirgub ruumi. Kandevsageduse kasutamine on vajalik antennis paremate kiirgumistingimuste loomiseks. Samuti võimaldab erinevate kandevsageduste rakendamine paljude raadiosaatjate üheaegset vastastikku segamisteta töötamist.

Saateantennist kiirguv väljaenergia levib ruumis kiirusega ligikaudu 3.10^8 m/sek., kus see vastavalt kaugusele hajub ning sumbub maapinnases ja atmosfääris. Seetõttu on raadiosaatjast kaugemal asuva raadiovastuvõtja antennis indutseeritav EMJ võrdlemisi väike, tavaliselt ainult mõni või mõnikümmend mikrovolti. Vastuvõtuantennis indutseeritava EMJ suurus on teatavasti võrdeline antenni mõjutava elektromagnetilise laine elektrivälja tugevusega ja elektrivälja vektoriga rööbiti asuva antenni pikkusega. Vastuvõtuantenni mõjutavad tavalises olukorras üheaegselt paljude raadiosaatjate elektriväljad ja samuti ka mitmesuguste raadiohäireallikate elektriväljad, mis sageli võivad olla tunduvalt tugevamad kui seda on vastu võtta soovitava raadiosaatja elektrivälja tugevus vastuvõtuantenni juures.

Raadiovastuvõtja ülesandeks on eraldada vastuvõtuantennist vastu võtta soovitava raadiosaatja elektrivälja toimel indutseeritud EMJ. Kuna aga kandevsageduse moduleerimisel signaalsagedusega arenevad peale kandevsageduse veel kõrvalsagedused, siis peab raadiovastuvõtja koos kandevsagedusega vastu võtma ka kõrvalsagedused. Järelikult peab raadiovastuvõtja vastu võtma teatava sagedusriba, mille laius sõltub moduleerivast signaalsagedusest ja moduleerimise viisist. Vastuvõetud sagedusriba võimendatakse vajaduse korral ja sellele järgnevalt demoduleeritakse, s. t. eraldatakse moduleeritud kandevsagedusest signaalsagedus. Demoduleerimisel saadav signaalsageduslik vahelduvpinge on aga seevõrra madal, et seda tuleb madalsagedusvõimendajaga võimendada kasutamiseks vajaliku kõrguseni.

Kuna vastuvõtuantennis indutseeritavad EMJ-d oma suuruselt väga palju erinevad, siis raadiovastuvõtja võimendus peab olema reguleeritav eriti suures ulatuses.

Ülalnimetatud asjaolusid arvestades selgub, et raadiovastuvõtjad on küllaltki keerulise konstruktsiooniga raadioseadmed. Olgu vaid näitena nimetatud, et kaugside keskustes rakendatakse raadiovastuvõtu seadmeid, milledes elektronlampide arv ulatub üle tuhande.



Joonis 26 — 3. Ringhäälingu saadete ülekande lihtsustatud lahterskeem.

Ringhäälingu saadete ülekande lihtsustatud lahterskeem nähtub jooniselt 26 — 3.

Vastavalt sellele lahterskeemile toimub ringhäälingu saadete ülekandmine järgmiselt: heli muundatakse mikrofoniga (*M*) helisagedusvooluks, milline esmalt võimendatakse ning millega seejärel moduleeritakse (*MOD*) raadiosaatjas (*RS*) genereeritud kandevsageduslikku voolu; saatja antennist kiirgub moduleeritud kandevsagedusega energia elektromagnetiliste lainetena välja ning levib ruumis kiirusega 3.10^8 m/sek; saatja antennist väljakiirgunud elektromagnetiliste lainete elektrivälja toimel indutseeritakse vastuvõtuantennis EMJ, mis otsevõimendusega raadiovastuvõtjas (*RV*) võimendatakse kõrgsagedusvõimendajas, demoduleeritakse ja veel kord võimendatakse madalsagedusvõimendajas; võimendatud helisagedusenergia juhitakse valjuhääldajasse (*VH*), milles see muundatakse jällegi õhuvõnkumisteks, s. t. heliks.

Kaasajal kasutatakse aga enamuses superheterodüün-tüüpi raadiovastuvõtjaid, milledes vastuvõetud moduleeritud kandevsagedusvool muundatakse vahesagedusvooluks, mis muutmatul kujul säilitab kandevsagedusvoolu moduleeringu. Vahesagedusvoolu pinget võimendatakse vahesagedusvõimendajas ning sellele järgnevalt detekteeritakse ja võimendatakse madalsagedusvõimendajas.

Raadiovastuvõtjate lahterskeemid ja töökäikude üksikasjaline kirjeldus leidub peatükis 29.

Kirjandus: 11, 38 ja 39.

27. peatükk.

RAADIOTEHNIKAS RAKENDATAVAD SAGEDUSALAD, RAADIO VASTUVÕTUKS VAJALIKUD ELEKTRIVÄLJA TUGEVUSED JA KANDEVSAGEDUSE MODULEERIMISE VIISID.

27 — 1. Raadiotehnikas rakendatavad sagedusalad.

Raadiotehnikas rakendatav vahelduvvool võib omada sagedusi kümnest kilohertsist kuni kolmekümne tuhande megahertsini ja isegi veel madalamaid ja kõrgemaid sagedusi. Praktikas jaotatakse üldine raadio-sageduspiirkond kaheks sagedusalaks ja kaheksaks laineastmikuks, millede jaotus nähtub tabelist 27 — 1.

Nagu sellest tabelist näha, katavad kõrg- ja madalsagedusalad üksteist osaliselt. Kui aga käsitada televisioonitehnikas rakendatavat sagedusala, siis see katab mitte ainult kogu madalsagedusala, vaid peaaegu isegi kogu kõrgsagedusala, sest televisioonitehnikas arenevad täppimisel sagedused mõnest hertsist kuni mitme megahertsini.

Niisuguse raadiosageduspiirkonna jaotus sagedusaladeks on põhjendatud ka füüsikaliselt, sest elektromagnetiliste lainete levimise iseloom sõltuvalt sagedusest (lainepikkusest) on väga erinev. Nii näiteks levivad pikad ja osaliselt ka kesklai-

Tabel 27 — 1.

Raadiotehnikas rakendatavad sagedusalad ja laineastmikud.

Jrk. nr.	Sagedus Hz	Sagedusala nimetus	Laineastmiku nimetus	Laineastmiku lühend	Lainepikkus m
1.	$10^4 \ldots 3.10^4$	Kõrg-sagedus-alad	Ülipikklaine astmik	ÜPL	$10^4 \ldots 3.10^4$
2.	$3.10^4 \ldots 3.10^5$		Pikklaine astmik	PL	$10^3 \ldots 10^4$
3.	$3.10^5 \ldots 3.10^6$		Keskklaine astmik	KL	$10^2 \ldots 10^3$
4.	$3.10^6 \ldots 3.10^7$		Lühilaine astmik	LL	$10 \ldots 10^2$
5.	$3.10^7 \ldots 3.10^8$	Ülikõrg-sagedus-alad	Meeterlaine astmik	ML	$1 \ldots 10$
6.	$3.10^8 \ldots 3.10^9$		Detsimeeterlaine astmik	DL	$0{,}1 \ldots 1$
7.	$3.10^9 \ldots 3.10^{10}$		Sentimeeterlaine astmik	SL	$0{,}01 \ldots 0{,}1$
8.	$3.10^{10} \ldots 3.10^{11}$		Millimeeterlaine astmik	MML	$0{,}001 \ldots 0{,}01$

ned peamiselt pinnalainetena ja seetõttu ioniseeritud atmosfääri kihid nende levikut kuigi suurel määral ei mõjuta; lühilained levivad põhiliselt ruumilainetena ja seetõttu nende levik sõltub tunduvalt atmosfääri ioniseerimise astmest; kesklained levivad üheaegselt nii pinna- kui ka ruumilainetena, mille toimel võivad areneda vaibumise nähted, s. t. vastuvõtu antenni juures võib pinna- ja ruumilaine vaheline faasinihe ulatuda 180° ning seetõttu üldine elektrivälja tugevus võib muutuda võrdseks nulliga; ülilühilained, eriti aga detsimeeter- ja sentimeeter- ning millimeeterlained levivad ainult otselainetena, s. t. nende levik sarnaneb valguse levikule.

Kirjandus: 1, 4, 11 ja 12.

27 — 2. Raadiovastuvõtuks vajalikud väljatugevused.

Sissejuhatuses oli juba nimetatud, et raadiosides toimub energia ülekanne elektromagnetiliste lainete abil. Vastuvõtu asukohta saabuv elektromagnetiline energia moodustab ainult väikese osa saatja antennist ruumi kiirguvast energiast, sest tavalise vertikaalse saateantenni puhul levivad elektromagnetilised lained enamvähem radiaalselt poolkera lainetena. Järelikult raadiosaatjast kaugemal asuva vastuvõtuantenni juures on seda mõjutava elektromagnetilise välja tugevus väike, võrreldes saatja antenni juures tekitatava elektromagnetilise välja tugevusega. Elektromagnetilise välja toimel indutseeritakse vastuvõtuantennis elektromotoorne jõud, mille suuruse määramiseks on küllaldane arvestada elektromagnetilise välja ühte komponenti, tavaliselt elektrivälja tugevust, sest teine komponent, magnetvälja tugevus, on alati võrdne esimesega.

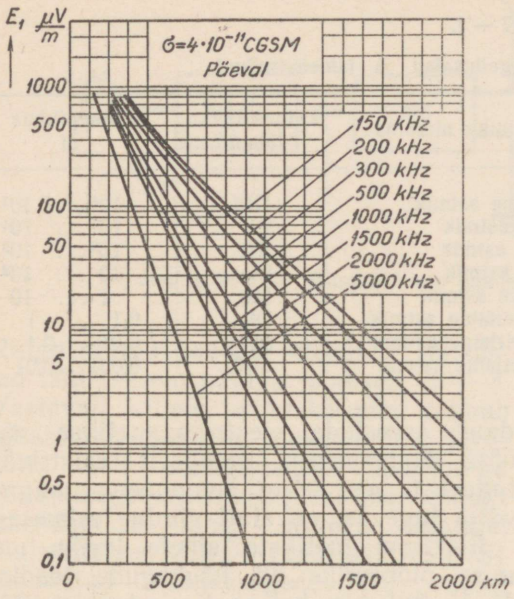
Elektromagnetiliste lainete leviku uurimise pioneeriks oli nõukogude teadlane M. V. Šuleikin, kes saatja antennist väljakiirguva elektromagnetilise energia toimel vastuvõtukohas areneva elektrivälja tugevuse arvutamiseks koostas valemid kaheksa aastat varem kui hollandlane Van-der-Pol, keda kapitalistlikes riikides reklaamitakse elektrivälja tugevuse arvutuse rajajana. Hiljem nõukogude teadlased V. A. Fok ja A. S. Popovi nimelise kuldmedali omanik B. A. Vvedenski oma uurimiste tulemusena täpsustasid M. V. Šuleikini poolt koostatud elektrivälja tugevuse arvutamise valemeid.

Nende ja teiste teadlaste uurimuste tulemusena tehti kindlaks, et maapinna läheduses levivate elektromagnetiliste lainete levik sõltub maapinnase profiilist, maapinnase elektrilistest iseloomustussuurustest ja leviva laine pikkusest. Samuti tehti kindlaks, et vastuvõtukohas arenev elektrivälja tugevus E on alati võrdeline saatja antennist väljakiirguva võimsuse P_Σ ruutjuurega:

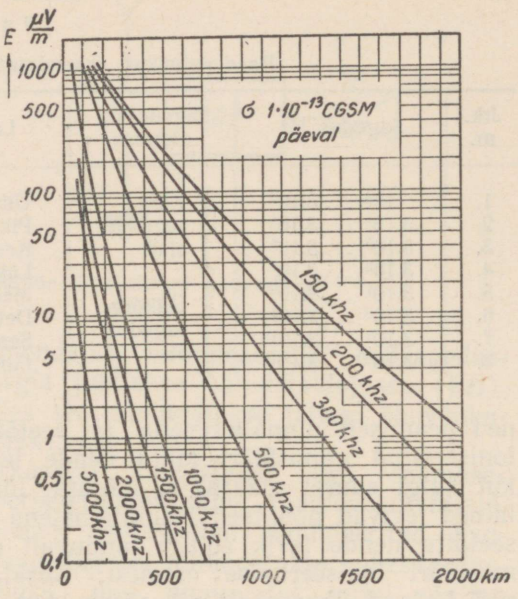
$$E = E_1 \sqrt{P_\Sigma} \text{ V}, \qquad (27-1)$$

kus E_1 on vastuvõtukohas arenev elektrivälja tugevus, tingimusel, et saatja antennist väljakiirguv võimsus on 1 kW, P_Σ on saatja antennist tegelikult väljakiirguv võimsus kilovattides.

E_1 arvväärtuse leidmine on kõige lihtsam joonistel 27 — 1 ja 27 — 2 leiduvate graafikute järgi, mis on koostatud 1937. aastal Rahvusvahelise Raadioside Konsultatiiv-Komitee poolt, lähtudes nõukogude



Joonis 27 — 1. Elektrivälja tugevus merepinnal, sõltuvalt kaugusest x ja sagedusest f, kui saatja antennist väljakiirguv võimsus $P_\Sigma = 1$ kW.



Joonis 27 — 2. Elektrivälja tugevus maapinnal, sõltuvalt kaugusest x ja sagedusest f, kui saatja antennist väljakiirguv võimsus $P_\Sigma = 1$ kW.

teadlase A. N. Štšukini teoreetilistest arvutustest ja praktiliste mõõtmiste tulemustest.

Need graafikud võimaldavad elektrivälja tugevust määrata ainult päevaste raadiosaadete kohta, kuna öösel, eriti sagedusalas 150 kuni 1500 kHz, ruumilainete toimel areneb kuni kümneid kordi suurem elektrivälja tugevus. Kui on vajalik määrata elektrivälja tugevust sagedusel, millele vastavat tunnusjoont ei leidu graafikutel, siis võib kasutada lineaarset interpoleerimise meetodit.

Valemist 27 — 1 nähtub, et vastuvõtukohas tegeliku elektrivälja tugevuse E arvutamiseks on vaja teada saatja antennist väljakiirguvat võimsust P_Σ, mida võib arvutada ka alljärgneva valemiga, kui on teada saateantenni efektiivne kõrgus h_e ja toitevoolu efektiivväärtus I_A:

$$P_\Sigma = 17{,}5 \cdot 10^{-3} (h_e f_0 I_A)^2 = \\ = 1580 \left(\frac{h_e}{\lambda}\right)^2 I_A^2 \text{ W}, \quad (27-2)$$

kus f_0 on saatja kandevsagedus megahertsides.

Ülalnimetatud graafikute praktilist kasutamist selgitatakse alljärgnevalt näitega.

Näide 27 — 1.

Määrata elektrivälja tugevused mere- ja maapinnal 800 kilomeetri kaugusel saatjast, kui on teada, et saatja kandevsagedus $f_0 = 500$ kHz, saateantenni efektiivne kõrgus $h_e = 15$ m ja antenni toitevoolu efektiivväärtus $I_A = 20$ A.

Lahendus.

1. Arvutatakse valemiga 27 — 2 saateantenni kiirgusvõimsus:

$$P_\Sigma = 17{,}5 \cdot 10^{-3} (h_e f_0 I_A)^2 = \\ = 17{,}5 \cdot 10^{-3} (15 \cdot 0{,}5 \cdot 20)^2 = 400 \text{ W}.$$

2. Leitakse jooniselt 27 — 1 elektrivälja tugevus $E_1 = 40$ μV/m merepinnal.

3. Arvutatakse valemiga 27 — 1 vastuvõtukohas arenev tegelik elektrivälja tugevus:

$$E = E_1 \sqrt{P_\Sigma} = 40 \sqrt{0{,}4} = 25{,}2 \text{ μV/m}.$$

4. Leitakse jooniselt 27 — 2 elektrivälja tugevus $E_1 = 1{,}6$ μV/m maapinnal.

5. Arvutatakse valemiga 27 — 1 vastuvõtukohas arenev tegelik elektrivälja tugevus:

$$E = E_1 \sqrt{P_\Sigma} = 1{,}6 \sqrt{0{,}4} = 1{,}015 \text{ μV/m}.$$

Sellest näitest selgub, et merel on elektrivälja tugevus palju kordi suurem kui maapinnal, mida põhjustab vee suurem elektriline juhtivus σ.

Lainepikkustel üle 3000 meetri on vastuvõtukohas päeval arenevat elektrivälja

tugevust võimalik ligikaudselt arvutada valemiga:

$$E = \frac{300\sqrt{P_\Sigma}}{x}\sqrt{\frac{\Theta}{\sin\Theta}}\, e^{-46.10^{-6}xf^{0,6}} =$$

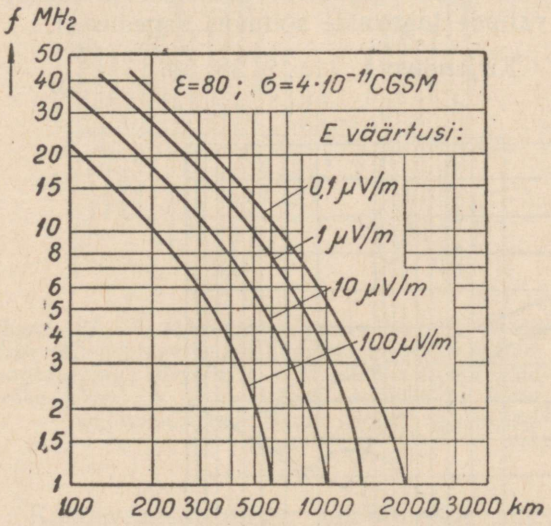
$$= \frac{300\sqrt{P_\Sigma}}{x}\sqrt{\frac{\Theta}{\sin\Theta}}\, e^{-\frac{0,0014x}{\lambda^{0,6}}}\ \text{V}, \quad (27-3)$$

kus P_Σ on saateantenni kiirgusvõimsus kilovattides, x on vastuvõtukoha kaugus saatjast kilomeetrites, f_0 on saatja kandevsagedus kilohertsides, λ on saatja lainepikkus kilomeetrites ja Θ on kaugusele x vastav maakera kesknurk radiaanides.

Öösel on tegelik elektrivälja tugevus mitu korda suurem, kui saadakse valemiga 27 — 3 arvutamisel.

Lainepikkustel 10 kuni 50 m on võimalik pinnalaine toimel areneva elektrivälja tugevust arvutada valemiga 27 — 1, kui sellesse vajalik E_1 määrata joonistel 27 — 3 või 27 — 4 leiduvate graafikute järgi.

Ruumilainete poolt tekitatava elektrivälja tugevus sõltub atmosfääri ioniseeri-



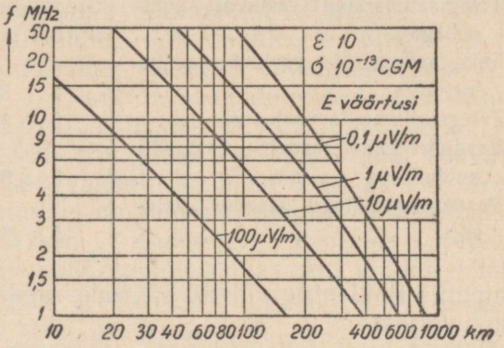
Joonis 27 — 3. Elektrivälja tugevuse E_1 kõverad lühilainete levimisel merepinnal, kui $P_\Sigma = 1$ kW.

mise astmest, sagedusest ning teistest teguritest, mille tõttu selle arvutamine ei anna kuigi usutavaid tulemusi, vaid tegelikud elektriväljade tugevused määratakse mõõtmiste teel.

Alla 10-meetrilised elektromagnetilised lained levivad põhiliselt otselainetena ning nende poolt tekitatud elektrivälja tugevused on arvutatavad valemiga:

$$E = 85\sqrt{P_\Sigma}\frac{h_1h_2}{\lambda x^2}\ \text{V}, \quad (27-4)$$

kus P_Σ on saateantenni kiirgusvõimsus vattides, h_1 ja h_2 on vastavalt saate- ja



Joonis 27 — 4. Elektrivälja tugevuse E_1 kõverad lühilainete levimisel maapinnal, kui $P_\Sigma = 1$ kW.

vastuvõtuantennide kõrgused meetrites, λ on lainepikkus meetrites ja x on saate- ja vastuvõtuantennide vahekaugus kilomeetrites.

Alla 10-meetrilistel lainepikkustel töötavate raadiosaatjate maksimaalne tegevuskaugus x_{maks} on ligikaudselt arvutatav valemiga:

$$x_{maks} = 3{,}57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})\ \text{km}, \quad (27-5)$$

kus h_1 ja h_2 on vastavalt saate- ja vastuvõtuantennide kõrgused meetrites.

Nagu ülalkirjeldatust nähtub, on elektrivälja tugevus raadiovastuvõtja antenni juures sõltuv raadiosaatja võimsusest, raadiosaatja kaugusest, raadiosaatja lainepikkusest ja väga mitmesugustest kõrvalmõjudest.

Seetõttu peavad raadiovastuvõtjad olema kohandatud väga nõrkade kui ka väga tugevate elektrivälja tugevuste piirkondades asuvatelt vastuvõtuantennidelt töötamiseks.

Raadiovastuvõtja töötamist raskendab veel asjaolu, et vastuvõtuantenni mõjutavad peale raadiosaatjate poolt tekitatud elektriväljade veel väga mitmesugused häireväljad, mis samuti indutseerivad

Tabel 27 — 2.

Vastuvõetava raadiosaatja elektrivälja ja raadiohäirete elektrivälja tugevuste suhted sõltuvalt vastuvõtu liigist.

Vastuvõtu liik	Vaevalt rahuldavaks vastuvõtuks vajaliku signaal- ja häirepinge		Heaks vastuvõtuks vajaliku signaal- ja häirepinge	
	suhte arvväärtus	suhe detsibellides	suhte arvväärtus	suhe detsibellides
Telegraafimärkide vastuvõtt kuulmisega	0,5...2	—6...+6	2...3	6...10
Telegraafimärkide vastuvõtt ondulaatoriga	2...3	6...10	3...10	10...20
Telegraafitähtede vastuvõtt	5...10	14...20	18...30	25...30
Raadiotelefoni saadete vastuvõtt kuulmisega	3...6	10...16	18...56	25...36
Raadioringhäälingu saadete vastuvõtt	5...10	14...20	30...100	30...40

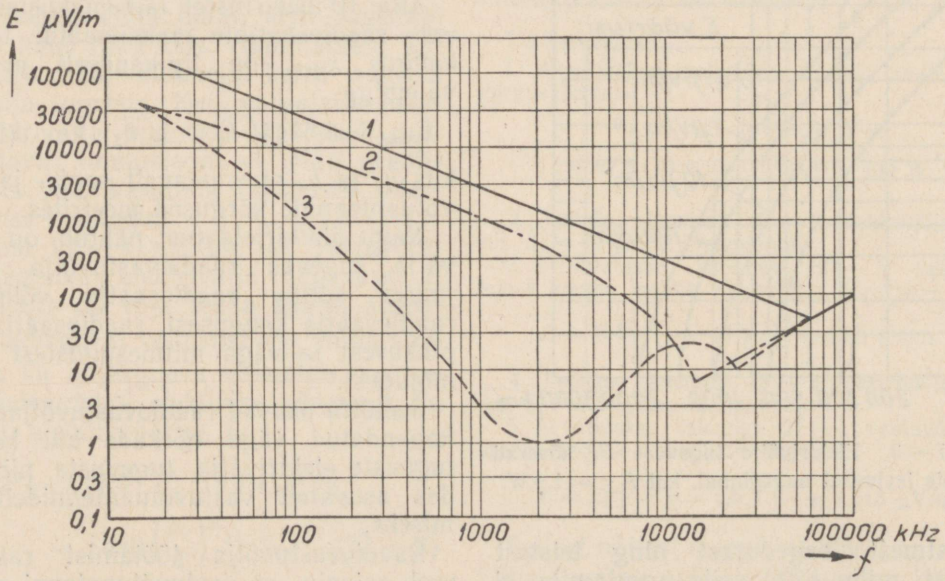
antennis EMJ ning võivad pääseda raadiovastuvõtjasse.

Rahuldava raadiovastuvõtu saavutamiseks peab vastuvõetava saatja elektrivälja ja raadiohäirete elektrivälja tugevuste suhe vastama tabelis 27 — 2 toodud suurustele.

Vastuvõtu headus sõltub ka raadiovastuvõtuseadme asukohast. Nii näiteks on linnades ja tööstusasulates raadiohäirete elektrivälja summaarne tugevus tunduvalt suurem kui vähe asustatud rajoonides. Orienteerivalt võib ringhäälingu saadete vastuvõtuks vajalikud elektrivälja tugevused määrata joonisel 27 — 5 kujutatud graafiku järgi.

Sellelt jooniselt näeme, et sageduse kõrgenemisel vajalikud elektrivälja tugevused esialgu vähenevad, kuid siis jälle suurenevad. Seda põhjustab raadiohäirete elektriväljade tugevuste sõltuvus sagedusest.

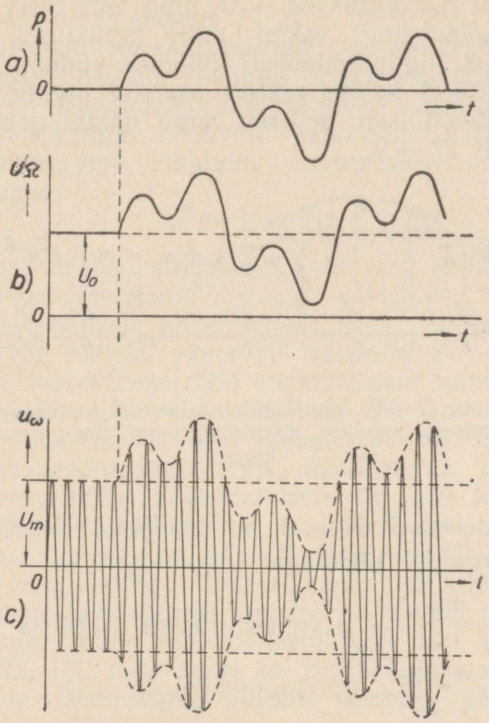
Kirjandus: 1, 11, 12, 38, 39.



Joonis 27 — 5. Ringhäälingu saadete vastuvõtuks vajalikud elektrivälja tugevused sõltuvalt sagedusest ja vastuvõtu asukohast. Tunnusjooned määravad alljärgnevaid asukohti: *1* — linnas või töölisasulas, *2* — väheasustatud rajoonis, päeval, *3* — väheasustatud rajoonis, öösel.

27 — 3. Amplituudmoduleerimine.

Amplituudmoduleerimisel muudetakse kandevsageduspinge (jääva sagedusega kõrgsageduspinge) amplituudi suurust. Kandevsageduspinge amplituudi muutmise sagedus sõltub moduleeriva vahelduvpinge sagedusest. Mikrofoni mõjutava õhurõhu, mikrofoni väljandpinge ja amplituudmoduleeritud kandevsageduspinge kõverad nähtuvad jooniselt 27 — 6.



Joonis 27 — 6. Mikrofoni mõjutava õhurõhu, mikrofoni väljandpinge ja amplituudmoduleeritud kandevsageduspinge kõverad. *a* — mikrofoni mõjutava õhurõhu kõver, *b* — mikrofoni väljandpinge kõver, *c* — amplituudmoduleeritud kandevsageduspinge kõver.

Kandevsageduspinge amplituudide suuruse muutust märgitakse moduleerimisteguriga m_a, mille arvväärtus, moduleeriva vahelduvvoolu positiivsel pooltsüklil, arvutatakse valemiga:

$$m_a = \frac{U_{\omega maks} - U_{\omega 0}}{U_{\omega 0}} \qquad (27 - 6)$$

ja moduleeriva vahelduvvoolu negatiivsel pooltsüklil on m_a arvväärtus arvutatav valemiga:

$$m_a = \frac{U_{\omega 0} - U_{\omega min}}{U_{\omega 0}}, \qquad (27 - 7)$$

kus $U_{\omega maks}$ on kandevsageduspinge amplituudi maksimaalne väärtus, U_{ω_0} on kandevsageduspinge amplituudi keskmine väärtus ja $U_{\omega min}$ on kandevsageduspinge amplituudi minimaalne väärtus.

Üldjuhul, kui moduleeriv pinge ei ole siinuseline, erinevad valemitega 27 — 6 ja 27 — 7 arvutatud moduleerimistegurite arvväärtused üksteisest. Erijuhul aga, kui moduleeriv pinge on siinuseline, saavutatakse valemitega 27 — 6 ja 27 — 7 arvutatavate moduleerimistegurite arvväärtused võrdsed. Kandevsageduspinge loetakse täielikult moduleerituks, kui moduleerimisteguri arvväärtus on 1, s. t. kui $U_{\omega maks} = 2U_{\omega_0}$ ja $U_{\omega min} = 0$.

Erijuhul, kui $U_{\omega maks} > 2U_{\omega_0}$, toimub kandevsageduspinge ülemoduleerimine, mille toimel arenevad moduleerimismoonutused.

Kandevsageduspinge moduleerimisel siinuselise pingega on selle pinge hetkväärtus arvutatav valemiga:

$$u_\omega = U_{\omega 0}(1 + m_a \sin 2\pi Ft) \sin 2\pi ft \text{ V}, \qquad (27 - 8)$$

kus F on moduleeriva pinge sagedus ja f on kandevsageduspinge sagedus.

Vastavalt trigonomeetriliste funktsioonide valemite teisendamise reeglitele on võimalik valemit 27 — 8 teisendada alljärgnevaks:

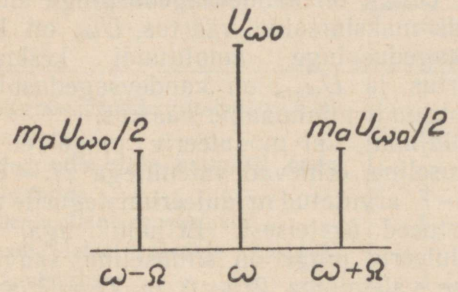
$$u_\omega = U_{\omega_0} \sin 2\pi ft + \frac{m_a U_{\omega 0}}{2} \cos 2\pi (f - F)t - \frac{m_a U_{\omega 0}}{2} \cos 2\pi (f + F)t \text{ V}. \qquad (27 - 9)$$

Sellest valemist nähtub, et moduleeritud kandevsageduspinge koosneb kolmest erineva sagedusega pingest. Valemi esimene liige kujutab kandevsageduspinge keskväärtust, mille amplituudi suurust ja sagedust ei mõjuta moduleeriva pinge sagedus ega amplituud.

Valemi 27 — 9 teine ja kolmas liige kujutavad kõrvalsageduspingeid, millede sagedused sõltuvad moduleerivast sagedu-

sest ja amplituudid sõltuvad moduleerimistegurist.

Kandevsageduspinge ühe siinuselise pingega amplituudmoduleerimisel tekkiv sagedusspekter on toodud joonisel 27 — 7.

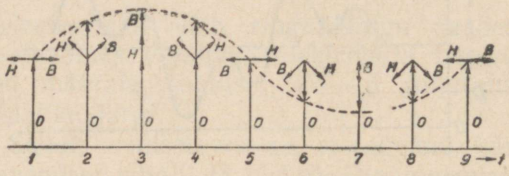


Joonis 27 — 7. Kandevsageduspinge amplituudmoduleerimisel ühe siinuselise pingega tekkiv sagedusspekter.

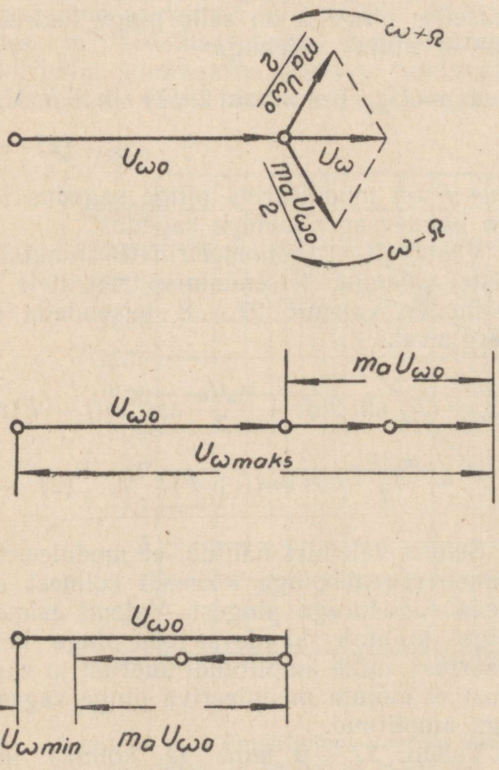
Moduleeritud kandevsageduspinge kõvera saamist amplituudmoduleerimisel selgitatakse alljärgnevalt vektordiagrammidega. Joonisel 27 — 8 antud vektordiagrammil oletatakse, et pind, millel asuvad kandevsageduse ja kõrvalsageduste vektorid, pöörleb $U_{\omega 0}$ vektori liikumise suunas nurkkiirusega ω. Järelikult sellisel juhul $U_{\omega 0}$ vektor pöörleval pinnal jääb kohale. Kõrvalsageduspingete vektorid, millede suurused on $m_a U_{\omega 0}/2$ pöörlevad nurkkiirustega $\omega + \Omega$ ja $\omega - \Omega$, s. t. $U_{\omega 0}$ vektori suhtes on kõrvalsageduspingete vektorite nurkkiirused $+\Omega$ ja $-\Omega$.

Järelikult üks kõrvalsageduspinge vektor liigub vastu kellaosuti liikumise suunda, sest nurkkiirus on $+\Omega$, ning teine kõrvalsageduspinge vektor, mille nurkkiirus on $-\Omega$, liigub kellaosuti liikumise suunas.

Kõigi kolme vektori asendid muutuvad perioodiliselt, selliselt nagu nähtub joonisel 27 — 9.



Joonis 27 — 9. Amplituudmoduleeritud kandevsageduspinge muutuse vektordiagramm ühe perioodi kestel.



Joonis 27 — 8. Amplituudmoduleerimise vektordiagramm.

Joonisel 27 — 9 on märgitud vektorid järgmiste tähistega: $U_{\omega 0} = O$,

$$\frac{m_a U_{\omega 0}}{2} = B \text{ (nurkkiirusega } +\Omega) \text{ ja}$$

$$\frac{m_a U_{\omega 0}}{2} = H \text{ (nurkkiirusega } -\Omega).$$

Vastavalt vektordiagrammile on hetkel 3 vektorite summa

$$O + H + B = U_{\omega 0} + \frac{m_a U_{\omega 0}}{2} + \frac{m_a U_{\omega 0}}{2} = U_{\omega 0}(1 + m_a)$$

ja hetkel 7 on vektorite summa

$$O - H - B = U_{\omega 0} - \frac{m_a U_{\omega 0}}{2} - \frac{m_a U_{\omega 0}}{2} = U_{\omega 0}(1 - m_a).$$

Järelikult kui $m_a = 1$, siis moduleeritud kandevsageduspinge kõrgus muutub 0 kuni $2U_{\omega 0}$.

Kandevsageduspinge moduleerimisel üheaegselt mitme siinuselise pingega muutub kandevsageduspinge hetkväärtuse valem järgmiseks:

$$u_\omega = U_{\omega 0} \sin 2\pi f t + \sum_{k=1}^{k=n} \frac{m_{ak} U_{\omega 0}}{2} \cos 2\pi (f - F_k) t - \sum_{k=1}^{k=n} \frac{m_{ak} U_{\omega 0}}{2} \cos 2\pi (f + F_k) t \text{ V.} \quad (27 - 10)$$

Sellest valemist nähtub, et vastavalt moduleeriva pinge sagedusalale arenevad moduleerimisel kõrvalsagedusalad $f \pm F_1$ kuni $f \pm F_n$, seega moduleerimisel areneva üldise sagedusriba laius ΔF on võrdne moduleeriva pinge kahekordse maksimaalse sagedusega F_n, s. t. $\Delta F = 2F_n$.

Raadiotelegraafi-märkide (morsemärkide) saateks vajalik ribalaius sõltub saatekiirusest. Raadiotelegraafi-märkide rahuldava kvaliteediga vastuvõtu saamiseks vajalik minimaalne ribalaius arvutatakse valemiga:

$$\Delta F = 1{,}6n \text{ Hz}, \quad (27 - 11)$$

kus n on standardsõnade arv minutis (standardsõnaks loetakse vastavalt rahvusvahelisele kokkuleppele sõna „Paris").

Nii näiteks vastavalt valemile 27 — 11 on saatekiirusel 500 standardsõna minutis vajalik minimaalne ribalaius 800 Hz.

Kõne rahuldavaks ülekandeks on kandevsageduspinget vaja moduleerida pingega, mille sagedusastmik on 250 kuni 2750 Hz, mille puhul moduleerimisel arenev sagedusriba $\Delta F = 2 \cdot 2750 = 5500$ Hz.

Ringhäälingu saatejaamades moduleeritakse kandevsageduspinget tavaliselt pingega, mille sagedusastmik on 100 kuni 4500 Hz, ning seega on ringhäälingu saadete vastuvõtuks vajalik ribalaius $\Delta F = 2 \cdot 4500 = 9000$ Hz.

Kõrgekvaliteediliseks kuuldavate helide ülekandmiseks oleks kandevsageduspinget vaja moduleerida pingega, mille sagedusastmik on 40 kuni 15 000 Hz. Sellise sagedusastmikuga moduleerimist rakendatakse sagedusmoduleerimisel.

Fototelegraafi ja televisiooni saadeteks vajaliku moduleeriva pinge minimaalsed ja maksimaalsed sagedused arvutatakse valemitega:

$$F_{min} = kN \text{ Hz}, \quad (27 - 12)$$

$$F_{maks} = \frac{bn^2 N}{2h} \text{ Hz}, \quad (27 - 13)$$

kus k on ülekantava pildi täppimisseeriate arv, N on ühes sekundis ülekantavate pildi-tide arv, b on ülekantava pildi laius, n on ühe pildi ülekandmiseks vajalik täppimisridade arv ja h on pildi kõrgus samades ühikutes, milledes on mõõdetud pildielemendi külg.

Valem 27 — 13 on kehtiv tingimusel, et täppimine toimub horisontaalsete ridadena.

Kirjandus: 1, 20 ja 38.

27 — 4. Faasmoduleerimine.

Faasmoduleerimisel kandevsageduspinge faasinihe muutub sõltuvalt moduleeriva pinge sagedusest. Kandevsageduspinge moduleerimisel ühe siinuselise pingega on faasinihe arvutatav valemiga:

$$\varphi = \varphi_0 + m_\varphi \sin \Omega t, \quad (27 - 14)$$

kus φ_0 on kandevsageduspinge faasinihe algolukorras, m_φ on moduleerimisindeks, mis näitab moduleerimisel tekkivat faasinihet radiaanides, Ω on moduleeriva pinge nurksagedus.

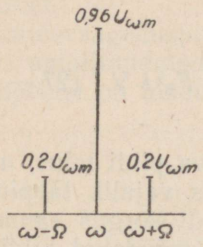
Moduleeritud kandevsageduspinge hetkväärtus ühe siinuselise pingega moduleerimisel on arvutatav valemiga:

$$u_\omega = U_{\omega m} \sin (\omega t + \varphi_0 + m_\varphi \sin \Omega t) \text{ V}, \quad (27 - 15)$$

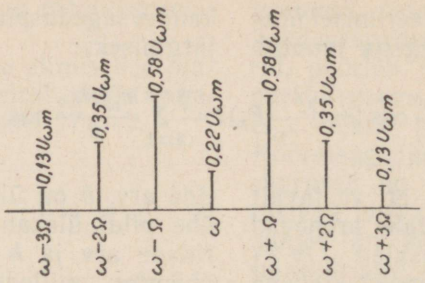
kus $U_{\omega m}$ on kandevsageduspinge amplituud ja ω on kandevsageduspinge nurksagedus algolukorras.

Selle valemi matemaatiline analüüs näitab, et juhul kui moduleerimisindeks $m_\varphi < 0{,}5$, arenevad põhiliselt ainult kaks kõrvalsageduspinget, mis omavad tunduvat amplituudi. Seega on faasmoduleerimisel kandevsageduspinge sagedusspekter väikese m_φ puhul sarnane amplituudmoduleeritud kandevsagedusspektriga (joonis 27 — 10).

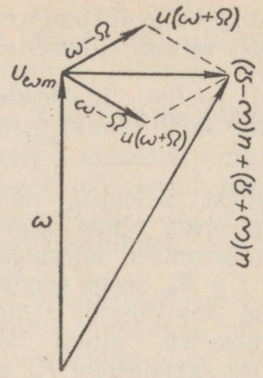
Suurema m_φ puhul, kui $m_\varphi > 0{,}5$, areneb faasmoduleerimisel lõpmatu palju kõrvalsagedusi. Kõrvalsageduste arvu suurenemisega suureneb ka moduleeritud kan-



Joonis 27 — 10. Faasmoduleeritud kandevsageduspinge sagedusspekter väikse m_φ puhul ($m_\varphi < 0{,}5$).



Joonis 27 — 11. Faasmoduleeritud kandevsageduspinge sagedusspekter suurema m_φ puhul ($m_\varphi > 0{,}5$).

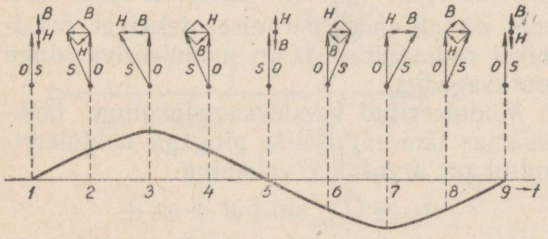


Joonis 27 — 12. Faasmoduleerimise vektordiagramm väikse m_φ puhul ($m_\varphi < 0{,}5$).

devsageduspinge sagedusriba laius (joonis 27 — 11).

Faasmoduleerimise vektordiagrammist jooniselt 27 — 12 nähtub, et kõrvalsageduspingete vektorite pöörlemisel nende summaarne vektor on risti kandevsageduspinge algvektoriga.

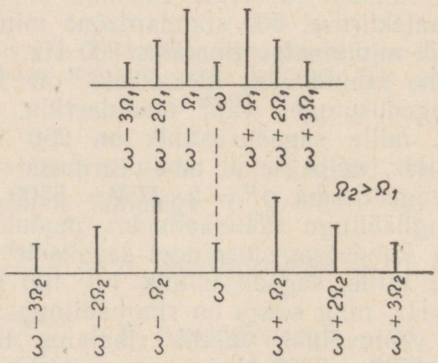
Faasmoduleerimisel üldine summaarne vektor muudab iga moduleeriva sageduse perioodi kestel üks kord faasi, nii nagu näeme jooniselt 27 — 13.



Joonis 27 — 13. Faasmoduleerimise vektordiagramm moduleeriva sageduse ühe perioodi kohta.

Joonistel 27 — 8 ja 27 — 12 antud vektordiagrammide võrdlusel nähtub, et kui joonisel 27 — 8 kõrvalsageduspingete summaarset vektorit pöörata 90°, siis amplituudmoduleerimine muutub faasmoduleerimiseks.

Selgituseks olgu veel nimetatud, et m_φ suurus sõltub moduleeriva pinge amplituudist, kuid ei sõltu selle sagedusest. See tähendab, et moduleeriva pinge sageduse muutmisel, kui pinge amplituud on jääv, kandevsageduspinge amplituud ja samuti ka kõrvalsageduspingete amplituudid ei muutu, kuid muutuvad kõrvalsageduspingete sagedused. Moduleeriva pinge sageduse suurenemisel kaugenevad kõrvalsagedused kandevsagedusest ning moduleeriva pinge sageduse vähenemisel kõrvalsagedused lähenevad kandevsagedusele. Järelikult faasmoduleerimisel sagedusriba laius muutub sõltuvalt moduleeriva pinge sagedusest, nii nagu selgub jooniselt 27 — 14.



Joonis 27 — 14. Sagedusriba laiuse sõltuvus moduleeriva pinge sagedusest faasmoduleerimisel.

Sagedusriba laiuse muutumine sõltuvalt moduleeriva pinge sagedusest on üks faasmoduleerimise põhilisi puudusi, millist puudust ei oma allkirjeldatav sagedusmoduleerimine.

Kirjandus: 20, 49.

27 — 5. Sagedusmoduleerimine.

Sagedusmoduleerimisel muudetakse kandevsageduspinge sagedust vastavalt modu-

leeriva vahelduvpinge amplituudile ja sagedusele, kuna kandevsageduspinge amplituud on enam-vähem jääv. Kandevsageduse muutuse suurus sõltub moduleeriva vahelduvpinge amplituudist, kuna kandevsageduse muutuse kiirus sõltub moduleeriva vahelduvpinge sagedusest. Ühe siinuselise pingega moduleerimisel kandevsageduspinge hetkväärtus on arvutatav valemiga:

$$u_\omega = U_{\omega m} \sin(\omega_0 t + m_f \sin \Omega t) \text{ V}, \quad (27 - 16)$$

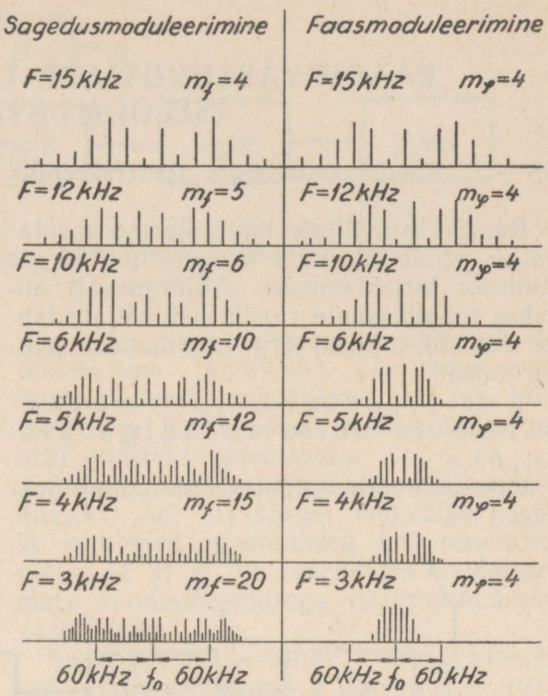
kus $U_{\omega m}$ on kandevsageduspinge amplituud, ω_0 on kandevsageduspinge nurksagedus algolukorras, s. t. moduleerimata olukorras, Ω on moduleeriva pinge nurksagedus, ja m_f on moduleerimisindeks, mis tegelikult näitab kandevsageduse muutuse $2\Delta f$ ja moduleeriva sageduse F suhet, s. t. $m_f = \frac{2\Delta f}{F}$.

Selle valemi täpsem analüüs selgitab, et ka sagedusmoduleerimisel arenevad kõrvalsagedused $f_0 \pm F$, $f_0 \pm 2F$, $f_0 \pm 3F$ jne., kusjuures kõrvalsageduspingete amplituudid sõltuvad moduleerimisindeksist m_f. Samuti sõltub moduleerimisindeksist sagedusmoduleerimisel arenev ribalaius $\Delta F = 2\Delta f$, sest $2\Delta f = m_f F$.

Sagedusmoduleerimisel hoitakse tegelikult ribalaius ΔF muutmatuna, ning seetõttu, sõltuvalt moduleeriva sageduse muutusest, muutub moduleerimisindeks m_f, millega kaasaskäivalt muutub kandevsageduse amplituud, kõrvalsageduste arv ja amplituudid. Faas- ja sagedusmoduleerimise sagedusspektrite erinevus nähtub jooniselt 27 — 15, millel vasakpoolel on antud sagedusmoduleerimise sagedusspekter ja parempoolel faasmoduleerimise sagedusspekter.

Joonisel 27 — 15 on algsagedusel 15 kHz moduleerimisindeksid võetud võrdsed $m_f = m_\varphi = 4$.

Kui moduleeriva pinge kõrgus on jääv, siis faasmoduleerimisel m_φ ei muutu moduleeriva sageduse muutmisel. Samuti ei muutu kõrvalsageduste amplituudid. Moduleeriva sageduse vähendamisel kõrvalsagedused lähenevad kandevsagedusele. Nii näiteks sagedusega 15 kHz moduleerimisel, arvestades kuni 7 harmooniliseni, moduleeritud kandevsageduse sagedusriba laius



Joonis 27 — 15. Faas- ja sagedusmoduleerimise sagedusspektrid.

$\Delta F = 7 \cdot 15 \cdot 2 = 210$ kHz ja sagedusega 3 kHz moduleerimisel on sagedusriba laius $\Delta F = 7 \cdot 3 \cdot 2 = 42$ kHz.

Sagedusmoduleerimisel aga on olukord hoopis erinev, sest kandevsageduse muutus $2\Delta f$ sõltub moduleeriva pinge amplituudist. Tavaliselt on $2\Delta f_{maks} < 0{,}1 f_0$, mis tingib küllalt kõrge kandevsageduse kasutamist. Nagu jooniselt 27 — 15 näeme, on sagedusmoduleerimisel sagedusriba vähe muutuv, kuid seevastu muutub väga palju m_f. Sagedusriba väike muutumine on sagedusmoduleerimise eeliseks faasmoduleerimisega võrreldes.

Sagedusmoduleerimise peamiseks paremuseks võrreldes amplituudmoduleerimisega on raadiohäirete ärastamise võimalus sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtul.

Kuna sagedusmoduleerimisel arenev ribalaius on tavaliselt 150 kuni 250 kHz, siis seetõttu sagedusmoduleerimine on praktikas rakendatav ainult ülikõrgsageduspiirkonnas. Nii näiteks kasutatakse Moskva televisioonisaatjas sagedusmoduleerimist pildiga kaasneva heli väljasaatmisel.

Kirjandus: 20 ja 49.

28. peatükk.

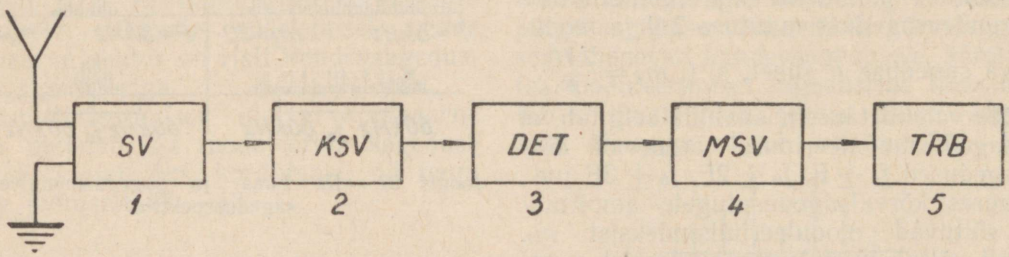
RAADIOVASTUVÕTJATE LAHTERSKEEMID, LIIGID JA ISELOOMUSTUSSUURUSED.

28 — 1. Raadiovastuvõtjate lahterskeemid.

Raadiovastuvõtjate lahterskeeme kasutatakse nende üksikute astmete töökäikude üldiseks kirjeldamiseks. Alljärgnevalt antakse tüüpilisemate raadiovastuvõtjate lahterskeemid, millede järgi kirjeldatakse nende töökäiku.

1. Otsevastuvõtja lahterskeem ja selle töökäigu kirjeldus.

Otsevastuvõtja lahterskeem nähtub jooniselt 28 — 1.



Joonis 28 — 1. Otsevastuvõtja lahterskeem.

Selles lahterskeemis esimene lahter kujutab sisendvõnkeringe (*SV*), millede ülesandeks on vastuvõtuantennis indutseeritud elektromotoorsetest jõududest eraldada vastu võtta soovitavate sagedustega elektromotoorsed jõud, need võimendada ning üle kanda teise lahtrisse, kõrgsagedusvõimendajasse (*KSV*).

Sisendvõnkeringide lähem kirjeldus ja arvutusjuhised leiduvad peatükis 5.

Kõrgsagedusvõimendajas jätkub vastuvõetava sagedusriba eraldamine ja võimendamine selle määrani, et selle väljandpingega oleks võimalik tüürida detektorastet, mis on näidatud kolmandas lahtris (*DET*).

Kõrgsagedusvõimendaja lähem kirjeldus ja arvutusjuhised leiduvad peatükkides 31, 32 ja 33.

Detektorastmes toimub vastuvõetava raadiosaate demoduleerimine, s. t. moduleeriva sageduse eraldamine kandevsagedusest. Detektorastme väljandist saadavat moduleerivat pinget rakendatakse neljandas lahtris näidatud madalsagedusvõimendaja (*MSV*) tüürimiseks. Mõningates detektorastmetes toimub samaaegselt demoduleerimisega ka moduleeriva pinge võimendamine. Detektorite lähem kirjeldus ja arvutusjuhised leiduvad peatükis 34.

Madalsagedusvõimendajas võimendatakse moduleeriva sagedusega pinge lõppastme tüürimiseks vajaliku kõrguseni ning lõppastmes toimub võimsuse võimendus vajaliku nimi-väljandvõimsuseni. Madalsagedusvõimendajate lähem kirjeldus ja arvutusjuhised leiduvad käesoleva teose I osas.

Madalsagedusvõimendajale järgnev lahter kujutab tarbijat *TRB*, milleks võib olla valjuhääldaja, kirjutusseadis, liin või mõni muu tarbija.

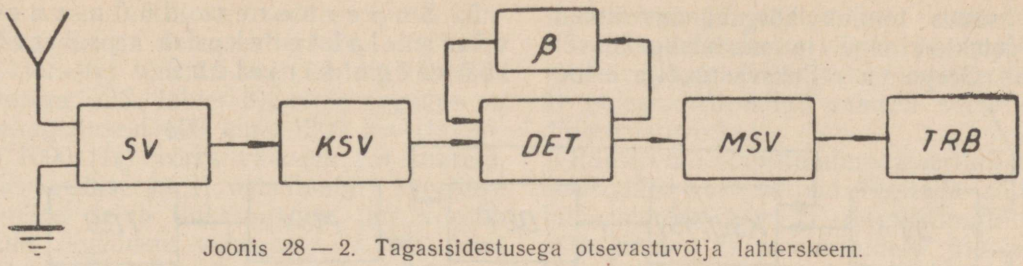
2. Tagasisidestusega otsevastuvõtja lahterskeem ja selle töökäigu kirjeldus.

Tagasisidestusega otsevastuvõtja erinevuseks tavalisest otsevastuvõtjast on selle detektorastmes rakendatav tagasisidestus, mis nähtub lahtrina β jooniselt 28— 2.

Tagasisidestusega otsevastuvõtja tundlikkus on tunduvalt suurem sama elektronlampide arvuga otsevastuvõtja tundlikkusest.

Tagasisidestuse põhimõte seisab selles, et detektorastme elektronlambi anoodvooluringist osa kõrgsagedusenergiat suunatakse faasis tagasi sama elektronlambi võre-võnkeringi. Selle tagasisuunatud energia toimel väheneb võre-võnkeringi sumbumus ning selle tulemusena suureneb detektorastme selektiivsus ja võimendus.

Praktikas on tagasisidestusega võimalik võnkeringide sumbumust vähendada 10



Joonis 28 — 2. Tagasisidestusega otsevastuvõtja lahterskeem.

kuni 40 korda. Mida madalam on elektronlambi võrele sisenev pinge, seda suuremat võimenduse juurdekasvu on võimalik tagasisidestusega saavutada. Kõige paremaid tulemusi saavutatakse tagasisidestuse kasutamisel võredetektor-astmega.

Tagasisidestusega vastuvõtjate puuduseks on aga labiilne töötamine, mille tõttu neid kaasaegses praktikas suhteliselt vähe kasutatakse.

Tagasisidestusega vastuvõtjate lähem kirjeldus ja arvutuse juhised leiduvad peatükis 39.

3. Supertagasisidestusega vastuvõtja lahterskeem ja selle töökäigu kirjeldus.

Supertagasisidestusega vastuvõtja lahterskeem nähtub jooniselt 28 — 3.

Supertagasisidestusega vastuvõtja lahterskeemist selgub, et see erineb otsevastuvõtja lahterskeemist ainult lisageneraatorastme (*GEN*) tõttu. Lisageneraatori sagedus asub tavaliselt 20 kuni 100 kHz sagedusastmikus ning seda rakendatakse detektorastme tüürimiseks. Lisageneraatori pinge toimel muutub detektorastme elektronlambi tööpunkt perioodiliselt generaatorsageduse taktis ja kutsub seega esile detektorastme elektronlambi võrevõnkeringi sumbumuse perioodilise vähenemise sellises ulatuses, et elektronlamp generaatorsageduse igal positiivsel poolperioodil hakkab töötama generaatorina. Selle tulemusena suureneb detektorastme tundlikkus õige tunduvalt, kuid ei suurene selektiivsus, mis aga lühilainete ja meeterlainete vastuvõtmisel on eriti oluliseks paremuseks.

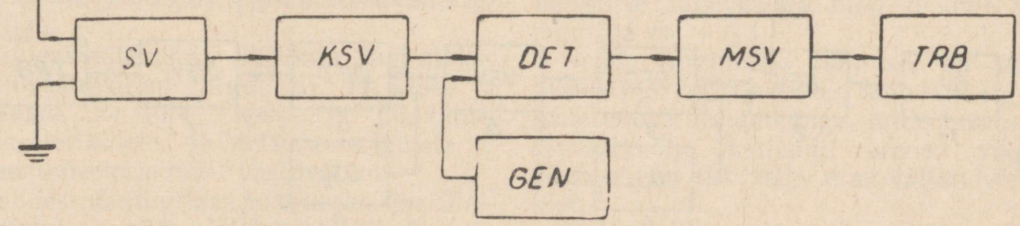
Supertagasisidestusega vastuvõtjate puudusteks on: 1) kõrge endamüra tase, 2) suuremad moonutused kui otsevastuvõtjas ja 3) ei ole rakendatav moduleerimata kandevsagedusega telegraafimärkide vastuvõtuks.

Supertagasisidestusega raadiovastuvõtjad võeti esmakordselt kasutusele 1922. aastal ning selle töötamise teoreetilised alused töötas välja prof. G. S. Gorelik. Selle vastuvõtja tüübi vastu hakati erilist huvi tundma alles viimastel aastatel, kui seda hakati rakendama ülilühilainete vastuvõtmisel. Samuti katsetatakse supertagasisidestusega vastuvõtjaid rakendada raadiolokatsiooni-tehnikas ja sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtmisel.

4. Refleksvastuvõtja lahterskeem ja selle töökäigu kirjeldus.

Refleksvastuvõtja lahterskeemis (joonis 28— 4) esimene lahter kujutab sisendvõnkeringe (*SV*), millede ülesanne on sama, mis otsevastuvõtja lahterskeemis.

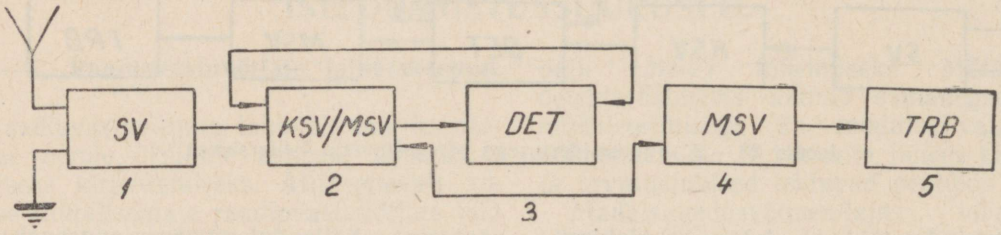
Teine lahter kujutab võimendusastet, mis samaaegselt töötab kõrg- ja madalsagedusvõimendajana (*KSV/MSV*). Konstrueeritakse ka refleksvastuvõtjaid, milledes



Joonis 28 — 3. Supertagasisidestusega vastuvõtja lahterskeem.

ühes astmes toimub kõrgsagedusvõimendus, detekteerimine ja madalsagedusvõimendus. Seega on refleksvastuvõtja erine-

5. Superheterodüün-vastuvõtja lahterskeem ja selle töökäigu kirjeldus.



Joonis 28 — 4. Refleksvastuvõtja lahterskeem.

vuseks väiksem elektronlampide arv, võrreldes sama võimendust omava otsevastuvõtjaga.

Ülejäänud lahtrid joonisel 28 — 4 omavad samu ülesandeid kui joonisel 28 — 1.

Jooniselt 28 — 4 nähtub, et detektorastmest (*DET*) juhitakse madalsageduslik pinge uuesti tagasi kõrgsagedusvõimendaja elektronlambi võrele. Kõrg- ja madalsageduslikkude voolude eraldamiseks asetatakse kõrgsagedusvõimendaja elektronlambi anoodvooluringi järjestikku kõrg- ja madalsagedus-koormustakistused. Peale selle on kõrg- ja madalsagedusvoolude eraldamiseks vajalikud vastavad lisafiltrid, mis suurendavad refleksvastuvõtja hinda. Järelikult kokkuhoid seisneb ainult elektronlambis, kuid ka see kokkuhoid on ainult näiline, sest üks elektronlamp ei saa töötada samaaegselt hästi kõrg- ja madalsagedusvõimendajana.

Samuti ei ole kõrg- ja madalsagedusvoolude eraldamine täielikult võimalik, mis põhjustab tihti parasiitsidestusi. Selle tulemusena refleksvastuvõtjad töötavad üldiselt labiilselt. Refleksvastuvõtja ehitamine nõuab palju täpsemat sidestuselementide valikut ja paigutust ning neid kasutatakse kaasajal võrdlemisi harva. Refleksvastuvõtjate töökäigu lähem kirjeldus leidub peatükis 38.

Superheterodüün-vastuvõtja lahterskeem on toodud joonisel 28 — 5.

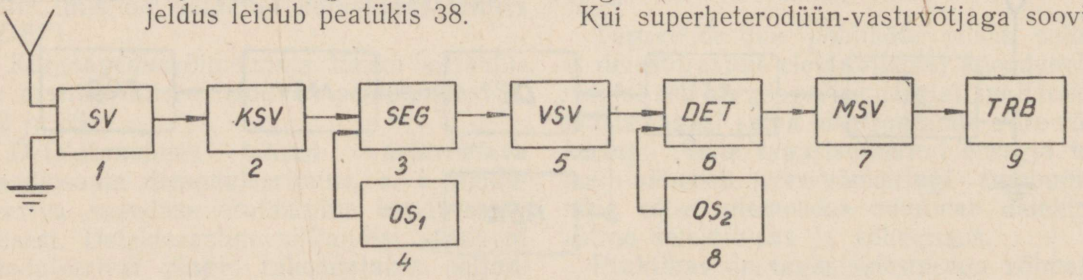
Superheterodüün-vastuvõtja lahterskeemist nähtub selle töökäigu põhimõte. Esimene ja teine lahter kujutavad vastavalt sisendvõnkeringe ja kõrgsagedusvõimendajat ning nende ülesanded on samad, mis antud otsevastuvõtja lahterskeemi kirjelduses (joonis 28 — 1).

Kolmas lahter kujutab segustusastet (*SEG*), milles vastuvõetava moduleeritud kandevsageduse ja ostsillaatorsageduse toimel areneb vahesagedus.

Lahter 4 kujutab ostsillaatorastet (OS_1), mis on tegelikult endaergutusega lampgeneraator, mille sagedus erineb alati vastuvõetavast kandevsagedusest vahesageduse võrra.

Iseloomustav on aga seejuures nähe, et vahesageduslik vahelduvpinge omab segustusastmesse sisenenud kandevsageduse moduleerimist. Segustusastmest väljuv vahesageduslik pinge võimendatakse vahesagedusvõimendajas (*VSV* lahter 5), mis ühtlasi suurendab vastuvõtja selektiivsust. Vahesagedusvõimendajale järgnevad detektoraste (*DET* lahter 6) ja madalsagedusvõimendaja (*MSV* lahter 7), millede ülesanded on samad otsevastuvõtjas kirjeldatutega.

Kui superheterodüün-vastuvõtjaga soovi-



Joonis 28 — 5. Superheterodüün-vastuvõtja lahterskeem.

takse vastu võtta ka moduleerimata kandevsagedusega telegraafimärke, siis tuleb detektorastet tüürida veel eraldi II ostsillaatoriga (OS_2 lahter 8), mille sagedus on vahesagedusest 800 kuni 1200 Hz (tavaliselt 1000 Hz) võrra väiksem või suurem. Vahesageduse ja II ostsillaatori sageduse liitumisel tekib tuikesagedus, mis võrdub nende sageduste vahega, s. t. 800 kuni 1200 Hz. Tuikesagedus valitakse 800 kuni 1200 Hz, sest sellise sagedusega toon on telegraafimärkide vastuvõtul kõrvaga kõige paremini tajutav. Moduleeritud saadete vastuvõtul II ostsillaatorit töösse ei rakendata.

Superheterodüün-vastuvõtjate töökäigu üksikasjaline kirjeldus leidub peatükis 42.

Kirjandus: 11, 12, 22, 38, 39.

28 — 2. Raadiovastuvõtjate liigid.

Raadiovastuvõtjaid on võimalik liigitada sõltuvalt väga mitmesuguste tunnuste järgi. Enam kasutatavamad on raadiovastuvõtjate liigitused järgmiste tunnuste järgi: 1) kandevsageduse moduleerimise viis, mille vastuvõtuks raadiovastuvõtjad on valmistatud, 2) kasutusotstarve, 3) lülitusskeemi tüüp, 4) laineastmikud, 5) vastuvõetava saate ülekande kvaliteet, 6) toitmisviis jne.

Kandevsageduse moduleerimise viisi järgi liigitatakse raadiovastuvõtjad järgmiselt: 1) amplituudmoduleeritud, 2) faas- või sagedusmoduleeritud ja 3) pulssmoduleeritud saadete vastuvõtjad.

Kasutusotstarbe järgi liigitatakse raadiovastuvõtjad järgmiselt: 1) ringhäälingu, 2) raadioside, 3) fototelegraafi, 4) televisiooni, 5) raadiolokatsiooni ja 6) mitmesugused eriotstarbelised vastuvõtjad.

Lülitusskeemi järgi liigitatakse raadiovastuvõtjad järgmiselt: 1) otsevastuvõtjad, 2) tagasisidestusega otsevastuvõtjad, 3) supertagasisidestusega vastuvõtjad, 4) refleksvastuvõtjad ja 5) superheterodüün-vastuvõtjad.

Laineastmikkudest sõltuvalt liigitatakse raadiovastuvõtjad järgmiselt: 1) kesk- ja pikklaine, 2) lühi-, kesk- ja pikklaine, 3) meeterlainete, 4) detsimeeterlainete ja 5) sentimeeterlainete vastuvõtjad.

Valides põhiliigituse tunnuseks ühe ülalnimetatutest, võib alaliigitust jätkata vastavalt teistele tunnustele. Nii näiteks võib superheterodüün-vastuvõtjaid liigitada sõltuvalt moduleerimise viisist: 1) amplituudmoduleeritud, 2) sagedusmoduleeritud ja 3) pulssmoduleeritud saadete superheterodüün-vastuvõtjad.

Edasi võib amplituudmoduleeritud superheterodüün-vastuvõtjaid liigitada sõltuvalt laineastmikkudest: 1) ringhäälingu laineastmikkude, 2) meeterlainete jne. superheterodüün-vastuvõtjad.

Ülalantust nähtub, et raadiovastuvõtjate liike on palju ning nende kõigi eraldi kirjeldamine ei mahu käesoleva teose piiratud mahtu. Seetõttu käesolevalt kirjeldatakse raadiovastuvõtjaid vastavalt kandevsageduse moduleerimise viisidele, kasutusotstarbele ja lülitusskeemidele.

Kirjandus: 1, 38, 39 ja 40.

28 — 3. Raadiovastuvõtjate iseloomustussuurused.

Raadiovastuvõtjate põhilisteks iseloomustussuurusteks on: 1) tundlikkus, 2) selektiivsus, 3) ülekande kvaliteet, 4) laineastmikud ja 5) väljandvõimsus.

Peale nende põhiliste iseloomustussuuruste arvestatakse raadiovastuvõtjate tootmisel veel järgmisi iseloomustussuurusi:

1) töötamise stabiilsus, 2) käsitsemise lihtsus, 3) ökonoomsus, 4) elektriline ja mehaaniline tugevus, 5) mõõted, kaal ja hind ning 6) sobivus massiliseks vooltootmiseks.

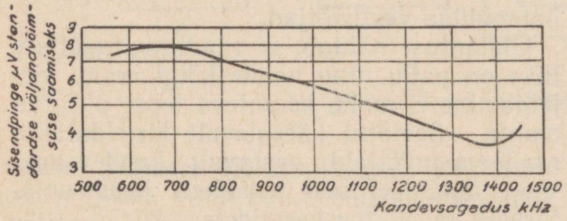
Raadiovastuvõtja t u n d l i k k u s e k s nimetatakse niisugust antenni EMJ mikrovoltides, millega raadiovastuvõtja väljandil areneb nimi-väljandvõimsus, tingimusel, et amplituudmoduleerimise korral moduleerimistegur $m_a = 1$. Raadiovastuvõtja tundlikkuse mõõtmise lihtsustamiseks on rahvusvaheliselt kokku lepitud, et tundlikkuse mõõtmiseks moduleeritakse standard-signaalgeneraatori väljandpinge 400 hertsilise sagedusega ning moduleerimisteguriga $m_a = 0{,}3$.

Nende tingimuste täitmisel on raadiovastuvõtja tundlikkuseks standard-signaalgeneraatori väljandpinge, mille juures raadiovastuvõtja väljandil arenev väljandvõimsus on 0,1 selle nimi-väljandvõimsusest.

Selline lihtsustatud tundlikkuse mõõtmise viis on õigustatud, sest $m_a = 0{,}3$ juures

areneb raadiovastuvõtja väljandil ligikaudu 10 korda väiksem väljandvõimsus kui $m_a = 1$ juures.

Raadiovastuvõtja tundlikkus laineastmiku ulatuses on aga muutuv suurus, sest raadiovastuvõtja võimendus laineastmikus on muutuv. Seetõttu praktikas mõõdetakse raadiovastuvõtja tundlikkust laineastmiku



Joonis 28 — 6. Superheterodüün-vastuvõtja tundlikkuse kõvera näide.

mitmes kohas (vähemalt kolmes: laineastmiku algul, keskel ja lõpul) ning saadud mõõtmiste tulemuste järgi valmistatakse tundlikkuse kõver, mille näide on toodud joonisel 28 — 6.

Tabel 28 — 1.

Raadiovastuvõtjate keskmised tundlikkused.

Raadiovastuvõtja liik	Tundlikkus μV
1. Ringhäälingu vastuvõtjad, III klass	300 ... 500
2. Ringhäälingu vastuvõtjad, II klass	200 ... 300
3. Ringhäälingu vastuvõtjad, I klass	50
4. Raadiotelefoni vastuvõtjad, I klass	2 ... 20
5. Raadiotelegraafi vastuvõtjad, I klass	0,5 ... 5

Raadiovastuvõtja selektiivsuseks nimetatakse omadust eraldada soovitud raadiosaatja saadet teiste raadiosaatjate saadetest. Selektiivsus sõltub raadiovastuvõtja võnkeringide headusest ja nende arvust. Praktikas märgitakse selektiivsust enamasti logaritmilistes ühikutes (detsibellides). Selektiivsuse arvutamisel määratakse vastuvõetava signaali nõrgenemine kõrvale häälestusel $\Delta f = 10$ kHz, $\Delta f = 20$ kHz jne.

Orienteerivalt olgu nimetatud, et ühe kõrgsagedusastmega, tagasisidestusega otsevastuvõtjas $\Delta f = 10$ kHz juures tekib nõrgenemine ligikaudu 20 dB.

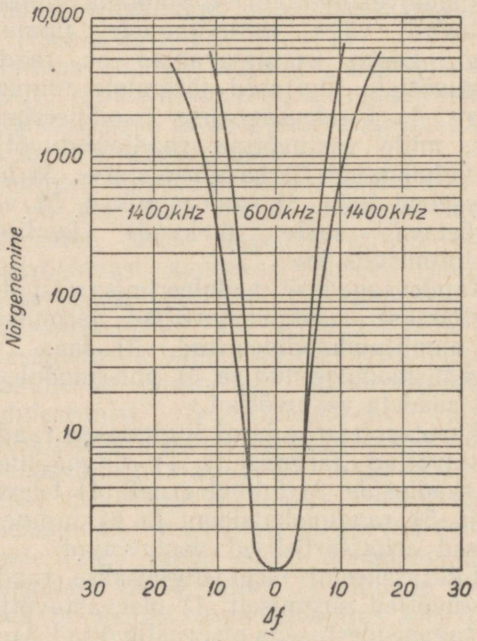
II klassi superheterodüün-raadiovastuvõtjas $\Delta f = 10$ kHz juures tekib nõrgenemine 26 dB.

I klassi superheterodüün-raadiovastuvõtjas $\Delta f = 10$ kHz juures tekib nõrgenemine 46 dB.

Selektiivsuse kõvera näide nähtub jooniselt 28 — 7.

Raadiovastuvõtja laineastmikkudeks (sagedusastmikkudeks) nimetatakse neid laineastmikke, millede vastuvõtuks raadiovastuvõtja on konstrueeritud ning milledes raadiovastuvõtja tundlikkus ja selektiivsus on tehnilistes tingimustes antud piirides.

Raadiovastuvõtja nimi-väljandvõimsuseks nimetatakse väljandvõimsust, mille juures arenevad moonutused ei ületa tehnilistes tingimustes lubatud maksimaalset väärtust.



Joonis 28 — 7. Superheterodüün-vastuvõtja selektiivsuse kõvera näide.

Raadiovastuvõtja ülekandekvaliteet sõltub selles arenevatest lineaar-, mittelineaar- ja faasimoonutustest.

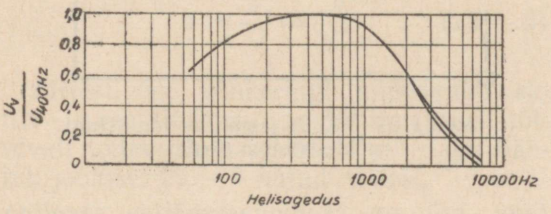
Lineaarmoonutused arenevad raadiovastuvõtja kõrg- ja madalsagedusvõimendajas, detektoris ning samuti ka valjuhääldajas. Kõrgsagedusvõimendajas

arenevad lineaarmoonutused on seda suuremad, mida kitsam on võimendatav sagedusriba, sest seega võimendatakse kõrgemaid kõrvalsagedusi vähem. Detektoris arenevad mittelineaarmoonutused sõltuvad detektori töörežiimist.

Madalsagedusvõimendajates ja valjuhääldajates arenevate lineaarmoonutuste kohta leidub lähem kirjeldus käesoleva teose I osas, peatükkides 4 ja 15.

Mittelineaarmoonutused arenevad raadiovastuvõtjates samadel põhjustel, kui madalsagedusvõimendajate kirjelduses on nimetatud (vaadata käesoleva teose I osa, peatükk 4).

Tavalise superheterodüün-vastuvõtja sageduskarakteristiku näide on toodud joonisel 28 — 8.



Joonis 28 — 8. Tavalise superheterodüün-vastuvõtja sageduskarakteristiku kõvera näide.

Raadiovastuvõtja võimendust arvutatakse samuti, kui on kirjeldatud käesoleva teose I osas madalsagedusvõimendajate võimenduse arvutamisel.

Töötamise stabiilsuseks nimetatakse raadiovastuvõtja iseloomustussuuruste stabiilsust selle töötamise kestel. Töötamise stabiilsuse suurendamiseks rakendatakse vastuvõtjas sageli lisaseadiseid, nagu näiteks: automaatne täpsushäälestusseadis, automaatne tundlikkuse reguleerseadis jne.

Ökonoomsus on eriti oluline patareidest toidetavate raadiovastuvõtjate ekspluatatsioonil. Ökonoomsuse suurendamiseks tuleb aga tundlikkust vähendada ning lubada moonutuste suurenemist, s. t. I klassi raadiovastuvõtjatel peab ökonoomsus jääma teise järgu tähtsusega iseloomustussuuruseks.

Käsitsemise lihtsuse all mõistetakse raadiovastuvõtja vähest reguleerseadmete arvu. Sellest tingituna kasutatakse kaasaegsetes raadiovastuvõtjates eranditult mitmekordseid pöördkondensaatoreid. Käsitsemise lihtsustamiseks on raadiovastuvõtja varustatud automaatse tundlikkuse reguleerimise seadisega ning mõningatel juhtudel ka automaatse täpsushäälestuse seadisega jne.

Elektriline ja mehaaniline tugevus on raadiovastuvõtjas sama olulise tähtsusega nagu seda kirjeldati madalsagedusvõimendajate kohta käesoleva teose I osas, peatükis 4.

Massiliseks tootluseks peavad raadiovastuvõtjad olema kohandatud samadel kaalutlustel, kui on märgitud madalsagedusvõimendajate iseloomustussuurustes käesoleva teose I osas peatükis 4.

Mitmed raadiovastuvõtjate iseloomustussuurused on üksteisest sõltuvad ning mõned neist isegi üksteisele vastukäivad, s. t. üht iseloomustussuurust parandades muutub teine halvemaks; nii näiteks: vastuvõtja selektiivsuse suurendamisel muutub selle ülekandekvaliteet halvemaks, tundlikkuse suurendamisel üle teatava piiri vähendavad raadiohäired vastuvõtja ülekandekvaliteeti jne.

Kirjandus: 1, 2, 38, 39 ja 40.

29. peatükk.

RAADIOVASTUVÕTJATES KASUTATAVAD VÕNKERINGID JA NENDE PÕHILISED ISELOOMUSTUSSUURUSED.

29 — 1. Raadiovastuvõtjates kasutatavad võnkeringid.

Raadiotehnika põhialustest on teada, et võnkering keskendatud parameetritega koosneb järjestikku või rööbiti ühendatud induktiivsusest ja mahtuvusest. Raadiovastuvõtjates võimaldavad võnkeringid vastuvõetava saatja saadet eraldada teiste saatjate saadetest. Samuti võimaldavad võnkeringid vastuvõetava signaalpinge võimendamist teatavas sagedusribas.

Tavaliste keskendatud parameetritega võnkeringide rakendamine on võimalik kuni 30-megahertsilise kandevsagedusega saadete vastuvõtjates. Kõrgemate sageduste vastuvõtjates kasutatakse tavalise võnkeringi asemel jaotatud parameetritega kaksikjuhe- või koaksiaalvõnkeringe ning ülikõrgsagedusvastuvõtjates rakendatakse õõsresonaatoreid.

Igas reaalses võnkeringis esineb peale induktiivsuse ja mahtuvuse ka aktiivtakistus. Võnkeringi aktiivtakistus koosneb pooli mähistraadi ja kondensaatori dielektriku ekvivalentsest aktiivtakistusest ning selle suurus on seega sõltuv eelnimetatud materjalide kvaliteedist. Võnkeringi aktiivtakistus suureneb sageduse kõrgenemisega, sest mähistraadi aktiivtakistus, pinnaefekti ja pöörisvoolude mõjutusel, on sagedusega võrdeline. Samuti suurenevad sageduse kõrgenemisel kondensaatori dielektriku kaod.

Võnkeringi põhilisteks elektrilisteks iseloomustussuurusteks on: 1) resonantssagedus f_r, 2) resonantsnurksagedus ω_r, 3) laineimpedants Z_0, 4) hüvetegur Q ja 5) sumbumus d.

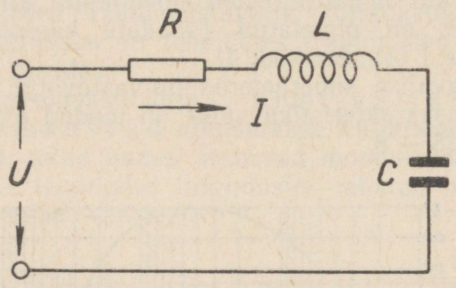
Nimetatud iseloomustussuuruste määramist vastavalt võnkeringi liigile kirjeldatakse alljärgnevates punktides.

Kirjandus: 1, 11 ja 40.

29 — 2. Järjestikused võnkeringid.

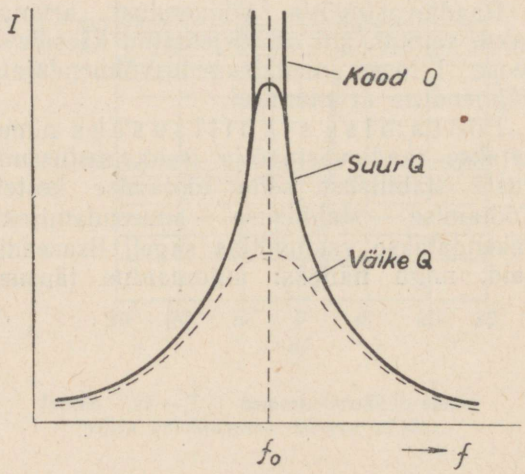
Järjestikune võnkering koosneb omavahel järjestikku ühendatud induktiivsusest, mähistraadi aktiivtakistusest ja mahtuvusest, nii nagu näeme joonisel 29 — 1 antud järjestikuse võnkeringi põhimõttelisel skeemil.

Kui sellises võnkeringis aktiivtakistus on suhteliselt väike võrreldes reaktiivtakistus-



Joonis 29 — 1. Järjestikuse võnkeringi põhimõtteline skeem.

tega, mis on raadiovastuvõtjas tavaline, siis võnkeringis areneva vahelduvvoolu tugevus sõltuvalt toitepinge sagedusest (toitepinge amplituud on jääv) annab



Joonis 29 — 2. Järjestikuse võnkeringi resonantskõvera näide.

graafiliselt võnkeringi resonantskõvera, mille näide on antud joonisel 29 — 2.

Resonantssagedusel, mille juures võnkeringi induktiiv- ja mahtuvustakistuste abso-

luutsed väärtused on võrdsed, muutub voolutugevus võnkeringis maksimaalseks, ning on faasis toitepingega. Resonantssagedusest madalamatel sagedustel nihkub vool pingest ette, resonantssagedusest kõrgematel sagedustel jääb vool pingest maha.

Resonantskõvera kuju sõltub võnkeringi hüvetegurist Q, mille arvväärtust arvutatakse valemiga:

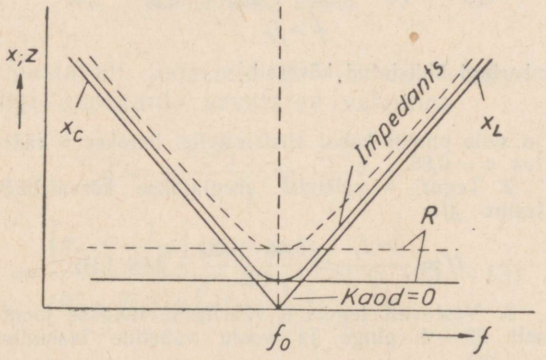
$$Q = \frac{\omega L}{R}, \qquad (29-1)$$

kus ω on võnkeringi toitevoolu nurksagedus, L on võnkeringi paispooli induktiivsus ja R on võnkeringi aktiivtakistus.

Võnkeringi sumbumus d võrdub teatavasti hüveteguri pöördväärtusele, s. t.

$$d = \frac{1}{Q} = \frac{R}{\omega L}. \qquad (29-2)$$

Järjestikuse võnkeringi impedantsi aktiiv- ja reaktiivkomponendid muutuvad sõltuvalt toitevoolu sagedusest, nii nagu nähtub joonisel 29 — 3 antud näitest.



Joonis 29 — 3. Järjestikuse võnkeringi impedantsi aktiiv- ja reaktiivkomponentide muutumine sõltuvalt toitevoolu sagedusest (näide).

Järjestikuse võnkeringi elektrilised omadused määratakse alljärgnevate iseloomustussuurustega.

Võnkeringi resonantssagedus f_r arvutatakse valemiga:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ Hz}, \qquad (29-3)$$

kus L on võnkeringi induktiivsus H ja C on võnkeringi mahtuvus F.

Võnkeringi impedants Z arvutatakse valemiga:

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \Omega, \qquad (29-4)$$

kus R on võnkeringi aktiivtakistus.

Võnkeringi impedantsi Z absoluutväärtus $|Z|$ on valemi 4 — 4 moodul:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \Omega. \qquad (29-5)$$

Võnkeringis tekkiva pinge ja voolu vahelise faasinihkenurga tangens arvutatakse valemiga:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} = Q\left(1 - \frac{1}{\gamma^2}\right), \qquad (29-6)$$

kus γ on toitepinge sageduse ja resonantssageduse suhe, s. t. $\gamma = f/f_r$.

Võnkeringis areneva vahelduvvoolu tugevus arvutatakse valemiga:

$$I = \frac{U}{Z} = \frac{U}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \text{ A}. \qquad (29-7)$$

Võnkeringi pooli klemmipinge on:

$$U_L = j\omega L I \text{ V}, \qquad (29-8)$$

ja kondensaatori klemmipinge on:

$$U_C = \frac{I}{j\omega C} \text{ V}. \qquad (29-9)$$

Võnkeringis arenev vahelduvvoolu tugevus erijuhul, kui toitepinge sagedus võrdub võnkeringi resonantssagedusega, on maksimaalne ja arvutatakse valemiga:

$$I_r = \frac{U}{R} \text{ A}. \qquad (29-10)$$

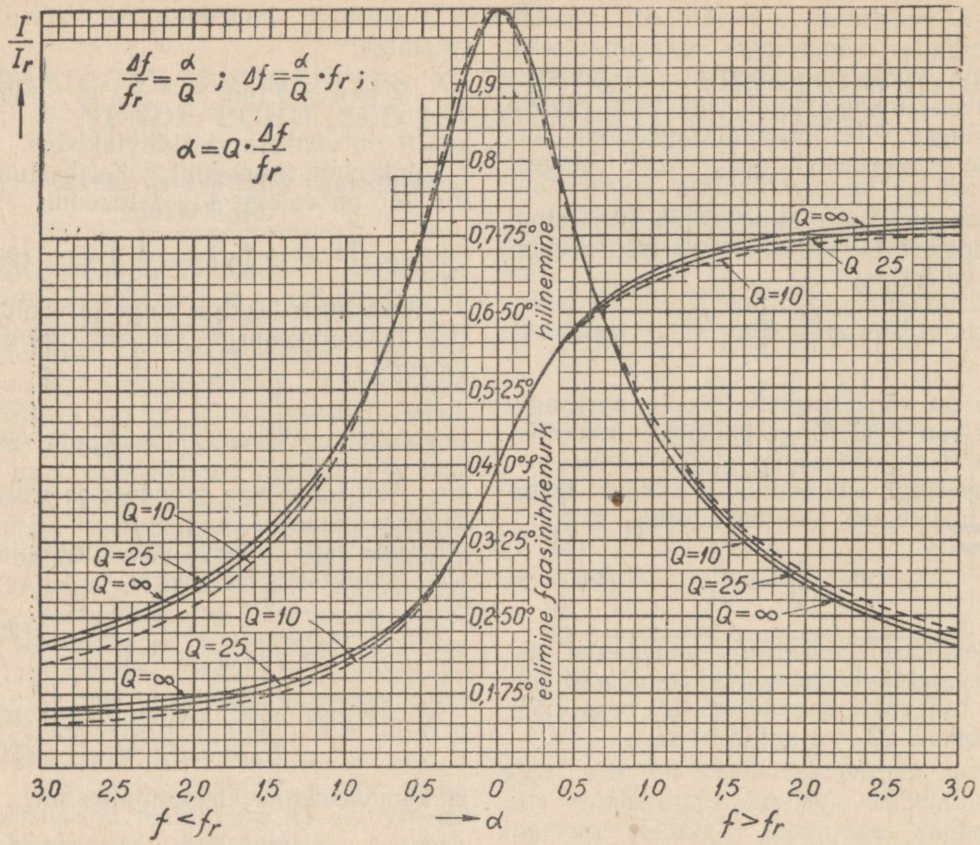
Võnkeringi pooli ja kondensaatori klemmipinged resonantsolukorras on võrdsed ning on Q korda kõrgemad toitepingest:

$$U_{rL} = U_{rC} = UQ \text{ V}. \qquad (29-11)$$

Võnkeringi sagedusriba laiuseks nimetatakse sagedusala, milles toitevoolu tugevus ei muutu üle $\sqrt{2}$ korra väiksemaks resonantssagedusel arenevast voolutugevusest. Sellel tingimusel on ribalaius arvutatav valemiga:

$$\Delta F = \frac{f_r}{Q} \text{ Hz}. \qquad (29-12)$$

Praktiliste arvutuste lihtsustamiseks võib kasutada jooniselt 4 — 4 nähtuvaid üldistatud kõveraid, millede järgi, juhul



Joonis 29 — 4. Järjestikuse võnkeringi üldistatud kõverad.

kui on teada võnkeringi hüvetegur Q, on lihtne konstrueerida tegelikku resonantskõverat. Nende üldistatud kõverate valmistamisel on võnkeringi hüvetegur Q võetud jäävana kogu sagedusalas, mis tegelikult ei ole õige; kuna aga kõverad haaravad resonantssagedusele lähedasi sagedusi, siis nende kõverate kasutamisel tekkiv viga ei ületa 1%.

Järjestikuse võnkeringi üldistatud kõverate praktilist kasutamist selgitatakse alljärgnevate näidetega.

Näide 29 — 1.

Määrata toitepinge sageduse kõrvalehäälestus resonantssagedusest, kui on teada: võnkeringi $Q = 125$, resonantssagedus $f_r = 1000$ kHz ja toitevoolu tugevus $I = 0{,}5\ I_r$.

Lahendus.

1. Vastavalt suhtele $I/I_r = 0{,}5$ leitakse jooniselt 29 — 4 suhtelise kõrvalehäälestuse teguri α väärtus. Selleks leitakse ordinaadi väärtusele 0,5 vastava horisontaaljoone lõikepunkt Q kõveraga ja selle punkti kohal abstsissteljel leitakse α väärtus $\alpha = 0{,}86$.

2. Teguri α valemist arvutatakse kõrvalehäälestus Δf:

$$\Delta f = \frac{\alpha \cdot f_r}{Q} = \frac{0{,}86 \cdot 1000}{125} = 6{,}88 \text{ kHz}.$$

3. Vastavalt teguri α väärtusele leitakse jooniselt 29 — 4 pinge ja voolu vaheline faasinihe $\varphi = 60°$.

Näide 29 — 2.

Määrata voolude suhe I/I_r ja pinge ning voolu vaheline faasinihe näites 29 — 1 antud võnkeringis, kui toitevoolu sagedus erineb resonantssagedusest 10 kHz võrra.

Lahendus.

1. Arvutatakse suhtelise kõrvalehäälestuse teguri α arvväärtus:

$$\alpha = Q \frac{\Delta f}{f_r} = 125 \frac{10}{1000} = 1{,}25.$$

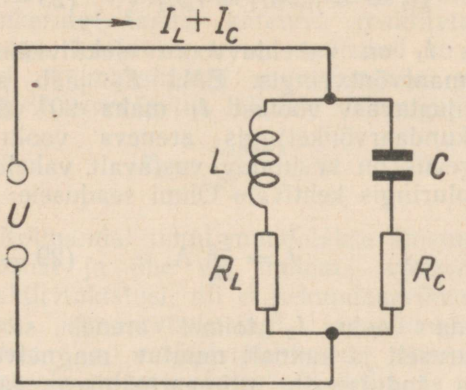
2. Vastavalt α arvväärtusele leitakse jooniselt 29 — 4 $I/I_r = 0{,}365$ ja $\varphi = 68°$.

Kirjandus: 1.

29 — 3. Rööbitised võnkeringid.

Rööbitises võnkeringis on induktiivsus ja mahtuvus ühes nende tegelikkude aktiivtakistustega ühendatud rööbiti (joonis 29 — 5).

Sellelt jooniselt nähtub, et tegelikult erineb rööbitine võnkering järjestikusest võnkeringist ainult toitepinge erineva ühendusviisi poolest.



Joonis 29 — 5. Rööbitise võnkeringi põhimõtteline skeem.

Vastavalt joonisele 29 — 5 on võnkeringi impedants arvutatav valemiga:

$$Z = \frac{Z_C Z_L}{Z_C + Z_L} = \frac{Z_C Z_L}{Z_S} =$$

$$= \frac{\left(R_C + \frac{1}{j\omega C}\right)(R_L + j\omega L)}{(R_C + R_L) + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}\ \Omega, \qquad (29 — 13)$$

kus Z_C on mahtuvust sisaldava võnkeringiharu impedants, $Z_C = R_C - j/\omega C$, Z_L on induktiivsust sisaldava võnkeringiharu impedants, $Z_L = R_L + j\omega L$, Z_S on võnkeringiharude järjestikune impedants, $Z_S = Z_C + Z_L$, ning R_C on kondensaatori aktiivtakistus.

Rööbitise võnkeringi toitevoolu tugevus on arvutatav vastavalt vahelduvvoolu-ringis kehtivale Ohmi seadusele:

$$I = \frac{U}{Z}\ \text{A}, \qquad (29 — 14)$$

kus U on võnkeringi toitepinge.

Voolutugevused võnkeringi harudes on:

$$I_C = \frac{U}{Z_C}\ \text{A} \qquad (29 — 15)$$

ja

$$I_L = \frac{U}{Z_L}\ \text{A}. \qquad (29 — 16)$$

Ülalantud valemid on rööbitise võnkeringi põhivalemid, mis on kehtivad igasuguse Q ja igasuguse sageduse puhul.

Kui rööbitise võnkeringi Q arvväärtus on suurem kümnest, siis selle resonantssagedus on arvutatav valemiga 29 — 3. Väiksema Q puhul arvutatakse võnkeringi resonantssagedus lähtudes võnkeringi impedantsi maksimaalväärtusest. Sellise väikese Q arvväärtusega võnkeringe rakendatakse näiteks televisiooni vastuvõtjates. Resonantssagedused, mis saadakse valemiga 29 — 3 arvutamisel ja lähtudes võnkeringi maksimaalsest impedantsist, erinevad teineteisest ainult väikestel Q väärtustel, kuna Q väärtustel üle kümne need resonantssagedused ei erine teineteisest.

Suurema Q puhul lihtsustub ka Z arvutusvalem järgmiseks:

$$Z = \frac{(\omega L)^2}{Z_S} = \frac{\left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}{Z_S} = \frac{\frac{L}{C}}{Z_S}\ \Omega. \qquad (29 — 17)$$

Rööbitise võnkeringi impedants resonantsolukorras omab aktiivtakistuse iseloomu, s. t. pinge ja vool on faasis. Impedantsi arvväärtus resonantsolukorras on arvutatav valemiga:

$$Z_r = \frac{(\omega_r L)^2}{R_S} = Q_r \omega_r L = R_S Q_r^2 =$$

$$= \frac{L}{R_S C}\ \Omega, \qquad (29 — 18)$$

kus ω_r on resonantsnurksagedus ja R_S on võnkeringi järjestikune aktiivtakistus.

Pinge ja voolu vahelise faasinihkenurga tangens arvutatakse valemiga:

$$\operatorname{tg}\varphi = Q\left(\frac{1}{\gamma^2} - 1\right), \qquad (29 — 19)$$

kus γ on toitepinge sageduse ja võnkeringi resonantssageduse suhe, s. t. $\gamma = f/f_r$.

Rööbitise võnkeringi resonantskõvera valmistamiseks on kasutatavad joonisel 29 — 4 antud järjestikuse võnkeringi üldistatud kõverad, kusjuures ordinaat-

teljel tuleb võtta suhe Z/Z_r ja faasinihkenurgad tuleb võtta vastupidiste märkidega.

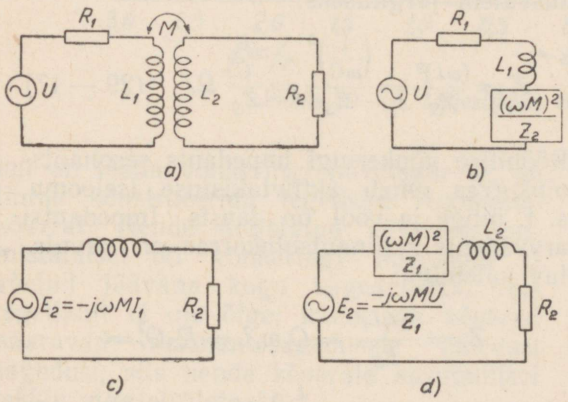
Ülalkirjeldatust selgub, et rööbitise võnkeringi impedants on maksimaalne resonantssagedusel, mistõttu raadiovastuvõtjates ja ka kõigis teistes raadioseadmetes rööbitisi võnkeringe rakendatakse sagedusest sõltuvate koormustakistustena.

Kirjandus: 1.

29 — 4. Induktiivse sidestusega võnkeringide üldomadused.

Võnkeringide vahel areneva ühisinduktiivsuse puhul need võnkeringid omavad induktiivset sidestust. Kahte ühisinduktiivsust omavat võnkeringi nimetatakse kõrgsagedustransformaatoriks ja sellist sidestusviisi nimetatakse transformaatorsidestuseks.

Induktiivse sidestusega võnkeringide omaduste analüüsiks asendatakse need ühe nendega ekvivalentse võnkeringiga, nii nagu nähtub jooniselt 29 — 6.



Joonis 29 — 6. Induktiivse sidestusega võnkeringide põhimõtteline skeem ja nende ekvivalentskeemid. a — kaks induktiivse sidestusega võnkeringi, b — primaarvõnkeringi ekvivalentskeem, c — sekundaarvõnkeringi ekvivalentskeem, d — sekundaarvõnkeringi ekvivalentskeemi teine kuju, mis saadud ekvivalentgeneraatori teoreemi rakendamisel.

Kahe sidestatud võnkeringi asendamine ühe nendega ekvivalentse võnkeringiga toimub kaalutlusel, et võnkeringid vastastikku üksteist mõjutavad, mille toimel suureneb mõlema võnkeringi impedants. Raadiotehnika põhialuste teooriast on teada, et sekundaarvõnkeringist primaarvõnkeringi tagasi kanduv lisaimpedants on arvutatav valemiga:

$$\Delta Z_1 = \frac{(\omega M)^2}{Z_2}\ \Omega, \qquad (29-20)$$

kus M on võnkeringide vaheline ühisinduktiivsus ja Z_2 on sekundaarvõnkeringi järjestikune impedants.

Sekundaarvõnkeringis indutseeritav EMJ on arvutatav valemiga:

$$E_2 = -j\omega M I_1 = I_2 Z_2\ \text{V}, \qquad (29-21)$$

kus I_1 on vahelduvvoolu efektiivväärtus primaarvõnkeringis. EMJ E_2 jääb seda põhjustavast voolust I_1 maha 90° võrra. Sekundaarvõnkeringis areneva voolu I_2 tugevus on arvutatav vastavalt vahelduvvooluringis kehtivale Ohmi seadusele:

$$I_2 = \frac{E_2}{Z_2}\ \text{A}. \qquad (29-22)$$

Kuna voolu I_2 toimel areneb samuti suuruselt ja suunalt muutuv magnetvoog, mis indutseerib primaarmähises vastuelektromotoorse jõu, siis selle tulemusena primaarmähises voolutugevus väheneb. Seda voolutugevuse vähenemist arvesse võttes saadakse ekvivalentskeemil lisaimpedants ΔZ_2. Selle lisaimpedantsi aktiiv- ja reaktiivkomponendid on arvutatavad valemitega:

$$\Delta R_1 = \frac{(\omega M)^2 R_2}{R_2^2 + X_2^2}\ \Omega \qquad (29-23)$$

ja

$$\Delta X_1 = -j\frac{(\omega M)^2 X_2}{R_2^2 + X_2^2}\ \Omega, \qquad (29-24)$$

kus R_2 ja X_2 on sekundaarvõnkeringi aktiiv- ja reaktiivtakistused.

Primaarvõnkeringi voolu I_1 läbimisel takistustest, mis on arvutatavad valemitega 29 — 23 ja 29 — 24, tekib nendes võimsuskadu, mis tegelikult on võrdne primaarvõnkeringist sekundaarvõnkeringi ülekanduva võimsusega.

Sekundaarvõnkeringis areneva voolu I_2 tugevust on võimalik muuta maksimaalseks kolmel viisil. Esimesel juhul muudetakse sekundaarvõnkeringi reaktiivtakistust, nii et see muutub võrdseks primaarvõnkeringist sekundaarvõnkeringi ülekanduva reaktiivtakistusega, kuna ω, M, R_2,

R_1 ja X_1 peavad olema jäävad. I_2 maksimumi saamiseks vajalik X_2 on arvutatav järelikult valemiga:

$$X_2 = \frac{(\omega M)^2 X_1}{R_1^2 + X_1^2}\ \Omega, \qquad (29-25)$$

kus R_1 ja X_1 on primaarvõnkeringi aktiiv- ja reaktiivtakistused.

Teisel juhul muudetakse primaarvõnkeringi reaktiivtakistust, nii et see muutub võrdseks sekundaarvõnkeringist primaarvõnkeringi tagasi kanduva reaktiivtakistusega, kusjuures teised suurused on jäävad. I_2 maksimumi saavutamiseks vajaliku X_1 arvväärtus leitakse valemiga:

$$X_1 = \frac{(\omega M)^2 X_2}{R_2^2 + X_2^2}\ \Omega. \qquad (29-26)$$

Kolmandal juhul muudetakse ühisinduktiivsust ja ühe või mõlema võnkeringi reaktiivtakistusi, nii et sekundaarvõnkeringist primaarvõnkeringi tagasikanduvad aktiiv- ja reaktiivtakistused muutuvad võrdseks primaarvõnkeringi aktiiv- ja reaktiivtakistusega, kusjuures X_1 tuleb võtta negatiivse märgiga, s. t. peavad olema rahuldatud tingimused:

$$R_1 = \frac{(\omega M)^2 R_2}{R_2^2 + X_2^2}\ \Omega \qquad (29-27)$$

ja

$$-X_1 = -\frac{(\omega M)^2 X_2}{R_2^2 + X_2^2}\ \Omega. \qquad (29-28)$$

Antud tingimusi on võimalik täita ainult siis, kui $M \geqslant R_1 R_2$. Käesoleval juhul saadav I_2 on suurem kui esimesel kahel juhul arenev I_2 ning on seega suurim, mida sekundaarvõnkeringis üldse on võimalik saavutada.

Mõningatel juhtudel on otstarbekohasem kasutada sekundaarvõnkeringi ekvivalentskeemi 29 — 6, d, mis on saadud ekvivalentgeneraatori teoreemi rakendamisega.

Vastavalt sellele teoreemile sekundaarvõnkeringis indutseeritav pinge E_e on tühijooksul arvutatav valemiga:

$$E_e = -j\omega M I_1 = -\frac{j\omega M U}{Z_1}\ \text{V}, \qquad (29-29)$$

ja primaarmähise sisendklemmide lühistamisel on sekundaarvõnkeringi väljandklemmidelt mõõdetav impedants Z_e arvutatav valemiga:

$$Z_e = Z_2 + \frac{(\omega M)^2}{Z_1}\ \Omega. \qquad (29-30)$$

Valemitega 29 — 29 ja 29 — 30 arvutatud E_e ja Z_e arvväärtuste kaudu on võimalik samuti leida sekundaarvõnkeringis areneva voolu I_2 tugevust, s. t. ekvivalentskeemide 29 — 6, c ja 29 — 6, d rakendamisel saadakse lõpptulemused samad.

Kirjandus: 1.

29 — 5. Häälestamata primaarvõnkeringiga kõrgsagedustransformaatorid.

Häälestamata primaarvõnkeringiga kõrgsagedustransformaatorid rakendatakse praktikas transformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendajates, antennisidestustes jne. Häälestamata primaarvõnkeringiga kõrgsagedustransformaatori põhimõtteline skeem ja sekundaarvõnkeringi ekvivalentskeemid on toodud joonisel 29 — 7.

Sellelt jooniselt nähtuvad ekvivalentskeemid on saadud ekvivalentgeneraatori teoreemi rakendamisel.

Eri juhul, kui primaarvõnkeringi aktiivtakistus on tunduvalt suurem selle reaktiivtakistusest, s. t. kui $R_1 \gg \omega L_1$, siis sekundaarvõnkeringi kondensaatori klemmipinge U_2 ja primaarvõnkeringi toitepinge U_1 suhe on arvutatav valemiga:

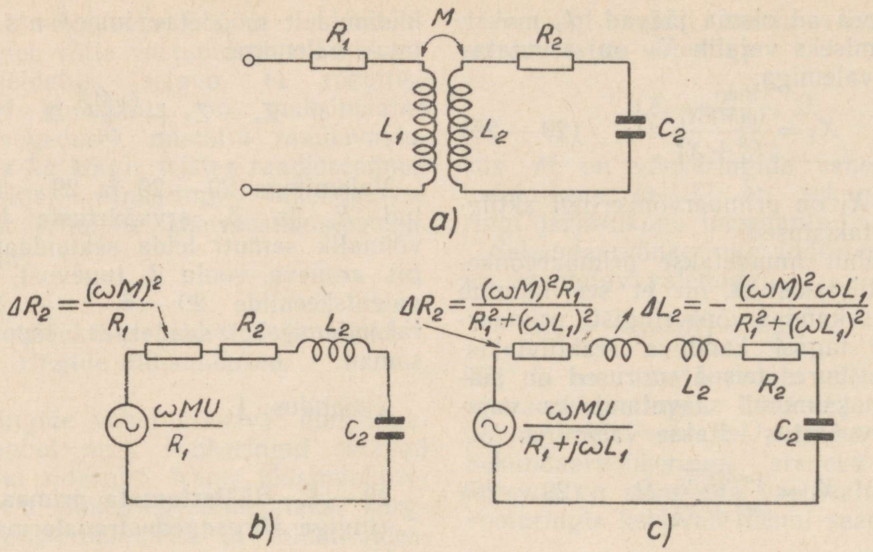
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\omega M \omega L_2}{R_1 R_2 + (\omega M)^2} = \frac{\omega^2 M L_2}{R_1 R_2 + (\omega M)^2}. \qquad (29-31)$$

Selle suhte arvväärtus muutub maksimaalseks, kui sekundaarvõnkeringist primaarvõnkeringi tagasikanduv aktiivtakistus võrdub primaarvõnkeringi aktiivtakistusega, s. t. kui on täidetud tingimus:

$$\omega M = \sqrt{R_1 R_2}. \qquad (29-32)$$

Praktikas on $R_1 \gg \omega L_1$, näiteks transformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendajates, kus R_1 moodustab tegelikult elektronlambi sisetakistuse R_i.

Kõrgsagedustransformaatori üldise efektiivse hüveteguri Q_e ja sekundaarvõnke-



Joonis 29 — 7. Häälestamata primaarvõnkeringiga kõrgsagedustransformaatori põhimõtteline skeem ja sekundaarvõnkeringi ekvivalentskeemid.

ringi hüveteguri Q_2 suhe on arvutatav valemiga:

$$\frac{Q_e}{Q_2} = \frac{1}{1+\frac{(\omega M)^2}{R_1 R_2}}. \qquad (29-33)$$

Sellest valemist nähtub, et Q_e väärtus läheneb Q_2 arvväärtusele sidestuse vähendamisel ja $Q_e = 0{,}5\,Q_2$ siis, kui on täidetud valemiga 29 — 32 antud tingimus.

Üldjuhul, kui primaarvõnkeringi aktiivtakistus R_1 ei ole tunduvalt suurem või on isegi väiksem selle reaktiivtakistusest ωL_1, areneb sekundaarvõnkeringi kondensaatori klemmidel maksimaalne pinge siis, kui on täidetud valemiga 29 — 25 antud tingimus. Üldjuhul vastavast sekundaarvõnkeringi ekvivalentskeemist 29 — 7, c nähtub, et primaarvõnkeringist sekundaarvõnkeringi ülekanduva reaktiivtakistuse toimel muutub sekundaarvõnkeringi resonantssagedus kõrgemaks selle algresonantssagedusest.

Sekundaarvõnkeringis maksimaalse voolu I_2 tugevuse saavutamiseks on suhte $\omega L_1/R_1$ suurenemisel vaja suurendada ka võnkeringide sidestustegurit k, millele vastavalt suureneb ka M, sest

$$M = k\sqrt{L_1 L_2}\ \text{H}. \qquad (29-34)$$

Kirjandus: 1.

29 — 6. Samale sagedusele häälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatorid.

1. Järjestikuse toitega primaarvõnkeringiga kõrgsagedustransformaatorid.

Kahest samale sagedusele häälestatud induktiivse sidestusega võnkeringist koosneva kõrgsagedustransformaatori primaar- ja sekundaarvõnkeringi resonantskõverate kuju sõltub õige tunduvalt võnkeringide sidestustegurist k, nii nagu nähtub jooniselt 29 — 8 antud kõveratest.

Sellelt jooniselt näeme, et nõrga sidestuse puhul, s. t. kui sidestustegur k arvväärtus on väike (kõverad $k = 0{,}005$), on primaar- ja sekundaarvõnkeringi resonantskõverad sarnased hariliku järjestikuse võnkeringi resonantskõveraga. Sidestustegur arvväärtuse suurendamisega primaarvõnkeringi resonantskõver muutub lamedamaks ja üldine kõrgus väheneb, kuna samal ajal sekundaarvõnkeringi resonantskõvera üldine kõrgus suureneb ja kõvera kuju muutub laiemaks. Primaar- ja sekundaarvõnkeringi resonantskõverate muutus, sõltuvalt sidestustegurist, toimub ülalkirjeldatud viisil seni, kui sidestustegur saavutab kriitilise sidestustegur arvväärtuse. Kriitiliseks sidestustegurik nimetatakse sidestustegur arvväärtust, mille juu-

res sekundaarvõnkeringist primaarvõnkeringi tagasikanduv aktiivtakistus võrdub primaarvõnkeringi aktiivtakistusega. Kriitilise sidestuse puhul primaarvõnkeringis arenev vool I_1 omab kaks maksimumi ning sekundaarvõnkeringis areneb maksimaalne vool I_{2maks}, kusjuures sekundaarvõnkeringi resonantskõver resonantssageduse läheduses omab lamedat kuju (kõverad $k = 0{,}01$). Ülekriitilise sidestuse puhul primaarvõnkeringi resonantskõvera maksimumide üldine kõrgus väheneb ja need kaugenevad üksteisest; samal ajal sekundaarvõnkeringi resonantskõveral tekib ka kaks maksimumi ning sidestusteguri suurendamisel nende vahekaugus suureneb (kõverad $k = 0{,}03$).

Lähtudes sidestatud võnkeringide põhivalemitest:

$$U_1 = I_1 Z_1 + j\omega M I_2 \text{ V} \quad (29-35)$$

ja

$$E_2 = -j\omega M I_1 = I_2 Z_2 \text{ V}, \quad (29-36)$$

on võimalik sekundaarvõnkeringi kondensaatori klemmipinge U_c ja primaarvõnkeringiga järjestikku ühendatud toitepinge U_1 suhet arvutada alljärgneva valemiga:

$$\frac{U_c}{U_1} = -\frac{\frac{k}{\gamma^2}\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{k^2 + \frac{1}{Q_1 Q_2} - \left(1 - \frac{1}{\gamma^2}\right)^2 + j\left(1 - \frac{1}{\gamma^2}\right)\left(\frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2}\right)}, \quad (29-37)$$

kus k on sidestustegur $\left(k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}\right)$, γ on toitepinge sageduse ja resonantssageduse suhe $(\gamma = f/f_r)$, L_1 ja L_2 on primaar- ja sekundaarvõnkeringide induktiivsused, Q_1 ja Q_2 on primaar- ja sekundaarvõnkeringide hüvetegurid.

Valem 29 — 37 on täpne tingimusel, et mõlema võnkeringi resonantssagedused on võrdsed. Kui võnkeringide kadusid mitte arvestada või kui toitepinge sagedus väga palju erineb resonantssagedusest, on võimalik valemit 29 — 37 lihtsustada järgmiseks:

$$\frac{U_c}{U_1} = -\frac{\frac{k}{\gamma^2}\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{k^2 - \left(1 - \frac{1}{\gamma^2}\right)^2}. \quad (29-38)$$

Erijuhul, kui toitepinge sagedus võrdub resonantssagedusega, s. t. $\gamma = 1$, lihtsustub valem 29 — 37 järgmiseks:

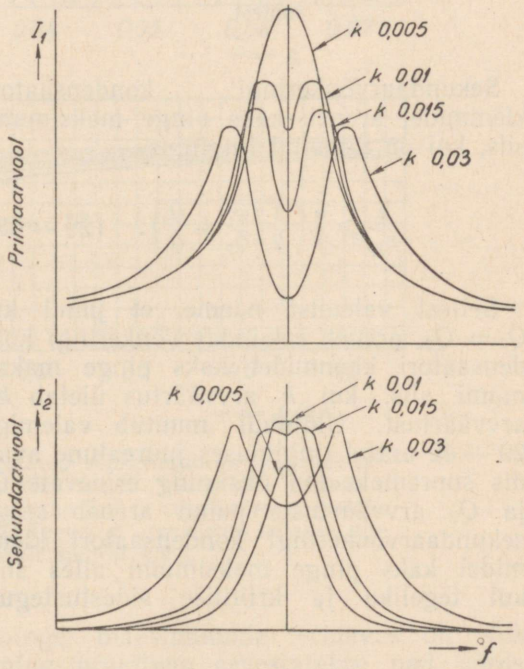
$$\frac{U_c}{U_1} = -\frac{k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{k^2 + \frac{1}{Q_1 Q_2}}. \quad (29-39)$$

Asetades sellesse valemisse sidestusteguri k asemele kriitilise sidestusteguri k_{kr}, mille arvväärtus arvutatakse valemiga:

$$k_{kr} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}, \quad (29-40)$$

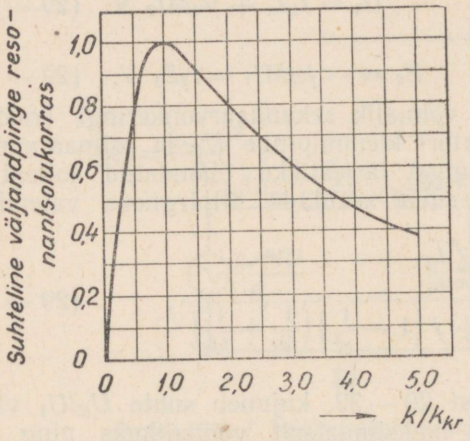
ning valides sellele vastava ühisinduktiivsuse, mille arvväärtus leitakse valemist 29 — 32, kujuneb suhte U_c/U_1 väärtus maksimaalselt võimalikuks ning see on arvutatav valemiga:

$$\frac{U_{cmaks}}{U_1} = \frac{1}{2k_{kr}}\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \sqrt{\frac{Q_1 Q_2}{2}}\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}. \quad (29-41)$$



Joonis 29 — 8. Samale sagedusele häälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatori primaar- ja sekundaarvõnkeringides arenevate voolude tugevused sõltuvalt toitevoolu sagedusest ja sidestusteguritest.

Mittekriitilisel sidestusel on võimalik määrata sekundaarvõnkeringi kondensaatoril areneva pinge kõrgust jooniselt 29 — 9 nähtuva kõvera järgi, kui U_{Cmaks} arvutada valemist 29 — 41.



Joonis 29 — 9. Samale sagedusele häälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatori sekundaarvõnkeringi kondensaatori klemmidel areneva pinge suhteline kõrgus U_C/U_{Cmaks} sõltuvalt tegeliku sidestusteguri ja kriitilise sidestusteguri suhtest.

Sekundaarvõnkeringi kondensaatori klemmidel areneb kaks pinge maksimumi siis, kui on täidetud tingimus

$$\frac{k}{k_{kr}} \geqslant \sqrt{\frac{1}{2}\left(\frac{Q_1}{Q_2}+\frac{Q_2}{Q_1}\right)}. \quad (29-42)$$

Sellest valemist näeme, et juhul kui $Q_1 = Q_2$, areneb sekundaarvõnkeringi kondensaatori klemmidel kaks pinge maksimumi siis, kui k arvväärtus ületab k_{kr} arvväärtust. Üldjuhul muutub valemiga 29 — 42 antud tingimuses juurealune avaldis suuremaks kui üks ning erinevate Q_1 ja Q_2 arvväärtuste puhul areneb seega sekundaarvõnkeringi kondensaatori klemmidel kaks pinge maksimumi alles siis, kui tegeliku ja kriitilise sidestusteguri suhe k/k_{kr} muutub suuremaks valemis 29 — 42 antud juuravaldisest.

Sekundaarvõnkeringi kondensaatoril arenevate pinge maksimumide sageduste nihkumine resonantssageduse suhtes sõltub tegelikust sidestustegurist, kriitilisest sidestustegurist ja võnkeringide hüvetegurite omavahelisest suhtest. Lähtudes valemist 29 — 37 on võimalik maksimaalsele pingele vastava sageduse ja resonantssageduse suhet arvutada alljärgneva valemiga:

$$\gamma_{maks} = \frac{f_{maks}}{f_r} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm k\sqrt{1-\frac{k_{kr}}{2k^2}\left(\frac{Q_1}{Q_2}+\frac{Q_2}{Q_1}\right)}}}. \quad (29-43)$$

Pinge maksimumidele vastavate sageduste vahet ja resonantssageduse suhet on võimalik määrata jooniselt 29 — 10 nähtuva ülemise graafiku järgi, kusjuures teguri g arvväärtus leitakse joonise 29 — 10 alumiselt graafikult.

Erijuhul, kui võnkeringide hüvetegurid on väikesed või sidestustegur tunduvalt ületab kriitilise sidestusteguri väärtust, siis võib valemit 29 — 43 lihtsustada järgmiseks:

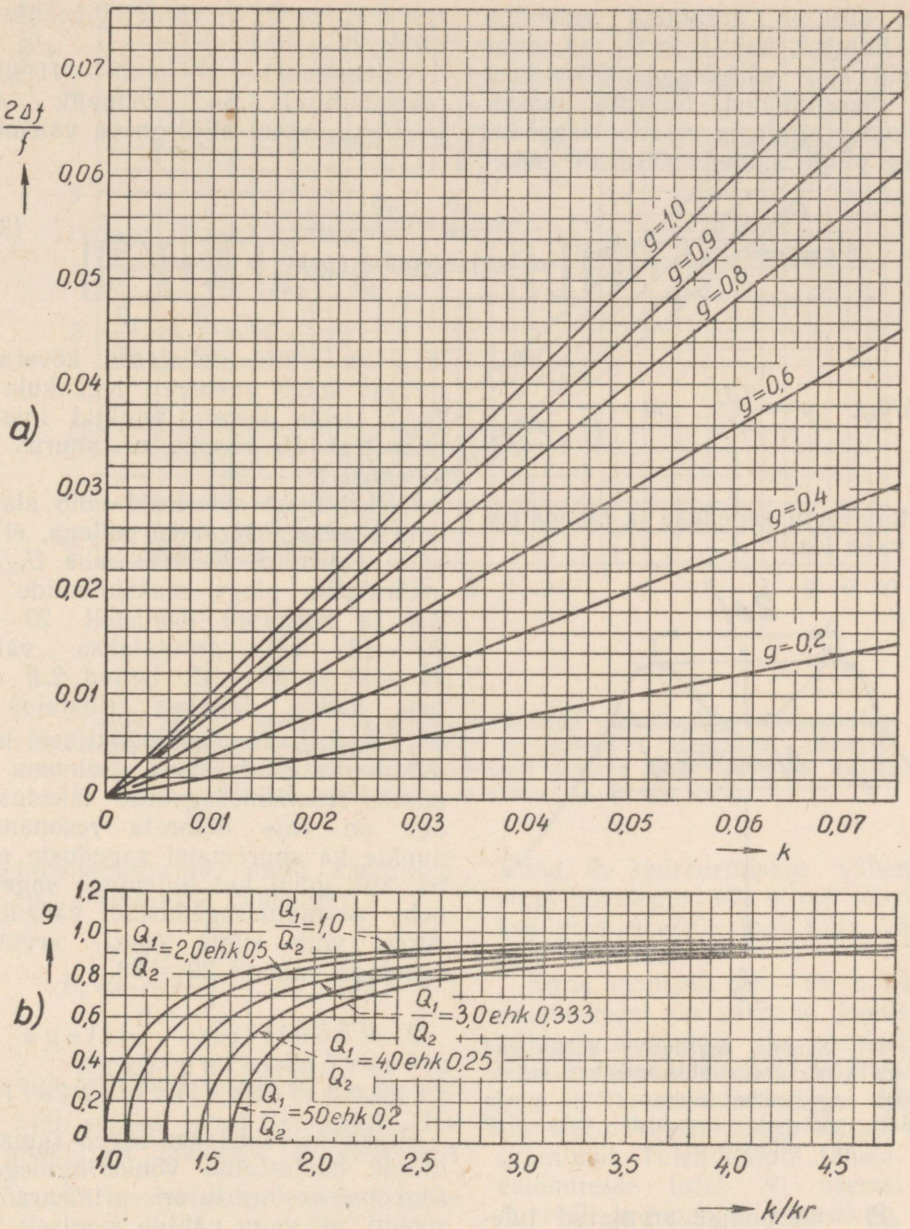
$$\gamma_{maks} = \frac{f_{maks}}{f_r} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm k}}. \quad (29-44)$$

Praktikas kasutatakse tavaliselt sellist sagedusriba laiust, mille juures sekundaarvõnkeringi kondensaatori klemmipinge võrdub või on suurem resonantssagedusel arenevast kondensaatori klemmipingest.

On võimalik tõestada, et sel juhul sagedusriba laius ΔF, nagu näeme joonisel 29 — 11, on $\sqrt{2}$ korda suurem pinge maksimumidele vastavate sageduste vahest $2\Delta f$.

Maksimaalse pingete U_C/U_1 suhte saab leida, kui valemist 29 — 43 γ_{maks} väärtus asetada valemisse 29 — 37, mille tulemusena seda saab teisendada järgmiseks:

$$\frac{U_{Cmaks}}{U_1} = \frac{\frac{\sqrt{Q_1 Q_2}}{\gamma^2_{maks}}\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{\left(\sqrt{\frac{Q_1}{Q_2}}+\sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}}\right)\sqrt{1-\frac{k^2_{kr}}{4k^2}\left(\sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}}-\sqrt{\frac{Q_1}{Q_2}}\right)^2}}. \quad (29-45)$$



Joonis 29 — 10. Samale sagedusele häälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatori sekundaarvõnkeringi kondensaatori klemmidel arenevate pinge maksimumidele vastavate sageduste vahe $2\Delta f$ ja resonantssagedussuhe sõltuvalt sidestustegurist k ja tegurist g. Teguri g arvväärtus leitakse alumiselt graafikult sõltuvalt suhtest k/k_{kr}.

Sellest valemist nähtub, et pinge maksimum, mis asub resonantssagedusest madalamal sagedusel, on suurem resonantssagedusest kõrgemal sagedusel asuvast pinge maksimumist. Kuna aga tavaliselt γ_{maks} arvväärtus vähe erineb ühest, siis ka pinge maksimumide erinevus on väike, ning praktikas arvestatakse nad võrdsetena.

Samuti selgub valemist 29 — 45, et erijuhul, kui $Q_1 = Q_2$, läheneb suhe U_c/U_1 selle võimalikule suurimale maksimaalsele

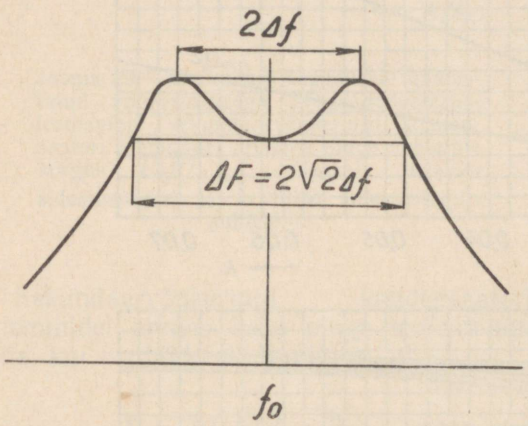
väärtusele, mis on arvutatav valemiga 29 — 41. Üldjuhul, kui $Q_1 \neq Q_2$, on pinge maksimumid alati väiksemad võimalikust suurimast maksimumist. Mõlema maksimumi keskmise pinge ja resonantssagedusel areneva pinge suhted sõltuvalt suhetest k/k_{kr} ja Q_1/Q_2 või Q_2/Q_1 nähtuvad jooniselt 29 — 12.

Valemite 29 — 37 ja 29 — 41 üheaegsel rakendamisel on võimalik arvutada U_C/U_{Cmaks} suhet alljärgneva valemiga:

$$\frac{U_C}{U_{Cmaksmaks}} = \frac{2n}{\left(1+\frac{pk_{kr}}{2}\right)^2\left[(n^2+1)-(mp)^2+j\,(mp)\left(\sqrt{\frac{Q_1}{Q_2}}+\sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}}\right)\right]}, \qquad (29-46)$$

kus $n = k/k_{kr}$; $p = \frac{2\Delta f}{f_r k_{kr}}$; $m = \frac{1+\frac{pk_{kr}}{4}}{\left(1+\frac{pk_{kr}}{2}\right)^2}$

ja Δf on toitevoolu sageduse ja resonantssageduse vahe Hz.



Joonis 29 — 11. Samale sagedusele häälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatori sekundaarvõnkeringi maksimumidele sagedusriba laiuse ΔF ja pinge vastavate sageduste vahe $2\Delta f$ sõltuvus.

Valemi 29 — 46 põhjal arvutatud tulemustele vastavad üldistatud resonantskõverad on toodud joonistel 29 — 13 ja 29 — 14.

Joonistelt 29 — 13 ja 29 — 14 nähtuvate kõverate abil, rakendades ühtlasi joonistel 29 — 9, 29 — 10 ja 29 — 12 antud kõveraid, on võimalik määrata kõik samale sagedusele häälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatori elektrilised omadused.

Tegeliku resonantskõvera konstrueerimist on lihtne teha joonistel 29 — 13 ja 29 — 14 antud üldistatud kõverate abil, milleks tuleb vastavalt tegelikule suhtele Q_1/Q_2 leida kõvera punktid interpoleerimise teel. U_C absoluutne suurus leitakse valemist 29 — 39.

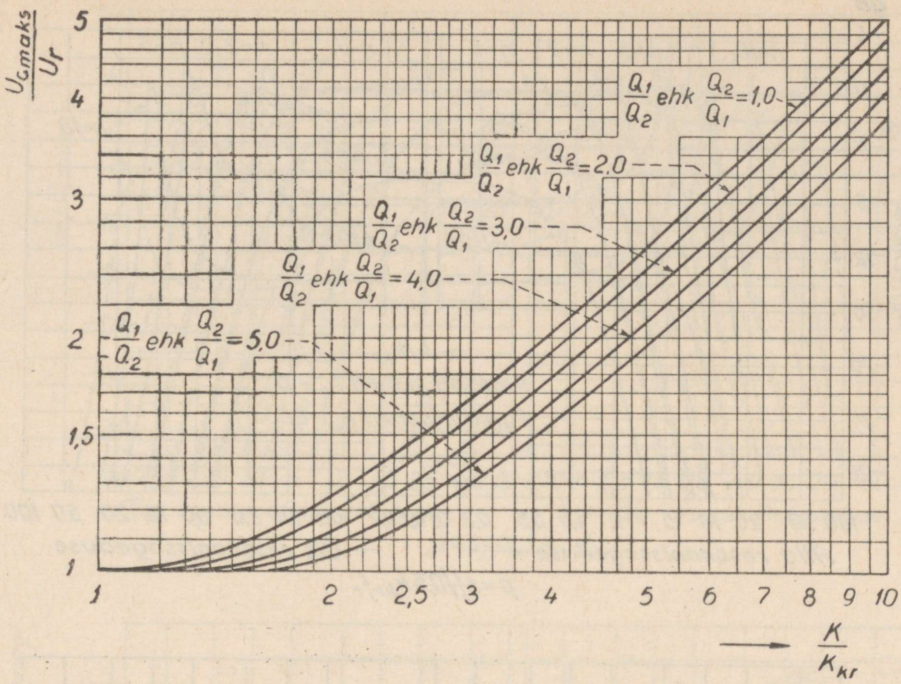
Ülekriitilisel sidestusel võib alata resonantskõvera määramist sellega, et arvutatakse valemiga 29 — 39 suhe U_C/U_1 ning määratakse pinge maksimumide kaugus $2\Delta f$ ja kõrgused joonistelt 29 — 10 ja 29 — 12 või arvutatakse valemitega 29 — 43 ja 29 — 45. Leitud $2\Delta f$ arvväärtuse kaudu leitakse ribalaius $\Delta F = \sqrt{2} \cdot 2\Delta f$. Nendest punktidest harilikult jätkub resonantskõvera iseloomu määramiseks resonantssageduse läheduses. Kui aga on vaja määrata resonantskõvera punkte ka suurematel sageduste erinevustel, siis juhul kui toitepinge sagedus erineb resonantssagedusest vähemalt $2\Delta f$ võrra, võib suhte U_C/U_1 arvutamiseks kasutada valemit 29 — 38.

2. Rööbitise toitega primaarvõnkeringidega kõrgsagedustransformaatorid.

Praktikas toidetakse sageli samale sagedusele häälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatori primaarvõnkeringi rööbiti, nii nagu nähtub jooniselt 29 — 15. Selline olukord esineb praktikas näiteks juhul, kui primaarvõnkering asub elektronlambi anoodvooluringis; sel puhul takistit R asendab elektronlambi sisetakistus R_i.

Joonisel 29 — 15, a toodud skeemi saab vastavalt ekvivalentgeneraatori teoreemile asendada sellega ekvivalentse skeemiga, nii nagu nähtub jooniselt 29 — 15, b.

Ekvivalentgeneraatori teoreemi kasutamisel tehakse jooniselt 29 — 15, a nähtuval skeemil lõige ab ning sellest lõikest vasakule jääv skeemi osa asendatakse



Joonis 29 — 12. Samale sagedusele häälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatori sekundaarvõnkeringi kondensaatori klemmidel arenevate pinge maksimumide ja resonantssagedusel areneva pinge keskmised suhted sõltuvalt suhtest k/k_{kr} ja suhtest Q_1/Q_2 ehk Q_2/Q_1.

ekvivalentgeneraatoriga, mille elektromotoorne jõud arvutatakse valemiga:

$$E_e = \frac{U_1\left(\frac{1}{j\omega C_1}\right)}{R+\frac{1}{j\omega C_1}} \text{ V.} \quad (29-47)$$

Kuna aga praktikas sageli $R \gg \frac{1}{\omega C}$, siis valemit võib sellisel juhul lihtsustada, ära jättes nimetajast takistiga R suhteliselt väikse arvväärtusega liikme $\frac{1}{j\omega C_1}$, mille tulemusena saadakse:

$$E_e = \frac{U_1\left(\frac{1}{j\omega C_1}\right)}{R} \text{ V.} \quad (29-48)$$

Ekvivalenttakistuse R_e arvväärtus arvutatakse valemiga:

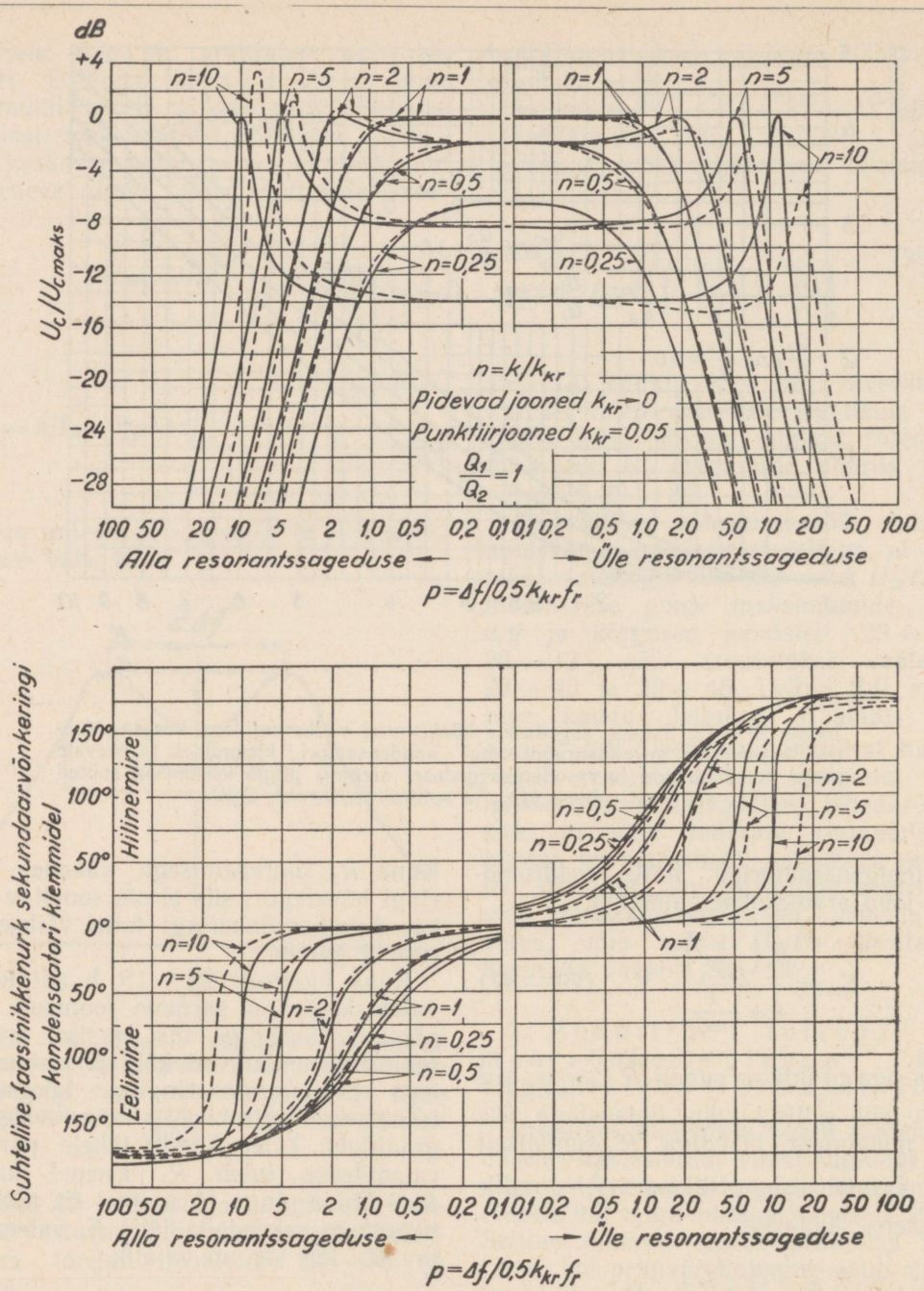
$$R_e = \frac{\left(\frac{1}{\omega C_1}\right)^2}{R} \ \Omega, \quad (29-49)$$

millest selgub, et R_e arvväärtus on seda suurem, mida väiksem on R arvväärtus. Kuna R_e suurenemisega väheneb võnkeringi hüvetegur, siis ei ole soovitav praktikas primaarvõnkeringi toita väikse takistuse R kaudu.

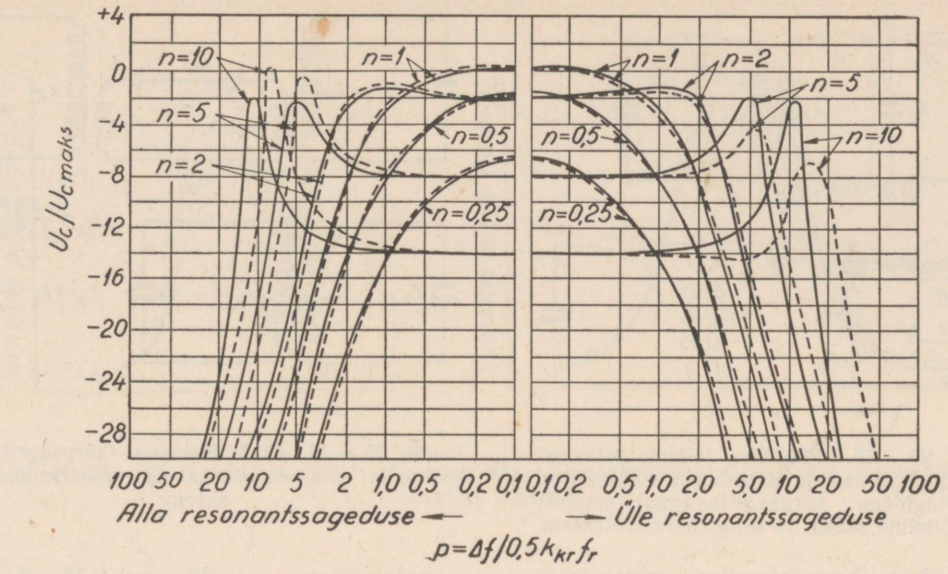
Kuna jooniselt 29 — 15, b nähtuv ekvivalentskeem on sarnane jooniselt 29 — 8 nähtuva skeemiga, siis edasisel arvutamisel on rakendatavad kõik järjestikuse toitega primaarvõnkeringiga kõrgsagedustransformaatorite kohta antud valemid ja graafikud. Tuleb ainult tähele panna, et valemitesse tuleb R_1 asemel kasutada $R_e + R_1$ ja pinge U_1 asemel E_e, ning lõpptulemuses rakendada jälle E_e valemist leitav U_1, kui see on vajalik.

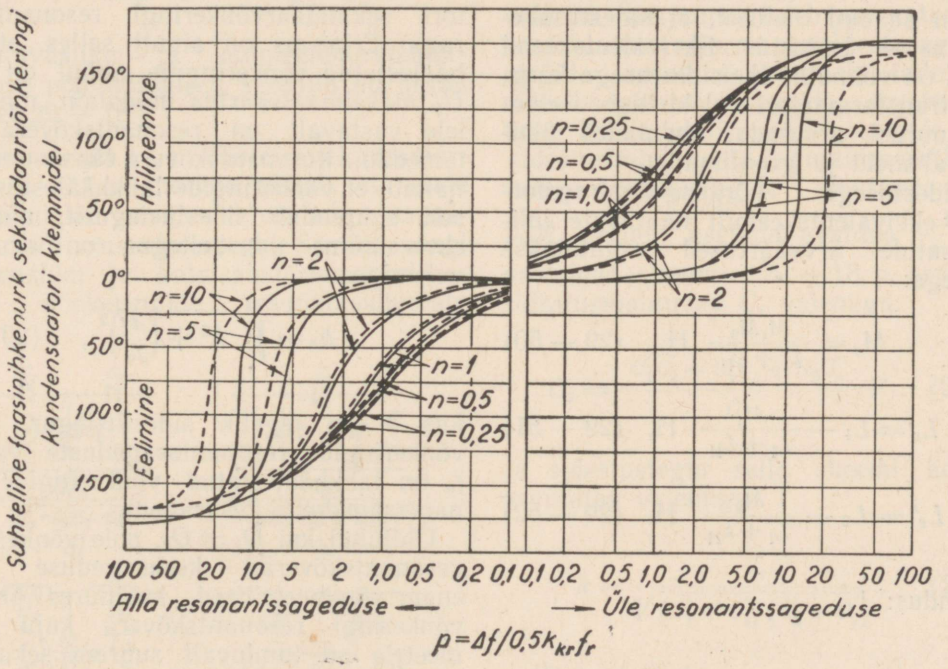
3. Ahelsidestusega kõrgsagedustransformaatorid.

Mõnedes raadiovastuvõtjates leiavad kasutamist ahelsidestusega kõrgsagedustransformaatorid. Ahelsidestusega kõrgsagedustransformaatori põhimõtteline skeem ja selle ekvivalentskeem on toodud joonisel 29 — 16.

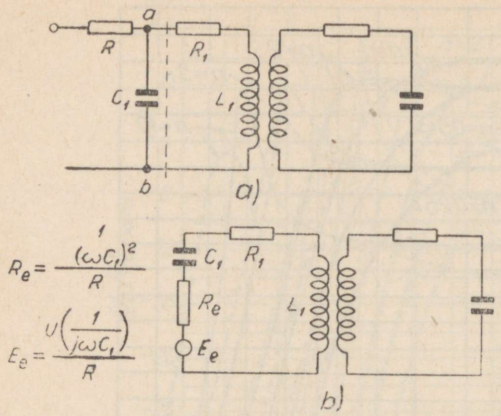


Joonis 29 — 13. Samale sagedusele häälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatori sekundaarvõnkeringi kondensaatori klemmidel areneva pingete U_C/U_{Cmaks} suhte üldistatud kõverad sõltuvalt teguritest p ja n ning faasinihked samuti sõltuvalt teguritest p ja n, tingimusel, et $Q_1 = Q_2$.

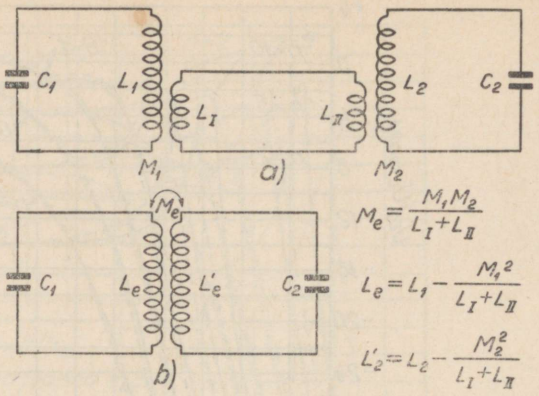




Joonis 29 — 14. Samale sagedusele häälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatori sekundaarvõnkeringi kondensaatori klemmidel areneva pingete U_C/U_{Cmaks} suhte üldistatud kõverad sõltuvalt teguritest p ja n, ning faasinihked samuti sõltuvalt teguritest p ja n, tingimusel, et $Q_1/Q_2 = 5$.



Joonis 29 — 15. Rööbitise toitega primaarvõnkeringiga samale sagedusele häälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatori põhimõtteline skeem ja selle ekvivalentskeem.



Joonis 29 — 16. Ahelsidestusega kõrgsagedustransformaatori põhimõtteline skeem ja selle ekvivalentskeem.

Sellelt nähtuvad ekvivalentskeemi suurused on saadud oletusel, et sidestusahelas ei esine kadusid. Ekvivalentskeemi kohaselt on võimalik ahelsidestusega kõrgsagedustransformaatori elektrilisi iseloomustussuurusi arvutada, kasutades ülalantud valemeid ja graafikuid.

Ahelsidestusega kõrgsagedustransformaatori ekvivalentskeemilt nähtuvate lülituselementide arvväärtused arvutatakse valemitega:

$$M_e = \frac{M_1 M_2}{L_I + L_{II}} \text{ H}, \quad (29-50)$$

$$L_e = L_1 - \frac{M_1}{L_I + L_{II}} \text{ H}, \quad (29-51)$$

$$L_e' = L_2 - \frac{M_2}{L_I + L_{II}} \text{ H}. \quad (29-52)$$

Kirjandus: 1.

29 — 7. Lahkhäälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatorid.

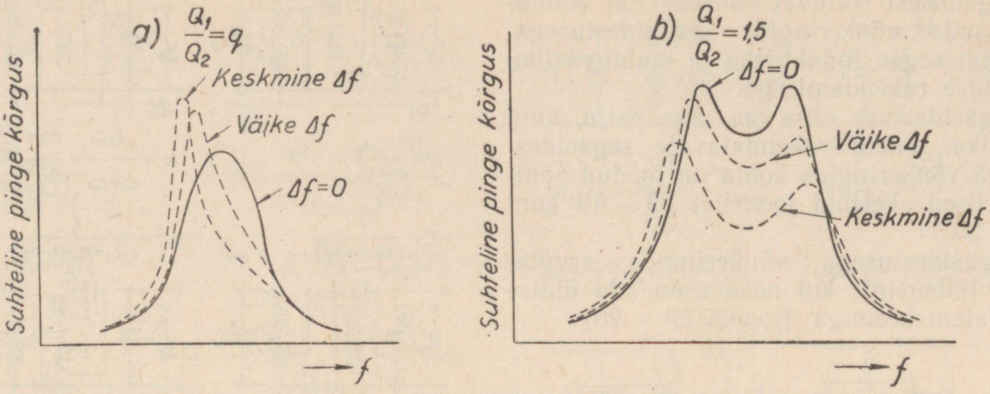
Lahkhäälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatori resonantskõvera kuju sõltub sidestustegurist, võnkeringide hüvetegurite absoluutsetest väärtustest ja nende suhtest. Kui $Q_1 = Q_2$, siis sekundaarvõnkeringi resonantskõvera kuju sarnaneb samale sagedusele häälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatori sekundaarvõnkeringi resonantskõveraga. Erinevus on ainult selles, et lahkhäälestatud võnkeringide puhul on pinge U_C maksimaalväärtus madalam ning sellele vastavalt on resonantskõvera kuju lamedam. Resonantskõvera täpsem analüüs näitab, et võnkeringide lahkhäälestus näiliselt suurendab sidestustegurit, ning see ekvivalentne sidestustegur on arvutatav valemiga:

$$k_e = \sqrt{k^2 + \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}, \quad (29-53)$$

kus k on tegelik sidestustegur, Δf on võnkeringide resonantssageduste vahe ja f_0 on lahkhäälestatud võnkeringide resonantssageduste keskmine sagedus.

Üldjuhul kui $Q_1 \neq Q_2$, pole võnkeringide resonantskõverad keskmise sageduse suhtes enam sümmeetrilised, kusjuures primaarvõnkeringi resonantskõvera kuju asümmeetria on tunduvalt suurem sekundaarvõnkeringi resonantskõvera asümmeetriast. Kui lahkhäälestus on küllalt suur, siis primaarvõnkeringi resonantskõver omab ainult ühe maksimumi, kuigi sekundaarvõnkeringi resonantskõveral samal ajal on kaks maksimumi. Lahkhäälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatori resonantskõverate näited on toodud joonisel 29 — 17.

Kirjandus: 1.

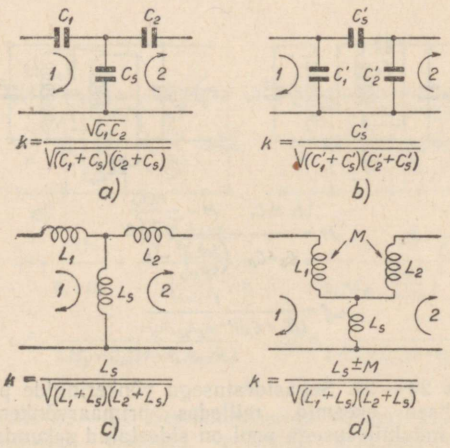


Joonis 29 — 17. Lahkhäälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatori resonantskõverate näited.

29 — 8. Mahtuvuslik ja autotransformaatorsidestus.

Mahtuvusliku ja autotransformaatorsidestuse põhimõttelised skeemid on antud joonisel 29 — 18.

Mahtuvusliku ja autotransformaatorsidestuse lähem analüüs näitab, et nende sidestusviiside omadused on väga sarnased induktiivsussidestusega. Seetõttu ongi mahtuvusliku ja autotransformaatorsidestusega võnkeringide resonantskõverate arvutamiseks rakendatavad induktiivsussidestusega võnkeringide kohta kehtivad valemid, kusjuures tuleb meenutada järgmist: autotransformaatorsidestusega võnkeringide arvutamisel tuleb induktiivsussidestusega võnkeringide arvutusvalemitesse ühisinduktiivsuse M asemele asetada sidestusinduktiivsus L_s; mahtuvusliku sidestusega võnkeringide arvutamisel tuleb $j\omega M$ asemele asetada avaldus $\frac{1}{j\omega C}$, kus vastavalt skeemile 29 — 18, b arvutatakse sidestusmahtuvus C_s valemiga:



Joonis 29 — 18. Mahtuvusliku ja autotransformaatorsidestuse põhimõttelised skeemid. a — sisemine mahtuvuslik sidestus, b — väline mahtuvuslik sidestus, c — autotransformaatorsidestus ja d — autotransformaator- ja induktiivsussidestus.

$$C_s=\frac{C'_1C'_2+C'_1C'_s+C'_2C'_s}{C'_s}\ \text{F} \qquad (29-54)$$

ja sidestustegur selle skeemi kohta on arvutatav valemiga:

$$k=\frac{C'_s}{\sqrt{(C'_1+C'_s)(C'_2+C'_s)}}. \qquad (29-55)$$

Kirjandus: 1.

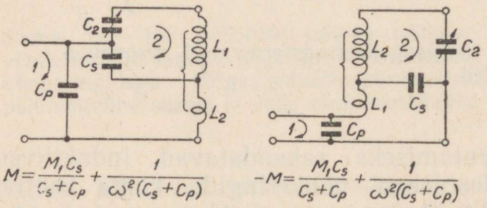
29 — 9. Sagedusest sõltuva sidestusega ehk segasidestusega võnkeringid.

Sagedusest sõltuva sidestusega võnkeringe rakendatakse antenni ja vastuvõtja sidestamiseks ning kõrgsagedusvõimendajates, kui on vajalik saavutada ühtlast võimendust võimalikult laias sagedusalas.

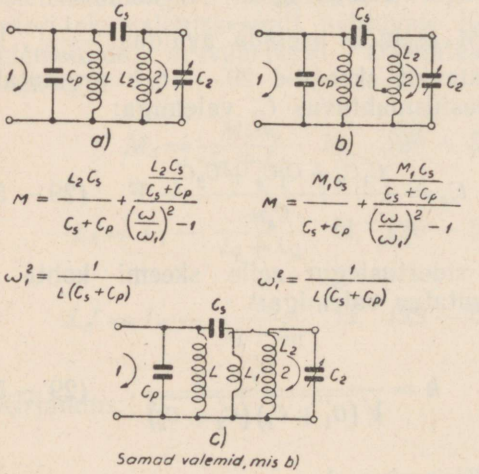
Sagedusest sõltuvat sidestust on võimalik saada võnkeringide segasidestusega, s. t. üheaegse induktiivse ja mahtuvusliku sidestuse rakendamisega.

Segasidestuse viise on väga palju, kuid praktikas enam rakendatavate segasidestusega võnkeringide kohta on toodud põhimõttelised skeemid joonistel 29 — 19 kuni 29 — 25.

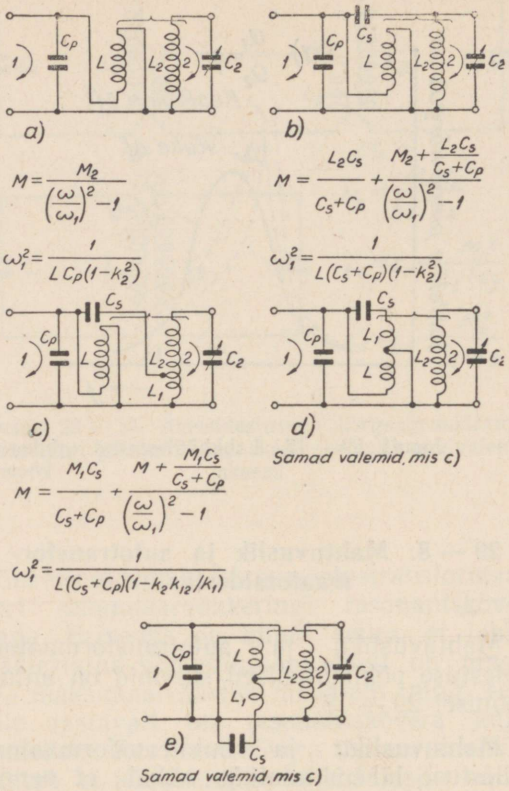
Segasidestusega võnkeringide arvutamine lihtsustub, kui need asendada üldise ekvivalentskeemiga (joonis 29 — 26).



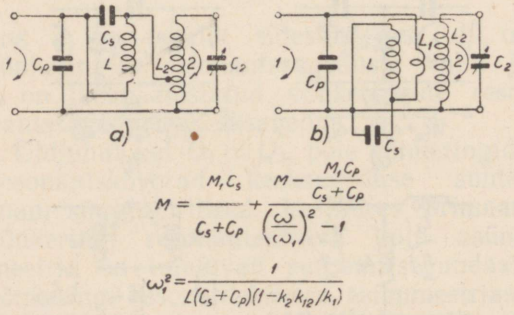
Joonis 29 — 19. Segasidestusega võnkeringide põhimõttelised skeemid, milledes sidestuskondensaator on ühendatud järjestikku häälestuskondensaatoriga.



Joonis 29 — 20. Segasidestusega võnkeringide põhimõttelised skeemid, milledes primaarvõnkeringi suure induktiivsusega pool ei ole induktiivselt sidestatud sekundaarvõnkeringi pooliga.



Joonis 29 — 21. Segasidestusega võnkeringide põhimõttelised skeemid, milledes primaarvõnkeringi suure induktiivsusega pool on induktiivselt sidestatud sekundaarvõnkeringi pooliga.

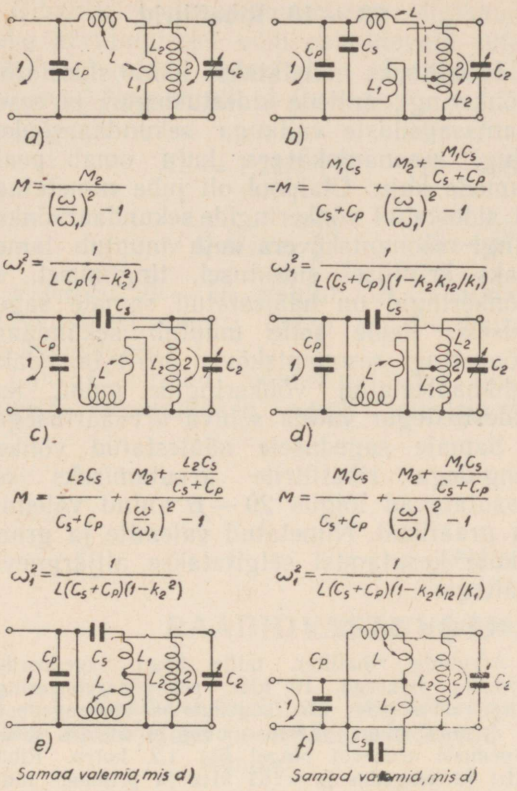


Joonis 29 — 22. Segasidestusega võnkeringide põhimõttelised skeemid, milledes primaarvõnkeringi suure induktiivsusega pool on sidestatud sekundaarvõnkeringi pooliga.

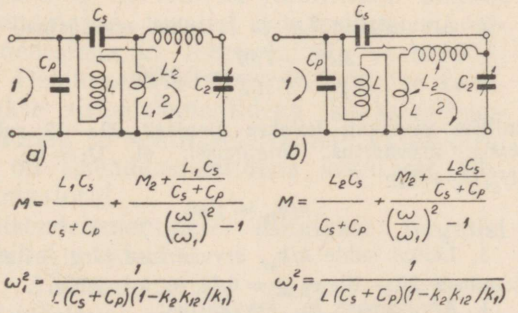
Sellel joonisel nähtuvate suuruste arvväärtused määratakse järgmiselt:

1. Primaarvõnkeringi ekvivalentne impedants Z_1 võrdub impedantsiga, mis on mõõdetav primaarvõnkeringi sisendklemmidelt avatud sekundaarvõnkeringi juures.

2. Sekundaarvõnkeringi ekvivalentne impedants Z_2 võrdub impedantsiga, mis on

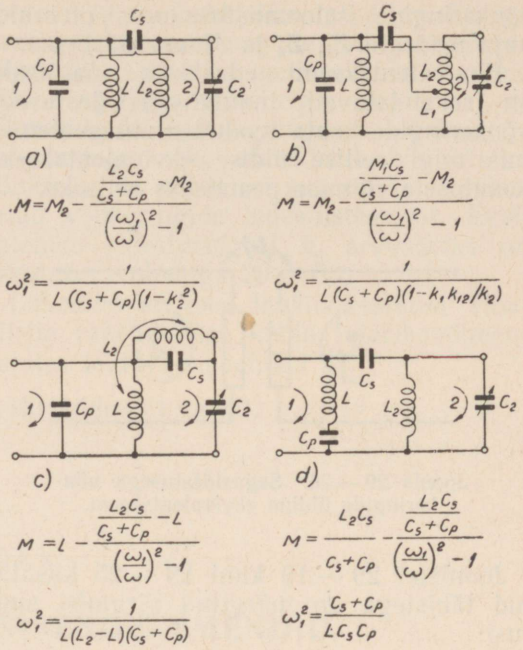


Joonis 29 — 23. Segasidestusega võnkeringide põhimõttelised skeemid, milledes primaarvõnkeringi suure induktiivsusega pool sidestuspooli kaudu on sidestatud sekundaarvõnkeringi pooliga.



Joonis 29 — 24. Segasidestusega võnkeringide põhimõttelised skeemid, milledes primaarvõnkeringi suure induktiivsusega pool on sidestatud sekundaarvõnkeringi sidestuspooliga.

mõõdetav avatud sekundaarvõnkeringi klemmidelt avatud primaarvõnkeringi klemmide juures, s. t. Z_2 on sekundaarvõnkeringi järjestikune impedants katkestatud primaarvõnkeringi puhul.



Joonis 29 — 25. Segasidestusega võnkeringide põhimõttelised skeemid, milledes ekvivalentne ühisinduktiivsus muutub teise seaduse järgi, kui jooniselt 29 — 19 kuni 29 — 24 nähtuvates lülitustes.

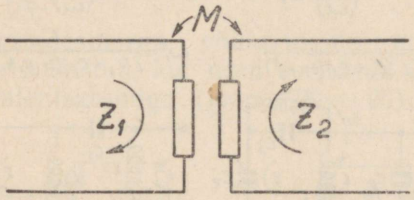
3. Võnkeringide ekvivalentse M arväärtus määratakse kaalutlusel, et primaarvõnkeringis areneva voolu I_1 toimel avatud sekundaarvõnkeringis indutseeruv EMJ võrdub — $j\omega MI_1$.

See ekvivalentne ühisinduktiivsus M määrab käesolevas ekvivalentskeemis võnkeringide vahelise efektiivse sidestuse, kuid ei vasta alati tegelikule ühisinduktiivsusele. Nii näiteks mahtuvusliku sidestuse puhul kujuneb M negatiivseks, kuid segasidestuse puhul omab M väärtus kompleksikuju. Seetõttu õigete arvutustulemuste saamiseks tuleb M arväärtus asetada arvutusvalemitesse niisugusel kujul ja niisuguse märgiga, kui see saadakse jooniselt 29 — 19 kuni 29 — 25 antud valemitega arvutamisel.

Jooniselt 29 — 26 nähtuva ekvivalentskeemi kasutamisel tuleb aga meeles pidada, et Z_1, Z_2 ja M võivad sõltuda sagedusest ning seetõttu igal sagedusel, millel on vajalik arvutada segasidestusega

võnkeringide iseloomustussuurusi, on eraldi vaja määrata Z_1, Z_2 ja M arvväärtused.

Ekvivalentskeemi edasiseks analüüsiks on rakendatavad induktiivsussidestusega võnkeringide kohta toodud arvutusvalemid, mis ongi sellise üldise ekvivalentskeemi kasutusele võtmise peamiseks eeliseks.



Joonis 29 — 26. Segasidestusega võnkeringide üldine ekvivalentskeem.

Joonistel 29 — 19 kuni 29 — 25 kasutatud tähistega on märgitud järgmisi suurusi:

L — suure induktiivsusega primaarvõnkeringi pool, mis on nõrgalt sidestatud sekundaarvõnkeringi pooliga, valemites selle induktiivsus,

L_1 — väikse induktiivsusega primaarvõnkeringi pool, mis on tugevalt sidestatud sekundaarvõnkeringi pooliga, valemites selle induktiivsus,

L_2 — sekundaarvõnkeringi pool, valemites selle induktiivsus,

C_2 — sekundaarvõnkeringi kondensaator, valemites selle mahtuvus,

C_s — sidestuskondensaatori või pooli L sisemahtuvus,

C_p — parasiitmahtuvus, näiteks elektronlambi väljandmahtuvus,

M_1 — poolide L ja L_1 ühisinduktiivsus,

M_2 — poolide L ja L_2 ühisinduktiivsus,

M_{12} — poolide L_1 ja L_2 ühisinduktiivsus,

k_1, k_2 ja k_{12} — sidestustegurid vastavalt M_1, M_2 ja M_{12} arvväärtustele,

ω_1 — primaarvõnkeringi nurksagedus.

Poolimähiste mähkimise suunad nähtuvad joonistelt 29 — 19 kuni 29 — 25, näiteks joonisel 29 — 21, c on L ja L_2 mähised mähitud vastassuunaliselt.

Kirjandus: 1.

29 — 10. Ribafiltrid.

Ribafiltriks nimetatakse kahte sidestatud võnkeringi, millede sidestusteguri ja resonantssageduste valikuga sekundaarvõnkeringi resonantskõvera kuju omab pealt lameda kuju. Ülalpool oli juba nimetatud, et sidestatud võnkeringide sekundaarvõnkeringi resonantskõvera kuju muutub lamedaks kriitilisel sidestusel, tingimusel, et võnkeringid on häälestatud samale sagedusele. Peale selle muutub sekundaarvõnkeringi resonantskõver pealt lamedaks lahkhäälestatud võnkeringide puhul, kui sidestustegur valida sobiva arvväärtusega.

Samale sagedusele häälestatud võnkeringidega ribafiltrite arvutamiseks on kasutatavad lõigus 29 — 6 antud valemid ja graafikud. Nimetatud valemite ja graafikute kasutamist selgitatakse alljärgneva näitega:

Näide 29 — 3.

Arvutada ribafilter, mille kogu sagedusriba ulatuses laiusega 10 kHz sekundaarvõnkeringi pinge ei langeks alla sagedusriba kesksagedusel f_0 areneva pinge väärtuse ning ei ületaks kesksagedusel arenevat pinget üle 1,2 korra. Ribafiltri kesksagedus $f_0 = 162$ kHz ja primaar- ning sekundaarvõnkeringide hüvetegurid on võrdsed ($Q_1 = Q_2$).

Lahendus.

1. Arvutatakse sekundaarvõnkeringis arenevate pingemaksimumide vahe $2\Delta f$:

$$2\Delta f = \frac{\Delta F}{\sqrt{2}} = \frac{10}{\sqrt{2}} = 7{,}07 \text{ kHz}.$$

2. Arvutatakse $2\Delta f$ ja f_0 suhte arvväärtus:

$$\frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{7{,}07}{162} = 0{,}0436,$$

millele vastavalt leitakse jooniselt 29 — 12 suhte k/k_{kr} arvväärtus, tingimusel, et $Q_1 = Q_2$ ja $U_c/U_1 = 1{,}2$:

$$k/k_{kr} = 1{,}86.$$

3. Leitud suhte k/k_{kr} arvväärtuse järgi leitakse jooniselt 29 — 10, et $g = 0{,}84$ ja $k = 0{,}051$.

4. Arvutatakse k_{kr} arvväärtus:

$$k_{kr} = \frac{k}{1{,}86} = \frac{0{,}051}{1{,}86} = 0{,}0274.$$

5. Arvutatakse võnkeringi Q arvväärtus:

$$Q = \frac{1}{k_{kr}} = \frac{1}{0{,}0274} = 36{,}5.$$

Järelikult valides võnkeringide hüvetegurid $Q_1 = Q_2 = 36{,}5$ ja sidestusteguri $k = 0{,}051$, saadakse soovitud omadustega ribafilter.

Ribafiltri iseloomustussuuruste ligikaudseks arvutamiseks võib rahuldavaid tulemusi saavutada kasutades alljärgnevaid valemeid tingimusel, et $Q_1 \approx Q_2$:

ribalaius

$$\Delta F \approx 1{,}2kf_0 \text{ Hz} \qquad (29-56)$$

ja

$$\sqrt{Q_1 Q_2} \approx \frac{1{,}75}{k}. \qquad (29-57)$$

Valemist 29 — 56 nähtub, et ribalaius jääva sidestusteguri puhul on võrdeline kesksagedusega f_0.

Lahkhäälestatud võnkeringidega ribafiltreid rakendatakse sageli televisiooni vastuvõtjates. Lahkhäälestatud ribafiltriga saavutatakse samasugune resonantskõvera kuju, kui samale sagedusele häälestatud võnkeringidega ribafiltriga, tingimusel, et võnkeringide hüvetegurid on võrdsed ja sidestusteguri k_e arvväärtus häälestatud võnkeringide puhul on suurem lahkhäälestatud võnkeringide sidestustegurist. Ekvivalentse sidestusteguri k_e arvväärtus on arvutatav valemiga 29 — 53.

Lähemad andmed lahkhäälestatud ribafiltrite rakendamise kohta laiaribavõimendajates leiduvad peatükis 32.

Kirjandus: 1 ja 40.

30. peatükk.

RAADIOVASTUVÕTJATE SISENDELEMENDID.

30 — 1. Raadiovastuvõtjate sisendelementide üldkirjeldus ja nendele esitatavad nõuded.

Raadiovastuvõtja sisendelementideks nimetatakse vastuvõtuantenni ja vastuvõtja esimese elektronlambi sidestamiseks kasutatavaid sidestuselemente. Lühi-, kesk- ja pikklaine vastuvõtjates rakendatakse sisendelementidena üksik- ja kaksik-võnkeringe ning harvem ka ribafiltreid. Samuti rakendatakse tavalisi võnkeringe sisendelementidena ka meeterlainete vastuvõtjates. Detsimeeterlainete vastuvõtjates kasutatakse sisendelementidena koaksiaalresonaatoreid ja sentimeeterlainete vastuvõtjates on sisendelementidena kasutusel õõsresonaatorid.

Sisendelementidele esitatakse järgmisi tehnilisi nõudeid:

1. Sisendelemendid peavad arendama vastuvõetaval sagedusel võimalikult suure pingevõimenduse.

Sisendelementide pingevõimenduseks nimetatakse raadiovastuvõtja esimese elektronlambi võrepinge U_g ja antenni vooluringis indutseeruva EMJ E_A suhet:

$$K = \frac{U_g}{E_A}. \qquad (30-1)$$

2. Sisendelemendid peavad arendama hea selektiivsuse, sest sellega hoitakse ära ristmoduleerimine, mis tekib esimeses elektronlambis selle tunnusjoone kõveruse tõttu. Sisendelementidelt arendatav selektiivsus vähendab ka kõiki teisi raadiohäireid.

3. Sisendelementides ei tohi tekkida antenniga sidestusel tunduvat kõrvalehäälestust.

4. Sisendelementide elektrilised iseloomustussuurused peavad vastuvõetavas sagedusastmikus olema võimalikult jäävad.

Sõltuvalt võimenduse ja selektiivsuse tingimustest tuleb sisendelementidena kasutada võimalikult suure hüveteguriga võnkeringe, mis on samavõrra kehtiv ka ülikõrgsagedusalas kasutatavate liinilõik-võnkeringide ja õõsresonaatorite kohta.

Sisendelemente liigitatakse lühi-, kesk- ja pikklaineastmikkudes sõltuvalt antennisidestuse viisidest: 1) mahtuvusliku sidestusega sisendelementideks, 2) induktiivse sidestusega sisendelementideks ja 3) segasidestusega sisendelementideks.

Enamkasutatavamad on induktiivse ja segasidestusega sisendelemendid. Mahtuvusliku sidestusega sisendelemente rakendatakse nende odavuse tõttu ainult III ja

IV klassi vastuvõtjates. Mahtuvusliku sidestusega sisendelementide oluliseks puuduseks on nende võimenduse tunduv muutumine laineastmiku ulatuses.

Kirjandus: 1, 38, 39 ja 40.

30 — 2. Vastuvõtuantennide põhilisi iseloomustussuurusi.

Raadiotehnika põhialustest on teada, et vastuvõtuantenni asukohta läbivate elektromagnetiliste lainete toimel indutseeritakse vastuvõtuantennis elektromotoorne jõud, mille suurus antenni ühe jooksva meetri kohta arvutatakse valemiga:

$$E_1 = E \cos \varphi \cos \Theta \text{ V}, \quad (30 - 2)$$

kus E on elektrivälja tugevus V/m, φ on antenni ja elektrivälja polariseerimise pinna vaheline nurk ja Θ on antenni ja elektromagnetilise laine rinde vaheline nurk.

Indutseeritud EMJ toimel areneb vastuvõtuantennis vool ning kui antenni vooluringi ühendada tarbija, siis sellesse ülekanduv võimsus P_A on arvutatav valemiga:

$$P_A = \frac{(Eh_e)^2}{R_t + R_\Sigma + R_A} \text{ W}, \quad (30 - 3)$$

kus E on elektrivälja tugevus V/m (efektiivväärtus), h_e on antenni efektiivne kõrgus m, R_t on tarbija takistus Ω, R_Σ on antenni kiirgumistakistus Ω ja R_A on antenni kadudele vastav aktiivtakistus Ω.

Tarbija suhtes on võimalik vastuvõtuantenni käsitleda generaatorina ja sellele vastavalt võib antenni asendada ekvivalentskeemiga (joonis 30 — 1, b).

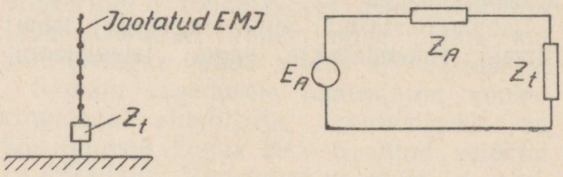
Selles ekvivalentskeemis Z_A on antenni impedants ja Z_t on tarbija impedants.

Kui vastuvõtuantenni tarbijaks on raadiovastuvõtja, siis Z_t on vastuvõtja sisendelementide sisendimpedants. Ekvivalentskeemist nähtub ka, et tarbija klemmipinge on seda kõrgem, mida väiksem on antenni impedants Z_A.

Raadiovastuvõtja sisendelementide arvutamisel tuleb arvesse võtta ka antenni impedantsi mõjutust sisendelementide elektrilistele iseloomustussuurustele. Kuna praktikas rakendatavate vastuvõtuantennide iseloomustussuurused on erinevad, siis raadiovastuvõtja sisendelementide arvutamisel kasutatakse tavaliselt antenni keskmisi iseloomustussuurusi.

Kesk- ja pikklaine antennide keskmisteks iseloomustussuurusteks on: antenni mahtuvus $C_A = 200$ pF, antenni induktiivsus $L_A = 20$ μH ja antenni aktiivtakistus $R_A = 25$ Ω.

Lühilaine antennide keskmised iseloomustussuurused on: $C_A = 80$ pF, $L_A = 8$ μH ja $R_A = 10$ Ω.



Joonis 30 — 1. Vastuvõtuantenni põhimõtteline skeem ja selle ekvivalentskeem.

Ülilühilainete vastuvõtuantennid on enamuses erilised suundantennid, millede iseloomustussuurused on teada või tuleb arvutada antennide teoorias antud valemitega. Ülilühilaine antenni ühendamine vastuvõtja sisendelementidega toimub tavaliselt erilise, selleks kohandatud toiteliini kaudu, mille laineimpedantsiga sobitatakse sisendelemendid.

Kirjandus: 1, 3, 11, 38, 39, 46, 47.

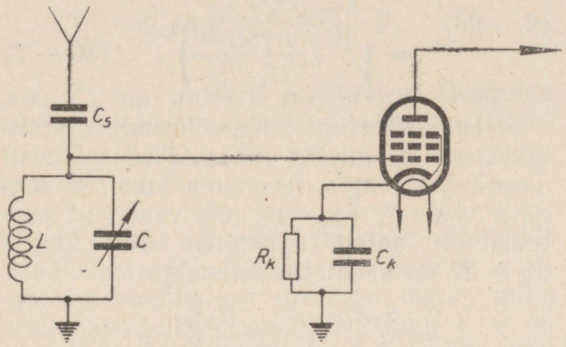
30 — 3. Mahtuvusliku sidestusega sisendelemendid.

Mahtuvusliku sidestusega sisendelementides antenn ja sisendvõnkering ühendatakse sidestuskondensaatoriga (joonis 30 — 2).

Mahtuvusliku sidestusega sisendelementide arvutamiseks vajalikkude valemite saamiseks asendatakse jooniselt 30 — 2 nähtuv skeem sellega ekvivalentse skeemiga, mis nähtub jooniselt 30 — 3.

Seda ekvivalentskeemi on võimalik lihtsustada järgmistel kaalutlustel: 1) praktikas kasutatavate sidestuskondensaatorite C_s mahtuvused on seevõrra väikesed (kuni 40 pF), et antenni induktiivsus L_A sisendvõnkeringi induktiivsust märgatavalt ei

mõjuta; seetõttu võib ekvivalentskeemist antenni induktiivsuse L_A ära jätta, 2) ekvivalentskeemis järjestikku ühendatud antenni mahtuvus C_A ja sidestuskondensaatori C_s mahtuvus asendatakse nende sum-



Joonis 30 — 2. Mahtuvusliku sidestusega sisendelementide põhimõtteline skeem.

maarse mahtuvusega C_{As}, mille arvväärtus on:

$$C_{As} = \frac{C_A C_s}{C_A + C_s} \text{ F.} \qquad (30-4)$$

Mahtuvusliku sidestusega sisendelementide lihtsustatud ekvivalentskeem on toodud joonisel 30 — 4.

Sellelt lihtsustatud ekvivalentskeemilt selgub, et antenni ja sisendvõnkeringi sidestus toimub võnkeringi kondensaatori C mahtuvustakistuse X_C arvel. Järelikult vastavalt peatükis 29 antud valemile 29 — 24 on antenni vooluringist sisendvõnkeringi ülekanduv reaktiivtakistus käesoleval juhul arvutatav järgmise valemiga:

$$\Delta X = -\frac{X_C^2 X_{Ae}}{R_A^2 + X_{Ae}^2} \ \Omega,$$

kus X_{Ae} on antenni vooluringi üldine reaktiivtakistus vastavalt joonisel 25 — 4 antud ekvivalentskeemile, mille arvväärtus on arvutatav valemiga:

$$X_{Ae} = \frac{\frac{1}{\omega C_{As} C}}{C_{As} + C} = \frac{C_{As} + C}{\omega C_{As} C} \ \Omega.$$

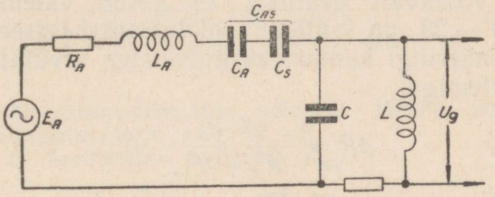
Praktikas kasutatavates vastuvõtuantennides on tavaliselt R_A^2 palju kordi väiksem kui X_{Ae}^2 ($R_A^2 \ll X_{Ae}^2$) ning seetõttu võib ΔX valemi lihtsustamiseks selle nimetajast R_A^2 ära jätta, mille tulemusena seda on võimalik muuta järgmiseks:

$$\Delta X = -\frac{X_C^2 X_{Ae}}{X_{Ae}^2} = -\frac{X_C^2}{X_{Ae}} =$$

$$= -\frac{\frac{1}{(\omega C)^2}}{\frac{C_{As} + C}{\omega C_{As} C}} = -\frac{\omega C_{As} C}{\omega^2 C^2 (C_{As} + C)} =$$

$$= -\frac{C_{As}}{\omega C (C_{As} + C)} \ \Omega.$$

Vastavalt peatükis 29 antud valemile 29 — 25 areneb sisendvõnkeringis maksimaalne voolutugevus, kui $X - \Delta X = 0$.



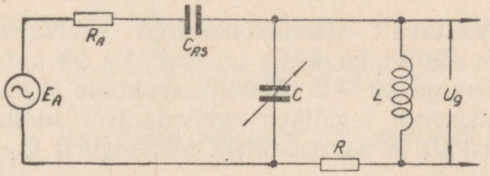
Joonis 30 — 3. Mahtuvusliku sidestusega sisendelementide täielik ekvivalentskeem.

Asetades sellesse tingimusse X ja ΔX asemele nende väärtused vastavalt jooniselt 30 — 4 nähtuvale ekvivalentskeemile, saadakse:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} + \frac{C_{As}}{\omega C (C_{As} + C)} = 0.$$

Võttes selles avalduses teise ja kolmanda liikme kokku, teisendub see järgmiseks:

$$\omega L - \frac{1}{\omega (C_{As} + C)} = 0.$$



Joonis 30 — 4. Mahtuvusliku sidestusega sisendelementide lihtsustatud ekvivalentskeem.

Sellest avaldusest näeme, et antenni vooluringi mõjutusel sisendvõnkeringi kondensaatori C mahtuvusele lisandub mahtuvus C_{As}, mille tulemusena muutub ka sisendvõnkeringi resonantssagedus. See resonantssageduse muutus on seda suurem, mida suurem on mahtuvus C_{As}.

Asendades $C_{As} + C$ asemele ekvivalentse mahtuvuse C_e ($C_{As} + C = C_e$), muutub sisendvõnkeringi resonantsolukorra tingimus järgmiseks:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C_e} = 0,$$

millest leitakse resonantssageduse arvutusvalem:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_e}} \text{ Hz.} \qquad (30-5)$$

Vastavalt peatükis 29 antud valemile 29 — 23 on antenni vooluringist sisendvõnkeringi kanduv aktiivtakistus arvutatav valemiga:

$$\Delta R = \frac{X_C^2 R_A}{R_A^2 + X_{Ae}^2} \ \Omega.$$

Selle valemi lihtsustamiseks jäetakse nimetajast ära R_A^2, mille arvväärtus on tavaliselt palju kordi väiksem kui X_{Ae}^2 ($R_A^2 \ll X_{Ae}^2$). R_A^2 ära jätmisel on võimalik ΔR valemit teisendada järgmiseks:

$$\Delta R = \frac{X_C^2 R_A}{X_{Ae}^2} = \frac{R_A \omega^2 C_{As}^2 C^2}{\omega^2 C^2 (C_{As} + C)^2} =$$

$$= \left(\frac{C_{As}}{C_e}\right)^2 R_A \ \Omega.$$

Seega sisendvõnkeringi üldine ekvivalentne aktiivtakistus on:

$$R_e = R + \Delta R = R + \left(\frac{C_{As}}{C_e}\right)^2 R_A \ \Omega. \qquad (30-6)$$

Vastavalt sisendvõnkeringi ekvivalentsele aktiivtakistusele on peatükis 29 antud valemiga 29 — 2 võimalik arvutada sisendvõnkeringi tegelikku ekvivalentset sumbumust d_e ja ekvivalentset hüvetegurit Q_e:

$$d_e = \frac{1}{Q_e} = \frac{R_e}{\omega L}.$$

Sõltuvalt sumbumusest või hüvetegurist on sisendvõnkeringi selektiivsusetegur σ arvutatav valemiga:

$$\sigma = \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta F}{d_e f_r}\right)^2} =$$

$$= \sqrt{1 + \left(\frac{Q_e \Delta F}{f_r}\right)^2}. \qquad (30-7)$$

Sisendvõnkeringi pingevõimenduse arvutusvalemi saamiseks määratakse eelnevalt sisendvõnkeringis resonantsolukorras areneva voolu I_r tugevus, mis vastavalt peatükis 29 antud valemitele 29 — 21 ja 29 — 22 on arvutatav valemiga:

$$I_r = \frac{E_A X_C}{Z_A R_e} = \frac{E_A X_C}{(R_A + X_{Ae}) R_e} \text{ A.}$$

Selle valemi lihtsustamiseks jäetakse nimetajast ära R_A, mis tavaliselt on X_{Ae} väärtusega võrreldes suhteliselt väike. R_A ära jätmisel on I_r valemit võimalik teisendada järgmiseks:

$$I_r = \frac{E_A X_C}{X_{Ae} R_e} = \frac{E_A \omega C_{As} C}{\omega C (C_{As} + C)} = \frac{E_A C_{As}}{C_e R_e} \text{ A.}$$

Järgnevalt kujuneb sisendvõnkeringi pooli klemmidel resonantsolukorras areneva pinge U_g väärtus:

$$U_g = \omega L I_r = \frac{\omega L E_A C_{As}}{C_e R_e} \text{ V}$$

ning seda valemit teisendades saadakse sisendvõnkeringi võimenduse arvutusvalem:

$$K = \frac{U_g}{E_A} = \frac{\omega L C_{As}}{C_e R_e} = \frac{C_{As}}{d_e C_e} =$$

$$\frac{Q_e C_{As}}{C_e}. \qquad (30-8)$$

Valemist 30 — 5 näeme, et võrevõnkeringi resonantssagedus sõltub mahtuvuse C_e väärtusest. Mahtuvuse C_e väärtus sõltub aga omakorda antenni ja sidestuskondensaatori mahtuvusest. Järelikult sidestuskondensaatori C_s mahtuvuse vähendamisel antenni mahtuvuse muutus mõjutab vähem C_e väärtust ning antenni mõjutusel tekkiv võrevõnkeringi kõrvalehäälestus väheneb.

Valemist 30 — 8 aga nähtub, et sidestuskondensaatori mahtuvuse vähendamisel

sisendvõnkeringi võimendus samuti väheneb. Seetõttu praktikas arvutatakse sidestuskondensaatori mahtuvus, sõltuvalt maksimaalselt lubatavast võrevõnkeringi kõrvalehäälestusest, järgmise valemiga:

$$C_s = \sqrt{\frac{C_A C_{emin} \alpha q}{Q(q-1)}}\ \text{F}, \qquad (30-9)$$

kus C_A on antenni mahtuvuse keskmine väärtus kesk- ja pikklaineastmikes ($C_A = 200$ pF), C_{emin} on võrevõnkeringi minimaalne mahtuvus ($C_{emin} = C_{As} + C_{kmin}$), α on võrevõnkeringi kõrvalehäälestuse tegur, mille suurus valitakse sõltuvalt raadiovastuvõtja klassist 0,3 kuni 1, q on antenni mahtuvuse muutuse tegur, mille suurus valitakse tavaliselt 2 kuni 4, Q on võrevõnkeringi hüvetegur, antenni mõju arvestamata $\left(Q = \frac{\omega L}{R}\right)$, ja C_{kmin} on pöördkondensaatori minimaalne mahtuvus.

Peale selle näeme valemist 30 — 8, et sisendvõnkeringi võimendus sõltub sagedusest, sest C_e väärtus muutub sagedusastmiku ulatuses, kuna Q_e sagedusastmikus vähe muutub. Järelikult maksimaalne võimendus saadakse C_{emin} juures ning minimaalne võimendus C_{emaks} juures. Kuna suhe C_{As}/C_e muutub võrdeliselt sageduse ruuduga, siis sisendvõnkeringi võimendus muutub sagedusastmiku ulatuses võrdlemisi palju, mis ongi mahtuvusliku sidestusega sisendelementide peamiseks puuduseks. Sisendvõnkeringi ja järgmistes võimendusastmetes asuvaid võnkeringe on võimalik raadiovastuvõtjates häälestada mitmekordse pöördkondensaatoriga juhul, kui kõikide häälestatavate võnkeringide induktiivsused on võrdsed sisendvõrevõnkeringi induktiivsusega ja nendega on rööbiti ühendatud lisakondensaatorid, millede mahtuvused on võrdsed C_{As} mahtuvusega.

Mõnedes lihtsamates III klassi raadiovastuvõtjates kasutatakse sisendvõnkeringilt suurema võimenduse saavutamiseks sidestuskondensaatoreid, millede mahtuvused tunduvalt ületavad valemiga 30 — 9 arvutatud arvväärtusi. Niisugusel juhul antenni mahtuvuse muutus tekitab paratamatult raadiovastuvõtja sisendvõnkeringi kõrvalehäälestuse, mistõttu sellistes raadiovastuvõtjates sageli kasutatakse rööbitist lisakondensaatorit võrevõnkeringi järelhäälestamiseks.

Näide 30 — 1.

Arvutada mahtuvusliku sidestusega sisendelementide sidestuskondensaatori mahtuvus, sisendvõnkeringi võimendus ja selektiivsuse tegurid sagedustel 600, 1000 ja 1500 kHz, kui on antud: raadiovastuvõtja sagedusastmik on 600 kuni 1500 kHz, antenni mahtuvus $C_A = 200$ pF, antenni induktiivsus $L_A = 20$ μH, antenni aktiivtakistus $R_A = 25$ Ω, võrevõnkeringi maksimaalne mahtuvus $C_{kmaks} = 500$ pF, võrevõnkeringi sumbumus $d = 0{,}01$, s. t. $Q = 100$.

Lahendus.

1. Arvutatakse valemiga 30 — 9 sidestuskondensaatori mahtuvus, milleks valitakse $\alpha = 1$ ja $q = 2$, ning leitakse orienteerivalt C_{emin} valemiga:

$$C_{emin} = C_{kmaks}\left(\frac{f_{min}}{f_{maks}}\right)^2 = 500\left(\frac{600}{1500}\right)^2 = 80\ \text{pF},$$

$$C_s = \sqrt{\frac{C_A C_{min} \alpha q}{Q(q-1)}} =$$

$$= \sqrt{\frac{200 \cdot 10^{-12} \cdot 80 \cdot 10^{-12} \cdot 2}{100(2-1)}} = 17{,}9\ \text{pF}.$$

Sidestuskondensaator valitakse lähima standardmahtuvusega, s. t. 20 pF.

2. Arvutatakse mahtuvus C_{As}:

$$C_{As} = \frac{C_A C_s}{C_A + C_s} = \frac{200 \cdot 20}{200 + 20} = 18{,}2\ \text{pF}.$$

3. Arvutatakse mahtuvus C_{e1} sagedusel 600 kHz

$$C_{e1} = C_{kmaks} + C_{As} = 500 + 18{,}2 = 518{,}2\ \text{pF}.$$

4. Arvutatakse võrevõnkeringi ekvivalentne sumbumus d_{e1} sagedusel 600 kHz

$$d_{e1} = \frac{R_{e1}}{\omega_1 L} = \frac{R + \left(\frac{C_{As}}{C_{e1}}\right)^2 R_A}{\omega_1 L} = d + \left(\frac{C_{As}}{C_{e1}}\right)^2 \frac{R_A}{\omega_1 L} =$$

$$= d + \left(\frac{C_{As}}{C_{e1}}\right)^2 R_A \omega_1 C_{e1} =$$

$$= 0{,}01 + \left(\frac{18{,}2}{518{,}2}\right)^2 25 \cdot 2\pi \cdot 6 \cdot 10^5 \cdot 518{,}2 \cdot 10^{-12} =$$

$$= 0{,}01 + 0{,}0001 = 0{,}0101.$$

5. Arvutatakse sisendelementide võimendus sagedusel 600 kHz

$$K = \frac{C_{As}}{d_{e1} C_{e1}} = \frac{18{,}2}{0{,}0101 \cdot 518{,}2} = 3{,}48.$$

6. Arvutatakse mahtuvus C_{e2} sagedusel 1000 kHz

$$C_{e2} = C_{e1}\left(\frac{600}{1000}\right)^2 = 518{,}2\left(\frac{3}{5}\right)^2 = 186\ \text{pF}.$$

7. Arvutatakse võrevõnkeringi ekvivalentne sumbumus d_{e2}, sagedusel 1000 kHz

$$d_{e2} = d + \left(\frac{C_{As}}{C_{e2}}\right)^2 R_A \omega_2 C_{e2} =$$

$$= 0{,}01 + \left(\frac{18{,}2}{83}\right)^2 25 \cdot 2\pi \cdot 10^6 \cdot 186 \cdot 10^{-12} =$$

$$= 0{,}01 + 0{,}0002 = 0{,}0102.$$

8. Arvutatakse sisendelementide võimendus sagedusel 1000 kHz

$$K = \frac{C_{As}}{d_{e2} C_{e2}} = \frac{18{,}2}{0{,}0102 \cdot 186} = 9{,}6.$$

9. Arvutatakse mahtuvus C_{e3} sagedusel 1500 kHz

$$C_{e3} = C_{e1}\left(\frac{600}{1500}\right)^2 = 518{,}2\left(\frac{2}{5}\right)^2 = 83 \text{ pF}.$$

10. Arvutatakse võrevõnkeringi ekvivalentne sumbumus d_{e3} sagedusel 1500 kHz

$$d_{e3} = d + \left(\frac{C_{As}}{C_{e3}}\right)^2 R_A \omega C_{e3} =$$

$$= 0{,}01 + \left(\frac{18{,}2}{83}\right)^2 25 \cdot 2\pi \cdot 1{,}5 \cdot 10^6 \cdot 83 \cdot 10^{-12} =$$

$$= 0{,}01 + 0{,}0009 = 0{,}0109.$$

11. Arvutatakse sisendelementide võimendus sagedusel 1500 kHz

$$K = \frac{C_{As}}{d_{e3} C_{e3}} = \frac{18{,}2}{0{,}0109 \cdot 83} = 20{,}1.$$

12. Arvutatakse sisendelementide selektiivsuse tegur sagedusel 600 kHz ja $\Delta f = 10$ kHz juures:

$$\sigma_1 = \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta F}{d_{e1} f_{21}}\right)^2} =$$

$$= \sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot 10^4}{0{,}0101 \cdot 6 \cdot 10^5}\right)^2} = 3{,}43.$$

13. Arvutatakse sisendelementide selektiivsuse tegur sagedusel 1000 kHz ja $\Delta f = 10$ kHz juures:

$$\sigma_2 = \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta F}{d_{e2} f_{22}}\right)^2} =$$

$$= \sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot 10^4}{0{,}0102 \cdot 10^6}\right)^2} = 2{,}2.$$

14. Arvutatakse sisendelementide selektiivsuse tegur sagedusel 1500 kHz ja $\Delta f = 10$ kHz juures:

$$\sigma_3 = \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta F}{d_{e3} f_{23}}\right)^2} =$$

$$= \sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot 10^4}{0{,}0109 \cdot 1{,}5 \cdot 10^6}\right)^2} = 1{,}58.$$

Näide 30 — 2.

Arvutada mahtuvusliku sidestusega sisendelementide sidestuskondensaatori mahtuvus ja sisendvõnkeringi võimendus kui on antud: $f_{maks} = 10^7$ Hz, $f_{min} = 5 \cdot 10^6$ Hz ning $p = \frac{f_{maks}}{f_{min}} = 2$, $Q = 150$, $C_A = 80$ pF, $q = \frac{C_{Amaks}}{C_A} = 2$, $C_{kmin} = 15$ pF, $C_{kmaks} = 275$ pF, $R_A = 25\ \Omega$.

Lahendus.

1. Arvutatakse võrevõnkeringi algmahtuvus C_0:

$$C_0 = \frac{C_{kmaks} - p^2 C_{kmin}}{p^2 - 1} =$$

$$= \frac{275 - 2^2 \cdot 15}{2^2 - 1} = 71{,}5 \text{ pF}.$$

2. Arvutatakse sidestuskondensaatori C_s mahtuvus, valides $\alpha = 1$:

$$C_s = \sqrt{\frac{C_A C_{emin} \alpha q}{Q(q-1)}} =$$

$$= \sqrt{\frac{80\,(71{,}5 + 15)\,2}{150\,(2-1)}} = 9{,}6 \text{ pF}.$$

Valitakse C_s lähim standardsuurus, s. t. 10 pF.

3. Arvutatakse mahtuvus C_{As}:

$$C_{As} = \frac{C_A C_s}{C_A + C_s} = \frac{80 \cdot 10}{80 + 10} = 8{,}8 \text{ pF}.$$

4. Arvutatakse mahtuvus C_{e1} sagedusel $f_{min} = 5 \cdot 10^6$ Hz:

$$C_{e1} = C_{kmaks} + C_{As} + C_0 = 275 + 8{,}8 + 71{,}5 =$$
$$= 355{,}3 \text{ pF}.$$

5. Arvutatakse võrevõnkeringi ekvivalentne sumbumus d_{e1} sagedusel $f_{min} = 5 \cdot 10^6$ Hz:

$$d_{e1} = d + \left(\frac{C_{As}}{C_{e1}}\right)^2 R_A \omega C_{e1} =$$

$$= \frac{1}{150} + \left(\frac{8{,}8}{355{,}3}\right)^2 25 \cdot 2\pi \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 355{,}3 \cdot 10^{-12} =$$

$$= 0{,}0066 + 0{,}000172 = 0{,}00677.$$

6. Arvutatakse sisendelementide võimendus sagedusel $f_{min} = 5 \cdot 10^6$ Hz:

$$K = \frac{C_{As}}{d_{e1} C_{e1}} = \frac{8{,}8}{0{,}00677 \cdot 355{,}3} = 3{,}76.$$

7. Arvutatakse mahtuvus C_{e2}:

$$C_{e2} = C_{kmin} + C_{As} + C_0 = 15 + 8{,}8 + 71{,}5 =$$
$$95{,}3 \text{ pF}.$$

8. Arvutatakse võrevõnkeringi ekvivalentne sumbumus d_{e2} sagedusel 10^7 Hz:

$$d_{e2} = d + \left(\frac{C_{As}}{C_{e2}}\right)^2 R_A \omega_2 C_{e2} =$$

$$= 0{,}0066 + \left(\frac{8{,}8}{95{,}3}\right)^2 25 \cdot 2\pi \cdot 10^7 \cdot 95{,}3 \cdot 10^{-12} =$$

$$= 0{,}0066 + 0{,}0012 = 0{,}0078.$$

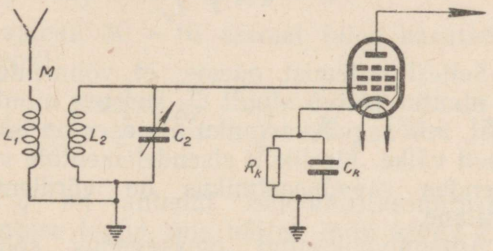
9. Arvutatakse sisendelementide võimendus sagedusel 10^7 Hz:

$$K = \frac{C_{As}}{d_{e2} C_{e2}} = \frac{8{,}5}{0{,}0078 \cdot 95} = 11{,}4.$$

Kirjandus: 1 ja 40.

30 — 4. Induktiivse sidestusega sisendelemendid.

Induktiivse sidestusega sisendelementide põhimõtteline skeem on toodud joonisel 30 — 5.

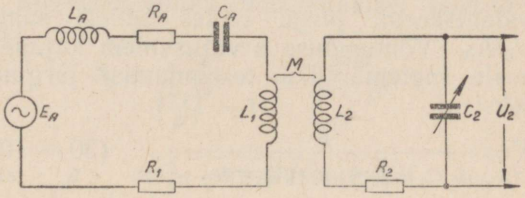


Joonis 30 — 5. Induktiivse sidestusega sisendelementide põhimõtteline skeem.

Sellelt jooniselt nähtub, et antennivõnkering ei ole häälestatav. Sel puhul antennivõnkeringi pooli L_1 induktiivsus valitakse niisugune, et antennivõnkeringi omasagedus ei asuks vastuvõtja sagedusastmikus. Enamuses valitakse antennivõnkeringi omasagedus madalam vastuvõtja sagedusastmiku kõige madalamast sagedusest. Selline antennivõnkeringi omasageduse valik tehakse kaalutlusel, et saavutada ühtlasem võimendus kogu vastuvõtja sagedusastmikus.

Sisendelementide arvutusvalemite saamiseks asendatakse joonisel 30 — 5 toodud skeem ekvivalentskeemidega, selliselt, nagu seda tehti peatükis 29, häälestamata primaarvõnkeringiga kõrgsagedustransformaatori kirjelduses.

Sisendelementide täielik ekvivalentskeem nähtub jooniselt 30 — 6 ja võrevõnkeringi ekvivalentskeem, milles on arvestatud antennivõnkeringi mõjutust, jooniselt 30 — 7.



Joonis 30 — 6. Induktiivse sidestusega sisendelementide täielik ekvivalentskeem.

Vastavalt peatükis 29 antud valemitele on joonisel 30 — 7 kujutatud ekvivalentskeemis E_e, ΔR_2 ja ΔL_2 arvväärtused arvutatavad järgmiste valemitega:

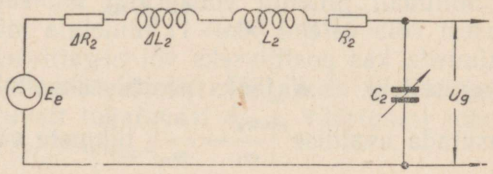
$$E_e = \frac{\omega M E_A}{R_1 + j\omega L_1} \text{ V},$$

kus R_1 on antennivõnkeringi üldine aktiivtakistus, $R_1 = R_A + R_L$ Ω,

$$\Delta R_2 = \frac{(\omega M)^2 R_1}{R_1^2 + (\omega L_1)^2} \text{ Ω},$$

$$\Delta L_2 = \frac{(\omega M)^2 \omega L_1}{R_1^2 + (\omega L_1)^2} \text{ H}.$$

Jooniselt 30 — 7 näeme, et antennivõnkeringi mõjutusel suureneb võrevõnkeringi



Joonis 30 — 7. Induktiivse sidestusega sisendelementide võrevõnkeringi ekvivalentskeem, arvestades antennivõnkeringi mõjutust.

aktiivtakistus ΔR_2 võrra ja seetõttu suureneb ka võrdeliselt võrevõnkeringi ekvivalentne sumbumus d_e:

$$d_e = \frac{R_2 + \Delta R_2}{\omega L_2} = \frac{R_e}{\omega L_2},$$

kus $R_e = R_2 + \Delta R_2$ Ω.

Vastavalt võrevõnkeringi ekvivalentsele sumbumusele on sisendelementide selektiivsustegur arvutatav valemiga 30 — 7.

Sisendelementide võimendust on võimalik arvutada joonisel 30 — 7 toodud ekvivalentskeemi järgi, leides sellelt suhte U_g/E_A. Võimenduse arvutusvalem kujuneb peale matemaatilisi teisendamisi järgmiseks:

$$K=\frac{\beta}{\omega_r C_2\sqrt{R_1R_2}\sqrt{(1+\beta)^2+\alpha_1^2}}, \qquad (30-10)$$

kus

$$\beta=\frac{\omega_r M}{\sqrt{R_1R_2}}, \quad \alpha_1=\frac{\omega_1 L_e}{R_1}\left(\frac{\omega_r}{\omega_1}-\frac{\omega_1}{\omega_r}\right),$$

$$L_e=L_A+L_1$$

ja ω_1 on antennivõnkeringi omanurksagedus.

Tavaliselt on aga antenni võnkeringi omasagedus vastuvõetavast sagedusest väga palju erinev ning seetõttu on:

$$\alpha_1^2 \gg (1+\beta^2)^2.$$

Järelikult võib K valemi lihtsustamiseks sellest $(1+\beta^2)^2$ välja jätta, mistõttu valemit 30 — 10 võib muuta järgmiseks:

$$K=\frac{\omega_r M}{\omega_r C_2 R_1 R_2 \frac{\omega_r L_e}{R_1}\left(\frac{\omega_r}{\omega_1}-\frac{\omega_1}{\omega_r}\right)} \approx \frac{Q_2 M \frac{\omega_r}{\omega_1}}{L_e\left[\frac{\omega_r}{\omega_1}-\frac{\omega_1}{\omega_r}\right]}. \qquad (30-11)$$

Sõltuvalt antenni võnkeringi omasagedusest võib valemi 30 — 11 nimetaja märk kujuneda kas positiivseks või negatiivseks, ning selleks et K jääks positiivseks, tuleb kasutada avaldise $\left|\frac{\omega_r}{\omega_1}-\frac{\omega_1}{\omega_r}\right|$ liikmete vahe absoluutset suurust.

Juhul, kui antenni omasagedus on kõrgem vastuvõetavast sagedusest, siis asendades $\omega_1/\omega_r = b$ ning võttes arvesse, et $M = k\sqrt{L_eL_2}$, muutub valem 30 — 11 järgmiseks:

$$K=Q_2k\sqrt{\frac{L_2}{L_e}}\frac{1}{|b^2-1|}. \qquad (30-12)$$

Kooskõlas ülaltoodud eeldustele annab valem 30 — 12 reaalseid tulemusi ainult juhul, kui b^2 on suurem ühest $(b > 1{,}2)$. Sellest valemist nähtub, et võimendus suureneb kõrgematel sagedustel, sest siis b^2 väheneb.

Praktikas kasutatakse aga peamiselt sellist L_1 suurust, millega antenni võnkeringi omasagedus on madalam vastuvõetavast sagedusest. Sellisel juhul $(b = \omega_1/\omega_r < 1)$ muutub valem 30 — 11 järgmiseks:

$$K=\frac{Q_2M}{L_e(1-b^2)}=Q_2k\sqrt{\frac{L_2}{L_e}}\frac{1}{1-b^2}. \qquad (30-13)$$

Valemist 30 — 13 näeme, et võimendus K suureneb madalamatel vastuvõetavatel sagedustel, sest et vastuvõetav sagedus läheneb antenni resonantssagedusele.

Kui antennivõnkeringi omasagedus erineb palju vastuvõetavast sagedusest, siis valemi 30 — 13 viimane liige $\frac{1}{1-b^2}$ muutub ligikaudu võrdseks ühega ning valemi lihtsustamiseks võib selle ära jätta:

$$K=Q_2k\sqrt{\frac{L_2}{L_e}}. \qquad (30-14)$$

Sellest valemist näeme, et võimenduse K muutus sõltub ainult Q_2 suuruse muutusest, mis sagedusastmiku ulatuses on tavaliselt väike. Järelikult sisendelementide võimendus sagedusastmikus on võrdlemisi ühtlane.

Antennivõnkeringi omasagedus sõltub antenni mahtuvusest, antenni induktiivsusest ja antennipooli induktiivsusest.

Kuna antenni mahtuvus ja induktiivsus sõltuvad antenni geomeetrilistest mõõdetest, siis vajalikku antenni omasagedust on võimalik saavutada ainult antennipooli induktiivsuse valikuga. Praktilistel arvutustel antenni omalaine tegur $\varkappa$ valitakse kesk- ja pikklaine alades 1,3 kuni 1,5 ja lühilaine alades 2 kuni 4. Tegelikult $\varkappa$ näitab vastuvõetava laineastmiku minimaalse lainepikkuse ja antenni omalaine või teisel juhul antenni omalaine ja laineastmiku maksimaalse lainepikkuse suhet.

Juhul kui soovitakse antenni omalaine valida lühem vastuvõetava lainealaastmiku kõige lühemast lainest, siis antennipooli induktiivsus arvutatakse valemiga:

$$L_1=\frac{0{,}28\lambda_{min}^2}{\varkappa_1^2 C_A}-L_A \ \mu\text{H}, \qquad (30-15)$$

kus $\varkappa_1 = \frac{\lambda_{min}}{\lambda_A}$, C_A on antenni mahtuvus pF, L_A on antenni induktiivsus μH, λ_{min} on laineala minimaalne lainepikkus m ja λ_A on antenni omalaine pikkus m.

Valitakse aga antenni omalaine pikkus suurem vastuvõetava laineala maksimaalsest lainepikkusest ($\lambda_A = \varkappa_2 \lambda_{maks}$), siis antennipooli induktiivsus arvutatakse valemiga:

$$L_1 = \frac{0{,}28\varkappa_2^2\lambda_{maks}^2}{C_A} - L_A \ \mu\text{H}. \quad (30-16)$$

Kui on tarvilik arvestada ka antenni iseloomustussuuruste muutust, mis on oluline seeriaviisilisel vastuvõtjate tootmisel, siis valemid 30 — 15 ja 30 — 16 muutuvad järgmisteks:

valemi 30 — 15 asemel tuleb kasutada valemit:

$$L_1 = \frac{0{,}28\lambda_{min}^2}{\varkappa_1^2 q C_A} - qL_A \ \mu\text{H} \quad (30-17)$$

ja valemi 30 — 16 asemel tuleb kasutada valemit:

$$L_1 = \frac{0{,}28\varkappa_2^2 q\lambda_{maks}^2}{C_A} - \frac{L_A}{q} \ \mu\text{H}, \quad (30-18)$$

kus q on antenni iseloomustussuuruste muutuse tegur, mis näitab mitu korda L_A ja C_A väärtused muutuvad nende keskväärtuste suhtes. Tavaliselt valitakse $q \leqslant 1{,}5$ kuni 2.

Antennipooli ja võrevõnkeringi-pooli vahelise sidestusteguri arvutamisel lähtutakse maksimaalselt lubatavast võrevõnkeringi kõrvalehäälestusest, mida tekitab antennivõnkeringist võrevõnkeringi kanduv induktiivsus ΔL. On võimalik tõestada, et võrevõnkeringi induktiivsuse suhteline muutus δ sõltub sidestusteguri ruudust:

$$\delta = \frac{k^2}{b^2 - 1}, \quad (30-19)$$

kus $b = f_1/f_2 > 1$.

Sidestusteguri arvutusvalemi saamiseks leitakse eelnevalt võrevõnkeringi induktiivsuse suhteline muutus vastuvõetavas sagedusastmikus. Selleks tähistatakse $b_1 = \frac{f_1}{f_{min}}$ ning vastavalt valemile 30 — 19 on siis:

$$\delta_1 = \frac{k^2}{b_1^2 - 1}$$

ja sagedusastmiku maksimaalsel sagedusel

$$\delta_2 = \frac{k^2}{\left(\frac{b_1}{p}\right)^2 - 1} = \frac{p^2k^2}{b^2 - p^2},$$

kus p on sagedusastmiku tegur ($p = f_{maks}/f_{min}$).

Kuna $\delta_2 > \delta_1$, siis üldine induktiivsuse suhteline muutus δ_3 sagedusastmikus on δ_2 ja δ_1 vahe:

$$\delta_3 = \delta_2 - \delta_1 = \frac{k^2 b_1^2 (p^2 - 1)}{(b_1^2 - p^2)(b_1^2 - 1)}.$$

Võrevõnkeringi iseloomustussuuruste valikuga on võimalik saavutada olukord, et sagedusastmiku keskel kõrvalehäälestust ei teki. Sellisel juhul võib oletada, et sagedusala piirsagedustel on induktiivsuse suhteline muutus kaks korda väiksem:

$$\delta_1 = \delta_2 = \frac{\delta_3}{2} = \frac{k^2 b_1^2 (p^2 - 1)}{2(b_1^2 - p^2)(b_1^2 - 1)}. \quad (30-20)$$

Kui tähistada, et $\varkappa_1 = f_1/f_{maks} = f_1/pf_{min} = \lambda_{min}/\lambda_1$, siis $b_1 = \varkappa_1 p$ ning asetades nende väärtused valemisse 30 — 20, muutub see järgmiseks:

$$\delta_1 = \delta_2 = \frac{k^2 \varkappa_1^2 (p^2 - 1)}{2(p^2\varkappa_1^2 - 1)(\varkappa_1^2 - 1)}.$$

Sellest valemist leitakse k väärtus, sõltuvalt lubatavast δ_{1maks} väärtusest juhul kui $\omega_1 > \omega_{maks}$:

$$k = \frac{1}{\varkappa_1}\sqrt{\frac{2\delta_{1maks}(p^2\varkappa_1^2 - 1)(\varkappa_1^2 - 1)}{p^2 - 1}}. \quad (30-21)$$

Valemisse 30 — 21 valitakse δ_{1maks} väärtus sõltuvalt võrevõnkeringi sumbumusest, kusjuures δ_{1maks} võib valida 0,3 kuni $2d$.

Kui ei ole antud erilisi tingimusi raadiovastuvõtja arvutamisel, siis valitakse tavaliselt $\delta_{1maks} = d$.

Juhul kui $f_1 < f_{min}$, siis maksimaalne kõrvalehäälestus tekib sagedusel f_{min}.

Tähistades $\varkappa_2 = f_{min}/f_1 = 1/b_1$ ja $b_1 = f_1/f_{min}$ saadakse:

$$\delta_3 = \delta_1 - \delta_2 = \frac{k^2}{1-b^2} - \frac{k^2p^2}{p^2-b_1^2} =$$

$$= \frac{b_1^2 k\,(p^2-1)}{(p^2-b_1^2)\,(1-b_1^2)} = \frac{k^2\,(p^2-1)}{(p^2\varkappa_2^2-1)\,(\varkappa_2^2-1)}.$$

Oletades käesoleval juhul samuti kui eelnevalgi, et sagedusala keskel kõrvalehäälestust ei teki, siis $\delta_1 = \delta_2 = \frac{\delta_3}{2}$ ning vastavalt sellele tingimusele leitakse sidestusteguri k väärtus sõltuvalt maksimaalselt lubatavast δ_{2maks} väärtusest:

$$k = \sqrt{\frac{2\delta_{2maks}(p^2\varkappa_2^2-1)\,(\varkappa_2^2-1)}{p^2-1}}. \qquad (30-22)$$

Valemid 30 — 21 ja 30 — 22 on kasutatavad juhul, kui raadiovastuvõtja arvutatakse ühel kindla iseloomustussuurustega antennil töötamiseks. Ringhäälingu vastuvõtjate arvutamisel tuleb aga arvestada seda, et kasutatavad vastuvõtuantennid omavad väga erinevaid iseloomustussuurusi. Sellisel juhul võetakse jällegi kasutusele tegur q, mis näitab antenni iseloomustussuuruste muutumise võimalust.

Järelikult antenni minimaalsed iseloomustussuurused on: C_1/q, L_1/q ja R_1/q ning maksimaalsed suurused on: qC_1, qL_1 ja qR_1. Tavaliselt $q \leqslant 2$.

Eeldades, et antud antenni iseloomustussuuruste muutus põhjustab antenni omasageduse muutuse, mis erineb n korda selle keskmisest omasagedusest, siis võrevõnkeringi maksimaalne kõrvalehäälestus tekib esimesel juhul sagedusel f_{maks} antenni omasageduse f_1/n juures, kui $f_1 > f_{maks}$; teisel juhul tekib võrevõnkeringi maksimaalne kõrvalehäälestus sagedusel f_{min} antenni omasageduse nf_1 juures, kui $f_1 < f_{min}$.

Tähistades antenni keskmise omasageduse juures $b_1 = \frac{f_1}{f_{min}}$, kujuneb juhul, kui $f_1 > f_{maks}$, võrevõnkeringi kõrvalehäälestuse väärtus sagedusel f_{maks}:

$$\delta_1 = \frac{p^2k^2}{b_1^2-p^2}$$

ja antenni omasagedusel f_1/n sama sageduse f_{maks} juures:

$$\delta_2 = \frac{n^2p^2k^2}{b_1^2-n^2p^2}.$$

Kuna $n > 1$, siis $\delta_2 > \delta_1$ ning võrevõnkeringi induktiivsuse suhteline muutus on:

$$\delta_3 = \delta_2 - \delta_1 = k^2\left(\frac{n^2p^2}{b_1^2-n^2p^2} - \frac{p^2}{b_1^2-p^2}\right) =$$

$$= \frac{k^2b_1^2p^2\,(n^2-1)}{(b_1^2-n^2p^2)\,(b_1^2-p^2)},$$

millest leitakse k väärtus:

$$k = \frac{1}{b_1p}\sqrt{\frac{\delta_3(b_1^2-n^2p^2)\,(b_1^2-p^2)}{n^2-1}}. \qquad (30-23)$$

Valemi 30 — 23 kasutamisel tuleb arvestada, et kesk- ja pikklaine astmikkudes $b_1 = f_1/f_{min}$, kusjuures $f_1 = 1{,}3$ kuni $1{,}5f_{maks} = 1{,}3$ kuni $1{,}5pf_{min}$ ning lühilainel $f_1 = 2$ kuni $4pf_{min}$.

δ_3 väärtus valitakse 0,3 kuni $2d$. Tegur n väärtus arvutatakse vastavalt q väärtusele.

Teisel juhul, kui $f_1 < f_{min}$, on antenni keskmiste iseloomustussuuruste puhul võrevõnkeringi kõrvalehäälestus f_{min} juures

$$\delta_1 = \frac{k^2}{1-b_1^2}$$

ning antenni omasagedusel nf_1, samuti f_{min} juures

$$\delta_2 = \frac{k^2}{1-n^2b_1^2}.$$

Järelikult.

$$\delta_3 = \delta_2 - \delta_1 = k^2\left(\frac{1}{1-n^2b_1^2} - \frac{1}{1-b_1^2}\right) =$$

$$= \frac{k^2b_1^2\,(n^2-1)}{(1-n^2b_1^2)\,(1-b_1^2)},$$

millest leitakse k tingimusel, et $f_1 < f_{min}$:

$$k = \frac{1}{b_1}\sqrt{\frac{\delta_3\,(1-n^2b_1^2)\,(1-b_1^2)}{n^2-1}}. \qquad (30-24)$$

Näide 30 — 3.

Arvutada induktiivse sidestusega sisendvõnkeringide iseloomustussuurused, kui on antud: $f_{maks} = 10^7$ Hz, $f_{min} = 5 \cdot 10^6$ Hz, $p = 2$, $Q_2 = 150$, $C_A = 80$ pF, $L_A \ll L_1$, $q = 2$, $C_0 = 71{,}5$ pF, $C_{kmaks} = 275$ pF ja $C_{kmin} = 15$ pF.

Lahendus.

1. Sisendvõnkeringi ühtlasema võimenduse saavutamiseks kogu sagedusastmikus valitakse tingimus $f_1 < f_{min}$ ning sellele vastavalt arvutatakse antennipooli induktiivsus valemiga 30 — 18, milleks eelnevalt valitakse $\varkappa_2 = \frac{\lambda_A}{\lambda_{maks}} = 2$ ja leitakse ka λ_{maks} väärtus:

$$\lambda_{maks} = \frac{C}{f_{min}} = \frac{3 \cdot 10^8}{5 \cdot 10^6} = 60 \text{ m}.$$

$$L_1 = \frac{0{,}28 \varkappa_2^2 q \lambda_{maks}^2}{C_A} = \frac{0{,}28 \cdot 2^2 \cdot 2 \cdot 60^2}{80} = 101 \ \mu\text{H}.$$

2. Arvutatakse sidestusteguri k väärtus valemiga 30 — 24, milleks eelnevalt valitakse δ_3 ja b ning arvutatakse n:
valitakse

$$\delta_3 = d = \frac{1}{Q} = \frac{1}{150} = 0{,}0066,$$

$$b_1 = \frac{f_1}{f_{min}} = 0{,}5.$$

Kuna $L_1 \gg L_A$, siis antenni omasageduse muutust põhjustab peamiselt antenni mahtuvuse muutus, järelikult:

$$n = \sqrt{q} = \sqrt{2} = 1{,}41.$$

Teades kõik valemis 30 — 24 vajalikud suurused leitakse k väärtus:

$$k = \frac{1}{b_1} \sqrt{\frac{\delta_3 (1 - n^2 b_1^2)(1 - b_1^2)}{n^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{0{,}5} \sqrt{\frac{0{,}0066 (1 - 2 \cdot 0{,}25)(1 - 0{,}25)}{2 - 1}} = 0{,}1$$

3. Arvutatakse valemiga 30 — 13 sisendelementide võimendus sagedustel f_{min}, f_{kesk} ja f_{maks}:

$$K = Q_2 k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{1}{1 - b^2}.$$

Selleks leitakse eelnevalt selle valemi sagedusest sõltumatu osa väärtus:

$$Q_2 k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 150 \cdot 0{,}1 \sqrt{\frac{2{,}9}{101}} = 2{,}54.$$

Järgnevalt leitakse b väärtused vastavalt arvutussagedustele:

$f_{min} = 5 \cdot 10^6$ Hz juures $b = b_1 = 0{,}5$,

$f_{kesk} = 7{,}5 \cdot 10^6$ Hz juures $b = \frac{b_1}{1{,}5} = 0{,}33$,

$f_{maks} = 10^7$ Hz juures $b = \frac{b_1}{2} = 0{,}25$.

Järelikult sisendelementide võimendused on:

f_{min} juures $K = \frac{2{,}54}{1 - 0{,}5^2} = 3{,}38$,

f_{kesk} juures $K = \frac{2{,}54}{1 - 0{,}33^2} = 2{,}86$ ja

f_{maks} juures $K = \frac{2{,}54}{1 - 0{,}25^2} = 2{,}71$.

Sellest näitest selgub, et induktiivse sidestusega sisendelementide võimendus on võrdlemisi ühtlane.

Kirjandus: 1 ja 40.

30 — 5. Ribafiltritega sisendelemendid.

Ribafiltritega sisendelemente kasutatakse raadiovastuvõtjates juhtudel, kui sisendelementidega on vajalik saavutada suuremat selektiivsust või kui on vaja ühtlase võimendusega üle kanda laiemat sagedusriba. Ribafiltritega sisendelementide puuduseks on, et ribafiltriga ei saavutata kunagi nii suurt pingevõimendust kui üksiku võnkeringiga ja et ribafiltri hind on märksa kõrgem üksiku võnkeringi hinnast. Nende puuduste tõttu on ribafiltritega sisendelemendid tavaliste raadiovastuvõtjate praktikas võrdlemisi harva kasutusel.

Mõned kasutatavamad ribafiltritega sisendelementide põhimõttelised skeemid nähtuvad jooniselt 30 — 8.

Ribafiltritega sisendelementides, samuti nagu eelpool kirjeldatud lihtsates sisendelementides, kasutatakse mahtuvuslikku, induktiivset ja segasidestust. Ribafiltri sidestusena on kõige enam kasutusel segasidestus, sest sellega saavutatakse vastuvõetavas lainealas kõige ühtlasem ribalaius.

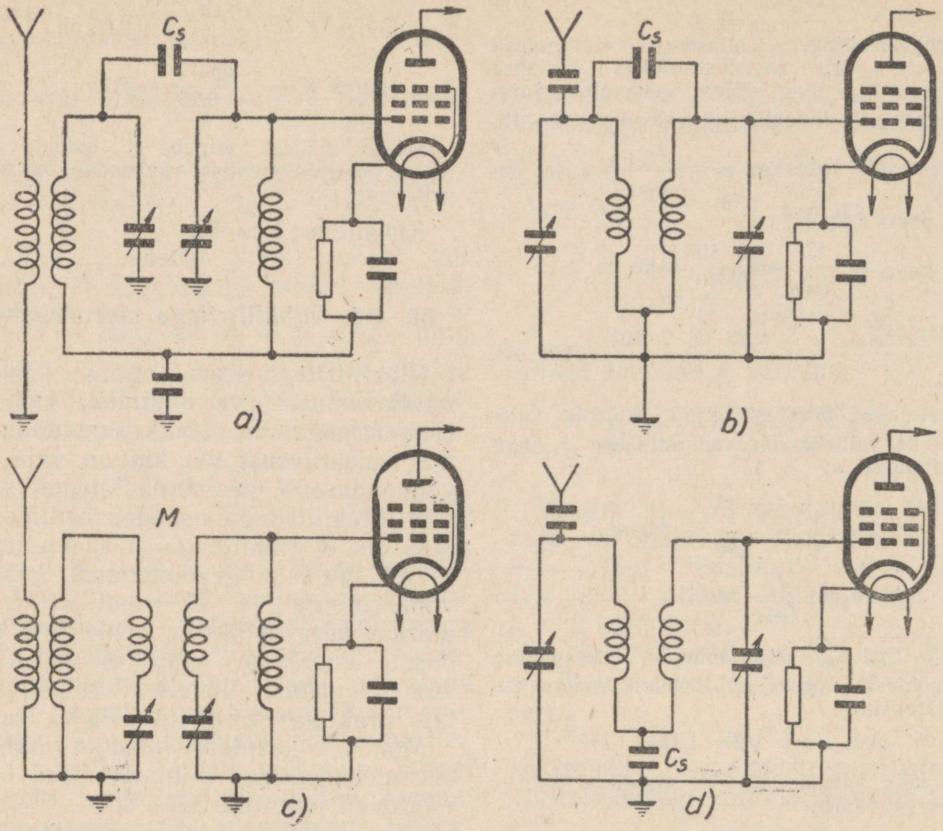
Ribafiltritega sisendelementide võimenduse arvutusvalemite väljatoomine on analoogiline eelpool kirjeldatud lihtvõnkeringidega sisendelementide võimenduse arvutusvalemite väljatoomisega; seetõttu antakse alljärgnevalt arvutusvalemid lõppkujul:

Mahtuvusliku antennisidestusega ribafiltriga (joonis 30 — 8, b ja d) sisendelementide võimendus arvutatakse valemiga:

$$K = \frac{C_{As} \sqrt{Q_1 Q_2 \beta}}{(C_2 + C_{As})(1 + \beta^2)}, \qquad (30 - 25)$$

kus $C_{As} = \frac{C_A C_s}{C_A + C_s}$, C_s on antennisidestus-

kondensaatori mahtuvus, C_A on antenni mahtuvus, Q_1 ja Q_2 on ribafiltri võnke-



Joonis 30 — 8. Mõned kasutatavamad ribafiltritega sisendelementide põhimõttelised skeemid.

ringide hüvetegurid ja $\beta = \frac{X_s}{\sqrt{R_1 R_2}} = \frac{k}{\sqrt{d_1 d_2}}$.

Induktiivse antennisidestusega ribafiltriga (joonis 30 — 8, a ja c) sisendelementide võimendus, tingimusel, et $\omega_1 > \omega_{maks}$, on arvutatav valemiga:

$$K = \frac{\sqrt{Q_1 Q_2}\, M\beta}{(L_1 + L_A)(1+\beta^2)(b^2-1)}. \quad (30-26)$$

Juhul kui $\omega_1 < \omega_{min}$, arvutatakse võimendus valemiga:

$$K = \sqrt{Q_1 Q_2}\, k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}\, \frac{\beta}{(1+\beta^2)(1-b^2)}. \quad (30-27)$$

Valemites $\beta = \frac{X_s}{\sqrt{R_1 R_2}} = \frac{\omega M}{\sqrt{R_1 R_2}}$ ja $b = \frac{\omega_1}{\omega_r}$.

Ribafiltritega sisendelementide selektiivsuse tegur arvutatakse valemiga:

$$\sigma = \frac{\sqrt{(1+\beta^2-\alpha^2)^2 + 4\alpha^2}}{1+\beta^2}, \quad (30-28)$$

kus $\alpha = \frac{\Delta F}{d_e f_2}$ ja d_e on ribafiltri üldine sumbumus.

Ribafiltritega sisendelementide arvutamisel püütakse β valida võrdne ühega, sest sellisel juhul saadakse maksimaalne võimendus. Kui $\beta = 1$, siis selektiivsuse teguri valem 30 — 28 muutub tunduvalt lihtsamaks:

$$\sigma = \frac{1}{2}\sqrt{\alpha^4 + 4}. \quad (30-29)$$

Raadiovastuvõtja sisendusel asuv ribafilter peab omama ühtlase ribalaiuse kogu

sagedusastmikus. Sellise olukorra saavutamiseks kasutatakse mitmesuguseid segasidestusviise, milledest ühte alljärgnevalt lähemalt kirjeldatakse.

Ühe kasutatavama segasidestusega ribafiltriga sisendelementide põhimõtteline skeem on toodud joonisel 30 — 8, a.

Sellise sidestuse puhul on tegur β arvutatav valemiga:

$$\beta = Q\left(\frac{C_{s1}}{C} + \frac{C}{C_{s2}}\right), \quad (30-30)$$

milles $Q = \sqrt{Q_1 Q_2}$ ning $C = C_1 = C_2$ on võnkeringide mahtuvused.

Sidestuskondensaatorite C_{s1} ja C_{s2} mahtuvused arvutatakse valemitega:

$$C_{s1} = \frac{p^2(p^2\beta' Q'' - \beta'' Q')\, C_{min}}{(p^4-1)\, Q'' Q'} \text{ pF}, \quad (30-31)$$

$$C_{s2} = \frac{Q' Q''(p^4-1)\, C_{min}}{p^2\beta'' Q' - \beta' Q''} \text{ pF}, \quad (30-32)$$

kus $p = \frac{f_{maks}}{f_{min}}$, β' on tegur sagedusastmiku maksimaalsel sagedusel, β'' on tegur sagedusastmiku minimaalsel sagedusel, Q' on ribafiltri võnkeringide hüvetegurid sagedusastmiku maksimaalsel sagedusel, Q'' on ribafiltri võnkeringide hüvetegurid sagedusastmiku minimaalsel sagedusel ja C_{min} on ribafiltri võnkeringide minimaalne mahtuvus, s. t. võnkeringi mahtuvus, mille puhul selle omasagedus on f_{maks}.

Ribafiltri sagedusriba laius sõltub sidestuskondensaatorite mahtuvusest. Selektiivsuse tingimusest lähtudes (valem 30 — 28) leitakse ribalaius sõltuvalt antud või valitud selektiivsuse tegurist σ_1 ja tegurist β:

$$\Delta F = \frac{f_0}{Q}\sqrt{\sqrt{\sigma_1^2(1+\beta^2)^2 - 4\beta^2} + \beta^2 - 1} = \frac{f_0}{Q} B \text{ Hz}, \quad (30-33)$$

kus tegur B on juurmärgi aluse avalduse arvväärtus:

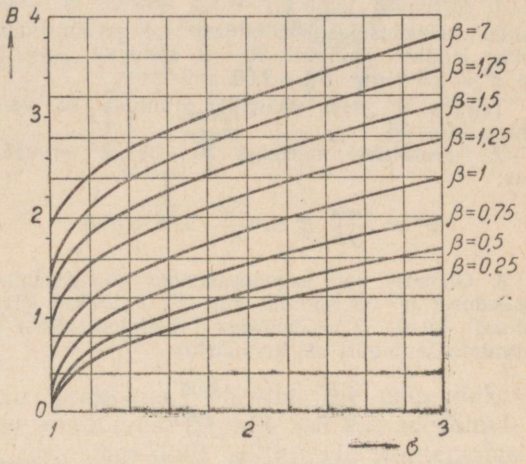
$$B = \sqrt{\sqrt{\sigma_1^2(1+\beta^2)^2 - 4\beta^2} + \beta^2 - 1}. \quad (30-34)$$

See B valem on kehtiv juhul, kui $\beta < 1$, s. t. allakriitilisel sidestusel. Juhul kui sidestus on ülekriitiline, s. t. $\beta > 1$, siis B valem muutub järgmiseks:

$$B = \sqrt{2\beta\sqrt{\sigma_1^2 - 1} + \beta^2 - 1}. \quad (30-35)$$

Teguri B sõltuvus teguritest σ_1 ja β nähtub ka jooniselt 30 — 9.

Kui on vaja määrata ribafiltri võnkeringide hüvetegurid sõltuvalt nõutavast



Joonis 30 — 9. Teguri B sõltuvus teguritest σ_1 ja β.

ribalaiusest, siis arvutatakse Q arvväärtus valemist 30 — 33:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta F} B. \quad (30-36)$$

Selleks, et ribalaius oleks jääv kogu sagedusalas, peab vastavalt valemile 30 — 33 olema täidetud tingimus:

$$\Delta F = \frac{f_{min}}{Q''} B'' = \frac{f_{maks}}{Q'} B'.$$

Valides tegurid σ_1 ja β'' sagedusel f_{min}, on sellest tingimusest võimalik arvutada B':

$$B' = \frac{Q' B''}{Q'' p}, \quad (30-37)$$

kus p on sagedusastmiku kattetegur $\left(p = \frac{f_{maks}}{f_{min}}\right)$, ning sõltuvalt B' väärtusest leitakse tegur β', mis määrab sidestuse maksimaalsel sagedusel.

Asetades eelantud tegurite arvväärtused valemitesse 30 — 31 ja 30 — 32, leitakse sidestuskondensaatorite mahtuvused.

Näide 30 — 4.

Arvutada ribafiltri sidestuskondensaatorite mahtuvused, kui on antud: $f_{maks} = 4 \cdot 10^5$ Hz,

$f_{min} = 1{,}5 \cdot 10^5$ Hz, $p = 2{,}66$, $C_{kmaks} = 360$ pF, $C_{kmin} = 15$ pF, $C_0 = 41{,}5$ pF, $C_{min} = C_{kmin} + C_0 = 56{,}5$ pF, $\sigma = 1{,}41$ ja $\Delta F = 6 \cdot 10^3$ Hz.

Lahendus.

1. Valitakse tegur $\beta'' = 1{,}5$ selleks, et saada kogu sagedusalas küllaldast pingevõimendust, ning leitakse jooniselt 30 — 9 sõltuvalt $\sigma = 1{,}41$ ja $\beta'' = 1{,}5$ tegur $B'' = 2{,}06$.

Tegurit B'' oleks võimalik arvutada ka valemiga 30 — 35.

2. Arvutatakse valemiga 30 — 36 Q'' arvväärtus:

$$Q'' = \frac{f_{min}}{\Delta F} B'' = \frac{150}{6} \cdot 2{,}06 = 51{,}5.$$

3. Oletades, et sagedusastmiku maksimaalsel sagedusel Q' on suurem kui Q'', valitakse käesoleval juhul $Q' = 70$, ning valemiga 30 — 37 arvutatakse teguri B' arvväärtus:

$$B' = \frac{Q'B''}{Q''p} = \frac{70 \cdot 2{,}06}{51{,}5 \cdot 2{,}66} = 1{,}05.$$

4. Vastavalt teguritele B' ja σ_1 leitakse jooniselt 30 — 9 tegur $\beta' = 0{,}74$.

5. Arvutatakse valemiga 30 — 31 sidestuskondensaatori C_{s1} mahtuvus:

$$C_{s1} = \frac{p^2(p^2\beta' Q'' - \beta'' Q')\, C_{min}}{(p^4 - 1)\, Q' Q''} =$$

$$= \frac{2{,}66^2 (2{,}66^2 \cdot 0{,}74 \cdot 51{,}5 - 1{,}5 \cdot 70) 56{,}5}{(2{,}66^4 - 1)\, 70 \cdot 51{,}5} = 0{,}37 \text{ pF}.$$

Arvutatud C_{s1} mahtuvus on küll väike, kuid selle mõju ribalaiusele f_{maks} juures on tunduv. Kontrollarvutusel nähtub, et juhul kui valida $C_{s1} = 0$, siis ribalaius f_{maks} juures on 4,23 kHz, kuna f_{min} juures C_{s1} mahtuvus ribalaiust praktiliselt ei mõjuta.

Sellest sõltuvalt ribafiltri konstruktsioonil tuleb C_{s1} mahtuvus valida väga täpne.

6. Arvutatakse valemiga 30 — 32 C_{s2} mahtuvus:

$$C_{s2} = \frac{Q'Q''(p^4 - 1)\, C_{min}}{p^2\beta'' Q' - \beta' Q''} =$$

$$= \frac{70 \cdot 51{,}5\,(2{,}66^4 - 1)\, 56{,}5}{2{,}66^2 \cdot 1{,}5 \cdot 70 - 0{,}74 \cdot 51{,}5} = 14\,250 \text{ pF}.$$

Kuna C_{s2} mahtuvus ei ole eriti kriitiline, siis valitakse lähem standardsuurus, s. t. 15 000 pF.

Kirjandus: 40.

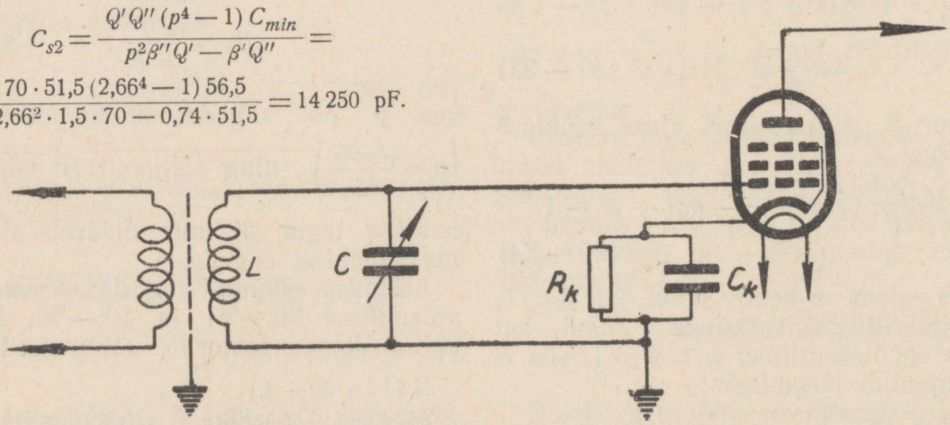
30 — 6. Ülikõrgsagedusalas rakendatavad sisendelemendid.

Ülikõrgsagedusalas toimivate raadiovastuvõtjate toitmiseks rakendatakse tavaliselt häälestatavaid antenne. Raadiovastuvõtja ühendamiseks antenniga kasutatakse toiteliine, millisteks võivad olla kas kahejuhtmelised liinid või koaksiaalkaablid. Ülikõrgsagedusalas töötavate raadiovastuvõtjate sisendelementide põhimiseks ülesandeks on tagada maksimaalne suhe vastuvõetava signaalpinge ja häirepingete vahel. See tingimus täitub kõige paremini juhul, kui antenni ja vastuvõtja vahelise toiteliini laineimpedants võrdub raadiovastuvõtja sisendelementide sisendimpedantsiga. Toiteliini ja sisendelementide impedantside sobitus ülikõrgsagedusala pikematel lainetel, s. t. meeterlainetel, toimub transformaator- või autotransformaatorsidestusega, nii nagu näha jooniselt 30 — 10 ja 30 — 11.

Ülikõrgsagedusala lühematel lainetel, s. t. detsimeeter- ja sentimeeterlainetel, toimub toiteliini sobitamine koaksiaalresonaatoriga autotransformaatoriliselt, nii nagu näha jooniselt 30 — 12.

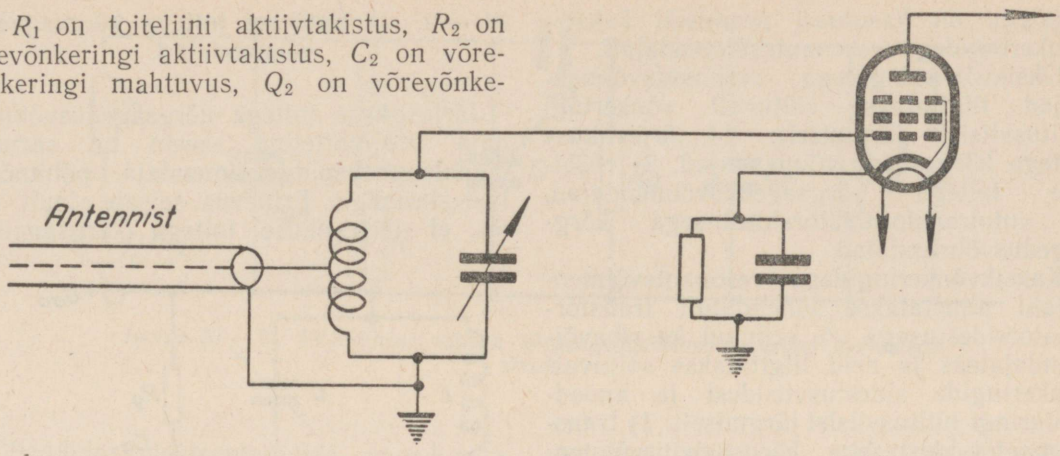
Joonisel 30 — 10 toodud lülituse kasutamisel on sisendelementide võimendus arvutatav valemiga:

$$K = \frac{Q_2}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\sqrt{\sigma^2 - 1}}{\pi \Delta F C_2 R_1}}, \quad (30 - 38)$$

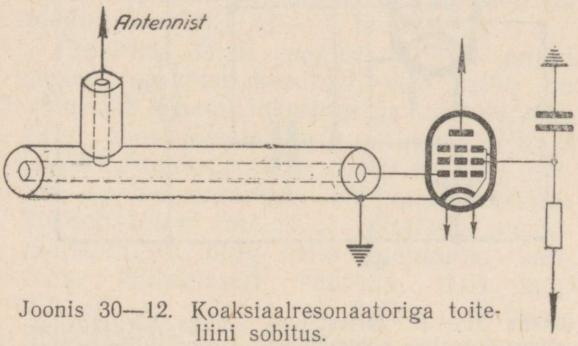


Joonis 30 — 10. Transformaatoriga sobitatud toiteliini sidestus.

kus R_1 on toiteliini aktiivtakistus, R_2 on võrevõnkeringi aktiivtakistus, C_2 on võrevõnkeringi mahtuvus, Q_2 on võrevõnke-



Joonis 30 — 11. Autotransformaatoriga sobitatud toiteliini sidestus.



Joonis 30—12. Koaksiaalresonaatoriga toiteliini sobitus.

ringi hüvetegur, σ on selektiivsuse tegur ja ΔF on vajalik ribalaius antud σ_1 juures.

Sellest valemist nähtub, et sisendelementide pingevõimendus suureneb võrevõnkeringi mahtuvuse vähendamisega. Seetõttu praktikas vähendatakse võrevõnkeringi mahtuvust niipalju kui see on võimalik, mis tegelikult sõltub elektronlampide sisendmahtuvuse tõttu tekkivast kõrvalehäälestuse maksimaalväärtuse tingimusest.

Autotransformaatorsidestuse puhul (joonis 30 — 11) on sisendelementide võimendus arvutatav valemiga:

$$K = \frac{\ddot{u} Z_r}{R_1 + \ddot{u}^2 Z_r}, \qquad (30 - 39)$$

kus $\ddot{u}$ on ülekandesuhe, $\ddot{u} = \frac{w_1}{w}$, w_1 on võrevõnkeringi pooli selle osa keerdude arv, milledega toiteliin on ühendatud, w on võrevõnkeringi pooli üldine keerdude arv, Z_r on võrevõnkeringi resonantstakistus ja R_1 on toiteliini aktiivtakistus.

Kirjandus: 1, 4, 11 ja 40.

31. peatükk.

RESONANTSVÕIMENDAJAD.

31 — 1. Resonantsvõimendajatele esitatavaid nõudeid ja nende liigid.

Resonantsvõimendajateks nimetatakse A-klassi tööreziimis töötavaid pingevõimendajaid, milledes elektronlampide anoodvooluringide koormustakistusteks on võnkeringid. Resonantsvõimendajate täieliku teooria loojateks on nõukogude teadlased eesotsas V. I. Siforoviga.

Resonantsvõimendaja ülesandeks on kõrgsageduspinge võimendamine ja ühtlasi ka vajaliku sagedusriba eraldamine üldisest kõrgsagedusalast.

Resonantsvõimendajaid rakendatakse raadiovastuvõtjates kõrg- ja vahesagedusvõimendajatena.

Kõrgsagedusvõimendajatena kasutatakse tavaliselt üksikvõnkeringidega resonantsvõimendajaid, kuna vahesagedusvõimen-

dajatena on kasutusel peamiselt kaksikvõnkeringidega resonantsvõimendajad.

Üksikvõnkeringidega resonantsvõimendajad liigitatakse sõltuvalt võnkeringi lülitusviisist järgmiselt: 1) järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendajad, 2) rööbitise toitega kõrgsagedusvõimendajad, 3) autotransformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendajad.

Kaksikvõnkeringidega resonantsvõimendajaid nimetatakse lühendatult transformaatorsidestusega või erijuhul ka ribavõimendajateks ja neid liigitatakse sõltuvalt võnkeringide sidestusviisidest ja anoodvooluringi lülitusviisist järgmiselt: 1) transformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendajad, 2) transformaatorsidestusega ribavõimendajad, 3) autotransformaatorsidestusega ribavõimendajad ja 4) mahtuvusliku sidestusega ribavõimendajad.

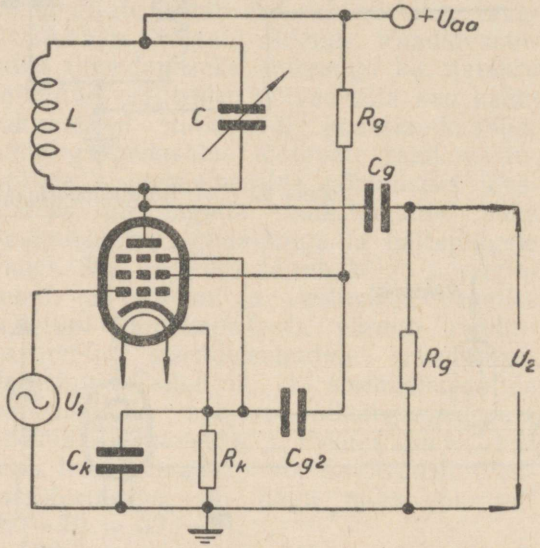
Resonantsvõimendajate tähtsamateks iseloomustussuurusteks on: sagedusastmik, tundlikkus, võimendus, selektiivsus, ribalaius ja töötamise stabiilsus. Nimetatud iseloomustussuuruste lähem kirjeldus leidub peatükis 28.

Hea töötamise stabiilsuse saavutamiseks rakendatakse resonantsvõimendajates eranditult pentoode, sest nendes on võre ja anoodi vaheline mahtuvus väike ning nad omavad suure võimendusteguri.

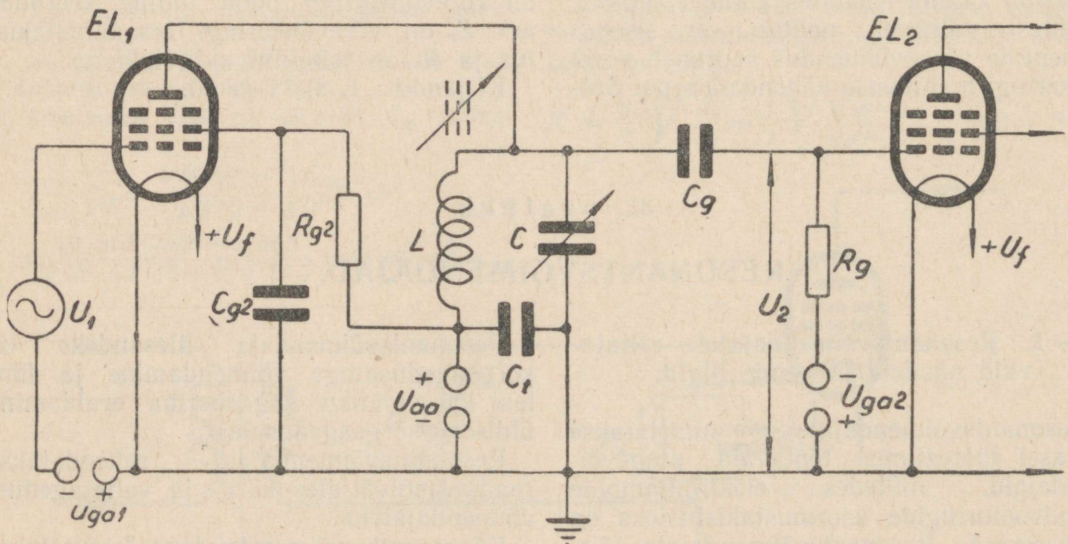
Kirjandus: 1, 11 ja 40.

31 — 2. Järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendajad.

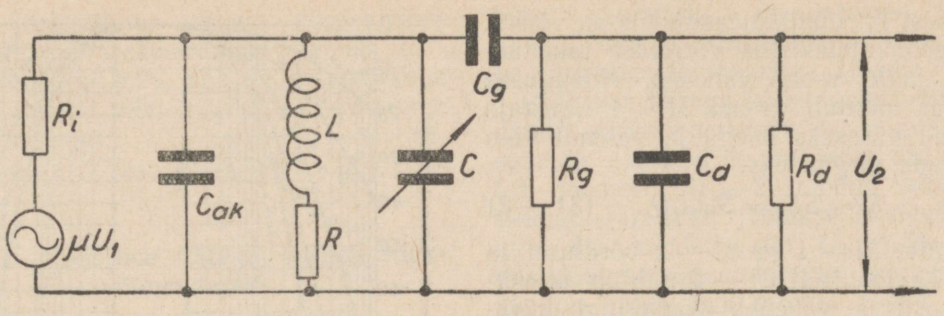
Järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendaja põhimõtteline skeem on sarnane madalsageduspingevõimendaja põhimõttelise skeemiga. Erinevus seisab ainult selles, et järjestikuse toitega kõrgsagedus-



Joonis 31 — 1. Järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem, milles võnkeringi häälestuskondensaator *C* on pingestatud.



Joonis 31 — 2. Järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem, milles võnkeringi häälestuskondensaatori *C* rootor on pingestamata.



Joonis 31 — 3. Järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendusastme ekvivalentskeem.

võimendajas elektronlampide anoodvooluringide koormustakistuseks on võnkeringid. Järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendusastmete põhimõttelised skeemid on toodud joonistel 31 — 1 ja 31 — 2.

Praktikas leiab joonisel 31 — 2 antud skeem laialdast kasutust, sest selles on võimalik sisendvõnkeringi ja anoodvõnkeringi kooshäälestamiseks rakendada kaksikpöördkondensaatorit. Selles skeemis nähtuv kondensaator C_t on vajalik pöördkondensaatori rootori eraldamiseks anoodalalispingest ning selle mahtuvus valitakse küllaldaselt suurena, 0,01 kuni 0,1 μF, et võnkeringi üldine mahtuvus märgatavalt ei väheneks.

Järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendusastme iseloomustussuuruste arvutusvalemite saamiseks asendatakse joonisel 31 — 1 kujutatud põhimõtteline skeem sellega ekvivalentse skeemiga (joonis 31 — 3).

Sellelt jooniselt näeme, et võrekondensaatori C_g mahtuvustakistus võimendatavas sagedusastmikus peab olema võimalikult väike. Sellest lähtudes valitakse praktikas C_g mahtuvusega 500 kuni 1000 pF. Niisugusel juhul C_g astme võimendust tunduvalt ei mõjuta ning seetõttu võib C_g ekvivalentskeemist ära jätta. Ekvivalentskeemi edasiseks lihtsustamiseks liidetakse sellel nähtuvad mahtuvused C_{ak} ja C_d nendega rööbiti asuva mahtuvusega C, mille tulemusena tegelikult muutub suuremaks võnkeringi algmahtuvus C_{min}. Võimendusastmele järgneva elektronlambi sisendtakistus R_d on normaalses tööreżiimis palju suurem võretakistusest R_g, mille tõttu R_d astme võimendust tunduvalt ei mõjuta, mistõttu selle võib ekvivalentskeemist ära jätta. Ülalnimetatud lihtsustuste tulemusena muutub järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendusastme ekvivalentskeem niisuguseks, nagu see nähtub jooniselt 31 — 4.

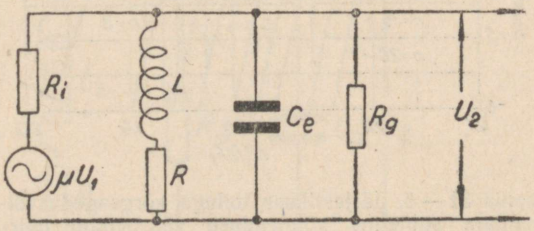
Vastavalt sellele ekvivalentskeemile on astme võimendus arvutatav valemiga:

$$K = \frac{\mu Z}{R_i + Z} = \frac{SZ}{1 + \frac{Z}{R_i}} = \frac{\frac{SZ_r R_g}{Z_r + R_g}}{1 + \frac{Z_r R_g}{R_i (Z_r + R_g)}} =$$

$$= \frac{SZ_r}{1 + \frac{Z_r}{R_i} + \frac{Z_r}{R_g}} = \frac{S\omega_r L Q_r}{1 + \frac{\omega_r L Q_r}{R_i} + \frac{\omega_r L Q_r}{R_g}}, \qquad (31 — 1)$$

kus S on elektronlambi tõus selle tööpunktis, Q_r on võnkeringi hüvetegur selle resonantssagedusel $f_r = \omega_r / 2\pi$ ja R_i on elektronlambi sisetakistus selle tööpunktis, teised tähised nähtuvad jooniselt.

Kõrgsagedusvõimendajates rakendatavatel pentoodidel on R_i tavaliselt palju suurem võnkeringi resonantstakistusest Z_r ning samuti on ka R_g takistus enamuses tunduvalt suurem võnkeringi resonants-



Joonis 31 — 4. Järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendusastme lihtsustatud ekvivalentskeem.

takistusest Z_r. Lühilaineastmikus on võnkeringi resonantstakistus võrreldes takistustega R_i ja R_g veelgi väiksem. Niisuguses olukorras muutub valemi 31 — 1 nimetaja ligikaudu võrdseks ühega ja valemit võib lihtsustada järgmiseks:

$$K = SZ_r = S\omega_r L Q_r. \qquad (31-2)$$

Valemite 31 — 1 ja 31 — 2 võrdlusel ja samuti ka jooniselt 31 — 4 nähtub, et võimendusastmes väheneb võnkeringi hüvetegur R_i ja R_g mõjutusel. Võimendusastmesse rakendatud võnkeringi ekvivalentne hüvetegur Q_e on vastavalt valemile 31 — 1 arvutatav valemiga:

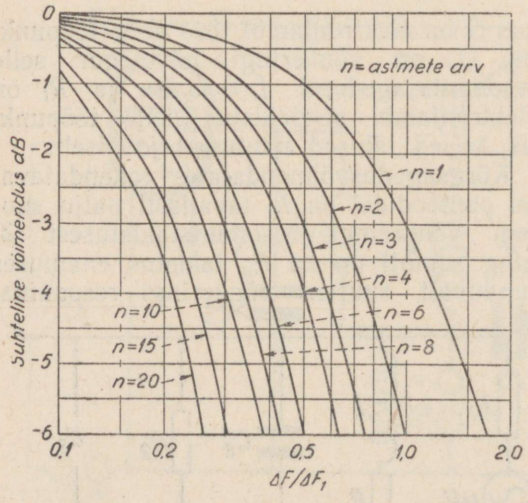
$$Q_e = \frac{Q_r}{1 + \frac{\omega_r L Q_r}{R_i} + \frac{\omega_r L Q_r}{R_g}}. \qquad (31-3)$$

Vastavalt võnkeringi ekvivalentsele hüvetegurile on võimalik peatükis 29 antud valemite ja graafikute abil määrata võimendusastme resonantskõvera kuju.

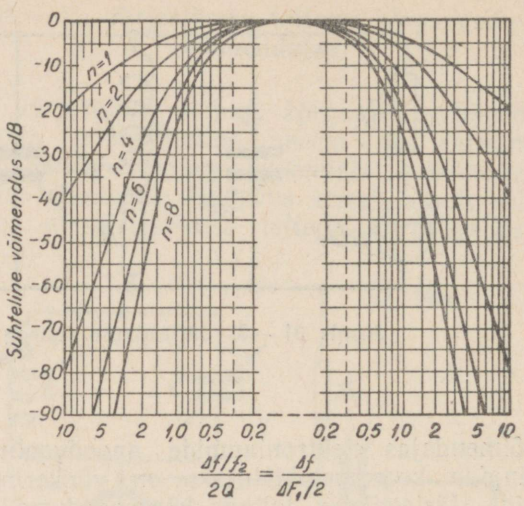
Võimendatava sagedusriba laius tingimusel, et astme pingevõimendus väheneb sagedusriba piirsagedustel $\sqrt{2}$ korda, arvutatakse valemiga:

$$\Delta F = \frac{f_r}{Q_e} \text{ Hz}, \qquad (31-4)$$

kus f_r on võnkeringi resonantssagedus.



Joonis 31 — 5. Järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendaja suhteline võimenduse vähenemine piirsagedustel sõltuvalt tegeliku ribalaiuse ja valemiga 31 — 4 arvutatud ühe astme ribalaiuse suhtest $\Delta F_n/\Delta F$ ning võimendaja astmete arvust n.



Joonis 31 — 6. Järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendaja suhteline võimenduse vähenemine sõltuvalt vastuvõetava sageduse kõrvalehäälestuse Δf ja $\Delta F/2$ suhtest ning võimendaja astmete arvust.

Võimendatava sagedusriba laius teistsugustes astme võimenduse vähenemise tingimustes leitakse jooniselt 31 — 5 nähtuva graafiku järgi.

Mitmeastmelise järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendaja sagedusriba laius arvutatakse valemiga:

$$\Delta F_n = \Delta F \sqrt{\left(\frac{1}{m}\right)^{\frac{1}{n}} - 1} \text{ Hz}, \qquad (31-5)$$

kus ΔF arvutatakse valemiga 31 — 4, n on võimendaja astmete arv, kusjuures need astmed peavad olema samased, ja m on võimendaja sagedusriba piirsagedustel ja resonantssagedusel arenevate väljandpingete suhe, s. o. $m = \frac{U_{\Delta f}}{U_r}$.

Vastavalt sellele valemile on valmistatud joonisel 31 — 6 toodud graafik, millest selgub, et võimendaja astmete arvu suurendamisel selle üldise resonantskõvera külgede tõus muutub suuremaks ja seega võimendaja selektiivsus suureneb.

Järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendusastme selektiivsustegur on arvutatav valemiga 30 — 7. Rahuldava selektiivsuse saavutamiseks peab täidetama tingimus, et koormusteguri arvväärtus ei tohi olla üle 0,25,

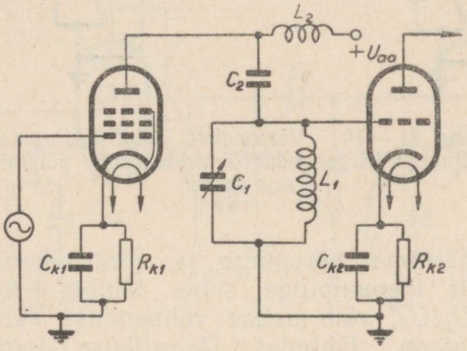
$$a = \frac{Z_r}{R_i} \leqslant 0{,}25. \qquad (31-6)$$

Kui järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendaja projekteerimisel ilmneb, et α on suurem kui 0,25, siis on otstarbekohasem rakendada mõnda teist liiki kõrgsagedusvõimendajat.

Kirjandus: 1, 38, 39 ja 40.

31 — 3. Rööbitise toitega kõrgsagedusvõimendajad.

Rööbitise toitega kõrgsagedusvõimendusaste erineb järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendusastmest selle poolest, et elektronlambi anoodvooluringi toidetakse paispooli L_2 kaudu ja et järgneva võimendusastme elektronlambil puudub võretakistus (joonis 31 — 7).



Joonis 31 — 7. Rööbitise toitega kõrgsagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem.

Sellelt jooniselt nähtuva kondensaatori C_2 mahtuvus valitakse 500 kuni 1000 pF samal kaalutlusel kui jooniselt 31 — 1 nähtuva kondensaatori C_g mahtuvuse valikul.

Rööbitise toitega kõrgsagedusvõimendusastme iseloomustussuuruste arvutusvalemite saamiseks asendatakse jooniselt 31 — 7 nähtuv põhimõtteline skeem sellega ekvivalentse skeemiga (joonis 31 — 8).

Rööbitise toitega kõrgsagedusvõimendusastme ekvivalentskeemi on võimalik lihtsustada samadel kaalutlustel kui lihtsustati joonisel 31 — 2 toodud ekvivalentskeemi. Järelikult jäetakse ekvivalentskeemist ära kondensaator C_2, mille mahtuvustakistus võimendatavas sagedusastmikus on väike, ega mõjuta astme võimendust kuigi palju. Takistus R_d on elektronlambi tööreziimis küllalt suur, mistõttu selle võib samuti ekvivalentskeemist ära jätta. Mahtuvused C_{ak} ja C_d ning pooli L_2 sisemahtuvus C_L liidetakse nendega rööbiti asuva võnkeringi kondensaatori mahtuvusega, millega suureneb võnkeringi üldine algmahtuvus C_{min}. Nende lihtsustamiste läbiviimisel muutub joonisel 31 — 8 toodud ekvivalentskeem niisuguseks, nagu on näha joonisel 31 — 9.

Sellelt jooniselt näeme, et võnkeringiga rööbiti on ühendatud paispooli induktiivsus ühes oma mähise aktiivtakistusega.

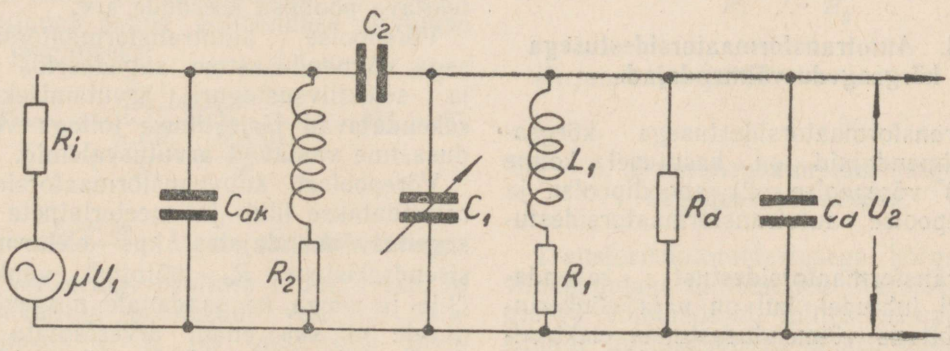
Vastavalt sellele ekvivalentskeemile on astme võimendus arvutatav valemiga:

$$K = \frac{\mu Z}{R_i + Z} = \frac{SZ}{1 + \frac{Z}{R_i}} = \frac{\frac{SZ_rZ_2}{Z_r + Z_2}}{1 + \frac{Z_rZ_2}{R_i(Z_r + Z_2)}} =$$

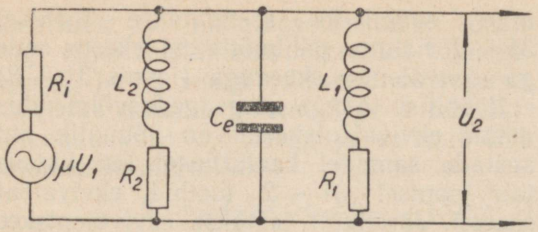
$$= \frac{SZ_r}{1 + \frac{Z_r}{R_i} + \frac{Z_r}{Z_2}}, \qquad (31 - 6)$$

kus Z_2 on paispooli impedants ja teised tähised on samad, mis valemis 31 — 1.

Valemite 31 — 1 ja 31 — 6 võrdlusel selgub, et valemi 31 — 6 nimetajas esineb



Joonis 31 — 8. Rööbitise toitega kõrgsagedusvõimendusastme ekvivalentskeem.



Joonis 31 — 9. Rööbitise toitega kõrgsagedusvõimendusastme lihtsustatud ekvivalentskeem.

paispooli impedants Z_2 samal kohal, kus valemis 31 — 1 esineb võretakistus R_g, kuna muus osas on need valemid samased. Sellest järeldub, et rööbitise toitega kõrgsagedusvõimendusastme arvutamiseks on rakendatavad kõik järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendusastme arvutuse valemid, kui nendesse võretakistuse R_g asemele asetada paispooli impedants Z_2. Ühtlasi nähtub valemist 31 — 6, et paispooli impedants peab olema õige tunduvalt suurem võnkeringi resonantstakistusest Z_r, sest suhte Z_r/Z_2 suurusest sõltub astme võimendus. Järelikult paispooli induktiivsus tuleb valida nii suur, et selle impedants Z_2 oleks vähemalt 5 kuni 10 korda suurem võnkeringi resonantstakistusest Z_r. Peale selle tuleb paispooli mähise sektsioonid valida niisugused, et nende omasagedused ei asuks võimendatavas sagedusastmikus, sest selline nähe halvendab võimendusastme töötamist. Rööbitise toitega kõrgsagedusvõimendaja paremuseks, võrreldes järjestikuse toitega võimendajaga on see, et võnkeringi kondensaator ei ole pingestatud anoodalalispingega, mis on küllaltki oluline paremus, sest pöördkondensaatori plaatide vaheline lühis ei tekita toiteseadmes avariid.

Kirjandus: 1, 40.

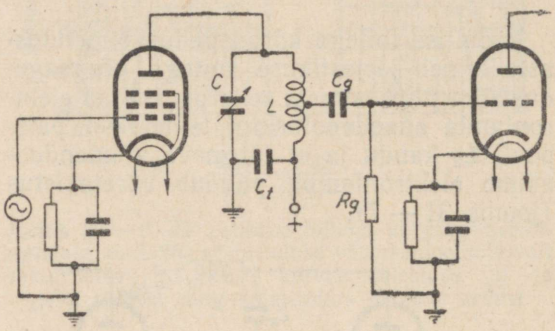
31 — 4. Autotransformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendajad.

Autotransformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendajaid on kasutusel kolme liiki: 1) võrepoolse, 2) anoodipoolse ja 3) kahepoolse autotransformaatorsidestusega.

Autotransformaatorsidestust rakendatakse eri juhtudel, kui on vaja võnkeringiga sobitada võimendusastmete elektronlampide väljand- ja sisendtakistusi.

1. Võrepoolse autotransformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 31 — 10.

See skeem sarnaneb üldiselt järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendusastme skeemiga. Erinevuseks on vaid see, et järgmise võimendusastme võrepingeks on ainult osa võnkeringi pooli klemmipingest.



Joonis 31 — 10. Võrepoolse autotransformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem.

Märkides võrepinge ja võrevõnkeringi pooli klemmipinge suhte tähisega $\ddot{u}_g = U_g/U_L$, võib astme võimenduse valemi kirjutada, lähtudes järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendusastme võimenduse valemist 31 — 1,

$$K = \frac{S\omega_r L Q_r \ddot{u}_g}{1 + \frac{\omega_r L Q_r}{R_i} + \frac{\omega_r L Q_r}{R_g}}, \qquad (31-7)$$

kus $\ddot{u}_g = \frac{U_g}{U_L} = \frac{w_1}{w}$, w on võnkeringi pooli üldine keerdude arv ja w_1 on võrepinget tekitava pooliosa keerdude arv.

Võrepoolse autotransformaatorsidestusega võimendusastme sagedusriba laiuse ja selektiivsusteguri arvutamiseks on rakendatavad järjestikuse toitega võimendusastme vastavad arvutusvalemid.

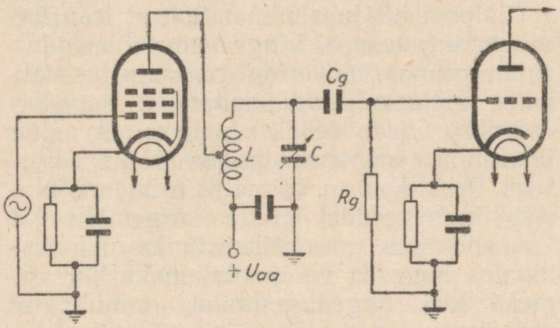
Võrepoolset autotransformaatorsidestust rakendatakse lühi- ja meeterlainete kõrgsagedusvõimendajates, kus elektronlambi sisendtakistuse R_d mõjutust võnkeringi Q-le ja seega ka saadavale pingevõimendusele ei saa enam arvestamata jätta. Autotransformaatorsidestuse korral suure-

neb $\frac{1}{\ddot{u}_g^2}$ korda võnkeringile rööbitiselt ülekanduv järgneva astme elektronlambi ekvivalentne sisendtakistus R_{de}

$$R_{de} = \frac{R_d}{\ddot{u}_g^2}.$$

Kuna teiseltpoolt $\ddot{u}_g$ vähendamisega võrdeliselt langeb ka pingevõimendus (valem 31 — 7), siis teatava optimaalse $\ddot{u}_g$ juures on võimalik saavutada maksimaalset pingevõimendust K.

2. Anoodipoolse autotransformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem on antud joonisel 31 — 11.



Joonis 31 — 11. Anoodipoolse autotransformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem.

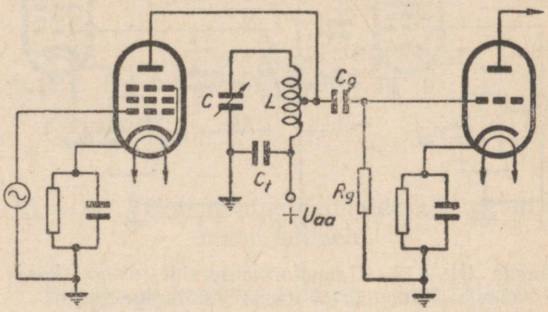
Sellelt jooniselt nähtub, et võrepingeks on võnkeringi pooli klemmipinge, kuid anoodvooluringis on ainult osa võnkeringi poolist. Muus osas jooniselt 31 — 11 nähtuv skeem sarnaneb joonisel 31 — 2 antud skeemiga. Seetõttu võib astme võimenduse arvutamisel lähtuda valemist 31 — 1, korrutades seda ülekandesuhtega $\ddot{u}_a$. Järelikult kujuneb astme võimenduse arvutuse valem järgmiseks:

$$K = \frac{S\omega_r L Q_r \ddot{u}_a}{1 + \frac{\omega_r L Q_r}{R_i} + \frac{\omega_r L Q_r}{R_g}}, \qquad (31 - 8)$$

kus $\ddot{u}_a = \frac{L_1 + M}{L}$, L_1 on anoodvooluringis asuva võnkeringi pooliosa induktiivsus, M on võnkeringi pooliosade vaheline ühisinduktiivsus ja L on võnkeringi pooli induktiivsus.

Võimendusastme sagedusriba laiuse ja selektiivsusteguri arvutamiseks on rakendatavad järjestikuse toitega võimendusastmete vastavad arvutusvalemid.

Anoodipoolset autotransformaatorsidestust rakendatakse juhul, kui võimenduslambi R_i oma väärtuselt osutub väiksemaks või võrdseks võnkeringi impedantsiga Z_r ning võimenduse tõstmise huvides soovitakse säilitada endine võnkeringi Q.



Joonis 31 — 12. Kahepoolse autotransformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem.

3. Kahepoolse autotransformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem on kujutatud joonisel 31 — 12.

Nagu sellelt jooniselt nähtub, on kahepoolse autotransformaatorsidestusega võimendusastme võimendus $\ddot{u}_g$ korda väiksem kui anoodipoolse autotransformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendusastme võimendus, järelikult astme võimenduse arvutusvalem on:

$$K = \frac{S\omega_r L Q_r \ddot{u}_a \ddot{u}_g}{1 + \frac{\omega_r L Q_r}{R_i} + \frac{\omega_r L Q_r}{R_g}}. \qquad (31 - 9)$$

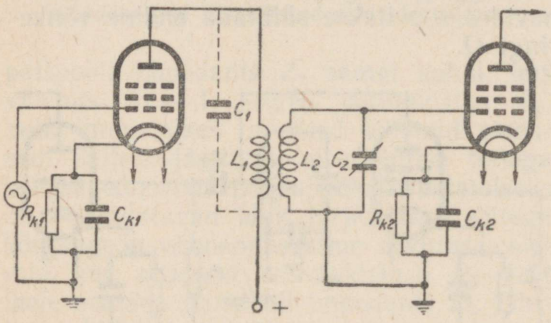
Kirjandus: 1 ja 40.

31 — 5. Transformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendajad.

Transformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendajaks nimetatakse kaksikvõnkeringidega võimendajat, milles primaarvõnkeringide omasagedused ei asu võimendatavas sagedusastmikus. Transformaatorsides-

tusega kõrgsagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem on toodud joonisel 31 — 13 ja selle ekvivalentskeem joonisel 31 — 14.

Ekvivalentskeemi koostamisel on selles ära jäetud järgneva võimendusastme elektronlambi sisendtakistus R_d, mille arväärtus elektronlambi normaalses töörežiimis on palju suurem kui Z_r ning seega astme võimendust tunduvalt ei mõjuta. Võimendusastme elektronlambi väljandmahtuvus C_{ak}, pooli L_1 sisemahtuvus C_L ja lülitusmahtuvus C_{l1} on liidetud ühiseks primaarvõnkeringi mahtuvuseks C_1:



Joonis 31 — 13. Transformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem.

$$C_1 = C_{ak} + C_L + C_{l1} \text{ F.}$$

Selle valemiga arvutatav C_1 mahtuvus on tavaliselt võrdne või suurem kui 20 pF. Järgneva võimendusastme elektronlambi sisendmahtuvus C_d on ekvivalentskeemis liidetud sekundaarvõnkeringi mahtuvusega, mis seega suurendab võnkeringi algmahtuvust. Vastavalt sellele ekvivalentskeemile ning lähtudes peatükis 29 antud valemist 29 — 31, on astme võimendus arvutatav valemiga:

$$K = \frac{S\omega_r M Q_r}{1 + \frac{(\omega_r M)^2}{R_i R_2}}, \qquad (31 - 10)$$

kus M on poolide L_1 ja L_2 ühisinduktiivsus, Q_r on sekundaarvõnkeringi hüvetegur ja R_2 on sekundaarvõnkeringi aktiivtakistus, teised tähised on samad mis valemis 31 — 1.

Pentoodiga võimendusastmes on R_i palju kordi suurem sekundaarvõnkeringist primaarvõnkeringi kanduvast impedantsist ning seetõttu võib valemit 31 — 10 lihtsustada järgmiseks:

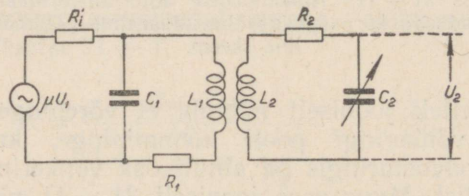
$$K = S\omega_r M Q_r. \qquad (31 - 11)$$

Võimendusastme sagedusriba laiuse ja selektiivsuse arvutamiseks vajaliku ekvivalentse võnkeringi hüvetegur Q_e on vastavalt valemile 31 — 10 arvutatav valemiga:

$$Q_e = \frac{Q_r}{1 + \frac{(\omega_r M)^2}{R_i + R_2}}. \qquad (31 - 12)$$

Vastavalt ekvivalentsele hüvetegurile on võimendusastme sagedusriba laius ja selektiivsustegur arvutatavad valemitega 31 — 4 ja 30 — 7.

Ülalpool oli juba nimetatud, et transformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendusastme primaarvõnkeringi omasagedus valitakse väljapoole võimendatavat sagedusastmikku. Seda tehakse selleks, et astme võimendus sagedusastmikus oleks ühtlasem. Praktikas on võimalik primaarvõnkeringi omasagedust valida kõrgemaks kui võimendatava sagedusastmiku maksimaalne sagedus või madalamaks kui võimendatava sagedusastmiku minimaalne sagedus.



Joonis 31 — 14. Transformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendusastme ekvivalentskeem.

Vastavalt ülalnimetatud eriolukordadele on astme võimenduse arvutusvalemit võimalik teisendada kaheks erivalemiks, analoogiliselt induktiivse sidestusega sisendelementide võimenduse arvutusvalemitele.

Esimesel juhul, kui $\omega_1 > \omega_{maks}$, on astme võimendus:

$$K = \frac{Q_2 MS}{L_1(b^2 - 1)\omega_2 C_1} = \frac{SZ_r M\omega_1^2}{L_2\omega_2^2(b^2 - 1)} =$$

$$= \frac{SZ_r Mb^2}{L_2(b^2 - 1)} = SZ_r k\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot \frac{b^2}{b^2 - 1}, \qquad (31 - 13)$$

kus $\omega_1 = \frac{1}{L_1 C_1}$, $b = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{f_1}{f_2}$, f_1 on primaarvõnkeringi omasagedus ja f_2 on sekundaarvõnkeringi resonantssagedus (vastuvõetav sagedus).

Teisel juhul, kui $\omega_1 < \omega_{min}$, on astme võimendus arvutatav valemiga:

$$K = SZ_r k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot \frac{b^2}{1 - b^2}. \quad (31 - 14)$$

Valemitest 31 — 13 ja 31 — 14 nähtub, et astme võimendus esimesel juhul suureneb vastuvõetava sagedusastmiku kõrgematel sagedustel, kuna teisel juhul suureneb astme võimendus sagedusastmiku madalamatel sagedustel.

Teine olukord annab sagedusastmikus ühtlasema võimenduse kui esimene, mistõttu on praktikas rohkem kasutusel.

Sidestusteguri k arvväärtuse arvutamisel tuleb arvestada järgmisi asjaolusid: sidestusteguri k suurendamisel suureneb astme võimendus, kuid ühtlasi suureneb ka sekundaarvõnkeringi kõrvalehäälestus. Järelikult sidestusteguri arvutamisel tuleb lähtuda maksimaalselt lubatavast kõrvalehäälestusest. Tavaliselt on mahtuvuse C_1 arvväärtus 20 kuni 25 pF ning see muutub elektronlampide vahetusel mitte üle 5 kuni 10%. Seetõttu võib sidestusteguri k arvutamiseks kasutada induktiivse antennisidestusega sisendelementide arvutamiseks antud valemeid.

Esimesel juhul, kui $\omega_1 > \omega_{maks}$, arvutatakse sidestustegur valemiga:

$$k = \frac{1}{\varkappa_1} \sqrt{\frac{2\delta_{maks}(\varkappa_1^2 p^2 - 1)(\varkappa_1^2 - 1)}{p^2 - 1}}. \quad (31 - 15)$$

Teisel juhul, kui $\omega_1 < \omega_{min}$, on sidestustegur arvutatav valemiga:

$$k = \sqrt{\frac{2\delta_{maks}(\varkappa_2^2 p^2 - 1)(\varkappa_2^2 - 1)}{p^2 - 1}}, \quad (31 - 16)$$

kus δ_{maks} on maksimaalselt lubatav kõrvalehäälestus sagedusastmikus, δ arvväärtus valitakse 0,3 kuni $2d_2$, p on sagedusastmiku tegur, $p = \frac{\omega_{maks}}{\omega_{min}} = \frac{f_{maks}}{f_{min}}$, tegur $\varkappa_1 = \omega_1/\omega_{maks}$ ja tegur $\varkappa_2 = \omega_{min}/\omega$.

Primaarvõnkeringi induktiivsuse L_1 arvutamisel lähtutakse samuti induktiivse sidestusega sisendelementide kirjelduses antud valemitest.

Esimesel juhul, kui $\omega_1 > \omega_{maks}$ ($\omega_1 = \varkappa_1 \omega_{maks}$), arvutatakse L_1 valemiga:

$$L_1 = \frac{0{,}28\lambda_{min}^2}{\varkappa_1^2 C_1} \mu H. \quad (31 - 17)$$

Teisel juhul, kui $\omega_1 < \omega_{min}$ $\left(\omega_1 = \frac{\omega_{min}}{\varkappa_2}\right)$, on L_1 arvutatav valemiga:

$$L_1 = \frac{0{,}28\varkappa_2^2 \lambda_{maks}}{C_1} \mu H, \quad (31 - 18)$$

kus C_1 on primaarvõnkeringi üldine mahtuvus, $C_1 = C_{ak} + C_L + C_{II}$ pF.

Kirjandus: 1, 40.

31 — 6. Kõrgsagedusvõimendajate arvutamise juhiseid.

Kõrgsagedusvõimendajate arvutamisel tuleb silmas pidada veel mõningaid lisatingimusi, milliseid alljärgnevalt kirjeldatakse.

1. Kõrgsagedusvõimendajas võib elektronlambi anoodi ja võre vahelise mahtuvuse kaudu võrele tagasikanduva energia mõjutusel areneda võimendusastme endaergutus. Võimendusastme endaergutus võib tekkida ainult siis, kui elektronlambi sisendtakistus muutub negatiivseks, s. t. kui

$$R_d < 0.$$

Selline olukord võib tekkida, kui võimendatav sagedus on madalam võimendusastme elektronlambi anoodkoormuseks oleva võnkeringi omasagedusest. Peamiseks endaergutuse põhjustajaks on elektronlambi võre- ja anoodivaheline mahtuvus C_{ga}. Praktiliste katsete ja teoreetiliste arvutuste tulemusena on üldtuntud nõukogude teadlase V. I. Siforovi poolt koostatud alljärgnevad valemid, milledega on võimalik arvutada kõrgsagedusvõimendaja ühe astme maksimaalset võimendust. Nendes valemites esineva töötamise stabiilsuse teguri G arvväärtus valitakse 0,8 kuni 0,9 sõltuvalt sellest, millist töötamise stabiilsuse reservi soovitakse saada.

Üheastmelises võimendajas:

$$K_1 \leqslant \sqrt{2(1 - G)\frac{S}{\omega C_{ga}}}, \quad (31 - 19)$$

kaheastmelises võimendajas:

$$K_1 \leqslant \sqrt{(1-G)\frac{S}{\omega C_{ga}}}, \quad (31-20)$$

kolmeastmelises võimendajas:

$$K_1 \leqslant \sqrt{0{,}76(1-G)\frac{S}{\omega C_{ga}}}, \quad (31-21)$$

neljaastmelises võimendajas:

$$K_1 \leqslant \sqrt{0{,}67(1-G)\frac{S}{\omega C_{ga}}}, \quad (31-22)$$

viieastmelises võimendajas:

$$K_1 \leqslant \sqrt{0{,}62(1-G)\frac{S}{\omega C_{ga}}}, \quad (31-23)$$

kuueastmelises võimendajas:

$$K_1 \leqslant \sqrt{0{,}58(1-G)\frac{S}{\omega C_{ga}}}, \quad (31-24)$$

n-astmelises võimendajas, kui $n > 6$:

$$K_1 \leqslant \sqrt{0{,}5(1-G)\frac{S}{\omega C_{ga}}},$$

kus S on võimendusastme elektronlambi tõus selle tööpunktis ja C_{ga} on sama elektronlambi võre- ja anoodivaheline mahtuvus.

Kõrgsagedusvõimendaja töötamise stabiilsust tuleb kontrollida võimendatava sagedusastmiku maksimaalsel sagedusel, sest seal on võimendaja endaergutuse võimalused kõige suuremad.

Töötamise stabiilsuse tingimustest nähtub, et tavalised trioodid suure võre- ja anoodivahelise mahtuvuse tõttu kõrgsagedusvõimendajates kasutamiseks ei sobi, sest selle toimel areneb võimendaja endaergutus. Praktikas kasutatakse kõrgsagedusvõimendajates ainult pentoode, sest nendel on mõnesuguseid paremusi võrreldes tetroodidega. Pentoodide peamisteks paremusteks on: 1) nende suurem tõus ja 2) μ ning R_i muutus sõltub anood- ja varivõrepingetest vähem kui tetroodidel. Viimasena nimetatud paremus on eriti tähtis patareidest toidetavates võimendajates.

Kõrgsagedusvõimendaja arvutamisel määratakse esimesena sagedusastmiku tegur:

$$p = \frac{f_{maks}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{C_{0maks}}{C_{0min}}} = \sqrt{\frac{C_{maks}+C_0}{C_{min}+C_0}}. \quad (31-26)$$

Suure sagedusastmiku valikut tõkestavad järgmised asjaolud: 1) pöördkondensaatori maksimaalse ja minimaalse mahtuvuse vahe ΔC muutub liiga suureks, 2) võimendaja võimendus sagedusastmikus muutub palju, 3) võimendaja häälestamine vastuvõetavale saatesagedusele muutub tülikaks, sest et saatesageduste vahekaugus skaalal muutub väikeseks.

Sagedusastmiku tegur valitakse tavaliselt 1,5 kuni 3, kusjuures lühilaineastmikus tuleb valida p väiksem, sest vastasel korral muutub võimendus sagedusastmikus eriti tunduvalt, ühtlasi osutub häälestamine väga tülikaks.

Võnkeringi pooli induktiivsuse arvutamiseks võib kasutada resonantssageduse arvutusvalemist tuletatud või alljärgnevat valemit:

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{\Delta C} \cdot \frac{f_{maks}^2 - f_{min}^2}{f_{maks}^2 \cdot f_{min}^2} \ \mu\text{H}, \quad (31-27)$$

kus $\Delta C = C_{kmaks} - C_{kmin}$ on võnkeringi maksimaalne ja minimaalse mahtuvuse vahe pikofaradites ja f_{maks}, f_{min} on sagedusastmiku piirsagedused, kilohertsides.

Vastavalt arvutatud L suurusele määratakse orienteerivalt võnkeringi sumbumus d. Sumbumuse määramisel tuleb kasutada võnkeringide poolide konstruktiivarvutuse juhistes antud valemeid. Täpsemalt on d suurust võimalik määrata pärast pooli valmistamist selle mõõtmisel.

Ülalantud valemite rakendamist selgitatakse alljärgnevas näites.

Näide 31 — 1.

Arvutada kõrgsagedusvõimendaja vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele: 1) sagedusala 3,33 kuni 25 MHz (laineala 12 kuni 90 m), 2) võimendus $K \geqslant 50$, 3) sagedusriba laius $\Delta F \geqslant 10$ kHz, 4) selektiivsustegur $\Delta f = 300$ kHz juures peab olema vähemalt 20 ($\sigma_{ü} \geqslant 20$), 5) rakendatavad elektronlambid 6K7, 6) häälestuskondensaatori mahtuvus $C_{kmin} = 15$ pF ja $C_{kmaks} = 200$ pF, 7) sumbumus sagedusalas 6,5 kuni 26 MHz, $d_1 \geqslant 0{,}005$ ja sagedusalas 3,33 kuni 6,5 MHz, $d_2 \geqslant 0{,}008$.

Lahendus.

1. Arvutatakse võimendusastme sisendmahtuvus C_d, valides järgmise astme võimenduse orienteerivalt 50:

$$C_d = C_{gk} + C_{ga}(1+50) = 7 + 0{,}005 \cdot 50 = 7{,}25 \text{ pF}.$$

2. Arvutatakse võimendusastme võnkeringile lisanduv üldine algmahtuvus C_0:

$$C_o = C_{ak} + C_d + C_L + C_l =$$
$$= 12 + 7{,}25 + 8 + 10 = 37{,}25 \text{ pF}.$$

Valitakse $C_o = 37$ pF.

3) Arvutatakse häälestuskondensaatoriga saavutatava sagedusastmiku teguri arvväärtus:

$$p_k = \sqrt{\frac{C_{kmaks} + C_o}{C_{kmin} + C_o}} = \sqrt{\frac{200 + 37}{15 + 37}} = 2{,}14.$$

4. Arvutatakse võimendaja sagedusala teguri arvväärtus:

$$p_ü = \frac{f_{maks}}{f_{min}} = \frac{25}{3{,}33} = 7{,}51.$$

Sellest nähtub, et võimendatava sagedusala tegur $p_ü$ on palju suurem antud kondensaatoriga saavutatavast sagedusastmiku tegurist. Seetõttu antud sagedusala võimendamiseks tuleb see jagada mitmeks sagedusastmikuks, millede sagedusastmikkude tegurid on võrdsed või väiksemad kui p_k:

$$p_1 \leqslant p_k.$$

5. Arvutatakse sagedusastmikkude arv tingimusest:

$$p_k \geqslant \sqrt[n]{p_ü},$$

kusjuures n peab olema täisarv.

Valides $n = 2$, saadakse:

$$p_1 = \sqrt{7{,}51} = 2{,}74,$$

mis ei vasta tingimusele $p_1 \leqslant p_k$, järelikult tuleb valida $n = 3$ ja arvutamist korrata:

$$p_1 = \sqrt[3]{7{,}51} = 1{,}96,$$

mis vastab tingimusele $p_1 \geqslant p_k$. Sellest nähtub, et tuleb valida kolm sagedusastmikku.

6. Arvutatakse sagedusastmikud vastavalt leitud p_1 väärtusele:

1) sagedusastmik I on

$$f_{maks} \text{ kuni } \frac{f_{maks}}{p_1} = 25 \text{ kuni } 12{,}8 \text{ MHz},$$

2) sagedusastmik II on

$$\frac{f_{maks}}{p_1} \text{ kuni } \frac{f_{maks}}{p_1^2} = 12{,}8 \text{ kuni } 6{,}5 \text{ MHz},$$

3) sagedusastmik III on

$$\frac{f_{maks}}{p_1^2} \text{ kuni } f_{min} = 6{,}5 \text{ kuni } 3{,}33 \text{ MHz}.$$

Praktikas peavad aga sagedusastmikud üksteist katma vähemalt 2% ning sellele vastavalt arvutatakse lõplikud sagedusastmikud:

1) sagedusastmik I 25,5 kuni 12,54 MHz,
2) sagedusastmik II 13,06 kuni 6,37 MHz ja
3) sagedusastmik III 6,63 kuni 3,26 MHz.

Järelikult tegelik sagedusastmiku tegur on:

$$p = p_1 \cdot 1{,}04 = 1{,}96 \cdot 1{,}04 = 2{,}04.$$

7. Arvutatakse võnkeringi üldine algmahtuvus C_{omin}:

$$C_{omin} = \frac{C_{maks} - p^2 C_{min}}{p^2 - 1} = \frac{200 - 2{,}04^2 \cdot 15}{2{,}04^2 - 1} = 44 \text{ pF}.$$

Kuna ülal arvutatud $C_{min} = 37$ pF, siis on vajalik lisada trimmer mahtuvusega

$$C_t = C_{omin} - C_{min} = 44 - 37 = 7 \text{ pF}.$$

8. Arvutatakse igasse sagedusastmikku vajaliku võnkeringi pooli induktiivsus.

1) sagedusastmikus I

$$L_1 = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{\Delta C} \cdot \frac{f_{maks}^2 - f_{min}^2}{f_{maks}^2 \cdot f_{min}^2} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{200 - 15} \cdot$$
$$\cdot \frac{(25{,}5 \cdot 10^3)^2 - (12{,}54 \cdot 10^3)^2}{(25{,}5 \cdot 10^3)^2 (12{,}54 \cdot 10^3)^2} = 0{,}66 \ \mu\text{H},$$

2) sagedusastmikus II

$$L_2 = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{185} \cdot \frac{(13{,}06 \cdot 10^3)^2 - (6{,}37 \cdot 10^3)^2}{(13{,}06 \cdot 10^3)^2 (6{,}37 \cdot 10^3)^2} =$$
$$= 2{,}54 \ \mu\text{H},$$

3) sagedusastmikus III

$$L_3 = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{185} \cdot \frac{(6{,}63 \cdot 10^3)^2 - (3{,}26 \cdot 10^3)^2}{(6{,}63 \cdot 10^3)^2 (3{,}26 \cdot 10^3)^2} =$$
$$= 9{,}85 \ \mu\text{H}.$$

9. Valitakse järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendaja lülitusskeem ja kontrollitakse, kas sellega on võimalik rahuldada antud tehnilisi tingimusi. Selleks arvutatakse võnkeringi resonantstakistused iga sagedusastmiku kolmes punktis:

1) Z_r sagedusastmiku I minimaalsel sagedusel (12,54 MHz):

$$Z_{11} = Q_1 \omega L_1 = \frac{\omega L_1}{d_1} =$$
$$\frac{2\pi \cdot 12{,}54 \cdot 10^6 \cdot 0{,}66 \cdot 10^{-6}}{0{,}005} = 10{,}4 \cdot 10^3 \ \Omega.$$

2) Z_r sagedusastmiku I kesksagedusel (19,02 MHz):

$$Z_{12} = \frac{\omega L_1}{d_1} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 19{,}02 \cdot 10^6 \cdot 0{,}66 \cdot 10^{-6}}{0{,}005} =$$
$$= 15{,}9 \cdot 10^3 \ \Omega.$$

3) Z_r sagedusastmiku I maksimaalsel sagedusel (25,5 MHz):

$$Z_{13} = \frac{\omega L_1}{d_1} = \frac{2\pi \cdot 25{,}5 \cdot 10^6 \cdot 0{,}66 \cdot 10^{-6}}{0{,}005} =$$
$$= 21{,}1 \cdot 10^3 \ \Omega.$$

4) Z_r sagedusastmiku II minimaalsel sagedusel (6,37 MHz):

$$Z_{21} = \frac{\omega L_1}{d_1} = \frac{2\pi \cdot 6{,}37 \cdot 10^6 \cdot 2{,}54 \cdot 10^{-6}}{0{,}008} = 12{,}7 \cdot 10^3\ \Omega.$$

5) Z_r sagedusastmiku II kesksagedusel (9,71 MHz):

$$Z_{22} = \frac{\omega L_2}{d_1} = \frac{2\pi \cdot 9{,}71 \cdot 10^6 \cdot 2{,}54 \cdot 10^{-6}}{0{,}005} = 31 \cdot 10^3\ \Omega.$$

6) Z_r sagedusastmiku II maksimaalsel sagedusel (13,6 MHz):

$$Z_{23} = \frac{\omega L_2}{d_1} = \frac{2\pi \cdot 13{,}06 \cdot 10^6 \cdot 2{,}54 \cdot 10^{-6}}{0{,}005} = 41{,}7 \cdot 10^3\ \Omega.$$

7) Z_r sagedusastmiku III minimaalsel sagedusel (3,26 MHz):

$$Z_{31} = \frac{\omega L_3}{d_2} = \frac{2\pi \cdot 3 \cdot 26 \cdot 10^6 \cdot 9{,}85 \cdot 10^{-6}}{0{,}008} = 25{,}10 \cdot 10^3\ \Omega.$$

8) Z_r sagedusastmiku III kesksagedusel (4,94 MHz):

$$Z_{32} = \frac{\omega L_3}{d_2} = \frac{2\pi \cdot 4{,}94 \cdot 10^6 \cdot 9{,}85 \cdot 10^{-6}}{0{,}008} = 38{,}2 \cdot 10^3\ \Omega.$$

9) Z_r sagedusastmiku III maksimaalsel sagedusel (6,63 MHz):

$$Z_{33} = \frac{\omega L_3}{d_2} = \frac{2\pi \cdot 6{,}63 \cdot 10^6 \cdot 9{,}85 \cdot 10^{-6}}{0{,}008} = 51{,}1 \cdot 10^3\ \Omega.$$

10. Arvutatakse järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendusastme võimendus valemiga 31 — 2, sest $Z_r \ll R_i$. Selleks leitakse elektronlambi 6K7 tõus elektronlambi iseloomustussuuruste tabelist. Vastavast tabelist nähtub, et maksimaalne tõus on 1,65.

Kõrgsagedusvõimendusastme võimendus arvutatakse sagedusel, millel võnkeringi resonantstakistus saadi kõige väiksem, s. t. 12,54 MHz juures:

$$K_1 = SZ_{11} = 1{,}65 \cdot 10^{-3} \cdot 10{,}4 \cdot 10^3 = 17{,}1.$$

Sellest nähtub, et tehnilistes tingimustes antud võimendust ühe võimendusastmega ei saavutata, vaid tuleb valida kaheastmeline võimendaja. Kaheastmelise võimendaja võimendus on:

$$K_2 = K_1^2 = 17{,}1^2 = 292.$$

Järelikult kaheastmelise võimendaja võimendus rahuldab tehnilistes tingimustes antud võimenduse tingimust.

11. Kontrollitakse valitud võimendaja töötamise stabiilsuse tingimust valemiga 31 — 20 iga sagedusastmiku maksimaalsel sagedusel, valides $G = 0{,}8$.

1) sagedusastmiku I maksimaalsel sagedusel:

$$K_1 \leqslant \sqrt{(1-G)\frac{S}{\omega C_{ga}}} = \sqrt{(1-0{,}8) \cdot \frac{1{,}65 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 25{,}5 \cdot 10^6 \cdot 0{,}005 \cdot 10^{-12}}} = 20{,}2.$$

Tegelik astme võimendus sellel sagedusel on:

$$K_{13} = SZ_{13} = 1{,}65 \cdot 10^{-3} \cdot 21{,}1 \cdot 10^3 = 34{,}9.$$

Sellest nähtub, et töötamise stabiilsuse tingimus esimeses sagedusastmikus ei ole täidetud. Järelikult käesoleval juhul järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendaja kasutamine ei ole võimalik ning seetõttu arvutust jätkata ei ole mõtet. Edasiarvutamiseks valitakse transformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendaja ja kontrollitakse, kas see rahuldab antud tehnilisi tingimusi.

12. Arvutatakse vajalik sidestustegur sagedusalas, tingimusel, et $\omega_1 < \omega_{min}$. Selleks valitakse $\delta = 2d$ ja $x_2 = \omega_{min}/\omega_1 = 2$.

1) Sagedusastmikus I:

$$k = \sqrt{\frac{2\delta(x_2^2 p^2 - 1)(x_2^2 - 1)}{p^2 - 1}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 2 \cdot 0{,}005\,(2^2 \cdot 2{,}04^2 - 1)(2^2 - 1)}{2{,}04^2 - 1}} = 0{,}56.$$

2) Sagedusastmikus II on sidestustegur sama, sest δ arvväärtus selles sagedusastmikus on samuti 0,005.

3) Sagedusastmikus III on $\delta = d = 0{,}008$ ning järelikult muutub ka k väärtus:

$$k = \sqrt{\frac{2 \cdot 0{,}016\,(16{,}6 - 1)(4 - 1)}{4{,}15 - 1}} = 0{,}69.$$

13. Arvutatakse primaarvõnkeringide induktiivsused valemiga 31 — 18, milleks eelnevalt määratakse orienteerivalt mahtuvus C_1, valides $C_L = 8$ pF ja $C_l = 5$ pF:

$$C_1 = C_{ak} + C_L + C_l = 12 + 8 + 5 = 25\ \text{pF}.$$

Samuti arvutatakse iga sagedusastmiku maksimaalne lainepikkus:

$$\lambda_{1maks} = \frac{3 \cdot 10^8}{12{,}54 \cdot 10^6} = 24\ \text{m},$$

$$\lambda_{2maks} = \frac{3 \cdot 10^8}{6{,}37 \cdot 10^6} = 47\ \text{m},$$

$$\lambda_{3maks} = \frac{3 \cdot 10^8}{3{,}26 \cdot 10^6} = 92\ \text{m}.$$

1) Esimeses sagedusastmikus on primaarvõnkeringi induktiivsus:

$$L_{11} = \frac{0{,}28 \cdot x_2^2 \lambda_{1maks}^2}{C_1} = \frac{0{,}25 \cdot 2^2 \cdot 24^2}{25} = 25{,}8\ \mu\text{H}.$$

2) Teises sagedusastmikus on primaarvõnkeringi induktiivsus:

$$L_{21} = \frac{0{,}28 \cdot 2^2 \cdot 47^2}{25} = 98{,}5\ \mu\text{H}.$$

3) Kolmandas sagedusastmikus on primaarvõnkeringi induktiivsus:

$$L_{31} = \frac{0{,}28 \cdot 2^2 \cdot 92^2}{25} = 378\ \mu\text{H}.$$

14. Arvutatakse astme võimendused iga sagedusastmikus kolmes punktis:

1) sagedusastmiku I minimaalsel sagedusel

$$K_{11} = SZ_{11}k \sqrt{\frac{L_{11}}{L_1}} \cdot \frac{b^2}{1-b^2} = 1{,}65 \cdot 10^{-3} \cdot 10{,}4 \cdot 10^3 \cdot 0{,}56 \cdot \sqrt{\frac{25{,}8}{0{,}66}} \cdot \frac{\left(\frac{12{,}54}{2 \cdot 12{,}54}\right)^2}{1-\left(\frac{12{,}54}{2 \cdot 12{,}54}\right)^2} = 19{,}8,$$

2) sagedusastmiku I kesksagedusel

$$K_{12} = SZ_{12}k \sqrt{\frac{L_{11}}{L_1}} \cdot \frac{b^2}{1-b^2} = 1{,}65 \cdot 10^{-3} \cdot 15{,}9 \cdot 10^3 \cdot 0{,}55 \sqrt{\frac{25{,}8}{0{,}66}} \cdot \frac{\left(\frac{12{,}54}{2 \cdot 19{,}02}\right)^2}{1-\left(\frac{12{,}54}{2 \cdot 19{,}02}\right)^2} = 10{,}6,$$

3) sagedusastmiku I maksimaalsel sagedusel:

$$K_{13} = 1{,}65 \cdot 10^{-3} \cdot 21{,}1 \cdot 10^3 \cdot 0{,}55 \cdot 6{,}26 \frac{\left(\frac{12{,}54}{2 \cdot 25{,}5}\right)^2}{1-\left(\frac{12{,}54}{2 \cdot 25{,}5}\right)^2} = 7{,}8,$$

4) sagedusastmiku II minimaalsel sagedusel:

$$K_{21} = 1{,}65 \cdot 10^{-3} \cdot 12{,}7 \cdot 10^3 \cdot 0{,}55 \sqrt{\frac{98{,}5}{2{,}54}} \cdot \frac{\left(\frac{6{,}37}{2 \cdot 6{,}37}\right)^2}{1-\left(\frac{6{,}37}{2 \cdot 6{,}37}\right)^2} = 23{,}9,$$

5) sagedusastmiku II kesksagedusel:

$$K_{22} = 5{,}65 \cdot 31 \frac{\left(\frac{6{,}37}{2 \cdot 9{,}71}\right)^2}{1-\left(\frac{6{,}37}{2 \cdot 9{,}71}\right)^2} = 21,$$

6) sagedusastmiku II maksimaalsel sagedusel:

$$K_{23} = 5{,}65 \cdot 41{,}7 \frac{\left(\frac{6{,}37}{2 \cdot 13{,}06}\right)^2}{1-\left(\frac{6{,}37}{2 \cdot 13{,}06}\right)^2} = 15{,}3,$$

7) sagedusastmiku III minimaalsel sagedusel:

$$K_{31} = 1{,}65 \cdot 10^{-3} \cdot 25{,}1 \cdot 10^3 \cdot 0{,}69 \sqrt{\frac{378}{9{,}85}} \cdot \frac{\left(\frac{3{,}26}{2 \cdot 3{,}26}\right)^2}{1-\left(\frac{3{,}26}{2 \cdot 3{,}26}\right)^2} = 59,$$

8) sagedusastmiku III kesksagedusel:

$$K_{32} = 7{,}05 \cdot 38{,}2 \frac{\left(\frac{3{,}26}{2 \cdot 4{,}94}\right)^2}{1-\left(\frac{3{,}26}{2 \cdot 4{,}94}\right)^2} = 32{,}5,$$

9) sagedusastmiku III maksimaalsel sagedusel:

$$K_{33} = 7{,}05 \cdot 51{,}1 \frac{\left(\frac{3{,}26}{2 \cdot 6{,}63}\right)^2}{1\left(\frac{3{,}26}{2 \cdot 6{,}63}\right)^2} = 23{,}4.$$

Arvutatud võimenduse arvväärtustest näeme, et kõige väiksem võimendus areneb sageduastmiku I maksimaalsel sagedusel. Sellele minimaalsele astme võimendusele vastavalt määratakse vajalik võimendusastmete arv. Käesoleval juhul rahuldab antud tehnilisi tingimusi kaheastmeline võimendaja, sest:

$$K_2 = K_1^2 = 7{,}8^2 = 61.$$

15. Kontrollitakse võimendaja töötamise stabiilsust samadel tingimustel kui eespool. Tehtud arvutustest näeme, et esimeses sagedusastmikus on töötamise stabiilsuse tingimus täidetud, sest $K_{13} = 7{,}8 < 20{,}2$.

Teise sagedusastmiku maksimaalsel sagedusel leitakse vastavalt valemile 31 — 20:

$$K_1 = \sqrt{(1-G)\frac{S}{\omega C_{ga}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{0{,}2 \cdot 1{,}65 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 13{,}06 \cdot 10^6 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-14}}} = 28{,}4.$$

Kuna $K_{23} = 15{,}3 < 28{,}4$, siis teises sagedusastmikus on stabiilsuse tingimus täidetud.

Kolmanda sagedusastmiku maksimaalsel sagedusel leitakse vastavalt valemile 31 — 20

$$K_1 = \sqrt{\frac{0{,}2 \cdot 1{,}65 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 6{,}63 \cdot 10^{6} \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-14}}} = 39.$$

Sellest nähtub, et ka kolmandas sagedusastmikus on stabiilsuse tingimus täidetud, sest $K_{33} = 23{,}4 < 39$.

16. Kontrollitakse, kas valitud võimendaja selektiivsuse tingimust rahuldab. Seda tuleb teha esimese sagedusastmiku maksimaalsel sagedusel:

$$\sigma_{ü} = \sigma_1^n = \sigma_1^2 = \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta F}{df_a}\right)^2}\right]^2 = 1 + \left(\frac{\Delta F}{df_r}\right)^2.$$

1) Esimeses sagedusastmikus on:

$$\sigma_{ü} = 1 + \left(\frac{2 \cdot 300 \cdot 10^{3}}{0{,}005 \cdot 25{,}5 \cdot 10^{6}}\right)^2 = 23,$$

millest nähtub, et kaheastmelise võimendajaga saavutatakse nõutav selektiivsusteguri arvväärtus. Seetõttu valitakse kaheastmeline võimendaja ja kontrollitakse, kas see rahuldab antud sagedusriba laiuse tingimust.

17. Arvutatakse kaheastmelise võimendaja sagedusriba laiused iga sagedusastmiku kolmes punktis valemiga:

$$\Delta F = df_r \sqrt{\sqrt[n]{\sigma} - 1},$$

kusjuures σ valitakse praktikas $\sqrt{2}$ kuni 2. Käesoleval juhul valitakse $\sigma = \sqrt{2} = 1{,}41$.

1) Esimese sagedusastmiku minimaalsel sagedusel on ΔF_{11}:

$$\Delta F_{11} = 0{,}005 \cdot 12{,}54 \cdot 10^{6} \sqrt{\sqrt{1{,}41} - 1} = 27{,}4 \cdot 10^{3} \text{ Hz}.$$

2) Teise sagedusastmiku minimaalsel sagedusel on ΔF_{21}:

$$\Delta F_{21} = 0{,}005 \cdot 6{,}37 \cdot 10^{6} \cdot 0{,}435 = 13{,}9 \cdot 10^{3} \text{ Hz}.$$

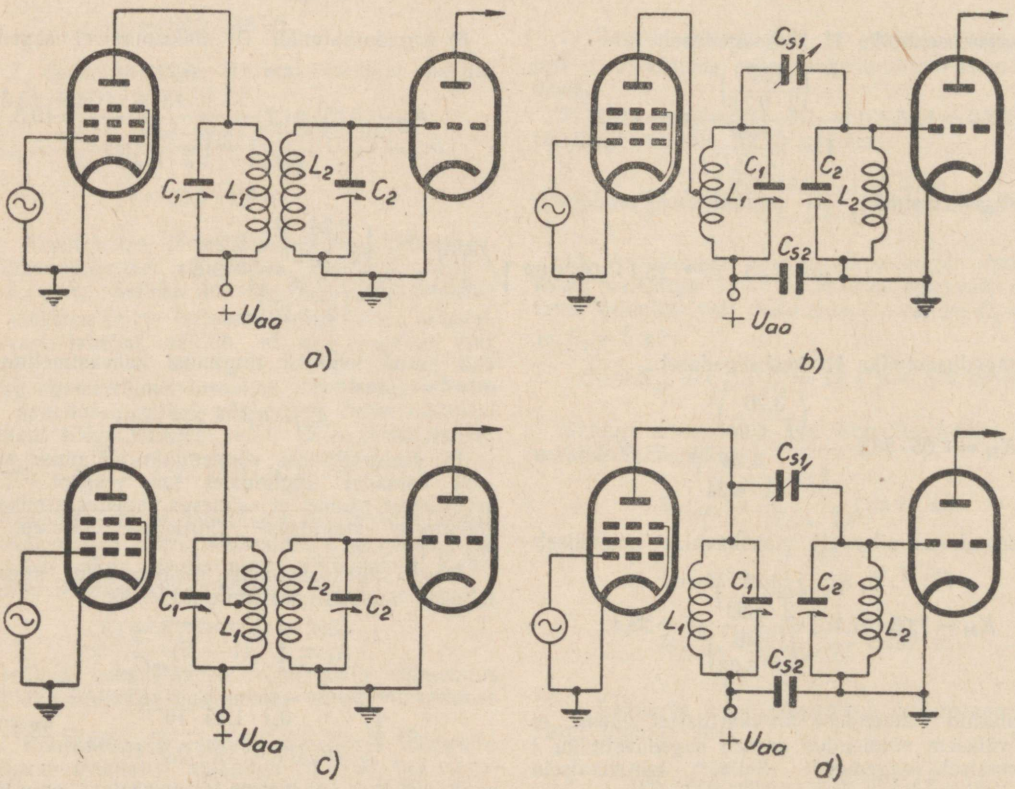
3) Kolmanda sagedusastmiku minimaalsel sagedusel on ΔF_{31}:

$$\Delta F_{31} = 0{,}008 \cdot 3{,}26 \cdot 10^{6} \cdot 0{,}435 = 11{,}4 \cdot 10^{3} \text{ Hz}.$$

Arvutatud ΔF arvväärtusest nähtub, et sagedusriba laiuse tingimus on täidetud kõigis kolmes sagedusastmikus.

Seega on kõik ülesandes antud tehnilised tingimused täidetud ning kõrgsagedusvõimendaja elektriline arvutamine seega lõpetatud.

Kirjandus: 1, 2, 38, 39 ja 40.



Joonis 31 — 15. Kasutatavamate ribavõimendusastmete põhimõttelised skeemid.

31 — 7. Kõrg- ja vahesagedusribavõimendajad.

Ribavõimendajateks nimetatakse resonantsvõimendajaid, millede üldine resonantskõver sarnaneb ribafiltri resonantskõveraga.

Ribavõimendajaid rakendatakse raadiovastuvõtjates peamiselt vahesagedusvõimendajatena. Kasutatavamate ribavõimendusastmete põhimõttelised skeemid on toodud joonisel 31 — 15.

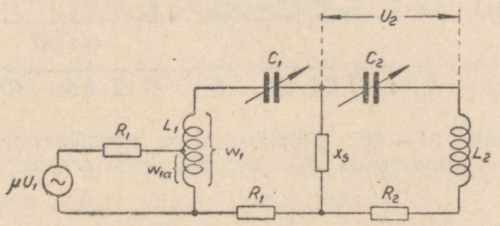
Ribavõimendajate peamiseks paremuseks, võrreldes kõrgsagedusvõimendajatega, on nende suurem selektiivsus ja ühtlasem võimendus kogu sagedusribas.

Joonisel 31 — 15 antud lülitusskeemid *a* ja *d* on praktikas enam rakendatavad pikk-, kesk- ja lühilaineastmikes, kuna lülitusskeemide *b* ja *c* rakendamisel saadakse paremaid tulemusi meeterlainete astmikus.

Ribavõimendusastme võimenduse arvutusvalemite saamiseks asendatakse joonisel 31 — 15, *c* toodud skeem sellega ekvivalentse skeemiga, mis nähtub jooniselt 31 — 16. Seda ekvivalentskeemi saab aga kasutada ka teiste sidestusviisidega ribavõimendusastmete võimenduse arvutamiseks, kui võtta arvesse ülekandesuhte $\ddot{u}_a$ arvväärtust:

$$\ddot{u}_a = \frac{w_{1a}}{w_1},$$

kus w_{1a} on primaarvõnkeringi pooli keerdude arv, mis on ühendatud anoodvooluringi ja w_1 on primaarvõnkeringi pooli üldine keerdude arv.



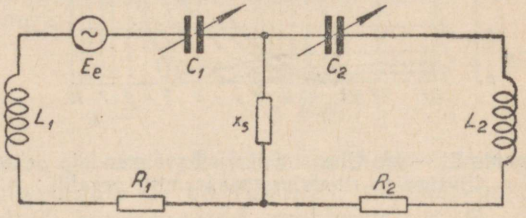
Joonis 31 — 16. Autotransformaatorsidestusega ribavõimendusastme ekvivalentskeem.

Joonisel 31 — 16 toodud ekvivalentskeemi lihtsustamiseks muudetakse seda ekvivalentgeneraatori teoreemi rakendamisega niisuguseks nagu nähtub joonisel 31 — 17.

Vastavalt ekvivalentgeneraatori teoreemile:

$$\dot{E}_e = \frac{\mu \dot{U}_1 Z_1}{R_i + Z_1} = \frac{\mu \dot{U}_1 j\omega (M_1 + L_{1a})}{R_i + j\omega (M_1 + L_{11})} \text{ V},$$

kus $Z_1 = j\omega(M_1 + L_{1a})\,\Omega$, L_{1a} on anoodvooluringis asuva primaarvõnkeringi pooliosa induktiivsus, M_1 on ühisinduktiivsus primaarvõnkeringi pooli osade vahel.



Joonis 31 — 17. Autotransformaatorsidestusega ribavõimendusastme ekvivalentskeem muudetud vastavalt ekvivalentgeneraatori teoreemile.

Pentoodide rakendamisel on $R_i \gg j\omega(M_1 + L_{11})$ ning seetõttu võib E_e valemit lihtsustada järgmiseks:

$$E_e = SU_1\omega(M_1 + L_{11}) = SU_1\omega\ddot{u}_a L_1 \text{ V},$$

kus $\ddot{u}_a = \frac{M_1 + L_{11}}{L_1} = \frac{w_{1a}}{w_1}$ ning teised tähised nähtuvad jooniselt 31 — 7.

Joonisel 31 — 17 antud ekvivalentskeemi järgi, vastavalt raadiotehnika põhialustest teadaolevale ribafiltrite teooriale, on suhe U_2/E_e, tingimusel et $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$, arvutatav valemiga:

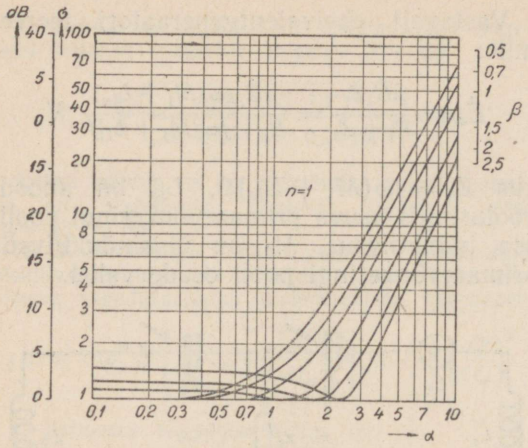
$$\frac{U_2}{E_e} = \frac{\beta}{\omega_0 C_2 \sqrt{R_1 R_2}\,(1 + \beta^2)},$$

kus $\beta = \frac{x_s}{\sqrt{R_1 R_2}}$ ning X_s on sidestustakistus.

Asetades sellesse valemisse E_e asemele ülalpool antud väärtuse, on sellest võimalik tuletada astme võimenduse arvutusvalemit:

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{S\omega_0\ddot{u}_a L_1 \beta}{\omega_0 C_2 \sqrt{R_1 R_2}\,(1 + \beta^2)} =$$

$$= \frac{S\ddot{u}_a L_1 \beta}{C_2 \sqrt{R_1 R_2}\,(1 + \beta)^2}. \quad (31 - 28)$$



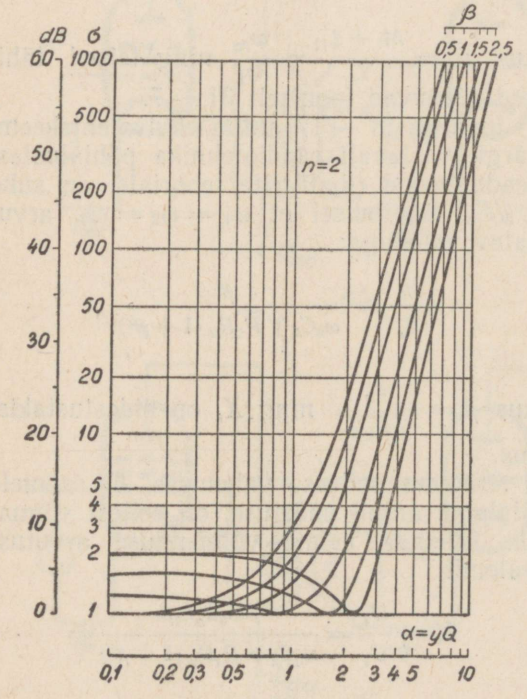
Joonis 31 — 18. Üheastmelise ribavõimendaja selektiivsuse ja ribalaiuse määramise graafik.

Juhul kui ribafiltri $L_1 = L_2 = L$, $R_1 + R_2 = R$ ja $C_1 = C_2 = C$, siis on:

$$Z_r = \frac{L}{CR} = \frac{\omega_0^2 L^2}{R} \ \Omega,$$

ja

$$K = SZ_r \ddot{u}_a \frac{\beta}{1 - \beta^2}. \qquad (31 - 29)$$



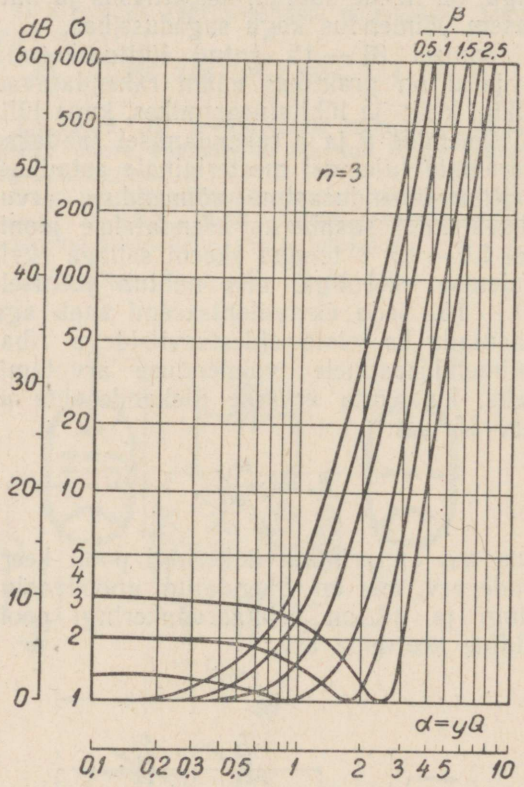
Joonis 31 — 19. Kaheastmelise ribavõimendaja selektiivsuse ja ribalaiuse määramise graafik.

Transformaatorsidestusega ribavõimendusastmes on $\ddot{u}_a = 1$, ning seetõttu astme võimenduse arvutusvalem muutub järgmiseks:

$$K = SZ_r \frac{\beta}{1 + \beta^2}. \qquad (31 - 30)$$

Ülalantud valemitest nähtub, et maksimaalne võimendus saavutatakse siis, kui $\beta = 1$, ning siis on astme võimendus:

$$K = \frac{SZ_r}{2}. \qquad (31 - 31)$$



Joonis 31 — 20. Kolmeastmelise ribavõimendaja selektiivsuse ja ribalaiuse määramise graafik.

Sellest valemist näeme, et ribavõimendusastme võimendus on parimal juhul ikkagi kaks korda väiksem järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendusastme võimendusest.

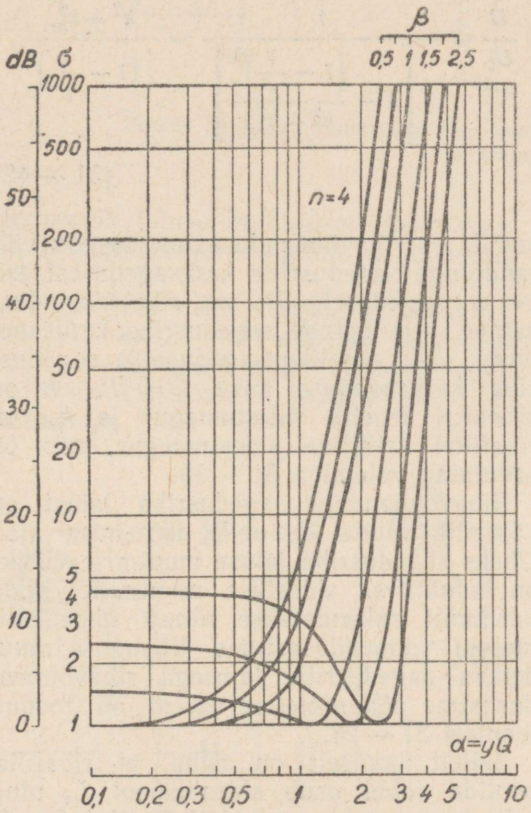
Ribavõimendajate selektiivsuse ja ribalaiuse määramiseks võib kasutada joonistel 31 — 18 kuni 31 — 21 toodud graafikuid.

Selektiivsusteguri arvväärtust võib arvutada ka valemiga: kui $\beta < 1$, siis

$$\sigma = \frac{\sqrt{(1-\beta^2+\alpha^2)^2+4\beta^2}}{1-\beta^2}, \quad (31-32)$$

kui $\beta > 1$, siis

$$\sigma = \frac{\sqrt{(1-\beta^2+\alpha^2)^2+4\beta^2}}{2\beta}. \quad (31-33)$$



Joonis 31 — 21. Neljaastmelise ribavõimendaja selektiivsuse ja ribalaiuse määramise graafik.

Erijuhul, kui $\beta = 1$, muutub selektiivsuse teguri valem järgmiseks:

$$\sigma = \frac{\sqrt{\alpha^4+4}}{2}, \quad (31-34)$$

kus $\beta = \frac{X_s}{\sqrt{R_1 R_2}}$, $\alpha = \frac{\Delta F}{df_0} = \frac{Q\Delta F}{f_0}$ ja Q on ribafiltri üldine hüvetegur.

Kirjandus: 1 ja 40.

31 — 8. Ribavõimendajate arvutamise juhiseid.

Ribavõimendaja arvutamisel tuleb arvestada seda, et elektronlambi sisetakistuse mõjutusel väheneb ribafiltri primaarvõnkeringi hüvetegur, mis omakorda mõjutab ribavõimendaja resonantskõvera kuju. Ribafiltri primaarvõnkeringi ekvivalentne hüvetegur Q_{1e}, arvestades elektronlambi sisetakistuse mõjutust, on arvutatav valemiga:

$$Q_{1e} = \frac{Q_1}{1+\frac{(1/\omega C_1)^2}{R_i R_1}}, \quad (31-35)$$

kus Q_1 on ribafiltri primaarvõnkeringi hüvetegur, C_1 on ribafiltri primaarvõnkeringi kondensaatori mahtuvus ja R_1 on ribafiltri primaarvõnkeringi aktiivtakistus.

Sellest valemist nähtub, et pentoodide rakendamisel Q_{1e} ja Q_1 arvväärtused erinevad vähe, sest suure R_i arvväärtuse puhul valemi nimetaja teine liige on väike.

Ribavõimendusastme arvutamiseks on rakendatavad peatükis 29 ribafiltrite arvutamiseks antud valemid. Nii näiteks on sidestusteguri k arvväärtust võimalik leida valemist 29 — 56:

$$k = \frac{\Delta F}{1{,}2 f_0}, \quad (31-36)$$

kus f_0 on võimendatava sagedusriba kesksagedus.

Erinevate hüveteguritega võnkeringide puhul on sidestustegur arvutatav valemiga:

$$k_t = k\sqrt{1+0{,}33a^2}, \quad (31-37)$$

kus k arvutatakse valemiga 31 — 36 ja tegur a on arvutatav valemiga:

$$a = \frac{Q_{1e}-Q_2}{Q_{1e}+Q_2}.$$

Ülalantud tingimuste täitmisel on astme võimendus arvutatav valemiga:

$$K = \frac{Sk\omega_0\sqrt{L_1 L_2}}{k^2+\frac{1}{Q_{1e}Q_2}}, \quad (31-38)$$

kus S on elektronlambi tõus selle tööpunktis ja k on tegelik sidestustegur, mis võrdsete hüvetegurite puhul arvutatakse valemiga 31 — 36 või erinevate hüvetegurite puhul valemiga 31 — 37.

Maksimaalne astme võimendus areneb kriitilise sidestuse puhul, millele vastav kriitiline sidestustegur arvutatakse valemiga:

$$k_{kr} = \frac{1}{\sqrt{Q_{1e}Q_2}}. \qquad (31-39)$$

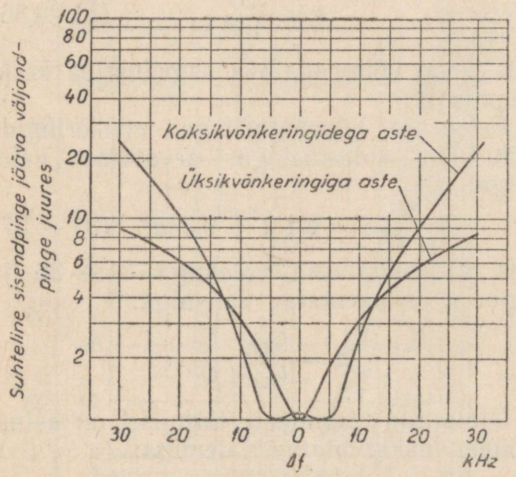
Kriitilise sidestuse puhul on astme võimendusvalemit võimalik lihtsustada järgmiseks:

$$K = \frac{S\omega_0\sqrt{L_1L_2}\sqrt{Q_{1e}Q_2}}{2}. \qquad (31-40)$$

Erijuhul, kui ribafiltrite hüvetegurid on võrdsed ja sidestus valitakse kriitiline, on ribavõimendaja sagedusriba laius arvutatav valemiga:

$$\Delta F_n = k_{kr}f_0\sqrt{2}\sqrt[4]{\left(\frac{1}{m^2}\right)^{\frac{1}{n}}-1}, \qquad (31-41)$$

kus m on sagedusriba piirsagedustel ja sagedusriba keskkagedusel arenevate väljandpingete suhe, $m = \frac{U_{\Delta f}}{U}$ ning n on võimendaja astmete arv, kusjuures need astmed peavad olema sarnased.



Joonis 31 — 22. Ribavõimendaja võimenduse suhteline vähenemine sagedusriba piirsagedustel sõltuvalt suhtest $\Delta f/0{,}5k_{kr}f_0$ ja sõltuvalt astmete arvust.

Kriitilisest sidestusest erinevate sidestuste puhul saab ribavõimendaja sagedusriba laiuse määrata joonistelt 31 — 18 kuni 31 — 21 või jooniselt 31 — 22.

Ribavõimendusastme selektiivsuse kõvera konstrueerimine muutub tunduvalt lihtsamaks, kui jätta arvestamata võnkeringide aktiivtakistused, millede mõju selektiivsuse kõvera kujule, nõrgenemise puhul üle 10 dB, on tähtsusetult väike. Võnkeringide aktiivtakistuste mõju selektiivsuse kõverale mitte arvestades on ribavõimendusastme väljandpingete suhe sõltuvalt kõrvalehäälestusest arvutatav valemiga:

$$\frac{U}{U_0} = \frac{1}{\gamma\left[1-\frac{\left(1-\frac{1}{\gamma^2}\right)^2}{k^2+k_{kr}^2}\right]} \approx \frac{k^2+k_{kr}^2}{\gamma\left(1-\frac{1}{\gamma^2}\right)^2}, \qquad (31-42)$$

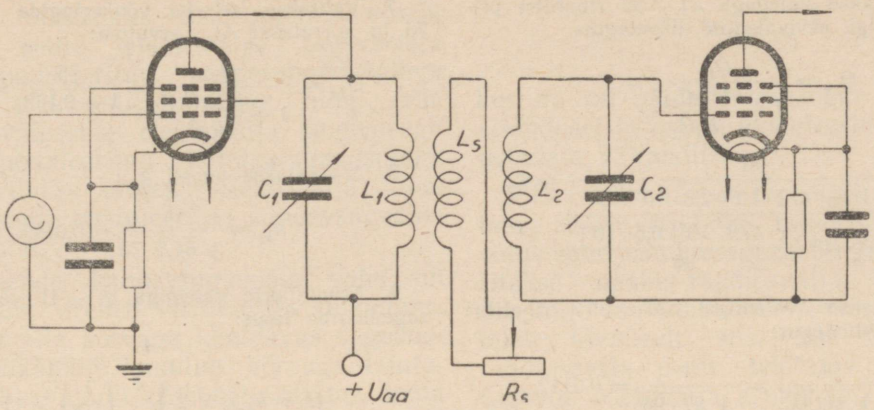
kus U on ribavõimendusastme tegelik väljandpinge sagedusriba kesksagedusest erineval sagedusel, U_0 on ribavõimendusastme väljandpinge sagedusriba kesksagedusel, γ on tegeliku sageduse ja sagedusriba kesksageduse suhe, $\gamma = f/f_0$, k on ribafiltri tegelik sidestustegur ja k_{kr} on ribafiltri kriitiline sidestustegur, mis on arvutatav valemiga 31 — 39.

Ribavõimendaja sagedusriba laiust on võimalik muuta ka selle töötamise ajal. Üheks sagedusriba laiuse muutmise viisiks on induktiivse sidestuse muutmine, mida harilikult rakendatakse ainult ühes (esimeses) võimendusastmes. Niisuguse muudetava sagedusriba laiusega ribavõimendusastme põhimõtteline skeem on toodud joonisel 31 — 23.

Sellelt jooniselt on näha, et ribafiltri poolide vahel asub sidestuspool L_s ning selle koormuseks on takisti R_s. Kui $R = 0$, s. t. R_s lühistatakse, siis L_s varjestab poolid L_1 ja L_2 teineteisest ning järelikult sidestustegur väheneb. Muutes R_s takistuse maksimaalseks, kaotab L_s varjestava mõju ning sidestustegur suureneb.

Sellise ribalaiuse muutmisega moonutub aga ribafiltri resonantskõver tunduvalt, mis ongi selle sagedusriba laiuse reguleerimisviisi puuduseks.

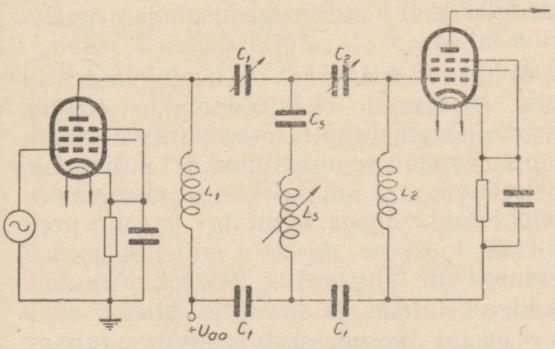
Mahtuvusliku sidestusega ribafiltrites muudetakse ribalaiust sidestusmahtuvuse muutmisega. Eriti lihtne on seda teha välismahtuvusliku sidestuse puhul, kus sidestuskondensaatoriks võib kasutada pöördkondensaatorit. Kuid ka seesugusel



Joonis 31 — 23. Muudetava sagedusriba laiusega ribavõimendusastme põhimõtteline skeem.

sagedusriba laiuse muutmisel ribavõimendaja resonantskõver muutub asümmeetriliseks.

Märksa paremaid tagajärgi saavutatakse jooniselt 31 — 24 nähtuva segasidestusega ribafiltriga, milles sidestusteguri muutmist teostatakse induktiivsuse L_s muutmisega.



Joonis 31 — 24. Segasidestusega ribavõimendusastme põhimõtteline skeem.

Segasidestusega ribavõimendajate arvutamiseks on rakendatavad peatükis 29 segasidestusega ribafiltrite kohta antud valemid, kusjuures primaarvõnkeringi hüveteguri arvutamisel tuleb arvesse võtta ka elektronlambi sisetakistuse mõjutust (vaadata valem 31 — 35).

Näide 31 — 2.

Arvutada transformaatorsidestusega ribavõimendusaste vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele: 1) võimendatava sagedusriba kesksagedus $f_0 = 470$ kHz, 2) ribafiltri võnkeringide kondensaatorite mahtuvused $C_1 = C_2 = 200$ pF, 3) võimendatava sagedusriba laius 10 kHz, 4) ribafiltri lihtsamaks häälestamiseks ei tohi selle sidestus olla ülekriitiline, 5) astme võimendus peab olema vähemalt 65 ja 6) 10 kHz kõrvalehäälestusel peab võimenduse vähenemine olema vähemalt 10 dB.

Lahendus.

1. Arvutatakse ribafiltri võnkeringide induktiivsused valemist 29 — 3, võttes arvesse, et võnkeringide kondensaatorite mahtuvustele lisanduvad elektronlampide ja lülituse mahtuvused, kokku ligikaudu 30 pF:

$$L_1 = L_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1} =$$

$$= \frac{1}{4\pi^2 \cdot 470^2 \cdot 10^6 \cdot 2{,}3 \cdot 10^{-10}} = 0{,}5 \text{ mH}.$$

2. Valitakse elektronlambiks muudetava tõusuga pentood 6K7, mille elektrilised iseloomustussuurused on: $U_{a0} = 250$ V, $U_{g20} = 100$ V, $S = 1{,}45$ mA/V, $R_i = 0{,}83$ MΩ, $I_{a0} = 7$ mA, $I_{g20} = 1{,}7$ mA, $U_{g0} = -3$ V, $C_{ga} = 0{,}005$ pF, $C_{gk} = 7$ pF ja $C_{ak} = 12$ pF.

3. Arvutatakse valemiga 31 — 36 sidestusteguri k arvväärtus:

$$k = \frac{\Delta F}{1{,}2 f_0} = \frac{10^4}{1{,}2 \cdot 470 \cdot 10^3} = 0{,}0177.$$

4. Arvutatakse valemiga 29 — 57 ribafiltri võnkeringide hüvetegurite korrutise ruutjuure arvväärtus:

$$\sqrt{Q_1 Q_2} = \frac{1{,}7}{k} = \frac{1{,}7}{0{,}0177} = 96.$$

Sellest nähtub, et juhul kui $Q_1 = Q_2$, on hüvetegurite arvväärtused $Q_1 = Q_2 = 96$.

5. Arvutatakse valemiga 31 — 35 ribafiltri primaarvõnkeringi ekvivalentne hüvetegur:

$$Q_{1e} = \frac{Q_1}{1 + \frac{(1/\omega C_1)^2}{R_i R_1}} =$$

$$= \frac{96}{1 + \frac{(1/2\pi \cdot 470 \cdot 10^3 \cdot 2{,}3 \cdot 10^{-10})^2}{0{,}83 \cdot 10^3 \frac{2\pi \cdot 470 \cdot 10^3 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3}}{96}}} = 82.$$

6. Arvutatakse valemiga 31 — 39 ribafiltri kriitiline sidestustegur:

$$k_{kr} = \frac{1}{\sqrt{Q_{1e} Q_2}} = \frac{1}{\sqrt{82 \cdot 96}} = 0{,}0112.$$

Sellest nähtub, et ülalpool arvutatud sidestusteguri arvväärtus on suurem kriitilise sidestusteguri arvväärtusest. Järelikult nõutud sagedusriba laiuse saamiseks tuleb võnkeringide hüvetegureid vähendada, sest käesolevate hüvetegurite puhul saadav sagedusriba laius on vajalikust tunduvalt kitsam.

7. Valitakse katseks võnkeringide hüvetegurid 75 ja korratakse Q_{1e} arvutust:

$$Q_{1e} = \frac{Q_1}{1 + \frac{(1/\omega C_1)^2}{R_i R_1}} = \frac{75}{1 + 0{,}163} = 64{,}5.$$

8. Arvutatakse uuesti k_{kr}:

$$k_{kr} = \frac{1}{\sqrt{64{,}5 \cdot 75}} = 0{,}0149.$$

9. Arvutatakse valemiga 31 — 41 võimendatava sagedusriba laius:

$$\Delta F = k_{kr} f_0 \sqrt{2} \sqrt[4]{\left(\frac{1}{m^2}\right)^{\frac{1}{n}} - 1} =$$

$$= 0{,}0149 \cdot 470 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{2} \sqrt[4]{\left(\frac{1}{0{,}707^2}\right) - 1} = 9{,}9 \text{ kHz},$$

mis rahuldab.

10. Arvutatakse valemiga 31 — 40 astme võimendus:

$$K = \frac{S\omega_0 \sqrt{L_1 L_2} \sqrt{Q_{1e} Q_2}}{2} = \frac{1{,}45 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 470 \cdot 10^3 \sqrt{0{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3}} \sqrt{64{,}5 \cdot 75}}{2} = 76,$$

mis rahuldab tehnilisi tingimusi.

11. Arvutatakse valemiga 31 — 42 suhe U/U_0 kõrvalehäälestusel $\Delta f = 10$ kHz:

$$\frac{U}{U_0} = \frac{k^2 + k_{kr}^2}{\gamma\left(1 - \frac{1}{\gamma^2}\right)} = \frac{0{,}0149^2 + 0{,}0149^2}{\frac{480}{470}\left[1 - \frac{1}{(480/470)^2}\right]^2} = 0{,}276,$$

mis vastab nõrgenemisele 11,4 dB ja seega ka selektiivsuse tingimus on täidetud.

Kirjandus: 1 ja 40.

31 — 9. Resonantsvõimendajates arenevad moonutused.

Resonantsvõimendajates arenevad samuti nagu madalsagedusvõimendajates lineaar-, mittelineaar- ja faasimoonutused. Peale nende tekivad kõrgsagedusvõimendajates veel järgmised nähted, mis põhjustavad võimendatava saate moonutusi, 1) tuikamine, 2) sekundaarmoduleerimine, 3) moduleerimisteguri arvväärtuse suurenemine ja 4) ristmoduleerimine.

L i n e a a r m o o n u t u s e d tekivad resonantsvõimendajas siis, kui selle ribalaius on kitsam vastuvõetava moduleeritud kandevsageduspinge sagedusriba laiusest. Sellest sõltuvalt tuleb resonantsvõimendaja sagedusriba laiuse valikul alati arvestada vastuvõetavate signaalidega moduleeritud kandevsageduspinge sagedusriba laiust.

M i t t e l i n e a a r m o o n u t u s e d tekivad teatavasti elektronlampide tunnusjoonte kõveruste tõttu. Resonantsvõimendajates võrepinge amplituudid normaalses töörežiimis on nii väikesed, et elektronlambi tunnusjoone kasutatav osa on praktiliselt lineaarne, mistõttu mittelineaarmoonutused on tähtsusetult väiksed. Arvutada neid on tülikas ja arvutuse tulemused ei ole ikkagi täpsed, sest kasutatav tunnusjoone osa on lühike. Seetõttu resonantsvõimendajates tekkivaid mittelineaarmoonutusi määratakse mõõtmise teel vastavate mõõteseadistega.

F a a s i m o o n u t u s e d tekivad igas resonantsvõimendajas, kuid neid tavalistes ringhäälingu vastuvõtjates ei arvestata, sest kõrv faasimoonutusi ei taju. Faasimoonutusi peab aga arvestama televisiooni ja raadiolokatsiooni võimendajates, sest nendes mõjutavad faasimoonutused tunduvalt vastuvõetava saate kvaliteeti.

T u i k a m i n e võib kõrgsagedusvõimendajas tekkida siis, kui selle elektronlambi tööpunkt asub tunnusjoone põlvel.

Sellises töörežiimis elektronlambi võrele sisenev suure elektrivälja tugevusega saate moduleeritud kandevsageduspinge mõjutab elektronlambi tõusu ning selle toimel väiksema elektrivälja tugevusega saate moduleeritud kandevsageduspinge moduleeritakse suurema elektrivälja tugevusega saate moduleeritud kandevsageduspinge poolt.

Kui nende kandevsageduste vahe on väike, siis areneb vastuvõtjas tuikamine, mis võib olla kõrvaga kuuldavas sagedusalas. Tuikamine muutub kõrvaga tajutavaks heliks ainult otsevastuvõtjates, kuna superheterodüün-vastuvõtjates see vahesagedusvõimendajas tavaliselt sumbub.

Sekundaarmoduleerimiseks nimetatakse nähet, kui elektronlambi tööpunkti asumisel tunnusjoone põlvel selle võret mõjutav madalsageduslik pinge moduleerib vastuvõetavat kandevsageduspinget. Moduleerimine toimub madalsageduslikust pingest põhjustatud elektronlambi tõusu muutuse tagajärjel. Detektorastmes see madalsageduslik pinge demoduleeritakse, võimendatakse madalsagedusvõimendajas ja akustilises seadises muundatakse kõrvaga tajutavaks heliks.

Peamiseks sekundaarmoduleerimise tekitajaks on võrejuhtmetes indutseeriv toitevooluvõrgu pinge, mis valjuhääldajast kostab 50 Hz sagedusega võrgumürana. Sekundaarmoduleerimisest hoidumiseks on tarvis kõrg- ja vahesagedusvõimendajate võrejuhtmed varjestada või toitevoolu transformaatorid ja juhtmed asetada nendest küllalt kaugele või samuti varjestada.

Sekundaarmoduleerimisteguri arvväärtus sõltub elektronlambi tunnusjoone kõverusest ja moduleeriva pinge kõrgusest, kuid ei sõltu kandevsageduspinge kõrgusest.

Moduleerimisteguri arvväärtuse suurenemiseks nimetatakse nähet, kui kandevsageduspinge moduleerimisteguri arvväärtus kõrgsagedusvõimendajas suureneb.

Moduleerimisteguri arvväärtuse suurenemine tekib resonantsvõimendajas siis, kui selles rakendatud elektronlambi tõusu tunnusjoon on kõver.

Moduleerimisteguri arvväärtuse suhteline suurenemine Δm on arvutatav valemiga:

$$\Delta m = \frac{m_2 - m_1}{m_1},$$

kus m_1 on moduleerimistegur võimendaja sisendusel ja m_2 on moduleerimistegur võimendaja väljandil.

Ristmoduleerimiseks nimetatakse nähet, kui ühe raadiosaatja vastuvõtul selle kandevsageduspingele moduleeritakse naaber-raadiosaatja kandevsageduspinge modulatsioon. Ristmoduleerimine tekib tavaliselt siis, kui vastuvõetava raadiosaatja poolt tekitatav elektrivälja tugevus vastuvõtja asukohas on tunduvalt väiksem ristmoduleerimist põhjustava raadiosaatja elektrivälja tugevusest. Ristmoduleerimine saab tekkida ainult siis, kui mõlema raadiosaatja kandevsageduste vahe teineteisest pole suur.

Tihti segatakse ristmoduleerimist resonantsvõimendaja halva selektiivsusega. Tegelikult resonantsvõimendaja selektiivsuse suurendamine vähendab ristmoduleerimise tekkimise ohtu, sest selektiivsuse suurendamisel muutuvad naaber-raadiosaatjate kandevsageduspinged elektronlambi võrel madalamaks. Ristmoduleerimisest hoidumiseks tuleb kasutada selektiivseid sisendvõnkeringe ning neile järgnevalt rakendada reguleeritava tõusuga elektronlampe, sest ristmoduleerimine tekib tavaliselt ainult raadiovastuvõtja esimeses elektronlambis.

Ristmoduleerimist saab eraldada resonantsvõimendaja halvast selektiivsusest sellega, et ristmoduleerimise puhul on segavraadiosaatja kuuldav ainult vastuvõetava raadiosaatja kandevlaine olemasolul. Lõpetab vastuvõetav raadiosaatja töötamise, siis kaob või nõrgeneb tunduvalt ka segava raadiosaatja kuuldavus. Puuduliku selektiivsuse puhul aga vastuvõetava raadiosaatja töötamise lõpetamisel segavraadiosaatja kuuldavus ei halvene.

Ristmoduleerimise põhjustajaks on, samuti kui moduleerimisteguri arvväärtuse suurenemisel, elektronlambi tõusu tunnusjoone kõverus. Samuti ei tule ristmoduleerimist segada Gorki-efektiga, kus vastuvõetava raadiosaatja kandevsageduspinge teistkordne moduleerimine toimub ioniseeritud kihtides.

Kirjandus: 1 ja 40.

31 — 10. Elektrilised mürad, signaalpinge ja mürapinge suhte tähtsus resonantsvõimendajates.

Käesoleva peatüki alguses oli juba nimetatud, et resonantsvõimendaja tähtsamaks iseloomustussuuruseks on tundlikkus. Resonantsvõimendaja tundlikkuse valik sõltub võimendajasse sisenevate ja võimendajas arenevate mürapingete tasemest selle väljandil. Signaalpinge rahuldavaks ülekandeks peab resonantsvõimendaja väljandil signaalpinge ja mürapinge suhe olema vähemalt 30. Heakvaliteediliseks signaalpinge ülekandeks peab ülalnimetatud suhe olema vähemalt 100.

Pikk-, kesk- ja osaliselt ka lühilaineastmikkudes on resonantsvõimendajates arenevate mürapingete põhjustajateks atmosfäärilised ja tööstuslikud raadiohäired. Lühilaineastmiku lühematel lainetel atmosfääriliste ja tööstuslike raadiohäirete mõju väheneb, kuid resonantsvõimendajas endas arenev mürapinge kõrgeneb.

Meeterlaineteastmikus rakendatavates resonantsvõimendajates on mürapingete peamiseks põhjustajaks elektronlampides ja sidestuselementides arenevad mürapinged ning kosmiliste kiirte ja päikese kiirgumise toimel arenevad raadiohäired.

Raadiohäireid ja nende vähendamise võimalusi kirjeldatakse lähemalt peatükis 48.

Kirjandus: 38, 39 ja 40.

32. peatükk.

LAIRIBAVÕIMENDAJAD.

32 — 1. Lairibavõimendajatele esitatavad nõuded ja nende üldkirjeldus.

Lairibavõimendajad on tegelikult resonantsvõimendajad, mis on kasutusel televisiooni ja raadiolokatsiooni vastuvõtjates kõrg- ning vahesagedusvõimendajatena. Samuti on lairibavõimendajad kasutusel mitme kanaliga pulssraadioside vastuvõtjates ja teistes raadioseadmetes, kus on vaja võimendada laia sagedusriba. Võimendatava sagedusriba laius võib olla mõnest megahertsist kuni kümne ja isegi rohkem megahertsini. Lairibavõimendajates on ühelt astmelt saavutatav võimendus väike ning seetõttu tuleb lairibavõimendajates kasutada tunduvalt rohkem astmeid kui tavalistes ribavõimendajates.

Lairibavõimendajate teooria esimeseks rajajaks oli nõukogude teadlane Stalini preemia laureaat G. V. Braude, kes juba 1932. a. töötas välja madalsagedusalas töötavate lairibavõimendajate elementide arvutuse juhised.

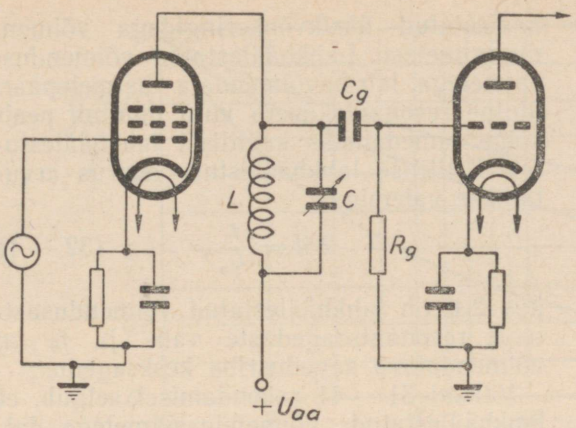
Lairibavõimendaja põhiliseks iseloomustussuuruseks on võimenduse ja ribalaiuse korrutis $K\Delta F$, mida nimetatakse võimendaja „võimendus-pindalaks". See iseloomustussuurus antud lülitusskeemi ja elektronlambi kohta on jääv ning ei sõltu sagedusest. Teiseks tingimuseks on, et lairibavõimendaja faasinihke tunnusjoon võimendatavas sagedusribas peab olema sirge.

Lairibavõimendajaid liigitatakse, sõltuvalt lülitusskeemist, järgmiselt: 1) üksikvõnkeringidega lairibavõimendajad, milledes üksikvõnkeringid kõigis astmetes on häälestatud signaalsagedusele, 2) kaksikvõnkeringidega lairibavõimendajad, milledes võnkeringid on häälestatud võimendatava sagedusriba kesksagedusele, 3) lahkhäälestatud võimendusastmetega lairibavõimendajad, milledes üksikute astmete võnkeringid sümmeetriliselt on kõrvale häälestatud.

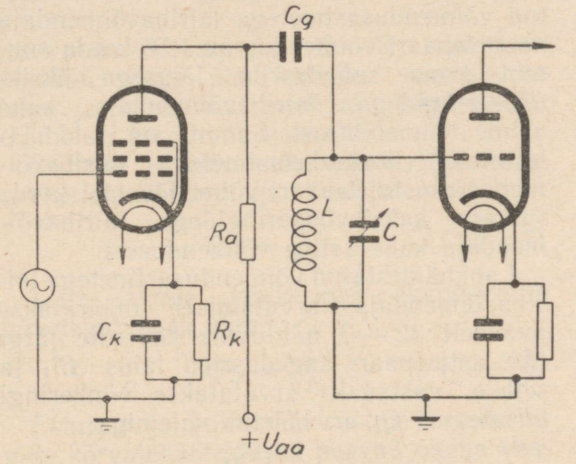
Kirjandus: 1 ja 40.

32 — 2. Üksikvõnkeringidega lairibavõimendajad.

Üksikvõnkeringidega lairibavõimendusastme põhimõtteline skeem sarnaneb järjestikuse või rööbitise toitega kõrgsagedusvõimendusastme põhimõttelise skeemiga, nii nagu nähtub joonistelt 32 — 1 ja 32 — 2.



Joonis 32 — 1. Üksikvõnkeringiga järjestikuse toitega lairibavõimendusastme põhimõtteline skeem.



Joonis 32 — 2. Üksikvõnkeringiga rööbitise toitega lairibavõimendusastme põhimõtteline skeem.

Lairibavõimendajas sagedusriba laiuse suurendamiseks valitakse võnkeringiga rööbiti ühendatud takistus R_a või R_g niisuguse arvväärtusega, et selle toimel võnkeringi hüvetegur Q väheneks vajaliku suuruseni. Järjestikuse toitega lairibavõimendusastmes võnkeringi ekvivalentse hüveteguri arvväärtus on arvutatav valemiga:

$$Q_e = \frac{\omega_0 L}{R_e} = \frac{d}{1+\frac{d}{Q}} \approx \frac{R_g}{\omega_0 L} = R_g \omega_0 C, \qquad (32-1)$$

kus

$$R_e = \frac{\omega_0^2 L^2}{R_g} + R_L \text{ ja } d = \frac{R_g}{\omega_0 L}.$$

Rööbitise toitega lairibavõimendusastme võnkeringi ekvivalentse hüveteguri arvutamiseks tuleb valemis 32 — 1 takistuse R_g asemele märkida takistus R_a.

Vastavalt valemile 31 — 2 on astme võimendus arvutatav valemiga:

$$K = S\omega_0 L Q_e = \frac{SQ_e}{\omega_0 C}. \qquad (32-2)$$

Sellest valemist nähtub, et astme võimendus on seda suurem, mida suurem on võnkeringi induktiivsus L ja mida väiksem on võnkeringi mahtuvus C. Seetõttu praktikas sageli jäetakse võnkeringi rööbitine kondensaator ära ning selle mahtuvuse moodustavad elektronlampide väljand- ja sisendmahtuvused, võnkeringi pooli sisemahtuvus ja lülitusmahtuvus.

Vastavalt valemitele 31 — 4 ja 32 — 2 on astme võimendus-pindala arvutatav valemiga

$$K\Delta F = \frac{S}{2\pi C},$$

ning astme võimendus

$$K = \frac{S}{2\pi \Delta F C}. \qquad (32-3)$$

Valemist 32 — 3 selgub, et astme võimendus teatava ribalaiuse ΔF juures sõltub ainult elektronlambi tõusust ja võnkeringi mahtuvusest. Jäävate S ja C juures sõltub astmevõimendus ainult ribalaiusest ΔF, olles sellega pöördvõrdeline. Seetõttu sobivad lairibavõimendajates rakendamiseks ainult suure tõusuga elektronlambid.

Mitmeastmelise lairibavõimendaja sagedusriba laiuse arvutamiseks on kehtiv valem 31 — 5 ja joonised 31 — 5 ning 31 — 6.

Lairibavõimendajates tuleb arvestada ka faasimoonutusi, sest need võivad tekitada tunduvaid võimendatava signaalpinge kujumoonutusi. Sagedusribas, milles $f_0 \gg \Delta f$, on lairibavõimendaja faasinihke tunnusjoon sirge ning siis faasimoonutusi ei arene. Selle tingimuse täitmisel on faasinihke nurga tangens arvutatav valemiga:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{2\Delta f Q_e}{f_0}.$$

Üldjuhul, kui f_0 ei ole palju suurem Δf-st, on faasinihkenurga tangens arvutatav valemiga:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{Q_e a(2+a)}{1+a},$$

kus $a = \Delta f / f_0$.

Sellest valemist nähtub, et faasinihke tunnusjoon ei ole sirge ning on peale selle ka asümmeetriline. Järelikult faasimoonutuste vähendamiseks tuleb kesksagedus f_0 valida võimalikult kõrge.

Kirjandus: 1 ja 40.

32 — 3. Kaksikvõnkeringidega lairibavõimendajad.

Kaksikvõnkeringidega lairibavõimendaja erineb induktiivse sidestusega ribavõimendajast ainult sellega, et ribafiltri võnkeringidega on ühendatud rööbiti takistused. Nende takistuste toimel vähenevad ribafiltri võnkeringide hüvetegurid, mille tulemusena suureneb sagedusriba laius. Harilikult ühendatakse ribafiltri võnkeringidega rööbiti võrdsed takistused, kuid mõnikord ühendatakse rööbitine takistus ainult ühele võnkeringile.

Astme võimendus arvutatakse valemiga 31 — 38. Selle valemi lähem analüüs näitab, et ribafiltri võnkeringide induktiivsuste suurendamisel ja mahtuvuste vähendamisel astme võimendus suureneb. Kaksik- ja üksikvõnkeringidega lairibavõimendusastmete võrdlusel selgub, et võrdsete hüveteguritega võnkeringide rakendamisel nende astmete võimendused võrduvad siis, kui ribafiltri võnkeringide mahtuvused on kaks korda väiksemad üksikvõnkeringi mahtuvusest. Võrdse astmevõimenduse puhul on kaksikvõnkeringiga lairibavõimendusastme sagedusriba laius $\sqrt{2}$ korda suurem üksikvõnkeringiga lairibavõimendusastme sagedusriba laiusest.

Mitmeastmelise kaksikvõnkeringidega lairibavõimendaja ribalaius arvutatakse valemiga 31 — 41 või määratakse jooniselt 31 — 22. Parimaid tulemusi saavutatakse kriitilisest veidi väiksema sidestusega, kuid sellega ühtlasi väheneb astmevõimendus.

Faasimoonutustest hoidumiseks tuleb täita samuti tingimust $f_0 \gg \Delta f$, nii nagu on antud üksikvõnkeringidega lairibavõimendajate kirjelduses.

Kirjandus: 1 ja 40.

32 — 4. Lahkhäälestatud võimendusastmetega lairibavõimendajad.

Lahkhäälestatud võimendusastmetega lairibavõimendaja koosneb paariviisi lahku häälestatud üksikvõnkeringidega võimendusastmetest. Lahkhäälestatud võimendusastmetega lairibavõimendaja astmetepaari üldine resonantskõvera kuju muutub pealt kõige lamedamaks kriitilisel lahkhäälestusel. Kriitilise lahkhäälestuse suurus arvutatakse valemiga:

$$2\Delta f = \frac{f_0}{Q_e}, \qquad (32 — 4)$$

kus $2\Delta f$ on lahkhäälestatud võimendusastmete resonantssageduste vahe ja f_0 on võimendatava sagedusriba kesksagedus.

Valemi 31 — 41 rakendamisel selgub, et lahkhäälestatud võimendusastmetega lairibavõimendaja astmetepaari sagedusriba laius ΔF on $\sqrt{2}f_0/Q_e$, kusjuures ühe astme sagedusriba laius on f_0/Q_e. Lahkhäälestatud võimendusastmetega lairibavõimendaja astmetepaari võimendus on 1,56 korda suurem sama sagedusriba laiusega üksikvõnkeringidega lairibavõimendaja kahe astme võimendusest. Samuti on lahkhäälestatud võimendusastmetega lairibavõimendaja astmetepaari võimendus 1,1 korda suurem kaksikvõnkeringidega lairibavõimendaja kahe astme võimendusest.

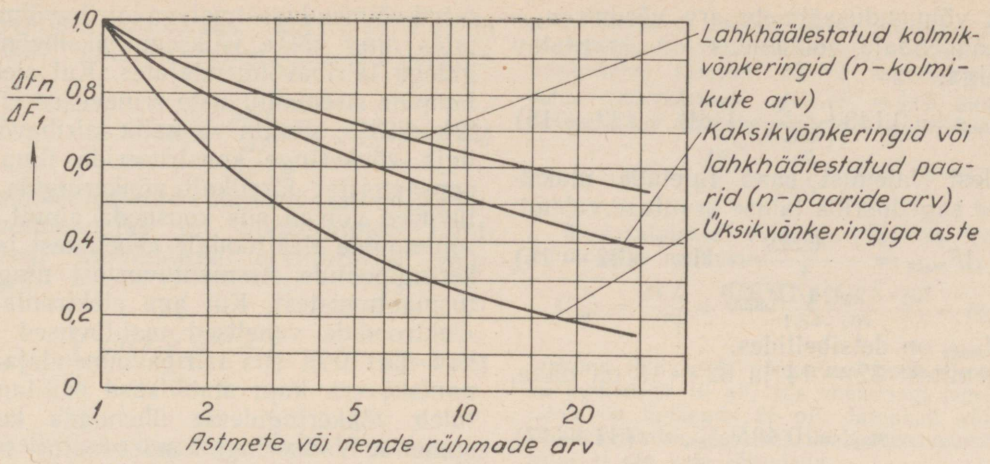
Lahkhäälestatud võimendusastmetega lairibavõimendaja arvutamisel määratakse jooniselt 32 — 3 nähtuvate kõverate järgi ühe astmepaari sagedusriba laius ΔF_1 ja sellele vastavalt arvutatakse võnkeringi hüveteguri Q_e arvväärtus valemiga:

$$Q_e = \frac{\sqrt{2}f_0}{\Delta F_1}. \qquad (32 — 5)$$

Samuti arvutatakse sõltuvalt ΔF_1 arvväärtusest üksiku võnkeringi kõrvalehäälestust Δf kesksagedusest f_0 valemiga:

$$\Delta f = \frac{\pm \Delta F_1}{2\sqrt{2}} = \pm 0{,}354\Delta F_1 \text{ Hz}. \qquad (32 — 6)$$

Veel paremaid tulemusi saavutatakse lairibavõimendajatega, milledes rakendatakse kolmest astmest koosnevaid võimendusrühmasid. Niisuguses võimendusrühmas keskmine võimendusaste häälestatakse kesksagedusele f_0 ja esimene ning kolmas võimendusaste häälestatakse kesksagedusest $\pm \Delta f$ võrra erinevatele sagedustele. Kolmeastmelise võimendusrühma võimendus on 1,96 korda suurem sama sagedusriba laiusega üksikvõnkeringidega lairibavõimendaja kolme astme võimendusest. Kolmeastmelise võimendusrühma arvutamisel



Joonis 32 — 3. Lairibavõimendaja sagedusriba laiuse vähenemine sõltuvalt astmete või astmerühmade arvust.

määratakse jooniselt 32 — 3 nähtuvate kõverate järgi ühe kolmiku sagedusriba laius ja sellele vastavalt arvutatakse Q_{1e}, Q_{2e} ja Δf järgmiste valemitega:

Esimese ja kolmanda astme võnkeringi ekvivalentne hüvetegur peab olema:

$$Q_{1e} = \frac{2f_0}{\Delta F_1}. \qquad (32-7)$$

Teise astme võnkeringi ekvivalentne hüvetegur peab olema:

$$Q_{2e} = \frac{f_0}{\Delta F_1}. \qquad (32-8)$$

Esimese ja kolmanda astme võnkeringide kõrvalehäälestused peavad olema vastavalt:

$$\Delta f = \pm 0{,}433 \Delta F_1. \qquad (32-9)$$

Faasimoonutustest hoidumiseks on kehtiv sama tingimus, mis on antud üksikvõnkeringidega lairibavõimendajate kirjelduses.

Kirjandus: 1 ja 40.

32 — 5. Lairibavõimendaja optimaalne võimendusastmete arv, maksimaalne võimalik võimendus ja sagedusriba laius.

1. Nõukogude teadlase Mejerovitši poolt 1947. a. avaldatud uurimiste kohaselt on mitmeastmelises üksikvõnkeringidega lairibavõimendajas ühe astme võimendus arvutatav valemiga:

$$K_1 = \frac{S\sqrt{\sigma^{2/n} - 1}}{2\pi C \Delta F_n}, \qquad (32-10)$$

kus σ on võimendaja üldine selektiivsustegur, $\sigma = \sigma_1\sigma_2 \ldots \sigma_n$, (tavaliselt $\sigma = \sqrt{2}$).

Sellest valemist nähtub, et astmete arvu suurenemisel ühe astme võimendus väheneb. Järelikult mingisuguse optimaalse astmete arvuga saadakse võimendajalt maksimaalne võimendus. Optimaalne astmete arv n_{opt} on arvutatav valemiga:

$$n_{opt} = \frac{0{,}26S^2}{(2\pi C \Delta F_n)^2}. \qquad (32-11)$$

Valemiga 32 — 11 arvutatud n_{opt} puhul on võimendaja võimendus maksimaalne ja see arvutatakse valemiga:

$$K_{maks} = \frac{1{,}11S^2}{(2\pi C \Delta F_n)^2} \text{ dB}. \qquad (32-12)$$

Sellest valemist on võimalik tuletada maksimaalse sagedusriba laiuse arvutusvalemit:

$$\Delta F_{maks} = \frac{S}{2\pi C}\sqrt{\frac{1{,}11}{K_{maks}}}, \qquad (32-13)$$

kus K_{maks} on detsibellides.

Valem 32 — 13 võimaldab orienteerivalt kindlaks määrata, kas üksikvõnkeringidega lairibavõimendajaga on antud elektronlambi tõusu ja võnkeringi mahtuvuse suhte S/C juures võimalik saada vajalikku sagedusriba laiust.

2. Mitmeastmelise kaksikvõnkeringidega lairibavõimendaja optimaalne võimendusastmete arv n_{opt} on arvutatav valemiga:

$$n_{opt} = 0{,}066\left(\frac{S}{2\pi C \Delta F}\right)^4. \qquad (32-14)$$

Kui võimendusastmete arv võrdub n_{opt}, siis võimendaja võimendus on arvutatav valemiga:

$$K_{maks} = 0{,}143\left(\frac{S}{2\pi C \Delta F_n}\right)^4 \text{dB}. \quad (32-15)$$

Sellest valemist saab tuletada maksimaalse sagedusriba laiuse arvutuse valemi:

$$\Delta F_{maks} = \frac{0{,}74S}{2\pi C \sqrt[4]{K_{maks}}} \text{ Hz}, \quad (32-16)$$

kus K_{maks} on detsibellides.

Valemitest 32 — 14 ja 32 — 15 on näha, et

$$n_{opt} = 0{,}46K_{maks}, \quad (32-17)$$

kus K_{maks} on detsibellides.

3. Lahkhäälestatud võimendusastmetega lairibavõimendaja optimaalne astmete arv on arvutatav valemiga:

$$n_{opt} = 0{,}51\left(\frac{S}{2\pi\sqrt{C_1C_2}\Delta F_n}\right)^4. \quad (32-18)$$

Optimaalse astmete arvuga võimendaja võimendus on:

$$K_{maks} = 1{,}11\left(\frac{S}{2\pi\sqrt{C_1C_2}\Delta F_n}\right)^4 \text{dB}. \quad (32-19)$$

Sellest valemist tuletatakse maksimaalse sagedusriba laiuse arvutusvalem:

$$\Delta F_{maks} = \frac{S}{2\pi\sqrt{C_1C_2}\sqrt[4]{K_{maks}}} \text{ Hz}, \quad (32-20)$$

kus K_{maks} on detsibellides.

Valemitest 32 — 18 ja 32 — 19 nähtub, et n_{opt} ja K_{maks} on järgmises sõltuvuses:

$$n_{opt} = 0{,}46K_{maks}, \quad (32-21)$$

kus K_{maks} on detsibellides.

Kirjandus: 1 ja 40.

32 — 6. Lairibavõimendajate arvutamise juhiseid.

Lairibavõimendaja lülitusskeemi valikul tuleb lähtuda vajalikust sagedusriba laiusest ja võimendusest. Peale selle tuleb arvestada elektronlampide elektroodide vaheliste mahtuvuste erinevuste toimet võimendaja resonantskõvera kujule ning võimendajas arenevaid faasimoonutusi. Elektronlampide sisemahtuvuste mõju resonantskõvera kujule on kõige suurem lahkhäälestatud võimendusastmetega lairibavõimendajates ning kõige väiksem kaksikvõnkeringidega lairibavõimendajates. Kui elektronlampide sisemahtuvuste erinevused ei ületa 2 kuni 3%, siis on võimalik lairibavõimendaja võnkeringe konstrueerida ilma kondensaatorita. Järelikult võnkeringide mahtuvused võivad siis koosneda ainult elektronlampide elektroodide vahelistest ja võnkeringipoolide sisemahtuvustest ning lülitusmahtuvustest. Kui aga elektronlampide elektroodide vahelised mahtuvused erinevad üle 10%, siis lairibavõimendaja resonantskõvera kuju stabiilsuse säilitamiseks tuleb võnkeringidesse ühendada kondensaatorid. Võnkeringi kondensaatori mahtuvus valitakse kaalutlusel, et elektronlampide asendamisel uutega võnkeringide mahtuvused ei muutuks üle 2 kuni 3%, kuid seejuures tuleb arvestada, et võnkeringi mahtuvuse suurendamisel väheneb astme võimendus.

Kaksikvõnkeringidega lairibavõimendajas on võnkeringi mahtuvus ilma kondensaatorita arvutatav valemiga:

$$C = \frac{C_{ak} + C_d}{2} + C_L. \quad (32-22)$$

Sellest valemist näeme, et kaksikvõnkeringidega lairibavõimendajas võnkeringi mahtuvus on ligi kaks korda väiksem kui teiste lülitusskeemidega lairibavõimendajates. See ongi põhjuseks, miks kaksikvõnkeringidega võimendajates, võrreldes teiste lülitusskeemidega lairibavõimendajatega, elektronlampide sisemahtuvuste erinevus tööreziimi vähem mõjutab.

Vastavalt tuntud nõukogude teadlase prof. V. I. Siforovi töödele on üksikvõnkeringidega kaheastmelises lairibavõimendajas võnkeringi minimaalne mahtuvus arvutatav valemiga:

$$C_{min} = \frac{\Delta C f_0 \sqrt{\sigma^{2/n} - 1}}{\Delta F \sqrt{1/\gamma^{2/n} - 1}} \text{ F}, \quad (32-23)$$

kus ΔC on maksimaalselt lubatav võnkeringi mahtuvuse muutus, σ on selektiivsustegur, võimenduse muutustegur $\gamma = \frac{1}{1 + \left(\frac{\delta}{d}\right)^2}$, $\delta = \frac{2\Delta f}{f_0}$, d on võnkeringi sumbumus, $d = \frac{1}{Q}$ ja n on võimendusastmete arv.

Tavalises olukorras, kui $\sigma = \sqrt{2}$ ja $\gamma = 0{,}37$, muutub valem 32 — 23 järgmiseks:

$$C_{min} = \frac{\Delta C f_0}{\Delta F} \text{ F.} \qquad (32-24)$$

Lahkhäälestatud võimendusastmetega lairibavõimendajas on võnkeringide minimaalsed mahtuvused arvutatavad valemiga:

$$C_{min} = \frac{\sqrt{2}\Delta C f_0 \sqrt{\sigma^{4/n} - 1}}{\Delta F \sqrt{2/\gamma^{2/n} - 1} - 1} \text{ F.} \qquad (32-25)$$

Kaksikvõnkeringidega lairibavõimendajas võib võnkeringi minimaalset mahtuvust ligikaudselt määrata valemiga:

$$C_{min} = \frac{0{,}7\Delta C f_0}{\Delta F}. \qquad (32-26)$$

Ülalantud valemite rakendamist selgitatakse alljärgneva näitega.

Näide 32 — 1.

Arvutada lairibavõimendaja vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele: 1) võimendatava sagedusriba keskmine sagedus $f_0 = 30$ MHz, 2) võimendatava sagedusriba laius $\Delta F_n = 1$ MHz, 3) võimendus peab olema vähemalt 1200.

Lahendus.

1. Suurema astmevõimenduse saavutamiseks valitakse arvutatava võimendaja jaoks suure tõusuga pentoodid 6Ж4. Selle pentoodi põhilised iseloomustussuurused on: $U_f = 6{,}3$ V, $I_f = 0{,}45$ A, $C_{ga} = 0{,}015$ pF, $C_{gk} = 11$ pF, $C_{ak} = 5$ pF, $U_{a0maks} = 300$ V, $U_{g20} = 150$ V, $S = 9$ mA/V, $R_i = 10^6$ Ω, $I_{a0} = 10$ mA, $I_{g20} = 2{,}5$ mA ja sisemahtuvuste erinevused ±3%.

2. Valitakse katseks kahe astmelise üksikvõnkeringidega lairibavõimendaja lülitusskeem ja määratakse jooniselt 32 — 3 sagedusriba laiuste suhte arvväärtus: $\Delta F_2/\Delta F_1 = 0{,}65$ ning sellest leitakse ühe võimendusastme sagedusriba laius:

$$\Delta F_1 = \frac{\Delta F_2}{0{,}65} = \frac{10^6}{0{,}65} = 1{,}54 \cdot 10^6 \text{ Hz.}$$

3. Arvutatakse valemiga 32 — 24 võnkeringi minimaalne mahtuvus:

$$C_{min} = \frac{\Delta C f_0}{\Delta F_1} = \frac{0{,}06\,(11+5)\cdot 3\cdot 10^7}{1{,}54\cdot 10^6} = 18{,}6 \text{ pF.}$$

Kuna lülituse ja võnkeringi pooli sisemahtuvus on keskmiselt 10 pF, siis võnkeringi tegelik mahtuvus on ligikaudu 25 pF. Järelikult võimendaja stabiliseerimise otstarbel lisakondensaatorit võnkeringi ei ole vaja ühendada.

4. Arvutatakse valemist 32 — 3 astme võimendus:

$$K = \frac{S}{2\pi C \Delta F_1} = \frac{9\cdot 10^{-3}}{2\pi\cdot 25\cdot 10^{-12}\cdot 1{,}54\cdot 10^6} = 37{,}2.$$

5. Arvutatakse valemist 32 — 2 võnkeringi ekvivalentne hüvetegur:

$$Q_e = \frac{K\omega_0 C}{S} = \frac{37{,}2\cdot 2\pi\cdot 3\cdot 10^7\cdot 25\cdot 10^{-12}}{9\cdot 10^{-3}} = 19{,}4.$$

6. Arvutatakse valemist 32 — 1 anoodkoormustakistuse arvväärtus:

$$R_a = \frac{Q_e}{\omega_0 C} = \frac{19{,}4}{2\pi\cdot 3\cdot 10^7\cdot 25\cdot 10^{-12}} = 4120\ \Omega.$$

7. Arvutatakse valemiga 32 — 10 ühe astme võimendus ja sellele vastavalt leitakse kaheastmelise võimendaja võimendus:

$$K_1 = \frac{S\sqrt{\sigma^{2/n} - 1}}{2\pi C \Delta F_n} = \frac{9\cdot 10^{-3}\sqrt{1{,}41-1}}{2\pi\cdot 25\cdot 10^{-12}\cdot 10^6} = 36{,}6$$

ning $K_2 = 36{,}6^2 = 1350$, mis rahuldab.

Kirjandus: 1 ja 40.

33. peatükk.

ÜLIKÕRGSAGEDUSVÕIMENDAJAD.

33 — 1. Võimenduslampide sisendjuhtivus ülikõrgsagedustel.

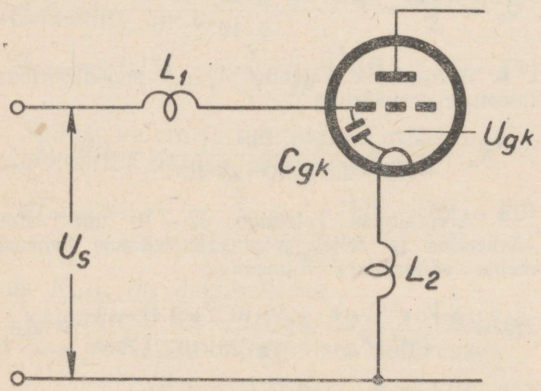
Ülikõrgsagedusalas elektronlampide sisendtakistused muutuvad tunduvalt väiksemaks kui kõrgsagedusalas. Elektronlampide sisendtakistuste vähenemist põhjustavad peamiselt elektronlampide elektroodide sisseviikude induktiivsused ja elektroodidevahelised mahtuvused ning elektroodides indutseeritavad voolud.

Ülikõrgsagedusalas elektronlampide elektroodide sisseviikude induktiivsused ja elektroodidevahelised mahtuvused moodustavad järjestikuseid võnkeringe, millede endasagedused võivad võrduda võimendatavate sagedustega. Selle tulemusena elektronlampide sisendtakistused muutuvad väikse-

maks. Niisugust olukorda kujutab jooniselt 33 — 1 nähtuv skeem, millel L_1 on elektronlambi võre sisseviigu induktiivsus ja L_2 on elektronlambi katoodi sisseviigu induktiivsus. Samuti on sellel joonisel näidatud elektronlambi võre ja katoodi vaheline mahtuvus C_{gk}. Skeemist võib järeldada, et resonantsolukorras mahtuvusel C_{gk} arenev pinge U_{gk} on tunduvalt kõrgem võimenduslambi tüürivast signaalpingest U_s.

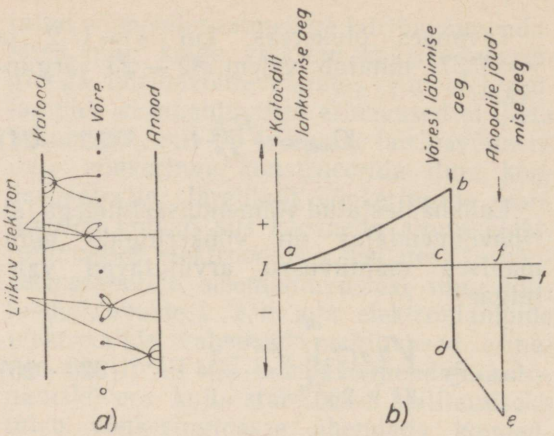
Elektronlampide elektroodide sisseviikude induktiivsused võivad põhjustada ka elektronlambi elektroodidevahelisi sidestusi. Näiteks katoodi sisseviigu induktiivsus võib põhjustada anood- ja võrevooluringide sidestust.

Elektronlambi elektroodide sisseviikude induktiivsuste ja elektroodidevaheliste mahtuvuste vähendamiseks konstrueeritakse ülikõrgsagedusalas rakendatavad elektronlambid väiksemate mõõdetega ning elektroodide sisseviigud valmistatakse võimalikult lühikesed.



Joonis 33 — 1. Põhimõtteline skeem, millel näidatud elektronlambi elektroodide sisseviikude induktiivsused ning võre ja katoodi vaheline mahtuvus.

Peale ülalkirjeldatud põhjuste muutub elektronlampide töörežiim ülikõrgsagedusalas seetõttu, et elektronide liikumise kestus katoodilt anoodile ei ole palju väiksem signaalpinge perioodi kestusest või on viimasest isegi suurem. Niisuguses olukorras katoodilt anoodile liikuv elektron indutseerib anoodis voolupulsi, mille tugevus suureneb elektroni lähenemisel anoodile ja muutub nulliks elektroni anoodile saabumise hetkel, sest anoodile kogunenud elektriline energia kandub üle elektronile, suurendades selle kineetilist energiat. Samuti



Joonis 33 — 2. Elektroni liikumisel trioodis selle võres indutseeritava voolu kõver.

indutseerib katoodilt anoodile liikuv elektron voolupulsid ka teistes elektroodides, sõltumata sellest, kas elektron satub elektroodile või ainult möödub sellest. Näiteks katoodist väljuv elektron lähenedes võrele, indutseerib selles voolupulsi *abc* (joonis 33 — 2), kus hetkel *c* elektron läbib võre. Edasisel liikumisel elektron kaugeneb võrest ja selles indutseeritav voolupulss muutub negatiivseks ning elektroni jõudmise hetkel anoodile muutub voolupulss nulliks.

Elektronlambi võres indutseeritud voolu toimel väheneb elektronlambi sisendtakistus tunduvalt.

Ülalkirjeldatud nähtusi arvestades on elektronlambi sisendtakistus ligikaudselt arvutatav valemiga:

$$R_d = \frac{\varkappa}{f^2}\ \text{M}\Omega, \qquad (33-1)$$

kus $\varkappa$ on tegur, mille arvväärtus mõnede elektronlampide kohta nähtub tabelist 33 — 1 ja f on võimendatav sagedus megahertsides.

Tabel 33 — 1.

Mõnede elektronlampide $\varkappa$ arvväärtused.

Elektronlambi tüüp	$\varkappa$
2К2М	65
6Л7	6,6
6К1Ж	200
6К7, 6К3	20
6Ж4	7,7
6К4	15,6

Ülikõrgsagedustel, ligikaudu 150 MHz juures, kaotavad tavalised elektronlambid väikeseks muutuva sisendtakistuse tõttu täielikult oma võimenduse. Alates 150 MHz sagedusest kuni 300 MHz sagedusteni kasutatakse erilise konstruktsiooniga väikesi elektronlampe (pentoode), millede sisemahtuvused ja elektroodide vahekaugused on tunduvalt väiksemad kui tavalistel elektronlampidel. Alates sagedustest 300 MHz kuni 3000 MHz kasutatakse erilise konstruktsiooniga maandatava võrega trioode, nn. „majaktrioode". Üle 3000 MHz sagedustel kasutatakse raadiovastuvõtja esimeseks astmeks kristalliga sagedusmuundajat. Nendel sagedustel ei ole enam kasutatavad tavalised võnkeringid, vaid koaksiaal- ja õõsresonaatorid.

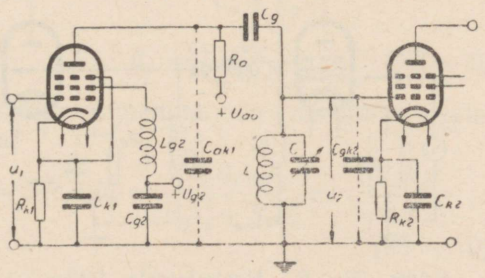
Ülikõrgsagedusvõimendajates elektronlampide sisend- ja väljandtakistuste toimel võnkeringide resonantstakistused vähenevad. Seetõttu ülikõrgsagedustel saab astme võimendust suurendada suurema tõusuga elektronlampide kasutamisega.

Kirjandus: 1, 11, 38 ja 40.

33 — 2. Meeterlainete võimendajad.

Meeterlainete võimendajad sarnanevad lülitusskeemidelt kõrgsagedusvõimendajatega. Seetõttu on nende arvutamiseks üldiselt rakendatavad peatükkides 31 ja 32 antud valemid. Alljärgnevalt kirjeldatakse mõningaid meeterlainete võimendajate arvutamisel esinevaid erinevusi. Meeterlainete võimendajates tuleb arvestada nimelt elektronlampide sisend- ja väljandmahtuvusi, mis moodustavad võnkeringi põhilise mahtuvuse.

Rööbitise toitega meeterlainete võimendaja põhimõtteline skeem nähtub jooniselt



Joonis 33 — 3. Rööbitise toitega meeterlainete võimendaja põhimõtteline skeem.

33 — 3. Sellel joonisel on näidatud ka elektronlampide sisemahtuvused C_{ak1} ja C_{gk2}, mis asuvad rööbiti võnkeringi kondensaatoriga C ja seega suurendavad võnkeringi mahtuvust. Võimendaja töötamise stabiilsust suurendab ka varivõrevooluringi ühendatud paispool L_{g2}.

Vastavalt joonisele 33 — 3 on võnkeringi resonantssagedus ligikaudu arvutatav valemiga:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C + C_{ak1} + C_{gk2})}} \text{ Hz.}$$

Selles valemis ei ole arvestatud kondensaatori C_g mahtuvuse mõjutust võnkeringi mahtuvusele, sest tavaliselt on C_g arvväärtus tunduvalt suurem C_{ak1} arvväärtusest ning seetõttu C_g võnkeringi resonantssagedust tunduvalt ei mõjuta. Antud valemist nähtub ka, et võnkeringi maksimaalne resonantssagedus on sõltuv C_{ak1} ja C_{gk2} arvväärtustest, sest jättes ära võnkeringi kondensaatori C on f_{rmaks} arvutatav valemiga:

$$f_{rmaks} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_{ak1} + C_{gk2})}} \text{ Hz.}$$

Kuna meeterlainete astmikus elektronlampide sisendtakistused on tunduvalt väiksemad kui selles astmikus rakendatavate võnkeringide resonantstakistused, siis astme võimendus on ligikaudu arvutatav valemiga:

$$K = SR_e, \qquad (33 - 2)$$

kus R_e on ekvivalentne koormustakistus, $R_e = \frac{R_a R_d}{R_a + R_d}$.

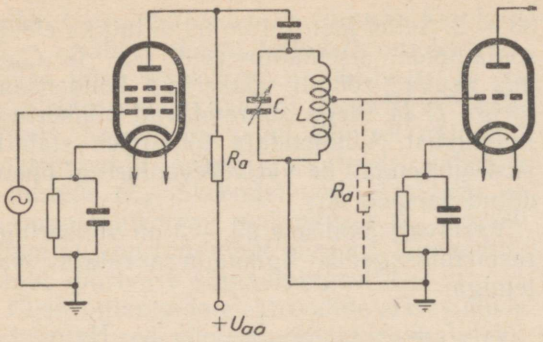
Võimendusastme sagedusriba laiuse ja selektiivsuse kohta on kehtivad peatükkides 31 ja 32 antud valemid ja joonised.

Vastavalt elektronlambi iseloomustussuurustele on võimalik määrata sagedust f_{maks}, millest kõrgematel sagedustel võimendusastme võimendus muutub väiksemaks ühest, s. o. võimenduse asemel tekib nõrgenemine.

$$f_{maks} = \sqrt{10^6 S\varkappa} \text{ Hz}, \qquad (33 - 3)$$

kus S on elektronlambi tõus ja $\varkappa$ leitakse tabelist 33 — 1.

Meeterlainete võimendajates on astme võimendust võimalik suurendada autotransformaatorsidestusega, nii nagu on näha joonisel 33 — 4.



Joonis 33 — 4. Rööbitise toitega autotransformaatorsidestusega meeterlainete võimendaja põhimõtteline skeem.

Autotransformaatoriga on võimalik sobitada võimendusastme elektronlambi väljandtakistust järgneva võimendusastme elektronlambi sisendtakistusega. Vastavalt joonisele 33 — 4 on astme võimendus arvutatav valemiga:

$$K = SR_d\ddot{u}_g = \frac{S\ddot{u}_g R_a \frac{R_d}{\ddot{u}_g^2}}{R_a + \frac{R_d}{\ddot{u}_g^2}} = \frac{SR_aR_d\ddot{u}_g}{\ddot{u}_g^2 R_a + R_d}, \quad (33-4)$$

kus $\ddot{u}_g$ on autotransformaatori ülekandesuhe, $\ddot{u}_g = \frac{w_1}{w}$, w_1 on võnkeringi pooli selle osa keerdude arv, mis asub võrevoolu ringis, ja w on võnkeringi pooli üldine keerdude arv.

Sellest valemist on võimalik leida ülekandesuhte $\ddot{u}_g$ optimaalset väärtust, mille juures areneb maksimaalne astme võimendus:

$$\ddot{u}_{gopt} = \sqrt{\frac{R_d}{R_a}}, \quad (33-5)$$

ning sellele vastavalt on maksimaalne astme võimendus arvutatav valemiga:

$$K_{maks} = \frac{\ddot{u}_g S R_a}{2} = \frac{S\sqrt{R_aR_d}}{2}. \quad (33-6)$$

Autotransformaatorsidestuse paremust selgitatakse alljärgneva näitega.

Näide 33 — 1.

Arvutada astme võimendus vastavalt joonistele 33 — 3 ja 33 — 4, kui on teada: 1) $S = 8$ mA/V, 2) $\varkappa = 7{,}7$, 3) $C_{ak1} + C_{gk1} = 20$ pF, 4) $R_a = 5000\ \Omega$ ja 5) $f = 150$ MHz.

Lahendus.

1. Arvutatakse valemiga 33 — 1 elektronlambi sisendtakistus:

$$R_d = \frac{\varkappa}{f^2} = \frac{7{,}7}{150^2} = 0{,}34 \cdot 10^{-3}\ \text{M}\Omega = 340\ \Omega.$$

2. Arvutatakse ekvivalentse koormustakistuse R_e arvväärtus:

$$R_e = \frac{R_aR_d}{R_a + R_d} = \frac{5000 \cdot 340}{5000 + 340} = 318\ \Omega.$$

3. Arvutatakse valemiga 33 — 2 astme võimendus vastavalt joonisele 33 — 3:

$$K = SR_e = 8 \cdot 10^{-3} \cdot 318 = 2{,}55.$$

4. Arvutatakse valemiga 33 — 6 astme võimendus vastavalt joonisele 33 — 4:

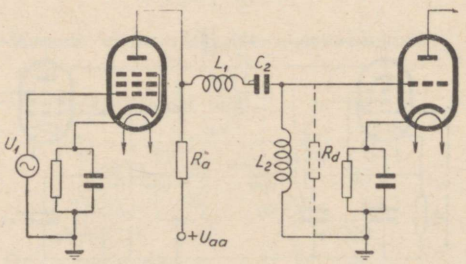
$$K = \frac{S\sqrt{R_aR_d}}{2} = \frac{8 \cdot 10^{-3}\sqrt{5 \cdot 10^3 \cdot 340}}{2} = 5{,}2.$$

Sellest näeme, et autotransformaatorsidestusega on antud juhul astme võimendus ligikaudu kaks korda suurem kui rööbitise toitega võimendusastme võimendus, tingimusel, et ülekandesuhe $\ddot{u}_g$ valitakse optimaalne.

Autotransformaatorsidestusega võimendusastme sagedusriba laius on tunduvalt kitsam rööbitise toitega meeterlainete võimendusastme sagedusriba laiusest. Seda on võimalik arvuliselt selgitada näites 33 — 1 arvutatud võimendusastmete sagedusriba laiuste arvutamisega. Meeterlainete võimendusastme sagedusriba laius on arvutatav valemiga:

$$\Delta F_1 = \frac{\sqrt{\sigma_1^2 - 1}}{2\pi C R_e}\ \text{Hz}, \quad (33-7)$$

kus σ_1 on selektiivsustegur, mille arvväärtus tavaliselt valitakse võrdne $\sqrt{2}$-ga, ja C on võnkeringi üldine mahtuvus.



Joonis 33 — 5. Meeterlainete lühematel lainetel rakendatava võimendusastme põhimõtteline skeem.

Järelikult rööbitise toitega meeterlainete võimendusastme sagedusriba laius, rakendades selles elektronlampi 6Ж4, on:

$$\Delta F_1 = \frac{\sqrt{\sigma_1^2 - 1}}{2\pi C R_e} = \frac{\sqrt{\sqrt{2^2} - 1}}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^{-11} \cdot 318} =$$

$$= 16{,}6 \cdot 10^6 \text{ Hz},$$

kus $C = C_{ak1} + C_{gk2} + C_l = 13 + 7 + 10 =$ $= 30$ pF.

Autotransformaatorsidestusega võimendusastmes on:

$$R_e = \frac{R_a}{2} = \frac{5000}{2} = 2500 \ \Omega,$$

$$\ddot{u}_{gopt} = \sqrt{\frac{R_d}{R_a}} = \sqrt{\frac{340}{5 \cdot 10^3}} = 0{,}26,$$

$$C = C_{ak1} + \ddot{u}_g^2 C_{gk2} = 13 + 0{,}26^2 \cdot 7 = 13{,}5.$$

$$\Delta F_1 = \frac{\sqrt{\sigma_1^2 - 1}}{2\pi C R_e} = \frac{\sqrt{\sqrt{2^2} - 1}}{2\pi \cdot 13{,}5 \cdot 10^{-12} \cdot 2{,}5 \cdot 10^3} =$$

$$= 4{,}72 \cdot 10^6 \text{ Hz}.$$

Sellest arvulisest näitest näeme, et arvutatud sagedusriba laiuste suhe on 3,5, mida järelikult tuleb arvestada võimendusastme lülitusskeemi valikul.

Laineastmikus 0,8 kuni 3 m rakendatavates võimendajates kasutatakse sageli niisugust lülitusskeemi, nagu on kujutatud joonisel 33 — 5.

Selles skeemis on rakendatud eritüübilist kahepoolset autotransformaatorsidestust, kus ülekandesuhted sõltuvad anoodvooluringi mahtuvusest $C_a = C_{ak1} + C_{la}$ ja võrevooluringi mahtuvusest $C_g = C_d + C_{lg} + C_L$. Nendes: C_{la} on anoodvooluringi lülitusmahtuvus, C_{lg} on võrevooluringi lülitusmahtuvus ja C_L on võrevooluringi paispooli sisemahtuvus. Antud mahtuvustele vastavalt on ülekandesuhted arvutatavad valemitega:

$$\ddot{u}_g = \frac{C_a}{C_a + C_g}, \qquad (33 - 8)$$

$$\ddot{u}_a = \frac{C_g}{C_a + C_g}. \qquad (33 - 9)$$

Astme võimendus on arvutatav valemiga:

$$K = S R_e \ddot{u}_a \ddot{u}_g = \frac{S R_a R_d \ddot{u}_a \ddot{u}_g}{R_a \ddot{u}_g^2 + R_d \ddot{u}_a^2} = \frac{S R_a R_d x}{R_d x^2 + R_a}, \qquad (33 - 10)$$

kus $x = \frac{\ddot{u}_a}{\ddot{u}_g} = \frac{C_g}{C_a}$.

Astme võimendus muutub maksimaalseks, kui on täidetud tingimus:

$$R_d x^2 = R_a,$$

mida võib kirjutada ka teisiti:

$$\frac{C_g}{C_a} = \sqrt{\frac{R_a}{R_d}}. \qquad (33 - 11)$$

Sellest valemist nähtub vajalik suhe C_g/C_a, kui on teada R_a ja R_d arvväärtused.

Praktikas tuleb vajaliku suhte C_g/C_a saamiseks võrevooluringi ühendada lisakondensaator, mille mahtuvus arvutatakse valemiga:

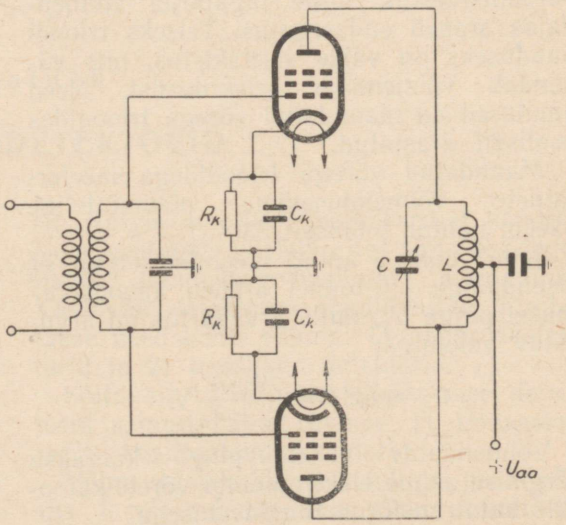
$$C_1 = C_a \sqrt{\frac{R_a}{R_d}} - (C_d + C_{lg}). \qquad (33 - 12)$$

Võnkeringi üldine mahtuvus on:

$$C = \frac{C_a C_g}{C_a + C_g} = \frac{C_a x}{1 + x}.$$

Tingimuse 33 — 11 täitmisel on astme võimendus arvutatav valemiga 33 — 6.

Erijuhtudel, kui võimendusastme sisendus peab olema sümmeetriline või kui on vaja vähendada elektronlampide sisendtakistuste mõju võnkeringidele, rakendatakse meeterlainete võimendamiseks vastastakt-võimendajaid. Niisuguse vastastaktvõimendusastme põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 33 — 6.



Joonis 33 — 6. Meeterlainete astmikus rakendatava vastastakt-võimendusastme põhimõtteline skeem.

Vastastakt-võimendusastme elektronlampide sisendtakistused ja sisendmahtuvused on ühendatud järjestikku ning seetõttu võnkeringi mõjutav takistus on $R_r = 2R_d$ ja võnkeringiga rööbiti asuv mahtuvus on $C_e = 0{,}5\ C_d$.

Astme võimendus on arvutatav valemiga:

$$K = \frac{SR_e}{2} = \frac{SR_r}{2} = SR_d. \quad (33 - 13)$$

Vastastakt- ja hariliku võimendusastme sidestamist on kõige lihtsam teostada kõrgsagedustransformaatoriga.

Kirjandus: 1, 11 ja 40.

33 — 3. Detsimeeterlainete võimendajad.

Detsimeeterlainete võimendajates rakendatakse heade tulemustega erikonstruktsiooniga maandatud võrega trioode. Detsimeeterlainete võimendajates (üle 300 MHz sagedustel) ei ole pentoode võimalik kasutada seetõttu, et nendes arenevad endamürad on 3 kuni 5 korda suuremad trioodides arenevatest endamüradest. Teiseks, puht-konstruktiivsetel põhjustel, on pentoodides katoodi ja anoodi vahekaugus suurem, mille tulemusena elektronide liikumise kestus võib muutuda võrdseks või isegi suuremaks võimendatava vahelduvpinge perioodi kestusest. Selle toimel teatavasti vähenevad elektronlampide sisendtakistused.

Trioodide rakendamisel tekib teatavasti anoodi ja võre vahelise mahtuvuse kaudu parasiitsidestus, mille tagajärjel võimendajas areneb endaergutus. Teiseks trioodi puuduseks on väike sisetakistus, mis vähendab võimendaja selektiivsust. Need puudused on maandatud võrega trioodides osaliselt ärastatud.

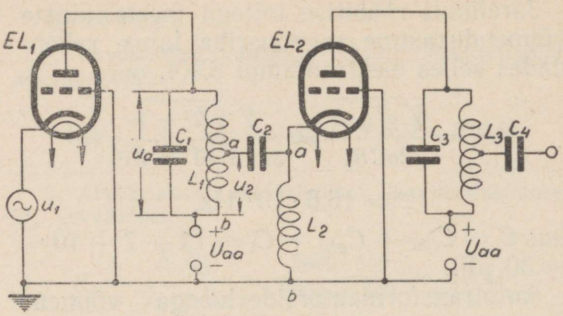
Maandatud võrega trioodidega meeterlainete võimendusastme põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 33 — 7.

Sellel joonisel antud skeemist selgub, et sisendpinge U_1 toimel areneb anoodkoormusel pinge U_a, mille arvväärtus on arvutatav valemiga:

$$U_a = I_a Z_a = \frac{\mu U_1 Z_a}{R_i + Z_a} \text{ V}.$$

Võimendatav vahelduvpinge kantakse järgmise astme elektronlambi võrele-katoodile autotransformaatorsidestusega.

Kondensaator C_2 on vajalik anoodalalispinge tõkestamiseks. Paispool L_2 omab



Joonis 33 — 7. Maandatud võrega trioodidega detsimeeterlainete võimendusastme põhimõtteline skeem.

võimendataval sagedusel suurt induktiivtakistust ning selle tulemusena toimub võimendatava pinge ülekanne punktide a ja b kaudu.

Võnkeringis L_1C_1 määratakse ülekandesuhe $\ddot{u}_g$ pingete või keerdude arvu suhtega:

$$\ddot{u}_g = \frac{U_2}{U_a} = \frac{w_1}{w},$$

sellest tuletatakse U_2 arvutusvalem:

$$U_2 = \ddot{u}_g U_a = \frac{\mu \ddot{u}_g U_1 Z_a}{R_i + Z_a}.$$

Jagades mõlemaid valemi pooli U_1-ga saadakse astme võimenduse arvutusvalem:

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\mu \ddot{u}_g Z_a}{R_i + Z_a}. \quad (33 - 14)$$

Astme võimendus on maksimaalne optimaalse ülekandesuhte puhul ning viimane on arvutatav valemiga:

$$\ddot{u}_{gopt} = \sqrt{\frac{1 + \frac{R_i}{Z_r}}{\mu}}. \quad (33 - 15)$$

Optimaalse ülekandesuhtega saadav maksimaalne võimendus on arvutatav valemiga:

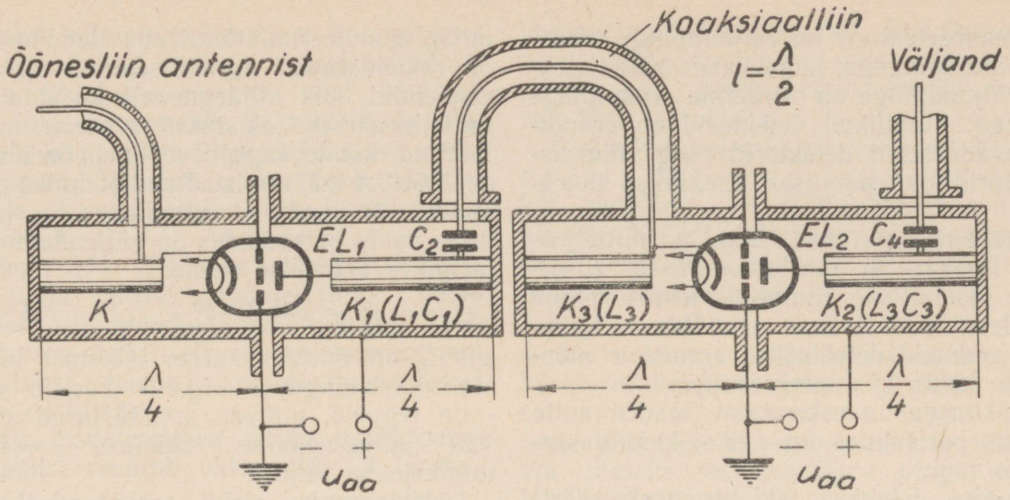
$$K_{maks} = \frac{\sqrt{\mu}}{\sqrt{1 + \frac{R_i}{Z_r}}\sqrt{\frac{R_i}{Z_r}}}. \quad (33 - 16)$$

Erijuhul, kui $Z_r \gg R_i$, siis:

$$K_{maks} = \sqrt{\mu}, \quad (33 - 17)$$

ning kui $R_i \gg Z_r$, mis praktikas on tavaline, siis:

$$K_{maks} = \frac{\sqrt{SZ_r}}{2}. \quad (33 - 18)$$



Joonis 33 — 8. Koaksiaalresonaatoritega detsimeeterlainete võimendusastme konstruktiivskeem.

Maandatud võrega trioodi võimendustegur on kuni 100 ning sel juhul, näiteks 750 MHz sagedusega pinge võimendamisel, saavutatakse astme võimendus 8 kuni 10. Veel kõrgemate sageduste puhul astme võimendus väheneb, kuid näiteks 3000 MHz sagedusega pinge võimendamisel saadakse astme võimendus siiski veel üle ühe.

Tavaliste võnkeringide asemel rakendatakse detsimeeterlainete võimendajates koaksiaalresonaatoreid, millede hüvetegurid on palju suuremad kui võnkeringidel. Koaksiaalresonaatoritega detsimeeterlainete võimendusastme konstruktiivskeem on toodud joonisel 33 — 8.

Sellel joonisel nähtuvad koaksiaalresonaatorid K_1 ja K_2. Katoodi vooluringi paispooli L_2 asendab samuti koaksiaalresonaator K_3. Skeemist nähtub samuti, et trioodi maandatud võre töötab elektrostaatilise varjena. Selles skeemis ärastab võre peaaegu täielikult anood- ja võrevooluringide mahtuvusliku sidestuse. Sellise erikonstruktsiooniga trioodi anoodi ja katoodi vaheline mahtuvus on väga väike (0,005 kuni 0,01 pF).

Kirjandus: 1, 11 ja 40.

34. peatükk.

AMPLITUUDDETEKTORID.

34 — 1. Detektorite üldkirjeldus ja liigid.

Detekteerimiseks nimetatakse moduleerimisele vastupidist, elektrilist protsessi, millega moduleeritud kandevsageduspingest eraldatakse moduleeriva sagedusega pinge. Amplituudmoduleeritud kandevsageduspinge detekteerimisel saadakse madalsageduspinge, mille kõvera kuju sarnaneb moduleeritud kandevsageduspinge amplituudide muutuse kõvera kujuga. Vene õpetlase A. S. Popovi poolt leiutatud vastuvõtjas kasutati detektoriks selle algtüüpi — koheererit. Kõigis amplituudmoduleeritud kandevsageduspingete detektorites toimub tegelikult kandevsageduspinge alaldamine. Vastavalt detektorite tundlikkusele liigitatakse need kahte rühma: 1) võimsusdetektorid ja 2) tundlikud detektorid.

Sõltuvalt töörežiimist liigitatakse detektorid samuti kahte rühma: 1) lineaarsed ja 2) kvadraatsed detektorid.

Võimsusdetektori sisendpinge peab olema 1 või rohkem volti, kuna tundlikud detektorid töötavad sisendpingega alla ühe voldi.

Lineaardetektoris on väljandpinge võrdeline sisendpingega, kuna kvadraatse detektori väljandpinge on võrdeline sisendpinge ruuduga. Tundlikud detektorid on eranditult kvadraatsed detektorid ning võimsusdetektorid on enamuses lineaarsed detektorid.

Detektorites võivad tekkida mittelineaar-, lineaar- ja faasimoonutused. Nimetatud moonutuste üldine kirjeldus leidub käesoleva teose I osas, peatükis 4. Lähemaid andmeid detektorites arenevate moonutuste kohta käsitletakse allpool.

Detektorina on rakendatav seadis, mille takistus pärisuunas on väike, kuid vastusuunas suur.

Ideaalse detektori takistus peaks pärisuunas võrduma nulliga või selle takistuse arvväärtus peaks olema jääv ning vastusuunas peaks see olema lõpmatu suur.

Tegelikult pole ideaalset detektorit olemas. Kõigi praktikas rakendatavate detektorite voolu ja pinge tunnusjooned on osaliselt mittelineaarsed ning selle tulemusena arenevad detektorites mittelineaarsed moonutused.

Et raadiovastuvõtjates detektori toitepinge saadakse võnkeringist, siis peab detektor omama suurt sisendtakistust, kuna väikese sisendtakistusega detektor tekitab seda toitvas võnkeringis suure sumbuvuse.

Lihtsaimaks detektoriks on käesoleva sajandi algul A. S. Popovi poolt kasutusele võetud kristalldetektor. Kaasaegsete detektorite teooria rajajateks on nõukogude teadlased L. B. Slepjan ja prof. V. I. Siforov. Nii ilmus 1929. a. L. B. Slepjani poolt koostatud raamat „Электронная лампа как детектор", milles suure põhjalikkusega on käsitletud elektronlampide rakendamist detektoritena ja antud juhised nende arvutamiseks.

Kaasaegsetes raadiovastuvõtjates rakendatavad detektorid on järgmised: 1) diooddetektorid, 2) anooddetektorid, 3) võredetektorid, 4) katooddetektorid ja 5) kristalldetektorid.

Kirjandus: 1, 20, 38 ja 41.

34 — 2. Detekteerimise füüsikalisi põhialuseid; kvadraatne ja lineaarne detekteerimine.

Eelmises punktis antud kirjeldusest selgus, et detekteerimine on vastupidine toiming moduleerimisele. Kuna detektoritena on rakendatavad mittelineaarsed takistuselemendid, siis alljärgnevalt kirjeldatakse mittelineaarses takistuses areneva moduleeritud kandevsagedusvoolu hetkväärtuse analüütilist määramist. Raadiotehnika põhialustest on teada, et mittelineaarses takistuses voolu hetkväärtus on väljendatav alljärgneva astmelise reana:

$$i = I_0 + au + \beta u^2 + \gamma u^3 + \ldots \text{ A}, \quad (34-1)$$

kus I_0 on mittelineaarset takistust läbiva alalisvoolu tugevus algolukorras ja a, β, γ on tegurid, millede arvväärtused sõltuvad mittelineaarse takistuse $i = f(U)$ tunnusjoone kujust.

Detekteerimise efekti saavutamiseks on vajalik, et valemis 34 — 1 paarisarvuliste astmetega liikmetest üks või rohkem ei võrduks nulliga.

Matemaatilise analüüsi lihtsustamiseks oletatakse, et klemmipinge mittelineaarsel takistusel on moduleeritud ühe sagedusega. Niisugusel juhul on moduleeritud pinge hetkväärtus vastavalt valemile 27 — 8 väljendatav järgmiselt:

$$u = U_m(1 + m_a \sin \Omega t) \sin \omega t \text{ V}. \quad (34-2)$$

Asetades valemist 34 — 2 pinge u väärtuse valemisse 34 — 1, kusjuures arvutuse lihtsustamiseks võetakse astmelise rea kolm esimest liiget, muutub moduleeritud voolu hetkväärtuse arvutamise valem järgmiseks:

$$i = I_0 + aU_m(1 + m_a \sin \Omega t) \sin \omega t + \\ + \beta U_m^2 (1 + m_a \sin \Omega t)^2 \sin^2 \omega t \text{ A}.$$

Seda valemit on vastavalt trigonomeetriast teada olevatele valemitele võimalik teisendada järgmiseks:

$$i = I_0 + a\left[U_m \sin \omega t - \frac{m_a U_m}{2} \cos(\omega + \Omega) t + \right. \\ + \frac{m_a U_m}{2} \cos(\omega - \Omega) t] + \beta \left\{ \frac{U_m^2}{2} (1 - \right. \\ - \cos 2\omega t) - \frac{m_a^2 U_m^2}{4} (\cos 2\omega t + \cos 2\Omega t) + \\ + \frac{m_a^2 U_m^2}{8} [2 + \cos(2\omega + 2\Omega) t + \cos(2\omega - \\ - 2\Omega) t] + \frac{m_a U_m^2}{2} [\sin(2\omega + \Omega) t - \sin(2\omega - \\ \left. - \Omega) t + 2 \sin \Omega t] \right\} \text{ A}. \quad (34-3)$$

Sellest valemist nähtub, et ühe sagedusega moduleeritud pinge toimel mittelineaarses takistuses arenev vool sisaldab nelja liiki komponente, ja nimelt: 1) alalisvoolu komponent, 2) moduleeritava voolu komponent, 3) moduleeriva voolu komponent ja 4) moduleeriva teise harmoonilise komponent.

Valemi 34 — 3 lihtsustamiseks võib sellest välja jätta moduleeritava voolu komponenti moodustavad liikmed, sest detektorites tavaliselt see voolukomponent eraldatakse teistest voolukomponentidest vastavate filtritega.

Peale moduleeritava voolu komponendi eraldamist muutub valem 34 — 3 järgmiseks:

$$i_d = I_0 + \frac{\beta U_m^2}{2} + \frac{\beta m_a^2 U_m^2}{4} + \beta m_a U_m^2 \sin \Omega t - \frac{\beta m_a^2 U_m^2}{4} \cos 2\Omega t. \qquad (34-4)$$

Sellest valemist nähtub, et mittelineaarses takistuses arenev vool, peale moduleeritava voolu komponendi eraldamist, koosneb järgmistest voolu komponentidest: 1) alalisvoolu komponent $i_0 = I_0 + \frac{\beta U_m^2}{2} + \frac{\beta m_a^2 U_m^2}{4}$, 2) moduleeriva sagedusega vahelduvvoolu, s. t. kasuliku voolu komponent $i_\Omega = \beta m_a U_m^2 \sin \Omega t$ ja 3) moduleeriva voolu teise harmoonilise komponent $i_{2\Omega} = \frac{\beta m_a^2 U_m^2}{4} \cos 2\Omega t$.

Kuna detektori väljandvoolus esineb teine harmooniline, siis järelikult tekib detekteerimisel mittelineaarne moonutus, mille suurus käesoleval juhul on järelikult arvutatav valemiga:

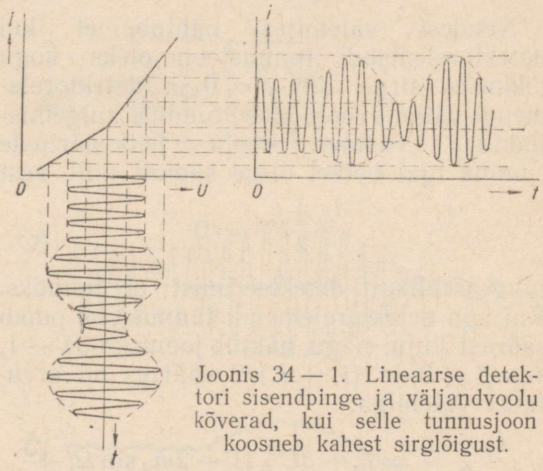
$$k_f = \frac{I_{2\Omega m}}{I_{\Omega m}} = \frac{\beta m_a^2 U_m^2}{4\beta m_a U_m^2} = \frac{m_a}{4}. \qquad (34-5)$$

Sellest valemist selgub, et detekteerimisel on mittelineaarset moonutust võimalik vähendada moduleerimisteguri vähendamisega.

Mitme sagedusega moduleerimisel suureneb mittelineaarmoonutus veelgi ning seetõttu ei tohiks kõrgekvaliteedilise ringhäälingu ülekande saavutamiseks moduleerimistegur ületada 30%. Raadiosaatjate kasutegurite suurendamiseks rakendatakse nendes aga moduleerimistegureid tavaliselt 80% ja rohkem.

Ülalantud valemid on kehtivad kvadraatse detekteerimise puhul, s. t. kui detektori $i = f(U)$ tunnusjoon on kõver. Sellest järeldus, et kvadraatne detekteerimine ei võimalda kõrgekvaliteedilist demoduleerimist.

Lineaarseks detekteerimiseks valitakse detektori sisendpinge nii kõrge, et detektorelemendi tööpunkt asuks selle $i = f(U)$ tunnusjoone sirgosa algul ning tunnusjoone sirgosa pikkus võrduks või ületaks detekteeritava pinge maksimaalse amplituudi ulatuse. Lineaarse detektori sisendpinge ja väljandvoolu kõverad on kujutatud joonisel 34 — 1.



Joonis 34 — 1. Lineaarse detektori sisendpinge ja väljandvoolu kõverad, kui selle tunnusjoon koosneb kahest sirglõigust.

Lineaarse detektori töökäigu selgitamine astmelise rea abil on tülikas, sest rahuldava tulemuse saamiseks peaks astmelisse ritta võtma tunduvalt suurema arvu liikmeid. Seetõttu lineaarse detektori töökäigu selgitamiseks kasutatakse selle väljandvoolu või väljandpinge amplituudide kulgemisjoone meetodit.

Detektori väljandvoolu amplituudide kulgemisjoone meetodi õigsuse tõestamiseks rakendatakse seda esialgu kvadraatsel detekteerimisel areneva voolu hetkväärtuse määramiseks. Selleks kirjutatakse jooniselt 34 — 1 nähtuvate väljandvoolu amplituudide kulgemisjoontele vastavate pingete hetkväärtuste valemid. Positiivsete vooluamplituudide kulgemisjoonele

vastava pinge hetkväärtus vastavalt valemile 34 — 2 on:

$$u_+ = U_m(1 + m_a \sin \Omega t) \text{ V}$$

ja negatiivsete vooluamplituudide kulgemisjoonele vastava pinge hetkväärtus on:

$$u_- = -U_m(1 + m_a \sin \Omega t) \text{ V}.$$

Asetades u_+ ja u_- väärtused valemisse 34 — 1, võttes selles ainult kolm esimest liiget, saadakse detektorelemendi väljandvoolu amplituudi kulgemisjoonele vastavate voolude hetkväärtuste arvutamiseks järgmised valemid:

$$i_+ = I_0 + \alpha U_m(1 + m_a \sin \Omega t) + \beta U_m^2(1 + m_a \sin \Omega t)^2 \text{ A}, \quad (34 — 6)$$

$$i_- = I_0 - \alpha U_m(1 + m_a \sin \Omega t) + \beta U_m^2(1 + m_a \sin \Omega t)^2 \text{ A}. \quad (34 — 7)$$

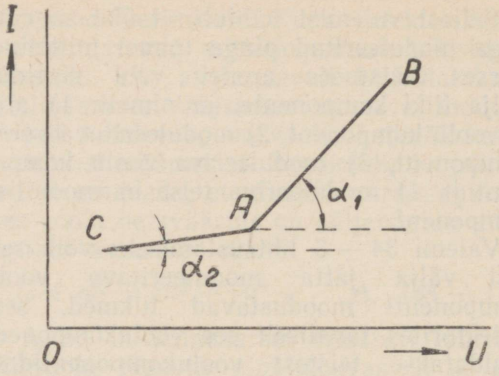
Nendest valemitest nähtub, et kui detektorelemendi tunnusjoon oleks kogu pikkuses sirge, siis $\beta = 0$ ja detektorelemendi väljandvoolu amplituudide kulgemisjoontele vastava voolu hetkväärtuste summa igal hetkel oleks samuti null, sest

$$\frac{i_+ + i_-}{2} = 0$$

ning järelikult detekteerimist ei toimuks. Kui aga detektorelemendi tunnusjoon omab säärast kuju, nagu nähtub jooniselt 34 — 1, siis $\beta \neq 0$ ja $(i_+ + i_-)/2$ väärtus on arvutatav valemiga:

$$\frac{i_+ + i_-}{2} = I_0 + \beta U_m^2(1 + 2m_a \sin \Omega t + m_a^2 \sin^2 \Omega t) = I_0 + \beta U_m^2 + \frac{\beta m_a^2 U_m^2}{2} + 2\beta m_a U_m^2 \sin \Omega t - \frac{\beta m_a^2 U_m^2}{2} \cos 2\Omega t \text{ A}.$$

Võrreldes saadud avaldust valemiga 34 — 4 näeme, et detektorelemendi väljandvoolu amplituudide kulgemisjoone meetodiga saadakse sama tulemus kui analüütilisel arvutusel. Järelikult võib seda meetodit rakendada ka lineaarse detektori töökäigu selgitamiseks. Oletame, et lineaarse detektorelemendi tunnusjoon koosneb kahest sirglõigust, nii nagu nähtub jooniselt 34 — 2, kusjuures selle detektorelemendi tööpunkt vastab joonisel 34 — 2 antud punktile A.



Joonis 34 — 2. Lineaarse detektori tunnusjoon, mis koosneb kahest sirglõigust.

Niisugusel juhul, vastavalt valemile 34 — 2, on detektori väljandvoolu amplituudide kulgemisjoontele vastavate voolude hetkväärtused arvutatavad valemitega:

$$i_+ = I_0 + \alpha_1 U_m(1 + m_a \sin \Omega t) \text{ A},$$

$$i_- = I_0 - \alpha_2 U_m(1 + m_a \sin \Omega t) \text{ A}.$$

Nendest leitakse detektori väljandvoolu keskväärtus:

$$\frac{i_+ - i_-}{2} = I_0 + \frac{(\alpha_1 - \alpha_2) U_m}{2} + \frac{(\alpha_1 - \alpha_2) m_a U_m}{2} \sin \Omega t \text{ A}.$$

Sellest valemist nähtub, et lineaarse detektori väljandvool koosneb kahest komponendist:

1) alalisvoolu komponent

$$i_0 = I_0 + \frac{(\alpha_1 - \alpha_2) U_m}{2} \text{ A}, \quad (34 — 8)$$

2) moduleeriva sagedusega vahelduvvoolu komponent

$$i_\Omega = \frac{(\alpha_1 - \alpha_2) m_a U_m}{2} \sin \Omega t \text{ A}. \quad (34 — 9)$$

Valemist 34 — 9 näeme, et lineaarsel detekteerimisel detektori sisendpinge ja väljandvool ning seega ka väljandpinge on võrdelised, kuna kvadraatsel detekteerimisel sisendpinge ja väljandvool, vastavalt valemile 34 — 4, on ruutsõltuvuses.

Praktikas on detektorelementidena kasutusel peamiselt elektronlambid ja kristalldetektorid ning harvemini ka vask(I)-oksüüd- või seleen-suunajad. Nimetatud detektorelementide tunnusjooned ei ole täpselt sarnased joonisel 34 — 2 kujuta-

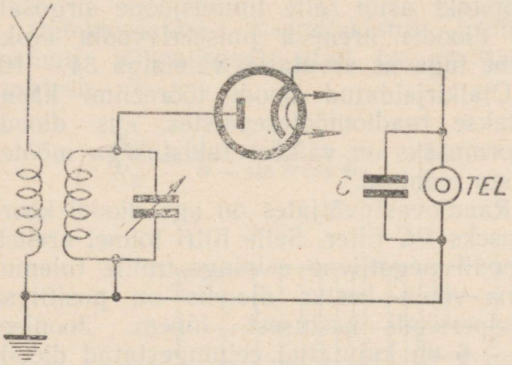
tuga, vaid omavad järsu murdenurga asemel põlve. Seetõttu töötab madala sisendpinge puhul iga lineaarne detektor kvadraatse detektorina, sest tunnusjoone põlv omab ligikaudu kvadraatse detektori tunnusjoone kuju.

Kirjandus: 1 ja 20.

34 — 3. Diooddetektor, selle sisendimpedants ning selles tekkivad moonutused.

Kõige enam levinenud detektoriks on dioodiga võimsusdetektor, mis töötab lineaarses töörežiimis.

Diooddetektori töökäigu kirjeldamiseks kasutatakse joonisel 34 — 3 toodud diooddetektori põhimõttelist skeemi.



Joonis 34 — 3. Diooddetektori põhimõtteline skeem.

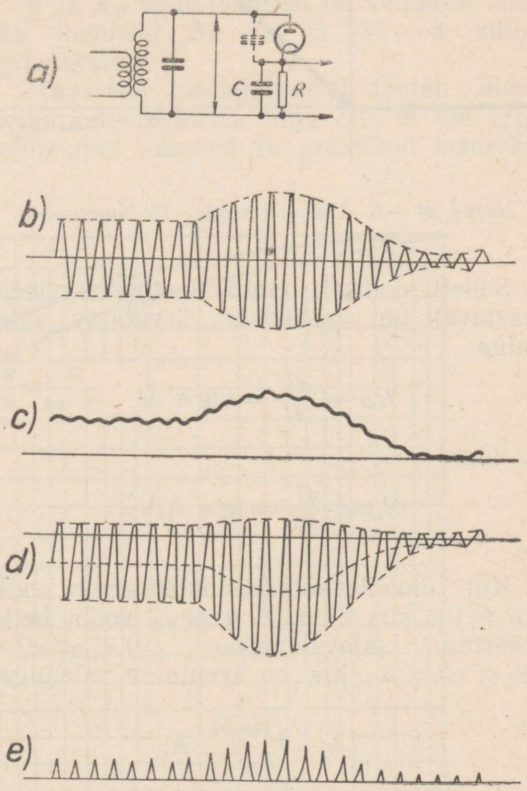
Sellest skeemist nähtub, et koormuses areneb pulseeriv kõrgsagedusvool, sest diood laseb voolu läbi ainult ühes suunas. Koormuseks on antud skeemis telefon ja sellega rööbiti ühendatud kondensaator. Telefoni ja kondensaatori vahel tekib voolu jagunemine, sest kondensaatori mahtuvus on valitud nii suur, et selle mahtuvustakistus helisagedusvoolule oleks palju suurem kui telefoni takistus. Seetõttu kõrgsagedusvool läbib kondensaatori ja helisagedusvool läbib telefoni, rakendades selle töösse.

Kirjeldatud skeemi kasutatakse praktikas harva, sest selles on kõrg- ja helisagedusvoolude eraldamine siiski poolik. Peale selle, vastavalt eelmises punktis antud valemitele, tekib dioodis ka alalisvoolu komponent, mis ülalnimetatud lihtsas diooddetektoris läbib telefoni koos moduleeriva sagedusega vahelduvvoolu komponendiga. Seetõttu praktikas niisugust diooddetektorit enam ei rakendata.

Praktikas rakendatava diooddetektori põhimõtteline skeem on toodud joonisel 34 — 4, a.

Sellel joonisel takistus R ja kondensaator C moodustavad RC filtri, mille klemmidelt saadakse moduleeriva sageduse taktis muutuv pulseerivpinge.

RC filtri ajakonstant valitakse suurem kandevsageduse perioodi kestusest ja väiksem moduleeriva sageduse perioodi kestusest. Raadiotehnika põhialustest on teada, et RC ajakonstandiks nimetatakse aega (sekundites), mille kestel kondensaatori klemmipinge (tühjenemisel läbi takisti) väheneb algkõrgusest kuni $\frac{1}{e}$ kõrguseni

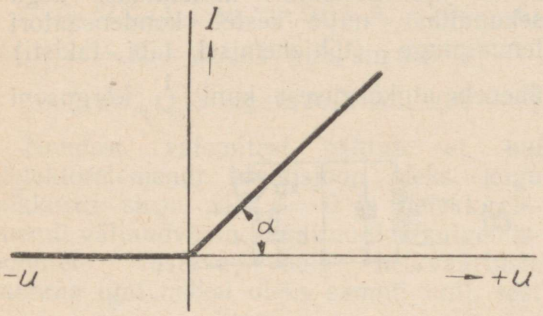


Joonis 34 — 4. Praktikas rakendatava diooddetektori põhimõtteline skeem, ja selle pingete ning voolude kõverad: a — diooddetektori põhimõtteline skeem, b — diooddetektori sisendpinge kõver, c — takistuse R klemmipinge kõver, d — dioodi anoodi ja katoodi vahelise pinge kõver ja e — dioodi läbiva voolu kõver.

(kus e on naturaal-logaritmi alus). Praktikas saavutatakse ringhäälingu vastuvõtjates sobiv ajakonstant takistiga $R = 0{,}1$ kuni 0,5 MΩ ja kondensaatoriga $C = 50$ kuni 100 pF.

Jooniselt 34 — 4 selgub, et RC filtri mõjutusel areneb dioodi anoodil negatiivne pinge, mille kõrgus muutub vastavalt moduleerivale sagedusele. Selliselt areneva negatiivse eelpinge tõttu ei teki vool enam kogu positiivse poolperioodi, vaid ainult osa poolperioodi kestel.

Diooddetektori arvutamiseks lähtutakse dioodi ideaalsest $I — U$ tunnusjoonest, mis on toodud joonisel 34 — 5.



Joonis 34 — 5. Dioodi ideaalne IU tunnusjoon.

Sellelt jooniselt nähtuvale tunnusjoonele vastavalt on sisetakistus arvutatav valemiga:

$$R_D = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \operatorname{ctg} \alpha \ \Omega,$$

ja tõus

$$S_D = \frac{\Delta I}{\Delta U} = \operatorname{tg} \alpha \ \text{A/V}.$$

Kui dioodi koormustakistus on null ($R = 0$), siis dioodis areneva voolu hetkväärtus ajavahemikes $0 < \omega t < \pi$, $2\pi < \omega t < 3\pi$ jne. on arvutatav valemiga:

$$i = \frac{U_m \sin \omega t}{R_D} \ \text{A},$$

ning ajavahemikes $\pi < \omega t < 2\pi$, $3\pi < \omega t < 4\pi$ jne. dioodis voolu ei teki, s. t. $i = 0$.

Järelikult, dioodis areneva voolu keskväärtus perioodi kestel on arvutatav valemiga:

$$I_{kesk} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{U_m}{R_D} \sin \frac{2\pi}{T} t \cdot dt =$$

$$= \frac{U_m}{\pi R_D} = \frac{I_m}{\pi} \ \text{A}. \qquad (34 — 10)$$

Kuna dioodis negatiivse poolperioodi kestel voolu ei teki, siis on selle tegelik sisendtakistus võrdne dioodi kahekordse sisetakistusega

$$R_\omega = 2R_D. \qquad (34 — 11)$$

Tegelikult dioodi $I—U$ tunnusjoon erineb ideaaldioodi $I—U$ tunnusjoonest ainult algosa kõveruse tõttu. Järelikult areneb madala sisendpinge puhul dioodis kvadraatne detekteerimine.

Kõrgema sisendpinge puhul, kui dioodi tööpunkt asub selle tunnusjoone sirgosal, on dioodis areneva pulseerivvoolu keskmine tugevus arvutatav valemiga 34 — 10.

Ülalkirjeldatud dioodi töörežiimi kasutatakse raadiomõõteseadistes, kus dioodi koormuseks on väikese takistusega mõõteriista mähised.

Raadiovastuvõtjates on aga dioodi koormuseks RC filter. Selle filtri toimel areneb dioodil negatiivne eelpinge, mille tulemusena voolu kestus dioodis on positiivse poolperioodi kestusest lühem. Joonisel 34 — 6 on kujutatud eelpingestatud dioodi pinge- ja voolukõverad. Sellelt jooniselt nähtub, et suhe Θ/ω tähistab voolu läbimise p o o l t k e s t u s t dioodis ühe perioodi vältel; Θ nimetatakse lõikenurgaks, mille arvväärtus määratakse radiaanides.

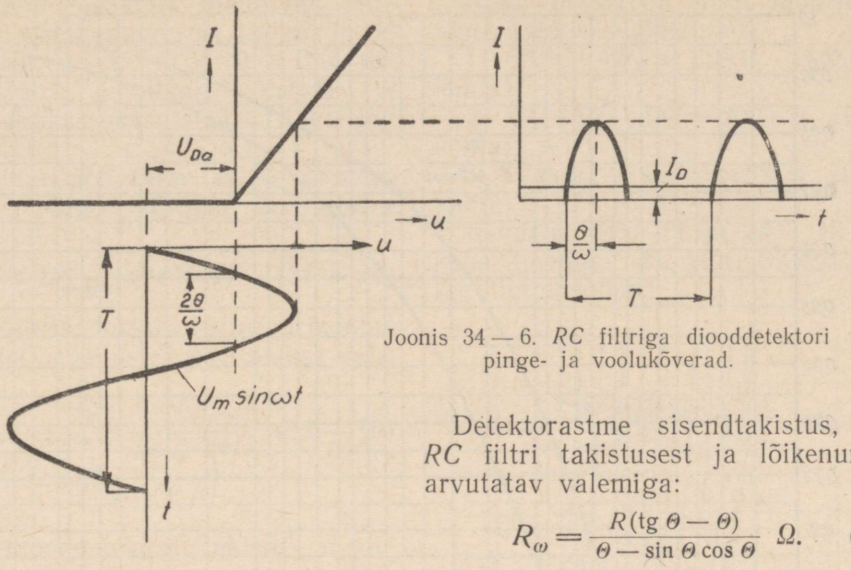
Lõikenurga suurus sõltub RC filtri takistuse ja dioodi sisetakistuse suhtest:

$$\frac{R}{R_D} = \frac{\pi}{\operatorname{tg} \Theta — \Theta}.$$

See võrrand ei ole Θ suhtes analüütiliselt lahendatav ning Θ leidmiseks tuleb kasutada joonistelt 34 — 7 ja 34 — 8 nähtuvaid graafikuid.

Siinuselise moduleeriva pinge puhul lõikenurga koosinus näitab detekteerimisteguri suurust, s. t. detekteerimisel tekkiva pulseerivpinge ja dioodile siseneva kõrgsageduspinge suhet.

$$\frac{U_p}{U_{\omega maks}} = \frac{I_p R}{U_{\omega maks}} = \cos \Theta. \qquad (34 — 12)$$



Joonis 34 — 6. *RC* filtriga diooddetektori pinge- ja voolukõverad.

Detektorastme sisendtakistus sõltub samuti lõikenurgast ning on arvutatav suhtest:

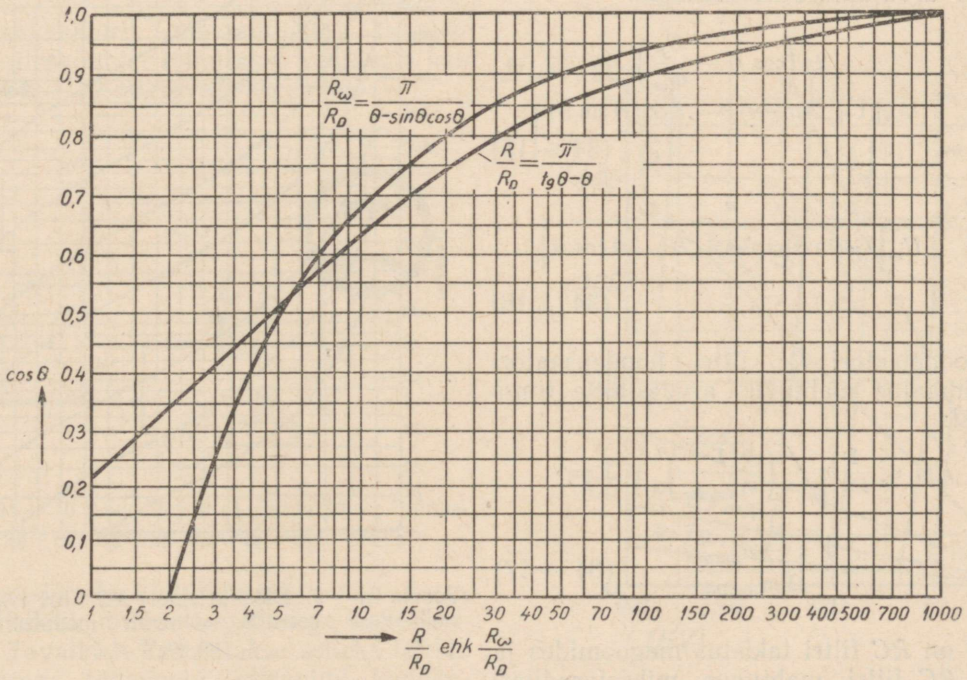
$$\frac{R_\omega}{R_D} = \frac{\pi}{\theta - \sin\theta\cos\theta}. \qquad (34-13)$$

Detektorastme sisendtakistus, sõltuvalt *RC* filtri takistusest ja lõikenurgast, on arvutatav valemiga:

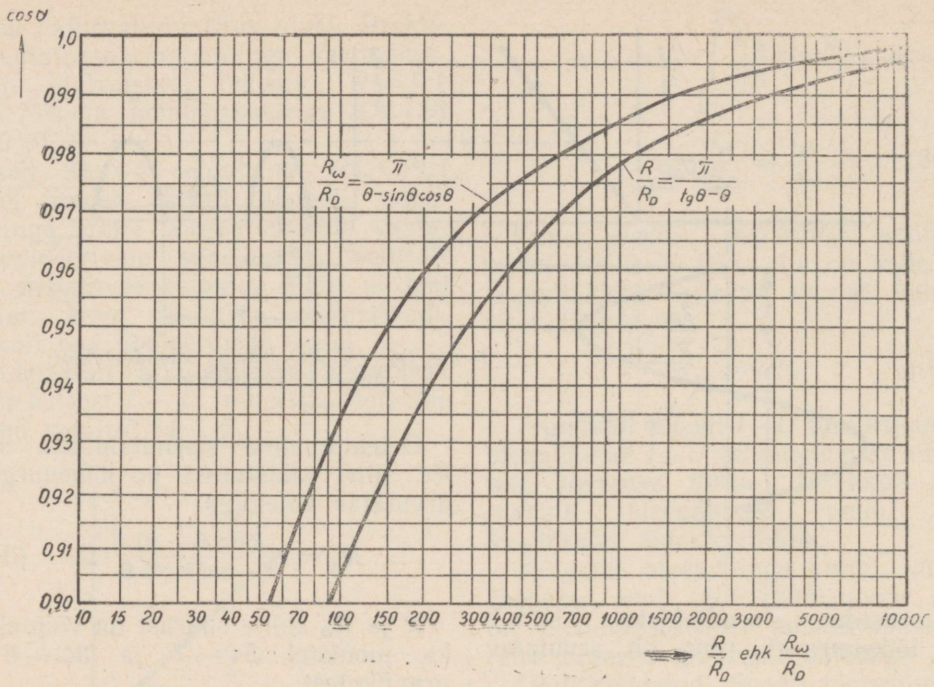
$$R_\omega = \frac{R(\operatorname{tg}\theta - \theta)}{\theta - \sin\theta\cos\theta}\ \Omega. \qquad (34-14)$$

R ja R_D suhte suurust on võimalik leida ka joonistel 34 — 7 ja 34 — 8 antud graafikutest.

Madalatel sisendpingetel töötab diood kvadraatdetektorina ning siis ei ole ülalnimetatud valemid ja graafikud kehtivad.



Joonis 34 — 7. Lõikenurk θ sõltuvalt suhteist $\frac{R}{R_D}$ ja $\frac{R_\omega}{R_D}$.



Joonis 34 — 8. Lõikenurk Θ sõltuvalt suhteist $\frac{R}{R_D}$ ja $\frac{R_\omega}{R_D}$.

Kvadraatsel detekteerimisel R, R_D ja R_ω suhted arvutatakse valemitega:

$$\frac{R}{R_D}=\frac{2\pi\left(\cos\Theta-\frac{U_p}{U_\omega}\right)}{U_\omega[(1+2\cos^2\Theta)\Theta-3\cos\Theta\sin\Theta]}, \qquad (34-15)$$

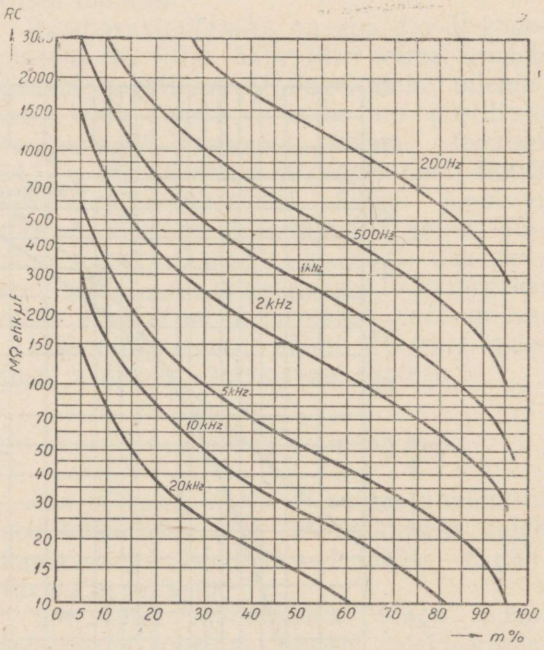
$$\frac{R_\omega}{R_D}=\frac{\pi}{U_\omega\left[\frac{2}{3}\sin\Theta(\cos^2\Theta+2)-2\Theta\cos\Theta\right]}. \qquad (34-16)$$

Diooddetektori RC filtri kondensaatori maksimaalne mahtuvus arvutatakse tingimusest:

$$RC\leqslant\frac{1}{\Omega_k}\sqrt{\left(\frac{1}{m_{amaks}}\right)^2-1}=$$

$$=\frac{\sqrt{1-m^2_{amaks}}}{\Omega_k m_{amaks}}, \qquad (34-17)$$

kus R on RC filtri takistus megoomides ja C on RC filtri mahtuvus mikrofaradites. Selle tingimuse täitmisel diooddetektoris mittelineaarseid moonutusi ei teki. Antud



Joonis 34 — 9. Diooddetektori RC filtri takistuse ja mahtuvuse korrutis sõltuvalt moduleerimisteguri m_a%.

tingimusele vastavalt valmistatud graafik nähtub jooniselt 34 — 9.

RC filtri kondensaatori mahtuvus valitakse dioodi sisemahtuvusest ligikaudu 10 korda suurem, s. t. $10 \times 10 = 100$ pF, seetõttu jääb tegelikult valida R suurus. Praktikas kasutatakse tavaliselt $R = 0{,}5$ MΩ.

Diooddetektori *RC* filtri takistil areneva moduleeriva pinge kõrgus arvutatakse valemiga:

$$U_{\Omega maks} = m_a U_{\omega maks} \cos\Theta \text{ V}. \quad (34-18)$$

Diooddetektoris tekkivad lineaarmoonutused kõrgetel sagedustel arvutatakse valemiga:

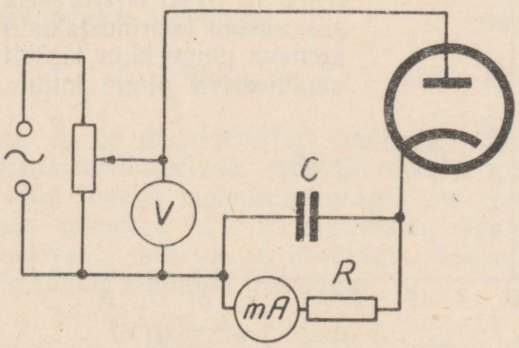
$$N_k = \frac{1}{\sqrt{1+\left(2\pi\Omega_k C \frac{R_\Omega R}{R_\Omega + R}\right)^2}}, \quad (34-19)$$

kus R_Ω on diooddetektori takistus moduleerivale vahelduvvoolule.

Kui on täidetud tingimus 34 — 17, siis N_k on arvutatav valemiga:

$$N_k = \frac{1}{\sqrt{1-\left[\left(\frac{1}{m_a}\right)^2 - 1\right]\left[\frac{1}{1+\frac{\Theta}{\text{tg}\,\Theta - \Theta}}\right]}}. \quad (34-20)$$

Diooddetektori dünaamiliste tunnusjoonte ülesvõtmist toimitakse vastavalt jooniselt 34 — 10 nähtuvale skeemile.



Joonis 34 — 10. Diooddetektori dünaamiliste tunnusjoonte ülesvõtmise põhimõtteline skeem.

Tunnusjoonte ülesvõtmiseks võib kasutada ükskõik millise sagedusega vahelduvvoolu. Tavaliselt kasutatakse selleks 50 Hz sagedusega toitevoolu, mispuhul kondensaatori C mahtuvus tuleb valida ligikaudu 2 μF.

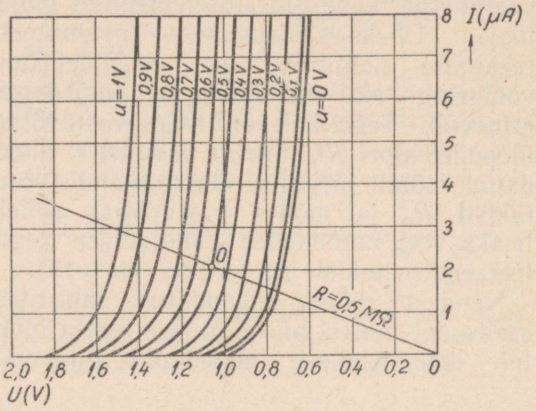
Alljärgnevalt on antud mõnede dioodide staatilised sisetakistused:

1) 6X6C — $R_D = 250$ Ω (ühe dioodi kohta),

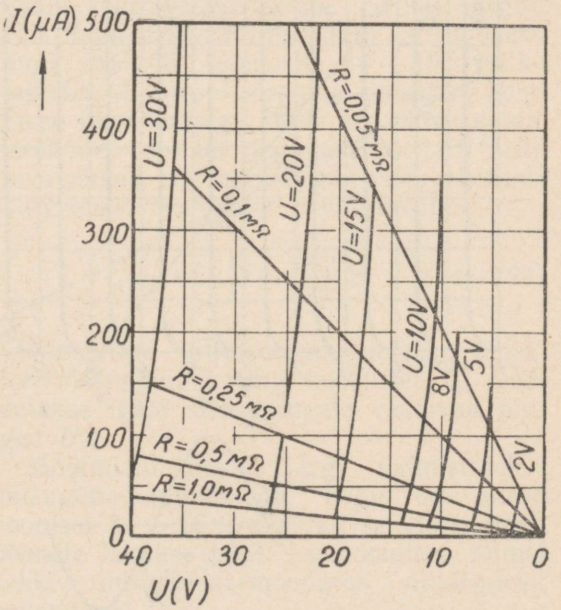
2) CO-185 — $R_D = 2000$ Ω (ühe dioodi kohta),

3) CO-193 — $R_D = 6000$ Ω (ühe dioodi kohta).

Joonistel 34 — 11 ja 34 — 12 on antud kahe dioodiga detektori 6X6C dünaamilised tunnusjooned.



Joonis 34 — 11. Dioodiga 6X6C detektori dünaamilised tunnusjooned madalatel sisendpingetel ning koormustakistusega 0,5 MΩ.

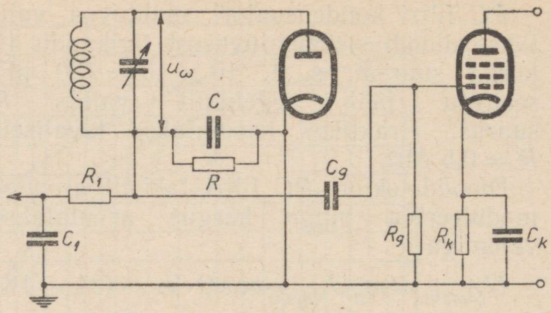


Joonis 34 — 12. Dioodiga 6X6C detektori dünaamilised tunnusjooned sõltuvalt sisendpingest ja koormustakistustest.

Dioodidetektori maksimaalne sisendpinge võib olla kuni 50 V. Alla 0,5 V sisendpingete puhul tekivad dioodi tunnusjoone kõveruse tõttu tunduvad mittelineaarmoonutused (kuni 20%). Seetõttu tuleb raadiovastuvõtjate projekteerimisel kõrg- ja vahesagedusvõimendajad arvutada selliselt, et dioodidetektori sisendpinge oleks alati üle 0,5 voldi.

Peale ülalnimetatud moonutuste võivad dioodidetektoris moonutused tekkida raadiovastuvõtja teiste sidestuselementide mõjutusel. Üheks niisuguseks moonutuste tekkimise põhjuseks on dioodidetektori vooluringi aktiivtakistuse ja impedantsi erinevus. Tegelikult on raadiovastuvõtjas dioodidetektori RC filtriga tavaliselt ühendatud rööbiti järgmise elektronlambi võretakisti R_g ja mõnes vastuvõtjas sellele lisaks veel automaatse tundlikkuse reguleerseadise takisti R_1 (joonis 34 — 13).

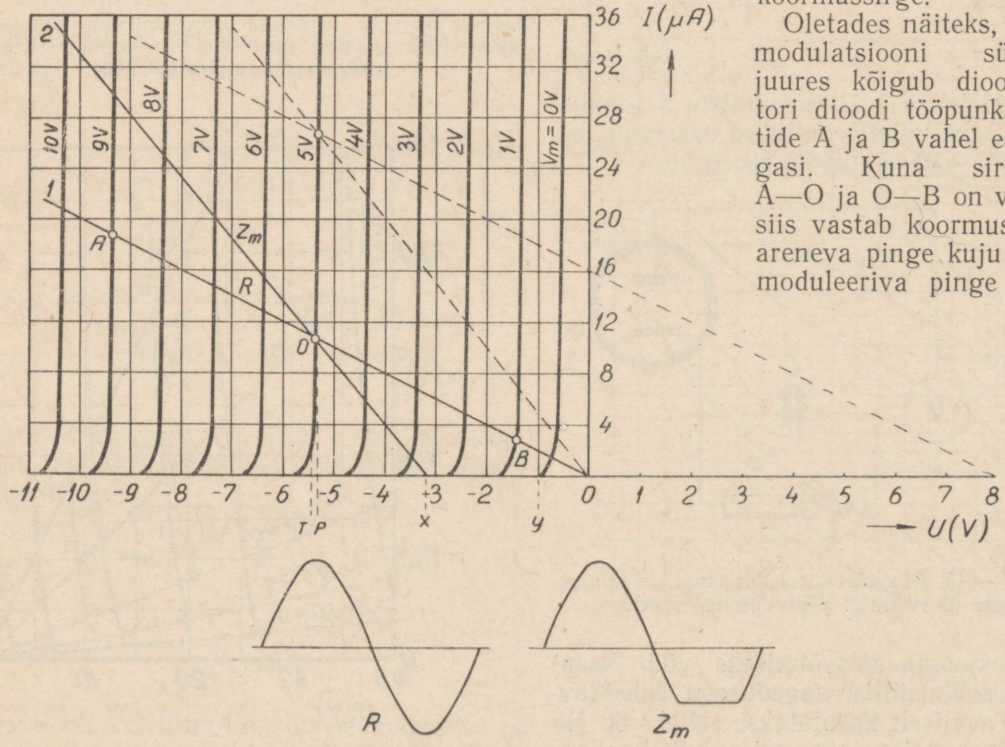
Nendest rööbiti ühendatud takistitest alalisvool läbi ei pääse ning seetõttu muutub dioodidetektori impedants tunduvalt



Joonis 34 — 13. Dioodidetektori põhimõtteline skeem, milles RC filtriga rööbiti asuvad järgneva elektronlambi võretakisti R_g ja automaatse võimenduse reguleerseadise takisti R_1.

väiksemaks. Dioodidetektori aktiivtakistuse ja impedantsi erinevus võib moduleerimisteguri suure arvväärtuse puhul tekitada tunduvaid mittelineaarmoonutusi. Nimetatud mittelineaarmoonutuste tekkimise selgitamiseks on joonisel 34 — 14 antud erinevad koormussirged läbi sama tööpunkti 0. Sirge 1 on aktiivtakistusele vastav koormussirge ja sirge 2 on vahelduvvoolu impedantsile vastav koormussirge.

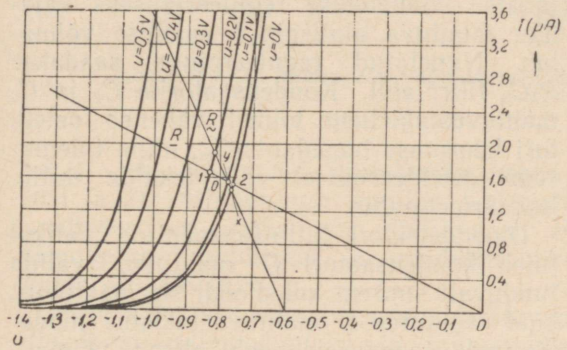
Oletades näiteks, et 80% modulatsiooni sügavuse juures kõigub dioodidetektori dioodi tööpunkt punktide A ja B vahel edasi-tagasi. Kuna sirglõigud A—O ja O—B on võrdsed, siis vastab koormustakistil areneva pinge kuju täpselt moduleeriva pinge kujule.



Joonis 34 — 14. Dioodidetektori dünaamiliste tunnusjoonte sari, alalis- ja vahelduvvoolu koormussirgetega ja moduleeriva pinge kõverad vastavalt nendele koormussirgetele.

Kui aga diooddetektori impedants, s. t. vahelduvvoolu koormustakistus, erineb alalisvoolu koormustakistusest, siis dioodi tööpunkt kulgeb mööda sirget 2. Koormussirge 2 alumine osa on tunduvalt lühem sirglõigust O—B, mille tulemusena lõigatakse ära moduleeriva pinge kõvera alumine osa, nii nagu see nähtub jooniselt 34 — 14 all paremal.

Madalatel sisendpingetel, s. t. kvadraatse detekteerimise piirkonnas, tingitult erinevatest koormustakistustest, diooddetektoris moonutusi ei teki, mis nähtub ka jooniselt 34 — 15.



Joonis 34 — 15. Diooddetektori dünaamiliste tunnusjoonte sari madalatel sisendpingetel, alalis- ja vahelduvvoolu koormussirgetega.

Maksimaalne moduleerimisteguri arvväärtus, mille juures moonutusi ei teki, arvutatakse valemiga:

$$m_{amaks} = \frac{Z_m}{R}, \qquad (34 — 21)$$

kus Z_m on diooddetektori vooluringi impedants moduleerivale vahelduvvoolule.

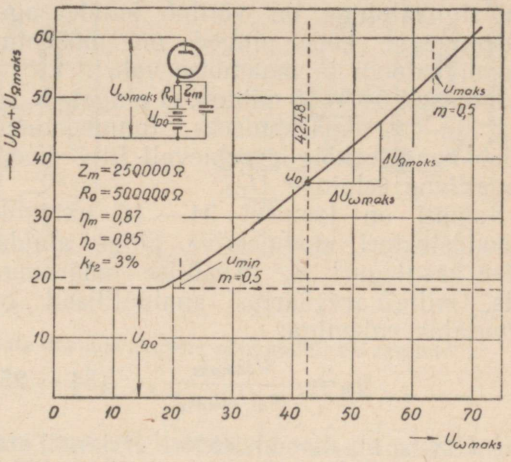
Kui tegelik moduleerimistegur on suurem valemiga 34 — 21 arvutatust, siis on tekkivaid mittelineaarmoonutusi võimalik ligikaudu arvutada valemiga:

$$k_f = \frac{m_{at} - m_{amaks}}{2m_{at}}, \qquad (34 — 22)$$

kus m_{at} on tegelik moduleerimistegur ja m_{amaks} on arvutatud valemiga 34 — 21.

Kui valemiga 34 — 21 arvutatud m_{amaks} arvväärtus võrdub tegeliku moduleerimisteguri arvväärtusega või on sellest isegi väiksem, siis võib diooddetektoris tekkivaid mittelineaarmoonutusi määrata graafiliselt. Selleks on vaja üles võtta diooddetektori tunnusjoon, mille näide on toodud joonisel 34 — 16.

Sellel joonisel kujutatud tunnusjoon võetakse üles järgmiselt. Joonisel 34 — 10 antud skeemile vastavalt määratakse alal-



Joonis 34 — 16. Diooddetektori tunnusjoone näide detekteerimisel tekkivate mittelineaarmoonutuste ja detektori kasuteguri η_m määramiseks.

datud pinge U_0 väärtus tingimusel, et detektori toitepinge on võrdne kandevsageduspinge amplituudiga, kusjuures RC filtri takistus peab võrduma detektori alalisvoolu koormustakistusega. Sellele järgnevalt muudetakse lülitusskeem niisuguseks, nagu nähtub jooniselt 34 — 16, milles takistus Z_m peab võrduma detektori koormuse impedantsiga, mida see omab moduleerivale voolule. Jooniselt 34 — 16 nähtuva dioodi eelpinge kõrgus peab võrduma alljärgneva valemiga arvutatavale:

$$U_{D0} = U_0\left(1 — \frac{Z_m}{R}\right) \text{ V}. \qquad (34 — 23)$$

Nimetatud lülituses muudetakse detektori sisendpinget ning takistusel Z_m mõõdetakse igale sisendpingele vastavad pinged U_m.

Mõõtmistulemuste järgi valmistatakse niisugune tunnusjoon, nagu on antud joonisel 34 — 16. Vastavalt sellele tunnusjoonele leitakse teise harmoonilise toimel tekkiv mittelineaarmoonutus alljärgneva valemiga:

$$k_{f2} = \frac{u_{maks} + u_{min} - 2u_0}{2(u_{maks} - u_{min})}, \qquad (34 — 24)$$

kus u_{maks} on detektori väljandpinge, kui signaalpinge on $(1 + m_a)$ korda kõrgem kandevsageduspingest, u_{min} on detektori väljandpinge, kui signaalpinge on $(1 - m_a)$ korda erinev kandevsageduspingest ja u_0 on detektori väljandpinge, kui signaalpinge on võrdne kandevsageduspingega; kõik pinged on mõõdetud dioodi katoodi ja maanduse vahel.

Jooniselt 34 — 16 nähtub, et pingete u_{maks}, u_{min} ja u_0 märkimiseks tunnusjoonele tuleb nendele kõigile eelnevalt liita dioodi negatiivne eelpinge U_{D0}.

Samuti on joonisel 34 — 16 näidatud diooddetektori moduleeriva pinge alaldamise kasuteguri η_m graafilise määramise viis, mille arvväärtus analüütiliselt on arvutatav valemiga:

$$\eta_m = \frac{U_{\Omega maks}}{m_a U_{\omega maks}}, \qquad (34 - 25)$$

kus $U_{\Omega maks}$ on diooddetektori väljandil areneva moduleeriva pinge maksimaalne väärtus ja $U_{\omega maks}$ on kandevsageduspinge maksimaalne väärtus.

Diooddetektori kandevsageduspinge alaldamise kasutegur η_0 on arvutatav valemiga:

$$\eta_0 = \frac{U_0}{U_{\omega maks}}, \qquad (34 - 26)$$

kus U_0 on diooddetektori väljandil areneva alalispinge komponent.

Diooddetektori sisendtakistus kandevsagedusvoolule on:

$$R_d = \frac{R}{2\eta_0}\ \Omega, \qquad (34 - 27)$$

kus R on diooddetektori koormuse aktiivtakistus alalisvoolule.

Diooddetektori sisendtakistus kõrvalsagedusvoolule on:

$$R_d = \frac{|Z_m|}{2\eta_m}\ \Omega, \qquad (34 - 28)$$

kus Z_m on diooddetektori koormuse impedants moduleeriva sagedusega voolule.

Kirjandus: 1, 5, 20 ja 38.

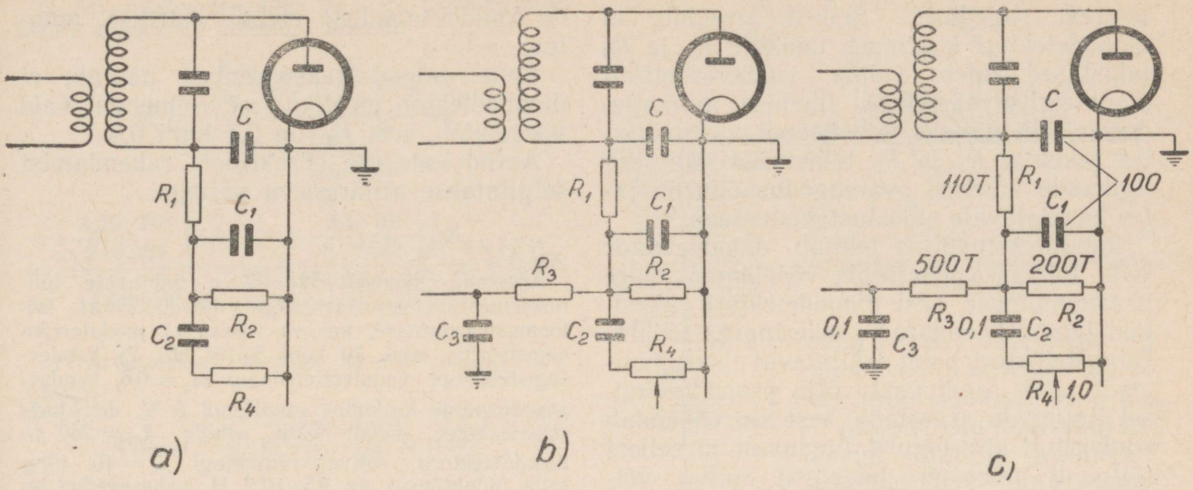
34 — 4. Diooddetektorite lülitusskeemid ja arvutamise juhiseid.

Diooddetektorites rakendatakse harilikult kaudselt köetavaid dioode, milledes elektroodide vahekaugus on väike, sest seega on ka dioodi sisetakistus väiksem. Raadiovastuvõtjates rakendatakse enamasti liitlampe, mis sisaldavad kaksikdioodi ja trioodi või pentoodi. Mõnede praktikas rakendatavate diooddetektorite põhimõttelised skeemid nähtuvad joonistelt 34 — 17 ja 34 — 18.

Need skeemid erinevad joonisel 34 — 4 antud lihtsustatud skeemist R_1C_1 filtri ja eralduskondensaatori C_2 poolest. R_1C_1 filter tõkestab raadiosagedusvoolu ja C_2 tõkestab alalispinge pääsu detektori väljandile. Joonisel 34 — 17, b antud skeemis on näidatud ka raadiovastuvõtja kõrgsageduse- ja vahesagedusvõimendajate automaatse võimenduse reguleerimiseks vajaliku muutuva alalispinge saamise võimalus. Nimetatud reguleerpinge saadakse R_3C_3 filtri abil. Kondensaatorite C_2 ja C_3 mahtuvustakistuste toimel väheneb detektori koormuse impedants Z_m, mille tulemusena detekteerimisel võib tekkida mittelineaarmoonutus.

Diooddetektori lülituselementide valikul tuleb kondensaatori C mahtuvus valida tunduvalt suurem kui dioodi sisemahtuvus, kuid seejuures C mahtuvustakistus moduleerivale sagedusele peab olema võimalikult suur. Nimetatud tingimused on üksteisele vastukäivad ning seega tuleb C mahtuvus valida nii suur, et oleks rahuldavalt täidetud mõlemad tingimused. Praktikas valitakse C mahtuvus 50 kuni 100 pF. Detektori koormuse aktiivtakistus $R = R_1 + R_2$ valitakse niisuguse arvestusega, et selle arvväärtus ligikaudu võrduks kondensaatori C reaktiivtakistusega moduleeriva sagedusriba kõrgemal sagedusel, s. t. ülemisel piirsagedusel. Kui $R_1 + R_2$ on väiksem kondensaatori C reaktiivtakistusest, siis tekivad detektoris tunduvad lineaarmoonutused. Takistite R_3 ja R_4 takistused valitakse nii suured, et nad R_2 takistust tunduvalt ei vähendaks, sest vastasel korral muutuks detektori koormuse impedants Z_m palju väiksemaks selle aktiivtakistusest. Samadel kaalutlustel valitakse ka R_1 takistus suurem kui see on vajalik raadiosageduse filtreerimiseks. Jooniselt 34 — 17, c nähtuvad orienteerivad arvväärtused diooddetektori koormuse ja filtrite lülituselementide kohta.

Diooddetektori arvutamisel on tähtsamaks ülesandeks määrata: 1) maksimaalne moduleerimisteguri arvväärtus, mille juu-



Joonis 34 — 17. Mõningate praktikas rakendatavate diooddetektorite põhimõttelised skeemid.

res ei teki tunduvaid mittelineaarmoonutusi ja 2) väljandpinge muutus sõltuvalt moduleerivast sagedusest tingimusel, et sisendpinge amplituud ja moduleerimistegur on jäävad.

Need kaks iseloomustussuurust sõltuvad dioodi sisendimpedantsist ja toiteseadme (võnkeringi) impedantsist. Seetõttu diooddetektori arvutamisel tuleb seda käsitada tervikuna ühes sisend- ja väljandvooluringidega.

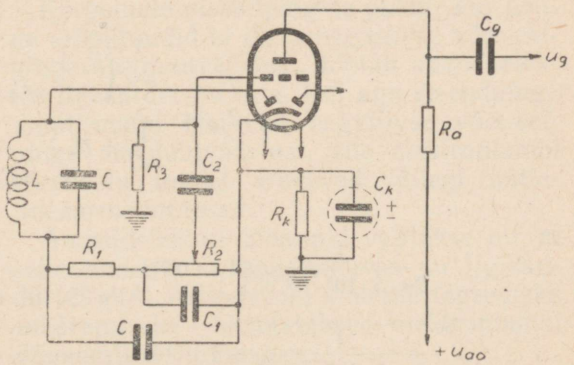
Diooddetektori arvutamisel tuleb arvestada ka dioodi sisendimpedantsi toimel ilmnevat moduleerimisteguri vähenemist, mille tulemusena detektoris tekkivad mittelineaarmoonutused vähenevad. Moduleerimisteguri tegelik arvväärtus dioodi sisendil on ligikaudu arvutatav alljärgneva valemiga:

$$m_{at} = \frac{\frac{Z_m}{2\eta_m}\left(Z_r + \frac{R}{2\eta_0}\right) m_a}{\left(Z_k + \frac{Z_m}{2\eta_m}\right)\frac{R}{2\eta_0}}, \quad (34-29)$$

kus Z_r on diooddetektori toiteseadme siseimpedants raadiosagedusvoolule, Z_k on diooddetektori toiteseadme siseimpedants kõrvalsagedusvoolule ja m_a on moduleerimisteguri arvväärtus diooddetektori sisendil siis, kui dioodi katoodi ei köeta.

Selle valemiga arvutatud m_{at} arvväärtus ei tohi olla suurem valemiga 34 — 21 arvutatavast m_{amaks} arvväärtusest. Kui aga arvutamisel ilmneb, et m_{amaks} arvväärtus on väiksem m_{at} arvväärtusest, siis tuleb diooddetektori koormuse lülituselementide valikuga katsuda m_{amaks} arvväärtust muuta niipalju suuremaks, et see ligikaudu võrduks m_{at} arvväärtusega.

Selleks, et diooddetektori väljandpinge püsiks stabiilsena moduleeriva sageduse muutumisel, peab detektori toiteseadme (võnkeringi) sagedusriba laius olema vastav moduleeriva voolu sagedusribale. Peale



Joonis 34 — 18. Kaksikdiood-trioodiga diooddetektori põhimõtteline skeem, milles trioodosa rakendatakse madalsagedusvõimendajana.

selle tuleb diooddetektori koormuse lülituselemendid valida niisugused, et koormuse impedants moduleeriva sageduse ülemisel piirsagedusel ei väheneks üle $\sqrt{2}$ korra koormuse impedantsist keskmisel modu-

leerival sagedusel. Sellest järeldub, et diooddetektori koormuse takistite R_1 ja R_2 takistused tuleb valida vastuvõrdeliselt moduleeriva sageduse ülemise piirsagedusele. Nii näiteks televisiooni vastuvõtjates takistite R_1 ja R_2 takistused valitakse ligikaudu võrdsed avarsagedusvõimendajates kasutatavate sidestustakistustega.

Raadiovastuvõtjas tekitab diooddetektor seda toitvas võnkeringis võrdlemisi suure lisasumbumuse, sest diooddetektori sisendtakistus on ühendatud võnkeringiga rööbiti. Diooddetektori poolt tekitatavat lisasumbumust tuleb raadiovastuvõtja projekteerimisel tingimata arvestada, sest see vähendab võnkeringi hüvetegurit tunduvalt ja sellest sõltuvalt väheneb detektorit toitva võimendusastme selektiivsus ning samuti väheneb ka astme võimendus. Ülalpool oli aga juba nimetatud, et detektori väljandpinge stabiilsuse saavutamiseks on seda toitva võnkeringi Q vähenemine kasulik nähe.

Diooddetektori võimendust on ligikaudu võimalik arvutada valemiga:

$$K_D = \frac{U_\Omega \sqrt{2}}{m_a U_{\omega kesk}} = \frac{U_\Omega}{\Delta U_\omega}, \qquad (34-30)$$

kus $U_{\omega kesk}$ on kandevsageduse amplituudide keskmine väärtus ja $\Delta U_\omega = \frac{m_a U_{\omega kesk}}{\sqrt{2}}$ on kandevsageduse efektiivväärtuse muutus.

Selle valemi rakendamisel nähtub, et diooddetektor tegelikult ei võimenda, vaid nõrgendab, sest K_D on 0,7 kuni 0,9.

Antud valemite praktilist rakendamist selgitatakse alljärgneva näitega.

Näide 34 — 1.

Arvutada jooniselt 34 — 17, c nähtuvate lülituselementide arvväärtustega diooddetektori iseloomustussuurused, kui on teada: 1) moduleeriva sagedusriba laius 50 kuni $5 \cdot 10^3$ Hz, 2) kandevsageduspinge moduleerimistegur $m_a = 0{,}6$, kandevsageduspinge keskmine amplituud 5 V, detektoris rakendatakse dioodi 6X6C, mille $R_D = 250\ \Omega$, diooddetektorit toitva võnkeringi $Q = 40$ ning selle induktiivsus on $0{,}5 \cdot 10^{-3}$ H, vahesagedus on 470 kHz.

Lahendus.

1. Arvutatakse vastavalt joonisel 34 — 17, c toodud skeemile aktiivtakistuse arvväärtus:

$$R = R_1 + R_2 = 1{,}1 \cdot 10^5 + 2 \cdot 10^5 = 3{,}1 \cdot 10^5\ \Omega.$$

2. Arvutatakse vastavalt joonisel 34 — 17, c toodud skeemile detektori koormuse impedants Z_m moduleeriva pinge maksimaalsel sagedusel, kusjuures arvutuse lihtsustamiseks jäetakse arvestamata kondensaatorite C_2 ja C_3 mahtuvustakistused, mille arvväärtused suhteliselt takistustega R_3 ja R_4 on väikesed ning seega Z_m arvväärtust tunduvalt ei mõjuta:

$$Z_m = \frac{\frac{1}{\omega C}\left(R_1 + \frac{1}{\omega C_1 + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}}\right)}{\frac{1}{\omega C} + R_1 + \frac{1}{\omega C_1 + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}}} =$$

$$= \frac{\frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 10^{-10}}\left(1{,}1 \cdot 10^5 + \frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 10^{-10} + \frac{1}{2 \cdot 10^5} + \frac{1}{5 \cdot 10^5} + \frac{1}{10^6}}\right)}{\frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 10^{-10}} + 1{,}1 \cdot 10^5 + \frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 10^{-10} + \frac{1}{2 \cdot 10^5} + \frac{1}{5 \cdot 10^5} + \frac{1}{10^6}}} = 1{,}23 \cdot 10^5\ \Omega.$$

3. Vastavalt suhtele Z_m/R_D leitakse jooniselt 34 — 8 lõikenurga Θ koosinus. Suhtele $Z_m/R_D = 1{,}23 \cdot 10^5/2{,}5 \cdot 10^2 = 4{,}9 \cdot 10^2$ vastab $\cos \Theta = 0{,}965$.

4. Vastavalt valemitele 34 — 12, 34 — 25 ja 34 — 26 on käesoleval juhul $\cos \Theta = \eta_0 = \eta_m = 0{,}965$.

5. Arvutatakse diooddetektorit toitva võnkeringi resonantstakistus sagedusel $4{,}7 \cdot 10^5$ Hz:

$$Z_r = \Theta \omega L = 40 \cdot 2\pi \cdot 4{,}7 \cdot 10^{-5} \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3} = 5{,}9 \cdot 10^4$$

ning vastavalt peatükis 29 antud joonisele 29 — 4 on

$$Z_k = 0{,}78 \cdot Z_r = 4{,}6 \cdot 10^4\ \Omega.$$

6. Arvutatakse valemiga 34 — 29 moduleerimisteguri arvväärtus detektori sisendil:

$$m_{at} = \frac{\frac{Z_m}{2\eta_m}\left(Z_r + \frac{R}{2\eta_0}\right) m_a}{\left(Z_k + \frac{Z_m}{2\eta_m}\right)\frac{R}{2\eta_0}} =$$

$$= \frac{\frac{1{,}23 \cdot 10^5}{2 \cdot 0{,}965}\left(5{,}9 \cdot 10^4 + \frac{3{,}1 \cdot 10^5}{2 \cdot 0{,}965}\right) 0{,}6}{\left(4{,}6 \cdot 10^4 + \frac{1{,}23 \cdot 10^5}{2 \cdot 0{,}965}\right)\frac{3{,}1 \cdot 10^5}{2 \cdot 0{,}965}} = 0{,}475.$$

7. Arvutatakse valemiga 34 — 21 m_{amaks} arvväärtus:

$$m_{amaks} = \frac{Z_m}{R} = \frac{1{,}23 \cdot 10^5}{3{,}1 \cdot 10^5} = 0{,}396.$$

Sellest nähtub, et antud lülituselementide arvväärtuste puhul moduleerimisteguri m_{at} arvväärtus ei tohiks olla üle 0,4. Antud olukorras tekkivad mittelineaarmoonutused arvutatakse valemiga 34 — 22:

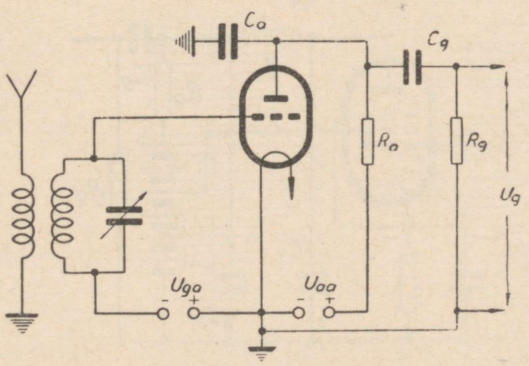
$$k_f = \frac{m_{at} - m_{amaks}}{2m_{at}} = \frac{0{,}475 - 0{,}396}{2 \cdot 0{,}475} = 0{,}083.$$

Järelikult $k_f = 8{,}3\%$, mis tekib ainult moduleeriva sageduse ülemisel piirsagedusel ning seetõttu keskmine k_f on tunduvalt väiksem.

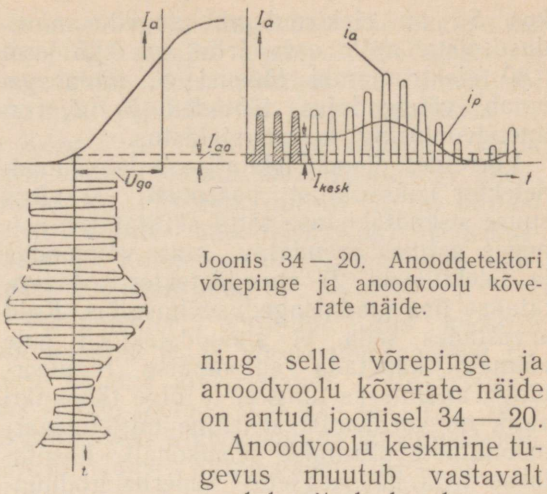
Kirjandus: 1, 5, ja 20.

34 — 5. Anooddetektorite kirjeldus.

Anooddetektoris töötab elektronlamp kõrgsagedusvõimendajana, kuid selle tööpunkt valitakse I_a—U_g tunnusjoone alumisele põlvele. Detekteerimine toimub anoodvooluringis, sest valitud tööpunkti tõttu areneb anoodvool ainult võrepinge positiivsetel pooltsüklitel. Anooddetektori põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 34 — 19



Joonis 34 — 19. Anooddetektori põhimõtteline skeem.



Joonis 34 — 20. Anooddetektori võrepinge ja anoodvoolu kõverate näide.

ning selle võrepinge ja anoodvoolu kõverate näide on antud joonisel 34 — 20.

Anoodvoolu keskmine tugevus muutub vastavalt moduleeritud kandevsageduspinge amplituudidele ja moduleerimisteguri arvväärtusele.

Anooddetektori sisendtakistuse arvväärtus on palju suurem diooddetektori sisendtakistusest ning seetõttu see praktiliselt toitevõnkeringis lisasumbumust esile ei kutsu. Anooddetektor, samuti nagu diooddetektor, töötab madalate sisendpingete puhul kvadraatdetektorina, kusjuures tekivad mittelineaarmoonutused. Madalatel sisendpingetel on mittelineaarmoonutustegur ligikaudu arvutatav valemiga:

$$k_f = \frac{m_a}{4}. \qquad (34 - 31)$$

Kõrgemate sisendpingete puhul, kui nende amplituudid ei ületa negatiivse võre-eelpinge absoluutväärtust, töötab anooddetektor lineaardetektorina. Kui aga sisendpinge amplituudid ületavad negatiivse võre-eelpinge absoluutväärtust, siis elektronlambi võrevoolu toimel arenevad jällegi mittelineaarmoonutused.

Anooddetektori tööpunkt valitakse nii, et selle anoodvool rahuolukorras on ligikaudu 0,1 mA. Anoodvoolu suuruse täpsemaks määramiseks kasutatakse elektronlambi dünaamilisi tunnusjooni.

Mittelineaarmoonutuste vähendamiseks valitakse anooddetektori koormustakistus võimalikult suur, sest siis elektronlambi I_a—U_g dünaamilise tunnusjoone alumise põlve kõverus väheneb.

Anooddetektori väljandil areneva moduleeriva pinge amplituud on arvutatav valemiga:

$$U_{\Omega maks} = m_a U_{\omega maks} S_m Z_a \text{ V}, \qquad (34 - 32)$$

kus S_m on elektronlambi sagedusmuunduse tõus, mille arvväärtus on 0,25 kuni 0,30 elektronlambi tõusust S, mida see omab võimendajas töötades ja Z_a on anoodvooluringi koormustakistus.

Võrreldes diooddetektoriga omab anooddetektor kaks olulist paremust: 1) väga suure sisendtakistuse tõttu säilitatakse eelnevas astmes arendatav suur võimendus ja selektiivsus, 2) anooddetektorilt saavutatakse lisa madalsagedusvõimendus. Kuid arvestades seda, et anooddetektorit pole võimalik kasutada automaatse reguleerpinge andmiseks ning et ta õige tööpunkti valik on võrdlemisi kriitiline mittelineaarmoonutuste piiramise seisukohalt, kasutatakse teda kaasaegsetes superheterodüünvastuvõtjates väga harva. Anooddetektor on peamiselt kasutusel raadiomõõteseadistes ja telegraafi-vastuvõtjate kirjutusseadistes, harvem ringhäälingu otsevastuvõtjates.

Jooniselt 34 — 19 nähtuva kondensaatori C_a mahtuvus valitakse 50 kuni 100 pF ning see töötab kõrgsagedusfiltrina. Paremaid tagajärgi saavutatakse jooniselt 34 — 21 nähtuvates skeemides antud kõrgsagedusfiltrite rakendamisel, sest nendega toimub kõrg- ja madalsagedusvoolude eraldamine paremini kui joonisel 34 — 19 antud kondensaatoriga C_a.

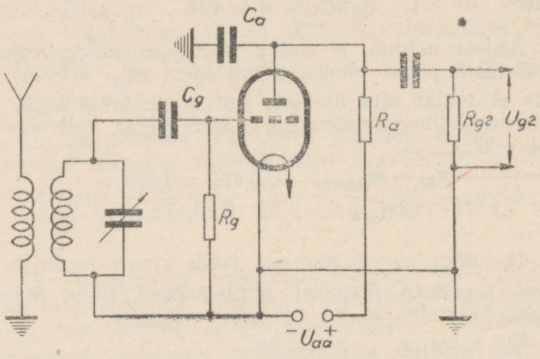
Joonisel 34 — 21 antud skeemides valitakse kõrgsagedusfiltrite kondensaatorid mahtuvusega 50 kuni 100 pF ning paispooli induktiivsus valitakse niisugune, et filtri tõkestuspiirkond algaks moduleeritud kõrgsageduse alumisest piirsagedusest, tõkestades seega kõrgsageduspinge pääsu madalsagedusvõimendajasse.

Kirjandus: 1, 10, 20 ja 38.

34 — 6. Võredetektorite liigid ja kirjeldus.

Võredetektori paremuseks, võrreldes diooddetektoriga, on suurem tundlikkus ja lihtne tagasisidestuse kasutamise võimalus.

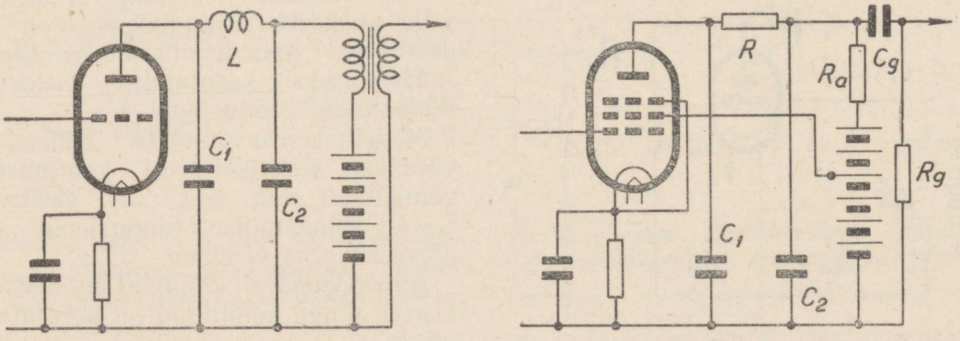
Võredetektorite põhimõttelised skeemid nähtuvad joonistelt 34 — 22 ja 34 — 23, millede töötamise põhimõtted on ühesugused. Esimeses nendest, rööbitise toitega võredetektoris, tekitab võretakistus võrevõnkeringis lisasumbumuse, mis ongi selle lülitusskeemi puuduseks, võrreldes jooniselt 34 — 23 nähtuva, järjestikuse toitega lülitusskeemiga.



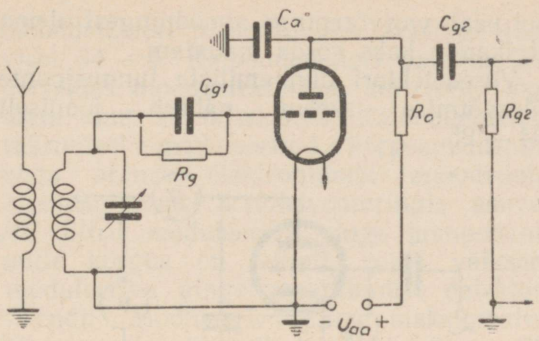
Joonis 34 — 22. Võredetektori põhimõtteline skeem, milles võretakisti on ühendatud elektronlambi võre ja katoodi vahele.

Jooniselt 34 — 22 nähtuvat lülitusskeemi rakendatakse siis, kui võredetektorit toitev võnkering on kõrge alalispinge all, näiteks järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendajas.

Võredetektori töökäigu kirjeldamiseks kasutatakse joonist 34 — 24.



Joonis 34 — 21. Praktikas rakendatavate anooddetektorite põhimõttelised skeemid.



Joonis 34 — 23. Võredetektori põhimõtteline skeem, milles võretakisti on ühendatud rööbiti võrekondensaatoriga.

Võredetektori tööpunkt valitakse niisuguse võre-eelpingega, et ka algolukorras areneks nõrk võrevool. Kui anda võredetektorile moduleeritud kõrgsagedusliku pinge, tekib võre ja katoodi vahel selle alaldamine samuti kui dioodis. Võrekondensaator laadub alaldatud vooluga ning selle tühjenemine toimub võretakisti kaudu. Kuna võretakisti võrepoolsel klemmil tekib katoodi suhtes negatiivne potentsiaal, siis trioodi võre eelpingestatakse negatiivselt, mille toimel anoodvool väheneb. Trioodi võrel areneva negatiivse võre-eelpinge kõrgus on:

$$|U_{ga}| = I_{gk} R_g \text{ V.}$$

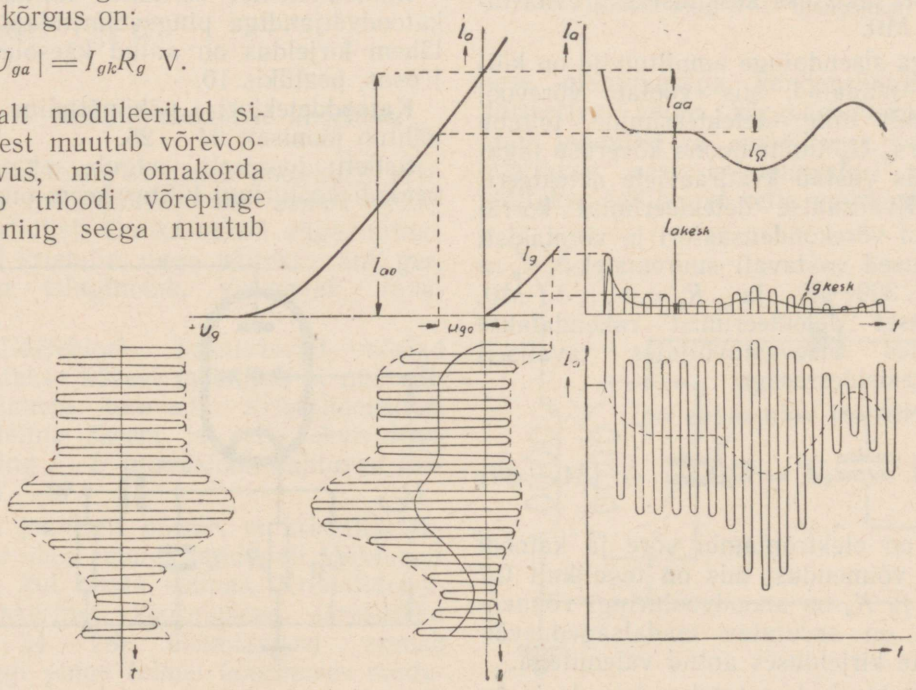
Sõltuvalt moduleeritud sisendpingest muutub võrevoolu tugevus, mis omakorda põhjustab trioodi võrepinge muutust ning seega muutub ka anoodvoolu tugevus. Järelikult, kui võrepinge muutub vastavalt moduleerivale sagedusele, siis muutub ka anoodvool vastavalt moduleeriva pinge muutusele.

Kõrg- ja madalsagedusvoolu lõplik eraldamine toimub anoodvooluringi ühendatud R_aC_a filtriga, millest R_a on ühtlasi elektronlambi anoodvooluringi koormustakistiks. Kondensaatori C_a mahtuvus valitakse 200 kuni 2000 pF.

Võredetektori võrefilter, mis koosneb võretakistist R_g ja võrekondensaatorist C_g, peab omama ajakonstandi, mille arvväärtus ei tohi ületada $0{,}5 \cdot 10^{-3}$ sek. R_gC_g filtri arvutamiseks võib kasutada ka diooddetektori kirjelduses antud valemit 34 — 17.

Praktikas kasutatavate R_g ja C_g arvväärtused on: $R_g = 0{,}1$ kuni 3 MΩ ja $C_g = 50$ kuni 250 pF.

Võredetektori paremuseks, võrreldes diood- ja anooddetektoriga, on suurem tundlikkus, mida saavutatakse sellega, et detekteerimisel moduleeriv pinge eraldatakse võreringis, millele järgnevalt toimub selle täielik võimendamine detektorlambis. Seni kui kandevsageduspinge amplituud ei ületa teatavat maksimaalset piirväärtust, võredetektoris nimetamisväärseid mittelineaar-



Joonis 34 — 24. Võredetektori töökäiku selgitavad kõverad.

moonutusi ei teki. Kui aga kandevsagedus-pinge ületab piirväärtuse, mis moodustab keskmiselt 40% sellest võrepinge amplituudist, mille juures sama elektronlamp samades töötingimustes arendaks normaalse väljandpinge, toimides tavalise madalsagedusvõimendajana, siis tekivad tunduvad mittelineaarmoonutused. Sisendpinge kõrgenemisel suurenevad võrevoolu pulsid ja sellest sõltuvalt areneb elektronlambi võrel kõrgem negatiivne eelpinge. Piirväärtust ületades muutub negatiivne võre-eelpinge seevõrra suureks, et moduleeritud pinge maksimaalsete amplituudväärtuste juures anoodvool katkeb, s. t. üheaegselt võredetekteerimisega areneb veel anooddetekteerimine. Kuna mõlema detekteerimisviisi juures on anoodringis arenevad madalsageduslikud pinged vastufaasis, siis positiivsed alaldatud pinge maksimaalväärtused vähenevad, mis ongi mittelineaarmoonutuste tekkimise põhjuseks.

Anooddetekteerimisest tingitud mittelineaarmoonutuste vähendamiseks valitakse kõrgete sisendpinge amplituudidega toimivate võredetektorite R_gC_g ajakonstant märksa väiksem. Võrekondensaatori mahtuvuse keskmiseks arvväärtuseks on 100 pF, võretakisti takistuse keskmiseks arvväärtuseks 0,5 MΩ.

Kui aga sisendpinge amplituudid on küllaldaselt madalad, siis voolab võrevool katkematult ning detekteerimine toimub põhiliselt I_a-U_g tunnusjoone kõveruse tagajärjel, mis vastab kvadraatsele detekteerimisele. Kvadraatse detekteerimise korral kujunevad võrekondensaatori ja võretakisti arvväärtused vastavalt suurematekс: $C_g \approx$ $\approx 200 \ldots 300$ pF ja $R_g = 1 \ldots 3$ MΩ. Kvadraatset detekteerimist rakendatakse lihtsamates otsevastuvõtjates tavaliselt koos tagasisidestusega.

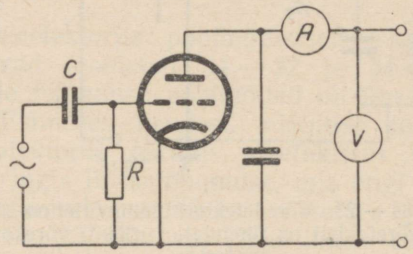
Võredetektori võimendus on:

$$K = K_D K_a, \qquad (34 - 33)$$

kus K_D on elektronlambi võre ja katoodi vaheline võimendus, mis on tegelikult 0,7 kuni 0,9 ja K_a on anoodvooluringi võimendus, mis on arvutatav madalsagedusvõimendajate kirjelduses antud valemitega.

Võredetektoris kasutatakse trioode ja ka kõrgsageduspentoode. Viimaste kasutamisel peab varivõrepinge anoodpingest olema ligikaudu kaks korda madalam.

Võredetektori dünaamiliste tunnusjoonte ülesvõtmise skeem nähtub jooniselt 34 — 25.



Joonis 34 — 25. Võredetektori dünaamiliste tunnusjoonte ülesvõtmise skeem.

Tunnusjoonte ülesvõtmiseks võib kasutada ka tugevvooluvõrgu pinget, kuid siis tuleb kondensaatori C mahtuvus valida ligikaudu 2 μF.

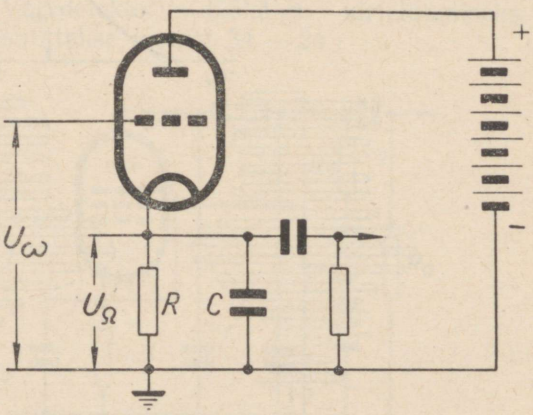
Kirjandus: 1, 2, 20, 38 ja 39.

34 — 7. Katooddetektorite kirjeldus.

Katooddetektor sarnaneb lülitusskeemilt katoodväljandiga pingevõimendajale, mille lähem kirjeldus on antud käesoleva teose I osas, peatükis 10.

Katooddetektori põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 34 — 26.

Sellelt jooniselt selgub, et võre ja katoodi vooluringi lülitusskeem on sarnane



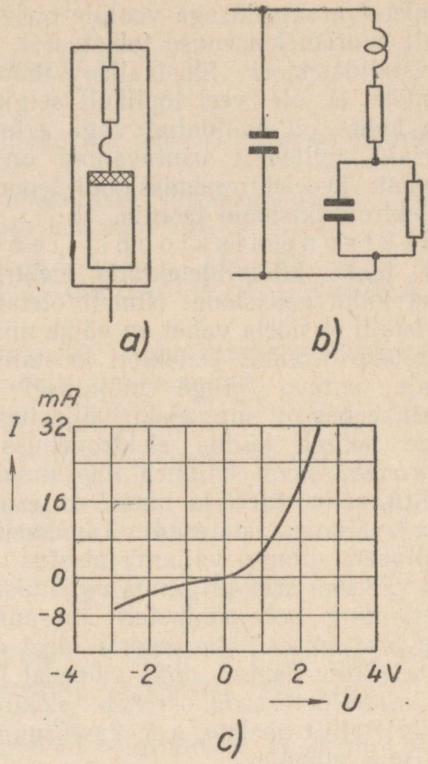
Joonis 34 — 26. Katooddetektori põhimõtteline skeem.

dioodidetektori põhimõttelise skeemiga joonisel 34 — 4. Katooddetektori paremuseks, võrreldes dioodidetektoriga, on selle lõpmatu suur sisendtakistus. Katooddetektori tüürimisel moduleeritud kõrgsageduspingega areneb elektronlambi anoodvoolu muutuse toimel katoodvooluringis asuval *RC* filtril moduleeriva pinge komponent, mille kõrgus on ainult veidi väiksem moduleeriva pinge amplituudist detektori sisendil. Moduleeriva pinge maksimaalne kõrgus, mis võimalik katooddetektori väljandil saavutada, on, ligikaudu kaks korda väiksem elektronlambi anoodvooluringi toiteseadme pingest.

Katooddetektoris tekivad minimaalsed mittelineaarmoonutused siis, kui sisendpinge amplituud on küllaldaselt kõrge ja kui detektor on eelpingestatud selliselt, et ilma sisendpingeta asuks tööpunkt I_a—U_g tunnusjoone alumisel põlvel.

Katooddetektoris tekivad mittelineaarmoonutused siis, kui selle koormustakistuse impedants moduleerivale voolule on tunduvalt väiksem detektori koormuse aktiivtakistusest. Moduleerimisteguri maksimaalne arvväärtus ja tekkivad mittelineaarmoonutused on arvutatavad valemitega 34 — 21 ja 34 — 22.

Kirjandus: 1 ja 5.



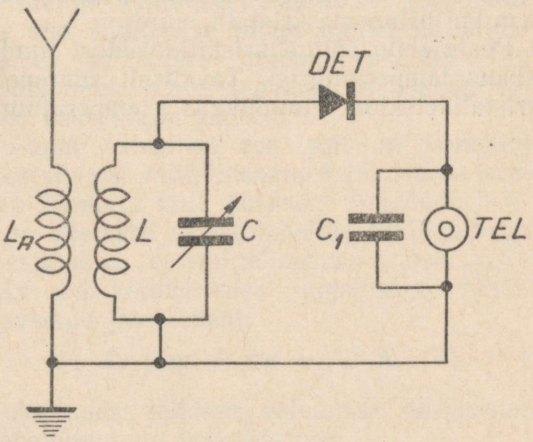
Joonis 34 — 27. Kristalldetektori põhimõtteline skeem ja selle ekvivalentskeem ning *I*—*U* tunnusjoon.

34 — 8. Kristalldetektorite kirjeldus.

Kristalldetektor koosneb pooljuhist kristallist ja metallnõelast või kahest erinevast kristallist. On kasutusel väga mitmesuguseid kristalle, nagu näiteks: räni, germaanium, tsingimaak, vasemaak, rauamaak jt.

Kristalldetektoris kasutatavad nõelad valmistatakse kõvast metallist, et nad säiliksid kauem teravad. Kristalldetektori põhimõtteline skeem ja selle ekvivalentskeem ning *I*—*U* tunnusjoon nähtuvad jooniselt 34 — 27.

Sellelt jooniselt näeme, et kristalldetektor omab ühes suunas tunduvalt väiksemat takistust kui teises suunas. Kristalldetektori võnkeringi koormusega järjestikku (joonis 34 — 28) ühendamisel areneb võnkeringi pinge toimel koormuses moduleeriva pinge taktis alaldatud pulseeriv vool. Koormusega rööbiti ühendatud väikese mahtuvusega kondensaatorit läbib pulseeriva voolu kõrgsageduskomponent, kuna moduleeriva sagedusega vool läbib koormuse, sest kondensaatori mahtuvus valitakse selline, et selle mahtuvustakistus



Joonis 34 — 28. Kristalldetektori töötamist selgitav skeem.

moduleeriva sagedusega voolule oleks tunduvalt suurem koormuse takistusest.

Kristalldetektori füüsikalise töötamise põhimõte ei ole veel lõplikult selgitatud. Selle kohta on avaldatud väga erinevaid teooriaid, milledest usutavamad on kaks järgmist: 1) elektronemissiooni teooria ja 2) elektrostriktsiooni teooria.

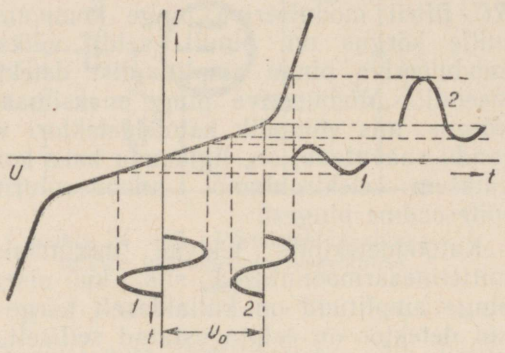
Elektronemissiooni teooria järgi tekib kristalldetektoris elektrivälja toimel külm emissioon. Nimelt oletatakse, et kristalli ja nõela vahel on väike niinimetatud tõkestusvahe. Detektori kristallile ja nõelale antava pinge mõjutusel tekib tõkestusvahes nii suur elektrivälja tugevus, et see tekitab külma elektronemissiooni. Elektronemissioon kujuneb ühesuunaliseks seetõttu, et kristallil ja nõelal on erinevad pinna väljamistakistused. Tavaliselt on metallnõela pinna väljamistakistus palju kordi väiksem kristalli pinna väljamistakistusest, ning see põhjustab ühesuunalise voolu arenemise. Selle teooria järgi ei ole aga seletatav nähtus, miks mõnedel juhtudel kristalldetektoris areneb elektronide vool kristallilt nõelale, s. t. vastusuunaline tavalisele suunale.

Elektrostriktsiooni teooria järgi deformeerub kristall vastavalt elektrivälja tugevusele. Kristalli deformeerumise tulemusena muutub kristalli ja nõela vastastikune kontaktrõhk ja sellega kaasaskäivalt muutub ka nendevaheline takistus.

Üldiselt olgu nimetatud, et kristalldetektori tundlikkus on seda suurem, mida väiksem on nõela rõhk kristallile. Maksimaalse tundlikkuse saavutamiseks vajalik nõela rõhk on kõvema kristalli puhul suurem kui pehmema kristalli juures.

Peale selle sõltub kristalldetektori tundlikkus temperatuurist. Tavaliselt suureneb kristalldetektori tundlikkus temperatuuri suurenemisel, kuid teatava temperatuuri piiri ületamisel väheneb tundlikkus jällegi.

Mõnede kristalldetektorite tundlikkust on võimalik suurendada eelpingestamisega. Eelpinget vajava kristalldetektori $I - U$ tunnusjoon nähtub jooniselt 34 — 29.



Joonis 34 — 29. Lisapinget vajava kristalldetektori $I—U$ tunnusjoon.

Eelpinge tuleb valida nii kõrge, et kristalldetektori tööpunkt nihkuks selle $I—U$ tunnusjoone parempoolsele põlvele.

Kristalldetektorid on asendamatud kaasaegsetes sentimeeterlainete vastuvõtjates, sest et nendes ei ole võimalik rakendada elektronlampe suhteliselt suure elektroodide vahekauguse tõttu. Kristalldetektoris on aga tõkestuskihi paksus ainult ligikaudu 10^{-6} cm.

Ülilühilainealades rakendatavates kristalldetektorites kasutatakse peamiselt germaaniumi või räni kristalle ja volframist nõelu. Niisuguseid kristalldetektoreid nimetatakse sageli kristall-lampideks, mille kohta lähemad andmed leiduvad alljärgnevates peatükkides.

Kirjandus: 1, 10 ja 23.

35. peatükk.

SAGEDUSE MUUNDAJAD.

35 — 1. Sageduse muundamise põhialuseid.

Kõrgsagedusvõimendajate kirjelduses oli nimetatud, et kui elektronlambi võrele üheaegselt sisenevad kaks erineva sagedusega pinget, siis anoodvooluringis võivad tekkida uued sagedused.

Alljärgnevalt selgitatakse analüütiliselt, et kahe erineva sagedusega siinuselise pinge toimel areneb mittelineaarses takistuses vool, mis sisaldab uusi lisasagedusi. Mittelineaarses takistuses arenev voolutugevus üldkujul on teatavasti analüütiliselt väljendatav astmelise reana. Matemaatiliste arvutuste lihtsustamiseks kirjutatakse käesoleval juhul ainult rea kolm esimest liiget:

$$i = I_0 + au + \beta u^2 \text{ A}, \quad (35-1)$$

kus a ja β on tegurid, millede arvväärtused ja märgid sõltuvad kõvera kujust.

Oletuse kohaselt mõjutavad seda mittelineaarset takistust kaks siinuselist pinget, millede hetkväärtused on:

$$u_1 = U_{1m} \sin \omega_1 t,$$
$$u_2 = U_{2m} \sin \omega_2 t$$

ning nende summaarne pinge on:

$$u = u_1 + u_2 = U_{1m} \sin \omega_1 t + U_{2m} \sin \omega_2 t.$$

Asetades u väärtuse valemisse 35 — 1 ning tehes vajalikke matemaatilisi teisendusi, saame i arvutusvalemi järgmisena:

$$i = I_0 + a(U_{1m} \sin \omega_1 t + U_{2m} \sin \omega_2 t) + \beta\left\{\frac{U_{1m}^2}{2} + \frac{U_{2m}^2}{2} - \left(\frac{U_{1m}^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \frac{U_{2m}^2}{2} \cos 2\omega_2 t\right) + U_{1m}U_{2m}[\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t]\right\} \text{ A}. \quad (35-2)$$

Sellest valemist nähtuvad voolu i koostiskomponendid:

1) alalisvoolu komponent I_0;

2) algnurksagedustega vahelduvvoolude komponendid

$$aU_{1m} \sin \omega_1 t \text{ ja } aU_{2m} \sin \omega_2 t,$$

mis tekivad rea teise (lineaarse) liikme au tõttu;

3) kahekordse nurksagedusega vahelduvvoolu komponendid

$$\beta \frac{U_{1m}^2}{2} \cos 2\omega_1 t \text{ ja } \beta \frac{U_{2m}^2}{2} \cos 2\omega_2 t;$$

4) vahe- ja summanurksagedusega vahelduvvoolu komponendid

$$\beta U_{1m}U_{2m} \cos(\omega_1 - \omega_2)t \text{ ja}$$
$$\beta U_{1m}U_{2m} \cos(\omega_1 + \omega_2)t;$$

5) komponendid, mis põhjustavad alaliskomponendi suurenemist

$$\beta \frac{U_{1m}^2}{2} \text{ ja } \beta \frac{U_{2m}^2}{2}.$$

Punktides 3 kuni 5 nimetatud voolukomponendid arenevad rea kolmandast liikmest βu^2.

Järgnevalt selgitatakse, et ka ühe siinuselise vahelduvpinge mõjul areneb mittelineaarses takistuses sageduse muundamine, ehk täpsemini: sageduse kordistamine. Kui oletada, et $U_{2m} = 0$, muutub valem 35 — 2 järgmiseks:

$$i = I_0 + aU_{1m} \sin \omega_1 t + \beta \frac{U_{1m}^2}{2} - \beta \frac{U_{1m}^2}{2} \cos 2\omega_1 t \text{ A}.$$

Saadud avaldusest nähtub, et tõepoolest ka ühe siinuselise pinge toimel mittelineaarses takistuses areneb vahelduvvoolu komponent, mille sagedus on algsagedusest kaks korda suurem.

Sama astmelise rea abil on võimalik tõestada, et mittelineaarses takistuses areneb lõpmatu hulk kordseid sagedusi. Näitena võetakse neljaliikmeline rida, millega tõestatakse, et mittelineaarses takistuses tekib ka kolmekordse sagedusega vahelduvvoolu komponent:

$$i = I_0 + au + \beta u^2 + \gamma u^3 \text{ A}. \quad (35-3)$$

Asetades sellesse valemisse siinuselise vahelduvpinge hetkväärtuse

$$u = U_{1m} \sin \omega_1 t$$

saadakse:

$$i = I_0 + aU_{1m} \sin \omega_1 t + \beta U_{1m}^2 \sin^2 \omega_1 t + \\ + \gamma U_{1m}^3 \sin^3 \omega_1 t.$$

Vastavalt trigonomeetria valemitele:

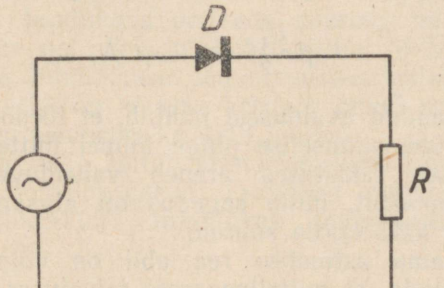
$$\sin^3 \omega_1 t = \frac{3 \sin \omega_1 t - \sin 3\omega_1 t}{4},$$

ning asetades $\sin^3 \omega_1 t$ väärtuse i valemisse, saab seda muuta järgmiseks:

$$i = \left(I_0 + \beta \frac{U_{1m}^2}{2}\right) + \\ + \left(aU_{1m} + \frac{3}{4}\gamma U_{1m}^3\right) \sin \omega_1 t - \\ - \beta \frac{U_{1m}^2}{2} \cos 2\omega_1 t - \frac{1}{4} \gamma U_{1m}^3 \sin 3\omega_1 t \text{ A.} \qquad (35 - 4)$$

Sellest valemist nähtub, et mittelineaarses takistuses areneb ka vahelduvvoolu komponent, mille sagedus on algsagedusest kolm korda kõrgem.

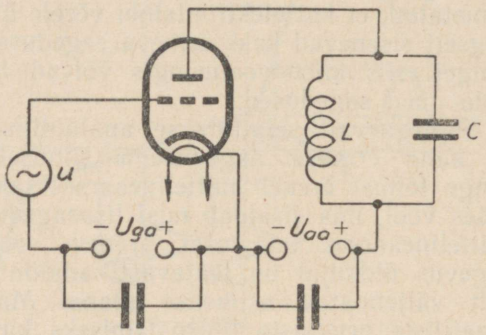
Ülalantud valemitele tuginedes võib teha järgmise üldise kokkuvõtte: sageduse kordistamine on võimalik mittelineaarset takistust omavas vooluringis. Seetõttu sageduskordistaja koosneb järgmistest põhiosadest: siinuselise pingega vahelduvvooluallikast, mittelineaarsest takistusest ja koormustakistusest, millega eraldatakse soovitud sagedusega vool (joonis 35 — 1).



Joonis 35 — 1. Sageduskordistaja põhimõtteline skeem.

Selles skeemis mittelineaarse takistuse D toimel arenevad vahelduvvoolu komponendid nurksagedustega ω_1, ω_2, ω_3 jne. Soovitud sagedusega vahelduvvoolu eraldamiseks kasutatakse koormustakistuseks tavaliselt rööbitist võnkeringi. Niisuguse koormusega sageduskordistaja skeem nähtub jooniselt 35 — 2.

Raadiovastuvõtjates ülalkirjeldatud sageduskordistajaid ei kasutata, sest nendega saab tekitada ainult täisarvu kordseid sagedusi. Raadiovastuvõtjates rakendatakse

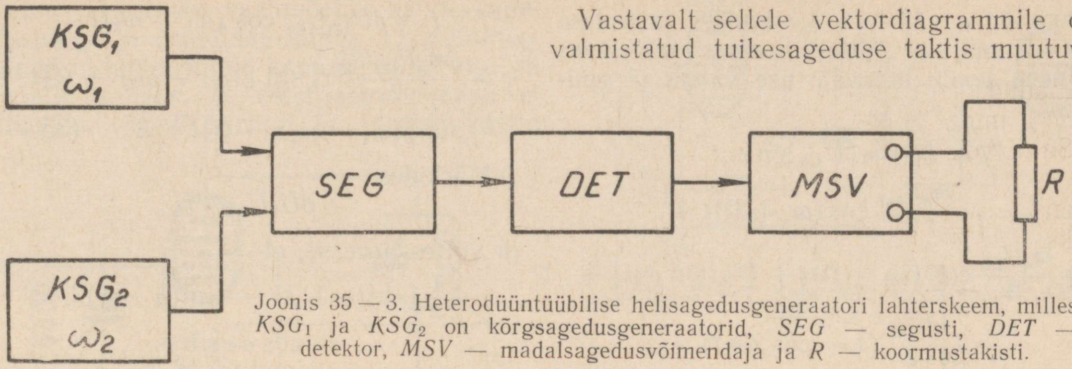


Joonis 35 — 2. Elektronlambiga sageduskordistaja põhimõtteline skeem.

heterodüün- ja superheterodüüntüübilisi sagedusmuundajaid. Heterodüün-sagedusmuundaja koosneb kahest kõrgsagedusgeneraatorist, millede väljandpinged juhitakse detektor-astmesse. Selles areneb vastavalt valemi 35 — 2 viimasele liikmele $\beta U_{1m} U_{2m} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t]$ nende sageduste vahe ja summa. Tavaliselt kasutatakse generaatorite sageduste vahet, mis detektorastmele järgnevas filtris teistest arenevatest sagedustest eraldatakse. Filtrile järgnevas võimendajas võimendatakse eraldatud sagedusega vahelduvvool vajaliku võimsuseni.

Selliseid sagedusmuundajaid kasutatakse raadiovastuvõtjates moduleerimata kandevsagedusega telegraafimärkide kuuldavaks tegemiseks. Samuti on heterodüüntüübilised sagedusmuundajad kasutusel helisagedusgeneraatoritena, sest muutes ühe kõrgsagedusgeneraatori sagedust, muutub ka helisageduspiirkonnas asuv vahesagedus. Niisuguse helisagedusgeneraatori lahterskeem nähtub jooniselt 35 — 3.

Praktikas kasutatavate heterodüüntüübiliste helisagedusgeneraatorite sagedus on pidevalt muudetav alates 20 Hz kuni 20 000 Hz-ni, mis katab kogu kuuldava heli sagedusala. Heterodüün-tüübilise sagedusmuundajaga tekitatud uut sagedust



Joonis 35 — 3. Heterodüüntüübilise helisagedusgeneraatori lahterskeem, milles KSG_1 ja KSG_2 on kõrgsagedusgeneraatorid, *SEG* — segusti, *DET* — detektor, *MSV* — madalsagedusvõimendaja ja *R* — koormustakisti.

nimetatakse praktikas sageli tuikesageduseks ja sagedusmuundajat ennast nimetatakse ka tuikesageduse-generaatoriks. Tuikesageduse tekkimist on võimalik selgitada ka vektordiagrammi abil. Selleks kasutatakse joonist 35 — 4, mille lihtsustamiseks oletatakse, et vektortasapind pöörleb vektoriga I_{1m} samas suunas ning pöörlemise nurkkiirus võrdub vektori I_{1m} nurkkiirusega. Järelikult vektor I_{1m} seisab tasapinnal paigal. Vektor I_{2m} pöörleb punktis O_2 nurkkiirusega ω_2. Sellest järeldub, et vektori I_{2m} nurkkiirus vektori I_{1m} suhtes on nende nurkkiiruste vahe

$$\omega_t = \omega_2 - \omega_1.$$

Jagades selle avalduse mõlemad pooled 2π-ga saadakse tuikesagedus:

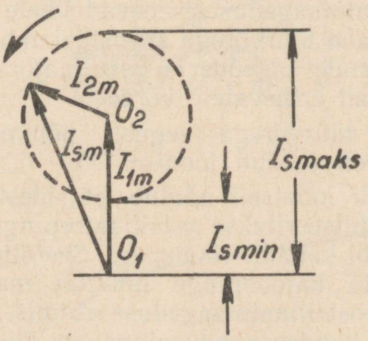
$$f_t = f_2 - f_1 \text{ Hz}.$$

Sellest vektordiagrammist nähtub, et summaarse vektori I_{sm} maksimaalne väärtus on

$$I_{smaks} = I_{1m} + I_{2m}$$

ja I_m minimaalne väärtus on

$$I_{smin} = I_{1m} - I_{2m}.$$



Joonis 35 — 4. Tuikamise vektordiagramm.

Vastavalt sellele vektordiagrammile on valmistatud tuikesageduse taktis muutuva voolu kõvera näide, mis nähtub jooniselt 35 — 5.

Superheterodüüntüübiline sagedusmuundaja erineb heterodüüntüübilisest selle poolest, et temas tekitatav vahesagedus asub kõrgsagedusalas ning kui üks seda tekitavatest kõrgsagedustest on moduleeritud, siis saadav vahesagedus omab muutmatul kujul selle modulatsiooni. Selle selgitamiseks oletatakse, et üks kõrgsagedus on moduleeritud madalsagedusega Ω. Niisugusel juhul selle kõrgsageduspinge hetkväärtus on:

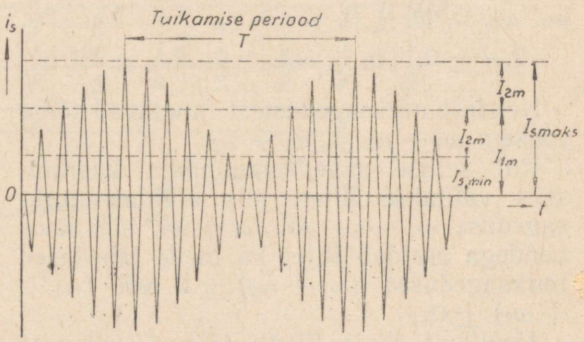
$$u_1 = U_{1m}(1 + m_a \sin \Omega t) \sin \omega_1 t.$$

Teise kõrgsageduspinge hetkväärtus on:

$$u_2 = U_{2m} \sin \omega_2 t.$$

Summaarne pinge, mis mõjutab mittelineaarset takistust (detektorit) on:

$$u = u_1 + u_2 = U_{1m}(1 + m_a \sin \Omega t) \sin \omega_1 t + \\ + U_{2m} \sin \omega_2 t = U_{1m} \sin \omega_1 t - \\ - \frac{m_a U_{1m}}{2} \cos (\omega + \Omega) t + \\ + \frac{m_a U_{1m}}{2} \cos (\omega - \Omega) + U_{2m} \sin \omega_2 t \text{ V}.$$



Joonis 35 — 5. Tuikesageduse taktis muutuva voolu kõvera näide.

Saadud u väärtuse asetamisel valemisse 35 — 1 muutub mittelineaarses takistuses areneva voolu hetkväärtuse valem järgmiseks:

$$i = I_0 + a[U_{1m}\sin\omega_1 t - \frac{m_a U_{1m}}{2}\cos(\omega_1 + \Omega)t + \frac{m_a U_{1m}}{2}\cos(\omega_1 - \Omega)t + U_{2m}\sin\omega_2 t] + \beta\left\{\frac{U_{1m}^2}{2}(1 - \cos 2\omega_1 t) + \frac{U_{2m}^2}{2}(1 - \cos 2\omega_2 t) - \frac{m_a^2 U_{1m}^2}{4}(\cos 2\omega_1 t + \cos 2\Omega t) + \frac{m_a^2 U_{1m}^2}{8}[2 + \cos(2\omega_1 + 2\Omega)t + \cos(2\omega_1 - 2\Omega)t] + \frac{m_a U_{1m}^2}{2}[\sin(2\omega_1 + \Omega)t - \sin(2\omega_1 - \Omega)t + 2\sin\Omega t] + U_{1m}U_{2m}[\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t] + \frac{m_a U_{1m}U_{2m}}{2}[\sin[(\omega_1 - \omega_2) + \Omega]t - \sin[(\omega_1 - \omega_2) - \Omega]t + \sin[(\omega_1 + \omega_2) - \Omega]t - \sin[(\omega_1 + \omega_2) + \Omega]t\right\}\text{ A.} \qquad (35-5)$$

Sellest valemist nähtub, et superheterodüün sagedusmuundajas käesoleval juhul tekivad järgmised nurksagedused:

$$\omega_1,\ \omega_2,\ \Omega,\ \omega_1 \pm \Omega,\ \omega_1 \pm \omega_2,\ 2\omega_1,\ 2\omega_2,\ 2\Omega,\ 2\omega_1 \pm \Omega,\ (\omega_1 \pm \omega_2) \pm \Omega,\ 2\omega_1 \pm 2\Omega.$$

Nendest nurksagedustest huvitavad kõige rohkem $\omega_1 - \omega_2$ ja $\omega_1 + \omega_2$.

Kui sellise sagedusmuundaja koormuseks valitakse filter, mis eraldab nurksageduse $\omega_1 - \omega_2$ või $\omega_1 + \omega_2$, siis koos nendega eraldab filter ka meile lähedased nurksagedused $(\omega_1 - \omega_2) \pm \Omega$ või $(\omega_1 + \omega_2) \pm \Omega$.

Järelikult peale filtrit jäävad valemist 35 — 6 järgi järgmised liikmed (arvestamata jättes alalisvoolu komponenti I_0):

$$i = \beta U_{1m}U_{2m}\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \frac{\beta m_a U_{1m}U_{2m}}{2}\{\sin[(\omega_1 - \omega_2) + \Omega]t - \sin[(\omega_1 - \omega_2) - \Omega]t\}\text{ A.} \qquad (35-7)$$

Märkides

$$\beta U_1 U_2 = I_0$$

ja võttes arvesse, et

$$\frac{1}{2}[\sin(\alpha + \beta) - \sin(\alpha - \beta)] = \cos\alpha \cdot \sin\beta,$$

muutub valem 35 — 7 järgmiseks:

$$i = I_0(1 + m_a \sin\Omega t)\cos(\omega_1 - \omega_2)t.$$

Sellest nähtub, et superheterodüün sagedusmuundajast saadav vahesagedus omab sama modulatsiooni, mida omas kõrgsageduspinge u_1. Sedasama saab analoogiliselt tõestada ka $(\omega_1 + \omega_2)$ kohta.

Raadiovastuvõtjates rakendatakse mitut liiki sagedusmuundajaid, kuid põhiliselt koosnevad need kõik kahest osast:

1) segustist, milles tegelikult signaalpinge ja ostsillaatorpinge üheaegsel mõjutusel areneb vahesagedus, ja

2) ostsillaatorist, milles tekitatakse jääva amplituudiga ja vajaliku sagedusega vahelduvpinge.

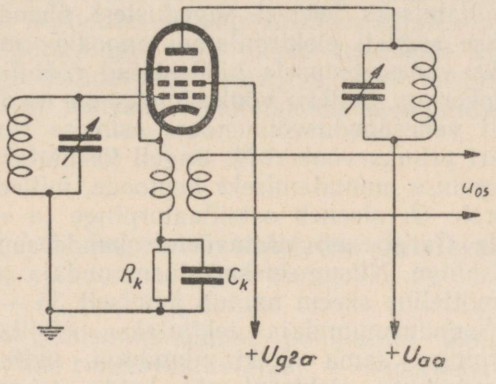
Segusti ja ostsillaator võivad olla eraldi elektronlampidena, või kasutatakse selleks ühte elektronlampi nn. muunduslampi, mis toimib üheaegselt nii segustina kui ka ostsillaatorina. Ülilühilaineil rakendatakse segustitena kristalldioode koos eraldi ostsillaatoritega.

Segustites rakendatavad elektronlambid jaotatakse kahte rühma: 1) ühe tüürvõrega segustuslambid, milledel kandevsagedus ja ostsillaatorsagedus sisenevad ühele võrele, ja 2) kahe tüürvõrega segustuslambid, milledel kandevsagedus ja ostsillaatorsagedus sisenevad erinevatele võredele.

Ühe tüürvõrega segusti põhimõtteline skeem on toodud joonisel 35 — 6.

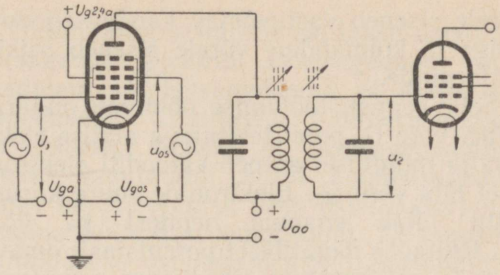
Sellelt jooniselt nähtub, et sidestuspooli abil indutseeritakse ostsillaatorpinge elektronlambi katoodi vooluringi. Seetõttu elektronlambi katoodpinge muutub maanduse suhtes ostsillaatorsageduse rütmis. Vastuvõetav kandevsageduspinge on ühendatud elektronlambi võre ja maanduse vahele. Järelikult võre ja katoodi vahele on ühen-

datud järjestikku vastuvõetav kandevsageduspinge ja ostsillaatorpinge. Ostsillaatorpinge indutseerimine katoodi vooluringi on vajalik selleks, et ostsillaatorsagedus ei kiirguks võrevõnkeringi ja antenni kaudu



Joonis 35 — 6. Ühe tüürvõrega segusti põhimõtteline skeem.

ruumi, mis tekitaks lähedalasuvates raadiovastuvõtjates tunduvaid raadiohäireid. Nimetatud nähe on sellise segusti üheks puuduseks. Teiseks selle segusti puuduseks on, et võre ja katoodi vahelise mahtuvuse

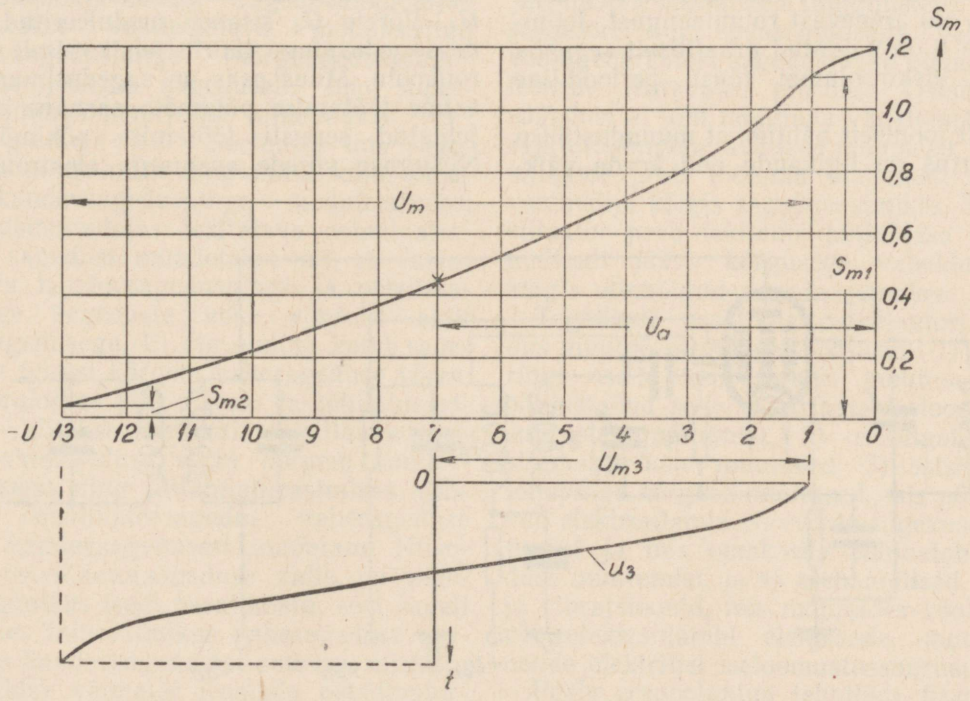


Joonis 35 — 7. Kahe tüürvõrega segusti põhimõtteline skeem.

kaudu kandub osa ostsillaatori energiast võrele, mõjutades jällegi võrevõnkeringi ja antenni, tekitades raadiohäireid. Selle segusti kolmandaks puuduseks on, et katoodi ja kütteniidi vahelise isolatsiooni kaudu ostsillaatorpinge mõjutusel võivad tekkida parasiitvoolud, mis põhjustavad mürapingeid; viimased on kuuldavad valjuhääldajas iseloomuliku kahinana. Nimetatud puudusi arvestades ühe tüürvõrega segusteid praktikas enam ei rakendata.

Kahe tüürvõrega segusti põhimõtteline skeem on toodud joonisel 35 — 7.

Selles skeemis kasutatavaks elektronlambiks on heptood (6A7), mille esimesele



Joonis 35 — 8. Segustis töötava elektronlambi 6A8 tõusu perioodiline muutus, sõltuvalt ostsillaatorpingest.

võrele siseneb vastuvõetav kandevsageduspinge ja kolmandale võrele siseneb ostsillaatorpinge.

Selle segusti töötamise põhimõte on järgmine: võre G_2 poolt tekitatava alalise elektrivälja mõjutusel areneb katoodilt elektronvool läbi võre G_1. Elektronide suure kiiruse tõttu läbib enamus nendest ka võre G_2, tekitades negatiivset potentsiaali omava võre G_3 ees muutuva tihedusega ruumlaengu. Selle ruumlaengu tihedus sõltub võre G_1 pingest, s. o. kandevsageduspingest. Võre G_1 poolt moduleeritavat ruumlaengut mõjutab võre G_4 poolt tekitatav elektriväli, mille toimel elektronvool läbib võre G_3 ja suundub edasi anoodile. Kuna aga võret G_3 mõjutab ostsillaatorpinge, siis toimub siin teistkordne elektronvoolu moduleerimine.

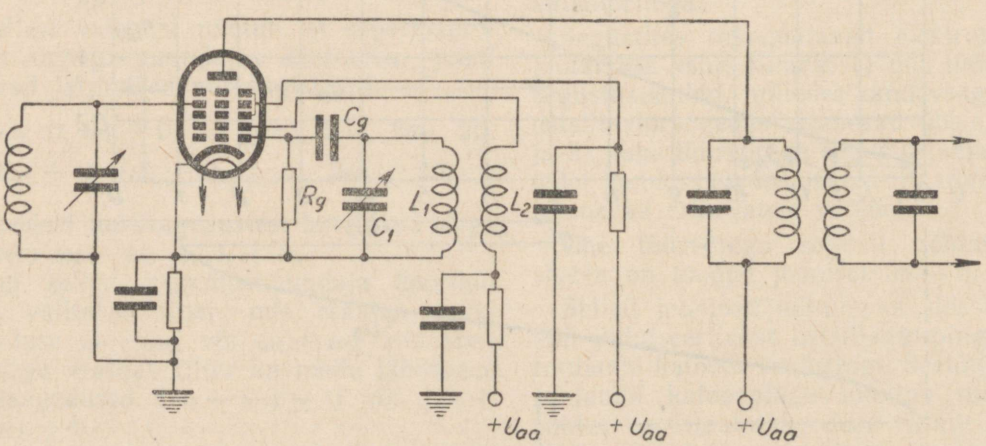
Peale selle on võre G_2 ülesandeks vähendada võrede G_1 ja G_3 vahelist mahtuvust, sest seetõttu väheneb ostsillaatorpinge mõjutus võrele G_1 ja seega ühtlasi ka sisendvõnkeringile. Võre G_4 toimib varivõrena ning võre G_5 sulgvõrena, milledel on tavalised ülesanded.

Ülalkirjeldatust selgub, et sellise elektronlambi muundustõus on sõltuv võre G_3 pingest, sest võre G_1 tüürimisvõime oleneb võre G_3 ees arenevast ruumlaengust. Joonisel 35 — 8 on näidatud graafiliselt segustis töötava elektronlambi tõusu perioodiline muutus.

Sellelt jooniselt nähtub, et muundustõusu S_m väärtus on ligikaudu neli korda väiksem sama elektronlambi normaalsest tõusust S_{maks}.

Segusti elektronlambi anoodvooluringis arenevad teatavasti peale vahesageduse veel teised sagedused, nagu f_{os}, $2f_{os}$, $2f$ jne., kuid neid ei kasutata. Vahesageduse eraldamiseks teistest sagedustest ühendatakse segusti elektronlambi anoodkoormuseks vahesagedusele häälestatud rööbitine võnkering. Selleks võnkeringiks on tavaliselt vahesagedusvõimendaja esimese ribafiltri primaarvõnkering. Sageli kasutatakse sageduse muundamiseks heptoode, milledel võrele G_1 siseneb ostsillaatorpinge ja võrele G_4 siseneb vastuvõetav kandevsageduspinge. Niisuguse sagedusmuundaja põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 35 — 9.

Sagedusmuundajas tekitatakse ostsillaatorpinge sama elektronlambiga, milleks kasutatakse elektronlambi kahte esimest võret. Võre G_1 on ostsillaatorvõre ja võre G_2 on ostsillaatoranood. Niisuguse sagedusmuundaja töötamise põhimõte on järgmine: võre G_3 elektrivälja mõjutusel areneb katoodilt elektronvool, mida võre G_1 tüürib ostsillaatorsageduse taktis. Võre G_4 ees areneb ostsillaatorsageduse taktis muutuv ruumlaeng, mis mõjutatuna võre G_5 elektriväljast põhjustab elektronvoolu läbi võre G_4. Võrele G_4 sisenev moduleeritud kandevsageduspinge tüürib teistkordselt elektronvoolu. Muus osas on sagedusmuundaja astme töötamise põhimõte sarnane eelkirjeldatud segusti töötamise põhimõttega. Niisuguse võrede asetusega elektronlambi



Joonis 35 — 9. Liit-elektronlambiga sagedusmuundaja põhimõtteline skeem.

paremuseks on, et võre G_4 eelpinget muutes on võimalik muuta muundustõusu S_m, kusjuures ostsillaatorosa tõusu see kuigi tunduvalt ei mõjuta. Seetõttu ostsillaarpinge jääb püsivaks, sõltumata võre G_4 eelpinge muutustest. Kõikides eelkirjeldatud segustites ja sagedusmuundajates ostsillaatorpinge peab olema tunduvalt kõrgem kandevsageduspingest, sest vastasel korral tekivad modulatsiooni moonutused.

Kirjandus: 20 ja 38.

35 — 2. Sagedusmuundajatele esitatavaid nõudeid.

Sagedusmuundamise põhimõttel töötab eri liik raadiovastuvõtjaid — superheterodüüne, mille sagedusmuundajates kasutatakse mittelineaarsete takistuselementidena elektronlampe ning detsimeeter- ja sentimeeterlainealades kristalldetektoreid või erilise konstruktsiooniga kristall-lampe.

Sagedusmuundamise põhimiseks eesmärgiks raadiovastuvõtjates on saavutada suuremat võimendust ja paremat selektiivsust soodsamates tingimustes toimiva vahesagedusvõimendaja kaudu. Sagedusmuundajas muudetakse vastuvõetava moduleeritud kandevsageduspinge (kõrgsageduspinge) sagedus jäävale sagedusele, mis superheterodüünvastuvõtjates nimetatakse v a h e s a g e d u s e k s. Seejuures uue sagedusega pinge peab muutmatul kujul omama kandevsageduspinge moduleerimise. Sagedusmuundajas tekitatava ostsillaatorpinge sagedust muudetakse nii, et vastuvõetava kandevsageduspinge ja ostsillaatorpinge sageduste vahe võrduks alati vahesagedusega. Ei ole oluline, kumb sagedus on teisest kõrgem vahesageduse võrra, kuid praktikas pikk-, kesk- ja lühilaineastmikes valitakse harilikult ostsillaatorsagedus vahesageduse võrra kõrgem kandevsagedusest ning ülilühilaineastmikes valitakse ostsillaatorsagedus vahesageduse võrra kandevsagedusest madalam. Niisugune ostsillaatorsageduse valik on pikklaineastmikus isegi paratamatu, sest sageli on selles laineastmikus vahesageduse arvväärtus kandevsagedusest suurem, mistõttu pole üldse võimalik teostada ostsillaatorsageduse valikut vahesageduse võrra madalamana kandevsagedusest.

Ülilühilaine astmikes valitakse ostsillaatorsagedus seetõttu vahesageduse võrra madalam kandevsagedusest, et madalama sagedusega ostsillaatori konstrueerimine on lihtsam. Selleks, et vahesageduspinge omaks muutmatul kujul kandevsageduspinge moduleerimist, peab ostsillaatorpinge omama küllaldast amplituudi. Niisuguseks küllaldaseks ostsillaatorpinge amplituudiks on tavaliselt 8 kuni 15 volti, mida tuleb arvestada ostsillaatorite projekteerimisel.

Elektronlambiga sagedusmuundajas toimub ühtlasi ka pingevõimendus, mis on arvutatav, samuti nagu kõrgsagedusvõimendusastmeski, valemiga:

$$K_m = S_m Z_a, \qquad (35 — 8)$$

kus S_m on elektronlambi muundustõus, mis on ligikaudu neli korda väiksem sama elektronlambi harilikust tõusust, $S_m = 0{,}25\ S$, Z_a on anoodvooluringi koormuse impedants. Peale pingevõimenduse on sagedusmuundaja headust iseloomustavateks suurusteks veel sagedusmuundamisel arenev endamürapinge ja ostsillaatorsageduse stabiilsus.

Raadiovastuvõtjate sagedusmuundajates kasutatavad ostsillaatorid peavad vastama järgmistele tehnilistele tingimustele: 1) Ostsillaatori kui endaergutusega vahelduvvoolugeneraatori sagedus peab olema reguleeritav teatavates piirides. Ostsillaatori sagedust ei tohi mõjutada välistemperatuur ega toitepingete tavalised muutused. 2) Ostsillaator peab töötama stabiilselt raadiovastuvõtja kõigis sagedusastmikes. 3) Ostsillaator peab tekitama küllaldase ja võimalikult jääva kõrgusega vahelduvpinge kõigis ettenähtud sagedusastmikes.

Tegelikult praktikas ostsillaatori sagedus muutub järgmistel põhjustel: 1) võnkeringi osade temperatuuri muutused, mis põhjustavad selle elektriliste iseloomustussuuruste muutumist, 2) ostsillaatorlambi sisemahtuvuste muutused, 3) ostsillaatori toitepinge kõrguse muutused, mis põhjustavad elektronlambi võrevoolu tugevuse muutumist ja mis omakorda põhjustab sageduse muutumist, ja 4) mehaanilised tõuked ja vibratsioonid, mis mõjutades võnkeringi või elektronlambi elektroode, muudavad nende elektrilisi iseloomustussuurusi.

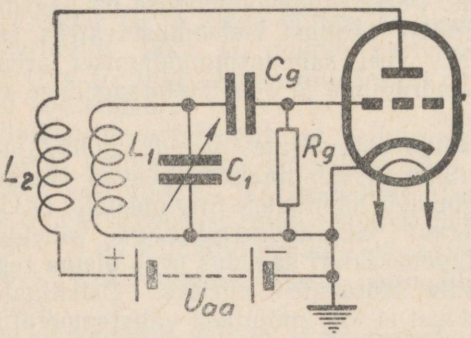
Peale eespoolantud tehniliste tingimuste tuleb sagedusmuundajates rakendatavate ostsillaatorite lülitusskeemide valikul ar-

vestada seda, et sagedusastmikkude ümberlülitamine ning ostsillaatorvõnkeringi ja segusti sisendvõnkeringi kooshäälestus toimuksid lihtsalt.

Kirjandus: 2, 23, 38 ja 39.

35 — 3. Ostsillaatorid.

O s t s i l l a a t o r i k s nimetatakse endaergutusega kõrgsagedusgeneraatorit, mida rakendatakse sagedusmuundajas vahesageduse tekitamiseks. Raadiovastuvõtjate sagedusmuundajates kasutatakse mitmesuguste lülitusskeemidega ostsillaatoreid, milledest igaühel teistega võrreldes on nii paremusi kui ka puudusi. Alljärgnevalt kirjeldatakse mõningaid enamrakendatavamaid ostsillaatoreid.

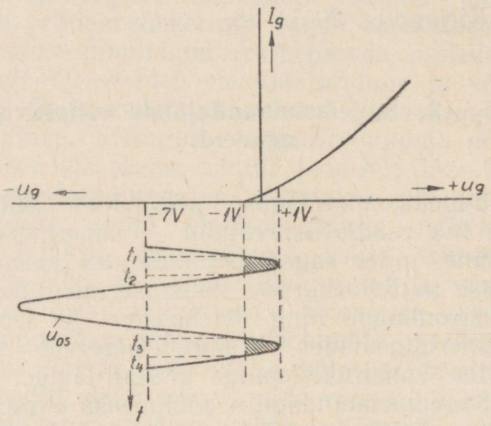


Joonis 35 — 10. Induktiivse tagasisidestusega ostsillaatori põhimõtteline skeem.

Kõige tavalisem ostsillaator koosneb trioodist, mille võrevõnkering on häälestatud ostsillaatorsagedusele ning milles endaergutus toimub anoodvooluringis asuva pooli L_2 ja võrevõnkeringi pooli L_1 vahelise induktiivse sidestuse kaudu, nii nagu nähtub jooniselt 35 — 10.

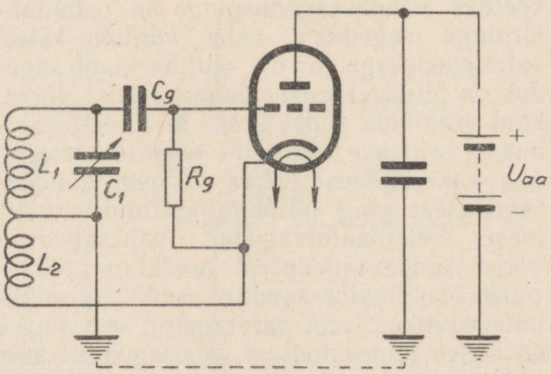
Selles ostsillaatoris kantakse pooli L_2 kaudu osa anoodvooluringi energiast tagasi võrevõnkeringi. L_1 ja L_2 vahelise sidestusteguri suuruse valikuga on võimalik saavutada õige endaergutuse töörežiim.

Elektronlambi võrevõnkeringis asuv R_gC_g filter tekitab elektronlambi võrel G_1 vajaliku negatiivse eelpinge. R_gC_g filtrita tekiks elektronlambi võrel iga vahelduvpinge perioodi kestel kord negatiivne, kord positiivne pinge. Positiivse võrepinge puhul areneb elektronlambis võrevool, mis ostsillaatori võrevõnkeringi sumbutab. Niisuguses töörežiimis töötamisel tekiks ostsillaatori võrevõnkeringis väga madal vahelduvpinge. R_gC_g filtriga saavutatakse elektronlambi võrel, sõltuvalt filtri lülituselementide valikust, vajaliku kõrgusega negatiivne eelpinge ning selle toimel tekib ostsillaatori



Joonis 35 — 11. Ostsillaatori elektronlambi võrevõnkeringipinge ja I_g—U_g tunnusjooned.

võrevõnkeringis vahelduvpinge, mille amplituudid on vaid veidi suuremad negatiivse eelpinge kõrgusest ja mille sagedus võrdub võrevõnkeringi omasagedusega. Ostsillaatori elektronlambi võrevõnkeringi pinge ja I_g—U_g tunnusjooned nähtuvad jooniselt 35 — 11.

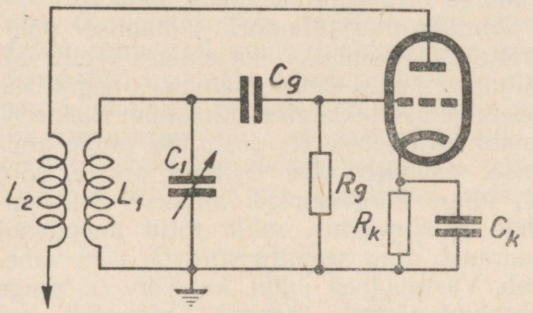


Joonis 35 — 12. Induktiivse tagasisidestusega ostsillaatori põhimõtteline skeem, milles poolid L_1 ja L_2 asuvad ühel alusel.

Sellelt jooniselt nähtub, et R_gC_g filtriga ostsillaatoris areneb piiratud suurusega võrevool, mis võrevõnkeringi sumbutab ja seega stabiliseerib ostsillaatori võrevõnkeringis tekkiva vahelduvpinge kõrgust.

Praktikas kasutatakse seda ostsillaatorit sageli muudetud kujul, millega lihtsustub võnkeringide konstruktsioon. Niisuguses muudetud lülitusskeemis poolid L_1 ja L_2 mähitakse ühele alusele, nii nagu nähtub joonisel 35 — 12 antud põhimõttelisest skeemist.

Kui ostsillaatoris kasutatava elektronlambi tõus ei ole maksimaalne nullise, vaid negatiivsema, näiteks —2 V võrepinge juures, siis niisuguse elektronlambi katoodvooluringi ühendatakse kondensaatoriga sillatud katoodtakisti (joon 35 — 13).



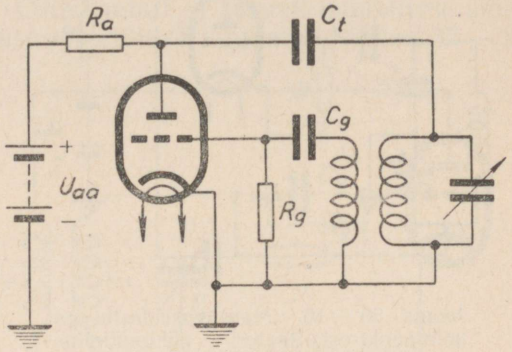
Joonis 35 — 13. Katoodtakistiga ostsillaatori põhimõtteline skeem.

Sageli kasutatakse ostsillaatoris häälestatud võnkeringi anoodvooluringis, nii nagu see nähtub jooniselt 35 — 14.

Niisugust ostsillaatorit nimetatakse tavaliselt rööbitise anoodtoitega ostsillaatoriks. Selle töötamise põhimõte on üldiselt sarnane ülalkirjeldatud ostsillaatoriga, kusjuures ostsillaatorpinge sagedus võrdub anoodvõnkeringi omasagedusega. Rööbitise toitega ostsillaatori paremusteks võrreldes häälestatud võrevõnkeringiga ostsillaatoriga, on: 1) stabiilsem sagedus ja 2) anoodpinge kõrguse muutused ei põhjusta tundu-vat ostsillaatorsageduse muutust.

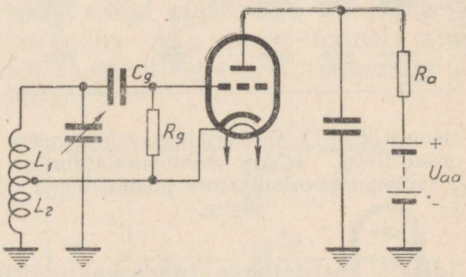
Ülalnimetatud ostsillaatorist on konstruktsioonilt lihtsam induktiivsussidestusega kolmpunkt-ostsillaator, mille põhimõtteline skeem on toodud joonisel 35 — 15. Jooniselt nähtub, et osa võrevõnkeringi poolist kasutatakse ühtlasi ka tagasisidestuse poolina. Selle ostsillaatori toitmine toimub rööbiti ning negatiivse võre-eelpinge saavutamiseks kasutatakse R_gC_g filtrit.

Niisuguses ostsillaatoris valitakse pooli L_2 keerdude arv tavaliselt viiendik kuni



Joonis 35 — 14. Rööbitise toitega ostsillaatori põhimõtteline skeem.

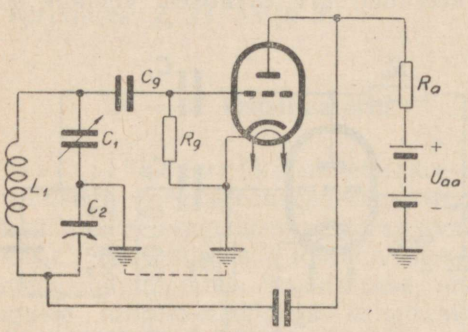
kolmandik üldisest $(L_1 + L_2)$ võnkeringi keerdude arvust. Liiga tugev sidestus põhjustab ostsillaatori üleergutamist, mille tulemusena, eriti sagedusastmiku kõrgematel sagedustel, tekivad tugevad harmoonilised. Liiga nõrga sidestuse puhul lakkab ostsillaator töötamast sagedusala madalamatel sagedustel. Õigel sidestusel, s. t. L_1 ja L_2 keerdude arvu õigel valikul, töötab induktiivsussidestusega kolmpunkt-ostsillaator väga stabiilselt ja on üks paremaid



Joonis 35 — 15. Induktiivsussidestusega kolmpunkt-ostsillaatori põhimõtteline skeem.

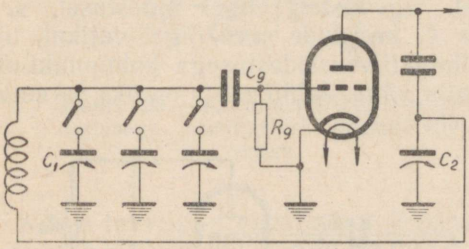
ostsillaatoreid. Selles ostsillaatoris anoodpinge muutus ostsillaatorsagedust tundu-valt ei mõjuta. Vahetult köetavate elektronlampide kasutamisel tuleb küttevooluringi ühendada kõrgsageduspaispoolid.

Kirjeldatud ostsillaatoriga on väga sarnane mahtuvussidestusega kolmpunkt-ostsillaator, mille põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 35 — 16.



Joonis 35 — 16. Mahtuvussidestusega kolmpunkt-ostsillaatori põhimõtteline skeem.

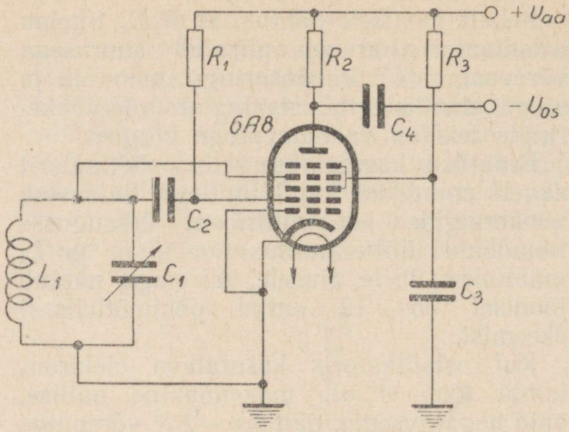
Selles ostsillaatoris koosneb võnkeringi mahtuvus kahest järjestikku ühendatud kondensaatorist C_1 ja C_2. Tagasisidestuse suurust reguleeritakse kondensaatorite C_1 ja C_2 mahtuvuse suhtega. Niisugune ostsillaator on kasutusel mõnedes surunuppHäälestusega raadiovastuvõtjates, kus raadiosaatjate valik toimub C_1 ümberlülitamisega, nii nagu nähtub jooniselt 35 — 17.



Joonis 35 — 17. Ümberlülitatavate kondensaatoritega (C_1) mahtuvussidestusega kolmpunkt-ostsillaatori põhimõtteline skeem.

Üldiselt kasutatakse raadiovastuvõtjates seda ostsillaatorit harva, sest õige sidestuse saavutamiseks on vajalik samaaegselt muuta mahtuvusi C_1 ja C_2, mis raskendab ostsillaatori konstrueerimist.

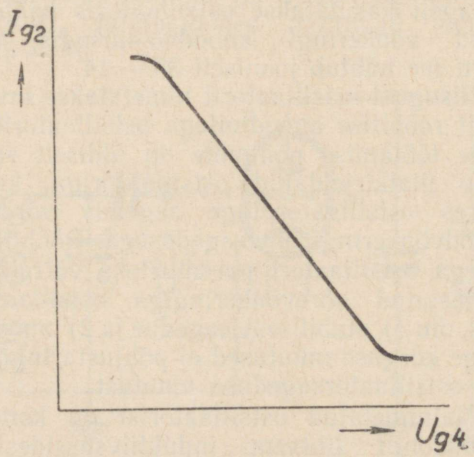
Väga head töötamise stabiilsust omab transitron-ostsillaator, milles võnkeringi sumbumuse vähendamiseks kasutatakse mitmevõrelistes elektronlampides tekitatavat negatiivset sisetakistust. Transitron-



Joonis 35 — 18. Transitron-ostsillaatori põhimõtteline skeem.

ostsillaatori põhimõttelist skeemi, elektronlambiga 6A8 kujutab joonis 35 — 18.

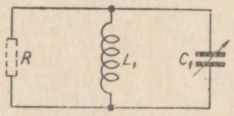
Transitron-ostsillaatori töötamise põhimõtte selgitamiseks kirjeldame eelnevalt mitmevõrelistes elektronlampides negatiivse sisetakistuse tekkimise võimalust. Elektronlambi 6A8 võrele G_4 positiivse pinge andmisel väheneb võre G_2 vool, sest et võre G_4 pinge kõrgenemisel antakse elektronidele lisakiirendus, mille tõttu anoodvool suureneb ning seetõttu võre G_2 vool väheneb. Vastupidisel juhul, kui võre G_4 pinge absoluutväärtus väheneb, pidurdab see anoodile suunduvaid elektrone ja selle toimel võre G_2 vool suureneb. Niisugusel juhul võre G_2 voolu ja võre G_4 pinge sõltu-



Joonis 35 — 19. Transitron-ostsillaatoris töötava 6A8 võre G_2 voolu ja võre G_4 pinge sõltuvuse I_{g2}—U_{g4} tunnusjoon.

vus muutub vastavalt jooniselt 35 — 19 nähtuvale tunnusjoonele.

Seda sõltuvust kasutatakse võre G_2 vooluringis negatiivse takistuse tekitamiseks. Näiteks kui võrel G_2 on mingisugune alalispinge, siis üheaegselt võrede G_2 ja G_4 pinget ΔU võrra positiivsemaks muutmisel, tekib võre G_2 voolu vähenemine, sest võre G_4 tüürimisvõime on palju kordi suurem kui võrel G_2. Kui vähendada võredel G_2 ja G_4 üheaegselt pinget ΔU võrra, suureneb võre G_2 vool. Sellest järeldub, et võre G_2 vooluringis vool muutub vastavalt negatiivsele takistusele, s. t. pinge kõrgenemisel vool väheneb ja vastupidi. Ühendades võre G_2 vooluringi võnkeringi L_1C_1 on võimalik selles vooluringis tekkivat negatiivset takistust kasutada võnkeringi sumbumuse vähendamiseks. Võre G_4 vooluringiga on võnkering L_1C_1 ühendatud vahetult, kuna võre G_2 vooluringiga on võnkering ühendatud suhteliselt suure mahtuvusega kondensaatori C_2 kaudu. Võnkeringis L_1C_1 arenev võnkumine tekitab võredel G_2 ja G_4 pingemuutused, mis on faasis, järelikult võre G_2 vooluring töötab negatiivse takistuse töörežiimis. Kuna negatiivne takistus



Joonis 35 — 20. Transitron-ostsillaatori võnkeringi L_1C_1 ja sellega rööbiti ühendatud võre G_2 vooluringi negatiivse takistuse ekvivalentskeem (negatiivne takistus on märgitud punktiiriga).

R on ühendatud võnkeringile rööbiti (joonis 35 — 20), siis selle toimel areneb võnkeringis L_1C_1 kustumatu võnkumine.

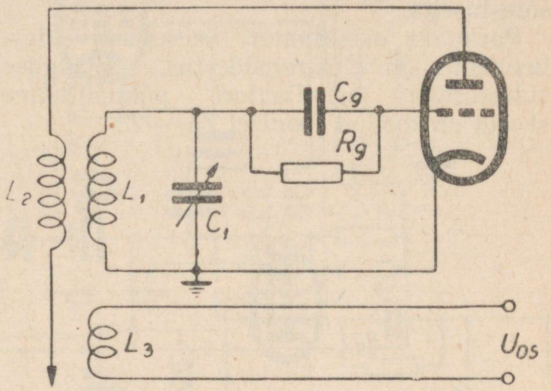
Võnkeringis L_1C_1 arenev vahelduvpinge tüürib võre G_4 kaudu elektronlambi anoodvoolu, mille toimel koormustakistil R_2 areneb võrevõnkeringi sagedusega vahelduvpinge komponent, mis kondensaatori C_4 kaudu suunatakse segustuslambi võrele. Ühe võnkeringi tõttu on transitron-ostsillaatorit väga lihtne konstrueerida, kusjuures see töötab eriti stabiilselt.

Kirjandus: 1, 23, 38 ja 39.

35 — 4. Ostsillaatorite ja segustite sidestusviise.

Ostsillaatorite ja segustite sidestusviise on kolm: 1) induktiivne sidestus, 2) mahtuvuslik sidestus ja 3) elektronsidestus.

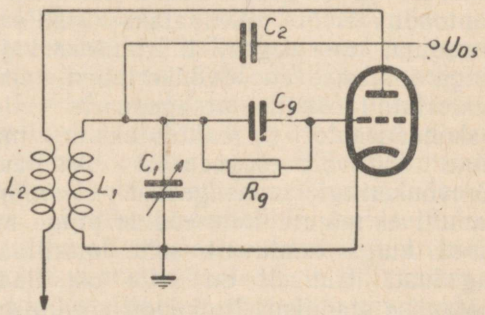
Ostsillaatori ja segusti induktiivse sidestuse põhimõte on kujutatud joonisel 35 — 21.



Joonis 35 — 21. Ostsillaatori ja segusti induktiivse sidestuse põhimõtet selgitav skeem.

Sellelt jooniselt nähtub, et ostsillaatori võrevõnkeringis areneva vahelduvvoolu toimel indutseeritakse sellega induktiivselt sidestatud poolis L_3 ostsillaatorsagedusega elektromotoorne jõud $E_{os} = U_{os}$, millega tüüritakse segustit.

Induktiivse sidestuse puuduseks on asjaolu, et ostsillaatorpinge sageduse muutmisel muutub poolide L_2 ja L_3 vaheline sidestus ning seega muutub ka võrevõnkeringi tagasikanduv ΔX_2, mille toimel muutub ühtlasi ka ostsillaatori võrevõnkeringi omasagedus.

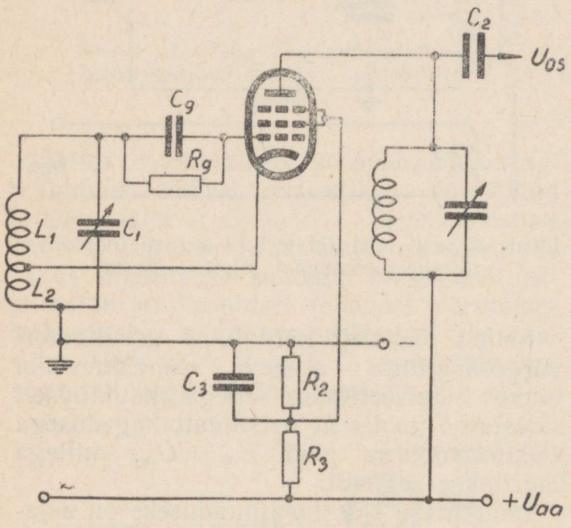


Joonis 35 — 22. Ostsillaatori ja segusti mahtuvusliku sidestuse põhimõtteline skeem.

Ostsillaatori ja segusti mahtuvusliku sidestuse põhimõtteline skeem on toodud joonisel 35 — 22.

Sellelt jooniselt nähtub, et ostsillaatori võrevõnkeringis arenev vahelduvpinge suunatakse segustisse kondensaatori C_2 kaudu. Mahtuvuslikul sidestusel on sama puudus, mis induktiivsel sidestuselgi, s. t. ostsillaatori võrevõnkeringi omasagedus muutub sidestusega.

Parimaks ostsillaatori ja segusti sidestusviisiks on elektronsidestus. Niisuguse sidestusega ostsillaatori põhimõtteline skeem on toodud joonisel 35 — 23.



Joonis 35 — 23. Elektronsidestusega ostsillaatori põhimõtteline skeem.

Jooniselt nähtub, et elektronsidestusega ostsillaatoris rakendatakse pentoodi, millel varivõre ja sulgvõre kokku ühendatakse. Pentoodi varivõre rakendatakse ostsillaatori anoodina, kuna segusti tüürimiseks vajalik pinge saadakse anoodvõnkeringist, mis on häälestatud ostsillaatorsagedusele. Sidestuskondensaatori C_2 reaktiivtakistuse muutmine sõltuvalt sagedusest ostsillaatori võrevõnkeringi omasagedust ei mõjuta. Samuti ei mõjuta toiteseadme pinge muutused kuigi tunduvalt selle ostsillaatori sagedust. Üldiselt on selle ostsillaatori töötamise stabiilsus ligikaudu võrdne transitron-ostsillaatori töötamisega, kuid konstruktsioonilt on transitron-ostsillaator lihtsam.

Ostsillaatorite kirjeldusest nähtub, et nendes rakendatakse trioode, pentoode ja isegi muundus-heptoode. Ostsillaatoris rakendatav triood peab omama võimendustegurit ligikaudu 20 ja seega sobivad ostsillaatorisse samad trioodid, mida rakendatakse transformaatorsidestusega madalsageduspingevõimendajates, nagu 6C5 ja teised.

Kirjandus: 1, 2, 23, 38 ja 39.

35 — 5. Kahekordne sageduse muundamine.

Lühilainealas kasutatavates raadiovastuvõtjates rakendatakse sageli kahekordset sageduse muundamist. Niisugustes raadiovastuvõtjates valitakse esimeseks vahesageduseks sõltuvalt vastuvõetavast sagedusalast 1,6 kuni 5 MHz-i. Sellise kõrge vahesagedusega vabanetakse häiretest peegelkanalil, s. o. kahe vahesageduse võrra madalamal signaalsagedusel. Järgnevalt teistkordsel sageduse muundamisel valitakse teiseks vahesageduseks tavaliselt 465 kuni 470 kHz. Teistkordne sageduse muundamine suhteliselt madalaks vahesageduseks on vajalik selleks, et saavutada väiksema lampide arvu juures suuremat vahesagedusvõimendust ja suuremat selektiivsust kõrvalkanali suhtes. Niisuguse kahekordse sagedusmuundaja põhimõtteline skeem on toodud joonisel 35 — 24.

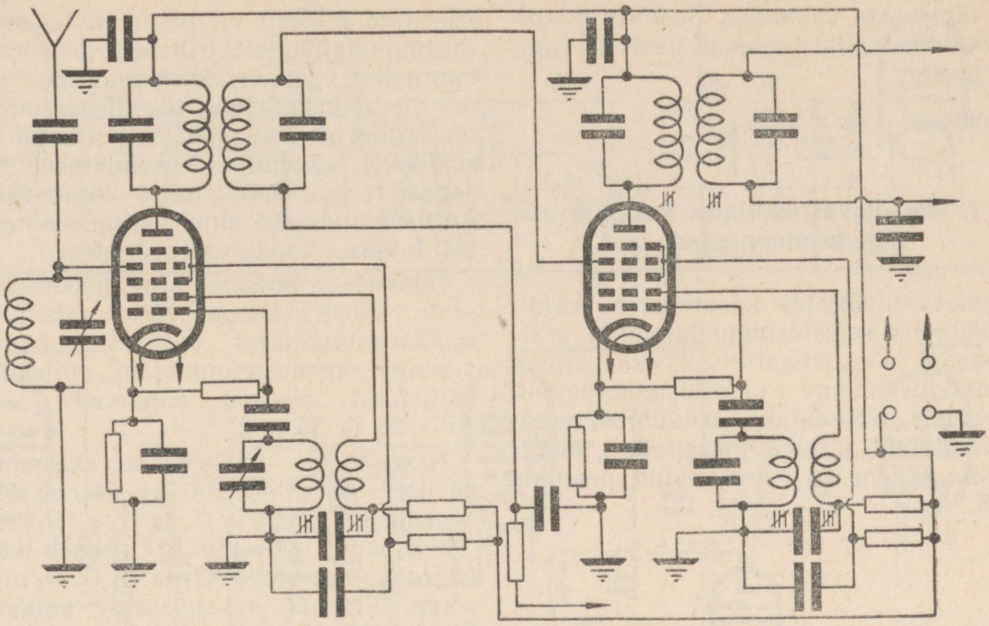
Sellelt jooniselt nähtub, et mõlemad sagedusmuundajad omavad harilikku muundusheptoodiga lülitusskeemi ning nende töötamise põhimõte on seega sarnane joonisel 35 — 9 toodud lülitusskeemi töötamise põhimõttele.

Kirjandus: 23.

35 — 6. Sagedusmuundus- ja segustuslambid ning nende valik.

Sagedusmuundajates rakendatakse praktikas alljärgnevaid elektronlampe: 1) segustusheptoode (6A7 jt.), 2) muundusheptoode (6A8, 6A10C jt.), 3) muundustrioodheksoode.

Segustusheptoodiks nimetatakse viie võrega elektronlampi, millel võre G_1 on tüürvõreks, võresid G_2G_4 rakendatakse



Joonis 35 — 24. Kahekordse sagedusmuundaja põhimõtteline skeem.

varivõredena, võrele G_3 siseneb ostsillaatorpinge ning võre G_5 toimib sulgvõrena. Segustusheptoodi paremuseks on stabiilne töötamine kõigis ringhäälingu laineastmikes, kuid puuduseks on, et sagedusmuundajas tuleb rakendada eraldi ostsillaatorit. Kui aga raadiovastuvõtja omab lühilaineastmikku alla 20 meetriliste lainete vastuvõtuks, siis on segustusheptood sagedusmuundajas asendamatu.

Muundusheptood omab samuti viit võret kui segustusheptood. Erinevuseks on vaid võrede rakendusotstarve. Nii on muundusheptoodis 6A8 tüürvõrena kasutusel G_4; võred G_1 ja G_2 toimivad harilikult ostsillaatori elektroodidena, võred G_3G_5 varivõredena. Muundusheptoodides 6A7 ja 6A10C on tüürvõreks G_3 ja võre G_1 rakendatakse ostsillaatorvõrena, kuna võred G_2 ja G_4 toimivad ostsillaatoranoodina ja varivõrena. Muundusheptoodi paremuseks on, et sagedusmuundajasse ei ole vaja eraldi ostsillaatorlampi ja seega sagedusmuundaja konstruktsioon lihtsustub. Puuduseks on aga nähe, et muundusheptoodiga sagedusmuundaja töötamine kõrgematel sagedustel (lühilaineastmikus alla 20 m) muutub labiilseks või lakkab üldse töötamast. Teiseks puuduseks on ostsillaatorsageduse muutumine sõltuvalt tüürvõre G_3 või G_4 võre-eelpinge muutusest. Niisugune ostsillaatorsageduse muutus põhjustab sagedusmuundaja labiilset töötamist peamiselt lühilaineastmikus. Kolmandaks muundusheptoodi puuduseks on nähe, et võrede G_3 ja G_4 või G_2 ning G_3 vahel tekkiva näivkatoodi toimel areneb ostsillaatorsagedusega vool tüürvõre vooluringis, mille toimel väheneb muundusheptoodi muundustõus ja mis kutsub esile ka tüürvõre ülekoormuse. Niisugune puudus esineb muundusheptoodis eriti kõrgematel sagedustel, kus kandevsagedus ja ostsillaatorsagedus teineteisest suhteliselt vähe erinevad. Järelikult muundusheptoodid sobivad hästi pikk- ja kesklaineastmikes rakendatavatesse sagedusmuundajatesse, kuid lühilaineastmikus tuleb nendele eelistada segustusheptoode.

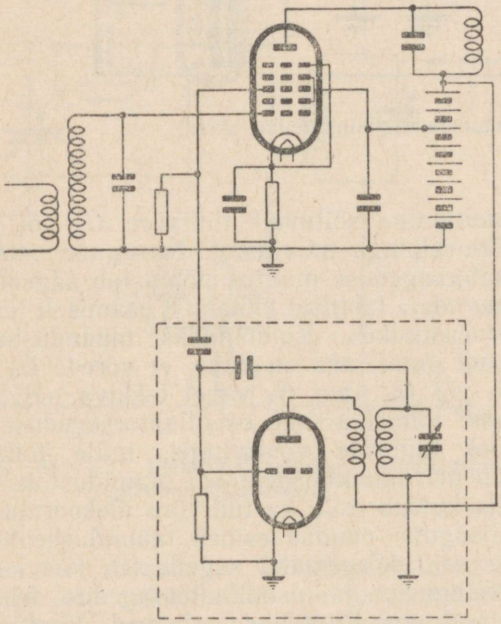
Muundustriood-heksoodis on muundusheptoodides esinevad puudused kõrvaldatud elektroodide ratsionaalse asetusega. Erilise elektroodide asetuse tulemusena omab trioodosa märksa suuremat tõusu kui muundusheptoodi ostsillaatorosa ja seega ostsillaatori töörežiim on tunduvalt stabiilsem. Samuti on otstarbekohane elektroodide asetusega ostsillaatori ja tüürvõre vooluringide vaheline sidestus muu-

detud tähtsuseta väikeseks. Seetõttu muundustriood-heksoodid töötavad hästi ka kogu lühilainealas.

Kirjandus: 1 ja 23.

35 — 7. Raadiovastuvõtjates kasutatavad sagedusmuundajad.

Raadiovastuvõtjates kasutatakse peamiselt kahte liiki sagedusmuundajaid: 1) eraldi segustist ja ostsillaatorist koosnevaid ja 2) muunduslambiga sagedusmuundajaid. Peale nende rakendatakse eritüübilisi sagedusmuundajaid ülilühilaineastmikes, millede kohta lähem kirjeldus leidub peatükis 35 — 8.



Joonis 35 — 25. Eraldi segustist ja ostsillaatorist koosneva sagedusmuundaja põhimõtteline skeem, mille segustis rakendatud segustusheptood.

Eraldi segustist ja ostsillaatorist koosneva sagedusmuundaja põhimõtteline skeem on toodud joonisel 35 — 25.

Sellelt jooniselt nähtuva segusti töötamise põhimõte sarnaneb joonisel 35 — 7 antud segusti töötamise põhimõttega. Eraldi segustist ja ostsillaatorist koosneva sagedusmuundaja elektrilised iseloomustussuurused üldiselt on paremad teiste sagedusmuundajate elektrilistest iseloomustussuurustest. Ainukeseks puuduseks, võrreldes muunduslambiga sagedusmuundajaga, on kallim hind ja mõõdetelt suurem konstruktsioon. Seetõttu rakendatakse eraldi segustist ja ostsillaatorist koosnevaid sagedusmuundajaid ainult kõrgekvaliteedilistes I klassi raadiovastuvõtjates.

Odavuse ja lihtsama ning mõõdetelt väiksema konstruktsiooni tõttu rakendatakse raadiovastuvõtjates enamuses muunduslambiga sagedusmuundajaid, millede põhimõttelised skeemid nähtuvad joonistelt 35 — 26 ja 35 — 27.

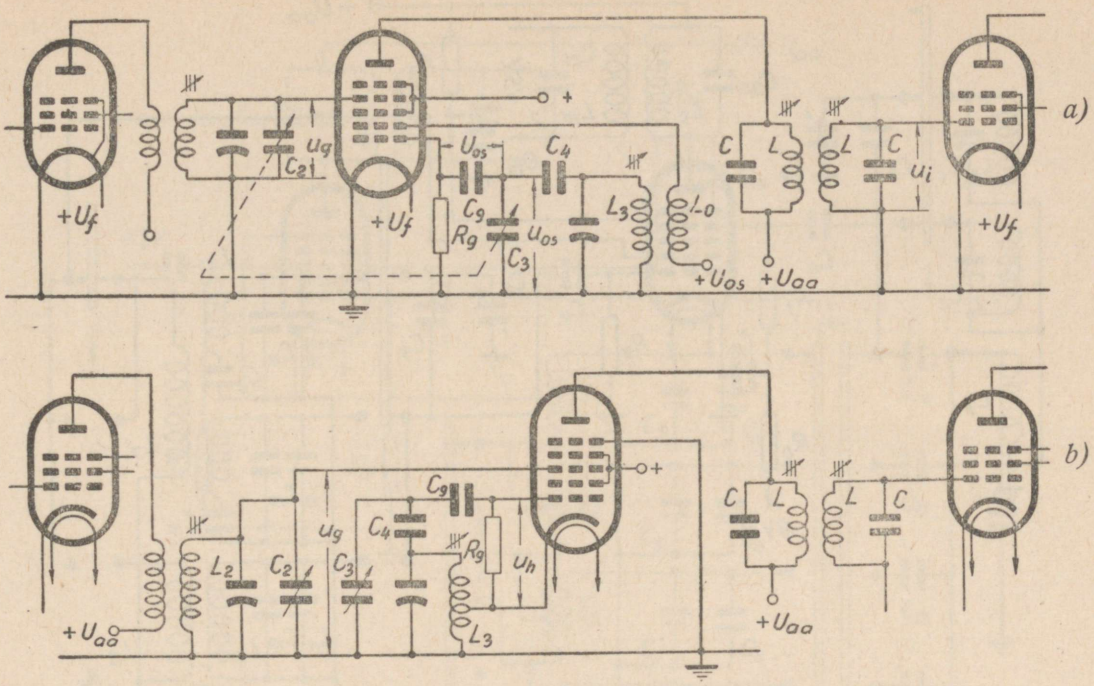
Joonisel 35 — 26 leiduvate skeemide erinevuseks on, et skeemis a) siseneb kandevsageduspinge võrele G_4 ja G_3 — G_5 on varivõred, kuna skeemis b) siseneb kandevsageduspinge võrele G_3 ja G_2 — G_4 on varivõred ning G_5 rakendatakse sulgvõrena. Skeemi b) järgi koostatud sagedusmuundaja töötab stabiilsemalt ning seda eriti lühilaineastmikus.

Joonisel 35 — 27 antud muundustriood-heksoodiga sagedusmuundaja skeem ei erine põhimõtteliselt joonisel 35 — 26, a nähtuvast skeemist, kuid muundustriood-heksoodiga sagedusmuundaja töötab stabiilsemalt lühilaineastmikus, mis ongi selle paremuseks.

Raadiovastuvõtjad omavad tavaliselt mitut sagedusastmikku ning seetõttu nendes rakendatavate sagedusmuundajate tegelikud skeemid erinevad mõnel määral ülalantud põhimõttelistest skeemidest. Alljärgnevalt antakse orienteerimiseks mõnede sagedusmuundajate teoreetilised skeemid ja nimelt niisugused, milliseid rakendavad meie raadiotehased massiliselt toodetavates ringhäälingu vastuvõtjates.

Raadiovastuvõtjas „Сплют" kasutatud sagedusmuundaja teoreetiline skeem on kujutatud joonisel 35 — 28.

Selles sagedusmuundajas rakendatakse muundusheptoodi 6A8, millel on suhteliselt suur muundustõus ja seega sagedusmuundaja võimendus hea. Jooniselt 35 — 28 nähtub ühtlasi, et selles sagedusmuundajas kasutatakse induktiivse sidestusega häälestatud võrevõnkeringiga ostsillaatorit, mis töötab hästi pikk- ja kesklaineastmikes ning ka lühilaineastmikus üle 20-meetrilistel lainetel.



Joonis 35 — 26. Muundusheptoodiga sagedusmuundajate põhimõttelised skeemid. a — hariliku ostsillaatoriga lülitusskeem, b — katoodsidestusega kolmpunktostsillaatoriga lülitusskeem.

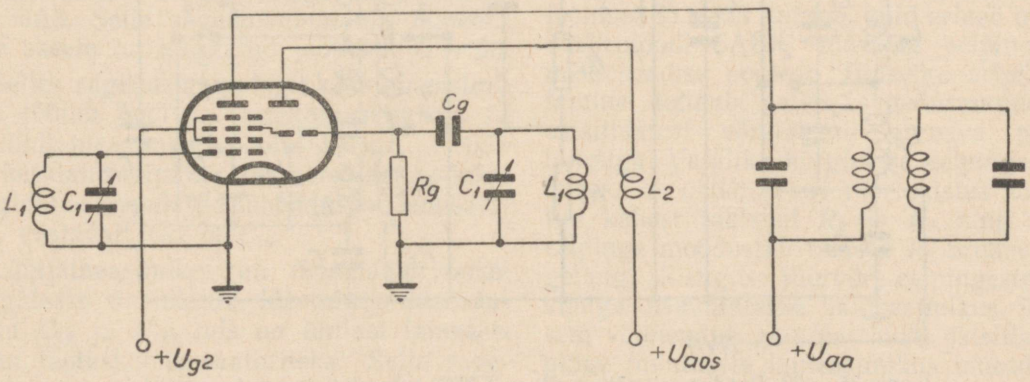
Raadiovastuvõtjas „Рига Т-755" kasutatud sagedusmuundaja teoreetiline skeem nähtub jooniselt 35 — 29.

Selles sagedusmuundajas kasutatakse häälestatud anoodvõnkeringiga ostsillaatorit. Kondensaatorid C_6 ja C_7 on lühenduskondensaatorid kesk- ja pikklaineastmikes, mis on tarvilikud sisend- ja ostsillaatorvõnkeringide koosjooksu saavutamiseks. Lühilaineastmiku ostsillaatorvõnkeringis lühenduskondensaatorit ei ole.

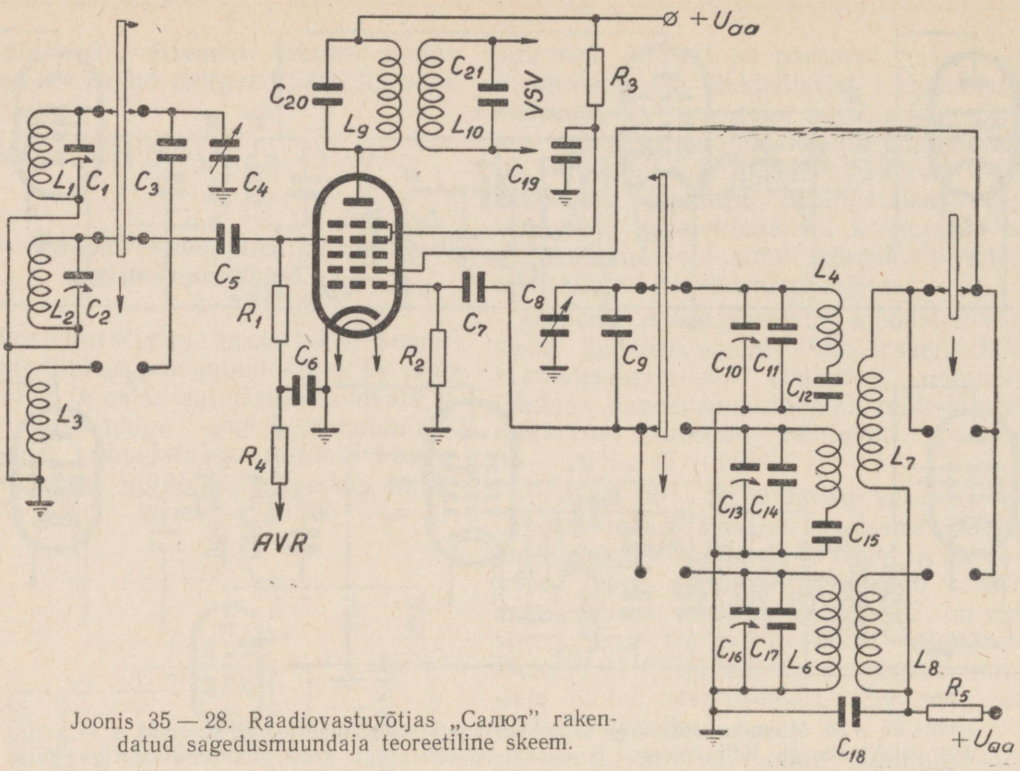
Lühilaineastmikus töötavad ostsillaatori poolid L_1 ja L_2, kusjuures lainelüliti kontaktid 1, 3 ja 5 on suletud, nii nagu nähtub jooniselt 35 — 29.

Kesklaineastmikus töötavad ostsillaatori poolid L_3 ja L_4, kusjuures on suletud lainelüliti kontaktid 2, 4 ja 6.

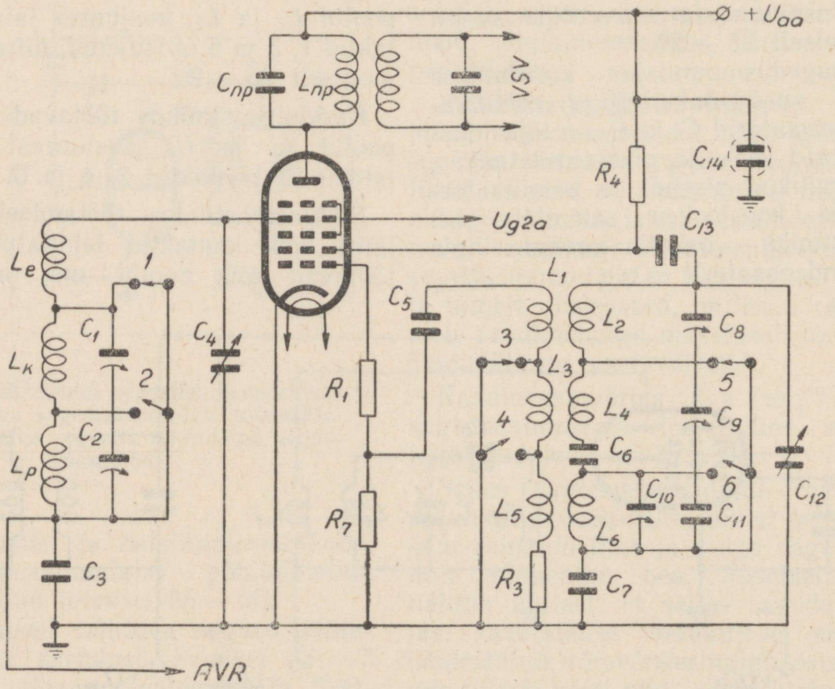
Pikklaineastmikus töötamiseks on lainelüliti kõik kontaktid lahutatud ja seega töötavad kõik poolid, mis omavahel on



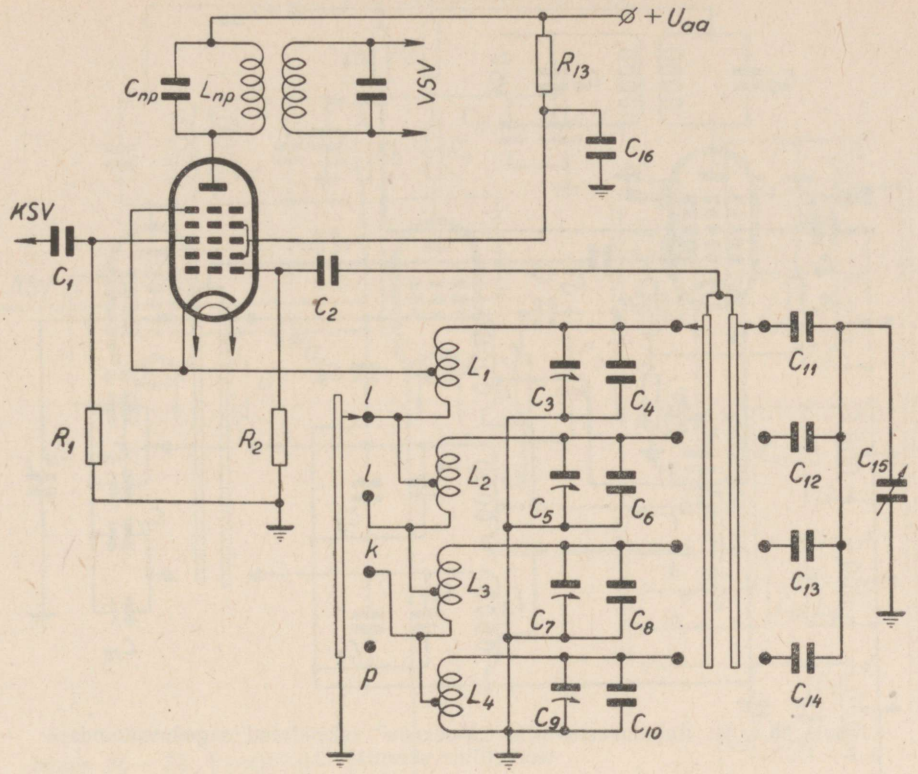
Joonis 35 — 27. Muundustriood-heksoodiga sagedusmuundaja põhimõtteline skeem.



Joonis 35 — 28. Raadiovastuvõtjas „Салют" rakendatud sagedusmuundaja teoreetiline skeem.



Joonis 35 — 29. Raadiovastuvõtjas „Рига Т-755" rakendatud sagedusmuundaja teoreetiline skeem.



Joonis 35 — 30. Raadiovastuvõtjas „Электросигнал-2" rakendatud sagedusmuundaja teoreetiline skeem.

ühendatud järjestikku. Niisugust poolide lülitamist on võimalik teostada võrdlemisi lihtsa lainelülitiga, mis ongi selle sagedusmuundaja paremuseks.

Raadiovastuvõtjas „Электросигнал-2" on rakendatud sagedusmuundaja muundusheptoodiga 6A10C, mis lühilaineastmikus töötab tunduvalt paremini kui 6A8. Selle sagedusmuundaja teoreetiline skeem on kujutatud joonisel 35 — 30.

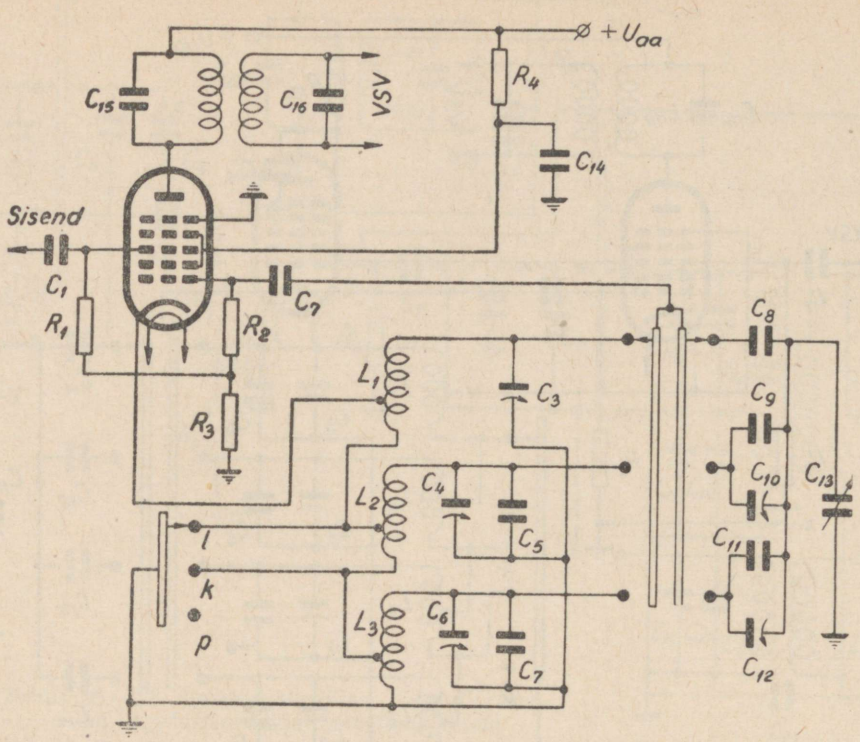
Selles sagedusmuundajas pikklaineastmikus töötab pool L_4, kesklaineastmikus L_3 ja lühilaineastmikes poolid L_2 ja L_1. Pikk- ja kesklaineastmikes on ostsillaatorvõnkeringidesse ühendatud lühenduskondensaatorid, vastavalt C_{14} ja C_{13}.

Lühilaineastmikes on ostsillaatorvõnkeringidesse ühendatud lühenduskondensaatorid C_{12} ja C_{11}, mis on ühtlasi laineastmiku laotuskondensaatoriteks. Selle sagedusmuundaja lülitusskeemi erinevuseks on asjaolu, et ostsillaatori laineastmike ümberlülitamisel ei katkestata 6A10C katoodi vooluringi.

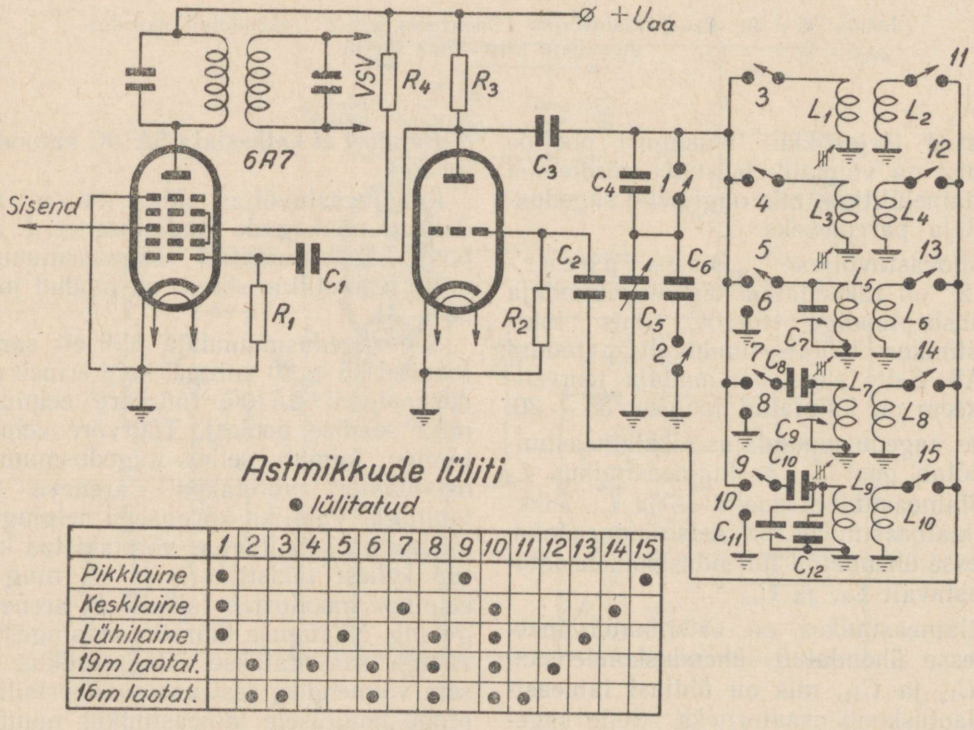
Raadiovastuvõtjas „Москвич" rakendatakse nõukogude raadioinseneri I. Appeli poolt konstrueeritud sagedusmuundajat, mille teoreetiline skeem on toodud joonisel 35 — 31.

See sagedusmuundaja üldiselt sarnaneb joonisel 35 — 30 antuga, kuid erineb muundusheptoodi 6A10C tüürvõre eelpingestamise seadise poolest. Tüürvõre eelpingestamine toimub selles sagedusmuundajas ostsillaatori võretakistil areneva pingelanguga. Vajaliku kõrgusega eelpinge saamiseks on ostsillaatori võretakistus koostatud kahest takistist R_2 ja R_3 ning võreeelpinge moodustab takistil R_3 arenev pingelang. Niisuguse tüürvõre eelpingestamise viisiga saavutatakse laineastmikus ühtlasem võimendus, sest vastavalt ostsillaatorpinge muutusele laineastmikus muutub ka tüürvõre eelpinge kõrgus.

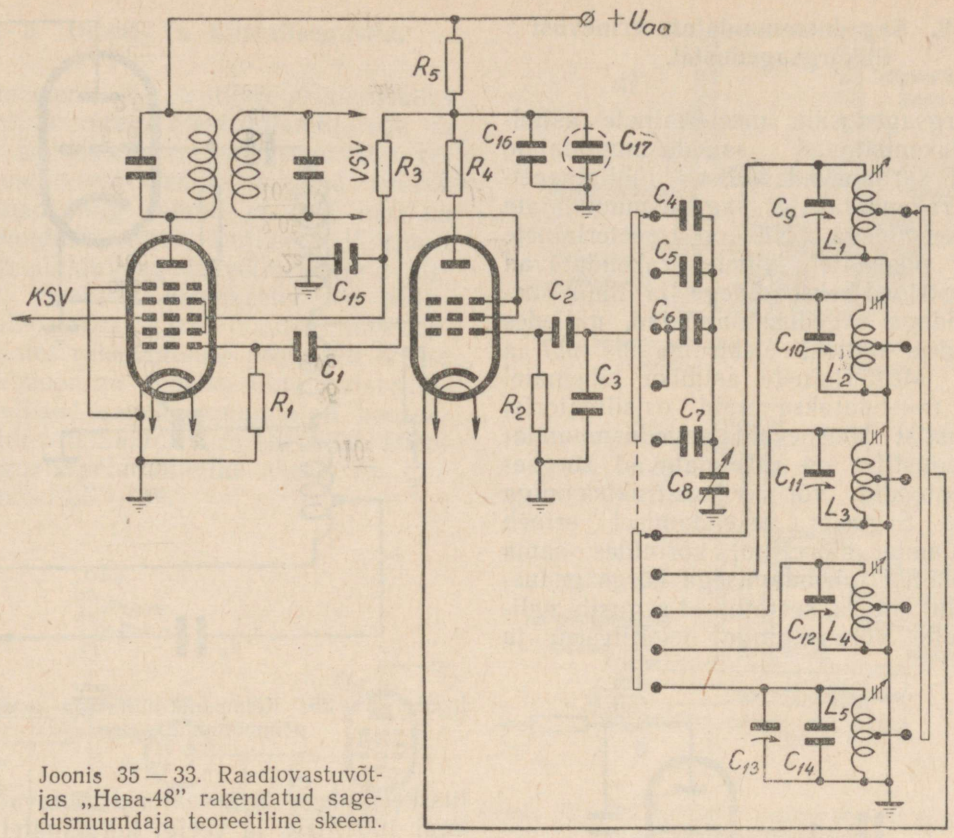
Raadiovastuvõtjas „Рига Т-689" on



Joonis 35 — 31. Raadiovastuvõtjas „Москвич" rakendatud sagedusmuundaja teoreetiline skeem.



Joonis 35 — 32. Raadiovastuvõtjas „Рига Т-689" rakendatud sagedusmuundaja teoreetiline skeem.



Joonis 35 — 33. Raadiovastuvõtjas „Нева-48" rakendatud sagedusmuundaja teoreetiline skeem.

rakendatud eraldi segusti ja ostsillaatoriga sagedusmuundaja, muundusheptoodiga 6A10C ja ostsillaatoris trioodiga 6C5. Selle sagedusmuundaja teoreetiline skeem on toodud joonisel 35 — 32.

Selles sagedusmuundajas ostsillaatorpinge suundub kondensaatori C_1 kaudu 6A10C võrele G_1. Joonisel antud tabelis on näidatud, millised lainelüliti kontaktid vastavates laineastmikes on suletud. Kaks lühilaineastmikku on laotatud laineastmikud, millede lühenduskondensaatorid nähtuvad jooniselt.

Joonisel 35 — 33 on toodud raadiovastuvõtja „Нева-48" sagedusmuundaja teoreetiline skeem, mille segustis rakendatakse muundusheptoodi 6A10C ja ostsillaatoris pentoodi 6Ж7 triood-lülituses.

Nagu jooniselt 35 — 33 nähtub, töötab ostsillaator kolmpunktlülituses, mis tagab selle stabiilse töörežiimi kõikides sagedusastmikes. Takistil R_4 arenev ostsillaatorpinge suundub läbi kondensaatori C_1 muundusheptoodi 6A10C võrele G_1. Ostsillaatori võnkeringi poolidest töötavad pikklaineastmikus L_5, kesklaineastmikus L_4 ning lühilaineastmikes L_3, L_2 ja L_1. See sagedusmuundaja on praktikas näidanud eriti head töötamise stabiilsust, sest segusti töörežiimi muutused ei mõjuta ostsillaatori sagedust.

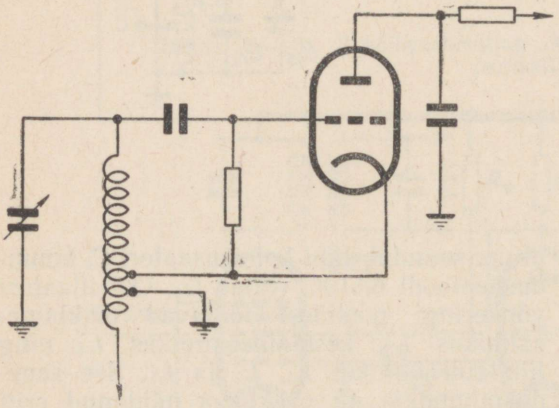
Kõik ülalantud sagedusmuundajate lülitused on raadiotehaste laboratooriumides proovitud ning viimistletud ja seetõttu töötavad need laitmatult kümnetes ja sadades tuhandetes vastuvõtjates.

Suurema levikuga ringhäälingu-vastuvõtjates kasutatavate sagedusmuundajate lülituselementide iseloomustussuurused tuuakse üksikasjalikult vastuvõtjate ehituskirjeldustes allpool. Sagedusmuundajate lülituselementide arvutusjuhised antakse käesoleva peatüki lõpus.

Kirjandus: 1, 23, 38 ja 39.

35 — 8. Sagedusmuundajate erinevusi ülikõrgsagedustel.

Ülikõrgsagedusala meeterlainete astmikus rakendatavad sagedusmuundajate skeemid sarnanevad üldiselt lühilaineastmikus rakendatavate sagedusmuundajate lülitusskeemidega. Nii on meeterlainete astmiku pikematel lainetel rakendatavad muundustriood-heksoodidega ja muundusheptoodidega sagedusmuundajad, milledes kasutatakse näiteks elektronlampe 6A7 ja 6A10C. Meeterlainete astmiku lühematel lainetel rakendatakse eraldi ostsillaatorist ja segustist koosnevaid sagedusmuundajaid. Segustites on rakendatavad kõrgsageduspentoodid või erikonstruktsiooniga trioodid. Segustis rakendamisel erineb elektronlambi töörežiim, võrreldes sama elektronlambi rakendamisega kõrgsagedusvõimendusastmes, seetõttu, et segustis valitakse selle võre-eelpinge negatiivsem ja



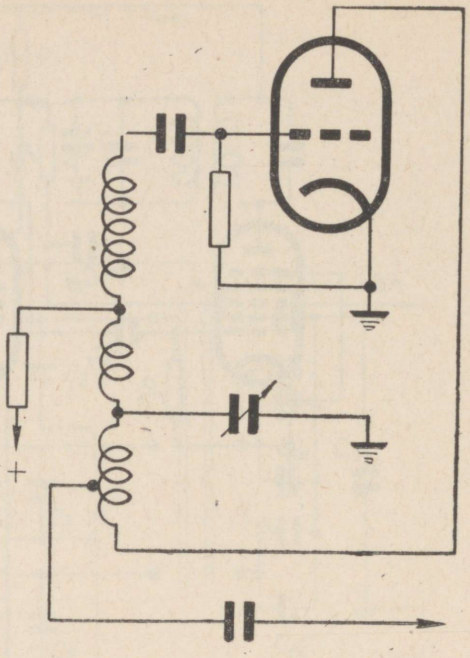
Joonis 35 — 34. Häälestatud võrevõnkeringiga ostsillaatori põhimõtteline skeem.

võre- ning anoodvõnkeringid häälestatakse erinevatele sagedustele.

Ostsillaatorites rakendatakse tavaliselt trioode (näiteks 6C2C) niisugustes lülitusskeemides, nagu näeme joonistel 35 — 34, 35 — 35 ja 35 — 36.

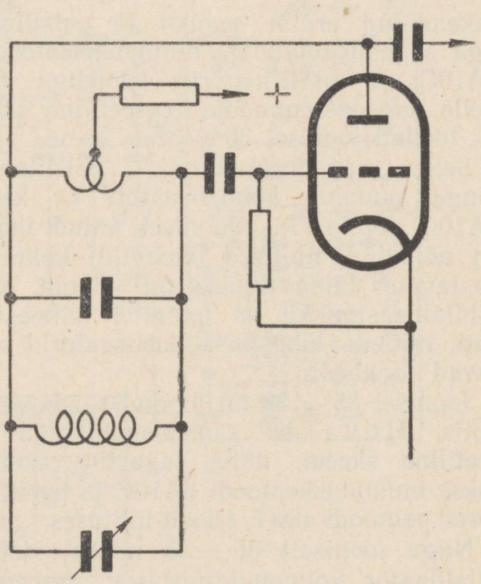
Joonisel 35 — 34 toodud skeemis mähitakse pool sammuga ühekihilise mähisena, millele tehakse vastavalt kaks väljavõtet. Niisugune ostsillaator töötab hästi sagedustel kuni 60 MHz.

Joonistel 35 — 35 ja 35 — 36 antud lülitusskeemidega ostsillaatorid töötavad hästi kuni 100 MHz ja veelgi kõrgematel sagedustel.



Joonis 35 — 35. Kolmpunkt-lülitusega ostsillaatori põhimõtteline skeem.

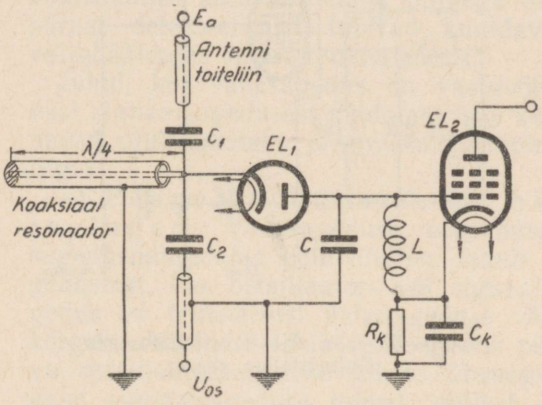
Kirjandus: 1 ja 48.



Joonis 35 — 36. Häälestatud anoodvõnkeringiga ostsillaatori põhimõtteline skeem.

35 — 9. Diood- ja kristallsegustid.

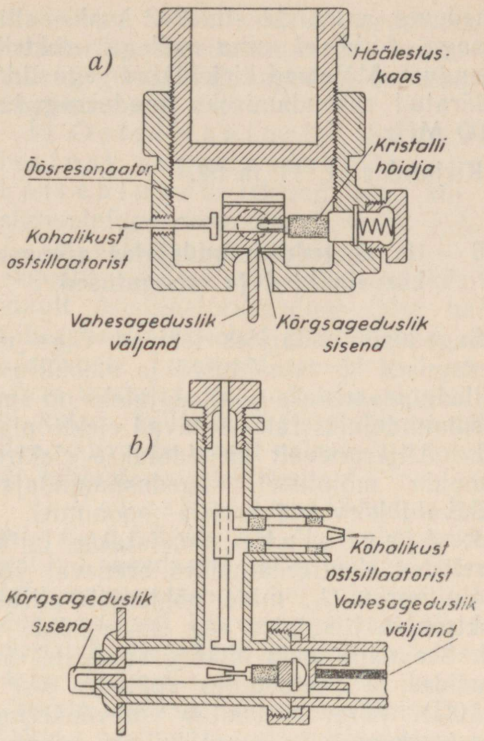
Detsimeeter- ja sentimeeterlainealades ei ole mitme võrega elektronlambid ega ka trioodid sagedusmuundajate segustites rakendatavad, sest nendes tekivad suured sisekahinad ning samuti ei sobi nad ka teiste puuduste tõttu, milliseid lähemalt kirjeldati ülikõrgsagedusvõimendajate kirjelduses. Seetõttu detsimeeter- ja sentimeeterlainealades kasutatavates sagedusmuundajates rakendatakse peamiselt erilise konstruktsiooniga dioode ning kristalldioode. Sellised sagedusmuundajad koosnevad eraldi ostsillaatorist ja segustist. Dioodiga segusti põhimõtteline skeem on toodud joonisel 35 — 37.



Joonis 35 — 37. Dioodiga segusti põhimõtteline skeem.

Sellelt jooniselt nähtub, et kandevsagedus ja ostsillaatorsagedus sisenevad dioodi katoodile eraldi koaksiaalliinide kaudu. Katoodvooluringis asuv koaksiaalresonaator on häälestatud kandevsagedusele. Vahesageduse eraldamiseks kasutatakse tavalist *LC* võnkeringi, millest vahesageduslik pinge suundub edasi vahesagedusvõimendaja elektronlambi võrele.

Dioodiga segustid töötavad hästi kuni 3000 MHz sagedustel. Veel kõrgematel sagedustel töötavates sagedusmuundajates kasutatakse segustites kristalldioode. Kristalldioodi paremusteks on: väike elektroodide vahekaugus, väike endamüra tase ja väike sisemahtuvus, kuna puuduseks on väike tundlikkus.



Joonis 35 — 38. Kristalldioodiga segusti põhimõttelised konstruktiivskeemid.

Kristalldioodiga segusti põhimõttelised konstruktiivskeemid nähtuvad jooniselt 35 — 38.

Joonisel 35 — 38,a on näidatud koaksiaal-õõsresonaatoriga segusti konstruktiivskeem, mille häälestamine toimub õõsresonaatori mahu muutmisega. Selles segustis kristalldioodi hoidja on elektriliselt ühendatud õõsresonaatoriga, kuna kristalldioodi teine kontakt (nõel) on ühendatud vastava muhvi kaudu vahesagedusvõimendajasse suunduva koaksiaalkaabli soonega.

Joonisel 35 — 38,b antud konstruktiivskeemist nähtub, et selles segustis asub kristalldiood vahesagedusvõimendajasse suunduva koaksiaalliini sisendis, kuid on koaksiaalliini väliskestast isoleeritud õhukese vilgukivi lehega, mis moodustab ühtlasi raadiosagedusele mahtuvusliku šundi. Kandevsageduslik energia juhitakse kristalldioodile koaksiaalliini aasa kaudu, mis on vahetus ühenduses kristalldioodiga. Ostsillaatori energia juhitakse kristalldioodile sidestusketta kaudu, mis asub vahetus

läheduses antennist tuleva koaksiaalliini aasaga, kuid ei oma sellega elektrilist ühendust. Mõlemad kirjeldatud segustid on määratud rakendamiseks kandevsagedusel 3000 MHz.

Kirjandus: 1, 11 ja 52.

35 — 10. Sagedusmuundajates arenevad kõrvalnähted ja moonutused.

Sagedusmuundajates tekivad väga mitmesugused kõrvalnähtused ja moonutused, millede peamisteks põhjustajateks on sagedusmuundajates rakendatavad elektronlambid. Alljärgnevalt kirjeldatakse elektronlampide mõjutusel sagedusmuundajates tekkivaid kõrvalnähtusi ja moonutusi.

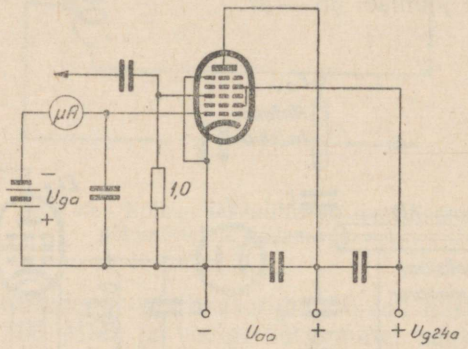
1. Ajavooluks nimetatakse mitmevõrelistes elektronlampides arenevat võrevoolu võres G_1, mida põhjustab piiratud elektronide liikumise aeg elektroodide vahel. See nähe tekib ülikõrgsagedustel heksoodides ja heptoodides (näiteks 6A7 ja 6A10C). Võrevool tekitab võrevõnkeringis lisasumbumuse ja juhul kui on kasutusel rööbitine võretakisti, areneb sellel pingelang, mis suurendab elektronlambi negatiivset võre-eelpinget. Need mõlemad nähtused vähendavad sagedusmuundaja võimendust.

Ajavool heksoodides ja heptoodides on võrdeline võrel G_3 asuva vahelduvpinge kõrguse ruuduga ja on samuti võrdeline selle pinge sageduse ruuduga. Peale selle on ajavool võrdeline võrede G_2 ja G_3 vahelise kauguse ruuduga ja pöördvõrdeline võre G_2 pingega. Üldiselt on heksoodides ajavool suurem kui heptoodides.

Ajavoolu mõõtmise põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 35 — 39.

2. Induktsioonefektiks nimetatakse lühilaine alas heptoodides tekkivat võrede G_1 ja G_4 vahelist elektronsidestust (näiteks 6A8). Induktsioonefekt vähendab tunduvalt astme võimendust. Võrede G_1 ja G_4 vahelise elektronsidestuse tõttu tekib võrevõnkeringis ostsillaatorsagedusega vahelduvpinge, mille suurus võib olla kuni üks volt. Selle pinge kõrgus sõltub tegelikult ostsillaatorpinge kõrgusest ja vahesageduse suurusest. Induktsioonefekt tekib järgmiselt: ruumlaengu tihedus võre G_4 ees muutub ostsillaatorpinge, s. t. võre G_1 pinge mõjutusel.

See ruumlaeng omab võre G_4 suhtes teatavat mahtuvust ja selle laengu muutus põhjustab võrel G_4 vastava pinge muutuse. Võre G_4 võnkeringi impedantsi iseloom ostsillaatorsageduse suhtes on mahtuvuslik (kui ostsillaatorsagedus on kõrgem signaalsagedusest) ning seetõttu võrel G_4 tekkiv vahelduvpinge on vastufaasis võre G_1 pingega. Kui ostsillaatorsagedus on väiksem kandevsagedusest, siis võre G_4 võnkeringi impedants omab induktiivset iseloomu ning võrel G_4 tekkiv pinge on faasis võre G_1 pingega. Seetõttu lühilaineil on ratsionaalsem ostsillaatorsagedus valida väiksem kandevsagedusest.



Joonis 35 — 39. Ajavoolu mõõteseadme põhimõtteline skeem.

3. Ostsillaatorsageduse muutumine tekib heptoodides võre G_1 ja katoodi vahelise mahtuvuse muutuse toimel. Niisugust mahtuvuse muutust põhjustavad ostsillaatori anoodpinge muutused, mille tulemusena katoodi ja võre G_1 vahelise ruumlaengu tihedus muutub. Ostsillaatori anoodpinge muutusi võib põhjustada näiteks toitevõrgu pinge muutumine. Kuna katoodi ja võre G_1 vaheline mahtuvus on rööbiti ostsillaatori võnkeringi mahtuvusega, siis selle mahtuvuse muutus tekitab võnkeringi kõrvalehäälestuse. Võnkeringi kõrvalehäälestus on teatavasti seda suurem, mida suurem on selle mahtuvuse suhteline muutus. Sellest järeldub, et kõige suuremad kõrvalehäälestused tekivad sagedusastmiku kõrgemail sagedusil, kus võnkeringi algmahtuvus on minimaalne. Katoodi ja võre G_1 vahelist ruumlaengu tihedust mõjutavad peale eelnimetatud

põhjuste veel tüürvõre G_3 või G_4 eelpinge muutumine ja ka varivõrepingete muutused.

Ülaltoodust lähtudes töötab häälestatud anoodvõnkeringiga ostsillaator stabiilsemalt, sest võre G_1 ja katoodi vahelise mahtuvuse muutus anoodvõnkeringi omasagedust ei muuda.

Eraldi ostsillaatoriga sagedusmuundajates on ostsillaatorsageduse muutused tunduvalt väiksemad, mistõttu lühilaineil on alati soovitav kasutada eraldi ostsillaatorit.

4. Häirepinged tekivad sagedusmuundajas väga mitmesugustel põhjustel, olles iseloomulikud superheterodüüntüüpi vastuvõtjale. Läbinud muunduslambi need häirepinged võimendatakse vahesagedusvõimendajas koos soovitava pingega ning pärast detekteerimist tulevad kuuldavale valjuhääldajas interferentsviledena.

Juhul, kui vahesagedus on vastuvõetavast signaalsagedusest madalam, siis kujunevad olulisemateks järgmised häirepinge liigid:

a) Peegelsageduslikud häirepinged. Vahesageduse tekitamiseks sagedusmuundajas pole oluline, kumb sagedustest, kas ostsillaator- või signaalsagedus on teineteisest vahesageduse võrra kõrgem. Järelikult tekib vahesagedus püsiva ostsillaatorsageduse juures üheaegselt kahe signaalsageduse toimel, millest üks on vahesageduse võrra madalam ja teine vahesageduse võrra kõrgem. Teineteise suhtes on mõlemad signaalsagedused nihutatud kahe vahesageduse võrra. Kuna üheaegselt võetakse vastu ainult ühte signaalsagedust, siis teine signaalsagedus kujuneb esimese suhtes häiresageduseks, mida tuntakse peegelsageduse nimetuse all. Tavalistes vastuvõtjates on vastuvõetav sagedus ostsillaatorsagedusest vahesageduse võrra madalam, seega vastuvõetavast sagedusest kahekordse vahesageduse võrra suurem signaalsagedus on vastuvõetavale sagedusele peegelsageduseks. Peegelsageduse poolt tekitatavaid häireid saab vähendada ainult sagedusmuundajale eelnevate sisendvõnkeringide arvu või kõrgsagedusvõimendaja selektiivsuse tõstmisega. Peegelsageduse mõju väheneb vahesageduse tõstmisega, sest sel juhul eemalduvad vastuvõetav ja peegelsagedus teineteisest vahesageduse tõusu kahekordse arvväärtuse võrra. Sellest saab arusaadavaks, miks kahekordse sagedusmuunduse korral kasutati kõrgemat vahesagedust esimese vahesagedusena.

b) Ostsillaatori harmoonilistest sagedustest tulenevad häirepinged tekivad siis, kui häire signaalpinge sagedus $f_2 = 2f_{os} \pm f_v$, kus f_{os} on ostsillaatorsagedus ja f_v — vahesagedus. Käesoleval juhul on käsitletud ainult ostsillaatorsageduse teise harmoonilise poolt tekitatud häirepingeid, sest et kõrgemate harmooniliste pinged on seevõrra madalad, et nad häirepingeid esile ei kutsu. Sellistest häirepingetest võimaldab vabaneda ainult eelnevate võnkeringide küllaldane selektiivsus.

c) Vahesageduslikud häirepinged tekivad siis, kui vahesagedus on valitud sagedusele, millel töötab suure väljatugevusega saatja. Sel puhul võivad kanduda sellised häirepinged vahetult muunduslambi signaalvõrele ning sagedusmuundaja võimendab need otseselt ilma muundamata. Selliste häirete vältimiseks lülitatakse vastuvõtja sisendringidesse ribatõkestusfilter, mis lühistab vahesagedusliku pinged enne muunduslampi pääsemist.

5. Ristmoduleerimine ja moduleerimise moonutused tekivad sagedusmuundajates samadel põhjustel kui kõrgsagedusvõimendajates, millede kohta kirjeldus leidub peatükis 31.

6. Sagedusmuundajate elektronlampides tekkivate endamürade tasemed on ligikaudu neli korda kõrgemad kui samade elektronlampide rakendamisel kõrgsagedusvõimendajates. Selle põhjuseks on asjaolu, et sagedusmuunduse töörežiimis on elektronlampide muundustõusud ligikaudu neli korda väiksemad kui kõrgsagedusvõimendamisel.

Ülaltoodust järeldub, et raadiovastuvõtja endamürade vähendamine on võimalik kõrgsagedusvõimendaja rakendamisega enne sagedusmuundajat, sest sellega saavutatakse sagedusmuundaja sisendil kandevsageduspinge ja häirepingete suhte arvväärtus suurem kui ilma kõrgsagedusvõimendajata.

Samuti väheneb endamürade tase kõrge tõusuga lampide kasutamisel sagedusmuundajas.

Kirjandus: 5, 38 ja 39.

35 — 11. Sagedusmuundajate arvutamise juhiseid.

Sagedusmuundajate arvutamisel määratakse algul ostsillaatori endaergutuse töörežiim ning seejärel arvutatakse segusti võrevõnkeringi, kõrgsagedusvõimendaja võnkeringide ja ostsillaatorvõnkeringide sageduste koosjooksuks vajalike lülituselementide elektrilised iseloomustussuurused.

Sagedusmuundajate arvutusel valitakse tavaliselt ostsillaatorsagedus vahesageduse võrra kõrgem kandevsagedusest, kuid lühilaineil on ülalpool nimetatud põhjusil soovitav ostsillaatorsagedus valida vahesageduse võrra madalam vastuvõetavast kandevsagedusest. Vahesageduse valikut kirjeldatakse lähemalt peatükis 42.

Sagedusmuundaja ostsillaatori arvutamisel peab täidetama ostsillaatori endaergutuse tingimus. Induktiivse tagasisidestusega häälestatud võrevõnkeringiga ostsillaatori endaergutuse tingimuseks on:

$$M \geqslant \frac{R_e C_1}{S}(1 - \omega^2 L_2 C_{ak}) - \omega^2 L_1 L_2 C_{ga} \text{ H}, \qquad (35-9)$$

kus R_e on võnkeringi ekvivalenttakistus, milles on arvestatud võnkeringi takistuse suurenemine tagasisidestuse pooli mõjutusel, $R_e = R_1 + \Delta R_1$.

Kui elektronlambi sisemahtuvusi mitte arvestada kesk- ja pikklaineastmikes, siis muutub endaergutuse tingimus lihtsamaks:

$$M \geqslant \frac{R_e C_1}{S} \text{ H}. \qquad (35-10)$$

Häälestatud anoodvõnkeringiga ostsillaatori endaergutuse tingimus (elektronlambi sisemahtuvusi mitte arvestades) on järgmine:

$$M \geqslant \frac{R_e C_2}{S} + \frac{L_1}{\mu} \text{ H}. \qquad (35-11)$$

Antud endaergutuse tingimused peavad olema täidetud ostsillaatori minimaalsel sagedusel, s. t. valemitesse tuleb asetada C_{1maks} või C_{2maks}.

Praktikas valitakse sidestusteguri k arvväärtus kuni 0,6 ning vastavalt arvutatud M arvväärtusele leitakse tagasisidestuse pooli induktiivsus valemist:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}.$$

Sagedusmuundaja arvutamise tülikamaks osaks on segusti ja ostsillaatori võnkeringide koosjooksuks vajalike lülituselementide elektriliste iseloomustussuuruste määramine. Teatavasti peaks sagedusmuundajas arenev vahesagedus olema jääv kõigis laineastmikes ja laineastmiku igal sagedusel. Niisuguse olukorra saavutamiseks peaksid segusti ja ostsillaatori induktiivsused vastavalt olema võrdsed ning võnkeringide häälestuseks rakendatavad pöördkondensaatorid peaksid omama igas laineastmikus vastavalt erinevaid mahtuvuskõveraid. Kuna selline võnkeringide konstruktsioon oma keerulisuse tõttu on praktikas sobimatu, siis rakendatakse sagedusmuundaja segusti ja ostsillaatori võnkeringide häälestamiseks võrdse algja lõppmahtuvusega ning ühesuguse mahtuvuse muutuse kõveratega mitme sektsiooniga pöördkondensaatoreid. Mitme sektsiooniga kondensaatoriga ei ole tegelikult võimalik saavutada segusti ja ostsillaatori võnkeringide sageduste koosjooksu kogu laineastmikus, vaid ainult kahel või kolmel sagedusel. Kahel sagedusel on võimalik koosjooksu saavutada võnkeringide induktiivsuste valikuga ja nendele teatava mahtuvusega kondensaatorite rööbiti või järjestikku ühendamisega. Kolmel sagedusel koosjooksu saavutamiseks on vaja ostsillaatori võnkeringi pooliga järjestikku ja rööbiti ühendada vastavate mahtuvustega kondensaatorid.

Sagedusi, millel saavutatakse segusti ja ostsillaatori võnkeringide koosjooks, nimetatakse sagedusmuundaja koosjooksu-sagedusteks.

Alljärgnevalt selgitatakse arvulise näitega, et segusti ja ostsillaatori võnkeringide koosjooksu kahel sagedusel on võimalik saavutada nii rööbitise kui ka järjestikuse kondensaatori ühendamisega ostsillaatorvõnkeringi.

Võnkeringi omasageduse muutmisel pöördkondensaatoriga muutub teatavasti sageduste suhe vastavalt võnkeringi mahtuvuse muutuse suhte pöördväärtuse ruuduga, s. t.

$$\frac{f_{0min}}{f_{0maks}} = \left(\frac{C_{0maks}}{C_{0min}}\right)^2, \qquad (35-12)$$

kus f_{0min} on võnkeringi omasagedus selle maksimaalse mahtuvuse C_{0maks} puhul ja

f_{0maks} on võnkeringi omasagedus selle minimaalse mahtuvuse C_{0min} puhul.

Sellest nähtub, et võnkeringide sageduste koosjooksu arvutamiseks on vajalik saavutada võnkeringi mahtuvuste muutuste teatav suhe ning vajaliku induktiivsuse võib hiljem arvutada.

Kui valida kandevsagedusastmik 500 kuni 1500 kHz ja vahesagedus 490 kHz, siis on ostsillaatori sagedusastmik 990 kuni 1990 kHz.

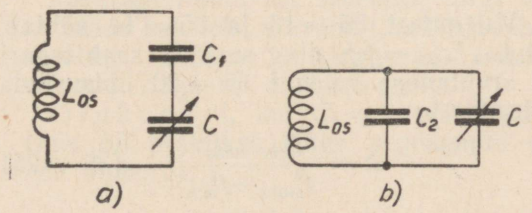
Kandev- ja ostsillaatorsagedusastmike tegurid on:

$$p_k = \frac{1500}{500} = 3 \text{ ja } p_{0s} = \frac{1990}{990} \approx 2.$$

Valemi 35 — 12 kohaselt peavad segusti- ja ostsillaatori võnkeringide mahtuvuste suhted olema:

$$\frac{C_{0maks}}{C_{0min}} = 3^2 = 9 \text{ ja } \frac{C_{0smaks}}{C_{0smin}} = 2^2 = 4.$$

Vastavalt segusti võnkeringi mahtuvuse suhte tingimusele valitakse pöördkondensaator algmahtuvusega $C_{min} = 50$ pF ja maksimaalse mahtuvusega $C_{maks} = 450$ pF. Järgnevalt arvutatakse jooniselt 35—40 nähtuvatele ostsillaatori võnkeringide põhimõttelistele skeemidele vastavalt vajalike lisakondensaatorite mahtuvused.

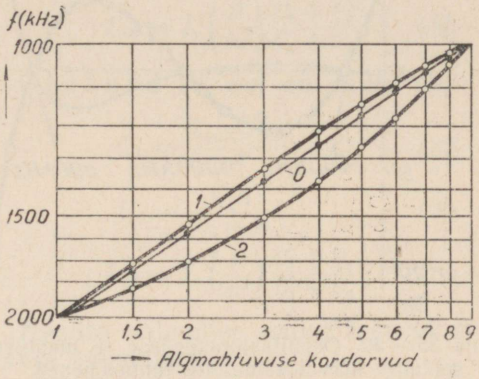


Joonis 35 — 40. Ostsillaatori võnkeringide põhimõttelised skeemid.

Arvutuse tulemusena selgub, et joonisel 35 — 40 antud võnkeringides on võimalik saavutada mahtuvuste suhe neli. Selleks võnkeringis *a* on vaja $C_1 = 270$ pF ja võnkeringis *b* on vaja $C_2 = 83{,}33$ pF, mis annab suhted: $168{,}8 : 42{,}2 = 4$ ja $533{,}33 : 133{,}33 = 4$. Järelikult rahuldavad ülalantud tingimust mõlemad.

Lisamahtuvustega C_1 ja C_2 arvutatakse ka vahepealsed ostsillaatorsagedused ning valmistatakse arvutuse andmetel ostsillaatorsageduse tunnusjooned, mis on toodud joonisel 35 — 41.

Sellelt jooniselt nähtub, et täpne ostsillaatorsagedus, s. t. koosjooks tekib ainult kahel sagedusel ja nimelt võnkeringide minimaalsel ja maksimaalsel sagedusel. Ühtlasi nähtub nendest sageduse tunnus-



Joonis 35 — 41. Joonisel 35 — 40 antud ostsillaatorvõnkeringide sageduse tunnusjooned.

joontest, et sageduste kõrvalekaldumised on vastusuunalised, millest võib järeldada, et järjestikuse ja rööbitise kondensaatori üheaegsel võnkeringi ühendamisel ostsillaatorsageduse kõrvalekaldumised koosjooksu-sagedusest vähenevad.

Järgnevalt arvutatakse ostsillaatorvõnkeringi järjestikuse ja rööbitise kondensaatori üheaegsel rakendamisel nende mahtuvused nii suured, et oleks täidetud ülalarvutatud tingimus.

Seda tingimust rahuldavad $C_1 = 433{,}06$ pF ja $C_2 = 11{,}263$ pF.

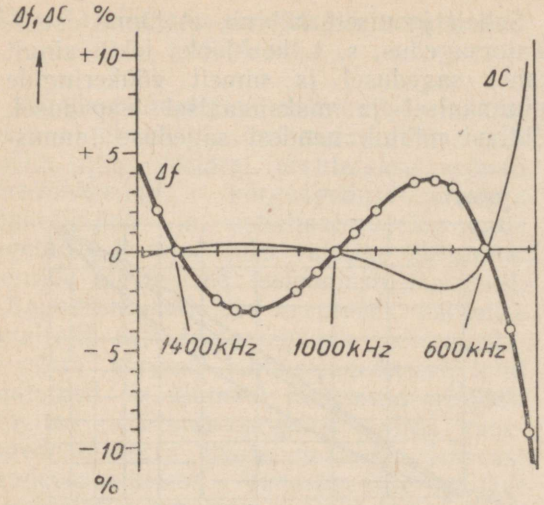
Nendele lisamahtuvustele vastavalt arvutatud ostsillaatorsageduse ja mahtuvuse suhtelise kõrvalekaldumise tunnusjooned on antud joonisel 35 — 42.

Sellelt jooniselt näeme, et järjestikuse ja rööbitise kondensaatori üheaegsel rakendamisel tekib koosjooksu-sagedusi kolm ning need tuleb praktikas valida selliselt, et ostsillaatorsageduse suhtelised kõrvalekaldumised sagedusastmikus oleksid minimaalsed.

Praktikas kasutatakse koosjooksu-sageduste ligikaudseks arvutamiseks järgmisi valemeid.

Kahe koosjooksu-sageduse puhul on need sagedused arvutatavad valemitega:

$$f_1 = \sqrt[3]{f_{min}^2 \sqrt{f_{min} f_{maks}}} \text{ MHz}, \quad (35 — 13)$$



Joonis 35 — 42. Ostsillaatorsageduse ja mahtuvuse suhtelise kõrvalekaldumise tunnusjooned.

$$f_2 = \sqrt[3]{f_{maks}^2 \sqrt{f_{min} f_{maks}}} \text{ MHz}, \quad (35-14)$$

kus f_{min} on sagedusastmiku minimaalne ja f_{maks} on sagedusastmiku maksimaalne sagedus megahertsides.

Kolme koosjooksu-sageduse puhul on need sagedused arvutatavad valemitega:

$$f_1 = \sqrt[4]{f_{min} \sqrt{f_{min} f_{maks}}} \text{ MHz}, \quad (35-15)$$

$$f_2 = \sqrt{f_{min} f_{maks}} \text{ MHz}, \quad (35-16)$$

$$f_3 = \sqrt[4]{f_{maks}^3 \sqrt{f_{min} f_{maks}}} \text{ MHz}. \quad (35-17)$$

Kahe koosjooksu-sagedusega võnkeringe võib kasutada juhul, kui vahesageduse kõrgus on sagedusastmiku minimaalsest sagedusest üle 20 korra väiksem. Siis ostsillaatorsageduse kõrvalekaldumine ei ületa lubatud piiri. Niisugune olukord võib esineda lühilaineastmikes.

Kesk- ja pikklaineastmikes tuleb aga tingimata kasutada kolme koosjooksu-sagedust.

Kahe koosjooksu-sagedusega ostsillaatorvõnkeringi pooli induktiivsuse ja sellega rööbiti ühendatava kondensaatori mahtuvuse arvutamiseks tuleb eelnevalt leida tegurid z, u ja k:

$$z = \frac{f_v}{\sqrt{f_1 f_2}}, \quad (35-18)$$

$$u = \sqrt{\frac{f_1}{f_2}} + \sqrt{\frac{f_2}{f_1}}, \quad (35-19)$$

$$k = \frac{f_{min}^2 f_{maks}^2}{f_1 f_2 (f_{maks}^2 - f_{min}^2)}, \quad (35-20)$$

kus f_v on vahesagedus MHz, f_1 ja f_2 arvutatakse valemitega 35 — 13 ja 35 — 14, f_{min} ning f_{maks} on sagedusastmiku minimaal- ja maksimaalsagedused MHz.

Arvutatud tegurite abil leitakse ostsillaatorvõnkeringi pooli induktiivsus ja sellega rööbiti ühendatava kondensaatori mahtuvus alljärgnevate valemitega:

$$L_{os} = \frac{L(u+2z)}{u(1+uz+z^2)^2} \ \mu\text{H}, \quad (35-21)$$

kus L on segusti sisendvõnkeringi induktiivsus mikrohenrides, mis arvutatakse valemiga 35 — 47.

$$C_2 = \frac{\Delta C k z (2+uz)}{u+2z} \text{ pF}, \quad (35-22)$$

kus ΔC on pöördkondensaatori mahtuvuse muutus pikofaradites, $\Delta C = C_{maks} - C_{min}$ pF.

Kitsa sagedusastmiku puhul on tegur u ligikaudu 2 ja siis võib valemeid 35 — 21 ja 35 — 22 muuta lihtsamaks:

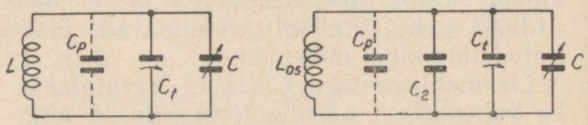
$$L_{os} = \frac{L}{(1+z)^3} \ \mu\text{H}, \quad (35-23)$$

$$C_2 = \Delta C k z \text{ pF}. \quad (35-24)$$

Valemitest 35 — 13 ja 35 — 14 nähtub, et $f_{min} f_{maks} = f_1 f_2$ ning seetõttu saab teguri k arvutamise valemit 35 — 20 lihtsustada järgmiseks:

$$k = \frac{f_{min} f_{maks}}{f_{maks}^2 - f_{min}^2}. \quad (35-25)$$

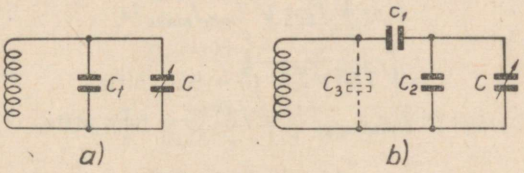
Valemitega 35 — 22 või 35 — 24 arvutatud C_2 on tegelikult mahtuvus, mille võrra ostsillaatorvõnkeringi minimaalne mahtuvus peab olema suurem segusti sisendvõnkeringi algmahtuvusest. Seejuures tuleb arvestada segusti sisendvõnkeringi ja samuti ka ostsillaatorvõnkeringi poolide sisemahtuvusi ning lülituse mahtuvusi.



Joonis 35 — 43. Kahe koosjooksu sagedusega sagedusmuundaja sisend- ja ostsillaatorvõnkeringide põhimõttelised skeemid.

Kahe koosjooksu-sagedusega sagedusmuundaja sisend- ja ostsillaatorvõnkeringide põhimõttelised skeemid on toodud joonisel 35 — 43. Sellelt jooniselt nähtub, et võnkeringidesse peale pöördkondensaatorite C on ühendatud reguleeritava mahtuvusega kondensaatorid C_t, milledega sagedusmuundaja võnkeringid häälestatakse tegelikult koosjooksu-sagedustele, sest võnkeringide parasiitmahtuvused C_p ei ole arvutamisel täpselt ette teada. Reguleeritava mahtuvusega kondensaatoreid C_t nimetatakse praktikas t r i m m e r i t e k s.

K o l m e k o o s j o o k s u - s a g e d u - s e g a sagedusmuundajates võib ostsillaatorvõnkeringis rööbitist kondensaatorit ühendada kahte viisi ja nimelt pöördkondensaatoriga rööbiti või pooliga rööbiti, nii nagu näeme joonisel 35 — 44,b.



Joonis 35 — 44. Kolme koosjooksu sagedusega sagedusmuundaja sisend- ja ostsillaatorivõnkeringide põhimõttelised skeemid.

Jooniselt nähtuvate skeemide järgi võib koostada kaksteist võrrandit, millede lahendamisel saadakse alljärgnevad arvutusvalemid, nelja eri olukorra jaoks.

O l u k o r d I, kui $C_3 = 0$ või $C_3 \ll C_1$ (mis on praktikas kõige sagedamini esinev olukord):

$$C_1 = C_{maks} f^2_{min} \left(\frac{1}{n^2} - \frac{1}{l^2}\right), \quad (35-26)$$

$$C_2 = \frac{C_{maks} f^2_{min}}{l^2}, \quad (35-27)$$

$$L_{os} = L \left(\frac{l^2}{m^2}\right) \frac{C_1 + C_2}{C_1}. \quad (35-28)$$

O l u k o r d II, kui $C_2 = 0$:

$$C_1 = \frac{C_{maks} f^2_{min}}{n^2}, \quad (35-29)$$

$$C_3 = \frac{C_{maks} f^2_{min}}{l^2 - n^2}, \quad (35-30)$$

$$L_{os} = L \left(\frac{l^2}{m^2}\right) \frac{C_1}{C_1 + C_3}. \quad (35-31)$$

O l u k o r d III, kui on antud C_3:

$$C_1 = A \left(\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{C_3}{A}}\right), \quad (35-32)$$

$$C_2 = \frac{C_{maks} f^2_{min}}{l^2} - \frac{C_1 C_3}{C_1 + C_3}, \quad (35-33)$$

$$L_{os} = L \left(\frac{l^2}{m^2}\right) \frac{C_1 + C_2}{C_1 + C_3}. \quad (35-34)$$

O l u k o r d IV, kui on antud C_2:

$$C_1 = \frac{C_{maks} f^2_{min}}{n^2} - C_2, \quad (35-35)$$

$$C_3 = \frac{C_1 B}{C_1 - B}, \quad (35-36)$$

$$L_{os} = L \left(\frac{l^2}{m^2}\right) \frac{C_1 + C_2}{C_1 + C_3}. \quad (35-37)$$

Nendes valemites antud tegurid arvutatakse valemitega:

$$a = f_1 + f_2 + f_3, \quad (35-38)$$

$$b^2 = f_1 f_2 + f_1 f_3 + f_2 f_3, \quad (35-39)$$

$$c^3 = f_1 f_2 f_3, \quad (35-40)$$

$$d = a + 2f_v, \quad (35-41)$$

$$l^2 = \frac{b^2 d - c^3}{2f_v}, \quad (35-42)$$

$$m^2 = l^2 + f_v^2 + ad - b^2, \quad (35-43)$$

$$n^2 = \frac{c^3 d + f_v^2 l^2}{m^2}, \quad (35-44)$$

$$A = C_{maks} f^2_{min} \left(\frac{1}{n^2} - \frac{1}{l^2}\right), \quad (35-45)$$

$$B = \frac{C_{maks} f^2_{min}}{l^2} - C_2, \quad (35-46)$$

$$L = \frac{25330}{C_{maks} f^2_{min}} \ \mu\text{H}, \quad (35-47)$$

või kui on antud L, siis

$$C_{maks} f^2_{min} = \frac{25330}{L}, \quad (35-48)$$

kus f_v on vahesagedus megahertsides, f_1, f_2 ja f_3 on koosjooksu sagedused megahertsides, C_{maks} on pöördkondensaatori maksimaalne mahtuvus pikofaradites, f_{maks} on sagedusmuundaja sagedusastmiku maksimaalne sagedus megahertsides.

Ülalantud valemitega arvutatud tulemuste täpsust on võimalik kontrollida tegeliku ostsillaatorsageduse arvutamisega, mille arvutusvalem on:

$$f_{os} = m \sqrt{\frac{f^2 + n^2}{f^2 + l^2}} \text{ MHz}, \quad (35-49)$$

kus f on sagedusmuundajasse sisenev kandevsagedus megahertsides.

Koosjooksu-sagedustel selle valemiga arvutatav ostsillaatorsagedus peab vastavatest koosjooksu-sagedustest erinema täpselt vahesageduse võrra, kuna teistel sagedustel ostsillaatorsageduse erinevus sisendvõnkeringi sagedusest ei võrdu täpselt vahesagedusega.

Praktikas rakendatakse enamasti olukorda I, sest niisugusel juhul saadakse võnkeringi algmahtuvus kõige väiksem, mis võimaldab pöördkondensaatoriga katta suuremat sagedusastmikku.

Näide 35 — 1.

Arvutada sagedusmuundaja lülituselementide elektrilised iseloomustussuurused vahesageduste 110 kHz ja 465 kHz saamiseks, kui on antud: $f_{min} = 7{,}5$ MHz, $f_{maks} = 15$ MHz ja $C_{maks} = 450$ pF.

Lahendus.

1. 110 kHz vahesageduse saamiseks valitakse kaks koosjooksu-sagedust, sest vahesagedus on üle 20 korra väiksem sagedusastmiku minimaalsest sagedusest. Koosjooksu-sagedused arvutatakse valemitega 35 — 13 ja 35 — 14:

$$f_1 = \sqrt[3]{f_{min}^2 \sqrt{f_{min} f_{maks}}} =$$

$$= \sqrt[3]{7{,}5^2 \sqrt{7{,}5 \cdot 15}} = 8{,}43 \text{ MHz},$$

$$f_2 = \sqrt[3]{f_{maks}^2 \sqrt{f_{min} f_{maks}}}$$

$$= \sqrt[3]{15^2 \sqrt{7{,}5 \cdot 15}} = 13{,}51 \text{ MHz}.$$

2. Arvutatakse valemitega 35 — 18, 35 — 19 ja 35 — 20 tegurid z, u ja k:

$$z = \frac{f_v}{\sqrt{f_1 f_2}} = \frac{0{,}11}{\sqrt{8{,}43 \cdot 13{,}51}} = 0{,}0103,$$

$$u = \sqrt{\frac{f_1}{f_2}} + \sqrt{\frac{f_2}{f_1}} =$$

$$= \sqrt{\frac{8{,}43}{13{,}51}} + \sqrt{\frac{13{,}51}{8{,}43}} = 2{,}05,$$

$$k = \frac{f_{min}^2 f_{maks}^2}{f_1 f_2 (f_{maks}^2 - f_{min}^2)} =$$

$$= \frac{7{,}5^2 \cdot 15^2}{8{,}43 \cdot 13{,}51 \,(15^2 - 7{,}5^2)} = 0{,}66.$$

3. Arvutatakse valemiga 35 — 47 sisendvõnkeringi induktiivsus:

$$L = \frac{25330}{C_{maks} f_{min}^2} = \frac{25330}{450 \cdot 7{,}5^2} = 1{,}0 \ \mu\text{H}.$$

4. Arvutatakse valemiga 35 — 21 ostsillaatori võnkeringi induktiivsus:

$$L_{os} = \frac{L(u + 2z)}{u(1 + uz + z^2)^2} =$$

$$= \frac{1 \,(2{,}05 + 2 \cdot 0{,}0103)}{2{,}05 (1 + 2{,}05 \cdot 0{,}0103 + 0{,}0103^2)^2} = 0{,}97 \ \mu\text{H}.$$

5. Arvutatakse valemiga 35 — 22 ostsillaatori võnkeringiga rööbiti ühendatava kondensaatori C_2 mahtuvus:

$$C_2 = \frac{\Delta C k z (2 + uz)}{u + 2z} =$$

$$= \frac{400 \cdot 0{,}66 \cdot 0{,}0103 \,(2 + 2{,}05 \cdot 0{,}0103)}{2{,}05 + 2 \cdot 0{,}0103} = 2{,}7 \text{ pF}.$$

6. Vahesageduse 465 kHz saamiseks tuleb valida kolm koosjooksu-sagedust, sest vahesagedus ei ole üle 20 korra väiksem sagedusastmiku minimaalsest sagedusest. Koosjooksu-sagedused arvutatakse valemitega 35 — 15, 35 — 16 ja 35 — 17:

$$f_1 = \sqrt[4]{f_{min}^3 \sqrt{f_{min} f_{maks}}} =$$

$$= \sqrt[4]{7{,}5^3 \sqrt{7{,}5 \cdot 15}} = 8{,}16 \text{ MHz},$$

$$f_2 = \sqrt{f_{min} f_{maks}} = \sqrt{7{,}5 \cdot 15} = 10{,}6 \text{ MHz},$$

$$f_3 = \sqrt[4]{f_{maks}^3 \sqrt{f_{min} f_{maks}}} =$$

$$= \sqrt[4]{15^3 \sqrt{7{,}5 \cdot 15}} = 13{,}75 \text{ MHz}.$$

7. Valitakse olukord I ja arvutatakse valemitega 35 — 38 kuni 35 — 44 vajalikud tegurid:

$$a = f_1 + f_2 + f_3 = 8{,}16 + 10{,}6 + 13{,}75 = 32{,}51,$$

$$b^2 = f_1 f_2 + f_1 f_3 + f_2 f_3 = 8{,}16 \cdot 10{,}6 + 8{,}16 \cdot 13{,}75 + 10{,}6 \cdot 13{,}75 = 344{,}4,$$

$$c^3 = f_1 f_2 f_3 = 8{,}16 \cdot 10{,}6 \cdot 13{,}75 = 1189,$$

$$d = a + 2f_v = 32{,}51 + 2 \cdot 0{,}465 = 33{,}44,$$

$$l^2 = \frac{b^2 d - c^3}{2f_v} = \frac{344{,}4 \cdot 33{,}44 - 1189}{2 \cdot 0{,}465} = 1{,}112 \cdot 10^4,$$

$$m^2 = l^2 + f_v^2 + ad - b^2 = 1{,}112 \cdot 10^4 + 0{,}465^2 + 32{,}51 \cdot 33{,}44 - 344{,}4 = 11864{,}8,$$

$$n^2 = \frac{c^3 d + f_v^2 l^2}{m^2} =$$

$$= \frac{1189 \cdot 33{,}44 + 0{,}465^2 \cdot 1{,}112 \cdot 10^4}{11864{,}8} = 3{,}56.$$

8. Arvutatakse valemitega 35 — 26, 35 — 27 ja 35 — 28 C_1, C_2 ja L_{os} arvväärtused:

$$C_1 = C_{maks} f_{min}^2 \left(\frac{1}{n^2} - \frac{1}{l^2}\right) =$$

$$= 450 \cdot 7{,}5^2 \left(\frac{1}{3{,}56} - \frac{1}{1{,}112 \cdot 10^4}\right) = 7180 \text{ pF},$$

$$C_2 = \frac{C_{maks} f_{min}^2}{l^2} = \frac{450 \cdot 7{,}5^2}{1{,}112 \cdot 10^4} = 2{,}28 \text{ pF},$$

$$L_{os} = L\left(\frac{l^2}{m^2}\right)\frac{C_1 + C_2}{C_1} =$$

$$= 1 \cdot \left(\frac{1{,}112 \cdot 10^4}{1{,}18648 \cdot 10^4}\right)\frac{7180 + 2{,}28}{7180} = 0{,}94 \ \mu\text{H}.$$

9. Kontrollitakse valemiga 35 — 49 ostsillaatorsagedust kõigil kolmel koosjooksu-sagedusel:

$$f_{os1} = m\sqrt{\frac{f_1^2 + n^2}{f_1^2 + l^2}} =$$

$$= 108{,}9\sqrt{\frac{8{,}16^2 + 3{,}56}{8{,}16^2 + 1{,}112 \cdot 10^4}} = 8{,}615 \text{ MHz},$$

$$f_{os2} = m\sqrt{\frac{f_2^2 + n^2}{f_2^2 + l^2}} =$$

$$= 108{,}9\sqrt{\frac{10{,}6^2 + 3{,}56}{10{,}6^2 + 1{,}112 \cdot 10^4}} = 11{,}065 \text{ MHz},$$

$$f_{os3} = m\sqrt{\frac{f_3^2 + n^2}{f_3^2 + l^2}} =$$

$$= 108{,}9\sqrt{\frac{13{,}75^2 + 3{,}56}{13{,}75^2 + 1{,}112 \cdot 10^4}} = 14{,}215 \text{ MHz}.$$

Saadud ostsillaatorsagedused on kõik täpselt vahesageduse võrra suuremad vastavatest koosjooksu-sagedustest ning seega arvutusel saadud lülituselementide iseloomustussuurused on õiged.

Näide 35 — 2.

Arvutada sagedusmuundaja lülituselementide elektrilised iseloomustussuurused vahesageduse 465 kHz saamiseks, kui on antud: $f_{min} = 500$ kHz, $f_{maks} = 1500$ kHz ja $C_{maks} = 450$ pF.

Lahendus.

1. Arvutatakse koosjooksu-sagedused valemitega 35 — 15, 35 — 16 ja 35 — 17:

$$f_1 = \sqrt[4]{0{,}5^3\sqrt{0{,}5 \cdot 1{,}5}} = 0{,}57 \text{ MHz},$$

$$f_2 = \sqrt{0{,}5 \cdot 1{,}5} = 0{,}865 \text{ MHz},$$

$$f_3 = \sqrt[4]{1{,}5^3\sqrt{0{,}5 \cdot 1{,}5}} = 1{,}31 \text{ MHz}.$$

2. Valitakse olukord I ja arvutatakse valemitega 35 — 38 kuni 35 — 44 vajalikud tegurid:

$$a = 0{,}57 + 0{,}865 + 1{,}31 = 2{,}745,$$

$$b^2 = 0{,}57 \cdot 0{,}865 + 0{,}57 \cdot 1{,}31 + 0{,}865 \cdot 1{,}31 = 2{,}371,$$

$$c^3 = 0{,}57 \cdot 0{,}865 \cdot 1{,}31 = 0{,}646,$$

$$d = 2{,}745 + 2 \cdot 0{,}465 = 3{,}675,$$

$$l^2 = \frac{2{,}371 \cdot 3{,}675 - 0{,}646}{2 \cdot 0{,}465} = 8{,}67,$$

$$m^2 = 8{,}67 + 0{,}465^2 + 2{,}745 \cdot 3{,}675 - 2{,}371 = 16{,}605,$$

$$n^2 = \frac{0{,}646 \cdot 3{,}675 + 0{,}216 \cdot 8{,}67}{16{,}605} = 0{,}256.$$

3. Arvutatakse valemiga 35 — 47 sisendvõnkeringi induktiivsus:

$$L = \frac{25330}{450 \cdot 0{,}25} = 223 \ \mu\text{H}.$$

4. Arvutatakse valemitega 35 — 26, 35 — 27 ja 35 — 28 C_1, C_2 ja L_{os} arvväärtused:

$$C_1 = 450 \cdot 0{,}5^2\left(\frac{1}{0{,}256} - \frac{1}{8{,}67}\right) = 312 \text{ pF},$$

$$C_2 = \frac{450 \cdot 0{,}25}{8{,}67} = 13 \text{ pF}.$$

$$L_{os} = 223\left(\frac{8{,}67}{16{,}605}\right)\frac{312 + 13}{312} = 121 \ \mu\text{H}.$$

5. Kontrollitakse valemiga 35 — 49 ostsillaatorsagedusi kõigil kolmel koosjooksu-sagedusel:

$$f_{os1} = 4{,}075\sqrt{\frac{0{,}57^2 + 0{,}256}{0{,}57^2 + 8{,}67}} = 1{,}035 \text{ MHz},$$

$$f_{os2} = 4{,}075\sqrt{\frac{0{,}865^2 + 0{,}256}{0{,}865^2 + 8{,}67}} = 1{,}33 \text{ MHz},$$

$$f_{os3} = 4{,}075\sqrt{\frac{1{,}31^2 + 0{,}256}{1{,}31^2 + 8{,}67}} = 1{,}775 \text{ MHz}.$$

Sellest kontrollarvutusest nähtub, et ostsillaatorsagedused koosjooksu-sagedustel on õiged.

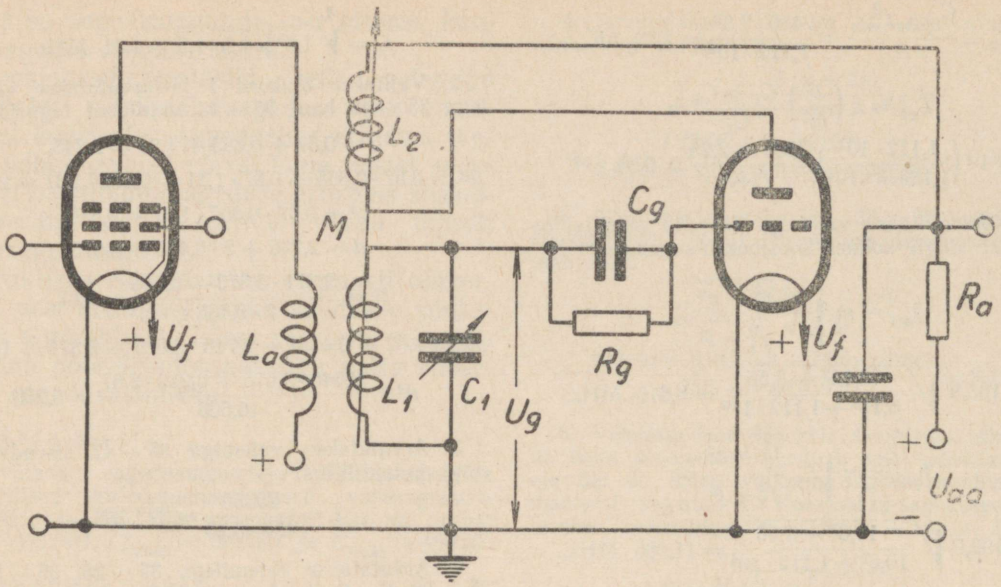
Kirjandus: 1, 2, 38, 39.

36. peatükk.

TAGASISIDESTUS JA SUPERTAGASISIDESTUS.

36 — 1. Tagasisidestuse kasutamine raadiovastuvõtjates.

Tagasisidestusega raadiovastuvõtjates antakse elektronlambi anoodvooluringist osa energiat võrevõnkeringi tagasi, samuti kui seda tehakse ostsillaatoris. Erinevuseks on vaid see, et tagasi suunatava energia suurus on väiksem kui ostsillaatoris ning seetõttu võimendaja astmes endaergutust ei teki. Kõrgsagedusvõimendajates on tagasisidestuse kasutamine tülikas, sest anoodvooluringist võrevõnkeringi suunatava energia suurus sõltub võimen-



Joonis 36 — 1. Tagasisidestusega võredetektori põhimõtteline skeem.

datavast sagedusest. Selle tulemusena võib võimendajas tekkida endaergutus. Kõige paremaid tagajärgi saavutatakse tagasisidestuse rakendamisel võredetektori astmes. Tagasisidestusega võredetektori põhimõtteline skeem on toodud joonisel 36 — 1. Nagu sellelt jooniselt näha, toimub anoodvooluringist energia ülekandmine võrevõnkeringi poolide L_2 ja L_1 ühisinduktiivsuse toimel.

Tagasisidestusel peab anoodvooluringi pooli toimel võrevõnkeringis indutseeritav kõrgsageduslik elektromotoorne jõud ΔE olema faasis võrevõnkeringi elektromotoorse jõuga E. Selle tingimuse täitmisel võrevõnkeringi üldine elektromotoorne jõud suureneb ja seega ühtlasi suureneb õige tunduvalt detektorastme võimendus. Järelikult sarnaneb tagasisidestuse toime võrevõnkeringile selle aktiivtakistuse ehk sumbumuse vähendamisena, millega kaasneb ühtlasi ka võnkeringi selektiivsuse tõus.

Tagasisidestuse toime analüütiliseks arvutamiseks oletatakse, et võrevõnkeringis indutseeritakse kandevsageduspinge poolt elektromotoorne jõud E ja tagasisidestuse mõjutusel lisandub sellele elektromotoorne jõud ΔE.

Järelikult resonantsolukorras võrevõnkeringis areneva voolu tugevus on:

$$I = \frac{E + \Delta E}{R} \text{ A}, \qquad (36 - 1)$$

kus R on võnkeringi aktiivtakistus.

Sellele vastavalt on elektronlambi võrepinge U_g arvutatav valemiga:

$$U_g = I \frac{1}{\omega_r C_1} \text{ V}.$$

Võrepingest U_g lähtudes on elektronlambi anoodvahelduvvoolu tugevus arvutatav valemiga:

$$I_a = \frac{\mu U_g}{\sqrt{R_i^2 + R_1^2 + (\omega_r L_1)^2}}.$$

Kuna harilikult tagasisidestuse pooli aktiiv- ja reaktiivtakistused elektronlambi sisetakistusega võrreldes on väikesed, siis võib need I_a valemist ära jätta, mille tulemusena see muutub lihtsamaks:

$$I_a = \frac{\mu U_g}{R_i} = S U_g \text{ A}.$$

Anoodvoolu toimel võrevõnkeringis indutseeritava elektromotoorse jõu ΔE suurus on:

$$\Delta E = \omega_r M I_a = \omega_r M S U_g =$$

$$= \frac{\omega_r M S I}{\omega_r C_1} = \frac{M S I}{C_1} \text{ V}.$$

Asetades ΔE väärtuse valemisse 36 — 1, leitakse sellest I arvutusvalem:

$$I = \frac{E}{R - \frac{MS}{C_1}} \text{ A.} \qquad (36 - 2)$$

Valemist nähtub, et tagasisidestuse toimel väheneb võrevõnkeringi aktiivtakistus MS/C_1 võrra. Järelikult on võrevõnkeringi ekvivalenttakistus, tagasisidestuse puhul, arvutatav valemiga:

$$R_e = R - \frac{MS}{C_1} \Omega. \qquad (36 - 3)$$

Võrevõnkeringi aktiivtakistuse ja selle ekvivalenttakistuse suhet nimetatakse tagasisidestuse teguriks:

$$k_t = \frac{R}{R_e} = \frac{1}{1 - \frac{MS}{C_1 R}}. \qquad (36 - 4)$$

Tagasisidestuse tegur näitab võrevõnkeringis voolu ja pinge suurenemist ning sellega seoses ka anoodvoolu amplituudi suurenemist. Samuti näitab k_t võnkeringi hüveteguri ja selektiivsuse suurenemist.

Praktikas sõltub k_t suurus kandevsageduspinge kõrgusest. Madala kandevsageduspinge puhul võib k_t arvväärtus olla 30 kuni 100, kuid kõrge kandevsageduspinge puhul on k_t ligikaudu üks. k_t arvväärtuse suurendamist tõkestab sellega kaasnev moonutuste suurenemine, sest teatavasti tekivad võredetektoris kõrgete sisendpingete puhul mittelineaarmoonutused.

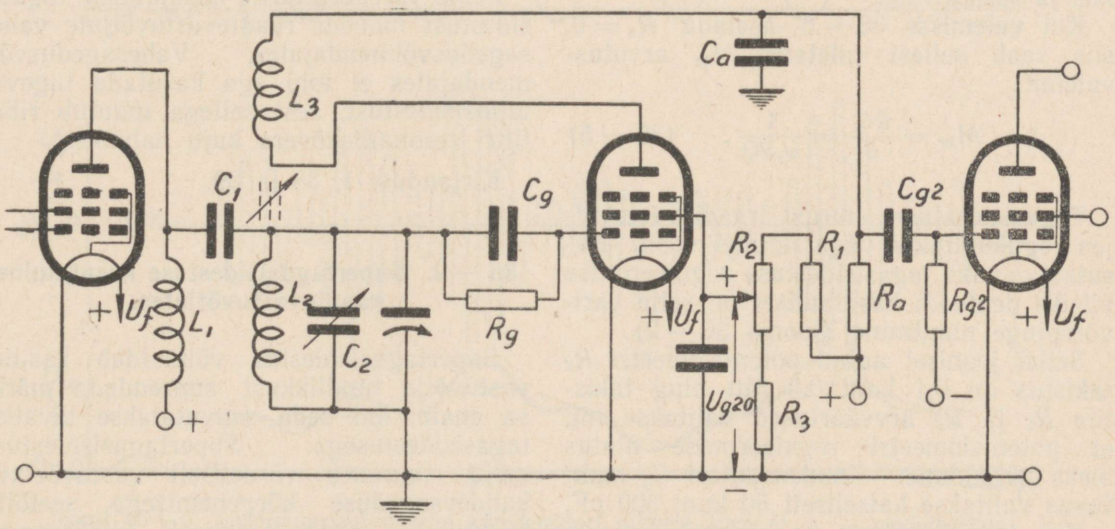
Peale selle muutub küllalt tugeva tagasisidestuse puhul võrevõnkeringi selektiivsus seevõrra suureks, et külgsageduste nõrgenemine kutsub esile õige tunduvaid lineaarmoonutusi.

Valemist 36 — 3 nähtub, et võrevõnkeringi ekvivalenttakistus sõltub korrutisest MS. Kui oletada, et S on jääv, tekib M suuruse muutmisel kolm eri olukorda: 1) $M = 0$, siis $R_e = R$, mis vastab tagasisidestuse puudumisele, 2) M suurendamisel mingisugusel M_{kr} suurusel muutub võrevõnkeringi ekvivalenttakistus nulliks ($R_e = 0$) ja 3) tagasisidestuse edasisel suurendamisel, kui $M > M_{kr}$, muutub R_e negatiivseks ning tekib detektorastme endaergutus.

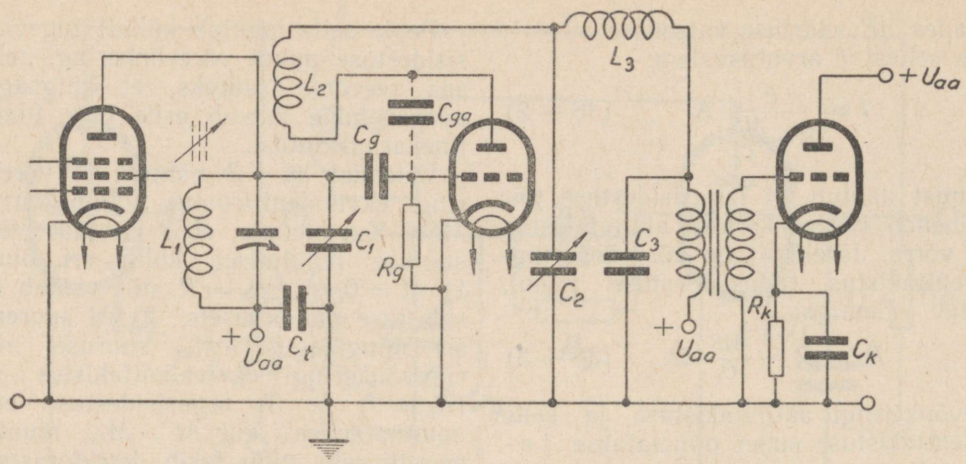
Võimenduse suurendamine on võimalik siis, kui $M < M_{kr}$, kusjuures M suurus peab olema sujuvalt reguleeritav.

Kui $M = M_{kr}$, siis $R_e = 0$ ning võrevõnkeringis areneb kustumatu võnkumine. Seda töörežiimi kasutatakse moduleerimata kandevsagedusega amplituudmanipuleeritud telegraafimärkide vastuvõtmiseks. Selleks häälestatakse võrevõnkering telegraafimärkide kandevsagedusest nii palju kõrvale, et nende sageduste vahe annaks sobiva tooni (800 kuni 1000 Hz). Sellist telegraafimärkide vastuvõtmise viisi nimetatakse sageli ka autodüün-vastuvõtuks.

Kolmandana nimetatud töörežiimis, s. t. kui $M > M_{kr}$, areneb teatava aja kestel



Joonis 36 — 2. Tagasisidestusega detektorastme põhimõtteline skeem, milles tagasisidestuse tugevust reguleeritakse varivõrepinge muutmisega.



Joonis 36 — 3. Tagasisidestusega detektorastme põhimõtteline skeem, milles tagasisidestust muudetakse pöördkondensaatoriga.

võrevõnkeringi pinge suurenemine, kuid siis elektronlambi tõusu vähenemise toimel see töörežiim muutub teisena nimetatud töörežiimiks, kus $M = M_{kr}$ ja detektorastmes tekib kustumatu võnkumine. Järelikult kolmas töörežiim ei ole püsiv, vaid muutub lühikese aja kestel teiseks töörežiimiks. Sellist töörežiimi kasutatakse praktikas superregeneratiiv-vastuvõtjates.

Raadiovastuvõtjates tuleb tavaliselt kasutada tagasisidestust nii, et M on ligidane M_{kr} suurusele, sest niisuguses olukorras saavutatakse maksimaalne tundlikkus ja selektiivsus.

Kui valemisse 36 — 3 asetada $R_e = 0$, siis saab sellest tuletada M_{kr} arvutusvalemi:

$$M_{kr} = \frac{RC_1}{S} = \frac{1}{\omega_r SQ}. \qquad (36 - 5)$$

Tagasisidestuse suurust raadiovastuvõtjas reguleeritakse väga mitmel viisil. Kasutatavamaks tagasisidestuse reguleerimise viisiks pentoodi kasutamisel on selle varivõrepinge muutmine (joonis 36 — 2).

Sellel joonisel antud potentsiomeetri R_2 takistus on 0,1 kuni 0,5 MΩ ning takistite R_1 ja R_3 arvväärtused valitakse nii, et potentsiomeetri reguleerimise ulatus oleks küllaldane. Kondensaatori C_a mahtuvus valitakse katseliselt 50 kuni 500 pF.

Kui detektorastmes on kasutusel triood, siis reguleeritakse tagasisidestuse tugevust trioodi anoodpinge muutmisega, milleks kasutatakse samasugust takistitest ja potentsiomeetrist koosnevat pingejagajat, nagu nähtub jooniselt 36 — 2.

Teiseks sageli rakendatavaks tagasisidestuse reguleerimise viisiks on pöördkondensaatori mahtuvuse muutmine (joonis 36 — 3).

Sellel joonisel antud L_3 on kõrgsageduspaispool, mis tõkestab kõrgsageduse pääsu madalsagedusvõimendajasse. Tagasisidestuse suurust muudetakse kondensaatori C_2 mahtuvuse muutmisega.

Peale võredetektorite kasutatakse tagasisidestust mõnede raadiovastuvõtjate vahesagedusvõimendajates. Vahesagedusvõimendajates ei tohi aga kasutada tugevat tagasisidestust, sest sellega muutub ribafiltri resonantskõvera kuju halvaks.

Kirjandus: 1, 38 ja 39.

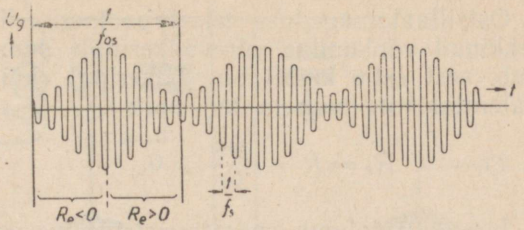
36 — 2. Supertagasisidestuse kasutamine raadiovastuvõtjates.

Supertagasisidestus võimaldab raadiovastuvõtja tundlikkust suurendada märksa enam, kui seda saavutatakse tavalise tagasisidestusega. Supertagasisidestuse mõju suureneb võrdeliselt vastuvõetava kandevsageduse kõrgenemisega, seetõttu kasutatakse seda peamiselt ülikõrgsagedusastmikes rakendatavates vastuvõtjates.

Supertagasisidestus suurendab küll tunduvalt vastuvõtja tundlikkust, kuid selektiivsus sellega kaasaskäivalt ei suurene. Supertagasisidestuse puudusteks on: 1) elektronlambi endamüra kõrge tase, 2) tunduvalt suuremad moonutused, kui on seda tavalises vastuvõtjas, ja 3) moduleerimata kandevsagedusega telegraafimärkide vastuvõtt pole võimalik.

Eespool, supertagasisidestusega raadiovastuvõtja lahterskeemi kirjelduses, oli juba nimetatud, et see erineb tagasisidestusega vastuvõtjast ultrahelisageduse piirkonnas töötava ostsillaatori poolest.

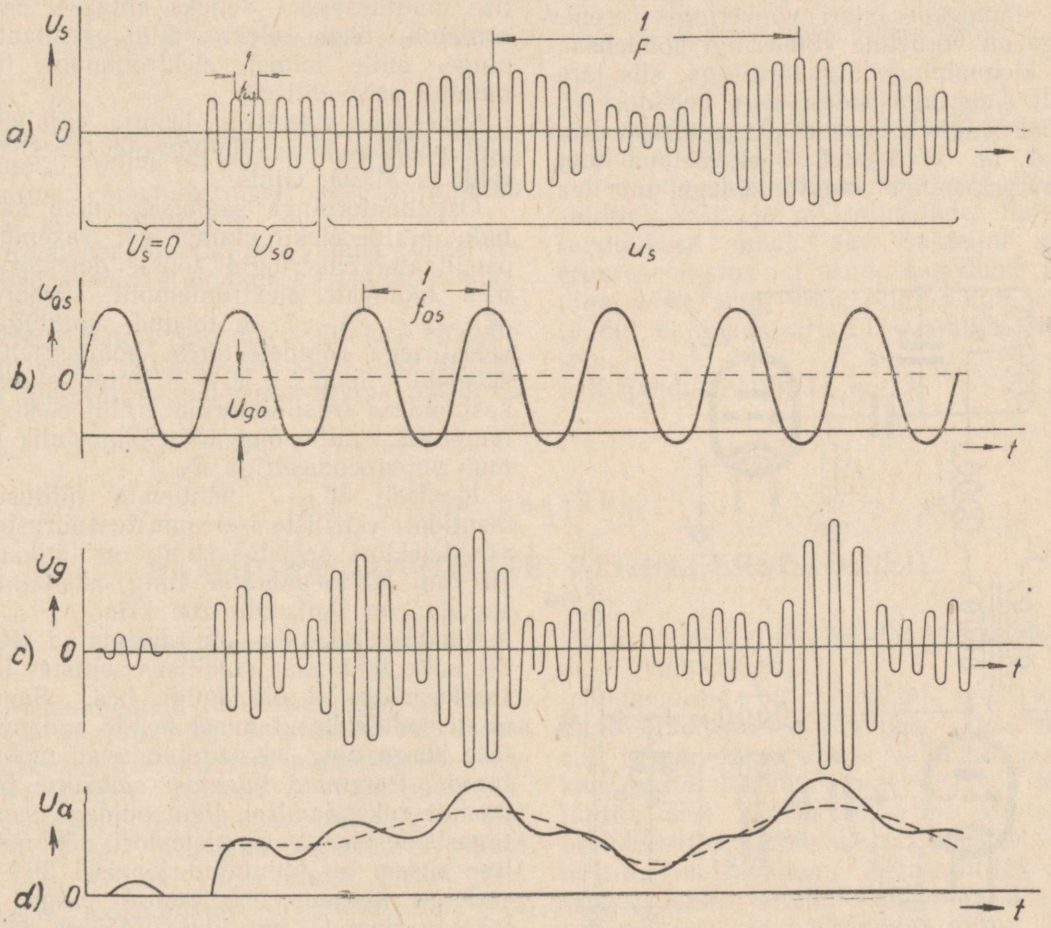
Supertagasisidestusega võredetektori töökäik on järgmine: ultrahelisageduse piirkonnas töötava ostsillaatoriga muudetakse perioodiliselt tagasisidestuse suurust nii, et see ühel ostsillaatorsageduse poolperioodil on ülekriitilises ($M > M_{kr}$) ja teisel



Joonis 36 — 4. Supertagasisidestusega võredetektori võnkeringis areneva kõrgsagedusliku võnkumise kõver.

poolperioodil alakriitilises ($M < M_{kr}$) töörežiimis. Selle tulemusena tekib ostsillaatorsageduse esimesel poolperioodil võredetektoris endaergutus ja selle võrevõnkeringis areneb suureneva amplituudiga pinge, sest on täidetud tingimus:

$$R_e = R - \frac{MS}{C_1} < 0.$$



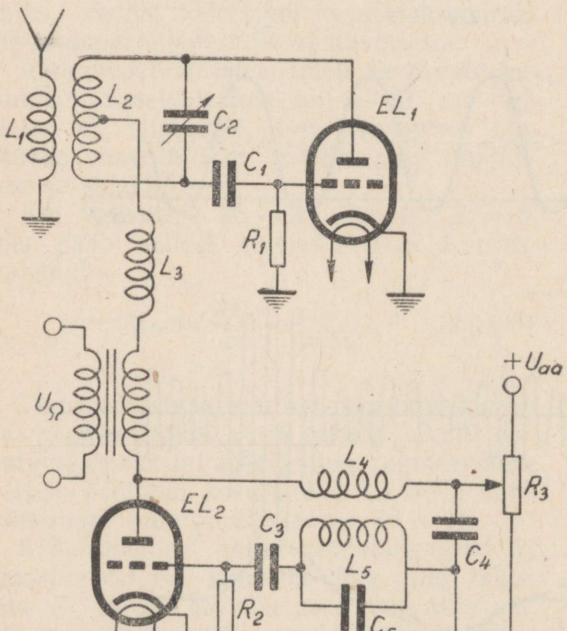
Joonis 36 — 5. Supertagasisidestusega võredetektori pingete kõverad. a — moduleeritud kandevsageduse pinge kõver, b — ostsillaatorpinge kõver, c — võrevõnkeringi pinge kõver ja d — võredetektori väljandpinge kõver.

Ostsillaatorsageduse teisel poolperioodil tekkinud võnkumine võrevõnkeringis sumbub, sest selle kestel on võnkeringi ekvivalenttakistus suurem kui null:

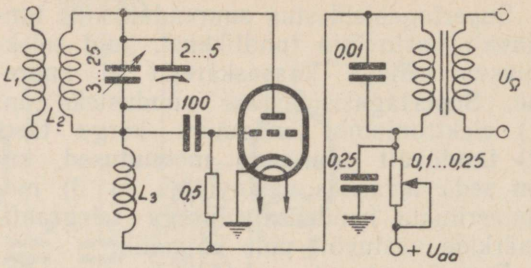
$$R_e = R - \frac{MS}{C_1} > 0.$$

Järelikult toimub supertagasisidestusega detektoris endaergutus perioodiliselt ja selle tulemusena arenevad võrevõnkeringis kõrgsageduslikud võnkumised ostsillaatorsageduse taktis, nii nagu nähtub jooniselt 36 — 4.

Lampgeneraatori teooriast on teada, et kriitilise või tugevama tagasisidestuse puhul on võnkumise tekkimiseks võnkeringi vaja anda väline elektriline pulss. Supertagasisidestusega võredetektoris on selleks väliseks pulsiks võrevõnkeringis indutseeritav kandevsageduspinge. Kuna aga lampgeneraatori võnkeringis arenev pinge on võrdeline võnkeringi kondensaatori klemmipinge algväärtusega, siis järelikult supertagasisidestusega detektori võrevõnkeringis arenevate pingepulsside suurused on võrdelised vastuvõetava kandevsageduspinge amplituudidega, mis teatavasti muutuvad moduleerimise taktis, nii nagu nähtub jooniselt 36 — 5.



Joonis 36 — 6. Eraldi ostsillaatoriga supertagasisidestusega võredetektori põhimõtteline skeem.



Joonis 36 — 7. Häälestatud anoodvõnkeringiga supertagasisidestusega võredetektori põhimõtteline skeem.

Sellelt jooniselt selgub, et tagasisidestuse perioodiline muutmine toimub supertagasisidestusega detektoris elektriliselt ja nimelt elektronlambi töörežiimi perioodilise muutmisega. Selleks antakse elektronlambi ühele elektroodile ostsillaatorpinge, mille toimel elektronlambi tõus muutub perioodiliselt.

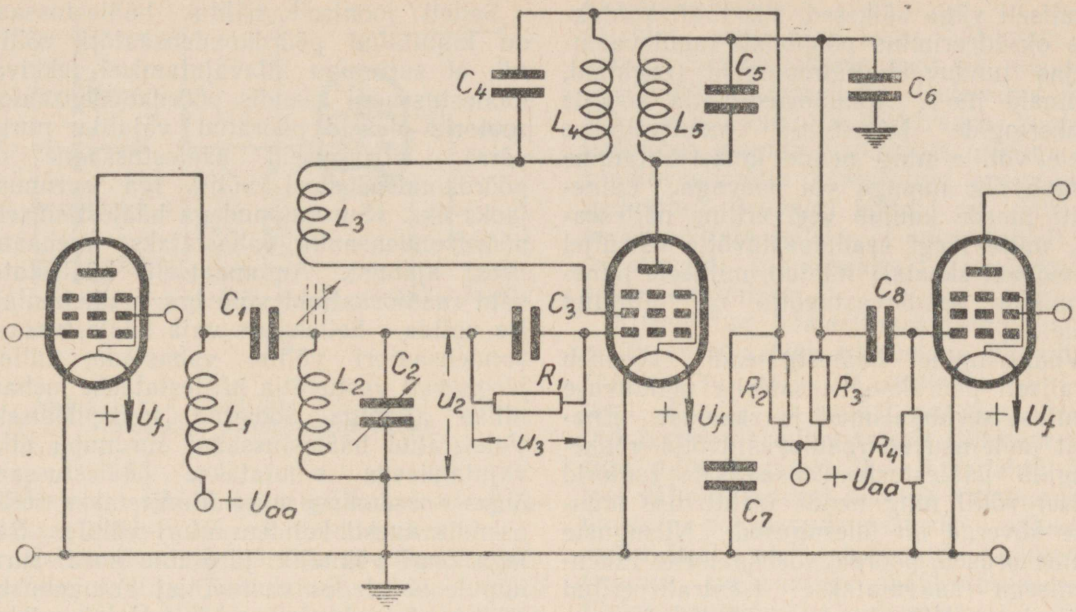
Supertagasisidestuse teooria rajajateks olid nõukogude raadiofüüsikud G. S. Gorelik ja M. G. Gints.

Ostsillaatorpinge saamiseks võib kasutada eraldi elektronlampi või rakendada ostsillaatorvõnkeringid töösse detektorastmes töötavalt elektronlambilt. Joonistel 36 — 6 ja 36 — 7 on toodud supertagasisidestusega võredetektorite põhimõttelised skeemid. Joonisel 36 — 6 antud skeemis kasutatakse ostsillaatorina eraldi elektronlampi EL_2, mille õige töörežiimi valik toimub potentsiomeetriga R_3.

Jooniselt 36 — 7 nähtuvate lülituselementide elektriliste iseloomustussuurustega võredetektori sagedusastmik on ligikaudu 70 kuni 80 megahertsi ning ostsillaatori sagedus on ligikaudu 200 kHz.

Nendes skeemides on rakendatud trioode, mille töötamise stabiilsus sellistes lülitusskeemides ei ole kuigi hea. Samuti on trioodide kasutamisel nende endamüra tase kõrge ning tekivad tunduvad moonutused. Paremaid tulemusi saadakse pentoodide rakendamisel. Pentoodidega supertagasisidestusega võredetektori põhimõtteline skeem on kujutatud joonisel 36 — 8.

Selles skeemis ostsillaatori pinge antakse varivõrele, mis ühtlasi töötab detektori anoodina. Anoodvooluringis asuv ostsillaator muudab varivõre pinget nii



Joonis 36 — 8. Pentoodiga supertagasisidestusega võredetektori põhimõtteline skeem.

palju, et see muutub nullist kuni maksimumini, mille tulemusena tagasisidestuse suurus võrevõnkeringis samuti muutub ala- ja ülekriitiliseks.

Kondensaator C_6 on vajalik ultrahelisagedusvoolu eraldamiseks madalsagedusvoolust.

Ostsillaatori sagedus valitakse võimalikult väike (20 kuni 200 kHz), sest sellega on ülekriitiline sidestuse kestus pikem ja endaergutuse mõjutusel võrepinge amplituudid arenevad suuremad.

See ongi põhjuseks, miks supertagasisidestus kesk- ja pikklainealades halvema tundlikkuse annab, sest suhteline endaergutuse kestus on nende sageduste jaoks liiga väike ning võnkeringi pinge amplituudid ei suuda areneda vajaliku suuruseni.

Kirjandus: 1, 5, 11 ja 23.

37. peatükk.

RAADIOVASTUVÕTJATE REGULEERSEADISED.

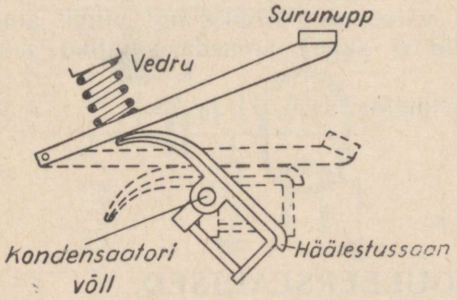
37 — 1. Mehaanilised häälestusseadised.

Mehaanilistele häälestusseadistele esitatakse ranged nõuded mehaanilise vastupidavuse ja elektriliste parameetrite säilivuse suhtes. Näiteks peavad pöördkondensaatorid, potentsiomeetrid, igat liiki lülitid ja skaalamehhanismid pärast 10 000 töötsükli sooritamist olema veel täiesti töökõlblikud ja ainult mõnedes elektrilistes iseloomustussuurustes on lubatud vähemad tehnilistes tingimustes lähemalt määratud kõrvalenihkumised nende algväärtustest.

Lainelülitid on vajalikud igas mitme laineastmikuga vastuvõtjas, kus nende abil rakendatakse töösse vajalikud poolide komplektid. Parimad lainelülitid on ketaslülitid, sest nendes ei esine kontaktide oksüdeerimise nähteid, mis teistes lainelülitites on tavaline. Ketaslülitites ärastatakse tekkiv oksüüdi kiht kontaktide alalise vastastikuse hõõrdumise tõttu. Kuna lainelüliteid läbivad voolutugevused on

tavaliselt väga väikesed, siis lüliti kontaktide oksüdeerimine põhjustab raadiovastuvõtjas tunduvaid häirepingeid (raginaid, kahinaid jne.). Raadiovastuvõtja kõikide võnkeringide lainelülitid monteeritakse ühele võllile ning nende ümberlülitamine toimub ühe nupuga või hoovaga. Lainelüliti juurde kuulub veel eriline näiteseadis, mille järgi raadiovastuvõtja esiküljel (tavaliselt skaalal) nähtub, millisele laineastmikule raadiovastuvõtja on lülitatud tööle.

Võnkeringide häälestusseadis koosneb tavaliselt pöördkondensaatorite mahtuvuse muutuse mehhanismist ja skaalast. Enamalt jaolt asuvad raadiovastuvõtja võnkeringide häälestuskondensaatorite rootorid ühisel võllil ning nende mahtuvuse muutuse kõverad on ühesugused. Niisuguste mitmekordsete pöördkondensaatorite rakendamisega saavutatakse tsentraliseeritud häälestus. Mitmekordse pöördkondensaatori rootorite pööramise mehhanisme ja skaalasid on väga mitmesuguse konstruktsiooniga. Tavalisem ja enam kasutatavam on tabelskaala, millel osuti nihutamine ja ühtlasi sellega ka võnkeringide häälestamiseks vajalik pöördkondensaatori rootorite pööramine toimub peenikese terastross- või nöörajamiga.



Joonis 37 — 1. Automaatse häälestusseadise töökäiku selgitav skeem.

Mõnedes raadiovastuvõtjates rakendatakse peale tavalise häälestusseadise veel automaatseid (surunuppudega) häälestusseadiseid. Automaatse häälestusseadisega raadiovastuvõtja häälestamine soovitud sagedusele teostub vastavale nupule ühekordse rõhumisega. Mehaanilise automaatse häälestusseadise töökäigu selgitamiseks kasutatakse joonist 37 — 1.

Sellelt jooniselt nähtuv häälestussaan on kinnitatud pöördkondensaatori võllile nii, et surunupu allavajutamisel tekkivas häälestussaani asendis pöördkondensaatori rootorid oleksid pööratud vajaliku nurga võrra. Niisuguseid häälestussaane on pöördkondensaatori võllil iga surunupu jaoks üks. Surunuppudega häälestamiseks pöördkondensaator vabastatakse mehaanilisest ajamist. Automaatselt häälestatavaid raadiosaatjaid võib iga raadiokuulaja ise valida. Selleks on vaja häälestussaan kondensaatori võllist vabastada, millele järgnevalt vastuvõtja häälestatakse mehaanilise ajamiga soovitud lainepikkusele. Vabastatud häälestussaani surunupu allavajutamisega nihutatakse häälestussaan õigesse asendisse ning kinnitatakse selles asendis uuesti kondensaatori võllile. Sellega ongi võimalik järgmine kord surunupule vajutades vastuvõtjat automaatselt häälestada eelnevalt määratud lainepikkusele.

Peale eelkirjeldatud automaatse häälestusseadise on kasutusel veel mitmesuguseid konstruktsioone, kuid nende töötamise põhimõte üldiselt sarnaneb ülalkirjeldatuga.

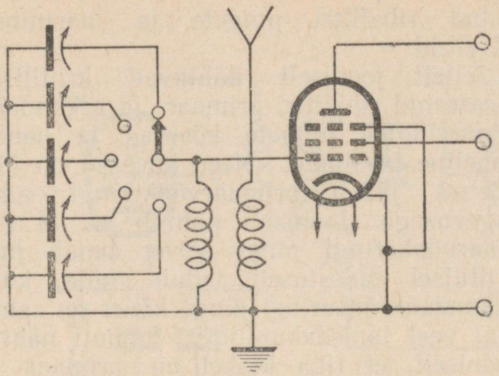
Kirjandus: 23 ja 39.

37 — 2. Elektrilised ja elektromehaanilised automaatsed häälestusseadised.

Raadiovastuvõtja elektriline automaatne häälestamine võib toimuda kahel viisil: 1) surunupu rõhumisega lülitatakse võnkeringidesse muudetava mahtuvusega kondensaatorid, millede mahtuvus on eelnevalt reguleeritud nii suureks, et võnkering sellega häälestatakse soovitud sagedusele (joonis 37 — 2), ja 2) surunupu rõhumisega lülitatakse sisse eraldi häälestatud võnkeringid.

Teisena nimetatud seadis annab paremaid tulemusi, kuid selle konstruktsioon on kallim ja ka mõõdetelt suurem. Seetõttu rakendatakse esimesena nimetatud seadist praktikas sagedamini.

Elektromehaanilisel automaatsel häälestamisel lülitatakse surunupu rõhumisega töösse väike elektrimootor, mis mehaanilise ajami abil pöördkondensaatori rootorid pöörab soovitavasse asendisse. Elektromehaanilise automaatse häälestusseadise



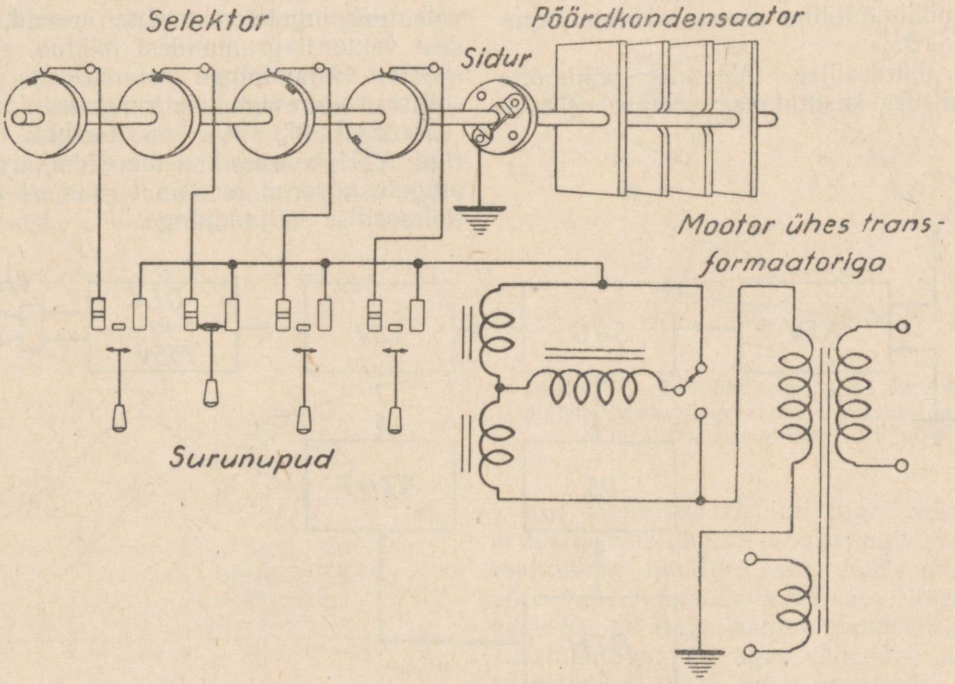
Joonis 37 — 2. Elektrilise automaatse häälestusseadise põhimõtteline skeem.

töötamise põhimõtte selgitamiseks kasutatakse joonisel 37 — 3 toodud skeemi.

Sellelt jooniselt nähtub, et pöördkondensaatori võlliga ühendatud selektori võllil asuvad metallist kettad, milledel igaühel on üks sisselõige. Need sisselõiked on täidetud isoleermaterjaliga. Mootor omab kolm mähist selleks, et seda automaatselt käivitada suunaga paremale või vasakule. Mootori käivitamine toimub surunupu abil, kusjuures mootori vooluringis on ka üks selektori võllil asuv ketas. Mootori seiskamine toimub automaatselt siis, kui selektori võllil asuva ketta isoleeritud sisselõike koht jõuab kontaktvedru kohta ja katkestab mootori vooluringi. Seega ongi raadiovastuvõtja häälestatud soovitud sagedusele. Selektori kettaid on võllil võimalik pöörata selleks, et automaatselt häälestatavaid raadiosaatjaid raadiokuulaja saaks ise valida.

Kirjeldatud häälestusseadisega on võimalik automaatselt häälestada nii mitmele saatjale kui palju on selektori võllil kettaid. Mootor on kondensaatoriga ühendatud tegelikult automaatselt lülituva siduriga, mida jooniselt 37 — 3 ei nähtu. Mootori väljalülitamisel lahutab automaatsidur mootori pöördkondensaatorist selleks, et vastuvõtjat oleks võimalik häälestada tavalise mehaanilise häälestusseadisega. Elektromagnetiliste automaatsete häälestusseadiste tegelikud konstruktsioonid erinevad üksteisest tunduvalt, kuid nende töötamise põhimõte sarnaneb ülalkirjeldatule.

Kirjandus: 23 ja 49.



Joonis 37 — 3. Elektromehaanilise automaatse häälestusseadise töötamise põhimõtet selgitav skeem.

37 — 3. Automaatsed täpsushäälestusseadised.

Automaatsed täpsushäälestusseadised on tingimata vajalikud automaatselt häälestatavates raadiovastuvõtjates, sest automaatne häälestusseadis ei häälesta vastuvõtjat vajaliku täpsusega. Kuid ka mehaanilise häälestusseadisega vastuvõtjas tekib ostsillaatorsageduse muutusi, mille tõttu täpsushäälestusseadis tegelikult osutub vajalikuks igas superheterodüün-vastuvõtjas. Otsevastuvõtjas täpsushäälestusseadist rakendada ei ole võimalik.

Automaatse täpsushäälestusseadisega superheterodüünvastuvõtja lahterskeem nähtub jooniselt 37 — 4.

See lahterskeem erineb tavalisest superheterodüünvastuvõtja lahterskeemist kahe lisalahtri tõttu. Need lisalahtrid on vahesagedusvõimendajast toidetav täpsushäälestusseadise tüürseadis (ATHT) ja ostsillaatori sagedust reguleeriv täpsushäälestusseadis (ATH). Alljärgnevalt kirjeldatakse enne täpsushäälestusseadise tüürseadise ja siis ostsillaatori sagedust reguleerivate täpsushäälestusseadmete töötamise põhimõtteid.

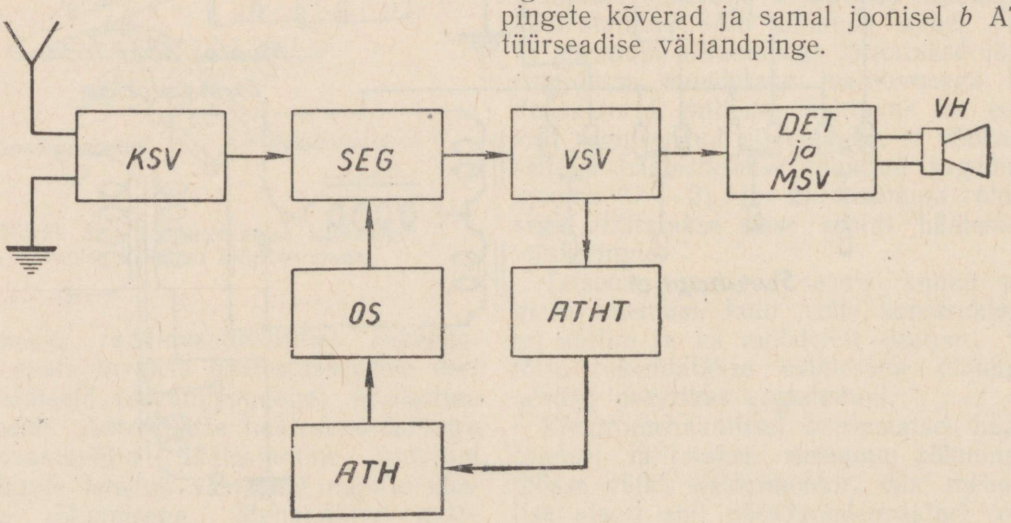
R i b a f i l t r i g a ATH t ü ü r s e a d i s e põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 37 — 5.

ATH tüürseadise töötamise põhimõtte selgitamiseks kasutatakse joonisel 37 — 6 antud ribafiltri pingete ja faasinihete kõveraid.

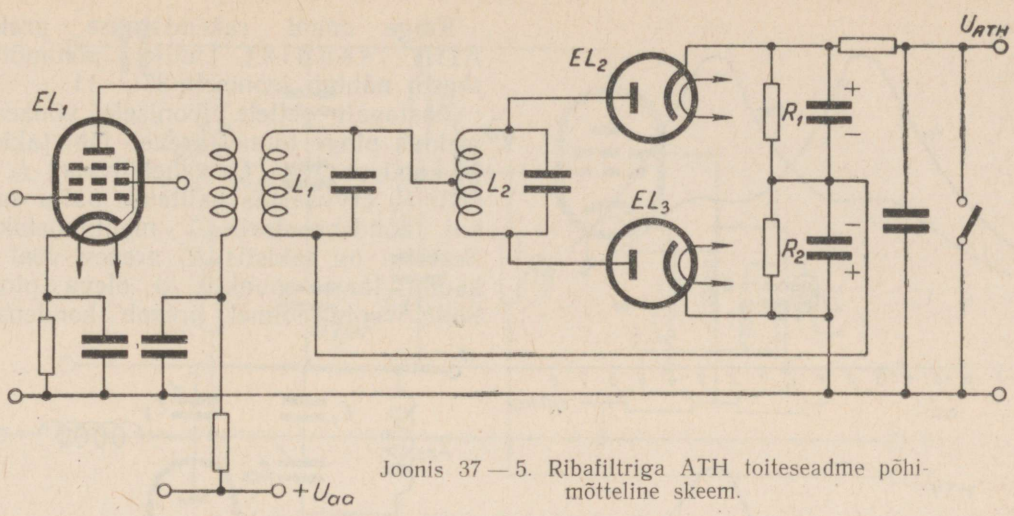
Sellelt jooniselt nähtuvad kriitiliselt sidestatud ribafiltri primaar- ja sekundaarvõnkeringide pingete kõverad ja nendevaheline faasinihe. Need kõverad on üles võetud jääva primaarvõnkeringi voolu tugevusega. Jooniselt nähtub ka, et primaarvõnkeringi pinge kõver omab juba kriitilisel sidestusel sadula kuju, kuna sekundaarvõnkeringi pinge kõver on samal ajal veel lamedakujuline. Samuti nähtub jooniselt, et riba keskel on primaar- ja sekundaarvõnkeringide pingete faasinihe 90° ning muutub sagedusribas väga palju. Seda suurt faasinihke muutust ribafiltri primaar- ja sekundaarvõnkeringide pingete vahel kasutatakse täpsushäälestusseadise tüürpinge tekitamiseks. Joonisel 37 — 5 antud skeemis on ribafiltri primaar- ja sekundaarvõnkeringi pinged ühendatud teineteisega järjestikku nii, et ühel dioodil on primaarvõnkeringi ja sekundaarvõnkeringi ühe poole pingete geomeetriline summa ja teisel dioodil on primaarvõnkeringi ja sekundaarvõnkeringi teise poole pingete geomeetriline vahe.

Joonisel 37 — 7 nähtuvad joonisel 37 — 6 märgitud punktides *a*, *b*, *c* tekkivate tüürpingete vektordiagrammid. Nendest vektordiagrammidest nähtub, et tüürseadise väljandpinge polariteet ja kõrgus sõltuvad vahesageduse muutusest.

Joonisel 37 — 8, *a* on toodud ribafiltriga ATH tüürseadise dioodidel arenevate pingete kõverad ja samal joonisel *b* ATH tüürseadise väljandpinge.



Joonis 37 — 4. Automaatse täpsushäälestusseadisega superheterodüünvastuvõtja lahterskeem.



Joonis 37 — 5. Ribafiltriga ATH toiteseadme põhimõtteline skeem.

ATH tüürseadise väljandpingega tüüritakse ostsillaatori võnkeringi omasagedust reguleerivat ATH seadist.

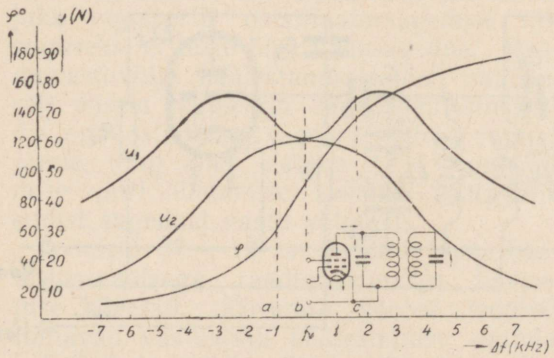
Kirjeldatud ATH tüürseadis on praktikas kõige enam rakendatav. Ostsillaatorsageduse reguleerimiseks kasutatakse mitmesuguseid ATH seadiseid. Alljärgnevalt kirjeldatakse kolme enam levinenud ATH seadise töötamise põhimõtet.

Ostsillaatorsageduse ATH_1 seadise põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 37 — 9.

Selles skeemis on ostsillaatori võnkeringi mahtuvusele ühendatud rööbiti ATH_1 seadise elektronlambi sisendmahtuvus C_d.

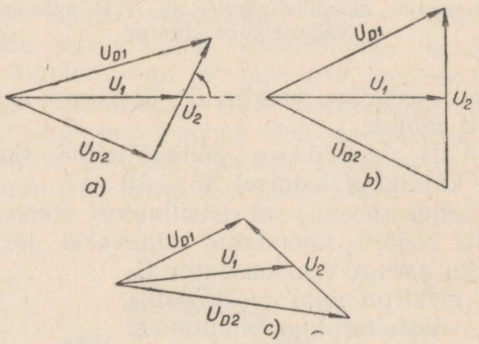
Elektronlambi sisendmahtuvuse C_d arväärtus on sõltuv selle võimenduse tegurist μ, sest

$$C_d \approx C_{gk} + C_{ga}(1 + \mu)$$



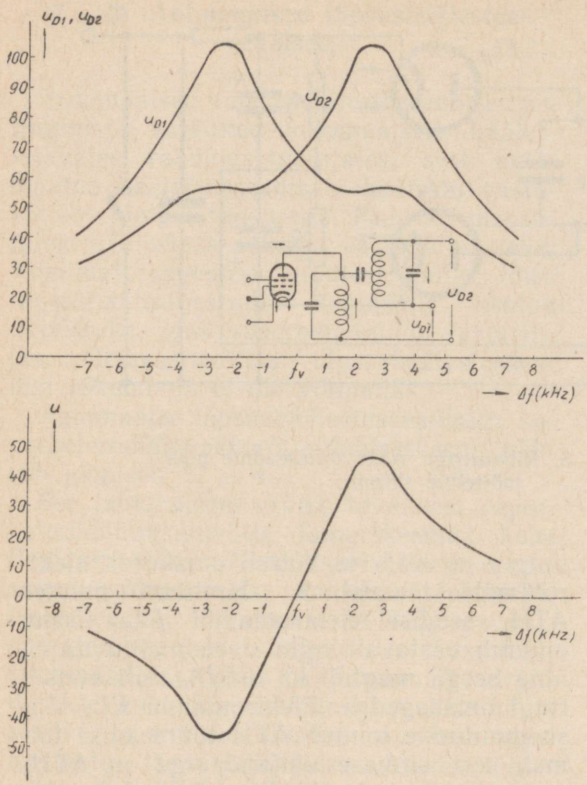
Joonis 37 — 6. Kriitiliselt sidestatud ribafiltri pingete ja faasinihete kõverate näide.

ning μ arvväärtus sõltub omakorda elektronlambi tõusust S. Järelikult muutes ATH_1 seadise elektronlambi EL_2 tõusu, muutub vastavalt selle sisendmahtuvus C_d ning seega muutub ka ostsillaatori võnkeringi omasagedus. Elektronlambi EL_2 tõusu muutmine toimub ATH tüürseadise toimel, sest viimase väljandpinge on ATH_1 seadise elektronlambi EL_2 võre-eelpingeks.



Joonis 37 — 7. Ribafiltriga ATH toiteseadme pingete vektordiagrammid vastavalt joonisel 37 — 6 antud punktides a, b ja c.

Kui mahtuvus C_{ga} on liiga väike ning ei tekita ostsillaatori võnkeringis vajalikku mahtuvuse muutust, siis võib anoodi ja võre vahele ühendada väikese lisamahtuvuse C_3, nii nagu nähtub jooniselt 37 — 9. Lisamahtuvus C_3 aga vähendab ka EL_2 võimendust, mida tuleb arvestada. ATH_1 seadise puuduseks on asjaolu, et R_a-le rööbiti asuv elektronlambi anoodi ja ka-



Joonis 37 — 8. Ribafiltriga täpsushäälestusseadise toiteseadme dioodide pingete ja ATH toiteseadme väljandpinge kõverad.

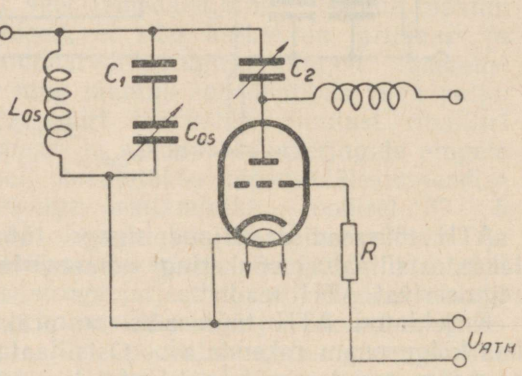
toodi vaheline mahtuvus lühilaineil segavalt mõjub.

ATH_2 seadise põhimõtteline skeem on kujutatud joonisel 37 — 10.

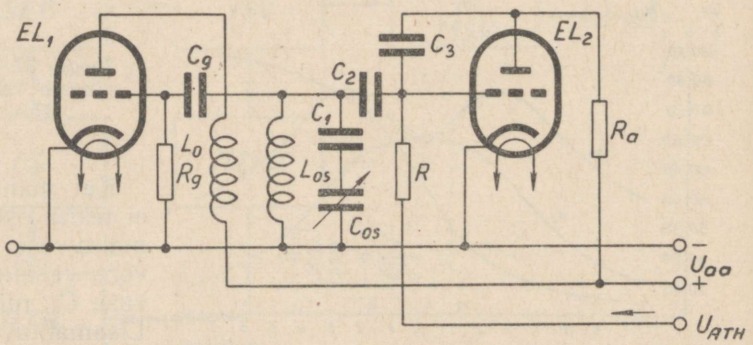
Selles skeemis on ostsillaatori võnkeringile rööbiti ühendatud omavahel järjestikku asuvad kondensaator C_2 ja elektronlambi sisetakistus R_i. Võre-eelpinge muutmisel muutub elektronlambi sisetakistus ja vähendab ehk suurendab sellega C_2 mõju võnkeringile. Praktikas valitakse kondensaatori C_2 mahtuvus niisugune, et siis, kui ATH tüürseadise väljandpinge on null, oleks $X_{C2} \approx R_i$, sest selle tingimuse täitmine võimaldab ostsillaatori võnkeringi mahtuvust maksimaalselt muuta.

Kõige enam rakendatakse praktikas ATH_3 seadist, mille põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 37 — 11.

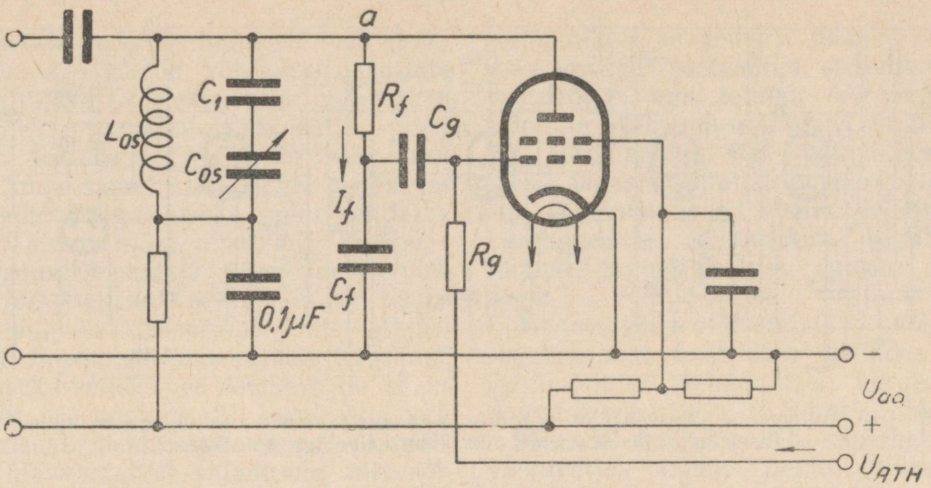
Vastavalt sellele joonisele võnkeringis tekkiva pinge toimel areneb läbi takisti R_f ja kondensaatori C_f vahelduvvool I_f. Takisti R_f arvväärtus valitakse palju suurem kui kondensaatori C_f mahtuvustakistus. Seetõttu on takistis R_f arenev vool ligikaudu faasis punktis a oleva pingega. Selle voolu toimel areneb kondensaatoril C_f pinge, mis jääb voolust I_f 90° maha, järelikult U_C on 90° taga ka punktis a olevast pingest U_{os}. Kuna pinge U_C tüürib ATH_3 seadise elektronlambi võret, siis selle anoodvool on samuti 90° taga ostsillaatori pingest U_{os}. Seega niisugune ATH_3 seadis tekitab ostsillaatori võnkeringis lisainduktiivsuse. Tekkiva lisainduktiivsuse arvväärtuse leidmiseks tuleb eelnimetatud pingete ja voolude vahekorrad määrata analüütiliselt.



Joonis 37 — 10. ATH_2 seadise põhimõtteline skeem.



Joonis 37 — 9. Ostsillaatorsageduse ATH_1 seadise põhimõtteline skeem.



Joonis 37 — 11. ATH_3 põhimõtteline seadise skeem.

Pärast vajalikku arvutust leitakse, et lisainduktiivsuse ΔL suurus on määratav valemiga:

$$\Delta L = \frac{C_f R_f}{S} \text{ H.} \qquad (37 - 1)$$

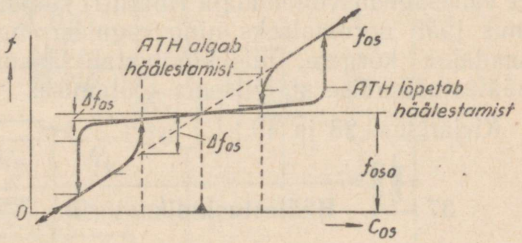
Ühtlasi nähtub valemist 37 — 1, et lisainduktiivsuse suurust on võimalik muuta elektronlambi tõusu S muutmisega.

Automaatse täpsushäälestusseadisega raadiovastuvõtja häälestamisel soovitud sagedusele on olukord tunduvalt erinev tavalisest vastuvõtja häälestusest. Nimelt automaatse täpsushäälestusseadisega raadiovastuvõtja häälestamisel hakkab selle täpsushäälestusseadis enneaegselt ostsillaatorsagedust muutma selliselt, et tekiks õige vahesagedus. Järelikult sisendvõnkering ei ole täpselt häälestatud vastuvõetavale sagedusele, kui täpsushäälestusseadis juba reguleerib ostsillaatorsageduse niisuguseks, et tekib õige vahesagedus. Raadiovastuvõtja häälestamisel ühelt sageduselt teisele reguleerib täpsushäälestusseadis aga ostsillaatorsagedust teises suunas järele, ning alles teatava ATH reguleerimise piiri ületamisel lakkab vastuvõtja endist sagedust vastu võtmast.

Joonisel 37 — 12 on toodud täpsushäälestusseadisega raadiovastuvõtja häälestuse kõverad. Kõverate nooled joonisel näitavad vastuvõtja häälestamise suunda.

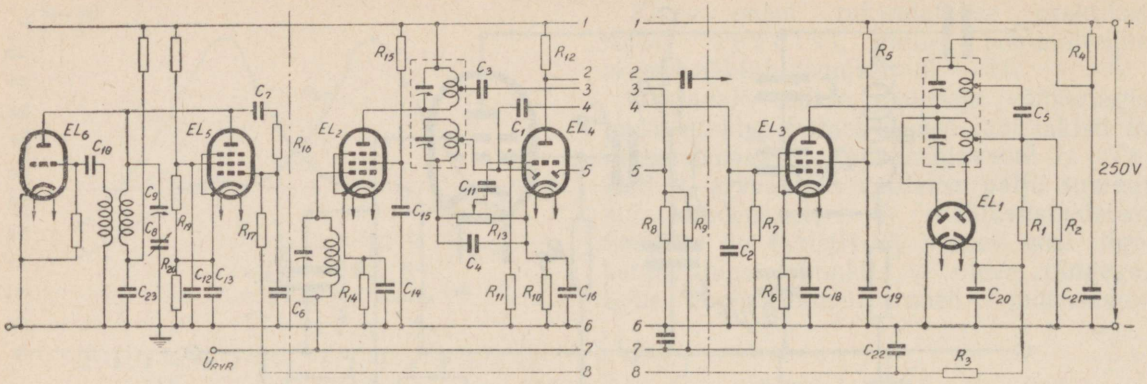
Sellelt jooniselt nähtub piirkond, milles täpsushäälestusseadis on suuteline muutma ostsillaatorsagedust selliseks, et tekib ligikaudu õige vahesagedus. Ühtlasi järeldub sellest, et kui vastuvõetava saatja kandevsageduse lähedal asub mõne teise saatja kandevsagedus, siis automaatne täpsushäälestusseadis reguleerib ostsillaatorsageduse vastavalt suurema elektrivälja tugevusega saatja sagedusele.

Kirjeldatud reguleerimise piirkonna vähendamiseks peaks reguleerimise tunnusjoon olema võimalikult suure tõusuga. Seda saavutatakse võnkeringide headuse suurendamisega ja sidestuse suurendamisega. Ribafiltriga ATH toiteseadme reguleerpinge tunnusjoone tõus saadakse maksimaalne siis, kui ribafiltri sidestus on ligikaudu 0,86 kriitilisest sidestusest.



Joonis 37 — 12. Automaatse täpsushäälestusseadisega raadiovastuvõtja häälestuse kõverad.

ATH tüürseadises on võimalik kahe dioodi asemel rakendada kahe katoodiga kaksikdioodi. Niisuguse kaksikdioodiga ATH tüürseadise teoreetiline skeem nähtub jooniselt 37 — 13.



Joonis 37 — 13. Automaatse täpsushäälestusseadisega raadiovastuvõtja osaline skeem, milles on kasutusel kahe dioodi asemel üks kahe katoodiga kaksikdiood.

Joonisel 37 — 13 antud skeem on tegelikult praktikas rakendatud, ning alljärgnevalt antakse selles skeemis kasutatud lülituselementide elektrilised iseloomustussuurused: $R_1 = R_2 = R_3 = 1$ MΩ, $R_4 = 10$ kΩ, $R_5 = 90$ kΩ, $R_6 = 325$ Ω, $R_7 = R_8 = R_9 = 1$ MΩ, $R_{10} = 2500$ Ω, $R_{11} = 2$ MΩ, $R_{12} = 0{,}1$ MΩ, $R_{13} = 0{,}5$ MΩ, $R_{14} = 325$ Ω, $R_{15} = 90$ kΩ, $R_{16} = 0{,}8$ MΩ, $R_{17} = 1$ MΩ, $R_{18} = 25$ kΩ, $R_{19} = 16$ kΩ, $R_{20} = 400$ Ω, $R_{21} = 25$ kΩ (sõltub ostsillaatorlambi tüübist), $C_1 = 12{,}5$ pF, $C_2 = 50$ pF, $C_3 = 100$ pF, $C_4 = 100$ pF, $C_5 = 100$ pF, $C_6 = 30$ pF, $C_7 = 10\,000$ pF, $C_8 = 500$ pF, $C_9 =$ järjestikkondensaator, $C_{10} = 50$ pF, $C_{11} = 10\,000$ pF ja C_{12} kuni $C_{23} = 0{,}1$ μF.

Antud skeemi erinevuseks on, et ATH tüürseadise toitmiseks kasutatakse lisa võimenduslampi. Selle paremuseks on asjaolu, et vahesagedusvõimendaja ribafiltri sumbumus jääb normaalseks ning reguleerpinge saadakse kõrgem, mis kindlustab täpsushäälestusseadise stabiilsema töötamise.

Kirjandus: 23 ja 49.

37 — 4. Häälestusindikaatorid.

Häälestusindikaatoreid kasutatakse kõigis I ja II klassi ringhäälingu vastuvõtjates, millelt nõutakse suuremat käsitsemismugavust, sest indikaator lihtsustab vastuvõtja täpset häälestamist vastuvõetavale sagedusele. Enam rakendatavamaks häälestusindikaatoriks on elektronindikaator, mis töötab elektronkiiretoru põhimõttel. Elektronindikaator kujutab endast liitlampi, milles peale elektronindikaatori on veel triood-osa ja mida rakendatakse võimendajana. Seetõttu on elektronindikaatorit võimalik tüürida diooddetektori koormustakistil areneva pulseeriva pingega, kui seda lasta läbi *RC* filtri.

Elektronindikaatori põhimõtteline skeem superheterodüün-raadiovastuvõtjas on toodud joonisel 37 — 14.

Selles skeemis pingejagaja R_3R_4 on vajalik takistil R_1 areneva negatiivse pinge vähendamiseks. R_3 ja R_4 takistused peavad olema võimalikult suured, selleks et dioodi koormuse aktiivtakistus tunduvalt ei erineks selle impedantsist moduleerivale vahelduvvoolule. R_3 ja R_4 takistuste suhe valitakse katseliselt nii, et raadiovastuvõtja maksimaalse sisendpinge puhul (kohalik saatja) elektronindikaatori ekraanil varju nurk oleks null, s. t. ekraan peab helenduma terve pinnaga. Kondensaator C_5 moodustab elektronindikaatori võrevooluringis vajaliku *RC* filtri mahtuvuse, sest diooddetektori koormustakistilt saadav pinge on moduleerimise taktis muutuv pulseerivpinge. Häälestusindikaatorilt nõutakse aga signaalpinge keskmise väärtuse näitamist ilma moduleerimispinge hetkväärtuseta. C_5 mahtuvus valitakse sõltuvalt R_4 takistusest 0,01 kuni 0,1 mikrofaradit.

Kirjandus: 23.

37 — 5. Mehaanilised võimenduse reguleerseadised.

Raadiovastuvõtja võimenduse reguleerimise vajadus tekib järgmistel põhjustel:

1) Vastuvõtja antennis indutseeruvad elektromotoorsed jõud on võrdelised saatjate poolt tekitatavatele elektrivälja tugevustele. Nii näiteks kohaliku suursaatja poolt antennis tekitatav EMJ võib olla kuni 2 volti, kuna samal ajal kaugel asuva või väikse võimsusega saatja poolt tekitatav EMJ on ainult mõni mikrovolt. Kõrg- ja vahesagedusvõimendaja võimendust tuleb reguleerida selleks, et nendes ei tekiks elektronlampide ülekoormust, mis põhjustaks mittelineaarsete moonutuste tekkimist, ning teiseks selleks, et detektoraste saaks normaalse sisendpinge. 2) Vastuvõtja väljandvõimsust peab aga olema võimalik reguleerida vastavalt vajadusele, mis sõltub selle kasutuskohast ja otstarbest. Selleks tuleb raadiovastuvõtjate võimendust reguleerida tavaliselt kõikides astmetes.

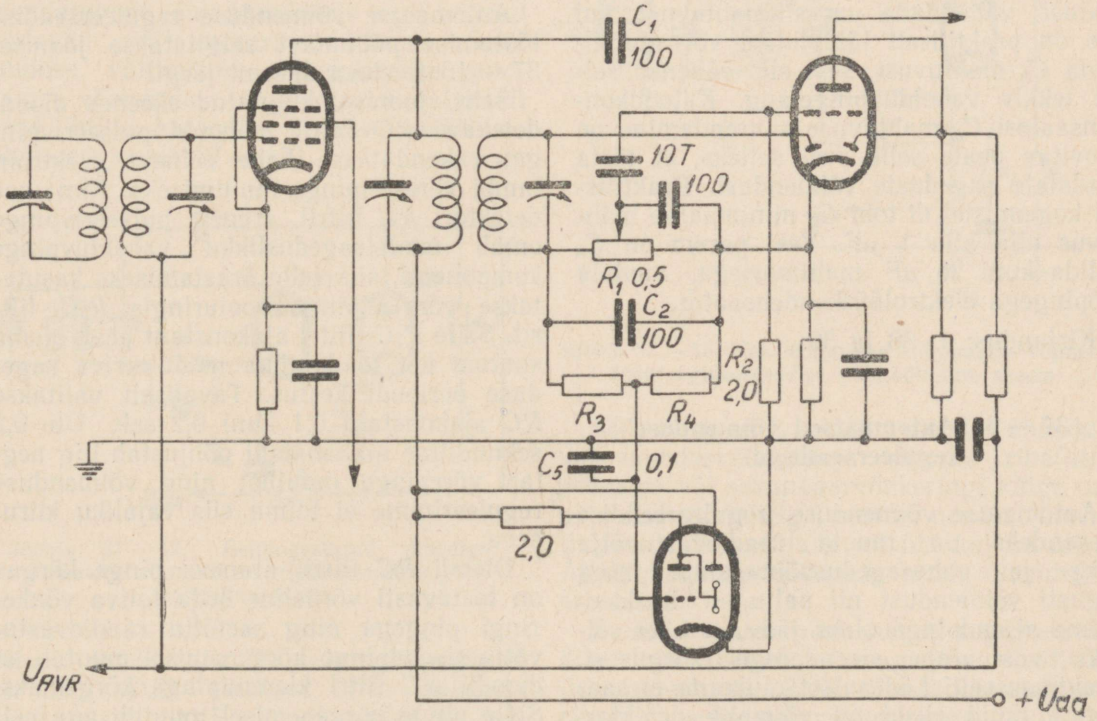
Kõrgsagedusvõimendaja võimendust reguleeritakse varivõrepinge või võre-eelpinge muutmisega. Ühe nimetatud pinge muutmisel muutub kõrgsagedusvõimendajas rakendatava muudetava tõusuga pentoodi tõus ning vastavalt sellele ka võimendus. Otsevastuvõtjas toimub kõrgsagedusvõimendaja võimenduse reguleerimine mehaaniliste seadistega, näiteks potentsiomeetriga või reostaadiga, superheterodüünvastuvõtjas aga toimub kõrgsagedusvõimendaja võimenduse reguleerimine tavaliselt automaatselt. Kui vastuvõtjas kasutatakse tagasisidestatud detektorastet, nagu see esineb tavaliselt otsevastuvõtjates, siis kõrgsageduse võimenduse reguleerimine toimub tagasisidestuse suuruse muutmisega.

Madalsagedusvõimendaja võimenduse reguleerimist toimitakse kõikides raadiovastuvõtjates mehaaniliselt kõrgeoomiliste potentsiomeetritega (0,5 kuni 1 MΩ).

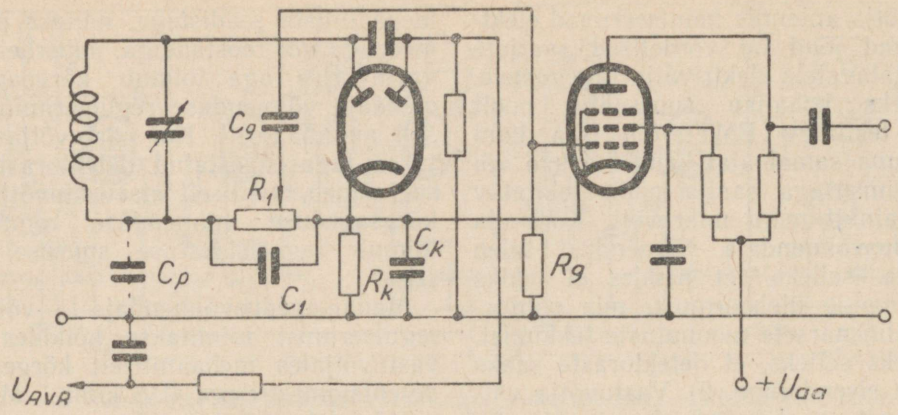
Mõnedel juhtudel võib superheterodüünvastuvõtjas tähele panna olukorda, et dioodidetektori koormustakistusena kasutatava potentsiomeetriga ei ole võimalik võimendust reguleerida nullini.

Korras potentsiomeetri puhul põhjustab vahelduvpinge ülekannet viimse vahesageduse ribafiltri ja šassii vaheline parasiitmahtuvus, mille suurus võib olla kuni 50 pF ning varjestatud ühendusjuhtmete puhul isegi rohkem.

Joonisel 37 — 15 on see parasiitmahtuvus C_p märgitud punktiiriga.



Joonis 37 — 14. Elektronindikaatori põhimõtteline skeem superheterodüünraadiovastuvõtjas.



Joonis 37 — 15. Diooddetektori põhimõtteline skeem, milles punktiiriga märgitud parasiitmahtuvus C_p.

Sellest skeemist nähtub, et potentsiomeetril R_1 tekkiv madalsageduslik pinge läbib mahtuvused C_p ja C_k, tekitades nendel pingelangud. Kondensaatoril C_k arenev pingelang mõjutab takisti R_g kaudu madalsagedusvõimendaja elektronlambi võret, mistõttu potentsiomeeter ei ole suuteline võimendust reguleerima nullini.

Selle nähte vähendamiseks on kaks võimalust: vähendada parasiitmahtuvust, kui see on praktiliselt läbiviidav, või suurendada C_k mahtuvust, sest siis väheneb sellel tekkiv vahelduvpingelang. Katoodkondensaatori C_k mahtuvuse suurendamine on soovitav peale selle veel selleks, et tõsta madalate sageduste võimendust. Praktilistel kogemustel ei tohi C_k minimaalne mahtuvus olla alla 1 μF. Veel parem on C_k valida kuni 25 μF mahtuvusega, madala tööpingega elektrolüütkondensaator.

Kirjandus: 1, 38 ja 39.

37 — 6. Automaatsed võimenduse reguleerseadised.

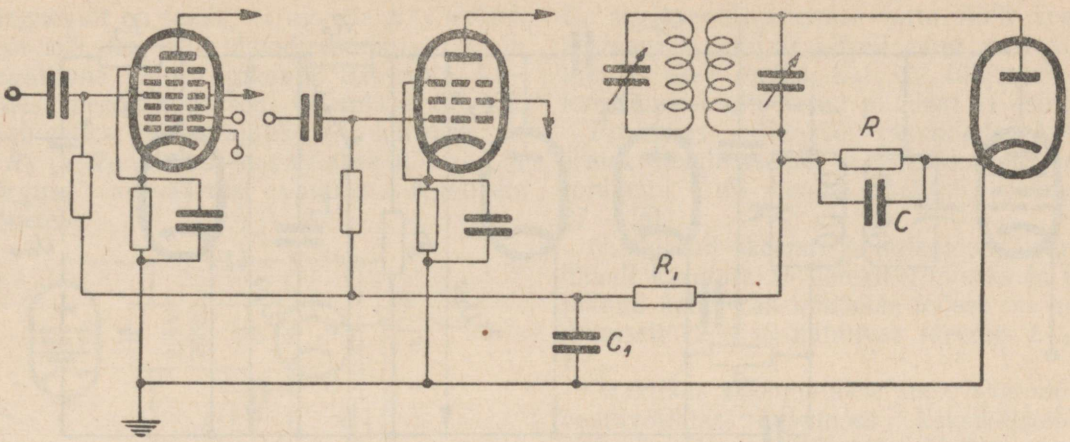
Automaatse võimenduse reguleerseadise ülesandeks on muuta raadiovastuvõtja kõrg- ja vahesagedusvõimendaja ning segusti võimendust nii palju, et detektorastme sisendpinge oleks jääv, s. t. ei sõltuks vastuvõtja sisendpinge kõrgusest. Praktikas sellist ideaalset olukorda ei saavutata, kuid siiski on võimalik detektorastmest eespool asuvate elektronlampide tõusu automaatselt muuta nii, et alates teatavast minimaalsest raadiovastuvõtja sisendpingest detektorastme sisendpinge vähe muutub.

Automaatsel võimenduse reguleerimisel muudetakse elektronlampide võre-eelpinget, kusjuures vajalik muutuva kõrgusega alalispinge saadakse dioodalaldajast. Niisugust dioodalaldajat nimetatakse lühendatult AVR.

Automaatse võimenduse reguleerseadise töötamise põhimõtet selgitatakse joonisel 37 — 16 toodava skeemi järgi.

Sellel joonisel kujutatud skeemis diooddetektori RC filtril arenevat pulseerivpinget rakendatakse kahe eelneva elektronlambi võre-eelpinge muutmiseks. Kuna see detektori RC filtril arenev pulseerivpinge omab madalsageduslikku vahelduvpinge komponenti, siis selle ärastamiseks kasutatakse võre-eelpinge vooluringis R_1C_1 filtrit. Selle R_1C_1 filtri ajakonstant peab olema suurem kui madalaima moduleeriva sageduse perioodi kestus. Tavaliselt valitakse RC ajakonstant 0,1 kuni 0,2 sek. Üle 0,2 sekundiline ajakonstant põhjustab liig aeglast võrepinge muutust ning võimenduse reguleerimine ei toimu siis vajaliku kiirusega.

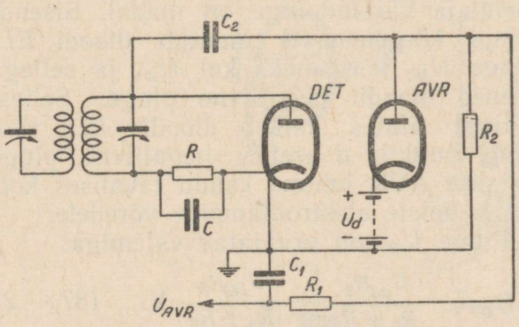
Dioodi RC filtril areneva pinge kõrgus on teatavasti võrdeline seda toitva võnkeringi pingega ning seetõttu raadiovastuvõtja sisendpinge kõrgenemisel muutub ka dioodil RC filtri klemmipinge kõrgemaks. Selle pinge kõrgenemisel muutub aga eelnevate elektronlampide võre-eelpinge negatiivsemaks, vähendades nende tõusu ja



Joonis 37 — 16. Automaatse võimenduse reguleerseadise töötamise põhimõtet selgitav skeem.

seega ühtlasi väheneb ka nende võimendus.

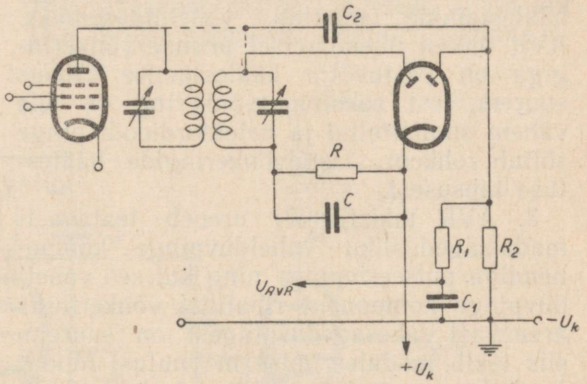
Antud lülitusskeemi puuduseks on asjaolu, et dioodi koormustakistusel areneb pinge juba väikese sisendpingega ja seetõttu muudetakse eelnevate elektronlampide võimendus nii väikseks, et dioodi sisendpinge ei saagi tõusta detekteerimiseks vajalikule normaalsele kõrgusele. Madala sisendpingega diooddetektoris aga tekivad tunduvad mittelineaarmoonutused. Selle puuduse vältimiseks rakendatakse automaatse võimenduse reguleerseadises eraldi diood, mille katoodile antakse positiivne eelpinge (joonis 37 — 17).



Joonis 37 — 17. Eelpingestatud dioodiga automaatse võimenduse reguleerseadise põhimõtteline skeem.

Kuna detektordioodile eelpinget anda ei või, siis AVR seadises tuleb kasutada eraldi dioodi. AVR dioodi positiivse eelpinge kõrgus valitakse kaks kuni kolm volti selleks, et siis detektordiood toimib sobivaimas töörežiimis. Niisugust AVR seadist nimetatakse viivitusega AVR seadiseks.

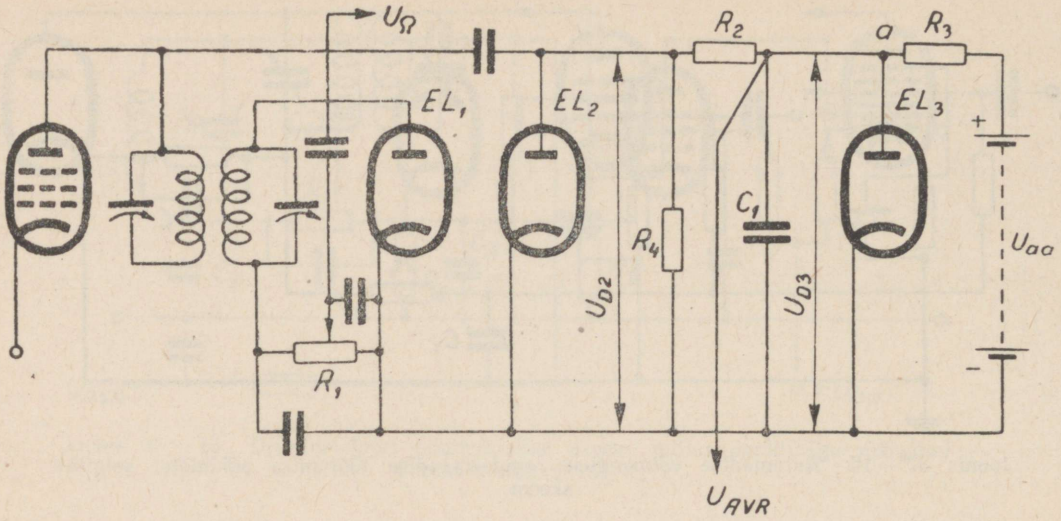
Praktikas rakendatakse enamuses kahe eraldi dioodi asemel ühte kaksikdioodi, nii nagu nähtub jooniselt 37 — 18.



Joonis 37 — 18. Kaksikdioodiga automaatse võimenduse reguleerseadise põhimõtteline skeem.

Selles skeemis AVR dioodi ühendus vahesagedusvõimendaja viimase ribafiltri primaar- või sekundaarvõnkeringi külge on näidatud punktiiriga, sest et nendest ühendustest võib kasutada nii üht kui ka teist. Alljärgnevalt selgitatakse nende ühenduste erinevusi.

1. Automaatse võimenduse reguleerseadise diood tekitab vahesageduse ribafiltris lisasumbumuse. AVR dioodi ühendamisel ribafiltri sekundaarvõnkeringiga on ribafiltri selektiivsus suurem kui dioodi ühendamisel primaarvõnkeringiga.



Joonis 37 — 19. Kolme dioodiga automaatse võimenduse reguleerseadise põhimõtteline skeem.

2. AVR diood vähendab vastuvõtja häälestamise täpsust, sest vähesel kõrvalehäälestamisel suurendab AVR eelnevate elektronlampide võimendust ning seega häälestamine muutub vähemtäpsemaks. AVR dioodi ühendamisel primaarvõnkeringiga on vastuvõtja häälestamise täpsus suurem, sest sekundaarvõnkering on siis vähem sumbutatud ja detektordioodi pinge sõltub rohkem sisendvõnkeringide häälestuse täpsusest.

3. AVR takistil R_2 areneb teatavasti madalsagedusliku vahelduvpinge komponendiga pulseerivpinge ning kui see vahelduvpinge komponent ribafiltri võnkeringis arenevast vahesageduspingest on suurem, siis tekib moduleerimise moonutus. Moduleerimise moonutust põhjustab takistil R_2 areneva pulseerivpinge toimel, läbi kondensaatori C_2, sekundaarvõnkeringi ja RC filtri, arenev vool.

Ühendades AVR dioodi ribafiltri primaarvõnkeringiga, vähenevad takistil R_2 areneva pulseerivpinge toimel tekkivad moduleerimise moonutused tunduvalt, sest primaarvõnkeringi läbiv madalsageduslik vool ei indutseeri praktiliselt sekundaarvõnkeringis kuigi suurt elektromotoorset jõudu. Seetõttu suurema reguleerimise ulatusega AVR rakendamisel tuleb selle diood ühendada ribafiltri primaarvõnkeringiga.

Eelkirjeldatud moduleerimise moonutustest on võimalik hoiduda, kui automaatses võimenduse reguleerseadises kasutada kolme dioodi, nii nagu nähtub jooniselt 37 — 19.

Selles skeemis diood EL_1 on detekteerimiseks, diood EL_2 on AVR diood, mida toidetakse ribafiltri primaarvõnkeringist ning diood EL_3 töötab dioodi EL_2 eelpingestajana. Dioodile EL_3 antakse läbi takisti R_3 positiivne pinge, mille tõttu selles areneb vool. Kuna dioodi EL_3 sisetakistus võrreldes R_3 takistusega on väga väike, siis praktiliselt on punkti a ja maa vahel tähtsusetult väike pinge. Nimetatud olukord tekib aga ainult siis, kui vahesagedusvõimendaja väljandpinge on madal. Sisendpinge kõrgenemisel muutub dioodi EL_2 pinge U_{D2} kõrgemaks kui U_{D3} ja sellega areneb dioodil negatiivne pinge. Sellest hetkest alates katkeb dioodis EL_3 vool ning punktis a arenev negatiivne pinge antakse AVR juhtme kaudu tavalises korras eelmiste elektronlampide võredele.

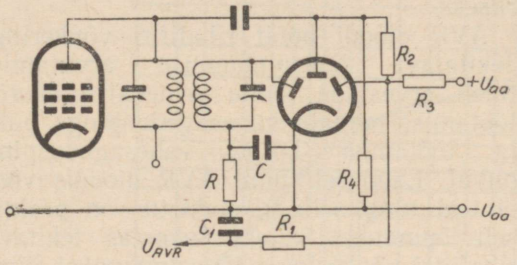
Pinge U_{D3} on arvutatav valemiga:

$$U_{D3} = \frac{U_{aa}R_2}{R_2+R_3} + \frac{U_{D2}R_3}{R_2+R_3} \text{ V.} \qquad (37-2)$$

Takistite R_2 ja R_3 arvväärtused ning pinge U_{aa} kõrgus sõltuvad sellest, kui kõrge detektordioodi pinge juures soovitakse AVR töösse rakendada. Kui valitakse detektordioodi minimaalne pinge selliselt, et sellest kõrgema pinge sisenemisel peab hakkama töötama AVR, siis U_{D2} kõrgus on ligikaudu võrdne detektordioodile siseneva kandevsageduse pinge amplituudiga.

Järgnevalt on teada, et dioodis EL_3 katkeb vool siis, kui selle dioodil punktis a tekib negatiivne pinge ligikaudu 0,8 volti. Asetades need suurused valemisse 37 — 2, saab sellest leida vajaliku U_{aa} kõrguse.

R_2 ja R_3 takistused valitakse nii, et U_{aa} kõrguse arvväärtus vastaks tegelikele nõuetele.



Joonis 37 — 20. Kolmikdioodiga automaatse võimenduse reguleerseadise põhimõtteline skeem.

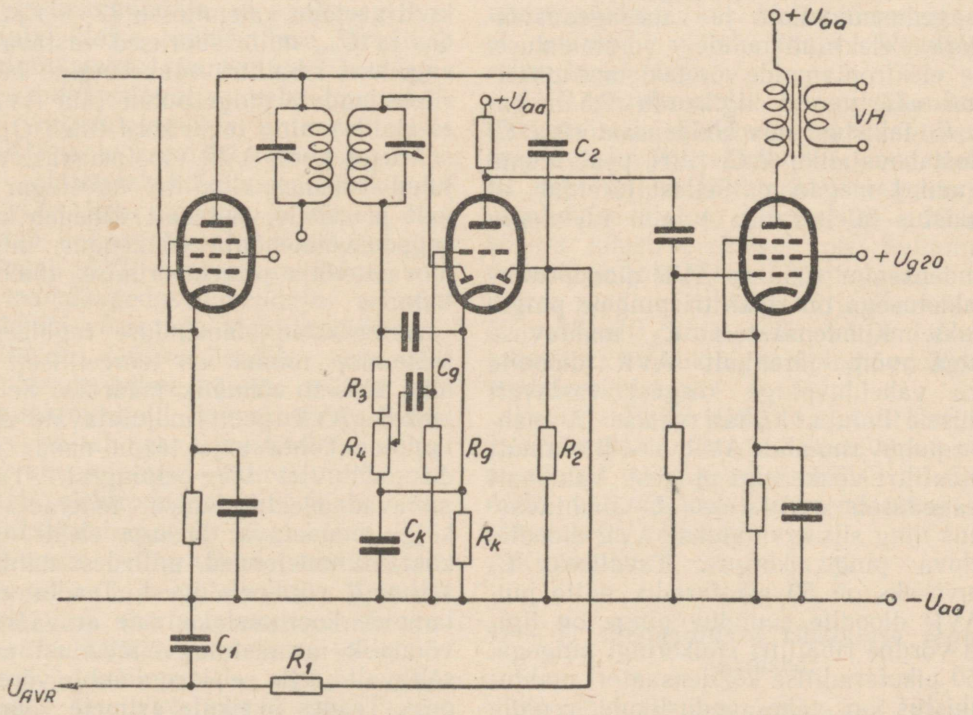
Skeemis nähtuv takisti R_4 on vajalik kondensaatori C_1 laengu tühjendamiseks, sest ilma takistita R_4 tühjeneks kondensaator C_1 kõrgeoomilise takisti R_3 kaudu liiga aeglaselt. Sisendpinge järsul vähenemisel C_1 aeglase tühjenemise tõttu AVR seadis ei reageeri küllalt kiirelt ning vastuvõtja lukustatakse seniks, kui C_1 tühjeneb. R_4 kasutamisel nimetatud puudust ei esine.

Praktikas võidakse rakendada kolme eraldi dioodi asemel kolmikdioodiga elektronlampi, nii nagu nähtub jooniselt 37 — 20.

Nimetatud skeemis kolmikdioodi esimest dioodi kasutatakse detekteerimiseks ja ülejäänud kahte rakendatakse töösse nii nagu jooniselt 12 — 19 nähtuvas skeemis EL_2 ja EL_3.

Praktikas rakendatakse superheterodüünvastuvõtjates enamuses kaksikdiood-trioode, kusjuures elektronlambi ühte dioodi kasutatakse detekteerimiseks, teist dioodi AVR pinge tekitamiseks ja trioodosa madalsagedusvõimendaja esimese elektronlambina (joonis 37 — 21).

Selles skeemis AVR lülituselementide valikul ja arvutusel tuleb arvestada järgmist: AVR dioodil areneva pinge amplituud ja ühtlasi ka AVR reguleerpinge kõrgus sõltub vahesagedusvõimendaja viimase ribafiltri võnkeringide pingetest. Juhul kui AVR dioodi toidetakse ribafiltri sekundaar-



Joonis 37 — 21. Superheterodüün-raadiovastuvõtja osaline skeem, milles automaatseks võimenduse reguleerimiseks kasutatakse kaksikdiood-triood elektronlambi teist dioodi.

võnkeringist, siis on selle pinge võrdne detektordioodi pingega, mis vastuvõtja arvutusel alati on teada. AVR dioodi toitmisel ribafiltri primaarvõnkeringist arvutatakse sellel areneva pinge amplituud ribafiltri primaar- ja sekundaarvõnkeringide pingete suhtest järgmiselt:

$$\frac{U_1}{U_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \sqrt{\frac{Q_{1e}}{Q_{2e}}} \cdot \frac{k_{kr}}{k}. \qquad (37-3)$$

Kui ribafiltris $L_1 = L_2$ ja $k = k_{kr}$, mis on tavaline, siis

$$\frac{U_1}{U_2} = \sqrt{\frac{Q_{1e}}{Q_{2e}}}. \qquad (37-4)$$

kus Q_{1e} ja Q_{2e} on ribafiltri võnkeringide ekvivalentsed hüvetegurid, millede arvutamisel võetakse arvesse nendes tekkivad lisasumbumused.

Takisti R_2 on ühendatud kondensaatori C_2 kaudu rööbiti ribafiltri võnkeringiga ning järelikult tekitab selles lisasumbumust. Seetõttu tuleb R_2 takistus valida võimalikult suur. R_2 takistuse maksimaalne suurus sõltub aga eelnevate elektronlampide võretakistuse suurusest, sest R_2 ühes järjestikku ühendatud takistiga R_1 moodustab sagedusmuundaja ja vahesagedusvõimendaja elektronlampide võretakistuse. Nende elektronlampide võretakistuse maksimaalne väärtus on ligikaudu 2,5 megaoomi. R_1 takistus, mis kondensaatoriga C_1 moodustab vajaliku R_1C_1 filtri, peab olema ligikaudu 1 megaoom. Sellest järeldub, et R_2 takistus tuleb valida 1 kuni 1,5 megaoomi.

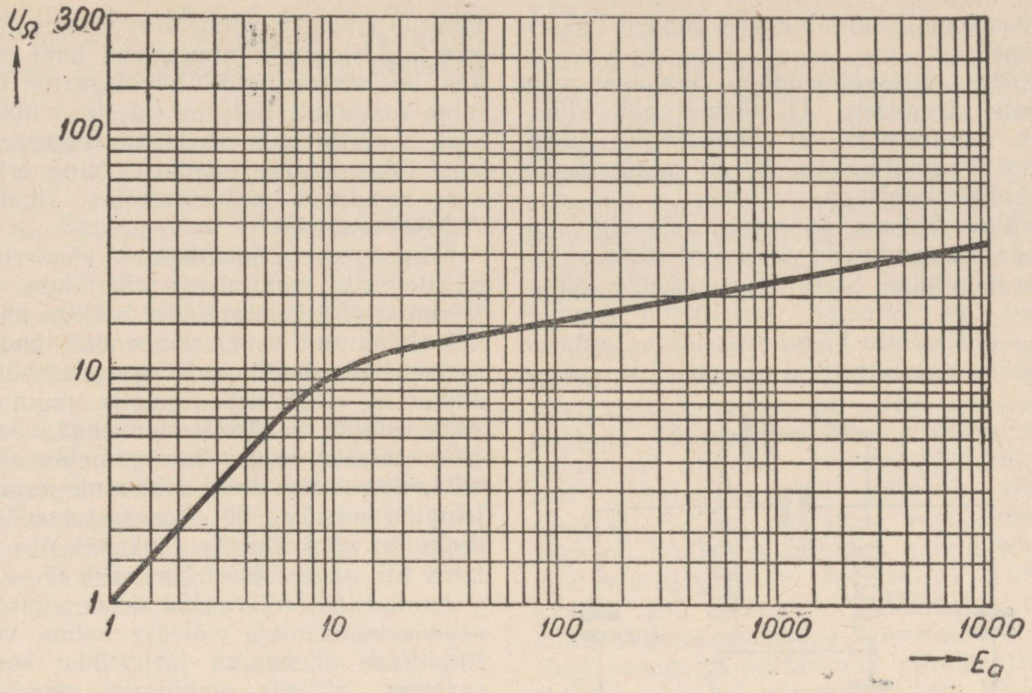
Kondensaator C_2 ühes AVR dioodi koormustakistusega on ribafiltri pingele pingejagajaks. Kondensaatori C_2 mahtuvuse valikuga võib järelikult AVR dioodile antava vahelduvpinge kõrgust vastavalt vajadusele muuta. Küllalt väikse C_2 mahtuvuse puhul suundub AVR dioodile ainult osa ribafiltri võnkeringi pingest. Vastavalt vahesagedusele arvutatakse C_2 mahtuvustakistus ning siis arvutatakse AVR dioodile suunduva pinge kõrgus. Tavaliseks C_2 mahtuvuseks on 50 pikofaradit, mille juures AVR dioodile suunduv pinge on ligikaudu võrdne ribafiltri võnkeringi pingega, sest 50 pikofaradilise kondensaatori mahtuvustakistus on vahesageduslikule voolule AVR dioodi sisendtakistusega võrreldes suhteliselt väike.

Kondensaatori C_1 mahtuvus valitakse vastavalt eelpool antud tingimusele, s. t. et RC ajakonstant võrduks 0,1 kuni 0,2 sekundiga. Kuna R_1 tavaliseks arvväärtuseks on 1 megaoom, siis järelikult kondensaatori C_1 minimaalse mahtuvuse arvväärtuseks kujuneb 20 000 pikofaradit, mis praktikas on tavaliselt rakendatavaks suuruseks.

AVR dioodi poolt ribafiltri võnkeringis tekitatava lisasumbumuse arvutamisel tuleb arvestada kahte erinevat olukorda: töötamist madala vahesageduspinge puhul ja töötamist kõrge vahesageduspinge puhul. Esimesel juhul AVR dioodis voolu ei teki ning selle sisetakistus on praktiliselt lõpmatus. Selles olukorras tekitavad ribafiltri võnkeringis lisasumbumust ainult takistid R_2 ja R_1. R_2 on ühendatud kondensaatori C_2 kaudu rööbiti ribafiltri võnkeringiga ja R_1 on ühendatud kondensaatorite C_2 ja C_1 kaudu rööbiti ribafiltri võnkeringiga. Vahesageduspinge kõrgenedes hakkab AVR diood alaldama ning sel puhul on üldine dioodi sisetakistus ligikaudu 0,3 kuni 0,34 R_2 takistusest.

AVR dioodi pinge arvutamist tuleb järelikult teha kahes eriolukorras, s. t. üks kord asetada valemitesse 37 — 3 ja 37 — 4 Q_{1e} ja Q_{2e}, mille suurused vastavad vahesageduse ribafiltri võnkeringide hüvetegu-ritele madala pinge puhul (kui AVR diood ei alalda) ning teine kord tuleb Q_{1e} ja Q_{2e} suurused leida AVR tööolukorras. Viimasel juhul väheneb ribafiltri hüvetegur tunduvalt ja sellele vastavalt väheneb ka vahesagedusvõimendaja võimendus, mida raadiovastuvõtja projekteerimisel tuleb arvestada.

Automaatse võimenduse reguleerseadise töötamise toimet on teoreetiliselt võrdlemisi täpselt võimalik määrata. Selleks on kõikide AVR poolt mõjutatavate elektronlampide kohta vaja teada nende võimendus sõltuvalt võre-eelpingest. Tavaliselt annavad elektronlampe tootvad tehased kõigi muudetava tõusuga elektronlampide kohta tunnusjooned, milledest nähtub tõus sõltuvalt võre-eelpingest. Teades elektronlampide koormustakistuste arvväärtusi, on võimalik iga astme võimendust arvutada sõltuvalt selle elektronlambi võre-eelpingest. Teades üksikute astmete võimendust, on võimalik arvutada raadiovastuvõtja üldist võimendust, kuni detektorini, sõltu-



Joonis 37 — 22. Ühe superheterodüün-raadiovastuvõtja AVR reguleerimise kõver.

valt AVR pingest. Kõrgsagedusvõimendaja, sagedusmuundaja ja vahesagedusvõimendaja üldise võimenduse arvutuse järgi valmistatakse võimenduse kõver, mis näitab raadiovastuvõtja vahesagedusvõimendaja väljandpinge ja antennist siseneva elektromotoorse jõu sõltuvust.

Peale eelnimetatud võimenduse kõvera on vaja veel kaks kõverat ja nimelt üks, mis näitab detektordioodile sisenevat pinget sõltuvalt AVR pingest ja teine, mis näitab madalsagedusvõimendaja esimese elektronlambi võrepinge amplituudide suurust sõltuvalt detektordioodile sisenevast pingest. Nende kolme kõvera abil on võimalik punktmeetodil konstrueerida kõverat, mis näitab raadiovastuvõtja valjuhääldaja klemmipinget sõltuvalt antennist sisenevast elektromotoorsest jõust. See kõver näitab automaatse võimenduse reguleerimise suurust ning nimetatakse seetõttu AVR reguleerimise kõveraks. Joonisel 37 — 22 nähtub ühe superheterodüün-raadiovastuvõtja AVR reguleerimise kõver.

Sellelt jooniselt näeme, et väikse sisendpinge puhul, kus AVR veel ei tööta, muutub valjuhääldaja klemmipinge võrdeliselt sisendpingega. Sisendpinge suurenemisel (käesoleval juhul 10-kordsel suurenemisel) alates punktist, kus AVR töösse rakendub, ei suurene valjuhääldaja klemmipinge enam kuigi palju.

AVR reguleerimise kõvera ülemise osa tõus on seda väiksem, mida suurem on raadiovastuvõtja võimendus enne detektorit, sest sellest sõltub AVR reguleerpinge muutumise ulatus. Joonisel 37 — 22 antud kõvera konstrueerimisel on nullpunktiks valitud valjuhääldaja klemmipinge, mille juures raadiovastuvõtja väljandvõimsus on 50 millivatti ning selle väljandvõimsuse saamiseks vajalik signaalpinge on 30%-lise moduleerimisega.

Peale ülalkirjeldatud AVR tüüpide rakendatakse mõnedes vastuvõtjates võimendatud AVR seadist, milles viivitusega AVR väljandpinge võimendatakse otsesidestusega võimendajaga.

Kirjandus: 1, 23, 38 ja 39.

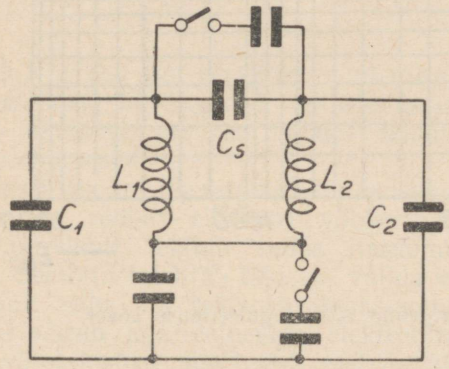
37 — 7. Mehaanilised ribalaiuse reguleerseadised.

Ribavõimendajate ribalaiuse reguleerimise võimalused on lühidalt nimetatud ribavõimendajate kirjelduses, seetõttu käes-

olevas punktis antakse veel mõned lisaselgitused.

Kõrgsagedusvõimendaja ribalaiust võib muuta järgmiselt: 1) võnkeringide sidestuse muutmisega, 2) võnkeringide hüvetegurite muutmisega ja 3) võnkeringide lahkhäälestamisega.

Kõige lihtsam ja enam rakendatavam ribalaiuse muutmise viis on ribafiltri sidestuse muutmine. Sidestuse muutmise võimalused on lähemalt kirjeldatud punktis 37 — 8. Seetõttu käesolevas lõigus antakse näitena kombineeritud sisemise ja välise



Joonis 37 — 23. Muudetava ribalaiusega sisemise ja välise mahtuvusliku sidestusega võnkeringide põhimõtteline skeem.

mahtuvusliku sidestusega võnkeringide ribalaiuse muutmise võimalus (joonis 37 — 23), kus ribalaiuse muutmine ei põhjusta tunduvalt resonantskõvera asümmeetriat.

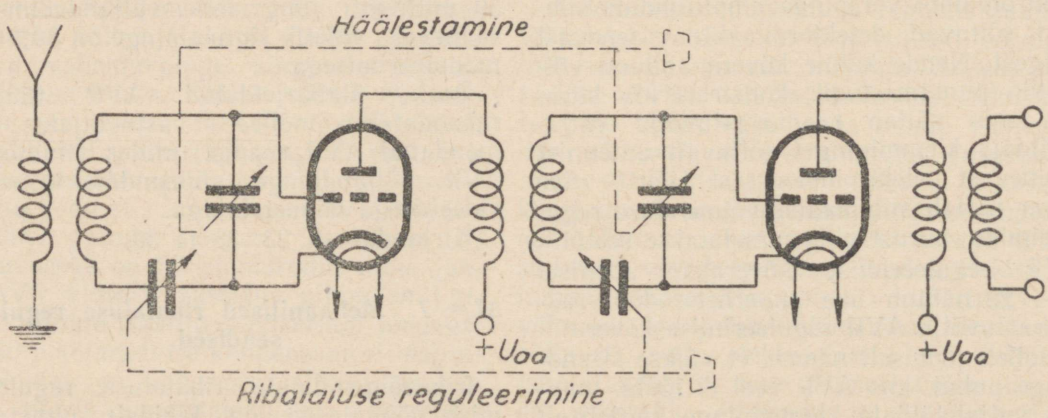
Võnkeringide hüvetegurite muutmisel muutub ribafiltri võimendus tunduvalt rohkem kui sidestuse muutmisel, kuid praktikas on võnkeringide hüvetegurite muutmine tunduvalt lihtsam sidestuse muutmisest. Seetõttu seda ribalaiuse reguleerimise viisi rakendatakse enamuses ning eriti on see kasutusel automaatsetes ribalaiuse reguleerseadistes.

Kõrgsagedusvõimendajates võnkeringide hüvetegurite muutmisega ribalaiuse reguleerimist ei rakendata, sest sellega kaasaskäivalt muutub astme võimendus tunduvalt rohkem kui ribafiltris. Kõrgsagedusvõimendajas on ribalaiust võimalik reguleerida võnkeringide lahkhäälestamisega. Selleks häälestatakse erinevates astmetes asuvad võnkeringid üksteisest lahku nii nagu kirjeldatud peatükis 29. Kõrgsagedusvõimendajas on võnkeringide lahkhäälestus teostatav nii, nagu nähtub jooniselt 37 — 24.

Joonisel 37 — 24 antud skeemis on kõrgsagedusvõimendaja mõlema astme võnkeringidesse ühendatud järjestikku kondensaatorid, millede mahtuvusi muudetakse vastusuunaliselt. Sellega tekitatakse võnkeringide lahkhäälestus ja võimendaja üldine ribalaius suureneb.

Tagasisidestusega raadiovastuvõtjates muudetakse ribalaiust tagasisidestuse suuruse muutmisega. Tagasisidestusega ei saa aga ribalaiust muuta ilma tunduva võimenduse muutmiseta. Tavaliselt on ribalaiuse suurendamine praktikas kasutusel suuremat sisendpinget tekitavate saatjate vastuvõtmisel, seetõttu võimenduse vähenemine ribalaiuse suurenemisel ei ole eriti oluline.

Otsevastuvõtjates rakendatakse peaaegu



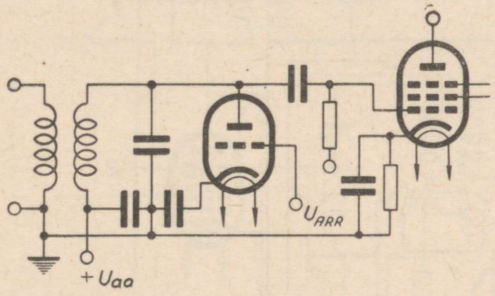
Joonis 37 — 24. Muudetava ribalaiusega kõrgsagedusvõimendaja põhimõtteline skeem.

eranditult tagasisidestust, millega on tegelikult võimalus reguleerida vastuvõtja ribalaiust ja tundlikkust, kuigi üksteisest sõltuvalt.

Kirjandus: 23.

37 — 8. Automaatsed ribalaiuse reguleerseadised.

Mehaanilised ribalaiuse reguleerseadised tingivad ühe või isegi mitme lisaseadise reguleerimist ja muudavad raadiovastuvõtjate käsitsemise tülikamaks. Sellest lähtudes hakati juba aastat 15 tagasi kasutama mitmesuguseid automaatseid ribalaiuse reguleerimise viise. Automaatse ribalaiuse reguleerseadis koosneb kahest põhiliselt erinevast seadisest: 1) ribalaiuse reguleerseadise tüürseadisest ja 2) ribalaiuse reguleerseadisest (ARR).



Joonis 37 — 25. Automaatse ribalaiuse reguleerseadise põhimõtteline skeem.

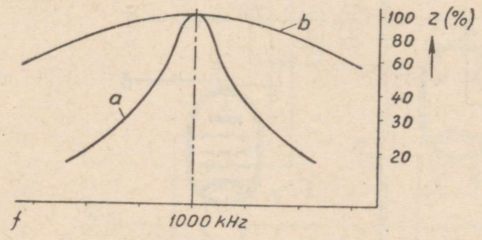
Ribalaiuse reguleerseadise tüürseadis on täiesti analoogiline automaatse võimenduse reguleerseadise lülitusskeemile, sest et ka ribalaiuse reguleerseadise tüürpinge absoluutsuurus peab suurenema sisendpinge kõrgenemisega ja vastupidi. Seetõttu ribalaiuse reguleerseadiste tüürseadiseid lähemalt ei kirjeldata ning nende konstrueerimisel tuleb kasutada automaatse võimenduse reguleerseadiste kirjelduses antud juhiseid.

Ribalaiuse reguleerseadistest enam rakendatavamad on niisugused, milledega muudetakse võnkeringide hüvetegureid. Võnkeringi hüveteguri muutmise seadise põhimõtteline skeem on toodud joonisel 37 — 25.

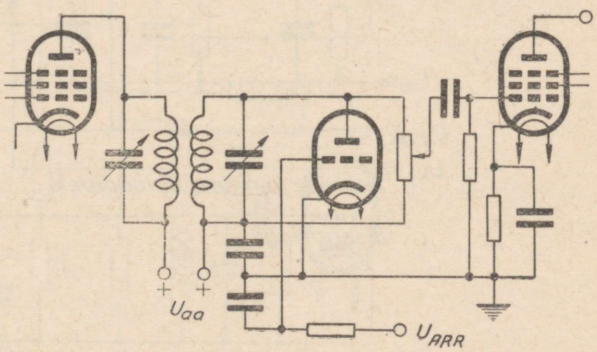
Sellelt jooniselt nähtub, et võnkeringiga rööbiti on ühendatud elektronlamp, mille sisetakistust muudetakse ARR tüürseadise pingega. Tüürseadise pinge positiivsemaks muutmisel suureneb võnkeringi ribalaius, sest niisugusel juhul väheneb võnkeringi Q. Sellise ribalaiuse reguleerseadisega on ribalaiust võimalik muuta võrdlemisi suures ulatuses. Joonisel 37 — 26 on toodud ühe niisuguse automaatse ribalaiuse reguleerseadisega saavutatud võnkeringi resonants-piirkõverad minimaalse ja maksimaalse hüveteguri juures. Kõver *a* vastab väiksemale ribalaiusele. Tegelikult kõver *b* asub allpool, sest hüveteguri vähenemisel võimendus väheneb. Joonisel kõverad näitavad ribalaiuse muutumist sõltuvalt võnkeringi impedantsi Z suhtelisest muutumisest protsentides.

Paremaid tagajärgi saavutatakse samasuguse ribalaiuse reguleerseadisega ribafiltrite rakendamisel, sest et ribafiltris väheneb võimendus palju vähem kui lihtvõnkeringis.

Ribafiltri ribalaiuse reguleerseadise põhimõtteline skeem on toodud joonisel 37 — 27



Joonis 37 — 26. Automaatse ribalaiuse reguleerseadisega mõjutatava võnkeringi resonantskõverad.



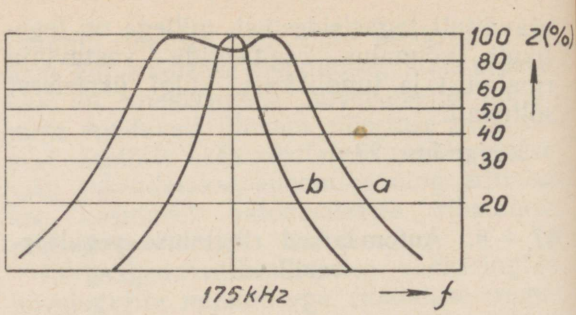
Joonis 37 — 27. Ribafiltri ribalaiuse reguleerseadise põhimõtteline skeem.

ning selle ribafiltri resonantskõverad joonisel 37 — 28.

Joonisel 37 — 28 on kõver *a* saadud ribalaiuse reguleerseadise elektronlambi minimaalse sisetakistuse puhul (10 000 oomi) ja kõver *b* on saadud selle elektronlambi maksimaalse sisetakistuse puhul (1 megaoom).

See on vastupidine ühe võnkeringi puhul saadud resonantskõveratega. Selline olukord saavutatakse järgmiselt: ribafiltri sidestus valitakse nii suur, et automaatse ribalaiuse reguleerseadise elektronlambi minimaalse sisetakistuse puhul oleks sidestus kriitiline. Kriitilise sidestuse suurus sõltub teatavasti võnkeringide sumbumustest d_1 ja d_2 ning seetõttu ribafiltri algsidestus valitakse:

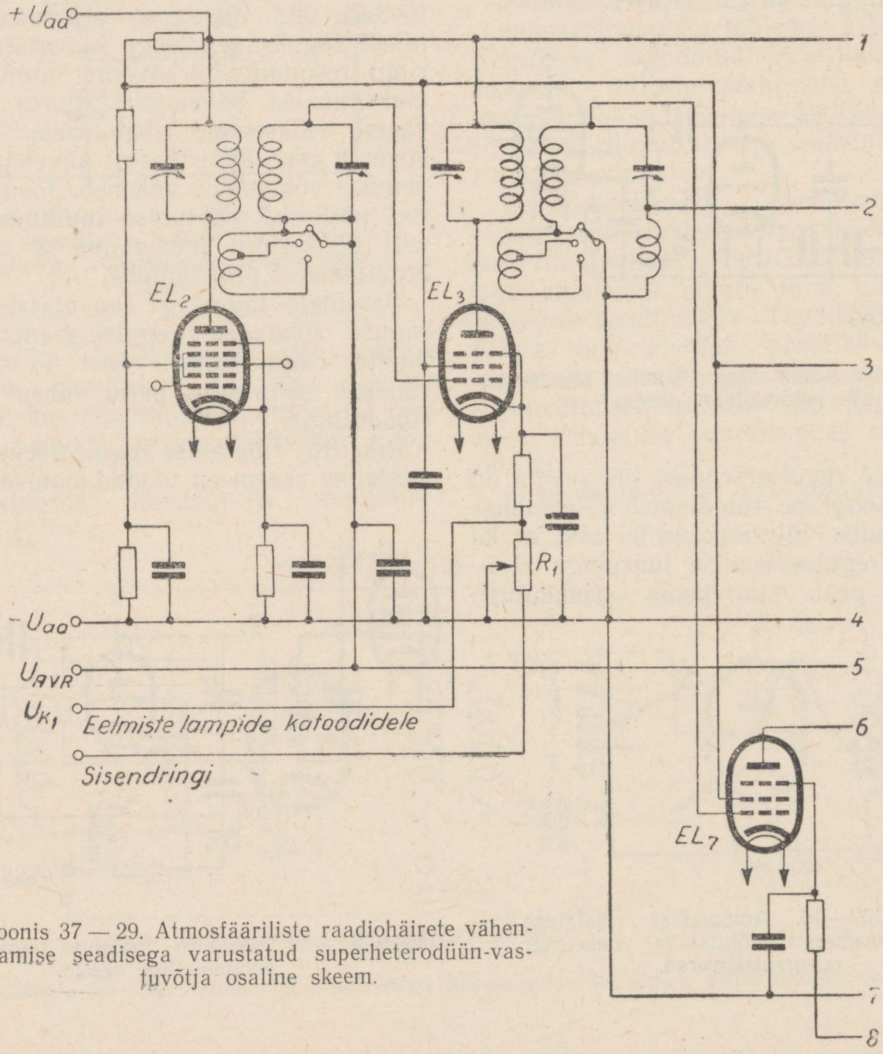
$$k = k_{kr} = \sqrt{d_1 d_2}.$$



Joonis 37 — 28. Ribafiltri resonantskõverad minimaalsel ja maksimaalsel ribalaiusel.

Automaatse ribalaiuse reguleerseadise elektronlambi sisetakistuse suurenemisel väheneb sumbumus d_2 ning järelikult väheneb ka kriitilise sidestuse suurus:

$$k'_{kr} = \sqrt{d_1 d'_2}.$$



Joonis 37 — 29. Atmosfääriliste raadiohäirete vähendamise seadisega varustatud superheterodüün-vastuvõtja osaline skeem.

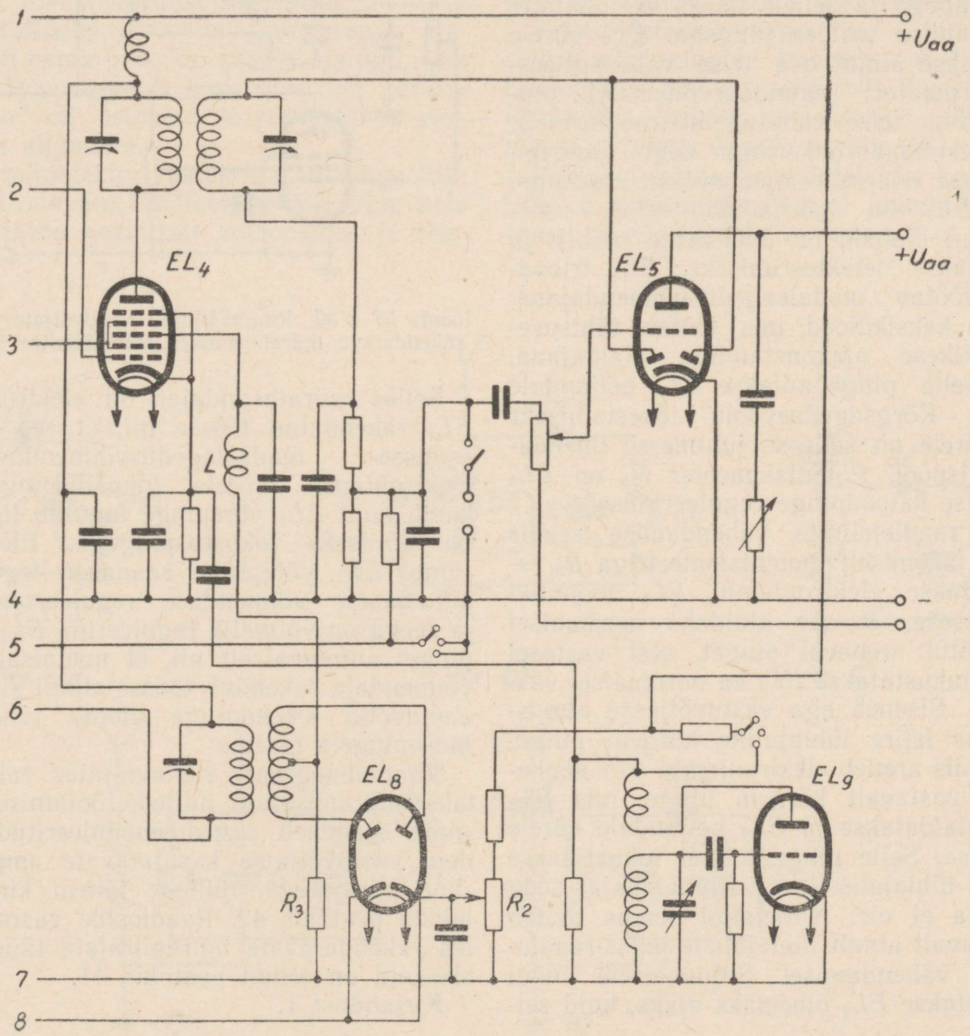
Sellest järeldub, et algsidestus k on nüüd suurem kui k'_{kr} ja seetõttu ribafiltri resonantskõver peab muutuma selliseks, nagu on joonisel 37 — 28 antud kõver *b*.

Kirjandus: 23.

37 — 9. Mürapiirajad ja tasandajad.

Mürade vähendamine raadiovastuvõtjates on üks seni veel lõplikult lahendamata probleeme. Raadiovastuvõtjates arenevate ja antennist sisenevate mürapingete vähendamise küsimusi on hea eduga uurinud mitmed nõukogude raadioeriteadlased, nagu: N. D. Papaleksi, A. N. Štšukin, E. G. Momot, N. M. Izjumov jt.

Seniste uurimistega on selgitatud, et kõige paremaid tagajärgi on võimalik saavutada sagedusmoduleerimise rakendamisel, kusjuures on võimalik raadiovastuvõtjas ärastada kuni 90% antennist sisenevatest mürapingetest. Amplituudmoduleerimisel on antennist sisenevate mürapingete vähendamine eriti tülikas ja tegelikult on võimalik vähendada ainult väga lühikest aega kestvaid pulsspingeid. Niisuguseid lühikestusega pulsspingeid põhjustavad näiteks äikselahendused, millede kestused on ligikaudu 100 mikrosekundit. Alljärgnevalt kirjeldatakse üht niisugust mürapingete vähendamise seadist, mille põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 37 — 29.

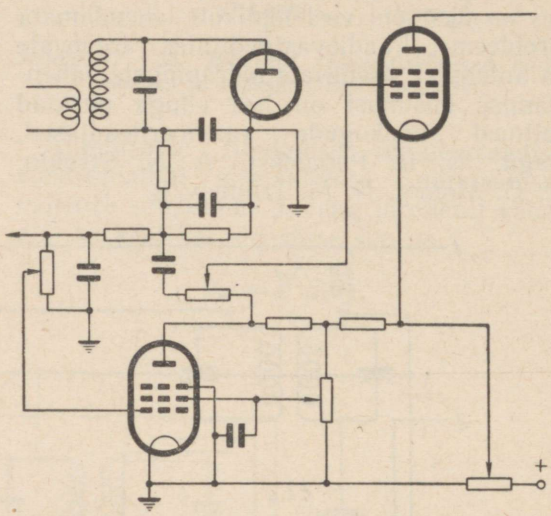


Selles vastuvõtjas rakendatud raadiohäirete vähendamise seadis lukustab lühikese kestusega tugevate atmosfääriliste raadiohäirete sisenemisel vastuvõtja vahesagedusvõimendaja elektronlambi EL_4, kusjuures selle lukustamine kestab nii lühikest aega, et vastuvõtja ülekandekvaliteet selle tagajärjel tunduvalt ei halvene. Joonisel 37 — 29 antud skeemil on EL_2 segusti elektronlamp, mille ostsillaatorpinge saadakse eraldi ostsillaatorist. EL_3 on vahesagedusvõimendaja esimese astme elektronlamp, milleks on muudetava tõusuga pentood. Vahesagedusvõimendaja teises astmes kasutatakse muundusheptoodi EL_4, mille võimendust reguleeritakse tavalise automaatse võimenduse reguleerimisseadise pingega ja sellele lisaks veel häirete vähendamise seadise pingega. EL_4 võrele suunatakse ainult osa teise vahesagedustransformaatori sekundaarvõnkeringi pingest, kuna teise vahesagedustransformaatori sekundaarvõnkeringi kogu pingega tüüritakse lisa-vahesagedusvõimenduslampi EL_7. EL_5 on kaksikdiood-triood, mille mõlemad dioodid on ühendatud rööbiti ja kasutatakse detekteerimiseks. EL_5 triood-osa töötab madalsagedusvõimendajana. EL_8 on kaksikdiood, mis töötab tähtsusetult väikese ajakonstandiga alaldajana, ning selle pinge antakse EL_4 neljandale võrele. Kõrgsagedusvoolu tõkestamiseks EL_4 võrele on sellesse juhtmesse ühendatud paispool. Potentsiomeeter R_2 on EL_8 positiivse katoodpinge reguleerimiseks.

See raadiohäirete vähendamise seadis töötab järgmiselt: potentsiomeetriga R_2 reguleeritakse elektronlambi EL_8 tööpunkt niisuguseks, et see alaldaks normaalsel vastuvõtul arenevat pinget, sest vastasel korral lukustatakse EL_4 ka normaalsel vastuvõtul. Siseneb aga vastuvõtjasse atmosfäärilise häire lühiajaline kõrgem pingepulss, siis areneb elektronlambi EL_7 võnkeringis vastavalt kõrgem pinge, mis EL_8 poolt alaldatakse ja EL_4 neljandale võrele juhitakse. Selle pinge toimel lukustatakse EL_4 nii lühiajaliselt, et valjuhääldajas seda märgata ei ole. Nimetatud seadis töötab rahuldavalt ainult lühiajaliste pulss-raadiohäirete vähendamisel. Sujuvhäirete puhul lukustatakse EL_4 pikemaks ajaks, kuid selle all kannatab vastuvõetava saate ülekandekvaliteet.

Kuna ülalkirjeldatud mürapiiraja ei tööta rahuldavalt sujuvhäirete vähendamisel, siis seda rakendatakse ringhäälingu vastuvõtjates harva.

Ringhäälingu vastuvõtjates enamrakendatava müratasandaja põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 37 — 30.



Joonis 37 — 30. Ringhäälingu vastuvõtjates enamrakendatava müratasandaja põhimõtteline skeem.

Selles müratasandajas on elektronlamp EL_1 rakendatud töösse nii, et see annab esimese madalsagedusvõimendusastme elektronlambi võrele lukustuspinge nii kaua, kuni EL_1 võrepinge muutub ligikaudu võrdseks lukustuspingega. Elektronlambi EL_1 võrepinge saadakse tegelikult automaatse võimenduse reguleerseadisest ja seega on võimalik reguleerida EL_1 võrepinget automaatselt nii, et madalsagedusvõimendaja rakendub töösse ainult siis, kui vastuvõtja sisendpinge ületab tunduvalt mürapingete taseme.

Raadiotelegraafi vastuvõtjates rakendatakse mürapiirajaid, millede töötamise põhimõte sarnaneb sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtjates kasutatavate amplituudide piirajatega, millede lähem kirjeldus leidub peatükis 42. Raadioside vastuvõtjates rakendatavate mürapiirajate tüüpilised skeemid on antud peatükis 41.

Kirjandus: 1.

38. peatükk.

OTSEVASTUVÕTJAD.

38 — 1. Kristalldetektor-vastuvõtjad.

Kristalldetektor-vastuvõtjaks nimetatakse kristalldetektoriga vastuvõtjat, mille väljandvõimsus saadakse antenni kaudu vastuvõtjasse siseneva saatja väljaenergia arvel. Seetõttu on kristalldetektor-vastuvõtja väljandvõimsus väga piiratud, millega on võimalik töösse rakendada ainult peatelefoni. Valjuhääldaja töösse rakendamiseks on kristalldetektor-vastuvõtjale vaja lisada ühe- või kaheastmeline madalsagedusvõimendaja.

Kristalldetektor-vastuvõtjate arengu ajalugu on sama pikk kui raadio ajalugu, sest A. S. Popovi poolt konstrueeritud „äiksemärkija" oli esimene kristalldetektor-vastuvõtja algmudel.

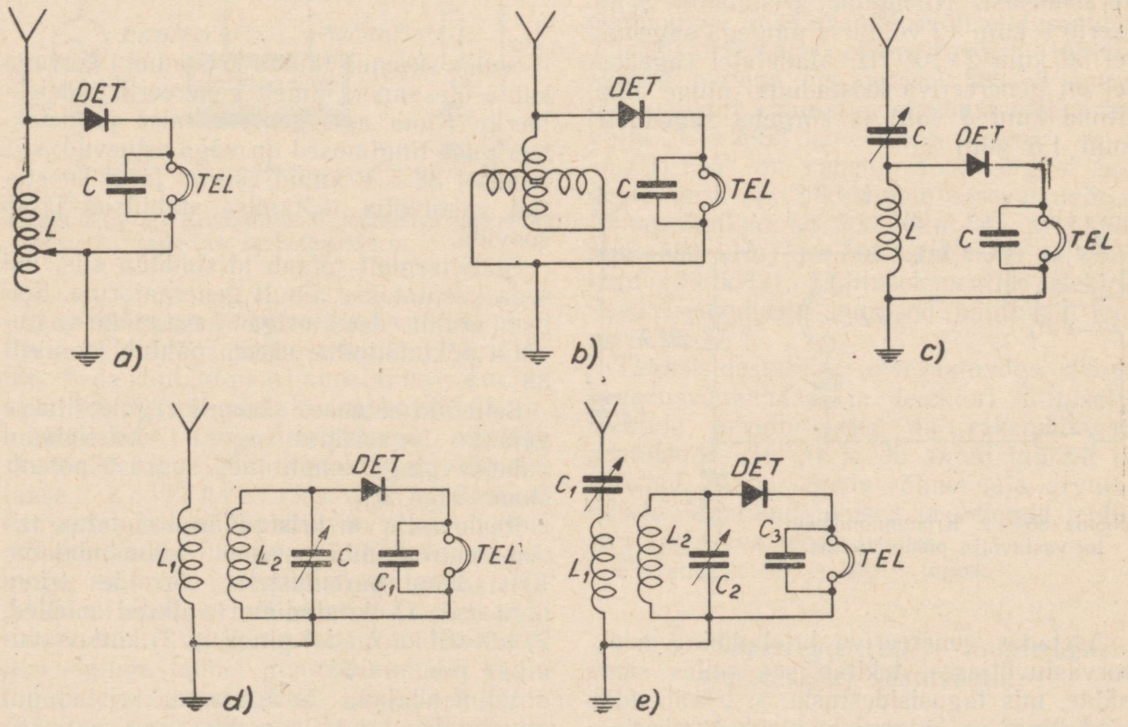
Kristalldetektor-vastuvõtja on kõige lihtsam ja odavam raadiovastuvõtja ning neid kasutatakse peamiselt kolhoosides ja teistes kohtades, kus puudub elektrivool ja seega elektronlampidega vastuvõtjate toitmine on küllalt kulukas.

Joonisel 38 — 1 on toodud mõnede kristalldetektor-vastuvõtjate põhimõttelised skeemid, milledest nähtuvad mitmesugused võnkeringide häälestuse ja antennisidestuse viisid.

Sellel joonisel antud skeemid erinevad üksteisest põhiliselt antennisidestuse viiside poolest. Praktiliselt on aga kõik antud skeemid üheväärsed ning ühe või teise lülituse eelistamine sõltub konstruktorist.

Kristalldetektor-vastuvõtja tundlikkus sõltub võnkeringide hüvetegurist ja kristalldetektori tüübist ning selle õigest reguleerimisest. Kristalldetektorite töökäigu lähem kirjeldus leidub punktis 34 — 8.

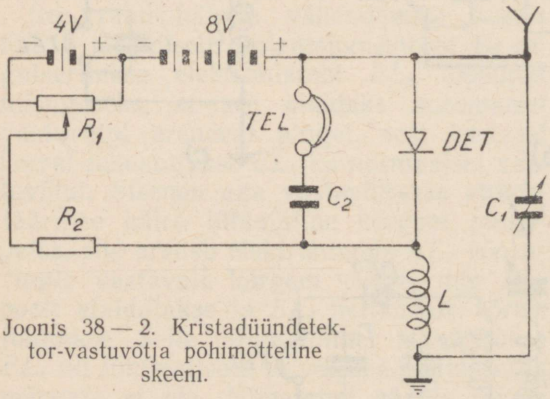
Peale tavaliste kristalldetektor-vastuvõtjate on eriti viimasel ajal hakatud kasutama kristadüündetektor-vas-



Joonis 38 — 1. Kristalldetektor-vastuvõtjate põhimõttelised skeemid.

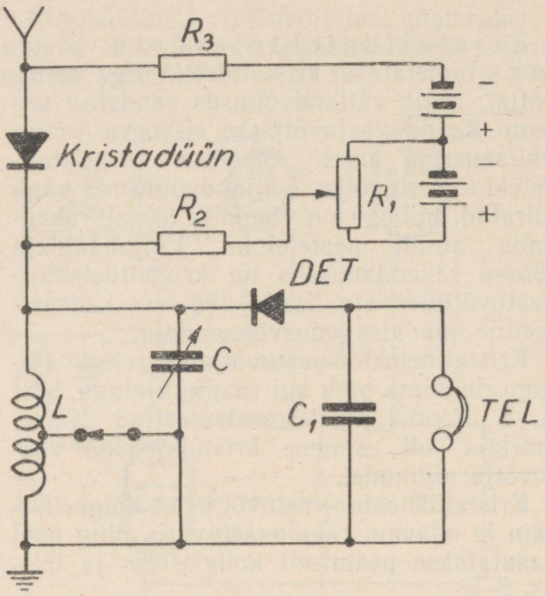
tuvõtjaid. Kristadüündetektor-vastuvõtja ei ole tänapäeva uudis, vaid selle leiutas 1924. aastal Nõukogude Liidu tolleaegne raadioamatöör O. V. Lossev. Kristadüündetektor-vastuvõtjas rakendatakse nimelt tavalise kristalldetektori asemel või sellega üheaegselt genereerivat kristalli. O. V. Lossev avastas juba 1922. aastal juhuslikult genereeriva kristalldetektori, mis koosnes tsinkiit-kristallist ja söeniidiga elektrihõõglambist saadud söeniidi tükikesest. O. V. Lossev avaldas oma leiutise 1924. a. ilmunud brošüüris „Кристадин". Selle brošüüri ilmumise järel kirjutati kristadüünist ja selle leiutajast ka mitmetes välismaade raadioajakirjades. Hiljem jäi aga kristadüün ligikaudu kümneks aastaks täiesti unustusse, sest elektronlampide konstruktsioonide täiendamine ja rakendamine andis paremaid tulemusi kui seda saadi kristadüüniga. Hilisematel aastatel, kui hakati katsetama ja kasutama detsimeeter ja sentimeeterlaineid, võeti kristalldetektor ja kristadüün jälle kasutusele, sest elektronlampidega ei saadud soovitud tulemusi.

Kaasajal detektor-vastuvõtjas rakendatav kristadüün koosneb tsinkiit-kristallist ja terasnõelast. Niisugune kristadüün genereerib 8 kuni 12 voldilise pingega sagedustel 50 kuni $2 \cdot 10^6$ Hz. Madalatel sagedustel on genereeriva kristadüüni pinge amplituud kuni 4 volti ja kõrgetel sagedustel kuni 1,5 volti.



Joonis 38 — 2. Kristadüündetektor-vastuvõtja põhimõtteline skeem.

Asetades genereeriva kristadüüni detektorvastuvõtjasse, tekitab see selles sama nähte, mis tagasisidestuski, s. t. vähendab võnkeringi ja antenni kadusid. Võnkeringi kadude vähendamisega suureneb vastuvõtja tundlikkus. Seetõttu on kristadüün detektorvastuvõtjaga võimalik vastu võtta ka kaugemal asuvate raadiosaatjate saateid. Kristadüündetektor-vastuvõtja põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 38 — 2.



Joonis 38 — 3. Eraldi detektoriga kristadüün-vastuvõtja põhimõtteline skeem.

Selles skeemis täidab kristadüün korraga kahte ülesannet, nimelt genereerib ja detekteerib. Kuna aga genereerimise ja detekteerimise tingimused on väga erinevad, siis joonisel 38 — 2 antud skeemi järgi koostatud vastuvõtja töötamise stabiilsus jätab soovida.

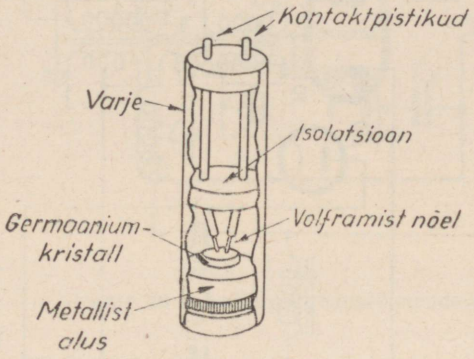
Stabiilsemalt töötab kristadüün siis, kui seda kasutatakse ainult generaatorina. Sellise eraldi detektoriga kristadüün-vastuvõtja põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 38 — 3.

Selles ja eelmises skeemis reguleeritakse vajaliku tagasisidestuse, s. t. kristadüüni vahelduvpinge amplituudi suurust potentsiomeetriga R_1.

Peale selle on kristadüün kasutatav triood-elektronlambi asemel võimendajana. Kristadüüni paremusteks, võrreldes trioodiga on: 1) kristadüüni väiksed mõõted, 2) toiteallika madal pinge ja 3) küttevooluallika puudumine.

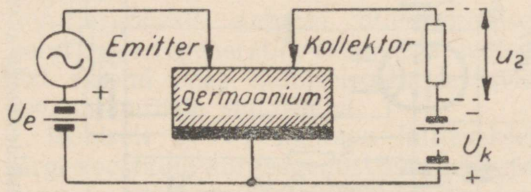
Võimendajana kasutatavat kristadüüni nimetatakse kristalltrioodiks ning see koosneb germaaniumkristallist ja kahest volf-

ramnõelast. Volframnõelte teravikud asuvad kristallil ligikaudu 0,05 mm kaugusel üksteisest. Kristalltrioodi konstruktiivskeem nähtub jooniselt 38 — 4.



Joonis 38 — 4. Kristalltrioodi konstruktiivskeem.

Joonisel näidatud germaaniumkristall on kujult silindriline, mille läbimõõt on 5 mm. Kristalltrioodi töötamise põhimõtte selgitamiseks kasutatakse joonisel 38 — 5 antud ekvivalentskeemi.



Joonis 38 — 5. Kristalltrioodi töötamise põhimõtet selgitav ekvivalentskeem.

Sisenev pinge antakse ühes väikese positiivse eelpingega ühele nõelale ja kristallile. Seda kontaktipaari nimetatakse e m i t t e r i k s. Teisele nõelale antakse läbi koormustakistuse kõrge negatiivne eelpinge (kuni 50 V). Seda kontaktipaari nimetatakse k o l l e k t o r i k s. Kristalltrioodi emitteris areneb positiivse pinge toimel mõnemilliampriline vool. Kollektori eelpinge, mis on vastupidise märgiga, valitakse nii suur, et selles areneks ligikaudu sama suur voolutugevus kui emitteris. Sisendpinge toimel muutub emitteri voolu tugevus ja see tekitab ka 1,5 kuni 2 korda suurema voolutugevuse muutuse kollektoris. Kollektori koormustakistus valitakse 10^4 kuni 10^5 oomi, mille klemmidelt saadakse võimendatud pinge.

Kirjeldatud kristalltriood võimendab sagedusi kuni 10 MHz ning selle toitevoolu võimsus on ligikaudu 0,1 W; väljandvõimsus võrdub ligikaudu 25 mW, seega kasutegur on 25%.

Kristalltrioodi sisendtakistus on väike, kuna väljandtakistus on suur. Kristalltrioodi rakendamisel tuleb seda eriomadust tingimata arvestada. Tehase andmetel on kristalltrioodi tööiga mitu tuhat töötundi.

Kirjandus: 23.

38 — 2. Tagasisidestusega otsevastuvõtjad.

Tagasisidestuse töötamise põhimõtte kirjeldamisel (peatükk 36) selgitati, et tagasisidestusega on võimalik üheaegselt suurendada vastuvõtja tundlikkust ja selektiivsust. Tagasisidestusega otsevastuvõtja võib koosneda kas ainult võredetektorist ja madalsagedusvõimendajast või lisaks neile veel eelnevalt kõrgsagedusvõimendajast. Kõige tavalisem tagasisidestusega otsevastuvõtja omab pentoodiga kõrgsagedusvõimendusastme, tagasisidestusega võredetektori ja pentoodiga madalsagedusvõimendusastme. Tagasisidestusega otsevastuvõtja lülitusskeemi näitena on joonisel 38 — 6 antud tööstuslikult enam toodetavama otsevastuvõtja „СИ-235" teoreetiline skeem.

„СИ-235" on vahelduvvooluvõrgust toidetav kesk- ja pikklainete otsevastuvõtja. Laineastmikud on 200 kuni 545 m (1500 kuni 550 kHz) ja 714 kuni 2000 m (420 kuni 150 kHz). Lülituselementide elektrilised iseloomustussuurused nähtuvad jooniselt 38 — 6.

Tagasisidestusega otsevastuvõtja kõrgsagedusvõimendaja ja detektori lülituselementide arvutamiseks on rakendatavad peatükkides 31, 34 ja 36 antud juhised ja valemid. Madalsagedusvõimendaja arvutamiseks vajalikud juhised ja valemid leiduvad käesoleva teose I osas.

Kirjandus: 38 ja 43.

38 — 3. Superregeneratiiv- (supertagasisidestusega) vastuvõtjad.

Superregeneratiiv-vastuvõtjaid rakendatakse lühi-, eriti aga ülilühilainete vastu-

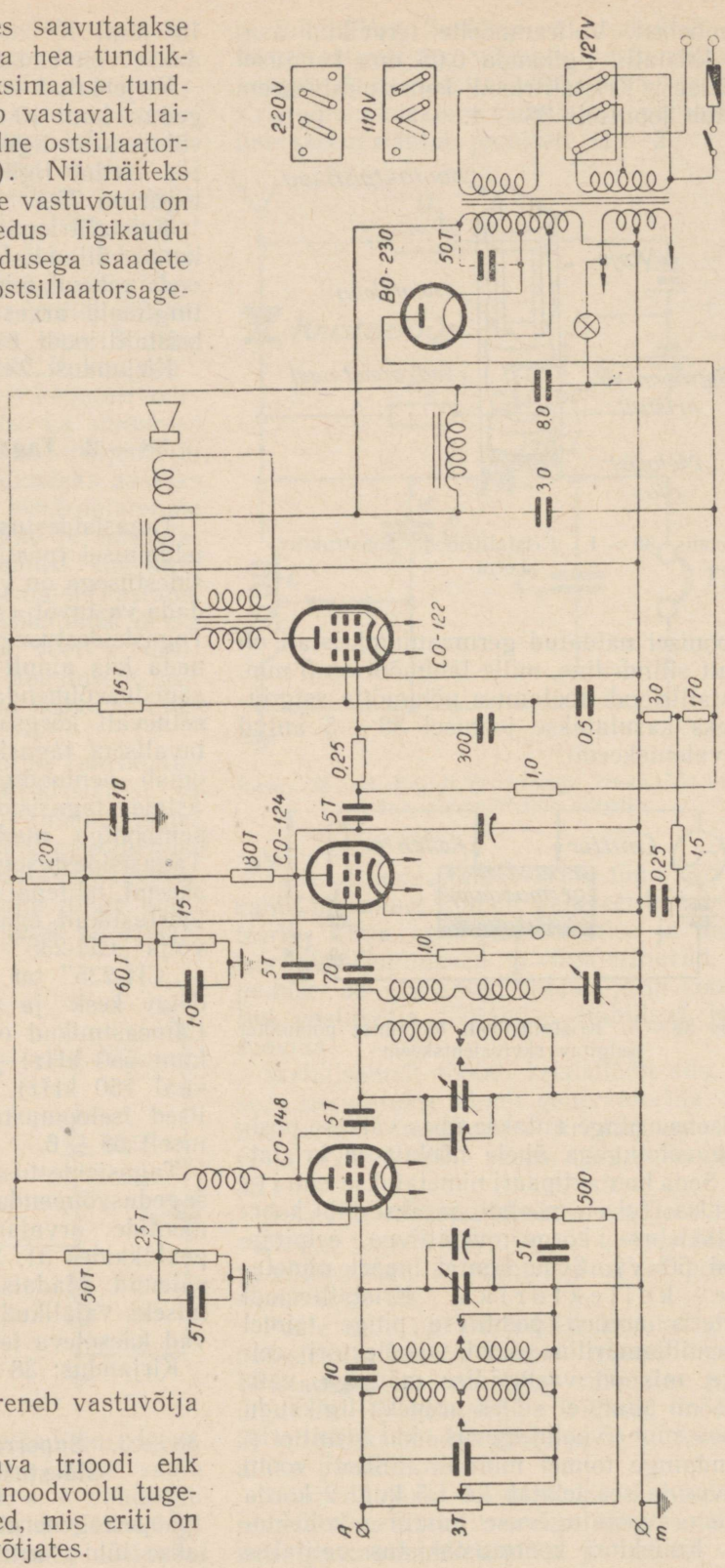
võtuks. Nendes lainealades saavutatakse supertagasisidestusega väga hea tundlikkus (2 kuni 6 μV). Maksimaalse tundlikkuse saavutamiseks tuleb vastavalt laineastmikule valida optimaalne ostsillaatorsagedus (katkestussagedus). Nii näiteks 45 MHz sagedusega saadete vastuvõtul on optimaalne ostsillaatorsagedus ligikaudu 100 kHz ja 75 MHz sagedusega saadete vastuvõtul on optimaalne ostsillaatorsagedus ligikaudu 200 kHz.

Superregeneratiiv-vastuvõtjate paremused on: 1) suur tundlikkus lühi- ja ülilühilaineil, 2) lihtne konstruktsioon, 3) väikesed mõõted ja sellega ühtlasi kerge kaal, mistõttu sobivad hästi transporteeritavateks vastuvõtjateks, 4) odav ekspluatatsioon, võrreldes sama tundlikkusega superheterodüün-vastuvõtjaga.

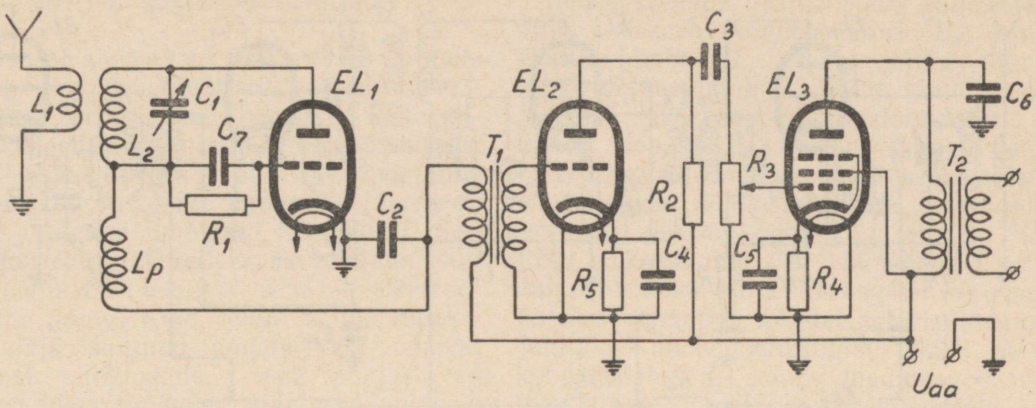
Superregeneratiiv-vastuvõtjate puudusteks on: 1) kõrge endamüra tase, 2) ostsillaatorsageduse energia kiirgumine antenni kaudu ruumi ja seega läheduses asuvates raadiovastuvõtjates raadiohäirete tekitamine, 3) ebastabiilne häälestus ja 4) ei ole võimalik kasutada moduleerimata kandevsagedusega telegraafimärkide vastuvõtmiseks.

Esimest kahte puudust on teatava piirini võimalik vähendada kõrgsagedusvõimendus-eelastmega ja paispoolide ühendamisega küttevooluringi. Kõrgsagedusvõimendus-eelastmes ei tohi kasutada suure anoodvooluga elektronlampi, sest sellega suureneb vastuvõtja endamüra tase.

Detektorastmes kasutatava trioodi ehk pentoodi sisemahtuvus ja anoodvoolu tugevus peavad olema väikesed, mis eriti on olulised ülilühilaine vastuvõtjates.



Joonis 38—6. Tagasisidestusega otsevastuvõtja „CH-235" teoreetiline skeem.



Joonis 38 — 7. Kõrgsagedusvõimendaja-eelastmeta superregeneratiiv-vastuvõtja teoreetiline skeem.

Kuni 50 MHz sageduseni kasutatakse elektronlampe: 6C5, 6Ж3П, 2C4C, 2К2М ja 2Ж2М. Üle 50 MHz sagedustel sobivad elektronlambid: 6С1Ж ja 6К1Ж.

Superregeneratiiv-vastuvõtja konstrueerimisel valitakse võre *RC* filtri suurus, antenni sidestus ja tagasisidestus katseliselt, sest nende arvutamine ei anna reaalseid tulemusi.

Alljärgnevalt antakse orienteerimiseks kolm superregeneratiiv-vastuvõtja teoreetilist skeemi ühes lülituselementide iseloomustussuuruste andmetega.

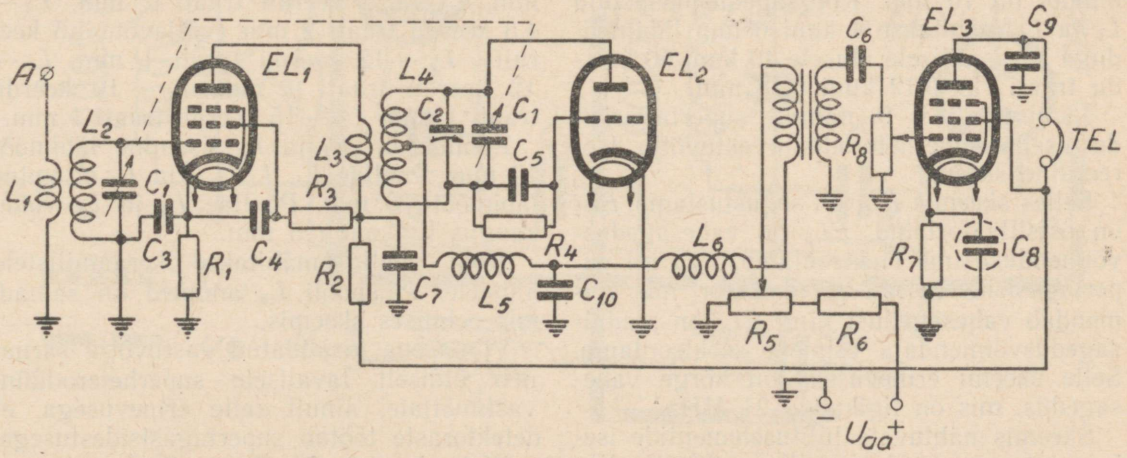
Jooniselt 38 — 7 nähtuva lülitusskeemi järgi koostatud kõrgsagedusvõimendaja eelastmeta superregeneratiiv-vastuvõtja tundlikkus on ligikaudu 60 μV (sagedusel 50 kuni 100 mHz).

Lülituselementide iseloomustussuurused on: EL_1 — 6С1Ж, EL_2 — 6С5, EL_3 — 6Ф6С, $C_1 = 3$ kuni 25 pF, $C_2 = 5000$ pF, $C_3 = 0{,}005$ μF, $C_4 = C_5 = 10{,}0$ μF, $C_6 = 1000$ pF, $C_7 = 50$ pF, $R_1 = 0{,}5$ MΩ, $R_2 = 50$ kΩ, $R_3 = 100$ kΩ, $R_4 = 400$ Ω, $R_5 = 2$ kΩ, L_1 — 1,2 kuni 2 keerdu ja L_2 — 6 keerdu.

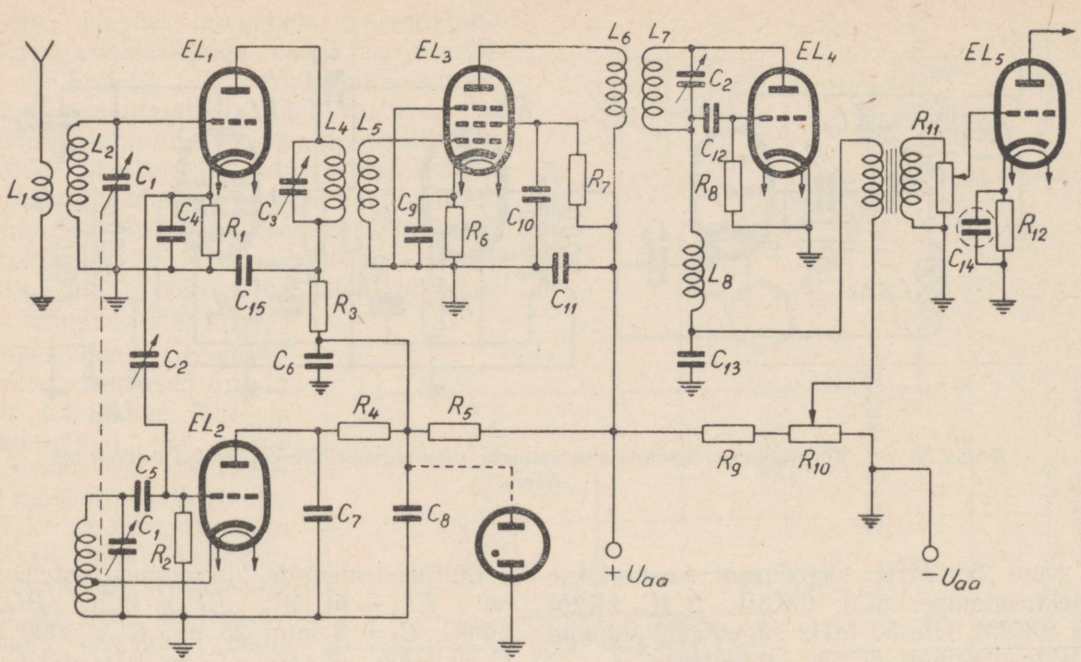
L_1 ja L_2 on aluseta õhksüdamikuga poolid, läbimõõduga 10 mm, traadi läbimõõt 1 mm.

Kõrgsagedusvõimendus-eelastmega superregeneratiiv-vastuvõtja teoreetiline skeem nähtub jooniselt 38 — 8.

Lülituselementide iseloomustussuurused on: EL_1 — 6Ж1Ж, EL_2 — 6С1Ж, EL_3 — 6Ж7, $C_1 = 3$ kuni 25 pF, $C_2 = 3$ kuni 20 pF, $C_3 = C_4 = 500$ pF, $C_5 = 50$ pF, $C_6 =$



Joonis 38 — 8. Kõrgsagedusvõimendaja-eelastmega superregeneratiiv-vastuvõtja teoreetiline skeem.



Joonis 38 — 9. Supertagasisidestusega superheterodüün-vastuvõtja teoreetiline skeem.

$= 0{,}01$ μF, $C_7 = 300$ kuni 500 pF, $C_8 = 10$ μF, $C_9 = 1000$ pF, $C_{10} = 3000$ kuni 5000 pF, $R_1 = 200$ Ω, $R_2 = 10$ kΩ, $R_3 = 0{,}25$ MΩ, $R_4 = 1{,}0$ MΩ, $R_5 = 100$ kΩ, $R_6 = 100$ kΩ, $R_7 = 400$ Ω, $R_8 = 0{,}5$ MΩ.

70 kuni 80 MHz sagedusastmiku jaoks on poolide andmed järgmised: L_1 — 1,5 kuni 2 keerdu traati ПЭ — 0,35 mm, L_2 — 3 keerdu traati ПЭ — 0,8 mm, L_3 — 2 keerdu traati ПЭ — 0,35 mm, L_4 — 2,5 keerdu traati ПЭ — 0,8 mm (väljavõte 0,5 keerult anoodi poolt otsast). Poolide sisemine läbimõõt on 10 mm. Kõrgsageduspaispoolid L_5 ja L_6 mähitakse 4 kuni 6 mm läbimõõduga keraamilisele alusele 40 kuni 50 keerdu traati ПЭ 0,12 kuni 0,18 mm.

Jooniselt 38 — 9 nähtub supertagasisidestusega superheterodüün-vastuvõtja teoreetiline skeem.

Selles skeemis EL_1 on segustuslamp, EL_2 on ostsillaatorlamp, EL_3 on vahesagedusvõimendusastme elektronlamp, EL_4 on supertagasisidestusega võredetektor, mis võimendab vahesagedust ning EL_5 on madalsagedusvõimendaja esimene elektronlamp. Selle skeemi erinevuseks on kõrge vahesagedus, mis on ligikaudu 21 MHz.

Skeemis nähtuvate lülituselementide iseloomustussuurused on: EL_1 — 6С1Ж, EL_2 — 6С1Ж, EL_3 — 6Ж4, EL_4 — 6С1Ж, EL_5 — 6С5, $C_1 = 3$ kuni 25 pF, $C_2 = C_3 = 3$ kuni 30 pF, $C_4 = 50$ pF, $C_5 = 100$ pF, $C_6 = 1000$ pF, $C_7 = 500$ pF, $C_8 = 1000$ pF, $C_9 = 5000$ pF, $C_{10} = C_{11} = 10\,000$ pF, $C_{12} = 100$ pF, $C_{13} = 1000$ pF, $C_{14} = 25$ μF, $R_1 = 10$ kΩ, $R_2 = 20$ kΩ, $R_3 = R_4 = 10$ kΩ, $R_5 = 7$ kΩ, (5 W), $R_6 = 200$ $R_7 = 60$ kΩ, $R_8 = 2$ MΩ, $R_9 = 0{,}25$ MΩ (1 W), $R_{10} = 0{,}1$ MΩ, $R_{11} = 0{,}5$ MΩ, $R_{12} = 2$ kΩ.

Lainealas 4 kuni 5 m on poolide andmed järgmised: L_1 — 4 keerdu traati 0,8 mm, L_2 — 7,5 keerdu traati 2 mm, L_3 — 4,5 keerdu traati 2 mm (väljavõte 1,5 keerult), L_4 — 12 keerdu traati 1 mm, L_5 — 12 keerdu traati 1 mm, L_6 — 10 keerdu traati 1 mm, L_7 — 15 keerdu traati 1 mm.

Poolide L_1, L_2 ja L_3 sisemine läbimõõt 12 mm. Poolide L_4, L_5, L_6 ja L_7 sisemine läbimõõt 18 mm. Poolide L_4 ja L_5 vahekaugus ligikaudu 5 mm.

Kõik poolid mähitakse keraamilistele alustele. Paispooli L_8 andmed on samad, mis eelmises skeemis.

Viimasena kirjeldatud vastuvõtja sarnaneb üldiselt tavalisele superheterodüünvastuvõtjale, ainult selle erinevusega, et detektoraste töötab supertagasisidestusega.

Kirjandus: 1, 23, 38 ja 39.

38 — 4. Refleksvastuvõtjad.

Refleksvastuvõtjateks nimetatakse raadiovastuvõtjaid, milledes elektronlampe kasutatakse üheaegselt kahe erineva sagedusega pinge võimendamiseks.

Refleksvastuvõtjaid on toodetud juba rohkem kui 25 aastat, kuid selle juures on nende tootmine toimunud hüppeliselt. Sellist, mittepidevat refleksvastuvõtjate tootmist põhjustas teataval määral elektronlampide areng. Kuid senini ei ole refleksvastuvõtja suutnud endale veel püsivat tootmist kindlustada. Seda põhjustavad mitmed väga tunduvad puudused, mida ei ole korda läinud ärastada. Refleksvastuvõtjate puudusteks on: 1) suured mittelineaarmoonutused ja 2) elektronlampide tööiga lüheneb ning seetõttu ekspluatatsiooni kulud on suuremad kui sama tundlikkusega tavalise vastuvõtja rakendamisel.

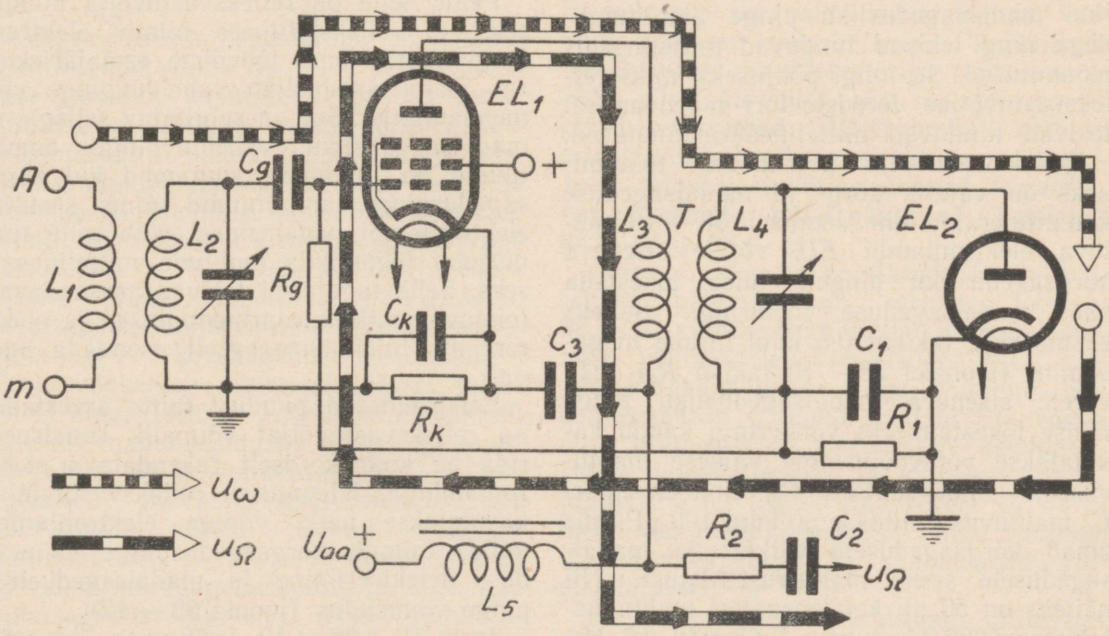
Refleksvastuvõtjate paremusteks on: 1) odavam tootmine, sest tootmise hind väheneb elektronlampide ja nende pesade arvel, 2) väiksemad mõõted ja kaal võrreldes sama tundlikkusega otsevastuvõtjaga.

Refleksvastuvõtja töötamise põhimõtte kirjeldamiseks kasutatakse jooniselt 38 — 10 nähtuvat skeemi.

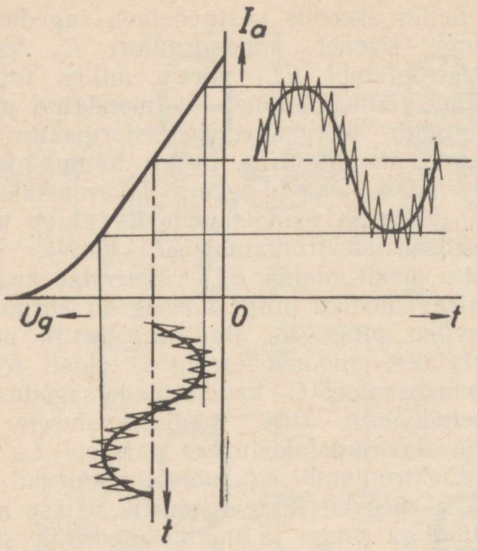
Selles skeemis vastuvõetava sagedusega pinge siseneb kondensaatori C_g kaudu elektronlambi EL_1 võrele, milles toimub pinge võimendamine. Võimendatud pinge suundub kõrgsagedustransformaatori T kaudu dioodile EL_2, milles toimub detekteerimine. Dioodetektori koormustakistilt R_1 juhitakse madalsageduslik pinge teistkordselt elektronlambi EL_1 võrele. Seetõttu elektronlamp EL_1 võimendab ka madalsagedusliku pinge üheaegselt kõrgsagedusliku pingega. Madalsageduslik pinge juhitakse anoodvooluringist takisti R_2 ja kondensaatori C_2 kaudu madalsagedusvõimendajasse, sest madalsagedusele on anoodkoormustakistuseks paispool L_5.

Elektronlambi EL_1 võrele sisenevad seega üheaegselt kõrgsageduslik väikse amplituudiga pinge ja madalsageduslik suure amplituudiga pinge. Graafiliselt nähtuvad EL_1 võrepinge ja anoodvoolu muutused jooniselt 38 — 11.

Sellelt jooniselt näeme, et elektronlambi kõrgsagedusliku pinge võimendus muutub madalsagedusliku pinge taktis, sest elektronlambi parameetrid muutuvad madalsagedusliku pinge toimel perioodiliselt. See kõrgsagedusliku pinge võimenduse muutus moduleerimise taktis ei ole raadiovastuvõtja väljandil seetõttu märgatav, et



Joonis 38 — 10. Refleksvastuvõtja töötamise põhimõtet selgitav skeem.



Joonis 38 — 11. Elektronlambi võrepinge ja anoodvoolu kõverad, kahe erineva sagedusega vahelduvpingega tüürimisel.

kõrgsageduspinge amplituudi muutus toimub samuti moduleerimise taktis ja need muutused elektronlambi võrel on faasis. Seejuures on aga oluline, et detekteerimine toimuks lineaarsel tunnusjoone osal, sest vastasel korral EL_1 võrel ei ole kõrgsagedusliku pinge amplituudide muutus võrdeline madalsagedusliku pinge amplituudidega ning tekivad tunduvad mittelineaarmoonutused. See ongi põhjuseks, miks refleksvastuvõtjas võredetektori rakendamisel tekivad tunduvad mittelineaarmoonutused.

Refleksvastuvõtja korralikuks töötamiseks on vajalik kõrg- ja madalsageduse kanalite eraldamine. Jooniselt 38 — 10 nähtuva elektronlambi EL_1 võrele siseneva kõrgsagedusliku pingele tuleb tõkestada pääs madalsageduse vooluringi. Selleks kasutatakse takistit 0,5 kuni mitme megaoomini (joonisel 38 — 10 takisti R_g). EL_1 võrele siseneva madalsagedusliku pinge lühise tõkestamiseks võnkeringi kaudu kasutatakse võrevooluringis väikese mahtuvusega kondensaatorit C_g. Kondensaatori C_g mahtuvus valitakse 50 kuni 100 pF, mis omab kõrgsagedusele väikest ja madalsagedusele suurt mahtuvustakistust. Nii näiteks on 50 pF kondensaatori mahtuvustakistus 5000 Hz juures ligikaudu 0,6 MΩ ja 1000 kHz juures ligikaudu 3000 Ω.

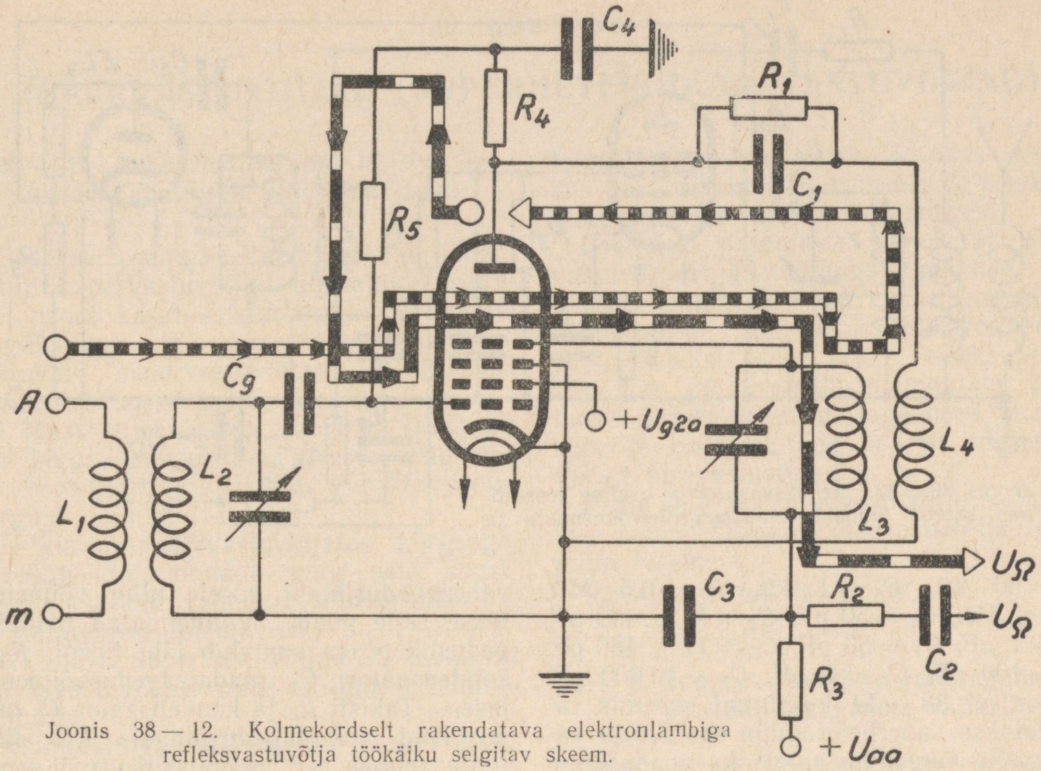
Analoogiliselt EL_1 võrevooluringile tuleb ka selle anoodvooluringis eraldada kõrg- ja madalsagedusvoolud. Anoodvooluringis arenev kõrgsagedusvool läbib kõrgsagedustransformaatori primaarmähise, indutseerides selle sekundaarmähises kõrgsagedusliku EMJ. Kõrgsagedustransformaatori primaarmähist läbiv kõrgsagedusvool suundub väikese mahtuvusega kondensaatori C_3 kaudu EL_1 katoodile. Madalsagedusvoolule omab kõrgsagedustransformaatori primaarmähis väikest takistust, mistõttu selles tunduvat madalsagedus-pingelangu ei arene. Madalsagedusvoolule on anoodkoormustakistuseks teraskehaga paispool L_5 ning seetõttu suundub paispoolil arenev madalsageduslik pingelang takisti R_2 ja kondensaatori C_2 kaudu madalsagedusvõimendaja elektronlambi võrele. Takisti R_2 on vajalik kõrgsagedusvoolu tõkestamiseks, sest vastasel korral pääseks kõrgsagedusvool madalsagedusvõimendajasse.

Eelkirjeldatust nähtub, et kõrg- ja madalsagedusvoolude eraldamine ei ole täielik, sest kondensaatoritega ja takistitega saab neid eraldada ainult teatavas vahekorras. Sellest järeldub, et tekivad lisakaod nii kõrg- kui ka madalsageduskanaleis, mis tunduvalt vähendab refleksvastuvõtja kasutegurit.

Peale selle on refleksvastuvõtja puuduseks, et reflekslülituses toimiv elektronlamp kaotab oma töövõime esmajärjekorras madalsagedusliku vahelduvpinge võimendamiseks. See on selgitatav sellega, et madalsagedusliku vahelduvpinge amplituudid on tunduvalt suuremad kui kõrgsageduspinge amplituudid ning seetõttu elektronlambi vananemisel võib selle tunnusjoon tööpunktis muutuda mittelineaarseks. Selle tagajärjel tekivad arusaadavalt tunduvad mittelineaarmoonutused ja elektronlamp tuleb enneaegselt asendada uuega.

Eelkirjeldatud puudusi mitte arvestades on refleksvastuvõtjat võimalik konstrueerida ka kolmekordselt rakendatava elektronlambiga. Niisuguses refleksvastuvõtjas kasutatakse nelja võrega elektronlampi, milles toimub kõrgsageduspinge võimendus, detekteerimine ja madalsagedusliku pinge võimendus (joonis 38 — 12).

Jooniselt 38 — 12 nähtuvas skeemis rakendatakse elektronlambi katoodi ühes



Joonis 38 — 12. Kolmekordselt rakendatava elektronlambiga refleksvastuvõtja töökäiku selgitav skeem.

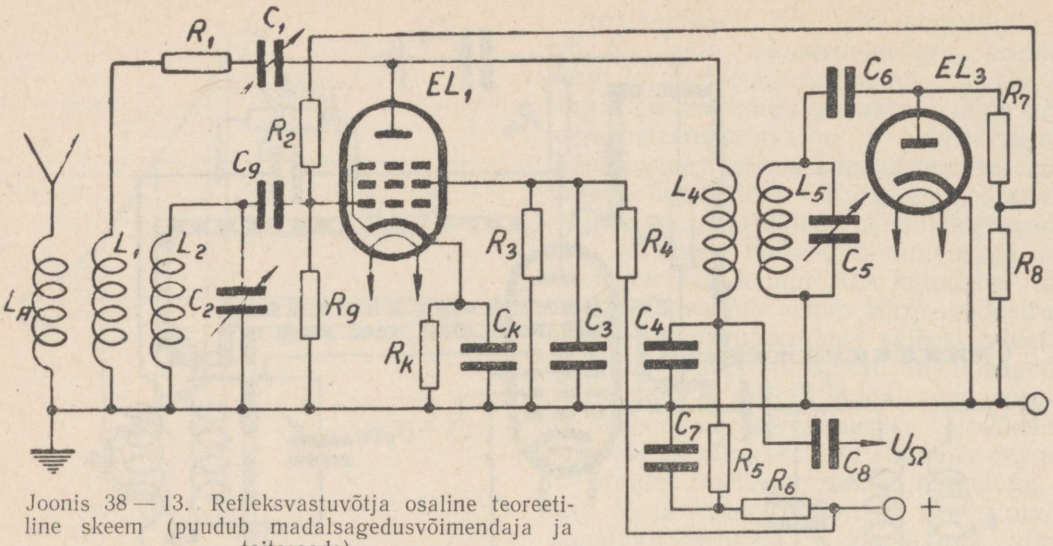
nelja võrega kõrg- ja madalsageduslikkude vahelduvpingete võimendamiseks ja katoodi ning anoodi kasutatakse diooddetektorina.

Kõrgsageduslik sisendpinge suunatakse elektronlambi võrele G_1, mille kaudu tüüritakse anoodina kasutatava võre G_4 voolu. Võre G_4 vooluringis asuva kõrgsagedustransformaatori kaudu kantakse võimendatud sisendpinge diooddetektorina töötavale katoodile ja anoodile. Detektori koormustakistilt R_1 suunatakse madalsageduspinge takistite R_4 ja R_5 kaudu võrele G_1, edaspidiseks võimendamiseks. Võimendatud madalsageduslikule voolule võre G_4 vooluringis asuv kõrgsagedustransformaatori primaarvõnkering nimetamisväärset takistust ei oma. Seetõttu anoodkoormustakistil R_3 tekkiv madalsageduslik pingelang suundub takisti R_2 ja kondensaatori C_2 kaudu järgneva madalsagedusvõimendusastme elektronlambi võrele. Skeemil märgitud kondensaatorite C_g, C_3 ja C_4 ülesandeks on läbi lasta kõrgsagedusvoolu ja tõkestada madalsagedusvoolu, s. t. nende mahtuvused tuleb valida 50 kuni 100 pF.

Takistid R_2, R_4 ja R_5 on kõrgsagedusvoolu tõkestamiseks. Üldiselt on selle skeemi töötamise põhimõte analoogiline jooniselt 38 — 10 nähtuva skeemi töökäigule. Erinevuseks on vaid diooddetektori lisamine samasse elektronlampi. Praktiliselt töötab eraldi diooddetektoriga refleksvastuvõtja siiski paremini, sest moonutused tekivad väiksemad. Alljärgnevalt antakse orienteerimiseks kahe praktikas rakendatava refleksvastuvõtja osalised teoreetilised skeemid, mis nähtuvad joonistelt 38 — 13 ja 38 — 14.

Joonisel 38 — 13 kujutatud skeemi töötamise põhimõte on sarnane joonisel 38 — 10 antud põhimõttelise skeemi töötamise põhimõttele. Võnkeringis L_2C_2 arenev kõrgsageduslik pinge suundub läbi kondensaatori C_g elektronlambi EL_1 võrele G_1. Võimendatud sisendpinge detekteeritakse diooddetektoris ja kantakse pingejagajalt R_7R_8 tagasi EL_1 võrele G_1. Võimendatud madalsageduslik pinge suundub läbi kondensaatori C_8 madalsagedusvõimendajasse.

Jooniselt 38 — 13 nähtuvate lülituselementide iseloomustussuurused on: $R_1 = 600$ Ω, $R_2 = 0{,}5$ MΩ, $R_3 = 50$ kΩ, $R_4 = 80$ kΩ,



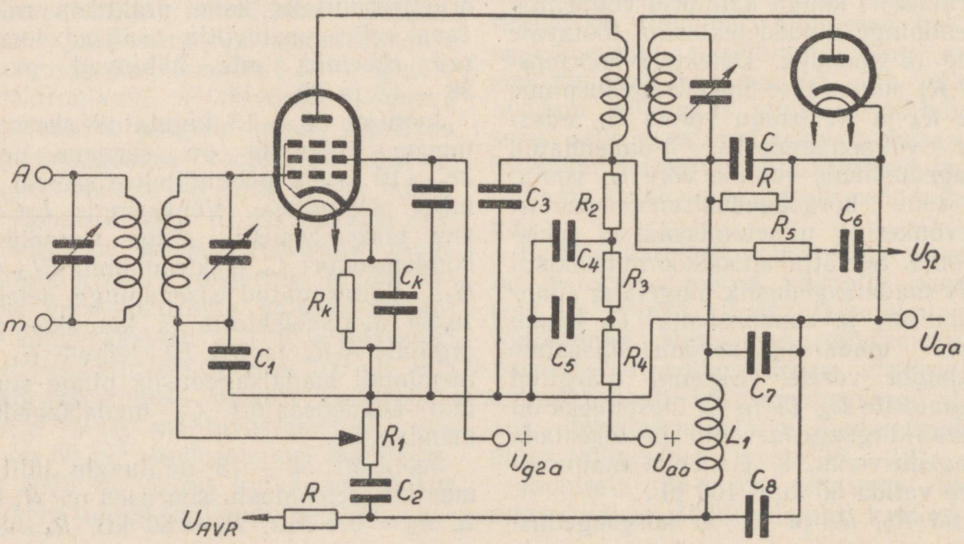
Joonis 38 — 13. Refleksvastuvõtja osaline teoreetiline skeem (puudub madalsagedusvõimendaja ja toiteseade).

$R_5 = 60$ kΩ, $R_6 = 1$ kΩ, $R_7 = 0{,}5$ MΩ, $R_8 = 1$ MΩ, $C_1 = 50$ pF, $C_2 = 17 \ldots 450$ pF, $C_3 = 1$ μF, $C_4 = 50$ pF, $C_5 = 17 \ldots 450$ pF, $C_6 = 100$ pF, $C_7 = 1$ μF, $C_8 = 10\,000$ pF.

Joonisel 38 — 14 kujutatud skeemis rakendatakse superheterodüün-vastuvõtja vahesagedusvõimenduslampi ka madalsagedusliku pinge võimendamiseks. Dioodidetektorilt saadakse ka AVR pinge. Vahesagedus- ja madalsageduspingete eraldamine toimub selles skeemis samuti filtrite abil. Nii moodustavad kondensaatorid C_7 ja C_8 ning paispool L_1 madalläbistusfiltri AVR pingele ja madalsageduslikule vahelduvpingele. Viimane suundub läbi kondensaatori C_2 ja potentsiomeetri R_1 vahesageduslambi võrele ning võimendatakse selle poolt. Võimendatud madalsageduslik pinge suundub läbi takisti R_5 ja kondensaatori C_6 madalsagedusvõimendajasse. Takisti R_5 ja kondensaator C_3 moodustavad vahesageduspingele RC filtri, mille toimel see madalsagedusvõimendajasse ei pääse.

Jooniselt 38 — 14 nähtuvate lülituselementide iseloomustussuurused on: $R_1 = 1$ MΩ, $R_2 = 100$ kΩ, $R_3 = 20$ kΩ, $R_4 = 20$ kΩ, $R_5 = 50$ kΩ, $C_1 = 150$ pF, $C_2 = 2000$ pF, $C_3 = 150$ pF, $C_4 = 1$ μF, $C_5 = 1$ μF, $C_6 = 2000$ pF, $C_7 = 150$ pF, $C_8 = 150$ pF.

Kirjandus: 23 ja 38.



Joonis 38 — 14. Refleks-superheterodüün-vastuvõtja osaline teoreetiline skeem.

39. peatükk.

SUPERVASTUVÕTJAD (SUPERHETERODÜÜN-VASTUVÕTJAD).

39 — 1. Supervastuvõtjate liigitus ja nende paremused ning puudused.

Superheterodüün-vastuvõtjad ehk lühendatult supervastuvõtjad liigitatakse sõltuvalt nende kasutusotstarbest kahte rühma: ringhäälingu ja side supervastuvõtjad. Sõltuvalt supervastuvõtjate kvaliteedist liigitatakse need kolme klassi:

I klassi supervastuvõtjates on tavaliselt üks kõrgsagedusvõimendus-aste ning nad on eranditult toidetavad vahelduvvooluvõrgust.

II klassi supervastuvõtjates kõrgsagedusvõimendaja puudub ning neid konstrueeritakse nii vahelduvvooluvõrgust kui ka patareidest toidetavaid.

III klassi supervastuvõtjad on tavaliselt refleksvastuvõtjad ning ei oma lühilaineastmikke.

Ringhäälingu vastuvõtjate jaotus klassidesse vastavalt ГОСТ-i normidele leidub peatükis 40.

Nimetatud vastuvõtjad erinevad üksteisest ka teiste iseloomustussuuruste poolest; nii omavad I klassi supervastuvõtjad neli kuni viis ja isegi rohkem laineastmikku, II klassi supervastuvõtjates on tavaliselt kolm laineastmikku ning III klassi supervastuvõtjad omavad ainult kesk- ja pikklaineastmiku.

I klassi supervastuvõtjad peavad lühilaineil omama laotatud laineastmikke, mis lihtsustab vastuvõtja käsitsemist.

Supervastuvõtjate peamisteks paremusteks on hea selektiivsus ja suur tundlikkus. Samuti on supervastuvõtjate tähtsaks eeliseks lihtsam tehnoloogiline protsess, mis võimaldab nende massilist vooltootmist keskpärastest materjalidest. Nii näiteks supervastuvõtjaga võrdse tundlikkusega otsevastuvõtja konstrueerimiseks on vaja kasutada märksa parema kvaliteediga ja kallimaid materjale. Seetõttu supervastuvõtjatega võrdse tundlikkusega otsevastuvõtjate massiline vooltootmine on tunduvalt kallim supervastuvõtjate tootmisest.

Peale selle on supervastuvõtjates võimalik rakendada mitmesuguseid lisaseadiseid, nagu AVR, ARR ja ATH, millede toimel supervastuvõtjate töötamise stabiilsus ja käsitsemise lihtsus ületab tunduvalt otsevastuvõtja vastavad omadused.

Loetletud paremuste kõrval on supervastuvõtjatel ka mõningaid puudusi. Esimeseks puuduseks on supervastuvõtjate lülitusskeemi keerulisus, elektronlampide ja lisaseadiste suur arv. Teiseks puuduseks on juba sagedusmuundajate kirjelduses nimetatud peegelsagedused ja muud superile iseloomulikud häired, millest on vabad otsevastuvõtjad.

Peale selle on supervastuvõtja endamüra tase alati kõrgem otsevastuvõtja endamüra tasemest.

Kirjandus: 23, 38 ja 39.

39 — 2. Supervastuvõtjate vahesageduse ja ostsillaatorsageduse valik.

Supervastuvõtjate projekteerimisel on väga tähtis õige vahesageduse valik, mis kujutab endast kompromisslahendust kahe teineteisele vastukäivale tingimusele. Esiteks, peegelsagedusest tingitud häired vähenevad vahesageduse kõrgendamisega. Teiseks, vastuvõtja võimendus ja selektiivsus suurenevad vahesageduse vähendamisega. Peale selle, vahesagedustransformaatorite konstruktsiooni lihtsusest lähtudes, peaks valima võimalikult madal vahesagedus, sest nende konstrueerimine ja tootmine on seda lihtsam ja odavam, mida madalam on vahesagedus. Madalamal sagedusel võib võnkeringide valmistamiseks kasutatava materjali kvaliteet olla keskpärasem ning madalamal vahesagedusel on kergem saavutada vajalikku selektiivsust ja töötamise stabiilsust.

Praktikas rakendatakse alljärgnevaid vahesagedusi: 1) pikklainete vastuvõtjates 30 kuni 130 kHz ja 170 kuni 175 kHz (sidevastuvõtjad), 2) kesk- ja lühilainete vastuvõtjates 465 kHz, 3) ülilühilainete vastuvõtjates (meeterlainete alas) 1,5 kuni 8 MHz, 4) sentimeeterlainete vastuvõtjates ulatub vahesagedus kümnetesse ja isegi sadadesse megahertsidesse.

Peegelsageduste nõrgendamiseks suu-

rendatakse supervastuvõtja sisendvõnkeringide selektiivsust või kasutatakse segustusastme ees kõrgsagedusvõimendajat. Sellega nõrgeneb peegelsageduspingete toime tunduvalt.

Peegelsageduspingete nõrgenemist N on võimalik arvutada valemiga:

$$N = 20\,n \lg \left(4 Q_e \frac{f_v}{f_s}\right) \text{ dB}, \quad (39-1)$$

kus n on sisendvõnkeringide ja kõrgsagedusvõimendaja võnkeringide arv, millised on häälestatud vastuvõetavale sagedusele ja Q_e on võnkeringide keskmine ekvivalentne hüvetegur.

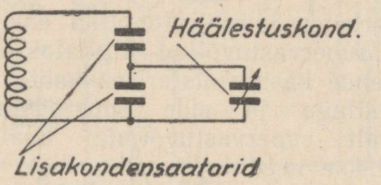
Ostsillaatorsageduse valikul tuleb lähtuda peatükis 35 antud alustest. Järelikult pikk- ja kesklaineastmikes tuleb ostsillaatorsagedus valida vahesageduse võrra kõrgem vastuvõetavast sagedusest. Lühi- ja ülilühilainealades võib ostsillaatorsageduse valida vahesageduse võrra madalama vastuvõetavast sagedusest, sest seega muutub segusti töötamise stabiilsus suuremaks.

Kirjandus: 38 ja 39.

39 — 3. Ribalaotuse teostamine supervastuvõtjates.

Supervastuvõtjates rakendatakse sageli lühilaineastmikes laotatud sagedusribasid, mis lihtsustab vastuvõtja häälestamist vastuvõetavale sagedusele. Laineastmiku sagedusriba laotamist on võimalik teha kahel viisil: 1) vastuvõtja tavaline häälestusseadis reguleeritakse tehase või konstruktori poolt määratud asendisse ning ribalaotuseks häälestatakse võnkeringe väikese mahtuvusega lisakondensaatoritega, 2) võnkeringidesse lülitatakse juurde niisugused reaktiivtakistused, et häälestuskondensaatorite mahtuvuste suhtelised muutused oleksid väikesed.

Esimest ribalaotuse viisi rakendatakse peamiselt raadioside vastuvõtjates, kuna teist viisi rakendatakse ringhäälingu vastuvõtjates, nii nagu nähtub jooniselt 39 — 1. Rööbitise ja järjestikuse kondensaatori mahtuvused leitakse võrrandite lahendamisega, mis on koostatud riba maksimaalsel ja minimaalsel sagedusel vajatavate mahtuvuse arvväärtuste alusel.



Joonis 39 — 1. Võnkeringi põhimõtteline skeem, millesse on ühendatud ribalaotuse kondensaatorid.

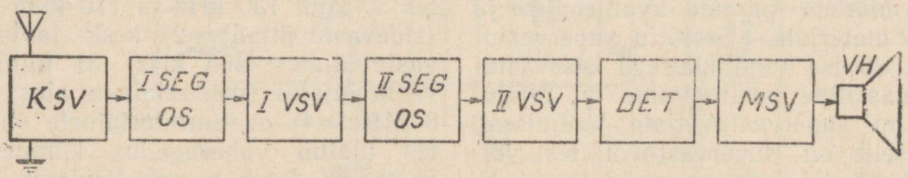
Ribalaotuse praktilise rakendamise põhiliseks tingimuseks on raadiovastuvõtja hea töötamise stabiilsus, sest vastasel korral nihkub kogu laotatud sagedusriba oma määratud kohast sagedusastmikus kõrvale ja seega ettenähtud raadiosaatjate vastuvõtt muutub võimatuks.

Kirjandus: 1.

39 — 4. Kahekordse sagedusmuundusega supervastuvõtjad.

Kahekordse sagedusmuundusega supervastuvõtja koosneb ühe- või kaheastmelisest kõrgsagedusvõimendajast, kahest sagedusmuundajast, kahest vahesagedusvõimendajast, detektorist ja madalsagedusvõimendajast. Niisuguse supervastuvõtja lahterskeem nähtub jooniselt 39 — 2.

Kahekordse sagedusmuundusega supervastuvõtja esimene vahesagedus valitakse suhteliselt kõrge (ligikaudu 1700 kHz) selleks, et peegelsageduskanalid nihkuksid vastuvõtukanalitest võimalikult kaugemale. Teine vahesagedus valitakse suhteliselt



Joonis 39 — 2. Kahekordse sagedusmuundusega supervastuvõtja lahterskeem.

madalam (harilikult 465 kHz) selleks, et saavutada vahesagedusvõimendajas küllaldast selektiivsust ja võimendust.

Kahekordse sagedusmuundusega supervastuvõtja paremuseks on tunduvalt suurem nõrgenemine peegelsageduskanalis ja parem selektiivsus. Kahekordse sagedusmuundusega supervastuvõtjate paremused on eriti märgatavad lühilainealas üle 6 MHz sageduste vastuvõtmisel. Kuna kahekordse sagedusmuundusega supervastuvõtjate konstruktsioon on tunduvalt keerulisem ja seega ka kallim tavalistest supervastuvõtjatest, siis rakendatakse neid peamiselt raadioside seadmetes.

Kirjandus: 1.

40. peatükk.

RINGHÄÄLINGU VASTUVÕTJAD.

40 — 1. Ringhäälingu vastuvõtjate liigid ja iseloomustussuurused.

Ringhäälingu vastuvõtjad liigitatakse vastavalt ГОСТ-5651-51 normidele, mis on kinnitatud NSVL Ministrite Nõukogu poolt 18. jaan. 1951. a. ja kehtivad alates 1. jaan. 1952. a., nelja klassi. Ringhäälingu vastuvõtjate jaotuse aluseks klassidesse on nende iseloomustussuuruste kohta esitatavad ja normides ette nähtud nõuded. Mainitud ГОСТ-i normid ei ole kehtivad auto- ja ultralühilaine vastuvõtjate kohta. Nii kuuluvad I klassi eriti heade akustiliste iseloomustussuurustega vastuvõtjad, kuna IV klassi kuuluvad lihtsad ja odavad vastuvõtjad, millede akustilised iseloomustussuurused on rahuldavad.

Ringhäälingu vastuvõtjate klass määratakse sõltuvalt alljärgnevatest iseloomustussuurustest: 1) nimi-väljandvõimsus, 2) toitmisviis, 3) elektrienergia kulu, 4) laineastmike arv, 5) vahesageduse kõrgus, 6) tundlikkus, 7) tundlikkus helipea sisendil, 8) selektiivsus, 9) nõrgenemine peegelsageduskanalis, 10) ostsillaatorsageduse stabiilsus, 11) võimenduse reguleerimise ulatus, 12) tämbri reguleerimise ulatus, 13) nõrgenemine vahesagedusega võrdsel sisendpinge sagedusel, 14) endamüra tase, 15) AVR toime, 16) võimendatava sagedusriba laius, 17) keskmine akustiline rõhk, 18) mittelineaarmoonutused, 19) vastuvõtja pingestamise indikaator, 20) häälestusindikaator, 21) sagedusriba laiuse muutmise võimalus, 22) lisavaljuhääldaja ühendamise võimalus, 23) elektronlampide arv.

Parema ülevaate saamiseks antakse ГОСТ-5651-51 normid, vastavalt ringhäälingu vastuvõtjate klassidele, tabeli kujul (tabel 40 — 1).

Raadiovastuvõtjate arhitektuurilisel kujundamisel näevad ГОСТ 5651-51 normid ette konstrueerida I ja II klassi vastuvõtjaid lauale asetatavate või kappmudelitena, kuna muud vastuvõtjad on põhiliselt ette nähtud lauale asetatavatena.

Kirjandus: 23.

40 — 2. Tööstuslike ringhäälingu vastuvõtjate kirjeldusi.

Tööstuslike ringhäälingu vastuvõtjatega tutvunemiseks kirjeldatakse alljärgnevalt mõningaid Eesti NSV-s enam levinud ringhäälingu vastuvõtjaid, milleks on: „Рига Б-912", „Искра-50", „Таллин Б-2", „Родина-47", „АРЗ-52", „Рига Т-755", „VV-662", „Балтика", „Рига-6", „Нева", „Беларусь" ja „Латвия".

1. Ringhäälingu vastuvõtja „Рига Б-912" on kahe lambiga patareidest toidetav tagasisidestusega otsevastuvõtja, mille teoreetiline skeem on toodud joonisel 40 — 1.

Nagu sellelt jooniselt nähtub, on vastuvõtjas „Рига Б-912" rakendatud ökonoomsed П-seeria elektronlambid, mille tulemusena vastuvõtja küttepinge on 1,2 volti ja küttevool 180 mA, ning 80-voldise anoodpinge puhul on anoodvool 4,5 kuni 5 mA. Seega on „Рига Б-912" käesoleval ajal üks ökonoomsemaid ringhäälingu vastuvõtjaid. Sagedusastmikke on kaks: 15 kuni

Tabel 40 — 1.

ГОСТ 5651-51 normid ringhäälingu vastuvõtjate klasside ja põhiiseloomustussuuruste kohta.

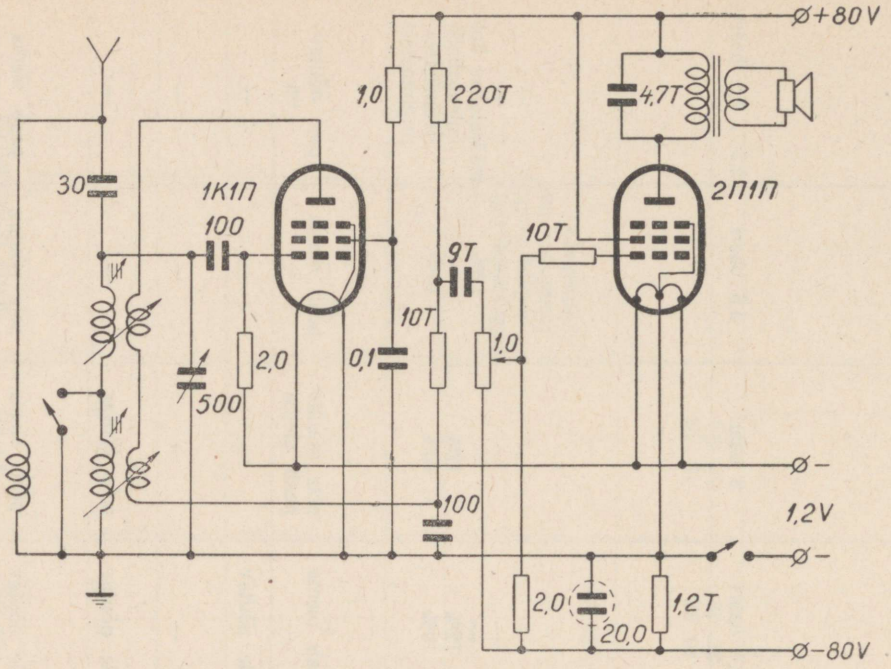
Jrk. nr.	Iseloomustussuuruste nimetus	I klass	II klass		III klass		IV klass	
		võrk-vastuvõtja	võrk-vastuvõtja	patarei-vastuvõtja	võrk-vastuvõtja	patarei-vastuvõtja	võrk-vastuvõtja	patarei-vastuvõtja
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1.	Minimaalne nimi-väljand-võimsus	4 VA	1,5 VA	0,15 VA	0,5 VA	määratakse kokkuleppeliselt vastuvõtja tehniliste tingimustega		
2.	Toitmisviis	vahelduvvooluvõrgust nimipingega 110, 127 ja 220 V		patareidest, akudest jt.	vahelduvvooluvõrgust, nimipingega 110, 127 ja 220 V	patareidest, akudest jt.	vahelduvvooluvõrgust, nimipingega 110, 127 ja 220 V	patareidest, akudest jt.
	Märkus: II, III ja IV klassi vastuvõtjad võivad olla universaaltoitega, s. o. toitega nii vahelduv- kui ka alalisvooluvõrgust.							
3.	Maksimaalne elektrienergia tarvitus	määratakse lampide arvu ja tüübiga		koguvõimsus 1,9 W	määratakse lampide arvu ja tüübiga	koguvõimsus 1,3 W	määratakse lampide arvu ja tüübiga	koguvõimsus 0,8 W
4.	Vastuvõetavad sagedusastmikud, vähemalt	määratakse kokkuleppeliselt tehniliste tingimustega: 150 ... 415 kHz, 520 ... 1600 kHz, 3,95 ... 12,1 MHz		150 ... 415 kHz, 520 ... 1600 kHz, 3,95 ... 12,1 MHz	150 ... 415 kHz, 520 ... 1600 kHz, lubatakse astmik 3,95 ... 12,1 MHz	150 ... 415 kHz, 520 ... 1600 kHz —	150 ... 415 kHz, 520 ... 1600 kHz —	150 ... 415 kHz, 520 ... 1600 kHz —
		lühilaineastmikus nõutakse, et kogu sagedusastmik, ehk ringhäälingu sagedusribad oleksid laotatud			—	—	lubatakse pideva katmise asemel rakendada mitut vahetatavat kinnislainet	
5.	Vahesagedus	465 ± 2 kHz	465 ± 2 kHz	465 ± 2 kHz	465 ± 2 kHz ehk 110 ... 115 kHz	465 ± 2 kHz ehk 110 ... 115 kHz	465 ± 2 kHz ehk 110 ... 115 kHz	465 ± 2 kHz ehk 110 ... 115 kHz

1	2	3	4	5	6	7	8	9
6.	Tundlikkus 0,1 nimiväljandvõimsuse ning signaalpinge/mürapinge minimaalse suhte 20 dB puhul, minimaalselt							
	a) astmikus: pikklained	50 μV	200 μV	200 μV	300 μV	400 μV	määratakse kokkuleppeliselt tehniliste tingimustega	
	kesklained	50 μV	200 μV	200 μV	300 μV	400 μV		
	lühilained	50 μV	300 μV	300 μV	500 μV	—		
	b) kinnislainetel: pikklained	200 μV	300 μV	—	—	—	määratakse kokkuleppeliselt tehniliste tingimustega	
	kesklained	200 μV	300 μV	—	—	—		
7.	Tundlikkus helipeasisendilt nimiväljandvõimsuse puhul, vähemalt	0,2 V	0,25 V	0,25 V	0,25 V	helipea sisend pole ette nähtud	määratakse kokkuleppeliselt tehniliste tingimustega	helipea sisend pole ette nähtud
8.	Selektiivsus ± 10 kHz võrra kõrvalehäälestamisel, vähemalt	46 dB	26 dB 34	26 dB	20 dB 26	20 dB	määratakse kokkuleppeliselt tehniliste tingimustega 20	
	Märkus: muudetava sagedusribaga vastuvõtjate selektiivsust määratakse kitsal ribal.							
9.	Nõrgenemine peegelsageduskanalis, vähemalt:							
	pikklained	— 60 dB	— 36 dB	— 36 dB	— 26 dB	— 26 dB	—	—
	kesklained	— 50 dB	— 30 dB	— 30 dB	— 20 dB	— 20 dB	—	—
	lühilained	— 25 dB	— 12 dB	— 12 dB	—	—	—	—
10.	Ostsillaatorsageduse triivimine 10 min. kestel (pärast seda, kui vastuvõtja oli 5 min. sisse lülitatud), mitte rohkem:							
	a) sagedustel 6 . . . 9 MHz	2 kHz	4 kHz	2 kHz	8 kHz	—	—	—
	b) sagedustel 9 . . . 15 MHz	3 kHz	6 kHz	3 kHz	12 kHz	—	—	—
	c) sagedustel 15 MHz ja kõrgemal	4 kHz	—	—	—	—	—	—

1	2	3	4	5	6	7	8	9
11.	Võimenduse reguleerimise ulatus, vähemalt	50 dB	40 dB	40 dB	40 dB	40 dB	määratakse kokkuleppeliselt tehniliste tingimustega	
12.	Nõrgenemine vahesagedusega võrdsel sisendpinge sagedusel	— 40 dB	— 34 dB	— 34 dB	— 20 dB	— 20 dB	—	—
13.	Tämbri reguleerimise ulatus, vähemalt							
	a) tugevnemine madalatel sagedustel	4 dB	3 dB [1]	3 dB	—	—	—	—
	b) tugevnemine kõrgetel sagedustel	6 dB	—	—	—	—	—	—
	c) nõrgenemine madalatel sagedustel	— 6 dB	— 3 dB [1]	— 3 dB	—	—	—	—
	d) nõrgenemine kõrgetel sagedustel	— 6 dB	— 6 dB	— 6 dB	—	—	—	—
	Märkus: [1] — soovitav, kuid mitte nõutav.							
14.	Endamüra tase käsi-võimendusregulaatori maksimaalse võimenduse asendis p. 1. nimetatud nimiväljandvõimsuste puhul:	—46 dB	— 37 dB	—	— 26 dB	—	määratakse kokkuleppeliselt tehniliste tingimustega	—
15.	ATR pinge toimel ei tohi väljandpinge muutuda üle	12 dB	8 dB	8 dB	10 dB	10 dB	—	—
	kui sisendpinge muutub	60 dB	26 dB	26 dB	26 dB	26 dB	—	—
16.	Vastuvõtja üldine sageduskarakteristik valjuhäälduja poolt arendatava helirõhu lineaarmoonutuste puhul sagedusalas üle 250 kHz — 14 dB ja sagedusalas alla 250 kHz — 18 dB, vähemalt:							
	a) lauapealses kujunduses	60 . . . 6500 Hz	100 . . . 4000 Hz	100 . . . 4000 Hz	150 . . . 3500 Hz	150 . . . 3500 Hz	200 . . . 3000 Hz	200 . . . 3000 Hz
	b) kappkujunduses	50 . . . 6500 Hz	80 . . . 4000 Hz	—	—	—	—	—

1	2	3	4	5	6	7	8	9
17.	Valjuhääldaja keskmine helirõhk nimiväljandvõimsuse ja p. 16. nimetatud sagedusalas (patarei vastuvõtjate puhul p. 3. nimetatud toitevõimsuste juures) 1 m kaugusel, vähemalt:	20 baari	10 baari	3 baari	4,5 baari	3 baari	3,5 baari	2,5 . . . 1,5 baari
18.	Maksimaalselt lubatavad mittelineaarmoonutused vastavalt akustilistele mõõtmistele, nimiväljandvõimsuse ja modulatsiooniteguri $m = 0{,}3$ puhul, sagedustel: a) kuni 100 Hz b) 100 . . . 200 Hz c) 200 . . . 400 Hz 150 . . . 400 Hz d) üle 400 Hz	 12 . . . 15% 7% 7% — 5%	 — 10 . . . 15% 7% — 7%	 — 10 . . . 15% 7% — 7%	 — — — 12% 10%	 — — — 12% 10%	 — — 12% — 10%	 — — määratakse kokkuleppeliselt tehnilistele tingimustele
19.	Vastuvõtja lülitamise indikaator: a) elektriline b) mehaaniline	 peab olema —	 peab olema —	 pole nõutav peab olema	 peab olema —	 pole nõutav peab olema	 peab olema —	 pole nõutav on
20.	Häälestusindikaator	peab olema	peab olema	—	pole nõutav	—	—	—
21.	Muudetav vahesageduse ribalaius	peab olema	pole nõutav	pole nõutav	—	—	—	—
22.	Lisavaljuhääldaja ühendamise võimalus	peab olema	peab olema	peab olema	pole nõutav	pole nõutav	—	—
23.	Valjuhääldaja lülitamise võimalus traathäälingu võrku	pole nõutav	pole nõutav	peab olema	pole nõutav	peab olema	pole nõutav	peab olema
24.	Soovitatav elektronlampide arv	piiramata	mitte üle 7	mitte üle 7	mitte üle 5	mitte üle 5	mitte üle 4	mitte üle 4

Märkus: 1. Tabelis toodud normide alla ei kuulu translatsioon- ja autoraadiovastuvõtjad ning ultralühilaine vastuvõtjad;
2. Normid kehtivad alates 1. jaanuarist 1952. a.



Joonis 40 — 1. Patareidest toidetava kahelambiga tagasisidestusega otsevastuvõtja „Рига Б-912" teoreetiline skeem.

415 kHz ja 520 kuni 1500 kHz. Tundlikkus on mitte alla 4 millivoldi ja selektiivsus ± 10 kHz kõrvalehäälestuse puhul on vähemalt — 25 dB. Nimi-väljandvõimsus 15% mittelineaarse moonutuse puhul on 70 millivatti, mille juures valjuhääldaja keskmine akustiline rõhk on 4 baari, mis vastab rahuldavale helivaljusele. Antud iseloomustussuurustest nähtub, et „Рига Б-912" on IV klassi vastuvõtja.

Selle vastuvõtja puuduseks tuleb lugeda käsitsemise keerulisust, sest üheaegselt vastuvõtja häälestamisega tuleb reguleerida ka tagasisidestust. See puudus on teatavasti kõigil tagasisidestusega otsevastuvõtjatel.

2. Ringhäälingu vastuvõtja „Искра-50" konstrueerijateks oli NSVL Sideministeeriumi Aleksandrovi raadiotehase inseneride ja konstruktorite grupp insener A. K. Kulešovi juhtimisel. Selle vastuvõtja konstrueerimist abistas ka Ringhäälingu Vastuvõtu ja Akustika Instituut „ИРПА" (Институт радиовещательного приема и акустики), kus viidi läbi vastuvõtja iseloomustussuuruste kontrollmõõtmised. „Искра-50" on nelja lambiga patareidest toidetav supervastuvõtja, vahesagedusega 110 kHz (joonis 40 — 2).

Vastuvõtja antennivooluringis on vahesagedusele häälestatud järjestikune võnkering (L_1C_1) selleks, et tõkestada vahesagedusega võrdse sagedusega häirepingete sisenemist vastuvõtjasse.

Sagedusmuundaja ostsillaatori lülitusskeemi erinevuseks on elektronlambi 1А1П varivõre rakendamine ostsillaatori anoodina.

Vahesagedusvõimendaja konstruktiivseks erinevuseks on, et detektorit toitva vahesagedustransformaatori sekundaarvõnkering ei ole häälestatud, vaid töötab aperioodilises töörežiimis.

Madalsagedusvõimendajas on lõpplamp rakendatud töösse säästrežiimis, milleks selle võrele algolukorras antakse negatiivne eelpinge. Niisuguse negatiivse eelpinge toimel asub elektronlambi 2П1П tööpunkt I_a—U_g tunnusjoone alumisel põlvel ja seega anoodvoolu tugevus on väike. Võimendatava pinge mõjutusel elektronlambi 2П1П anoodvooluringis arenev vahelduvvool alaldatakse kuivalaldajas ning alaldatud voolu toimel takistis R_{13}

arenev pingelang vähendab 2П1П negatiivset võre-eelpinget (võre-eelpinge muutub positiivsemaks). Selle tulemusena elektronlambi 2П1П tööpunkt I_a—U_g tunnusjoonel nihkub paremale ning sellele vastavalt suureneb ka anoodvoolu tugevus. Muus osas jooniselt 40 — 2 nähtuv teoreetiline skeem ei erine tavalisest supervastuvõtja lülitusskeemist.

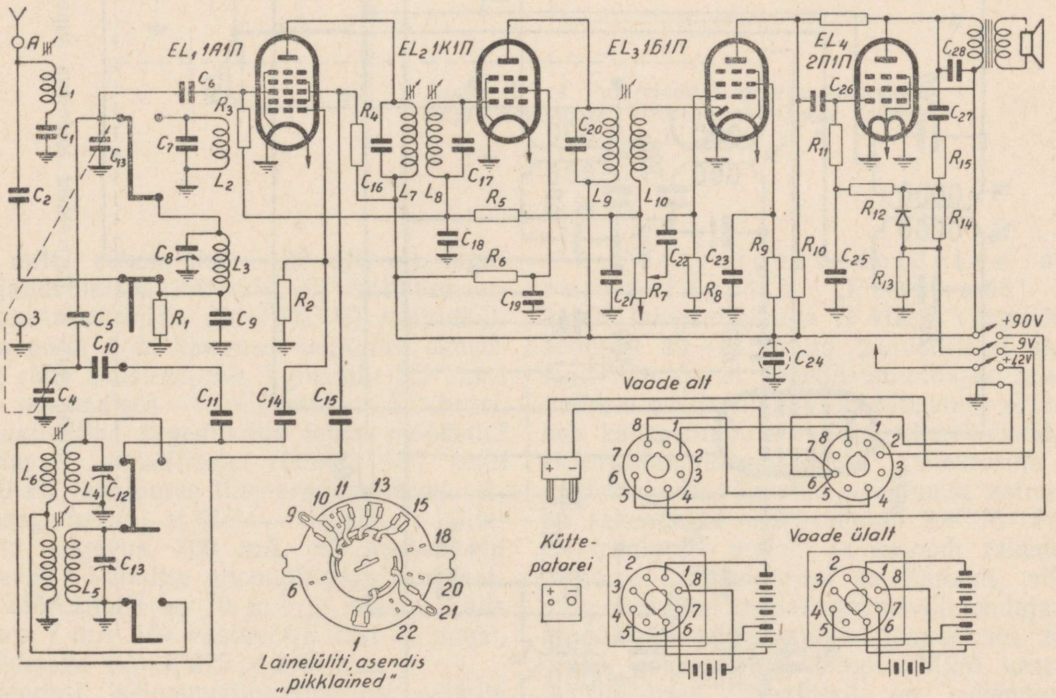
Vastuvõtja põhilised elektrilised iseloomustussuurused on: 1) sagedusastmikud 150 kuni 400 kHz ja 520 kuni 1600 kHz, 2) tundlikkus mitte halvem kui 400 μV, 3) selektiivsus $\pm$ 10 kHz kõrvalehäälestusel — 15 kuni — 20 dB, 4) nõrgenemine peegelsageduskanalis — 20 dB, 5) nimiväljandvõimsus 0,15 VA, 6) akustilise sagedusriba laius 200 kuni 3000 Hz, kusjuures piirsagedustel arenevad lineaarmoonutused ei ületa — 15 dB, 7) mittelineaarmoonutused, vastavalt akustilistele mõõtmistele, ei ületa 15%, 8) küttevoolu tugevus 0,3 A, 9) anoodvoolu tugevus algolukorras 6 mA ning tööolukorras keskmiselt 12 mA, 10) vastuvõtja kast on terasest, kaetud emailvärviga, mõõted 214 × × 148 × 260 mm ning kaal 4,3 kg ja 11) valjuhääldaja poolt tekitatav akustiline rõhk ühe meetri kaugusel on mitte alla 4 baari.

Vastavalt antud iseloomustussuurustele on „Искра-50" III-klassi vastuvõtja.

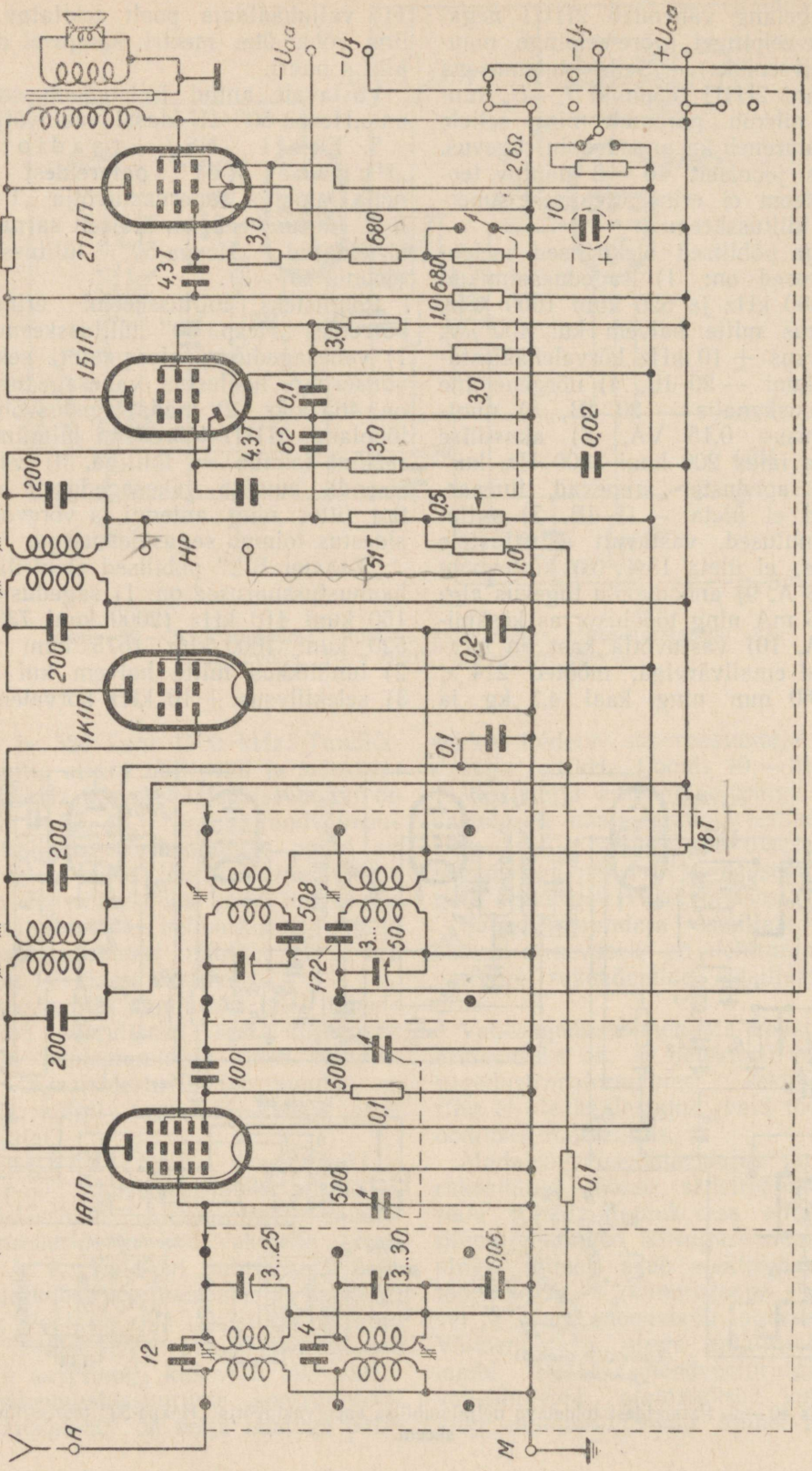
3. Eesti NSV raadiotehase „Punane Ret" patareidest toidetav nelja lambiga supervastuvõtja „Таллин Б-2" lülitusskeem on üldiselt sarnane ülalkirjeldatud „Искра-50" lülitusskeemiga (joonis 40 — 3).

Põhilisteks lülitusskeemi erinevusteks võrreldes „Искра-50" lülitusskeemiga on: 1) vahesagedustransformaatori sekundaarvõnkeringi häälestus vahesagedusele, mis on 465 kHz, 2) madalsagedusvõimendaja lõpplamp 2П1П töörežiimi lülimine säästrežiimi toimub eri lülitiga, 3) vastuvõtja sisendil puudub vahesagedusele häälestatud filter ning antenni ja võrevõnkeringi sidestus toimub segasidestusega.

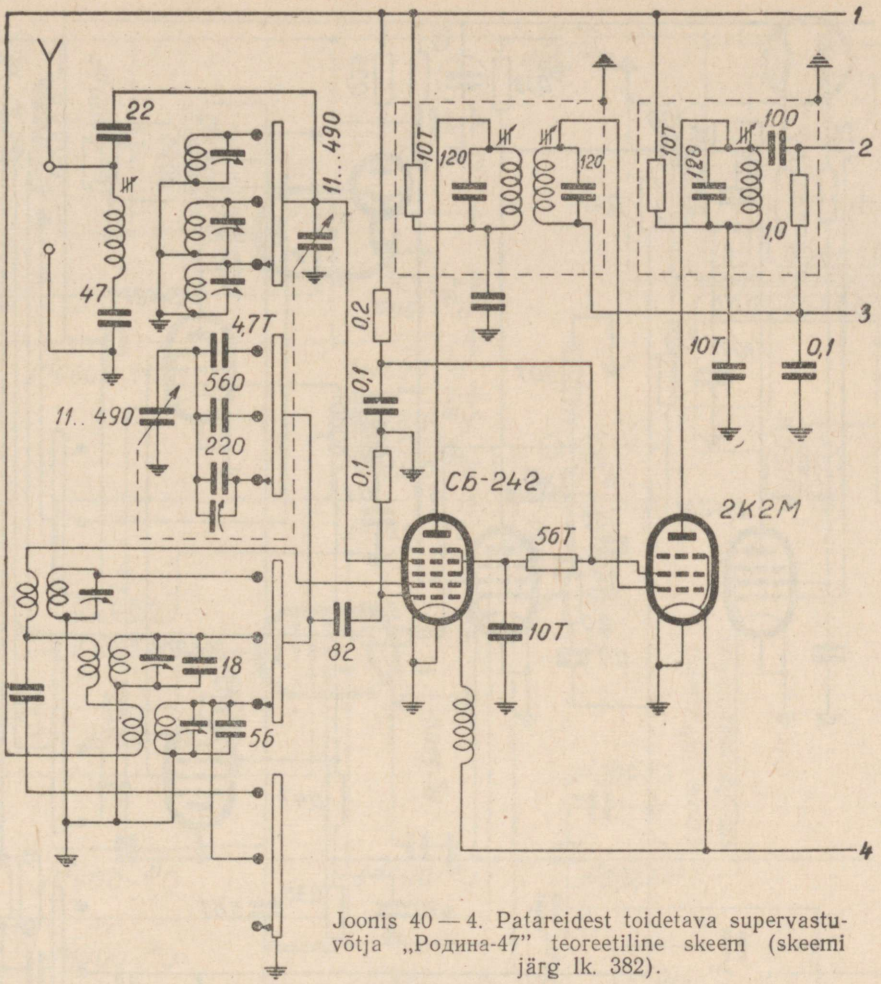
„Таллин Б-2" põhilised elektrilised iseloomustussuurused on: 1) sagedusastmikud 150 kuni 410 kHz (2000 kuni 733 m) ja 520 kuni 1600 kHz (575 kuni 187 m), 2) tundlikkus mitte halvem kui 400 μV, 3) selektiivsus $\pm$ 10 kHz kõrvalehäälestu-



Joonis 40 — 2. Patareidest toidetava neljalambilise supervastuvõtja „Искра-50" teoreetiline skeem.



Joonis 40 — 3. Patareidest toidetava supervastuvõtja „Таллин Б-2" teoreetiline skeem.

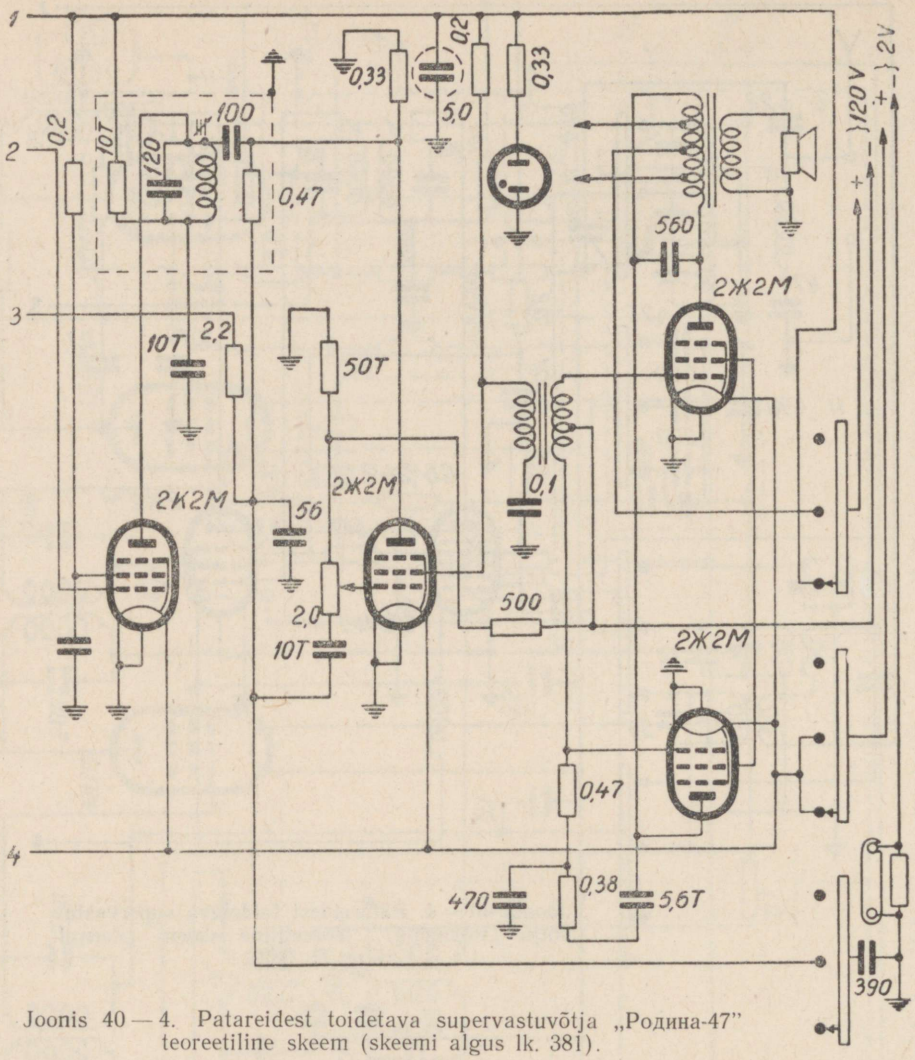


Joonis 40 — 4. Patareidest toidetava supervastuvõtja „Родина-47" teoreetiline skeem (skeemi järg lk. 382).

sel mitte vähem kui — 20 dB, 4) nimiväljandvõimsus 100 mW, 5) mittelineaarmoonutused mitte üle 10%, 6) valjuhääldaja poolt 1 m kaugusel tekitatav akustiline rõhk säästrežiimis ligikaudu 2,5 baari ja normaalses töörežiimis 4,5 baari, 7) akustiline sagedusriba laius, mõõdetud vastavalt akustilisele rõhule, 150 kuni 3000 Hz, kusjuures lineaarmoonutused selles sagedusalas ei ületa — 15 dB, 8) küttevoolu tugevus 300 mA, 9) anoodvoolu tugevus 90-voldise anoodpingega normaalses töörežiimis on 10 mA ja säästrežiimis 6 kuni 7 mA, 10) vastuvõtja kast on puust, mõõdetega 420 × 275 × 200 mm.

Nendest iseloomustussuurustest selgub, et „Таллин Б-2" on III klassi ringhäälingu vastuvõtja.

4. Patareidest toidetav supervastuvõtja „Родина-47" on kolme laineastmikuga II klassi vastuvõtja. Joonisel 40 — 4 antud teoreetilisest skeemist nähtub, et sagedusmuundajas rakendatakse elektronlamp СБ-242, millele järgneb kaheastmeline vahesagedusvõimendaja elektronlampidega 2К2М. Detektorina ja madalsagedusvõimendaja esimese astmena on rakendatud elektronlamp 2Ж2М. Selle elektronlambi anoodi ja katoodi rakendatakse diooddetektorina ja katoodi, võret ning varivõret madalsagedusvõimendajana. Madalsagedusvõimendaja lõppastmes töötavad kaks elektronlampi 2Ж2М vastastakt-lülituses. Ribafiltrit on rakendatud ainult vahesagedusvõimendaja sisendil, kuna vahesagedus võimendusastmetes on



Joonis 40 — 4. Patareidest toidetava supervastuvõtja „Родина-47" teoreetiline skeem (skeemi algus lk. 381).

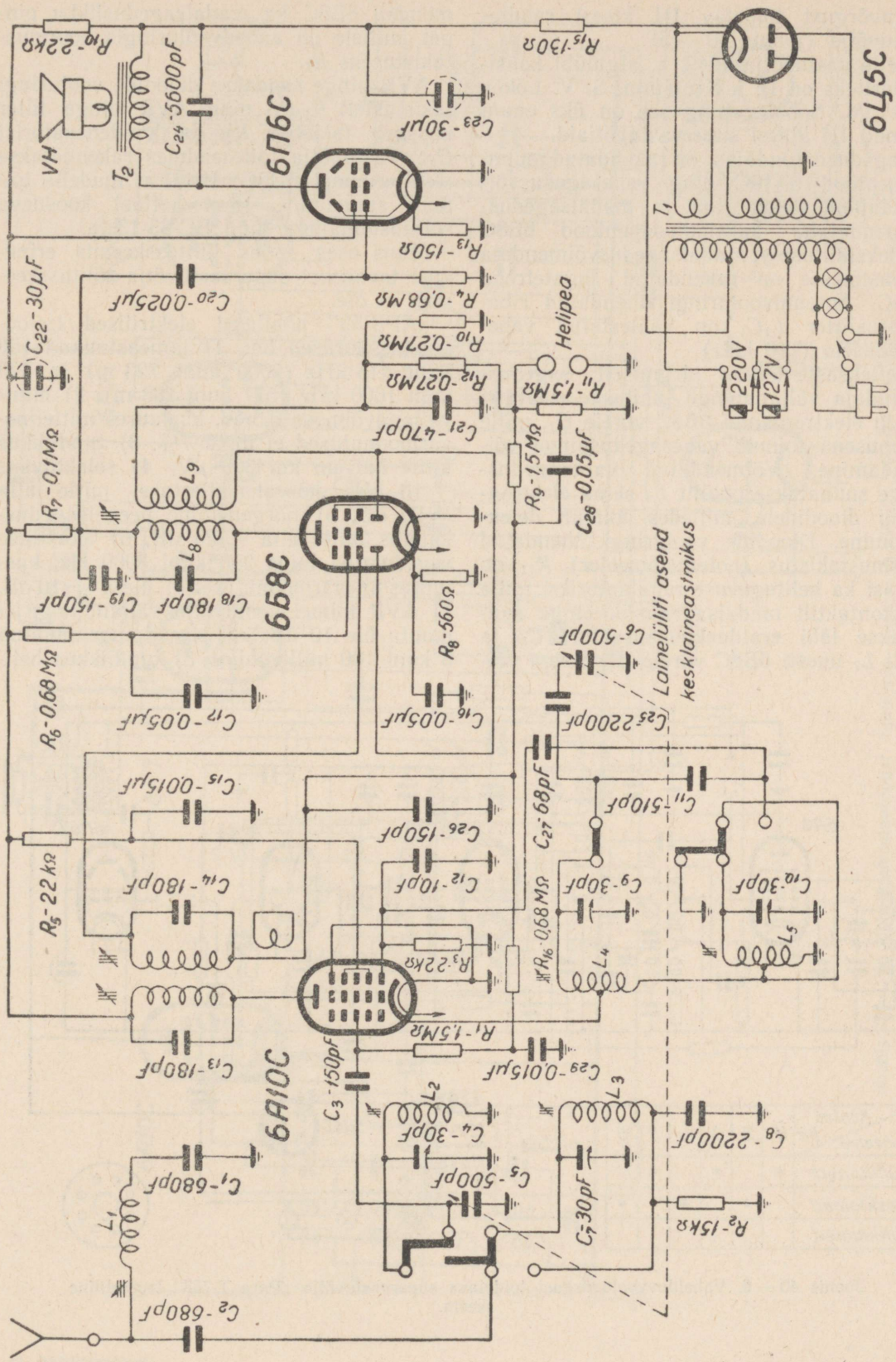
anoodkoormusteks häälestatud rööbitised võnkeringid.

„Родина-47" lülitusskeemi erinevuseks on antenni vooluringis järjestikune võnkering, mis on häälestatud vahesagedusele ja seega toimib ribaläbistusfiltrina. Filtri häälestamine toimub pooli ferromagnetilise südamiku reguleerimisega. Teiseks erinevuseks on väljandastme ühes õlas (skeemil alumises) tekitatav negatiivne tagasisidestus. Nagu skeemilt nähtub, on negatiivne tagasisidestus suurem madalatel sagedustel, mis tegelikult on vastuvõtja helikvaliteedile kahjuks, sest madalatel sagedustel on selle vastuvõtja võimendus juba niigi keskpärane.

„Родина-47" põhilised elektrilised iseloomustussuurused on: 1) sagedusastmikud 150 kuni 410 kHz (2000 kuni 432 m), 520 kuni 1500 kHz (576 kuni 200 m), 4300 kuni 12 000 kHz (70 kuni 25 m), 2) vahesagedus 460 kHz, 3) nimi-väljandvõimsus 0,2 W, 4) küttevoolu tugevus 0,5 A, 5) küttepinge 2 V, 5) anoodvoolu tugevus 120-voldise pingega on 8 mA.

Vastuvõtja „Родина-47" on sarnane vastuvõtjaga „Электросигнал-3", mis erineb esimesest ainult seega, et vastuvõtja kastis ei ole ette nähtud kohta toitepatareidele.

5. Refleks-supervastuvõtja „АРЗ-52" on 4 elektronlambiga vahelduv-



Joonis 40 — 5. Refleks-supervastuvõtja „AP3-52" teoreetiline skeem.

vooluvõrgust toidetav III klassi raadiovastuvõtja (joonis 40 — 5).

Selle vastuvõtja 1949. a. algtüübi konstruktoriteks on P. I. Krutšinin, S. V. Lõkov ja V. M. Sobolev ning see on üks enam levinud III klassi supervastuvõtjaid.

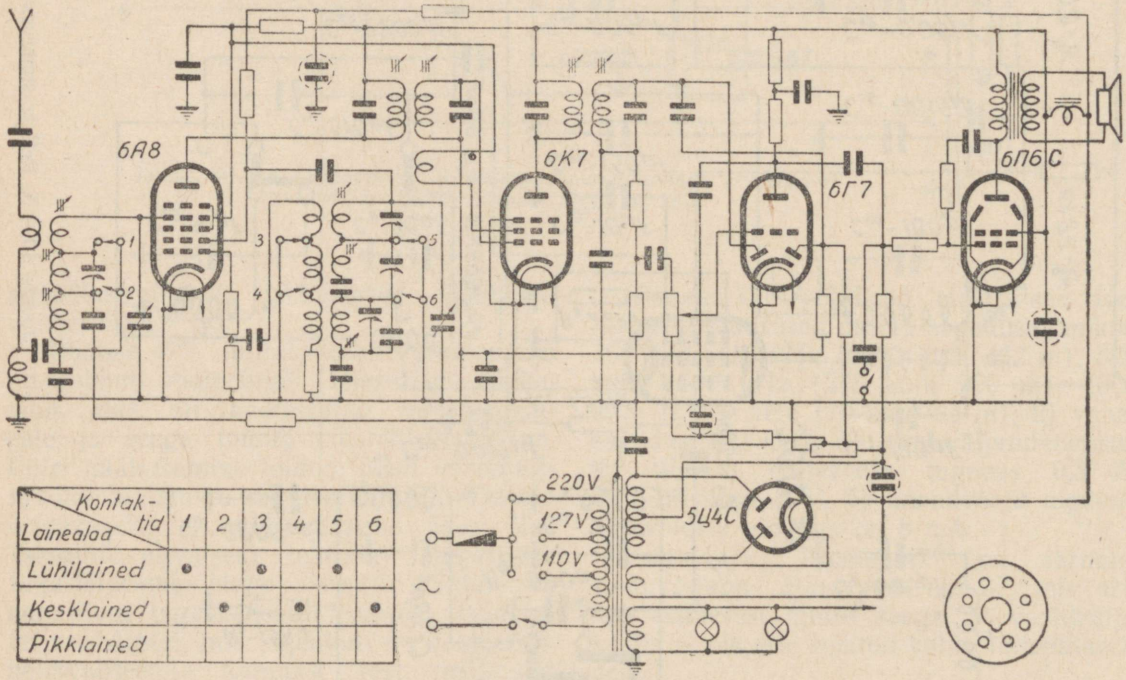
Sagedusmuundajas on rakendatud muundusheptood 6A10C ning vahesagedusvõimendajana, detektorina ja madalsagedusvõimendajana kaksikdioodpentood 6Б8С (reflekslülituses). Madalsagedusvõimendaja lõppastmesse on rakendatud jugatetrood 6П6С. Antennivooluringi ühendatud ribaläbistusfilter L_1C_1 on häälestatud vahesagedusele (110 kHz).

Refleksaste töötab järgmiselt: sagedusmuundaja väljandpinge juhitakse ribafiltri kaudu elektronlambi 6Б8С võrele G_1, mille tulemusena toimub vahesageduspinge võimendamine. Võimendatud vahesageduspinge suunatakse poolilt L_9 sama elektronlambi dioodidele, milledes toimub detekteerimine. Dioodide vooluringi ühendatud koormustakistus (potentsiomeeter) R_{11} on ühtlasi ka helitugevuse regulaatoriks, mille liugkontaktilt madalsageduslik pinge suunatakse läbi eralduskondensaatori C_{28} ja pooli L_7 uuesti 6Б8С võrele G_1. Seega võimendab 6Б8С ka madalsageduslikku pinget, millele on anoodvooluringis koormustakistuseks R_7.

AVR pinge saadakse dioodide vooluringi takistustelt $R_{12}R_{11}$ ning AVR pinge filter koosneb takistist R_{16} ja kondensaatorist C_{29}. Vastuvõtja toiteseadmes rakendatakse elektronlampi 6Ц5С; 1949. a. mudelis toimub suunamine 16-st kettast koosneva seleensuunajaga tüüp ВС-35-13. a.

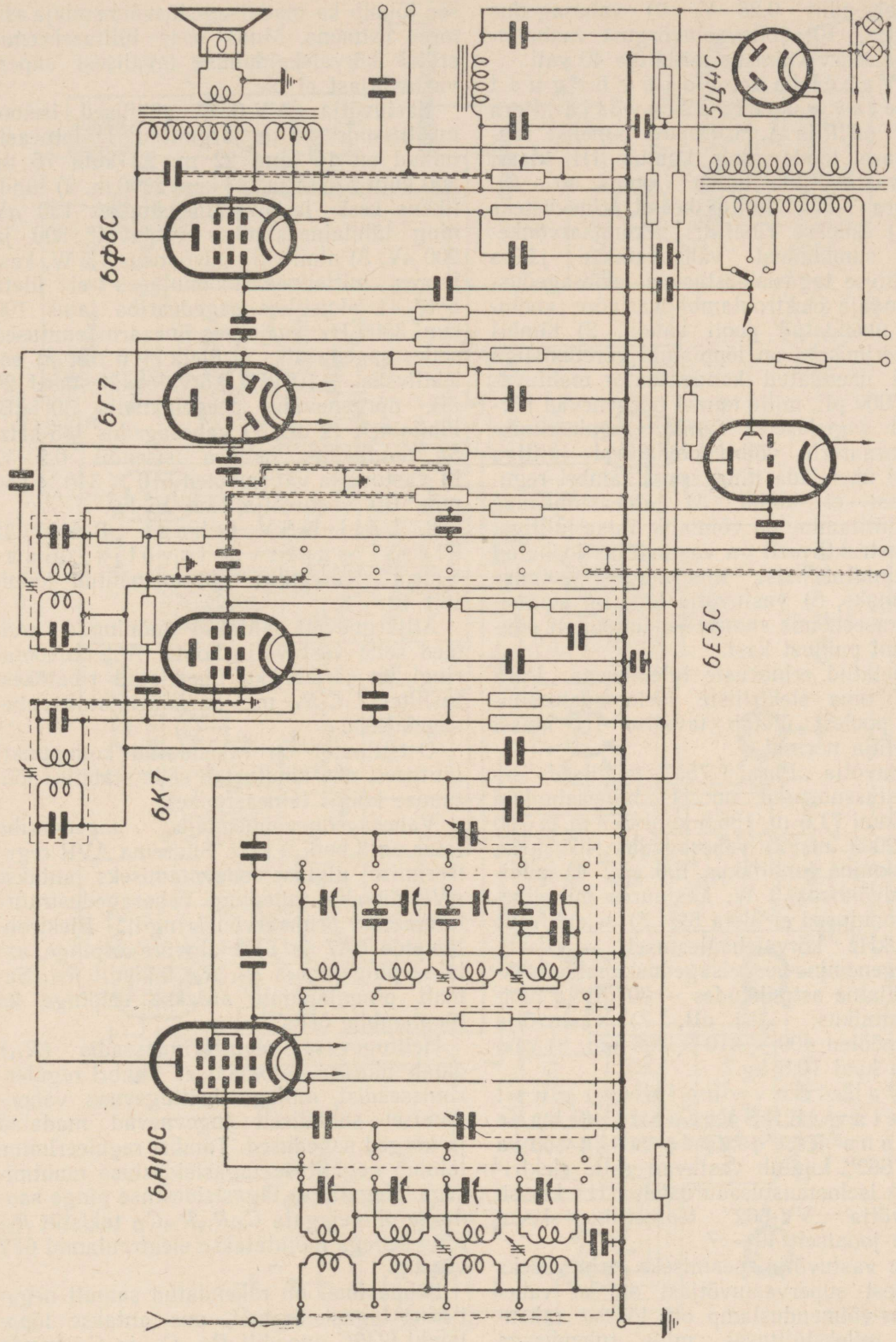
Muus osas selles lülitusskeemis erinevusi tavalisest supervastuvõtja lülitusskeemist ei ole.

„АРЗ-52" põhilised elektrilised iseloomustussuurused on: 1) laineastmikud 150 kuni 415 kHz (2000 kuni 723 m) ja 520 kuni 1600 kHz (577 kuni 188 m), 2) nimiväljandvõimsus 0,5 W, kusjuures mittelineaarmoonutused ei ületa 7%, 3) tundlikkus mitte halvem kui 300 μV, 4) selektiivsus $\pm$ 10 kHz kõrvalehäälestusel mitte alla — 20 dB, 5) nõrgenemine peegelsageduskanalis mitte alla — 20 dB, 6) akustilise sagedusriba laius 200 kuni 3000 Hz, kusjuures lineaarmoonutused ei ületa $\pm$ 10 dB, 7) AVR toimel vastuvõtja väljandpinge ei muutu üle 10 dB, kui sisendpinge muutub 5 kuni 100 millivoldini, 8) tundlikkus heli-



Kontakt-tid / Lainealad	1	2	3	4	5	6
Lühilained	•		•		•	
Keskilained		•		•		•
Pikklained						

Joonis 40 — 6. Vahelduvvooluvõrgust toidetava supervastuvõtja „Рига Т-755" teoreetiline skeem.



Joonis 40 — 7. Vahelduvvooluvõrgust toidetava supervastuvõtja „VV-662" teoreetiline skeem.

pea sisendilt 0,25 V, 9) vahesagedus 110 kHz, 10) toitevooluvõrgust vastuvõtjasse sisenev võimsus mitte üle 40 vati.

6. Vahelduvvooluvõrgust toidetav supervastuvõtja „Рига T-755" on Riia A. S. Popovi nimelise raadiotehase toode ning kuulub III klassi supervastuvõtjate hulka (joonis 40 — 6). „Рига T-755" lülitusskeemi erinevusteks on: 1) esimese ribafiltri sekundaarvõnkeringi sumbumust vähendatakse jääva induktiivse tagasisidestusega vahesagedusvõimendaja elektronlambi varivõre vooluringi ühendatud pooli kaudu, 2) tämbri reguleerimiseks on lõpplambi võretakistiga rööbiti ühendatud kondensaator mahtuvusega 5000 pF, mille toimel nõrgenevad kõrgemad sagedused. Tämbri reguleerimise kondensaatorit võib soovikorral lülitiga 7 lahti ühendada ning seega tämbri reguleerimist ei toimu, 3) laineastmikkude ümberlülitamine on võimalik lihtsa lülitiga, 4) konstruktiivselt on vastuvõtjas loobutud kruvikinnitusviisist, mis muutis tootmise odavamaks, 5) vastuvõtja kast on stantsitud terasest, mis samuti on tunduvalt odavam kui puidust kast.

Nimetatud erinevuste tulemusena „Рига T-755" oma elektriliste iseloomustussuuruste poolest ületab tavalise III klassi vastuvõtja normid.

Vastuvõtja „Рига T-755" põhilised iseloomustussuurused on: 1) laineastmikud 21,75 kuni 71,5 m, 185,5 kuni 577 m ja 750 kuni 2069 m, 2) vahesagedus 468 kHz, 3) keskmine tundlikkus 100 μV, 4) nimiväljandvõimsus 3 W, kusjuures mittelineaarmoonutused ei ületa 8%, 5) selektiivsus $\pm$ 10 kHz kõrvalehäälestusel — 50 dB, 6) nõrgenemine peegelsageduskanalis, keskja pikklaine astmikkudes — 30 dB ja lühilaineastmikus — 10 dB, 7) vastuvõtja kasti mõõted 400 $\times$ 310 $\times$ 205 mm, 8) vastuvõtja kaal 10,6 kg.

7. Vahelduvvooluvõrgust toidetav, ENSV raadiotehase „Punane Ret" supervastuvõtja „VV-662" kuulub vastavalt selle elektrilistele iseloomustussuurustele II klassi. Vastuvõtja „VV-662" teoreetiline skeem nähtub jooniselt 40 — 7.

Selle vastuvõtja peamiseks erinevuseks tavalisest supervastuvõtjast on, et vahesagedus-võimenduslamp on töösse rakendatud reflekslülituses, mille tulemusena see toimib ka madalsagedusvõimendaja esimese astmena. Muus osas lülitusskeemis erilisi kõrvalekaldumisi tavalisest supervastuvõtjast ei ole.

Vastuvõtja „VV-662" põhilised iseloomustussuurused on järgmised: 1) laineastmikud on 16 kuni 22 m, 22 kuni 75 m, 200 kuni 575 m ja 733 kuni 2000 m, 2) tundlikkus kesk- ja pikklaineastmikes 150 μV ning lühilaineastmikes vastavalt 300 ja 200 μV, 3) nimi-väljandvõimsus 1,5 W, kusjuures mittelineaarmoonutused ei ületa 5%, 4) akustilise sagedusriba laius 100 kuni 3500 Hz, kusjuures lineaarmoonutused selles sagedusalas ei ületa $\pm$ 6 dB, 5) selektiivsus $\pm$ 10 kHz kõrvalehäälestusel 26 dB, nõrgenemine peegelkanalis 30 dB, lühilaineil 12 dB, 7) vahesagedus 465 kHz, 8) tundlikkus helipea sisendil 0,2 V, 9) vastuvõtja välismõõted 610 $\times$ 340 $\times$ 260 mm, 10) vastuvõtja kaal 16 kg.

8. Läti NSV tehase „ВЭФ" II klassi supervastuvõtja „Балтика" teoreetiline skeem nähtub jooniselt 40 — 8.

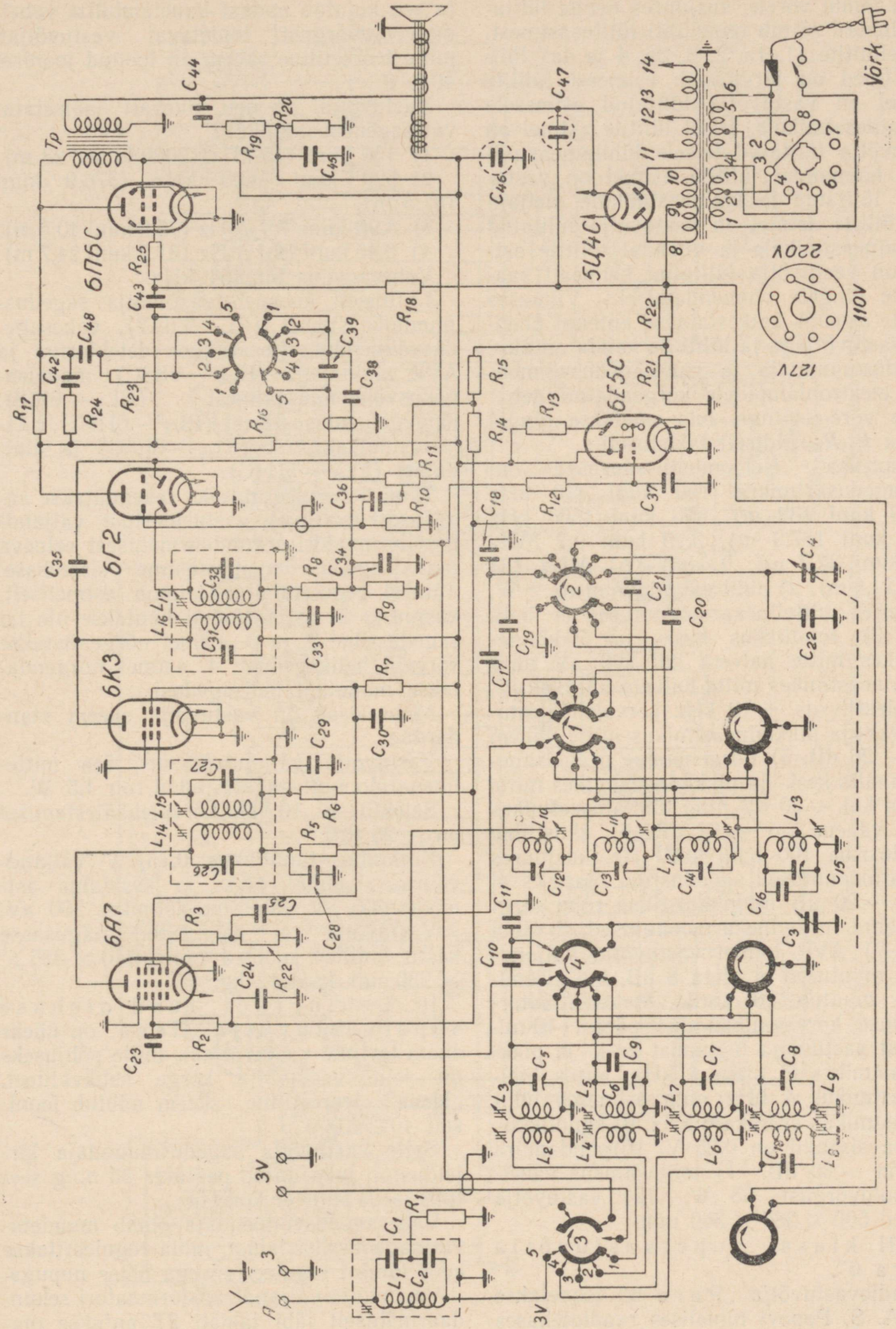
Alljärgnevalt antakse mõningad andmed selle vastuvõtja kohta. Antennivooluringi on järjestikku ühendatud ribatõkestusfilter $L_1C_1R_1$, mis on häälestatud vahesagedusele.

Ostsillaator on rakendatud kolmpunktlülituses, mis kindlustab selle stabiilse töötamise kõigis laineastmikes.

Vahesagedusvõimendaja sagedusriba laius on 8 kuni 9 kHz. Suurema AVR reguleerimise ulatuse saavutamiseks antakse AVR dioodile toitepinge vahesagedustransformaatori primaarvõnkeringilt. Elektronlampide 6A7 ja 6K3 algvõre-eelpinge antakse pingejagaja R_{21} R_{22} takistilt R_{21}. Samalt pingejagajalt antakse eelpinge ka lõpplambile 6П6С.

Helitugevuse reguleerimisseadis (R_{11}) omab ühtlasi automaatset tämbri reguleerimisseadist, millega helitugevuse vähendamisel suhteliselt tugevnevad madalad ja kõrged sagedused. Tämbri reguleerimine toimub negatiivse tagasisidestuse muutmisega. Negatiivse tagasisidestuse pinge saadakse pingejagaja $C_{44}R_{19}R_{20}C_{45}$ takistilt R_{20} ning sellega mõjutatakse elektronlambi 6Г2 võret.

Lõppastmes on rakendatud samuti negatiivset tagasisidestust, mis antakse lõpplambi 6П6С anoodilt R_{23}, C_{48} ja C_{39} kaudu



Joonis 40 — 8. Vahelduvvooluvõrgust toidetava II-klassi supervastuvõtja „Балтика" teoreetiline skeem.

sama lambi võrele, kusjuures nende lülitamisolukord sõltub lainelüliti lülitusastmest. Lainelülitite (1, 1a, 2, 3, 3a, 4 ja 4a) lülitusastmed on järgmised: esimesel lülitite astmel on vastuvõtja lülitatud esimesele lühilaineastmikule, teisel lülitite astmel on vastuvõtja lülitatud teisele lühilaineastmikule, kolmandal lülitite astmel on vastuvõtja lülitatud kesklaineastmikule, neljandal lülitite astmel on vastuvõtja lülitatud pikklaineastmikule ja viiendal lülitite astmel on vastuvõtja lülitatud helipealt saadavate pingete võimendamiseks. Viimases lülitite asendis katkestatakse antenni ühendus vastuvõtjaga ja lüliti 3a kaudu antakse sagedusmuundaja ja vahesagedusvõimendaja elektronlampidele kõrgendatud negatiivne võre-eelpinge, mis saadakse pingejagaja $R_{21}R_{22}$ üldiselt takistuselt.

„Балтика" iseloomustussuurused on: 1) sagedusastmikud 150 kuni 410 kHz (2000 kuni 732 m), 520 kuni 1600 kHz (577 kuni 187,3 m), 3,95 kuni 9,2 MHz (76 kuni 32,7 m), 9 kuni 12,1 MHz (33 kuni 24,8 m), 2) nimi-väljandvõimsus 2 W, kusjuures mittelineaarmoonutused ei ületa 7%, 3) tundlikkus kesk- ja pikklaineastmikes mitte halvem kui 200 μV ning lühilaineastmikes mitte halvem kui 300 μV, 4) selektiivsus $\pm$ 10 kHz kõrvalehäälestusel kesk- ja pikklaineastmikus mitte vähem kui — 26 dB, 5) nõrgenemine peegelsageduskanalis kesk- ja pikklaineastmikes mitte vähem kui — 30 dB ning lühilaineastmikes mitte vähem kui — 12 dB, 6) akustiline sagedusriba 100 kuni 4000 Hz, kusjuures lineaarmoonutused sagedusriba ulatuses ei ületa — 20 dB ning akustilise rõhu järgi mõõdetud mittelineaarmoonutused ei ületa 10%, 7) AVR toimel vastuvõtja väljandpinge muutused ei ületa 8 dB, kui sisendpinge muutub 20 korda, 8) ostsillaatorsageduse kõrvalenihkumine pärast 10-minutilist vastuvõtja töötamist kesk- ja pikklaineastmikes ei ületa 1 kHz, teises lühilaineastmikus 4 kHz ning esimeses lühilaineastmikus ei ületa 6 kHz, 9) tundlikkus helipea sisendil on 0,25 V, 10) endamüra tase on — 30 dB, 11) toitevõimsus vahelduvvooluvõrgust 68 W, 12) vastuvõtja mõõted 500 $\times$ 280 $\times$ 360 mm.

9. II klassi supervastuvõtja „Рига 6".

Raadiovastuvõtja „Рига 6" toodetakse Riia A. S. Popovi nimelises raadiotehases ja see kujutab endast kuuelambilist vahelduvvooluvõrgust toidetavat vastuvõtjat, mille teoreetiline skeem on toodud joonisel 40 — 9.

Vastuvõtjal on neli pidevalt häälestatavat sagedusastmikku:

1) 150 kuni 415 kHz (2000 kuni 723 m),
2) 520 kuni 1600 kHz (576,9 kuni 187,5 m),
3) 3,95 kuni 7,4 MHz (75,9 kuni 40,5 m),
4) 9,45 kuni 12,1 MHz (31,7 kuni 24,7 m).

Vahesagedus on 464 kHz.

Lülituselt koosneb vastuvõtja sagedusmuundusastmest (EL_1 — 6A7), vahesagedusvõimendusastmest koos detektoriga ja AVR alaldajaga (EL_2 — 6Б8С), madalsagedusvõimendusastmest (EL_3 — 6Ж8), lõppvõimendusastmest (EL_4 — 6П6С), häälestusindikaatorist (EL_5 — 6Е5С) ja alaldajast (EL_6 — 5Ц4С).

Tämbri reguleerimiseks rakendatakse sagedusest sõltuvat vastusidestust väljandtransformaatori sekundaarmähisest eelneva madalsagedusvõimendusastme sisendisse. Tämbri reguleerimine toimub astmeliselt, kusjuures 1. astme puhul kantakse üle lai sagedusriba, 2. ja 3. astmel nõrgendatakse kõrgeid helisagedusi, 4. astmel nõrgendatakse madalaid helisagedusi.

Muus osas on vastuvõtja skeem standardne.

Vastuvõtja väljandvõimsus, 5% mittelineaarmoonutusteguri puhul, on 1,5 W.

Selektiivsus 10 kHz kõrvalehäälestamisel on — 26 dB.

Keskmine tundlikkus 0,15 W väljandvõimsuse puhul pikk- ja kesklaine astmikus 200 μV, lühilaine astmikes 300 μV.

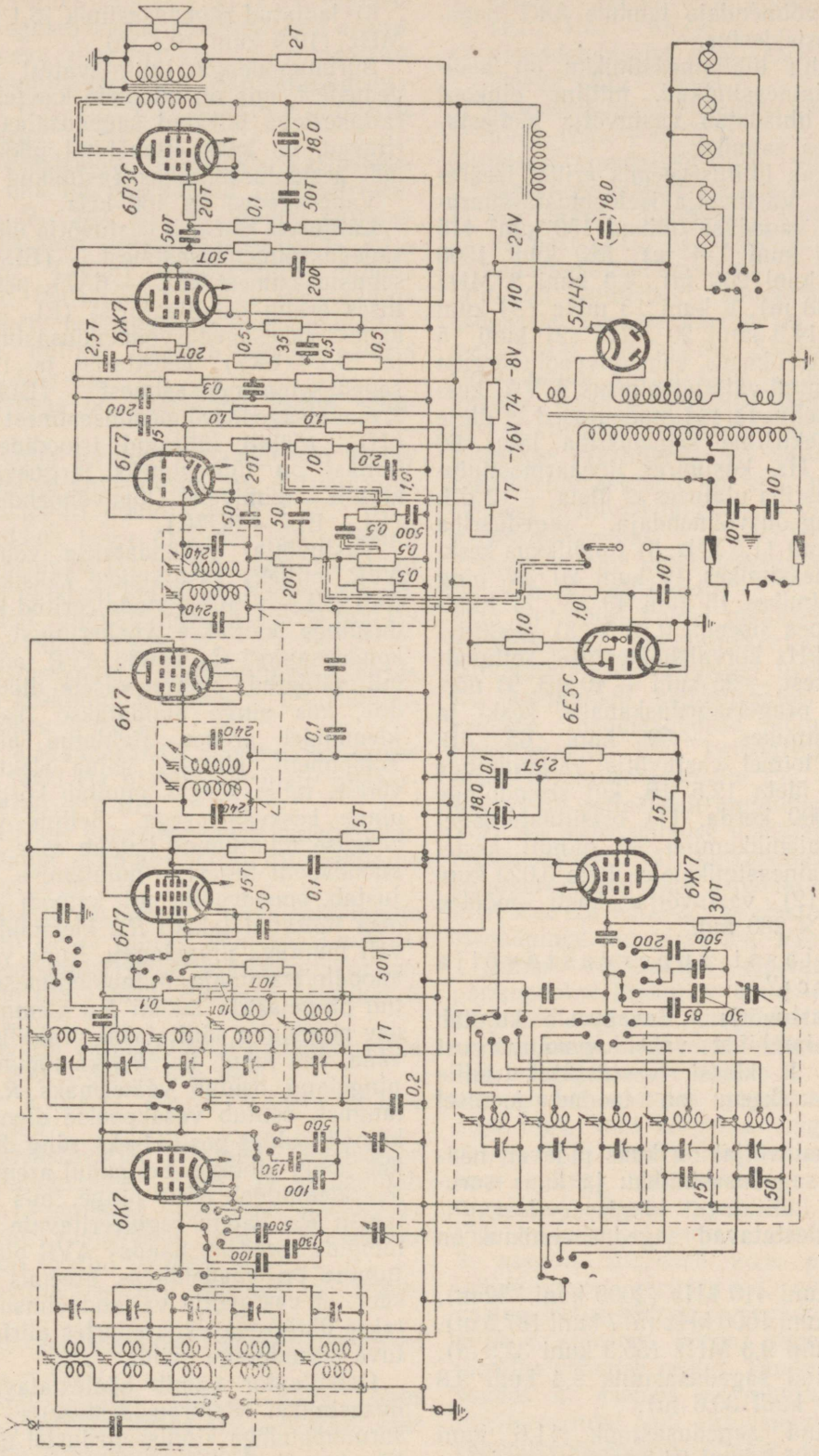
Vastuvõtja on paigutatud nägusasse kasti, mille mõõted on 440 $\times$ 325 $\times$ $\times$ 230 mm, kaal 12 kg.

10. Leningradi raadiotehase supervastuvõtja „Нева" on üheks enam levinud vastuvõtjaks, mille põhjuseks on selle vastuvõtja kõrge helikvaliteet. „Нева" teoreetiline skeem nähtub jooniselt 40 — 10.

Selle vastuvõtja sagedusmuundaja kirjeldus oli juba antud peatükis 35 ning seetõttu seda siin ei korrata.

Vahesagedusvõimendaja omab muudetavat sagedusriba laiust, mida reguleeritakse koos tämbri reguleerimisega ühise nupuga.

Vastuvõtja väljandtransformaatori sekundaarmähiselt läbi takisti 2T antakse ma-



Joonis 40 — 10. Vahelduvvooluvõrgust toidetava supervastuvõtja „Hesa" teoreetiline skeem.

dalsagedusvõimendaja lambile 6Ж7 negatiivne tagasisidestus.

Kõik kolm lühilaineastmikku on poollaotatud laineastmikud, milline olukord tunduvalt lihtsustab vastuvõtja häälestamist nendes astmikes.

Muus osas lülitusskeemis erilisi iseärasusi ei ole. Vastuvõtja iseloomustussuurused on: 1) sagedusastmikud 150 kuni 415 kHz (2000 kuni 714 m), 520 kuni 1500 kHz (571 kuni 200 m), 4,3 kuni 8 MHz (70 kuni 38 m), 9 kuni 13 mHz (33 kuni 23 m) ja 14,5 kuni 20 MHz (21 kuni 15 m), 2) toitevõimsus vahelduvvooluvõrgust 90 W, 3) nimi-väljandvõimsus 4 VA, kusjuures mittelineaarsed moonutused ei ületa 2%, 4) elektriline sagedusriba laius 60 kuni 5000 Hz, kusjuures lineaarmoonutused sagedusriba ulatuses ei ületa — 12 dB, 5) vahesagedusvõimendaja sagedusriba laius 4,5 kuni 11,5 kHz, 6) tundlikkus keskja pikklaineastmikes 10 kuni 20 μV ning lühilaineastmikes 15 kuni 40 μV, 7) tundlikkus helipea sisendil 0,15 V, 8) selektiivsus $\pm$ 10 kHz kõrvalehäälestusel sõltuvalt lainepikkusest — 25 kuni — 40 dB, 9) nõrgenemine peegelsageduskanalis kesk- ja pikklaineastmikes — 50 kuni 65 dB, 10) AVR toimel vastuvõtja väljandpinge muutus ei ületa 12,5 dB, kui sisendpinge muutub 1000 korda, 11) ostsillaatorsageduse kõrvalenihkumine 30 minuti kestel vastavalt laineastmikele ei ületa 0,023 kuni 0,002%, 12) vastuvõtja kasti mõõted 560 × 372 × 280 mm.

11. I klassi supervastuvõtja „Беларусь".

Raadiovastuvõtja „Беларусь" kujutab endast 13-lambilist vahelduvvooluvõrgust toidetavat I klassi vastuvõtjat, mille teoreetiline skeem on toodud joonisel 40 — 11.

Sellel vastuvõtjal on kuus pidevalt häälestatavat sagedusastmikku ja kuus surunuppudega lülitatavat kinnissagedust. Pidevalt häälestatavad sagedusastmikud on järgmised:

1) 150 kuni 410 kHz (2000 kuni 732 m),
2) 520 kuni 1600 kHz (577 kuni 187,5 m),
3) 5,4 kuni 9,3 MHz (55,3 kuni 32,3 m),
4) laotatud sagedusastmik 9,4 kuni 9,8 MHz (31,9 kuni 30,6 m),
5) laotatud sagedusastmik 11,6 kuni 12,1 MHz (25,8 kuni 24,8 m),
6) laotatud sagedusastmik 15,1 kuni 15,4 MHz (19,9 kuni 19,4 m).

Surunuppudega lülitatavatest kinnissagedustest, mis on nuppude kaeltel asuvate rattakestega piiratud sagedusalas reguleeritavad, on kaks ettenähtud pikklaine- ja neli kesklaineastmikus (astmikud 1 ja 2). Vahesagedus on 466 kHz.

Lülituselt koosneb vastuvõtja ühest kõrgsagedusvõimendusastmest (EL_1 — 6К7), segustusastmest (EL_2 — 6А7), pentoodlülituses eraldi ostsillaatorist (EL_6 — 6Ф6С), kahest vahesagedusvõimendusastmest (EL_3 ja EL_4 — 6К7), detektorist ja 1. madalsagedusvõimendusastmest (EL_5 — 6Г7), 2. madalsagedusvõimendusastmest (EL_{10} — 6Н7С rööbiti lülitatud trioodidega), mis ühtlasi on tüürastmeks järgnevale AB_1-klassis toimivale lõppvõimendusastmele (EL_8, EL_9 — 6П3С).

Vastuvõtjas rakendatakse võimendatud AVR, milleks kasutatakse kaksikdiood-trioodi (EL_{11} — 6Г7). Moduleeritud kõrgsageduspinge kantakse võnkeringist L_{35}, C_{45} kondensaatori C_{44} kaudu AVR lambi, skeemil näidatud, parempoolsele dioodi anoodile, kus pinge alaldatakse. Takisti R_{38} klemmidel arenev alaldatud alalispinge komponent juhitakse sama elektronlambi võrele, mille kõrgus muutub kõrgsageduspinge keskväärtusega. Selline võrepinge kõrguse muutumine kutsub esile ka lambi anoodvoolu tugevuse muutumise, mis põhjustab anoodvooluringi katoodi poolsesse otsa lülitatud takisti R_{43} klemmidel vastavalt muutuva pingelangu. Kuna vastuvõtja anoodtoitealaldaja miinusjuhtmesse lülitatud pingejagaja takisti R_{45} klemmidel arenev pingelang säilitatakse praktiliselt püsivana, siis juhul, kui R_{43} klemmidel arenev pingelang osutub väiksemaks R_{45} pingelangust, osutub vasakpoolse dioodi anood katoodi suhtes positiivseks, ning diood hakkab voolu juhtima. Sel puhul areneb takisti R_{42} klemmidel AVR pinge, mis kantakse takisti R_{41} kaudu reguleeritavate elektronlampide võredele. Saadav AVR pinge muutumine on vaadeldavas skeemis seevõrra suur, et vastuvõtja väljandvõimsus säilitatakse ühtlasena väga suurtes piirides muutuva sisendpinge puhul.

Ostsillaator toimib häälestatavail sagedusastmikel elektronsidestusega lülituses, surunuppudega kinnissagedustel mahtuvusliku tagasisidestusega lülituses.

Vastuvõetava sagedusriba laiust reguleeritakse segustusastme elektronlambi anoodringis oleva ribafiltri (L_{30}, L_{31}) sidestuse pideva muutmisega ning teise vahesagedusribafiltri (L_{32}, L_{33}, L_{34}) sidestuse astmelise muutmisega.

Helikorrektsiooni teostatakse vastusidestusega, mis on rakendatud lülituselementide C_{69}, R_{34}, R_{30}, C_{65}, R_{29} kaudu väljandtransformaatori sekundaarmähiselt EL_{10} võreringi. Tämbri reguleerimine toimub madalate helisageduste osas reostaadiga R_{30}, kõrgete helisageduste osas ümberlülitiga K_8, milline lühistab kondensaatorid C_{57}, C_{58}, C_{59}, C_{96}.

Muus osas on vastuvõtja lülitus standardne.

Vastuvõtja tarvitab toitevõimsust 180 W ning nimiväljandvõimsus 5% mittelineaarmoonutusteguri puhul võrdub 4 W.

Tundlikkus kogu ülekandekanalis kõigil sagedusastmikel 0,1 väljandvõimsuse puhul on mitte väiksem kui 50 μV, helipea sisendklemmidelt nimiväljandvõimsuse ja 400 Hz sageduse puhul 0,2 V.

Häälestusskaala gradueerimise täpsus pikk- ja kesklaine astmikes $\pm$ 2%, lühilaine astmikes $\pm$ 0,5%.

Kogu ülekandekanali sagedusriba laiuse 80 kuni 6000 Hz ulatuses ei ületa lineaarmoonutused $\pm$ 8 dB.

Selektiivsus peegelsageduse kanalis pikk- ja kesklaine astmikes — 50 dB, lühilaine astmikes — 26 dB.

Ostsillaatorsageduse kõrvalenihkumine 10 minuti kestel (pärast eelnevat 5-minutilist eelsoojendust) pikk- ja kesklaine astmikes mitte üle 1 kHz, lühilaine astmikes 2 kuni 4 kHz.

Vastuvõtja on paigutatud puitkasti, mille mõõted 690 × 305 × 455 mm.

12. I klassi supervastuvõtja „Латвия".

Raadiovastuvõtja „Латвия" toodetakse Riia raadiotehases „ВЭФ" ja ta kujutab endast 13-lambilist vahelduvvooluvõrgust toidetavat vastuvõtjat, mille teoreetiline skeem on toodud joonisel 40 — 12.

Vastuvõtja koosneb järgmistest astmetest:

1) ühest kõrgsageduse võimendusastmest (EL_1 — 6K7);
2) segustusastmest (EL_2 — 6A7) koos eraldi ostsillaatoriga (EL_{10} — 6A8), mis toimib transitronlülituses;
3) kahest vahesageduse võimendusastmest (EL_3, EL_4 — 6K7);
4) diooddetektorist koos AVR pinge seadisega (EL_5 — 6X6C);
5) esimesest madalsageduse võimendusastmest (EL_6 — 6C2C);
6) teisest madalsageduse võimendusastmest koos faasipöörajaga (EL_7—6H7C);
7) AB-klassis toimivast lõppvõimendusastmest (EL_8, EL_9 — 6П3С).

Vahesagedusvõimendaja sagedusriba laius on astmeliselt muudetav, kusjuures esimesele astmele vastab lai, teisele astmele kitsas sagedusriba. Sagedusriba laiuse muutmine toimub koos tämbri reguleerimisega, mida teostatakse samuti astmeliselt ulatusliku sagedusest sõltuva vastusidestuse rakendamisega. Selliseid tämbri reguleerimisastmeid on viis, millest kolm esimest toimivad laias, kaks viimast kitsas vahesagedusribas.

Reguleeritav vastusidestus on rakendatud kahe kanali kaudu:

1) üle kõigi kolme madalsageduse võimendusastme, väljandtransformaatori sekundaarmähise vooluringi lülitatud takisti R_{45} klemmidelt kondensaatori C_{67} kaudu esimese madalsageduse võimendusastme elektronlambi EL_6 katoodringis asuvale madalsagedus-paispoolile L_{34}, mille induktiivsus on astmeliselt muudetav;

2) üle kahe viimase madalsageduse võimendusastme, väljandtransformaatori sekundaarmähiselt üle astendatava sagedusfiltri R_{38}, C_{68} või R_{39}, C_{69} elektronlambi EL_7 sisendpinge jagajasse R_{35}, R_{36}, C_{65}.

Tämbri regulaatori (joonisel 40 — 12 parempoolne keskmine ümberlüliti) asudes 1. asendis areneb üheaegselt nii madala kui ka kõrge sagedusala võimenduse tõus. Tämbri regulaatori asudes 2. asendis areneb samuti madalas sagedusalas võimenduse tõus, kuid kõrgemas sagedusalas on paispooli L_{34} induktiivsuse suurenemise ja koos sellega vastusidestuse suurenemise tagajärjel kõrgel sagedusalal võimenduse tõus väiksem. Tämbri regulaatori asudes 3. asendis suureneb koos paispooli L_{34} induktiivsuse järjekordse suurenemisega vastusidestus kõrgemas sagedusalas veelgi, mille tulemusena kõrges sagedusalas võimendus väheneb veelgi. Tämbri regulaatori asudes 4. asendis ei muutu lülitatavad filtrielemendid, küll aga astendatakse vahesagedusvõimendaja kitsale sagedusribale,

mille tulemusena kõrge sagedusala ülekanne nõrgeneb. Tämbri regulaatori asudes viimases, 5. asendis, lülitatakse ümber vastusidestuse teine kanal filterlülilt R_{38}, C_{69} filterlülile R_{39}, C_{69}, mille tagajärjel suureneb tunduvalt vastusidestus madalas sagedusalas ning koos kõrge sagedusalaga nõrgeneb ka madala sagedusala ülekanne.

Peale kirjeldatu rakendatakse sagedusest sõltuvat vastusidestust veel koos vastuvõtja madalsageduse võimenduse reguleerimisega. Selline vastusidestuse reguleerimine, mis väljandvõimsuse vähendamisel avaldub madala sagedusala suhtelise esiletõstmisena, toimub koos võimenduse reguleerimisega pidevalt vastusidestusfiltri R_{34}, C_{63}, R_{24}, R_{25} kaudu.

Lisaks reguleeritavale vastusidestusele toimib kinnisfilterlüli R_{51}, C_{88} kaudu alaline vastusidestus, millega vähendatakse seoses sageduse tõusuga suureneva lõppastme koormuse impedantsi puhul arenevaid mittelineaarmoonutusi.

Mainimist väärib veel paindlikult läbiviidud automaatse tundlikkuse reguleerimisseadis, mis toimides eraldi dioodiga tagab reguleeritavatele võimendusastmetele soodsad reguleerpinged suures reguleeritavuse ulatuses.

Muus osas on vastuvõtja konstruktsiooni idee tavaline.

Vastuvõtja „Латвия" oma elektrilis-akustiliste iseloomustussuuruste järgi kuulub I klassi vastuvõtjate hulka. Ta põhilisteks iseloomustussuurusteks on:

1) Sagedusastmikud:
   1. 150 ... 410 kHz (2000 ... 730 m),
   2. 520 ... 1500 kHz (577 ... 200 m),
   3. 4,28 ... 8,57 MHz (70 ... 35 m),
   4. 8,53 ... 12,2 MHz (35,2 ... 24,6 m),
   5. 15,075 ... 15,544 MHz (19,9 ... 19,3 m), laotatud sagedusriba.

   Vahesagedus on 465 kHz.
2) Tundlikkus: kogu ülekande kanalis sagedusel 150 kHz — 30 μV, sagedusel 15,5 MHZ — 40 μV; madalsagedus-kanalis on tundlikkus 400 Hz sagedusel — 35 mV.
3) Väljandvõimsus on 6 W.
4) Toitevoolu tarvidus on 190 W.

Vastuvõtja on paigutatud poleeritud puitkasti, mille mõõted on 660 × 471 × 350 mm; vastuvõtja kaal — 30 kg.

Kirjandus: 23 ja 43.

41. peatükk.

RAADIOSIDE VASTUVÕTJAD.

41 — 1. Raadioside vastuvõtjate liigid ja nende üldkirjeldus.

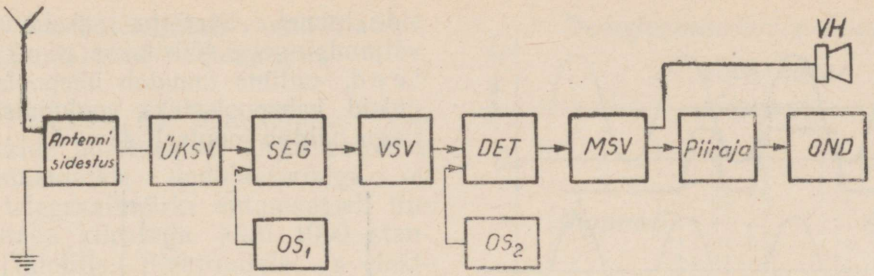
Raadioside vastuvõtjad erinevad tunduvalt ringhäälingu vastuvõtjatest, sest neid rakendatakse ainult ühte liiki sidesignaalide vastuvõtmiseks. Sõltuvalt kvaliteedist liigitatakse raadioside vastuvõtjad kolme klassi:

I klassi raadioside vastuvõtjad, mida rakendatakse peamiselt kaugside seadmetes; need omavad suurimat tundlikkust ja selektiivsust ning peavad töötama väga stabiilselt. Nii näiteks I klassi raadiotelegraafi vastuvõtja võimaldab masintelegraafi saateid vastu võtta kuni 1000 sõna minutis.

II klassi raadioside vastuvõtjad, mida rakendatakse sidepidamiseks vabariigi ja oblasti piirides. Seetõttu nende konstruktsioon sarnaneb ligikaudu I klassi ringhäälingu vastuvõtjatele.

III klassi raadioside vastuvõtjad, mida rakendatakse lühiside pidamiseks ja mis seetõttu peavad olema kompaktsed ning käsitsemiselt lihtsad. Konstruktsioonilt peavad III klassi raadioside vastuvõtjad olema tugevad, sest neid rakendatakse sageli transportvahendeil, näiteks raudteel dispetšer-sides, masina-traktorijaamades, kolhoosides ja mujal. Peale selle liigitatakse raadioside vastuvõtjaid sõltuvalt nendega vastuvõetavate signaalide liigist, näiteks: raadiotelegraafi vastuvõtjad, raadiotelefoni vastuvõtjad, raadiotelegraafi ja -telefoni vastuvõtjad, fototelegraafi vastuvõtjad jne.

Raadioside vastuvõtjad erinevad ringhäälingu vastuvõtjatest mõnede lisaseadiste



Joonis 41 — 1. I klassi raadiotelegraafi vastuvõtja lahterskeem.

poolest. Nii näiteks omab raadiotelegraafi vastuvõtja moduleerimata kandevsagedusega telegraafimärkide vastuvõtuks teist ostsillaatorit, mille sagedus valitakse selliselt, et vahesagedusega segunedes tekkiv tuikesagedus oleks kuuldavas helisagedus-piirkonnas. Niisuguse I klassi raadiotelegraafi vastuvõtja lahterskeem on toodud joonisel 41 — 1.

Selles lahterskeemis tavalise raadiotelegraafi vastuvõtja lahterskeemi lisana on näha väljandvoolu pulsside piiraja ja ondulaator (OND). Piiraja muudab vastuvõtjast väljatavad telegraafimärgid võrdse kõrgusega alalispinge pulssideks, milledega tüüritakse ondulaatorit. Väljandvoolu pulsside piiraja koosneb tavaliselt miinimumi ja maksimumi piirajast.

Miinimumi piirajas eraldatakse telegraafimärkidest nende vaheaegadel vastuvõtjast väljatavad mürapinged ja maksimumi piirajas piiratakse telegraafimärgid ühekõrgusteks.

Kirjandus: 1 ja 38.

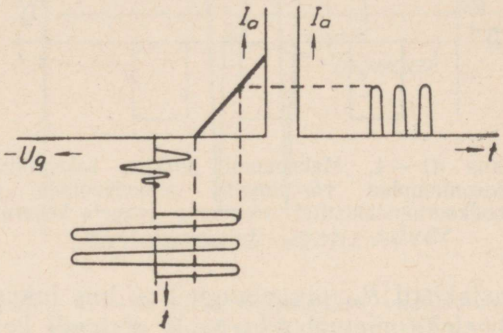
41 — 2. Raadiotelegraafi vastuvõtjates rakendatavate piirajate ja elektronrelee töötamise põhimõtete kirjeldus.

Miinimumi piirajana rakendatakse enamuses kõrge negatiivse võre-eelpingega anooddetektorit, mille võrepinge ja anoodvoolukõverate näide on toodud joonisel 41 — 2.

Sellelt jooniselt nähtub, et anooddetektori tööpunkt valitakse miinimumi piirajas niisugune, et madalate sisendpingete puhul detektoris anoodvoolu ei arene. Seega ärastatakse telegraafimärkide vaheaegadel sisenevad atmosfäärilised ja tööstuslikud häired tingimusel, et häirepingete amplituudid ei ületa piiraja tundlikkuse lävet.

Maksimumi piiraja põhimõtteline skeem on toodud joonisel 41 — 3.

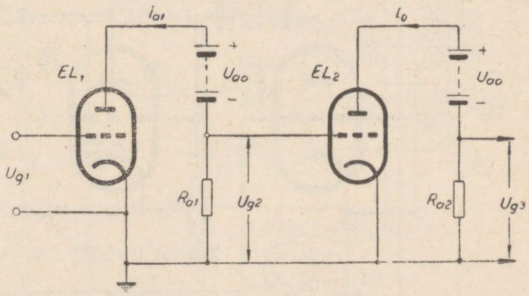
Sellelt jooniselt nähtuva maksimumi piiraja töötamise põhimõtte selgitamiseks on



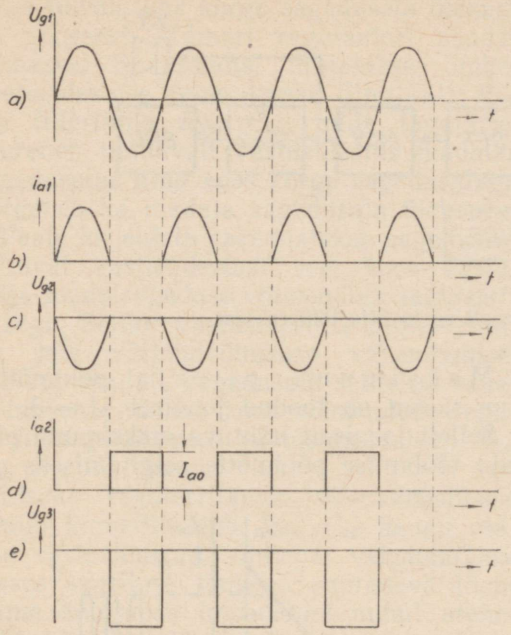
Joonis 41 — 2. Miinimumi piirajana rakendatava anooddetektori võrepinge ja anoodvoolu kõverate näide.

joonisel 41 — 4 antud piiraja elektronlampide võrepingete ja anoodvoolude kõverad.

Vastavalt jooniselt 41 — 4 nähtuvatele kõveratele töötab elektronlamp EL_1 90°-lise lõikenurgaga alaldaja töörežiimis. Selle tulemusena elektronlambis EL_1 anoodvool areneb ainult selle võrepinge positiivsete poolperioodide kestel, tekitades anoodkoor-



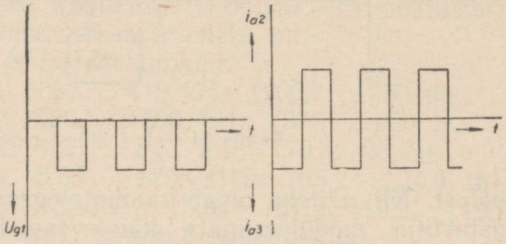
Joonis 41 — 3. Maksimumi piiraja põhimõtteline skeem.



Joonis 41 — 4. Maksimumi piirajas rakendatud elektronlampide võrepingete, anoodvoolude ja anoodkoormustakistitel arenevate pingete kõverad.

mustakistil R_{a1} pingelangu U_{g2}, mis lukustab elektronlambi EL_2 poole perioodi kestel. Järelikult elektronlambis EL_2 areneb anoodvool siis, kui elektronlambi EL_1 anoodvoolu tugevus on võrdne nulliga. Niisugune elektronlampide töörežiim saavutatakse madala anoodpinge rakendamisel.

Telegraafimärkide kirjutusseadised, milliseid nimetatakse ondulaatoriteks, töötavad paremini kahepoolsete voolupulsside toimel. Seetõttu maksimumi piiraja väljandpingega tüüritakse elektronreleed, milline muudab ühepoolsed pingepulsid kahepoolseteks voolupulssideks, nii nagu nähtub jooniselt 41 — 5.

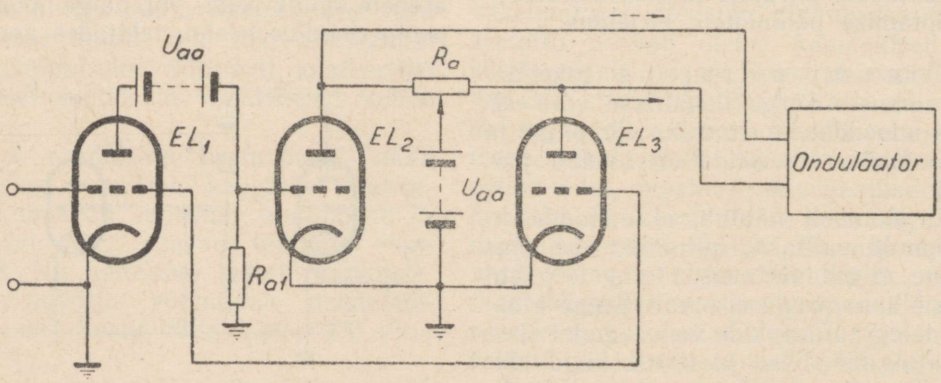


Joonis 41 — 5. Elektronrelee sisendpinge ja väljandvoolu kõverate näide.

Niisuguste kahepoolsete voolupulsside saavutamiseks rakendatava elektronrelee põhimõtteline skeem on kujutatud joonisel 41 — 6.

Selle töötamise põhimõte on järgmine: elektronrelee sisendpinge võrdumisel nulliga elektronlambi EL_1 anoodvoolu toimel takistis R_{a1} arenev pingelang lukustab elektronlambi EL_2, kuna elektronlambis EL_3 samal ajal areneb anoodvool, selle tulemusena ondulaatorit läbib vool punktiirnoolega märgitud suunas. Kui aga elektronreleesse siseneb negatiivne pingepulss, siis lukustatakse elektronlambid EL_1 ja EL_3 ning elektronlambis EL_2 areneva anoodvoolu toimel läbib vool ondulaatorit pideva noolega märgitud suunas.

Kirjandus: 1 ja 38.



Joonis 41 — 6. Elektronrelee põhimõtteline skeem.

41 — 3. Raadiotelegraafi vastuvõtjates rakendatavad ondulaatorid.

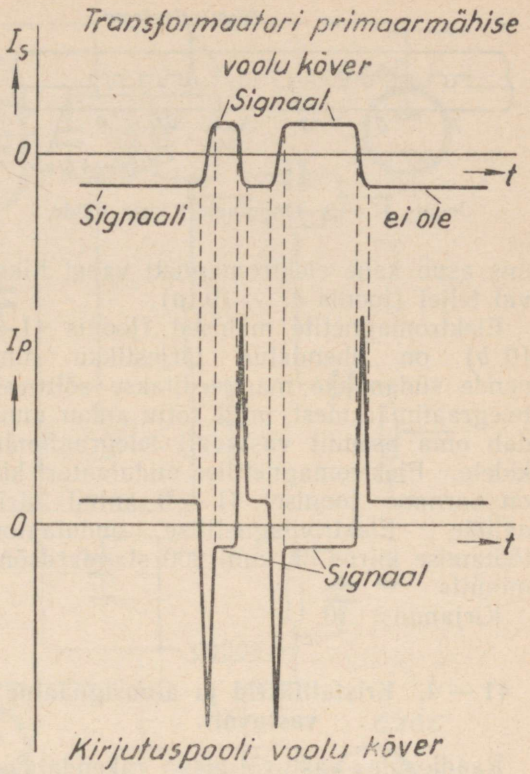
Ondulaatoriks nimetatakse telegraafimärkide automaatset kirjutusseadist. Elektrodünaamiliste ondulaatoritega on võimalik telegraafimärke automaatselt lindile kirjutada kiirusega kuni 1000 standardsõna minutis. Elektronrelee ja elektrodünaamilise ondulaatori teoreetiline skeem nähtub jooniselt 41 — 7.

Elektrodünaamilise ondulaatori kirjutuspool, mis asub tugevas magnetväljas, kaalub ligikaudu 3 grammi ja selle takistus on ligikaudu 8 oomi.

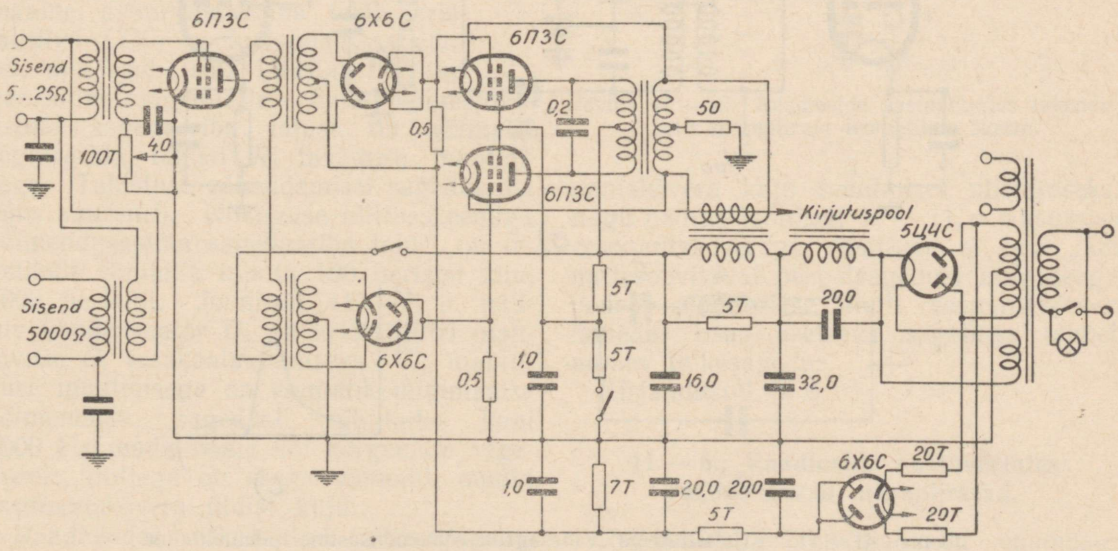
Jooniselt 41 — 8 nähtuvad elektrodünaamilise ondulaatori sisendvoolu ja kirjutuspooli voolu kõverad.

Elektrodünaamilise ondulaatori kirjutuspool on varustatud spetsiaalse sulega, millesse tint voolab automaatselt peene painduva kummitoru kaudu. Kirjutuspooli toitmisel niisuguste tugevate voolupulssidega, nagu nähtub jooniselt 41 — 8, hakkab see tegema tõukelisi liigutusi ja kirjutab sule alt läbiliikuvale lindile murtud joone, mille järgi on võimalik lugeda telegraafimärke. Ondulaatori kirja näide on antud joonisel 41 — 9.

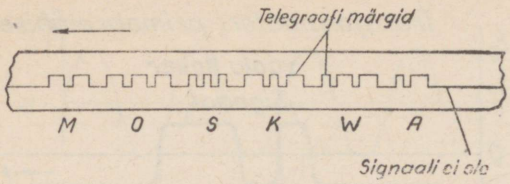
Peale ülalnimetatud elektrodünaamiliste ondulaatorite rakendatakse veel elektromagnetilisi ondulaatoreid. Elektromagnetilise ondulaatori kirjutusseadises on tindi toitetoru kinnitatud väikese ankru külge,



Joonis 41 — 8. Elektrodünaamilise ondulaatori sisendvoolu ja kirjutuspooli voolu kõverad.



Joonis 41 — 7. Elektrodünaamilise ondulaatori teoreetiline skeem.



Joonis 41 — 9. Ondulaatori kirja näide.

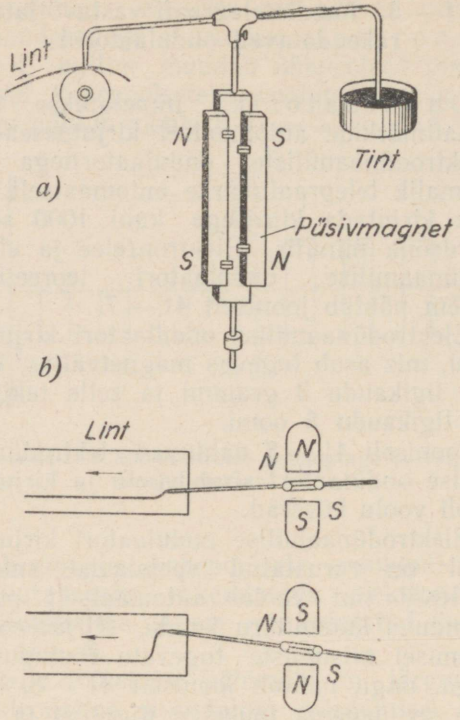
mis asub kahe elektromagneti vahel liikuval teljel (joonis 41 — 10, *a*).

Elektromagnetite mähised (joonis 41 — 10, *b*) on ühendatud järjestikku ning nende südamikke magneeditakse sõltuvalt telegraafimärkidest, mille tõttu ankur muudab oma asendit vastavalt telegraafimärkidele. Elektromagnetilise ondulaatori kiri on sarnane joonisel 41 — 9 antud kirja näitele. Elektromagnetilise ondulaatori töötamise kiirus on kuni 200 standardsõna minutis.

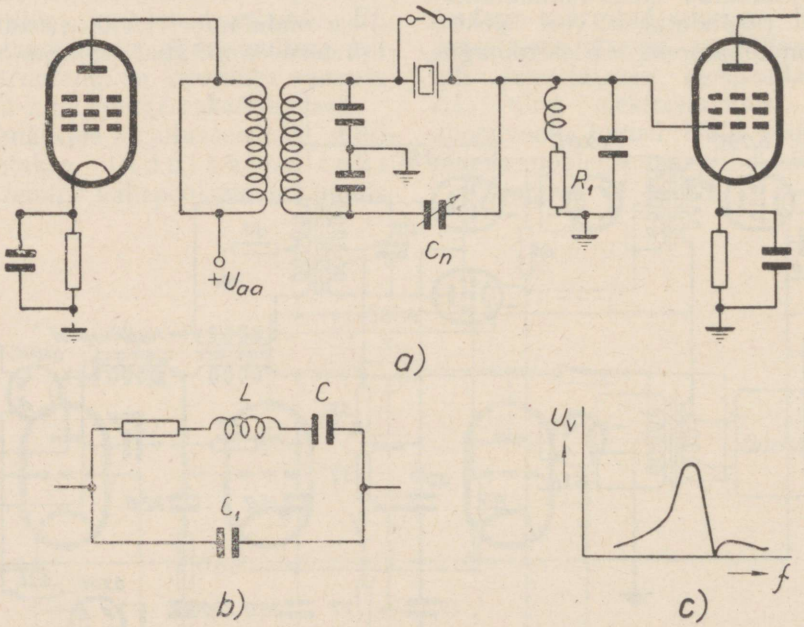
Kirjandus: 10.

41 — 4. Kristallfiltrid ja ainusignaalne vastuvõtt.

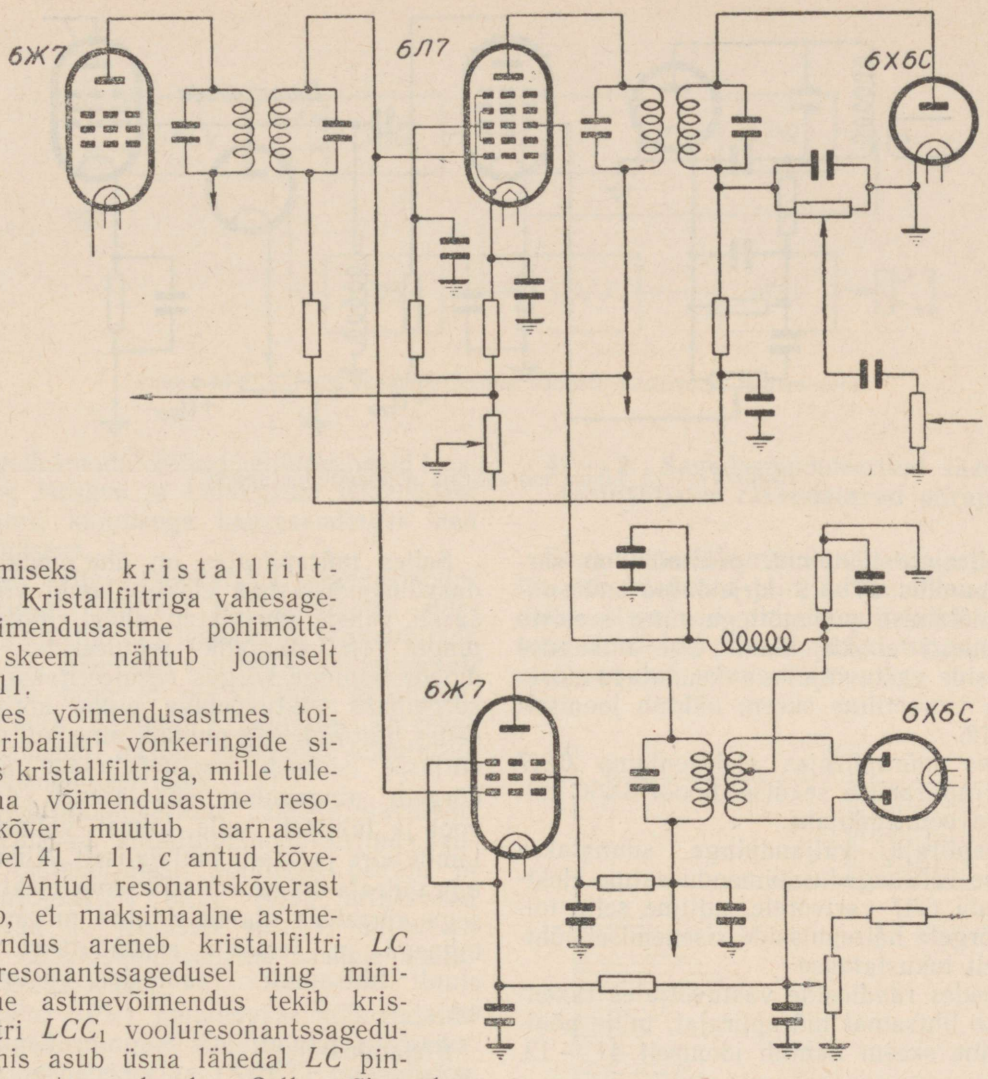
Raadioside vastuvõtjates rakendatakse töötamise stabiilsuse ja selektiivsuse suu-



Joonis 41 — 10. Elektromagnetilise ondulaatori töötamist selgitav skeem.



Joonis 41 — 11. Kristallfiltriga vahesagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem (a) ja kristallfiltri ekvivalentskeem (b) ning võimendusastme resonantskõver (c).



Joonis 41 — 12. Raadioside vastuvõtjates rakendatava mürapiiraja teoreetiline skeem.

rendamiseks kristallfiltreid. Kristallfiltriga vahesagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 41 — 11.

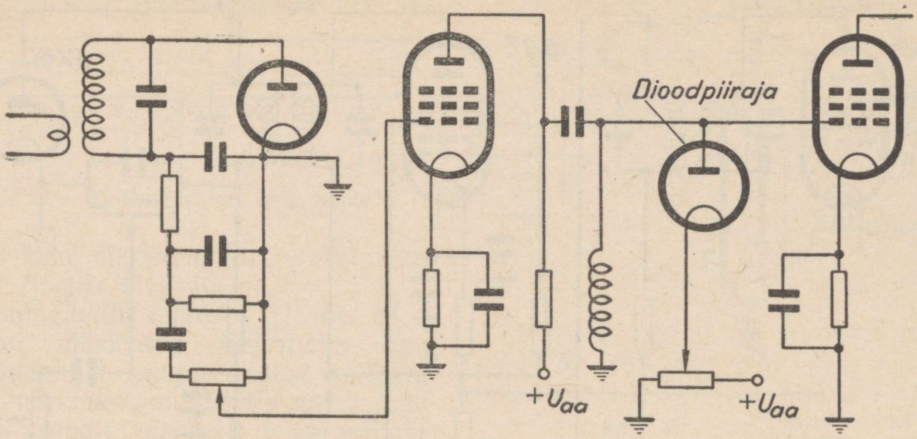
Selles võimendusastmes toimub ribafiltri võnkeringide sidestus kristallfiltriga, mille tulemusena võimendusastme resonantskõver muutub sarnaseks joonisel 41 — 11, *c* antud kõveraga. Antud resonantskõverast selgub, et maksimaalne astmevõimendus areneb kristallfiltri *LC* pingeresonantssagedusel ning minimaalne astmevõimendus tekib kristallfiltri LCC_1 vooluresonantssagedusel, mis asub üsna lähedal *LC* pingeresonantssagedusele. Selle võimendusastme sagedusriba laiust on võimalik reguleerida takisti R_1 takistuse muutmisega. Takistuse vähendamisel sagedusriba laius suureneb. Niisuguse lülitusskeemiga võimendusastme sagedusriba laiust on tegelikult võimalik muuta 100 hertsist kuni 5000 hertsini. Jooniselt 41 — 11, *a* nähtuv kondensaator C_n on kristallfiltri mahtuvuse C_1 tasakaalustamiseks. C_n mahtuvuse muutmisega on võimalik minimaalse võimenduse sagedust nihutada kuni 1000 Hz madalamale või kõrgemale sagedusele, millega on seega võimalik muuta resonantskõvera üldist kuju.

Raadiosides rakendatud ainusignaalne vastuvõtt põhjenebki kristallfiltri toimel tekkiva vahesagedusribafiltri üldise resonantskõvera kuju muutmisel niisuguseks, nagu nähtub jooniselt 41 — 11, c. Niisuguse resonantskõveraga ribafilter ei lase läbi mittesoovitavat peegelsagedust ning seega pääseb detektorisse ainult resonantskõvera lamedas osas asetseva sageduse toimel arenev tuikesagedus.

Kirjandus: 1 ja 3.

41 — 5. Raadioside vastuvõtjates rakendatavad mürapiirajad.

Raadioside vastuvõtjad on enamuses varustatud mürapiirajatega, mis vähendavad peamiselt pulsshäirepingeid. Nende



Joonis 41 — 13. Lihtsa mürapiiraja põhimõtteline skeem.

mürapiirajate töötamise põhimõte on sarnane punktis 37 — 9 kirjeldatud mürapiiraja töötamise põhimõttega ning seetõttu seda uuesti ei kirjeldata. Ühe niisuguse raadioside vastuvõtjates rakendatava mürapiiraja teoreetiline skeem nähtub jooniselt 41 — 12.

Selles mürapiirajas elektronlamp 6Ж7 on mürapiiramise seadise dioodi 6Х6С toitepinge võimendajaks.

Mürapiiraja väljandpinge suunatakse viimase vahesagedusvõimendusastme elektronlambi 6Л7 varivõrele, milline selle toimel kõrgete häirepulsside sisenemisel lühiajaliselt lukustatakse.

Mõnedes raadioside vastuvõtjates rakendatakse lihtsamat mürapiirajat, mille põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 41 — 13.

Selles mürapiirajas on ühe madalsagedusvõimendusastme elektronlambi võre ja šassii vahele ühendatud diood, mille eelpinget on võimalik reguleerida. Selle dioodi eelpinge kõrgus reguleeritakse veidi kõrgemaks vastuvõetava pinge kõrgusest selles lülitusskeemi punktis ning kui vastuvõtjasse siseneb vastuvõetavast pingest kõrgem pingepulss, siis areneb dioodis vool ja lühistab selle toimel võimenduslambi võre ja šassii lühiajaliselt. Niisuguse mürapiiraja toime on väiksema efektiivsusega võrreldes ülalkirjeldatud mürapiiraja toimega ja seetõttu rakendatakse seda ainult lihtsamates raadioside vastuvõtjates.

Kirjandus: 1.

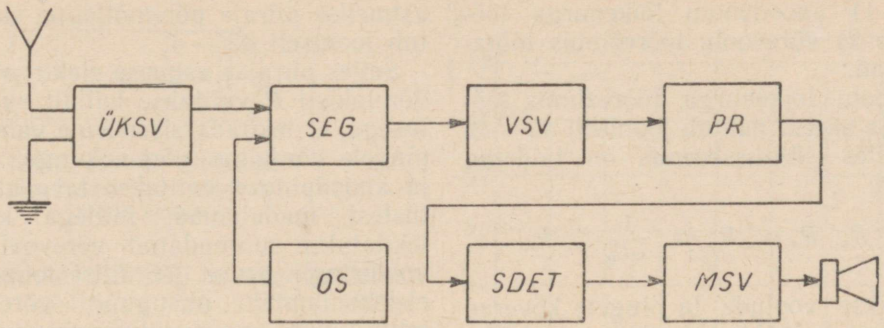
42. peatükk.

SAGEDUSMODULEERITUD SAADETE VASTUVÕTMINE.

42 — 1. Sagedusmoduleerimise paremused ja puudused.

Sagedusmoduleerimise peamiseks paremuseks on raadiohäirete vähendamise võimalus sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtmisel. Teiseks sagedusmoduleerimise paremuseks on moduleeriva sagedusriba laiuse suurendamise võimalus, mille tulemusena heliülekande kvaliteet tunduvalt paraneb.

Sagedusmoduleerimise puuduseks on kandevsageduspinge sagedusriba suur laius, mille tõttu seda on võimalik rakendada ainult ülikõrgsagedusalas. Nii on praktikas kasutatavad kandevsageduspinge sagedusriba laiused 150 kuni 250 kHz, kusjuures moduleeriva pinge sagedusriba laiused on kuni 15 kHz (30 . . . 15 000 Hz).



Joonis 42 — 1. Sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtja lahterskeem.

Sagedusmoduleeritud heliülekandeid teostatakse Moskva ja Leningradi televisiooni saatjates, kujutisega kaasasaadetava heli levitamiseks.

Peale selle rakendatakse sagedusmoduleerimisega saatjaid mitmesugustes sideseadmetes, näiteks lennuki ja lennuväljade saatjates, telegraafi saatjates, fototelegraafi saatjates ning ei ole kahtlust, et ülilühilainealades töötavates saatjates võetakse juba lähemail aastail eranditult kasutusele sagedusmoduleerimine.

Sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtjad erinevad amplituudmoduleeritud saadete vastuvõtjatest põhiliselt piiraja ja sagedusdetektori tõttu. Need erinevused nähtuvad ka jooniselt 42 — 1, millel on antud sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtja lahterskeem.

Piirajas (PR) muudetakse võimendatud vahesageduspingete amplituudid võrdseiks.

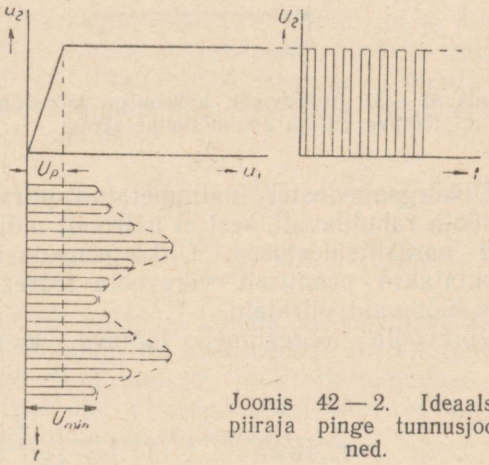
Sagedusdetektoriga (SDET) muudetakse sagedusmoduleeritud signaal uuesti amplituudiliseks signaaliks, kusjuures detektori väljandpinge kõrgus peab jääma võrdeliseks kandevsageduspinge sageduse muutustega Δf.

Sagedusmoduleerimisel arenevate sagedusriba laiuste (150 kuni 250 kHz) tõttu peavad sellele vastavalt olema konstrueeritud ka kõrg- ja vahesagedusvõimendajad. Madalsagedusvõimendaja ribalaius peab vastama moduleeriva sagedusriba laiusele. Sellest järeldub, et amplituudmoduleeritud saadete vastuvõtmiseks konstrueeritud vastuvõtjaid ei ole võimalik vahetult rakendada sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtuks.

Kirjandus: 1 ja 49.

42 — 2. Sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtjates rakendatavad piirajad.

Sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtjates rakendatavad piirajad muudavad nendesse sisenevad pingeamplituudid võrdseteks. Ideaalse piiraja pinge tunnusjooned on kujutatud joonisel 42 — 2.



Joonis 42 — 2. Ideaalse piiraja pinge tunnusjooned.

Sellelt jooniselt nähtub, et muutuva amplituudiga sisendpingest areneb piirajas jääva amplituudiga väljandpinge. Niisuguse tunnusjoonega piirajaga on võimalik ärastada kõik amplituudilised, niihästi atmosfäärilised kui ka tööstuslikud raadiohäired, tingimusel, et sisendpingete minimaalne amplituudväärtus U_{min} ületaks piiramispinge U_p kõrguse, s. o. $U_{min} > U_p$. Praktikas on soovitav, et U_p oleks võimalikult madal, sest sellega väheneb eelnevalt vajalik võimendus. Kasutusel on järgmised

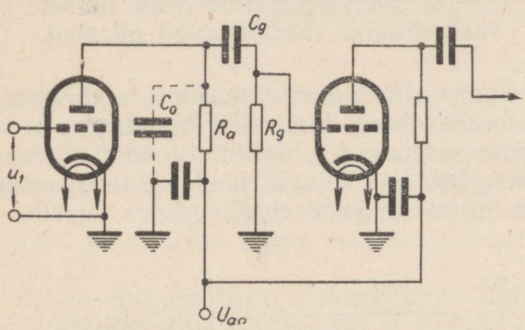
piirajad: 1) anoodvoolu lõikenurga töörežiimis ja 2) võrevoolu töörežiimis töötavad piirajad.

Anoodvoolu lõikenurga töörežiimis töötava piiraja skeem nähtub jooniselt 42 — 3.

Kui selles lülitusskeemis on täidetud tingimused:

$$\frac{1}{\omega C_g} \ll R_g,\ R_a \ll R_g \text{ ja } \frac{1}{\omega C_0} \gg R_a,$$

siis saadakse voolude ja pingete kõverad sarnased jooniselt 41 — 4 nähtuvate kõveratega ning üldiselt on selle piiraja töötamise põhimõte sarnane jooniselt 41 — 3 nähtuva piiraja töötamise põhimõttega.



Joonis 42 — 3. Anoodvoolu lõikenurga töörežiimis töötava piiraja põhimõtteline skeem.

Ülikõrgsagedustel ülalnimetatud piiraja ei tööta rahuldavalt, sest et häirivalt mõjuvad parasiitsidestused. Ülikõrgsagedustel kasutatakse peamiselt võrevoolu töörežiimis töötavaid piirajaid.

Võrevoolu töörežiimis töötava kahe-astmelise piiraja põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 42 — 4.

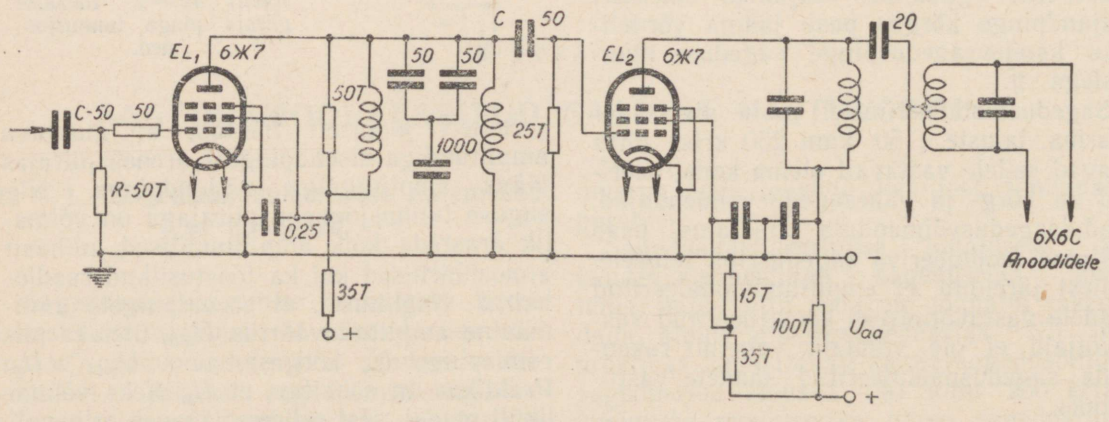
Selles piirajas esimese elektronlambi EL_1 võretakisti R valitakse küllalt suure takistusega, et tekitada sisenevale vahesagedus-pingele võrdeline võre-eelpinge. Varivõreja anoodpinged valitakse tavalistest väärtustest madalamad, millega kunstlikult tekitatakse suurendatud võrevool. Sisendvooluringis asuva RC filtri toimel areneb elektronlambil niisugune võre-eelpinge, mille juures anoodvooluringis arenev vahelduvvoolu komponent omab jäävat suurust sõltumata sisendpinge kõrgusest. RC ajakonstant peab olema amplituudilise häirepinge perioodiga võrreldes suhteliselt väike, sest vastasel korral ei suuda piiraja kompenseerida lühiajalisi häirepingeid. Piiraja efektiivsus tõuseb, kui kasutatakse kahte piiramisastet järjestikku, nii nagu nähtub jooniselt 42 — 4. Sellises lülituses teise piiramisastme võreringi ajakonstant võetakse mõnevõrra väiksem võrreldes esimese astme võreringi ajakonstandiga.

Kirjeldatud piirajate sisendpingete minimaalsed kõrgused on 1 kuni 6 volti.

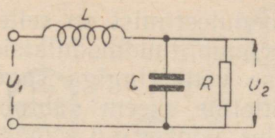
Kirjandus: 49.

42 — 3. Sagedusdetektorid.

Sagedusdetektoriks nimetatakse seadist, milles väljandpinge amplituudide muutumine ajaliselt toimub võrdeliselt sisendpinge sageduse muutmisele. Lihtsaima sagedusdetektori põhimõtteline skeem on antud joonisel 42 — 5.



Joonis 42 — 4. Võrevoolu töörežiimis töötava piiraja põhimõtteline skeem.



Joonis 42 — 5. Lihtsaima sagedusdetektori põhimõtteline skeem.

Sellelt jooniselt nähtub, et sagedusdetektorina on kasutatav madalläbistusfilter. Selle filtri sagedustunnusjoon leidub joonisel 42 — 6.

Sagedusdetektorina kasutatava filtri sagedustunnusjoone tõusu ja tunnusjoone siirgosa pikkust saab arvutada järgmiste lihtsate valemitega tingimusel, et filtri omanurksagedus on

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

ja lainetakistus võrdub koormustakistusega

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = R.$$

Nende tingimuste täitmisel filtri väljandpinge U_2 kõrguse sõltuvus sagedusest (jääva sisendpinge amplituudi U_1 juures) on:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1-\beta^2+\beta^4}}, \qquad (42-1)$$

kus $\beta = \frac{\omega}{\omega_f}$ ja ω on sisendpinge nurksagedus.

Jooniselt 42 — 6 nähtub, et filtri sagedustunnusjoon on ligikaudu sirge piirväärtuste osas $\beta_{min} = 1$ kuni $\beta_{maks} = 1{,}5$. Sellest sõltuvalt tuleb filtri omanurksagedus valida:

$$\omega_f = \frac{\omega_0}{1{,}5},$$

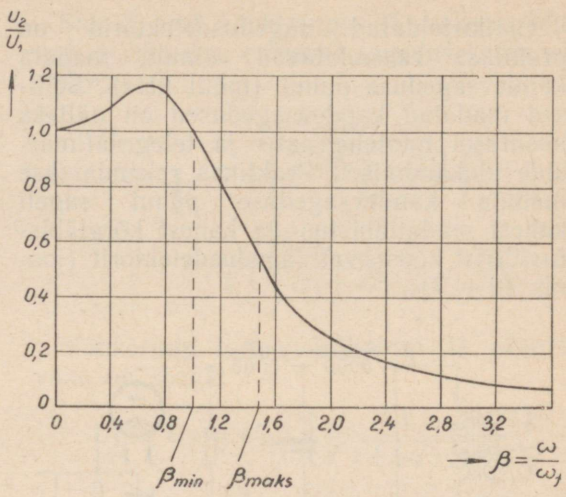
milles ω_0 on moduleeritud sageduse keskmine nurksagedus. Niisugusel juhul nurksageduse muutus võib ulatuda maksimaalselt kuni $\pm 0{,}25\,\omega_0$.

$$\Delta\omega \approx \pm 0{,}25\,\omega_0$$

ehk

$$\Delta\beta_{maks} = 0{,}25.$$

Detekteerimistunnusjoone sirgjoone osa tõus on:



Joonis 42 — 6. Madalläbistusfiltri sagedustunnusjoon.

$$S_f = \frac{\Delta U_2}{\Delta\beta} = \frac{U_1 - U_2}{2\Delta\beta_{maks}} = \frac{U_1(1 - U_2/U_1)}{2\Delta\beta_{maks}} \approx U_1.$$

Kuna sagedusdetektori tunnusjoone tõus kujutab endast väljandpinge kõrguse muutuse ja sisendpinge sageduse muutuse suhet, väljendatuna voltides ühe hertsi kohta, saadakse:

$$S_{f0} = \frac{\Delta U_2}{\Delta f} = \frac{\Delta U_2}{\Delta\beta f_0} = \frac{S_f}{f_0} = \frac{U_1}{f_0} \text{ V/Hz}. \qquad (42-2)$$

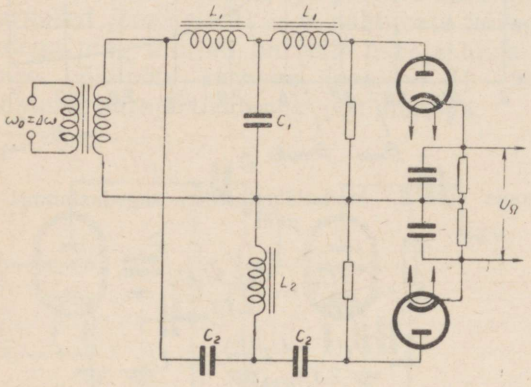
Sellest valemist näeme, et sagedusdetektori tunnusjoone tõus võrdub filtri sisendpinge amplituudi U_1 ja kandevsageduse f_0 suhtega ja et sagedusdetektori väljandpinge muutuse suurus ΔU_2 on:

$$\Delta U_2 = S_{f0}\Delta f = \frac{U_1\Delta f}{f_0}.$$

Sellest valemist nähtub, et väljandpinge amplituud on võrdeline sisendpinge amplituudiga ja sageduse suhtelise deviatsiooniga.

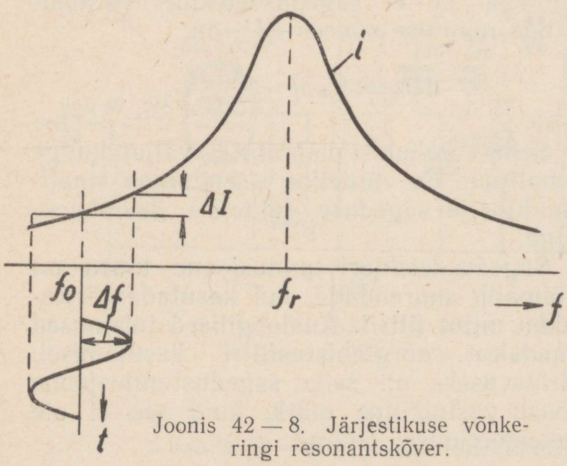
Sagedusdetektori tunnusjoone tõusu on võimalik suurendada, kui kasutada järjestikku mitut filtrit. Analoogilised tulemused saadakse kõrgläbistusfiltri kasutamisel. Erinevuseks on selle sagedustunnusjoone tõusu vastupidine märk, kuid see ei ole detekteerimisel oluline.

Ülalkirjeldatud sagedusdetektorid on praktikas rakendatavad ainult madala kandevsageduse puhul (mõni kHz). Sellised madalad kandevsagedused on näiteks kasutusel fototelegraafis ja telegraafimärkide ülekandmisel. Praktikas rakendatakse madala kandevsageduse puhul sageli kahest madalläbistus- ja kahest kõrgläbistusfiltrist koosnevat sagedusdetektorit (joonis 42 — 7).



Joonis 42 — 7. Kahest madalläbistus- ja kahest kõrgläbistusfiltrist koosneva sagedusdetektori põhimõtteline skeem.

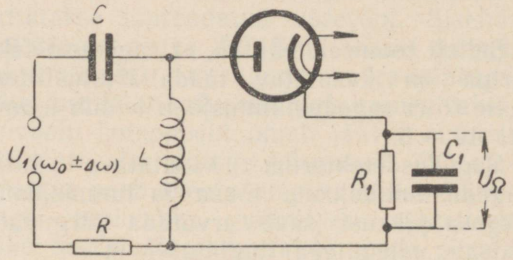
Selle sagedusdetektori paremuseks on kaks korda suurem tõus ja täiendav häirete ärastamine, mis on tingitud diferentsiaalsest koormuse ühendusest. Kõrg- ja ülikõrgsagedustel rakendatakse sagedusdetektorites järjestikust võnkeringi, mis häälestatakse kandevsagedusest veidi kõrvale. Joonisel 42 — 8 on antud järjestikuse võnkeringi resonantskõver, millelt nähtub,



Joonis 42 — 8. Järjestikuse võnkeringi resonantskõver.

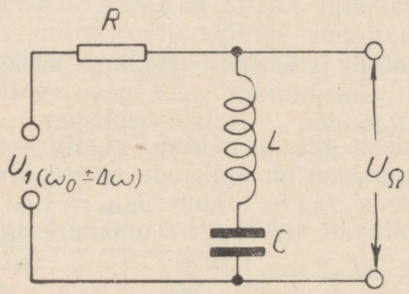
et sagedusmoduleerimist on selle abil võimalik muuta amplituudmodulatsiooniks.

Järjestikuse võnkeringiga sagedusdetektori põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 42 — 9, milles võnkeringi sagedusest sõltuvad voolu muutused detekteeritakse tavalise dioodidetektoriga.



Joonis 42 — 9. Järjestikuse võnkeringiga sagedusdetektori põhimõtteline skeem.

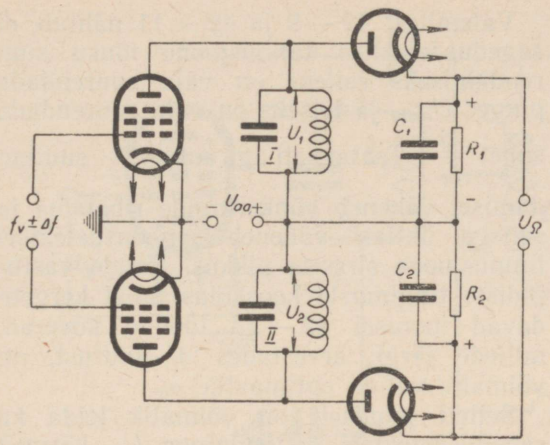
Teine järjestikuse võnkeringiga sagedusdetektori põhimõtteline skeem on kujutatud joonisel 42 — 10, milles võnkeringile järjestikku on ühendatud suure takistusega takisti R. Seetõttu võnkeringis arenev voolu tugevus ei sõltu sagedusest, kuid väljandpinge U_2 kõrgus muutub võrdeliselt sisendpinge sagedusele, sest sõltuvalt sagedusest muutub võnkeringi reaktiivtakistus $X = \omega L - 1/\omega C$.



Joonis 42 — 10. Järjestikusest võnkeringist ja aktiivtakistusest koosneva sagedusdetektori põhimõtteline skeem.

Kirjeldatud ühe võnkeringiga sagedusdetektorite puuduseks on asjaolu, et võnkeringide resonantskõverad ei oma vajalikku lineaarsust ja seetõttu tekivad detekteerimisel tunduvad mittelineaarmoonutused.

Paremaid tulemusi annab kahe võnkeringiga sagedusdetektor, mille põhimõtteline skeem on antud joonisel 42 — 11.



Joonis 42 — 11. Kahe võnkeringiga sagedusdetektori põhimõtteline skeem.

Selles sagedusdetektoris on väljandpinge U_Ω takistitel R_1 ja R_2 arenevate madalsageduslikkude vahelduvpingete vahe. Võnkeringid I ja II on vahesageduse suhtes kõrvale häälestatud. Võnkering I on häälestatud sagedusele $f_v + \Delta f_0$ ja võnkering II on häälestatud sagedusele $f_v - \Delta f_0$.

Seetõttu võnkeringides vahesageduspinge toimel arenevad pinged on võrdsed:

$$U_1 = U_2 = \frac{U_{maks}}{\sqrt{1+\left(\frac{2\Delta f_0 Q}{f_v}\right)^2}} = \frac{U_{maks}}{\sqrt{1+\alpha_0^2}} \text{ V}, \qquad (42-3)$$

kus U_{maks} on võnkeringide I ja II pingeamplituud resonantssagedusel, Q on võnkeringide I ja II hüvetegurid ja tegur $\alpha_0 = \frac{2\Delta f_0 Q}{f_v}$.

Kahe võnkeringiga sagedusdetektori võnkeringide resonantskõverad nähtuvad jooniselt 42 — 12.

Vahesagedusest $+\Delta f$ võrra erineval sagedusel suureneb võnkeringis I pinge:

$$U_1 = \frac{U_{maks}}{\sqrt{1+\left[\frac{2(\Delta f_0 - \Delta f)Q}{f_v}\right]^2}} = \frac{U_{maks}}{\sqrt{1+(\alpha_0-\alpha)^2}} \text{ V}, \qquad (42-4)$$

kus tegur $\alpha = \frac{2\Delta f Q}{f_v}$.

Samal ajal võnkeringis II, vahesagedusest $+\Delta f$ võrra erineval sagedusel, areneb pinge:

$$U_2 = \frac{U_{maks}}{\sqrt{1+\left[\frac{2(\Delta f_0 + \Delta f)Q}{f_v}\right]^2}} = \frac{U_{maks}}{\sqrt{1+(\alpha_0+\alpha)^2}} \text{ V}. \qquad (42-5)$$

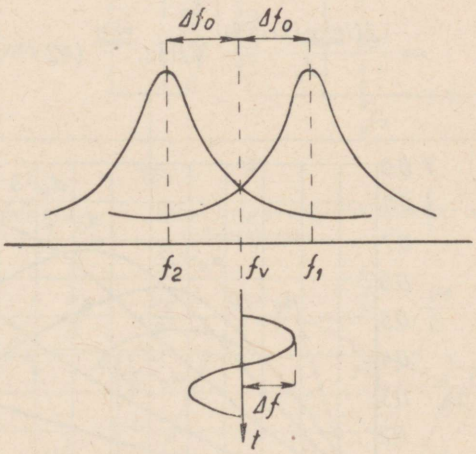
Võnkeringi I ja võnkeringi II pingete vahe on seega:

$$U_1 - U_2 = U_{maks}\left[\frac{1}{\sqrt{1+(\alpha_0-\alpha)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1+(\alpha_0+\alpha)^2}}\right] = U_{maks}\,\psi \text{ V}, \qquad (42-6)$$

kus $\psi = \left[\frac{1}{\sqrt{1+(\alpha_0-\alpha)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1+(\alpha_0+\alpha)^2}}\right]$.

Võttes arvesse, et alaldatud pinge on $(U_1 - U_2)\cos\Theta$, milles Θ on lõikenurk ja $U_{maks} \approx SU_g Z_r = SU_g Z_0 Q$ saadakse sagedusdetektori väljandpinge:

$$U_\Omega = (U_1 - U_2)\cos\Theta = SU_g Z_0 Q\psi \cos\Theta \text{ V}. \qquad (42-7)$$



Joonis 42 — 12. Kahe võnkeringiga sagedusdetektori võnkeringide resonantskõverad.

Järgnevalt arvutatakse sagedusdetektori tunnusjoone tõus vahesageduse läheduses.

Väikestel Δf suurustel on $\alpha \ll \alpha_0$ ning siis

$$\psi = \frac{2\alpha_0\alpha}{(1+\alpha_0^2)^{3/2}} = \frac{2\alpha_0}{(1+\alpha_0^2)^{3/2}} \cdot \frac{2\Delta f Q}{f_v}. \quad (42-8)$$

Järelikult sagedusdetektori tunnusjoone tõus on:

$$S_{f0} = \frac{U_\Omega}{\Delta f} = \frac{4SU_g Z_0 Q^2 \alpha_0 \cos\Theta}{f_v(1+\alpha_0^2)^{3/2}} \text{ V/Hz.} \quad (42-9)$$

Oletades, et suurused S, $U_g Z_0$, Q, f_v ja Θ on jäävad, leitakse et α_0 optimaalne suurus, mille juures sagedusdetektori tunnusjoone tõus S_{f0} on maksimaalne, on:

$$\alpha_{0\,opt} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (42-10)$$

ning võnkeringide optimaalne kõrvalehäälestus vahesageduse suhtes on:

$$\Delta f_0 = \pm \frac{\alpha_0 f_v}{2Q} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{f_v}{Q}.$$

Asetades α_0 optimaalse väärtuse valemist 42 — 10 valemisse 42 — 9 leitakse, et sagedusdetektori tunnusjoone maksimaalne tõus optimaalsel kõrvalehäälestusel on:

$$S_{f maks} = \frac{1{,}5SU_g Z_0 Q^2 \cos\Theta}{f_v} = \frac{1{,}5U_{maks} Q \cos\Theta}{f_v} \text{ V/Hz.} \quad (42-11)$$

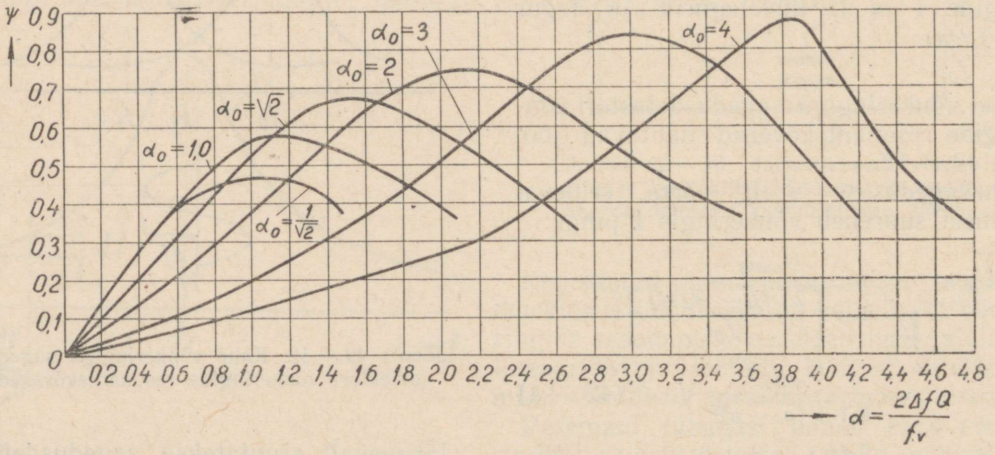
Valemitest 42 — 9 ja 42 — 11 nähtub, et sagedusdetektori tunnusjoone tõusu suurendamiseks esiteks on vaja suurendada pinget U_{maks} ja teiseks on vaja suurendada suhet $\frac{Q}{f_v}$. Teatavasti aga suhte $\frac{Q}{f_v}$ suurendamisel väheneb võnkeringide ribalaius ja sellega ühtlasi väheneb sagedusdetektori tunnusjoone sirgosa pikkus. Nende vastupidiste tingimuste kooskõlastamist kergendavad joonisel 42 — 13 toodud kõverad, millede järgi, arvestades Δf suurust, on võimalik valida optimaalne α_0.

Sellelt jooniselt on võimalik leida ka sagedusdetektori väljandpinge U_Ω kõrgust voltides sõltuvalt Δf suurusest (Hz). Selleks tuleb ordinaadi arvsuurus korrutada avaldusega $SU_g Z_0 Q \cos\Theta$ ning abstsissi arvsuurus korrutada avaldusega $\frac{f_v}{2Q}$.

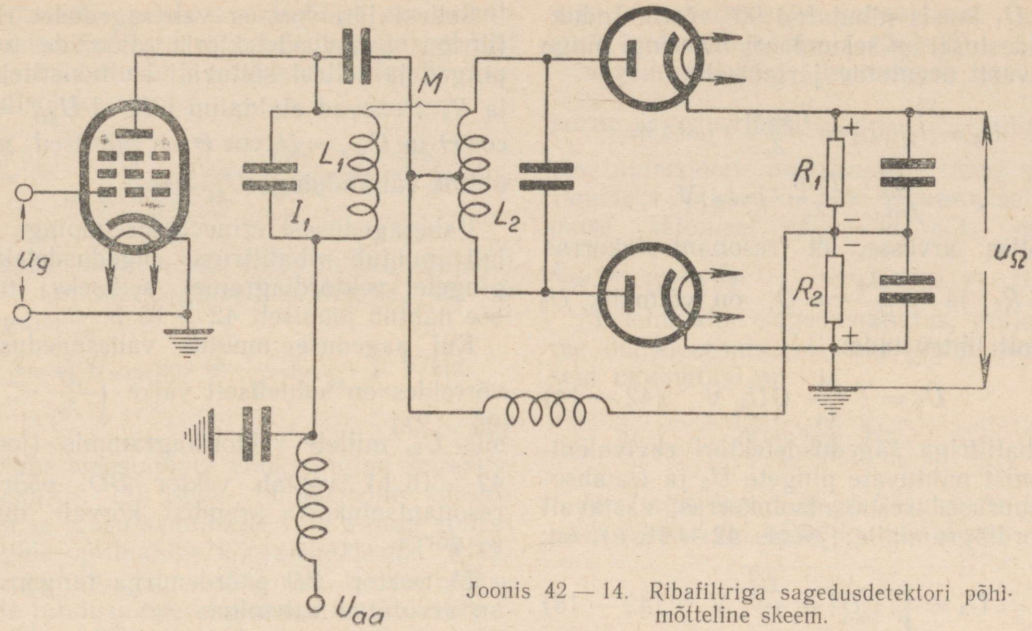
Joonisel 42 — 13 antud kõverad, mis on arvutatud suurustel $\alpha > 0$, näitavad sagedusdetektori tunnusjoonte positiivseid lõike, kuna tunnusjoonte negatiivsed lõigud on nendega sümmeetrilised.

Sagedusdetektori võnkeringide häälestussageduste arvutamiseks valitakse joonisel 42 — 13 kõvera lagipunktile vastav $\alpha_{kr} > \alpha_{maks}$, milles $\alpha_{maks} = \frac{2\Delta f_{maks} Q}{f_v}$ ning leitakse (jooniselt 42 — 13) vajalik ψ suurus.

Sellele järgnevalt, vastavalt teadaoleva-



Joonis 42 — 13. Kahe võnkeringiga sagedusdetektori kõverad optimaalse α_0 määramiseks.



Joonis 42 — 14. Ribafiltriga sagedusdetektori põhimõtteline skeem.

tele f_v ja Q suurustele, arvutatakse võnkeringide resonantssagedused:

$$f_{01} = f_v + \Delta f_0 = f_v + \frac{\alpha_{kr} f_v}{2Q} \text{ Hz}, \quad (42 — 12)$$

$$f_{02} = f_v - \Delta f_0 = f_v - \frac{\alpha_{kr} f_v}{2Q} \text{ Hz}. \quad (42 — 13)$$

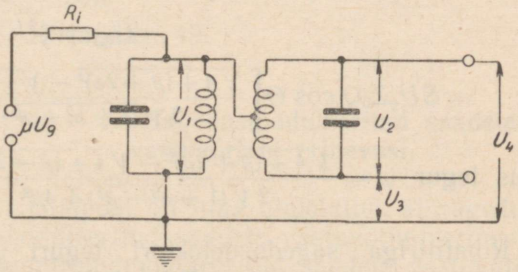
Jooniselt 42 — 13 nähtub ka, et juhul kui $\alpha_0 \geqslant 2$, siis sagedusdetektori tunnusjoonte lagipunktidele vastavad α_{kr} suurused on ligikaudu võrdsed α_0 suurustega, s. t. $\alpha_{kr} \approx \alpha_0$.

Vaadeldud kahe sidestamata võnkeringiga sagedusdetektori puuduseks on võnkeringide erinevad häälestussagedused, mis nõuab nende eraldi häälestamist kõrgsagedusgeneraatoriga. Peale selle tekib raskusi laia sagedusriba puhul sirge tunnusjoone tagamisel. Seetõttu on viimasel ajal leidnud kõige laialdasemat kasutamist tugeva sidestusega ribafiltriga sagedusdetektor (joonis 42 — 14).

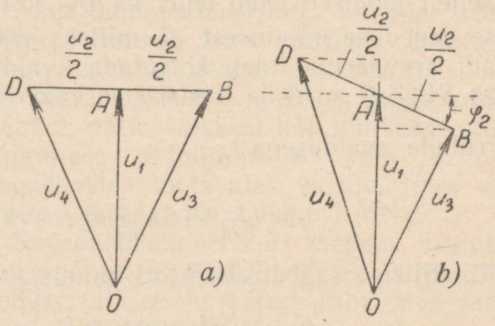
Selles skeemis on ribafiltri primaarvõnkeringi ülemine ots ühendatud sekundaarvõnkeringi pooli elektrilise keskpunktiga. Ribafiltri mõlemad võnkeringid on häälestatud ühele ja samale sagedusele, vahesagedusele.

Ribafiltriga sagedusdetektori töökäigu selgitamiseks kasutatakse selle ekvivalentskeemi, mis nähtub jooniselt 42 — 15 ja pingete vektordiagrammi joonisel 42 — 16.

Kui mõlemad võnkeringid on häälestatud vahesagedusele, siis sekundaarvõnkeringi pinge U_2 on primaarvõnkeringi pin-



Joonis 42 — 15. Ribafiltriga sagedusdetektori ekvivalentskeem.



Joonis 42 — 16. Ribafiltriga sagedusdetektori pingete vektordiagramm.

gest U_1 faasis nihutatud 90° võrra. Induktiivsidestusel on sekundaarvõnkeringi pinge teatavasti arvutatav järgmiselt:

$$\dot{U}_2 = \dot{I}_2 j\omega L_2 = \frac{\dot{I}_1 j\omega M}{Z_2} \cdot j\omega L_2 =$$

$$= \frac{\dot{U}_1}{j\omega L_1} \cdot \frac{j\omega M}{Z_2} \cdot j\omega L_2 \text{ V.}$$

Võttes arvesse, et resonantsolukorras $Z_2 = R_2$ ja $\frac{\omega_v L_2}{R_2} = Q$, on võimalik U_2 valemit lihtsustada:

$$\dot{U}_2 = j \frac{M}{L_1} Q\dot{U}_1 \text{ V.} \quad (42-14)$$

Ribafiltriga sagedusdetektori ekvivalentskeemist nähtuvate pingete U_3 ja U_4 absoluutsuurused resonantsolukorras, vastavalt vektordiagrammile (joonis 42 — 16, a), on:

$$U_3 = U_4 = \sqrt{U_1^2 + \frac{U_2^2}{4}} \text{ V.} \quad (42-15)$$

Kui ribafiltris võnkeringide iseloomustussuurused on võrdsed, mis on tavaline ($L_1 = L_2$, $r_1 = r_2$ ja $\frac{M}{L_1} = k$), siis arvestades valemit 42 — 14, saab valemit 42 — 15 muuta järgmiseks:

$$U_3 = U_4 = U_1 \sqrt{1 + \frac{k^2Q^2}{4}} \text{ V.} \quad (42-16)$$

Sellest järeldub, et vahesagedusel ribafiltriga sagedusdetektoris dioodide toitepinged ja sellest sõltuvalt ka takistitel R_1 ja R_2 arenevad alaldatud pinged $U_{\Omega 1} = U_3 \cos\Theta$ ja $U_{\Omega 2} = U_4 \cos\Theta$ on võrdsed ning üldine väljandpinge $U_\Omega = 0$.

Vahesagedusest erineva sisendpinge puhul muutub ribafiltriga sagedusdetektori pingete vektordiagramm selliseks, nagu see nähtub jooniselt 42 — 16, b.

Kui sageduse muutus vahesagedusega võrreldes on suhteliselt väike $\left(\frac{\Delta f}{f_v} \ll 1\right)$, siis U_2, millele vektordiagrammis (joonis 42 — 16, b) vastab vektor $\overline{BD}$, pöördub resonantsolukorra asendist kõrvale nurga φ_2 võrra.

U_2 vektori $\overline{BD}$ pöördenurga tangens φ_2 on arvutatav valemiga:

$$\operatorname{tg}\varphi_2 = \frac{X_2}{R_2} \approx \frac{2\Delta f Q}{f_v}.$$

Väljendades kõik ribafiltriga sagedusdetektori pinged võnkeringide iseloomustussuuruste kaudu, saadakse järgmine väljandpinge U_Ω arvutusvalem:

$$U_\Omega = (U_3 - U_4)\cos\Theta =$$

$$= SU_g Z_0 Q \cos\Theta \left[\frac{\sqrt{4+(\beta+2\alpha)^2} - \sqrt{4+(\beta-2\alpha)^2}}{2\sqrt{(1+\alpha^2-\beta^2)+4\beta}}\right] = SU_g Z_0 Q\,\psi\cos\Theta \text{ V,} \quad (42-17)$$

kus tegur $\psi = \frac{\sqrt{4+(\beta+2\alpha)^2} - \sqrt{4+(\beta-2\alpha)^2}}{2\sqrt{(1+\alpha^2-\beta^2)+4\beta^2}}$, tegur $\beta = kQ = \frac{k}{d_v}$ ja tegur $\alpha = \frac{2\Delta f Q}{f_v}$.

Ribafiltriga sagedusdetektori teguri ψ sõltuvus tegurist α nähtub jooniselt 42 — 17.

Sellelt jooniselt saab leida ka U_Ω sõltuvuse sageduse muutusest Δf, milleks ordinaadi arvväärtus tuleb korrutada avaldusega $SU_g Z_0 Q\cos\Theta$ ja abstsissi arvväärtus korrutada avaldusega $\frac{f_v}{2Q}$.

Vahesageduse lähedal, kus $\beta \gg \alpha \ll 1$, võib ψ valemit lihtsustada järgmiseks:

$$\psi_{\alpha 0} = \frac{2\beta}{\sqrt{4+\beta^2(1+\beta^2)}}.$$

Asetades selle ψ väärtuse valemisse 42 — 17, muutub U_Ω arvutusvalem lihtsamaks:

$$U_\Omega = SU_g Z_0 Q\cos\Theta \cdot \frac{2\beta}{\sqrt{4+\beta^2(1+\beta^2)}} \cdot \frac{2\Delta f Q}{f_v} \text{ V.} \quad (42-18)$$

Ribafiltriga sagedusdetektori tunnusjoone maksimaalne tõus on arvutatav valemiga

$$S_{f0} = \frac{U_\Omega}{\Delta f} = SU_g Z_0 Q\cos\Theta \cdot \frac{2\beta}{\sqrt{4+\beta^2(1+\beta^2)}} \cdot \frac{2Q}{f_v} \text{ V/Hz.} \quad (42-19)$$

Ribafiltri primaarvõnkeringi ekvivalenttakistus, arvestades sekundaarvõnkeringist tagasi kanduvat lisatakistust, võrdub resonantsolukorras:

$$Z_e = \frac{Z_0^2}{R_1 + \frac{(\omega M)^2}{R_1}} = \frac{Z_0 Q}{1 + k^2 Q^2} = \frac{Z_0 Q}{1 + \beta^2} \ \Omega.$$

Seda arvestades võib muuta valemit 42 — 19 analoogiliselt valemile 42 — 9 järgmiseks:

$$S_{f0} = U_{maks} \cos \Theta \cdot \frac{4\beta}{\sqrt{4 + \beta^2}} \cdot \frac{Q}{f_v} \text{ V/Hz.}$$

(42 — 20)

Kahe sidestamata võnkeringiga sagedusdetektoris oli selle tunnusjoone maksimaalse tõusu saamiseks vaja valida võnkeringide optimaalne kõrvalehäälestus. Ribafiltriga sagedusdetektoris saavutatakse selle tunnusjoone maksimaalne tõus võnkeringide optimaalse sidestusega. Optimaalse sidestuse puhul on $\beta_{opt} = 1$ ja

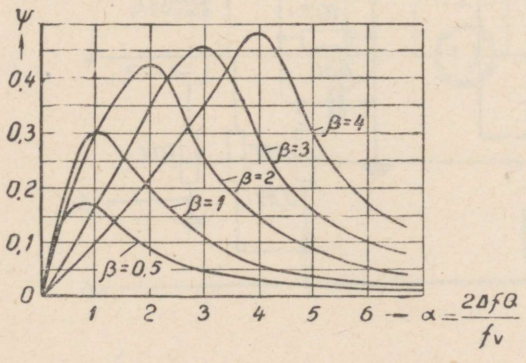
$$k_{opt} = \frac{\beta_{opt}}{Q} = d_v.$$

Järelikult ribafiltriga sagedusdetektori tunnusjoone võimalik maksimaalne tõus on arvutatav valemiga:

$$S_{fmaks} = SU_g Z_0 \cdot \frac{Q^2}{f_v} \cdot \frac{2}{\sqrt{5}} \cos \Theta \text{ V/Hz.}$$

(42 — 21)

Küllalt laia sagedusriba kasutamisel ei ole alati võimalik valida ribafiltriga sagedusdetektoris tunnusjoone maksimaalset tõusu. Ribafiltriga sagedusdetektori võnkeringide iseloomustussuuruste valikul tuleb



Joonis 42 — 17. Ribafiltriga sagedusdetektori teguri ψ sõltuvus tegurist α.

eriti arvestada selle tunnusjoone lineaarsust vastavalt joonisele 42 — 17.

Sagedusdetektori tunnusjoon on lineaarne sagedusribas $\pm \Delta f = \frac{k f_v}{2}$, mille juures tunnusjoone maksimaalse tõusu saavutamiseks optimaalne side arvutatakse tingimuse täitmisel $\beta_{opt} = kQ = 1$, millest $k_{opt} = \frac{1}{Q} = d_v$.

Maksimaalne sagedusmuutus, mille juures detekteerimisel ei teki nimetamisväärseid moonutusi on:

$$\Delta f = \frac{f_v}{2Q} \text{ Hz.}$$

Järelikult antud Δf ja f_v suuruste juures peab võnkeringi hüvetegur Q olema:

$$Q = \frac{f_v}{2\Delta f}$$

ja sidestustegur

$$k = \frac{1}{Q}.$$

Näiteks kui $\Delta f = 75$ kHz ja vahesagedus $f_v = 3$ MHz, siis võnkeringi hüvetegur Q peab olema ligikaudu 20 ja sidestustegur $k \approx 0{,}05$.

Kirjandus: 49.

42 — 4. Sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtjate erinevusi.

Ülalpool oli juba nimetatud, et sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtjad erinevad amplituudmoduleeritud saadete vastuvõtjatest üldiselt ainult piiraja ja detektorastme osas.

Amplituudmoduleeritud saadete vastuvõtja vahesageduse valikul lähtutakse tingimusest, et peegelsageduskanalis, s. t. $2f_v$ võrra erineval sagedusel, tekiks nõrgenemine mitte väiksem kui 100 korda. Selle tingimuse täitmiseks 40 kuni 45 mHz sagedusalas töötavates vastuvõtjates valitakse vahesagedus 2 kuni 3 MHz.

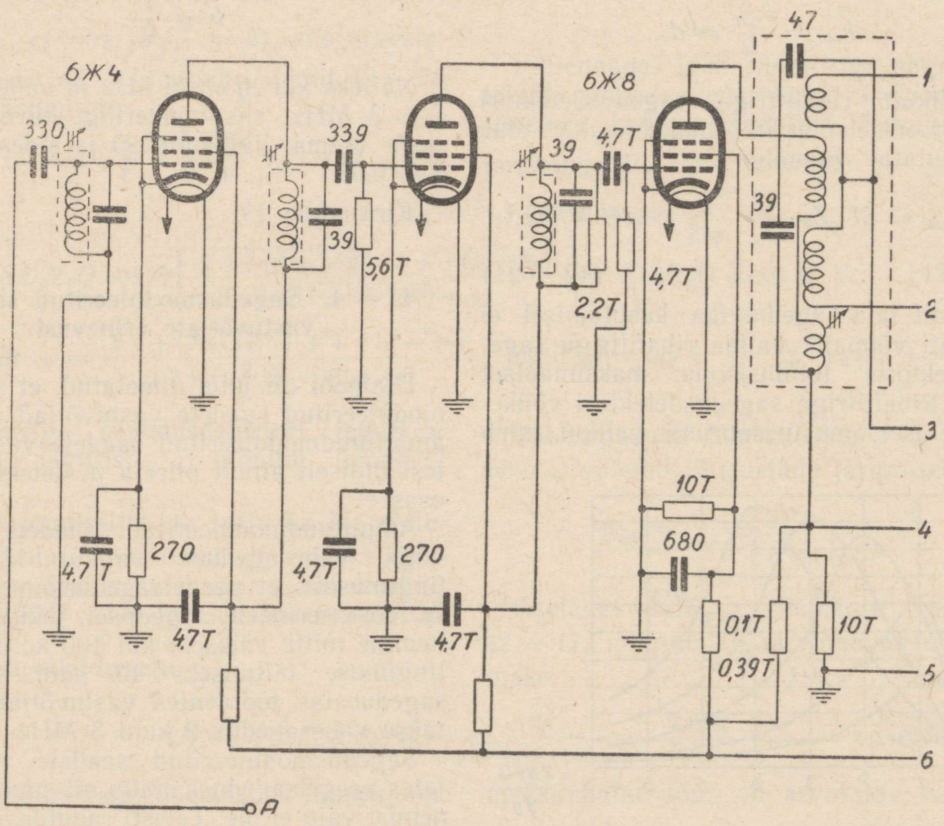
Sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtjates peegelsageduskanalis nii suurt nõrgenemist vaja ei ole. Täiesti rahuldava vastuvõtu saavutamiseks jätkub, kui peegelsageduskanalis nõrgenemine on vähemalt 20

kordne. Seetõttu võidakse esialgu arvata, et sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtjates võib vahesageduse valida tunduvalt madalama; kuid seda ei saa siiski teha teistel kaalutlustel ja nimelt põhjusel, et vahesageduse vähendamisel peaks vähendatama ühtlasi ka moduleerimisel kasutatavat sagedusriba, mis loomulikult pole võimalik. Praktikas kasutatakse 40 kuni 45 MHz sagedusastmikus töötavates vastuvõtjates vahesagedusi 2 kuni 5 MHz ja 75 MHz sagedusastmikus töötavates vastuvõtjates kasutatavad vahesagedused on 5 kuni 8 MHz.

Sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtjates kasutatavad ostsillaatorid peavad töötama eriti stabiilselt, sest ostsillaatorsageduse muutused mõjutavad tunduvalt vastuvõtja töötamise stabiilsust. Eriti ohtlikud on kiireiseloomulised ostsillaatorsageduse muutused. Niisuguste kiireiseloomuliste ostsillaatorsageduse muutuste toimel tekivad vastuvõtja väljandil tunduvalt kõrgemad häirepinged kui amplituudmoduleeritud saadete vastuvõtjates. Seetõttu sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtja ostsillaatoris ei tohi tekkida mehaanilisi vibratsioone ega akustilist tagasisidestust.

Järgmiseks sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtja erinevuseks on nõue suurema vahesagedusvõimendaja võimenduse järgi. See on tingitud piiraja õigeks töötamiseks vajalikust kõrgest sisendpingest, mille minimaalne kõrgus on tavaliselt 1 kuni 2 volti. Sellest tingituna on sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtjas vahesagedusvõimenduse astmete arv kaks kuni kolm ja rohkem.

Vahesagedusvõimendaja sagedusriba laius (150 kuni 250 kHz) tingib selle ribafiltrite tugevat sidestust. Peale selle tekib sageli vajadus vahesagedusvõimendaja



Joonis 42 — 18. Televisiooni vastuvõtja T-1 helikanali vastuvõtja teoreetiline skeem.
(Skeemi järg lk. 409.)

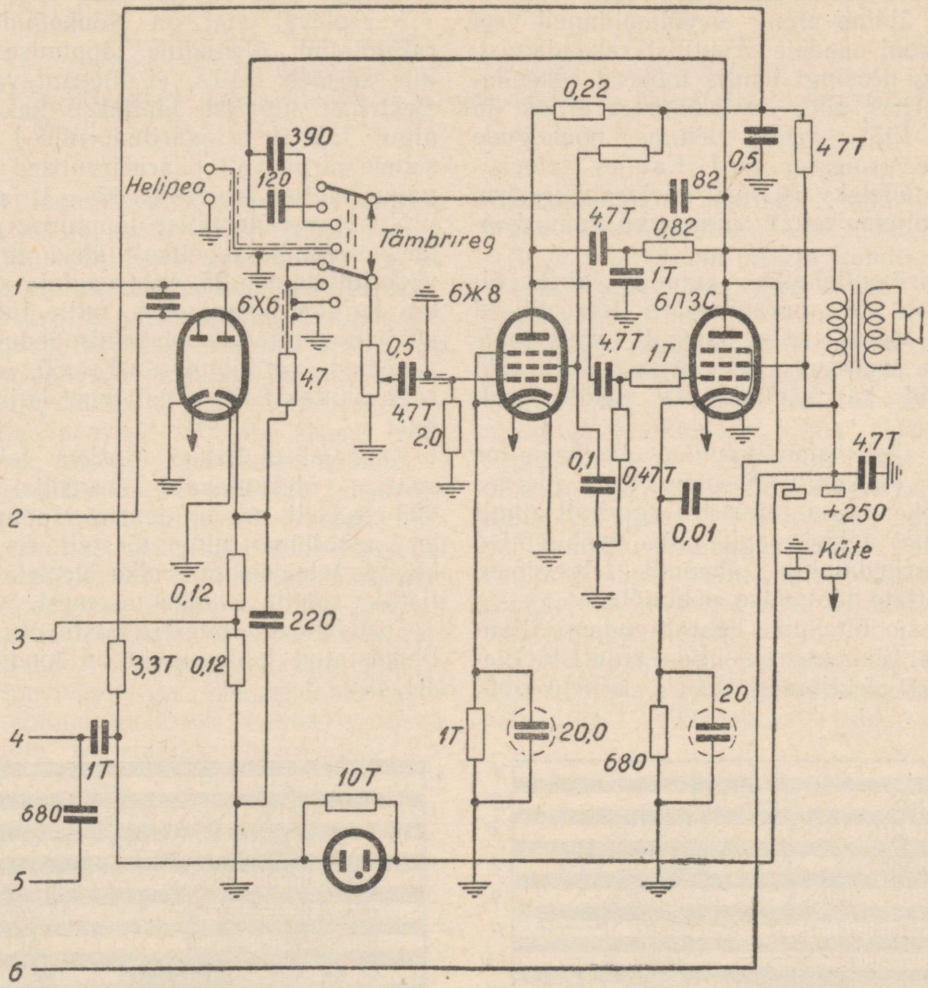
võnkeringide sumbumust kunstlikult suurendada, milleks nendega rööbiti ühendatakse takistid.

Automaatse võimenduse reguleerpinge võetakse tavaliselt piiraja võrevooluringi asetatud takistilt. Üldiselt pole AVR osatähtsus sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtjates nii suur kui amplituudmoduleeritud saadete vastuvõtjates.

Tämbri regulaator ühendatakse tavaliselt sagedusdetektori väljandile, nii nagu see nähtub ka jooniselt 42 — 18 antud televisiooni vastuvõtja T-1 helikanali teoreetilisest skeemist.

Selles vastuvõtjas on vahesagedus 7 MHz. Piiraja minimaalne sisendpinge on 1 volt ja sagedusdetektori tunnusjoone tõus 0,5 volti 100 kilohertsilise sagedusdeviatsiooni Δf kohta.

Kirjandus: 1 ja 49.



43. peatükk.

TELEVISIOONI VASTUVÕTJAD.

43 — 1. Televisiooni saadete vastuvõtmise põhialuseid.

Televisioonitehnika on üks raadiotehnika noorimaid harusid, kuigi vene õpetlane B. A. Rosing juba 1907. aastal avastas elektronkiiretoruga varipiltide vastuvõtmise võimaluse. Kuna aga tolleaegne raadiotehnika üldine areng ei võimaldanud veel televisiooni saadete praktilist rakendamist, siis jäigi Rosingi leiutis tookord rakendamata. Alles mitu aastakümmet hiljem ja nimelt 1931. aastal leiutas nõukogude teadlane professor S. I. Katajev televisiooni saadeteks sobiva elektronkiiretoru, mida hiljem hakati nimetama ikonoskoobiks.

Televisioonitehnikas vajalike lairibavõimendajate ja mürapiirajate teoreetilised alused töötas välja samuti nõukogude teadlane professor G. V. Braude, kelle töid kasutasid ka kapitalistlike riikide teadlased.

Kuna televisioonitehnika üksikasjaline käsitlus ei kuulu käesoleva teose ülesannete hulka, siis antakse alljärgnevalt ainult tähtsamad televisioonitehnika põhimõtted ning kirjeldatakse lähemalt televisiooni vastuvõtjate töötamise põhimõtet.

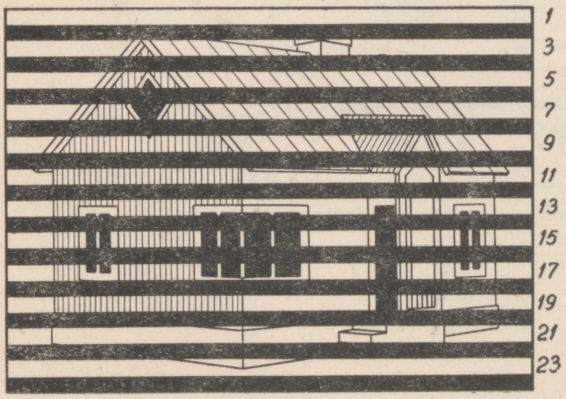
Televisioonitehnika haarab endasse liikumata ja liikuvate objektide kujutiste ülekandmist elektromagnetiliste lainete abil. Televisiooni saatjast saadetakse objekti kujutis välja üksikute kujutisetäppidena, milleks ülekantava objekti elektriline kujutis täpitakse horisontaalsete ridade viisi. Selleks, et liikuvate objektide kujutisi üle kanda, on objekti elektrilise kujutise täppimist vaja korrata ligikaudu 50 korda sekundis.

Käesoleval ajal on Nõukogude Liidus rakendatud ülerealine täppimise meetod, mis seisneb selles, et ülekantava objekti elektrilist kujutist täpitakse kaks korda; algul täpitakse paarituarvulised read ja sellele järgnevalt paarisarvulised read, nii nagu nähtub jooniseilt 43 — 1 ja 43 — 2.

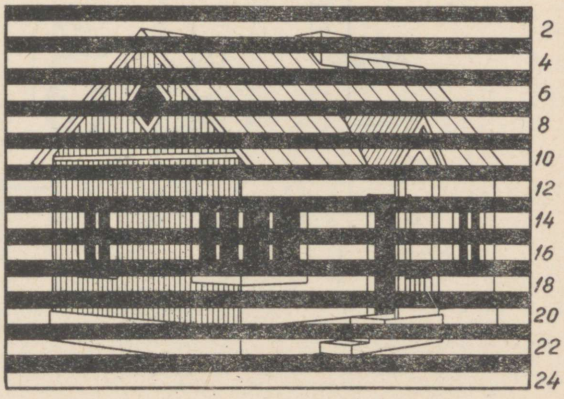
Niisuguse ülerealise täppimise puhul on ühes sekundis tegelikult ülekantavate tervikkujutiste arv 25, kuid vaataja silm näeb iga kujutist kahes osas, mille tulemusena nõndanimetatud poolraamisagedus (pildisagedus) võrdub $2 \times 25 = 50$, sest korraga kantakse üle ainult pool kujutise pinnast.

Kaasajal täpitakse Moskva televisiooni saatjas ülekantavaid elektrilisi kujutisi 625-realiselt, mis on suurim täppimisridade arv maailmas ning tõestab seega nõukogude televisioonitehnika üleolekut kapitalistlike riikide tehnika tasemest.

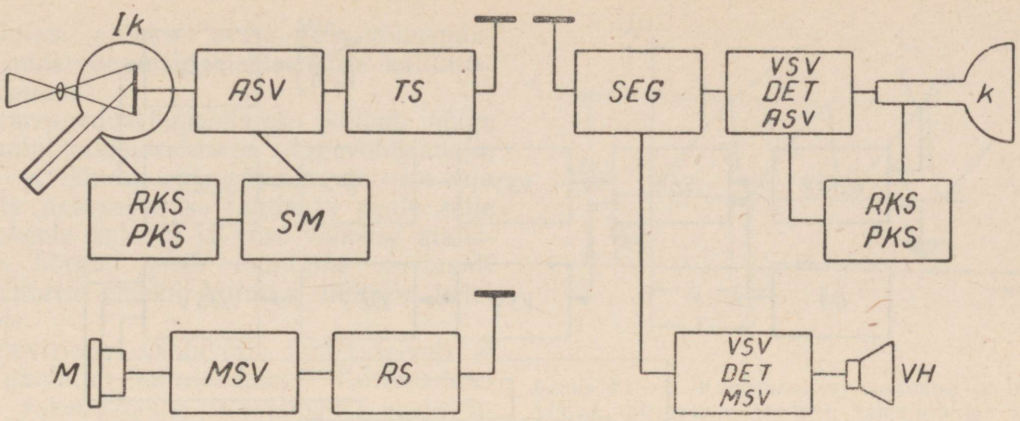
Televisiooni saate- ja vastuvõtuseadmete lihtsustatud lahterskeem on toodud joonisel 43 — 3.



Joonis 43 — 1. Paarituarvuliste kujutiseridade täppimise põhimõtet selgitav näide.



Joonis 43 — 2. Paarisarvuliste kujutiseridade täppimise põhimõtet selgitav näide.



Joonis 43 — 3. Televisiooni saate- ja vastuvõtuseadme lihtsustatud lahterskeem.

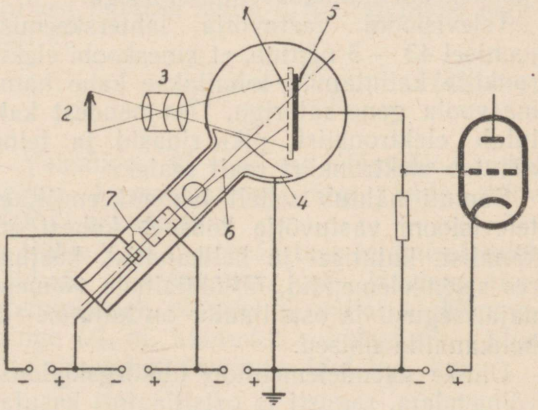
Sellest lahterskeemist nähtub, et televisiooni saatjas ja vastuvõtjas, rööbiti kujutisesaate ja -vastuvõtu seadmetega on ka helisaate ja -vastuvõtu seadmed. Televisiooni vastuvõtjas moodustatakse vastuvõetud kujutise täppidest kujutise read ning kujutise ridadest terviklikud kujutised. Sellest võib järeldada, et televisiooni saatja ja vastuvõtja peavad töötama täpses sünkroonsuses, mis ka tegelikkuses toimub.

Televisiooni saadete vastuvõtu selgitamiseks kirjeldatakse eelnevalt lühidalt televisiooni saatjas rakendatava ikonoskoobi töötamise põhimõtet. Ikonoskoobi töötamise põhimõtet selgitav skeem on antud joonisel 43 — 4, millelt näeme, et ikonoskoop sarnaneb hariliku elektronkiiretoruga. Põhiliseks erinevuseks on ikonoskoobis asuv valguse toimel elektrone emiteeriv elektrood, mida nimetatakse m o s a i i g i k s. Viimane koosneb vilgukivi lehest, mille esiküljel asub fotokatood ja mille tagakülg on kaetud metallikihiga.

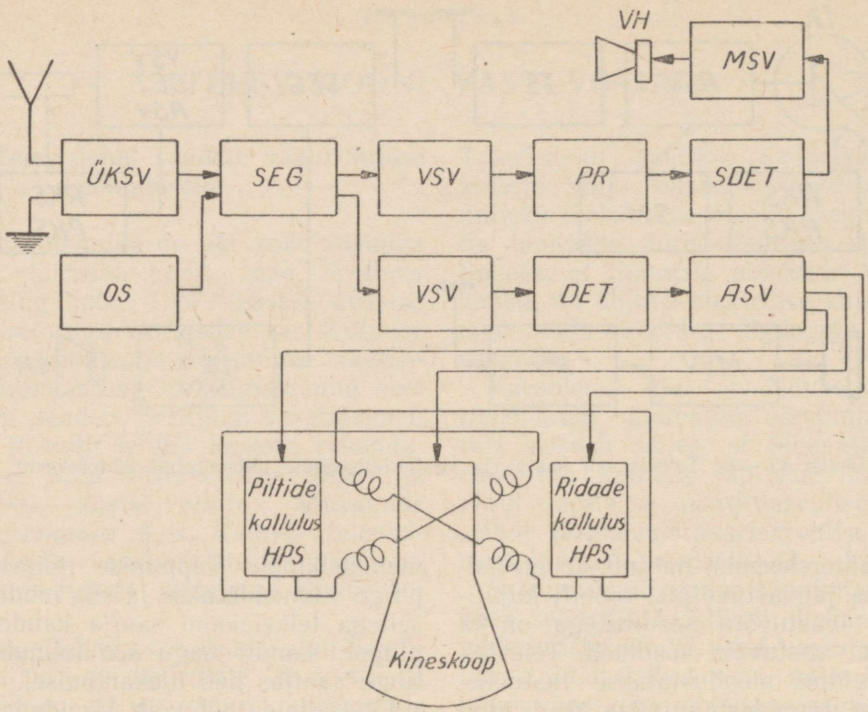
Ikonoskoobi töötamise põhimõte vastavalt joonisele 43 — 4 on järgmine: täpitava objekti *2* kujutis projekteeritakse objektiivi *3* abil mosaiigile *1*, kus valguse toimel fotokatoodil tekib latentne elektriline kujutis. Seda elektrilist kujutist täpitakse ikonoskoobis ridade viisi elektronkiirega *6*. Täppimise toimel areneb mosaiigi koormustakistuses, vastavalt täpitava kujutise täppide elektrilistele potentsiaalidele, pulseerivvool ning selle tulemusena tekib koormustakistusel pulseerivpinge, millega tüüritakse jooniselt nähtuvat võimenduslampi. Täppimise toimel saadud pinge võimendatakse ja siis moduleeritakse sellega televisiooni saatja kandevsagedus-pinget, samuti nagu see toimub ringhäälingu saatjas heli ülekandmisel.

Ülalkirjeldatust võib järeldada, et kujutise täppimiseks ikonoskoobis on vaja elektronkiirt kallutada nii, et see täpiks mosaiigi fotokatoodi pinna ridade viisi. Seejuures peab elektronkiir enne täppima paaritud read ja sellele järgnevalt paaris read. Niisugune elektronkiire kallutamine on võimalik saehambakujuliste pingete või voolude toimel, sõltuvalt sellest, kas elektronkiirt kallutatakse elektrostaatiliselt või elektromagnetiliselt.

Televisiooni vastuvõtjates rakendatakse vastuvõetava pildi koostamiseks suure ekraaniga elektronkiiretorusid, milliseid



Joonis 43 — 4. Ikonoskoobi töötamise põhimõtet selgitav skeem.



Joonis 43 — 5. Televisiooni vastuvõtja lahterskeem.

nimetatakse kineskoopideks. Vastuvõetavatest kujutise täppidest ridade ja ridadest kujutise koostamiseks peab elektronkiir kineskoobi ekraanil liikuma täpses sünkroonsuses ikonoskoobi elektronkiirega. Niisugust sünkroonset elektronkiire liikumist on võimalik saavutada elektronkiire kallutamisel hammasvooludega, kusjuures on tingimuseks, et kineskoobi hammasvooluseadis säilitaks sünkroonsuse ikonoskoobi hammasvooluseadisega.

Televisiooni vastuvõtja lahterskeemist joonisel 43 — 5 nähtub, et kineskoobi elektronkiire kallutamist toimitakse kahe hammasvoolu generaatoriga. Üks nendest kallutab elektronkiirt piki ridasid ja teine nihutab elektronkiirt realt reale.

Samuti nähtub sellelt lahterskeemilt, et televisiooni vastuvõtja koosneb kahest eri kanalist, kujutise- ja helikanalist, kusjuures sisendelemendid, ülilühilainete võimendaja, segusti ja ostsillaator on kujutise- ja helikanalile ühised.

Ühiste sisendelementide, ülikõrgsagedusvõimendaja, segusti ja ostsillaatori kasutamine on võimalik seetõttu, et kujutis ja heli saadetakse televisiooni saatjast välja üksteisest 5 kuni 7 MHz erinevate kandevsagedustega. Nii näiteks Moskva televisiooni saatja kujutisesaate kandevsagedus on 49,75 MHz ja helisaate kandevsagedus on 56,25 MHz.

Televisiooni vastuvõtja kõrgsagedusvõimendaja sagedusriba peab olema nii lai, et vastuvõetavate kujutise ja heli kandevsageduste ribade võimendus võiks toimuda ühtlaselt.

Ostsillaatorsageduse toimel tekib segustis kaks üksteisest erinevat vahesagedust. Need erinevate vahesagedustega pinged võimendatakse kumbki eraldi vahesagedusvõimendajas.

Helikanali-vastuvõtja kujutab endast eelmises peatükis kirjeldatud sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtjat ning seega käesolevas peatükis ei ole vajadust selle töötamise põhimõtet kirjeldada.

Kujutise vastuvõtjas järgneb vahesagedusvõimendajale tavaline diooddetektor, mille väljandis saadud demoduleeritud avarsageduspinge (viideosageduspinge) võimendatakse avarsagedusvõimendajas. Avarsagedusvõimendaja väljandpingega tüüritakse kineskoobi juhtelektroodi-võret

ja ühtlasi antakse avarsagedusvõimendajast sünkroonpulsid elektronkiire kallutusseadistesse.

Avarsagedusvõimendajaks kõlbab kõige paremini otsesidestusega pingevõimendaja, sest et kineskoobi võrepinget on vaja muuta avarsageduse taktis ja peale selle kineskoobi katoodi ja võre vahelise alalispinge kõrgus peab muutuma vastavalt ülekantava objekti kujutise üldisele heledusele.

Televisiooni vastuvõtja lahterskeemis ei ole näidatud toiteseadmeid. Toiteseadmetena rakendatakse televisiooni vastuvõtjates kahte alaldajat, milledest üks, madalpinge alaldaja, on heli- ja kujutisekanalite vastuvõtjate ja teine, kõrgpinge alaldaja, kineskoobi toitmiseks.

Kirjandus: 44 ja 48.

43 — 2. Hammaspingeseadised.

1. Hammaspinge saamine on võimalik kondensaatori laadimisel ja tühjendamisel läbi takistuste, sest teatavasti muutub kondensaatori klemmipinge selle laadimisel läbi takistuse vastavalt valemile:

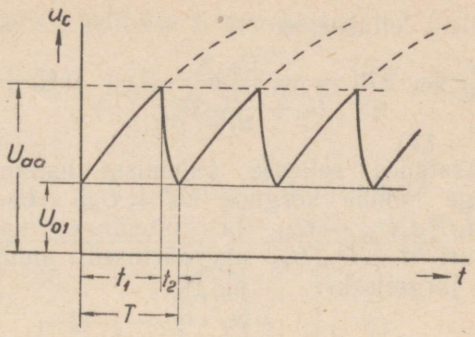
$$u_{C1} = U_{aa}\left(1 - e^{-\frac{t}{R_1 C}}\right) + U_{01} \text{ V} \quad (43-1)$$

ja tühjendamisel läbi takistuse muutub kondensaatori klemmipinge vastavalt valemile:

$$u_{C2} = U_{02} e^{-\frac{t}{R_2 C}} \text{ V}, \quad (43-2)$$

kus U_{aa} on toiteseadme alalispinge, U_{01} on kondensaatori algklemmipinge, U_{02} on kondensaatori klemmipinge tühjendamise algul, e on naturaallogaritmide alus ($e = 2{,}71828\ldots$), t on laadimise või tühjenemise kestus sekundites, R_1 on takistus oomides, mille läbi kondensaatorit laaditakse, R_2 on takistus oomides, mille läbi kondensaatorit tühjendatakse ja C on kondensaatori mahtuvus faradites.

Valides takistuse R_1 arvväärtuse tunduvalt suuremaks takistuse R_2 arvväärtusest, muutub kondensaatori klemmipinge nii, nagu kujutatud joonisel 43 — 6.



Joonis 43 — 6. Kondensaatori laadimise ja tühjendamise tulemusena saadava hammaspinge kõvera näide.

Sellelt jooniselt nähtuva kõvera järgi võib teha alljärgnevad järeldused: 1) mida suurem on R_1C ajakonstandi arvväärtus, võrreldes laadimise kestusega t_1, seda rohkem sarnaneb kondensaatori klemmipinge kõver sirgega, 2) mida väiksem on R_2C ajakonstandi arvväärtus, võrreldes R_1C ajakonstandiga, seda lühem on kondensaatori tühjenemise kestus t_2, mille kestel kondensaatori klemmipinge u_C muutub võrdseks pingega U_{01}.

Analüütiliselt on võimalik tõestada, et kondensaatori laadimisel selle klemmipinge kõvera mittelineaarsuse teguri k arvväärtus on arvutatav valemiga:

$$k = \frac{1 - e^{-\frac{t}{R_1 C}}}{2e^{-\frac{t}{2R_1 C}}}, \quad (43-3)$$

millest leitakse suhte t_1/R_1C sõltuvus tegurist k:

$$\frac{t_1}{R_1 C} = \frac{2k}{1+k}. \quad (43-4)$$

Valemiga 43 — 4 on võimalik, antud teguri k arvväärtuse järgi, leida suhte t_1/R_1C arvväärtust.

Suhte t_2/R_2C arvväärtuse leidmisel tuleb lähtuda tingimusest, et kondensaatori klemmipinge alaneks t_2 vältel algklemmipinge U_{01}-ni. Lähtudes valemist 43 — 1 on ülalnimetatud tingimus täidetud, kui

$$\left[U_{01} + U_{aa}\left(1 - e^{-\frac{t_1}{R_1 C}}\right)\right] e^{-\frac{t_2}{R_2 C}} = U_{01},$$

millest leitakse, et

$$\frac{t_2}{R_2C} = -\ln\frac{U_{01}}{U_{01}+\frac{t_1}{R_1C}U_{aa}}. \qquad (43-5)$$

Asetades sellesse valemisse hammaspinge hamba kõrguse $U_h = U_{aa} - U_{01} \approx \approx t_1/R_1CU_{aa} - U_{01}$ ja toitepinge kasuteguri $a = U_h/U_{aa}$ arvväärtused, muutub see järgmiseks:

$$\frac{t_2}{R_2C} = \ln\frac{\frac{2t_1}{R_1C}-a}{\frac{t_1}{R_1C}-a}. \qquad (43-6)$$

Selles valemis on kaks tundmatut, milledeks on ajakonstant R_2C ja tegur a. Teguri a arvväärtus sõltub aga omakorda tegurist k ja nimelt selleks, et kondensaatori laadimispinge kõver oleks ligikaudu sarnane sirgega, peab täidetama tingimus

$$a < \frac{t_1}{R_1C} = \frac{2k}{1+k}. \qquad (43-7)$$

Antud valemite rakendamist selgitatakse alljärgnevas näites.

Näide 43 — 1.

Arvutada hammaspinge saamiseks vajalike lülituselementide elektrilised iseloomustussuurused, kui on antud $k = 0{,}05$, $t_1 = 19$ msek, $t_2 = 1$ msek.

Lahendus.

1. Arvutatakse valemiga 43 — 4 suhte t_1/R_1C arvväärtus:

$$\frac{t_1}{R_1C} = \frac{2k}{1+k} = \frac{2\cdot 0{,}05}{1+0{,}05} = 0{,}095.$$

2. Arvutatud suhtest t_1/R_1C leitakse R_1C ajakonstandi arvväärtus:

$$R_1C = \frac{t_1}{0{,}095} = \frac{19}{0{,}095} = 200 \text{ msek}.$$

3. Vastavalt tingimusele 43 — 7 valitakse tegur a väiksem suhtest t_1/R_1C:

$$a = 0{,}08 < \frac{t_1}{R_1C} = 0{,}095.$$

4. Valemiga 43 — 6 arvutatakse suhte t_2/R_2C arvväärtus:

$$\frac{t_2}{R_2C} = \ln\frac{\frac{2t_1}{R_1C}-a}{\frac{t_1}{R_1C}-a} = \ln\frac{2\cdot 0{,}095-0{,}08}{0{,}095-0{,}08} = 2{,}55.$$

5. Sellest suhtest leitakse R_2C ajakonstandi arvväärtus:

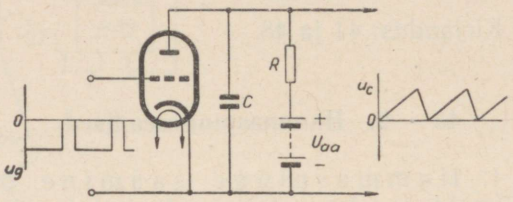
$$R_2C = \frac{t_2}{2{,}55} = \frac{1}{2{,}55} = 0{,}41 \text{ msek}.$$

6. Valitakse kondensaatori mahtuvus $C = 0{,}1$ μF ja arvutatakse takistuste R_1 ja R_2 arvväärtused:

$$R_1 = \frac{200\cdot 10^{-3}}{0{,}1\cdot 10^{-6}} = 2\cdot 10^6 = 2 \text{ M}\Omega,$$

$$R_2 = \frac{0{,}41\cdot 10^{-3}}{0{,}1\cdot 10^{-6}} = 0{,}41\cdot 10^4 = 4{,}1 \text{ k}\Omega.$$

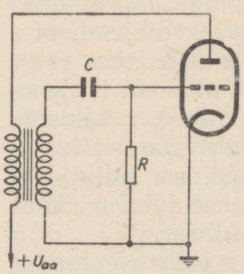
2. Televisiooni vastuvõtja hammaspinge generaatoris rakendatakse kondensaatori tühjendamiseks takistuse asemel tavaliselt trioodi, mille võrepinget muudetakse erilise pulsspingega nii, et trioodis areneb anoodvool ainult lühikese aja t_2 kestel. Niisuguse hammaspingeseadise põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 43 — 7.



Joonis 43 — 7. Hammaspingeseadise põhimõtteline skeem.

Selle lülitusskeemi kohta on kehtivad kõik ülalantud valemid, kusjuures R_2 asemele tuleb asetada trioodi sisetakistus R_i. Kuna aga R_i on antud elektronlambi kohta püsiva U_g juures jääv, siis tuleb sellele vastavalt arvutada kondensaatori C mahtuvus.

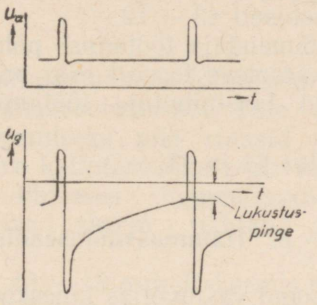
Jooniselt 43 — 7 nähtub, et hammaspinge saamiseks on trioodi võrele vaja anda niisugune pulsspinge, et triood lukustatakse vastavalt joonisele 43 — 6 t_1 kestel ja anoodvool areneks t_2 kestel. Niisuguse pulsspinge saamiseks televisiooni vastuvõtjas rakendatakse enamuses plokkivgeneraatorit, mille põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 43 — 8.



Joonis 43 — 8. Plokkivgeneraatori põhimõtteline skeem.

Plokkivgeneraator on tegelikult tugeva induktiivse sidestusega endaergutusega lampgeneraator. Plokkivgeneraatori töötamise

põhimõte on järgmine: endaergutuse toimel indutseeritakse võrevõnkeringis elektromotoorne jõud, mille toimel areneb trioodi võre ja katoodi vahel alaldamise protsess ning selle tulemusena laadub kondensaator C nii kõrge pingeni, et triood lukustub, lukustatud trioodi puhul tühjeneb kondensaator C läbi takisti R ning kui trioodi võrepinge, kondensaatori tühjenemise tulemusena, muutub lukustuspingest positiivsemaks, siis trioodis areneb anoodvool ning endaergutuse toimel laadub kondensaator C jällegi niisuguse pingeni, et triood lukustatakse. Järelikult kondensaatori laadimine ja tühjenemine toimub perioodiliselt, nii nagu nähtub joonisel 43 — 9 antud kõveratest.



Joonis 43 — 9. Plokkivgeneraatori pingekõverate näide.

Sellelt jooniselt näeme, et kondensaatori laadimise kestus on lühike võrreldes selle tühjenemise kestusega. Sellest järeldub, et plokkivgeneraatori võrepingega on võimalik tüürida joonisel 43 — 7 kujutatud hammaspingeseadist, mille tulemusena saadakse plokkivgeneraatoriga hammaspingeseadis.

Televisiooni vastuvõtjas rakendatakse plokkivgeneraatoriga hammaspingeseadistes enamuses kaksiktrioode (joonis 43 — 10).

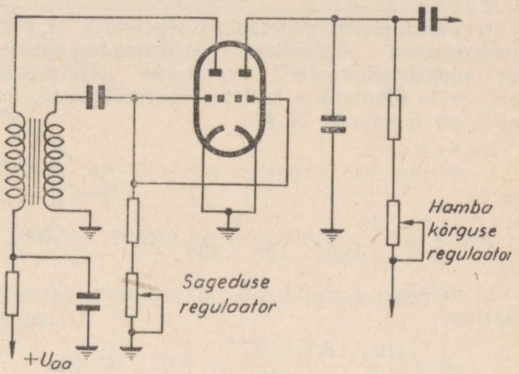
Plokkivgeneraatori võrevooluringi takisti ja kondensaatori elektriliste iseloomustussuuruste arvutamiseks lähtutakse tingimusest, et aja t_1 kestel trioodi võrepinge U_{gm} peab muutuma võrdseks trioodi lukustuspingega U_{gl}

$$U_{gm} e^{-\frac{t_1}{RC}} = U_{gl}.$$

Sellest leitakse t_1 arvväärtus:

$$t_1 = -RC \ln \frac{U_{gl}}{U_{gm}} = RC \ln \frac{U_{gm}}{U_{gl}} \text{ sek}, \qquad (43 — 8)$$

kus U_{gm} ja U_{gl} nähtuvad jooniselt 43 — 11.

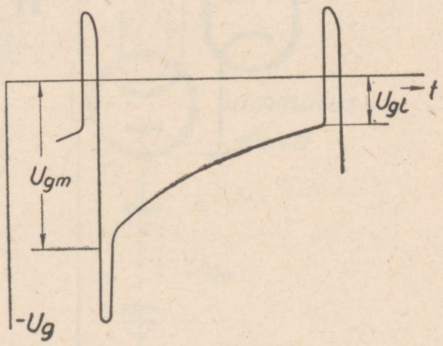


Joonis 43 — 10. Plokkivgeneraatoriga hammaspingeseadise põhimõtteline skeem.

Plokkivgeneraatori RC ajakonstandi arvväärtuse orienteerivaks määramiseks oletatakse, et $t_1 \approx T_0$, kusjuures T_0 on võre võnkeringi omasageduse perioodi kestus ($T_0 = \frac{1}{f_0}$), siis valemist 43 — 8 leitakse:

$$RC = \frac{1}{f_0 \ln \frac{U_{gm}}{U_{gl}}}. \qquad (43 — 9)$$

Selles valemis U_{gl} on rakendatava elektronlambi jaoks teada, ning U_{gm} sõltub samuti elektronlambist ja selle töörežii-



Joonis 43 — 11. Plokkivgeneraatori trioodi võrepingete U_{gm} ja U_{gl} määramise näide.

mist, kuid harilikult U_{gm} on 8 kuni 12 korda suurem U_{gl} arvväärtusest. Niisugu-

sel juhul võib RC arvväärtust ligikaudselt arvutada valemiga:

$$RC = \frac{1}{(2 \dots 3) f_0}. \qquad (43 - 10)$$

Selle valemi rakendamist selgitatakse alljärgneva näitega.

Näide 43 — 2.

Arvutada plokkivgeneraatori võretakisti ja võrekondensaatori elektrilised iseloomustussuurused, kui plokkivgeneraatorit vajatakse elektronkiire realt reale nihutamise kallutuspingeseadisesse, milles f_0 on teatavasti 50 Hz.

Lahendus.

1. Arvutatakse valemiga 43 — 10 RC arvväärtus:

$$RC = \frac{1}{(2 \dots 3) f_0} = \frac{1}{100 \dots 150} = 0{,}01 \dots 0{,}0067.$$

2. Valides $C = 0{,}1$ μF arvutatakse R arvväärtus:

$$R = \frac{(10 \dots 6{,}7) \cdot 10^{-3}}{0{,}1 \cdot 10^{-6}} = 100 \dots 67 \text{ k}\Omega.$$

Täpsemaks R arvväärtuse leidmiseks ei ole tegelikult vajadust, sest plokkivgeneraatori R valitakse muudetav selleks, et oleks võimalik generaatori omasagedust reguleerida.

Hammaspinge võimendamiseks rakendatakse takistussidestusega madalsagedusvõimendajaid, kusjuures peavad olema täidetud järgmised tingimused:

$$R_g C_g = t_1 \frac{1 + k}{2k}, \qquad (43 - 11)$$

$$R_a C_a \approx -\frac{t_1}{4 \ln 2k_a}, \qquad (43 - 12)$$

kus k on hammaspinge kõvera mittelineaarsuse tegur selle ülemises osas ja k_a on hammaspinge kõvera mittelineaarsuse tegur selle alumises osas (tavaliselt arvutusel valitakse $k = 0{,}05$ ja $k_a = 0{,}1$).

Peale selle peab ridade kallutuspinge võimendajas täidetama tingimused:

$$\frac{t_1}{R_g C_g} \ll 1 \text{ ja } \frac{t_1}{R_a C_a} \gg 1.$$

Takistussidestusega pingevõimendajate arvutamise juhised leiduvad käesoleva teose I osas, peatükis 9.

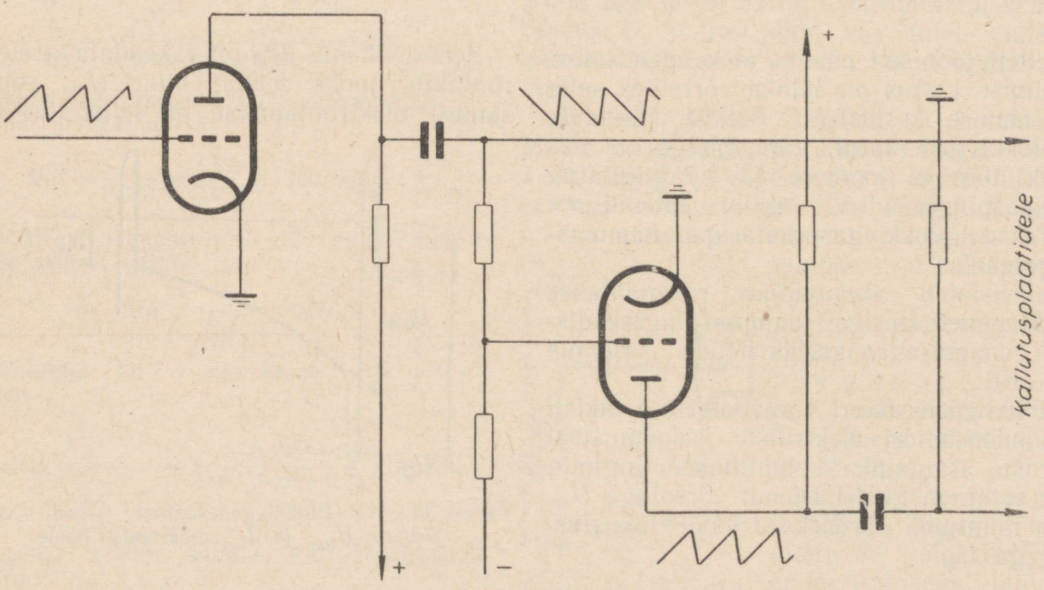
Sageli kasutatakse hammaspinge võimendamiseks takistussidestusega vastastaktvõimendajat, mille põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 43 — 12.

Selle võimendaja töötamise põhimõte on sarnane käesoleva teose I osas peatükis 18 kirjeldatud faasinihutaja töötamise põhimõttega.

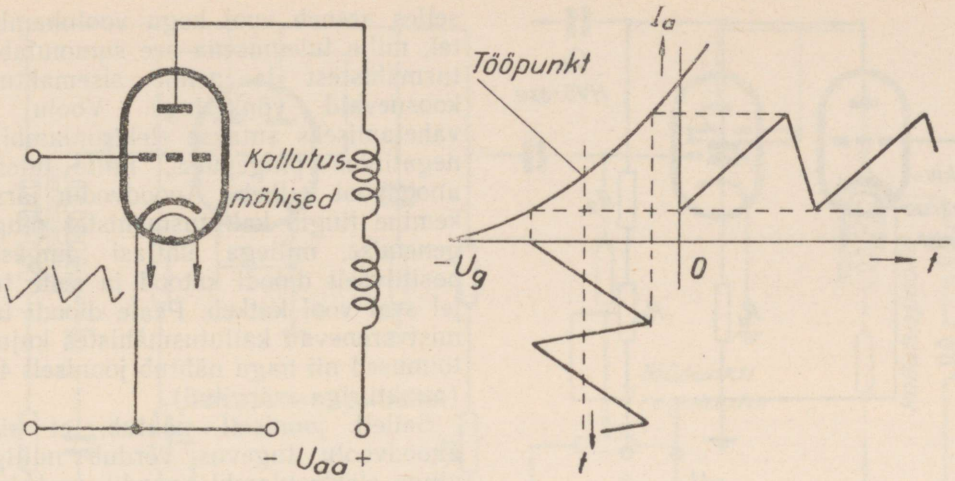
Kirjandus 44 ja 48.

43 — 3. Hammasvooluseadised.

Televisiooni vastuvõtjas kineskoobi elektronkiire kallutus toimub tavaliselt elektromagnetiliselt. Seetõttu kineskoobi elekt-



Joonis 43 — 12. Takistussidestusega vastastakt hammaspinge võimendaja põhimõtteline skeem.



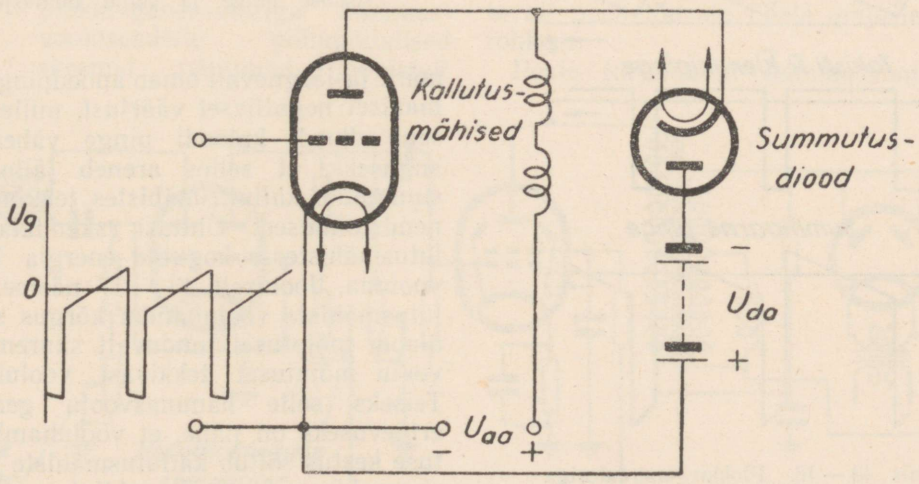
Joonis 43 — 13. Lihtsa hammasvooluseadise põhimõtteline skeem ja selles rakendatud elektronlambi tunnusjooned.

ronkiire kallutusmähiste toitmiseks on vaja kahte hammasvooluseadist, ühte, elektronkiire kallutamiseks piki ridasid ja teist, elektronkiire kallutamiseks realt reale.

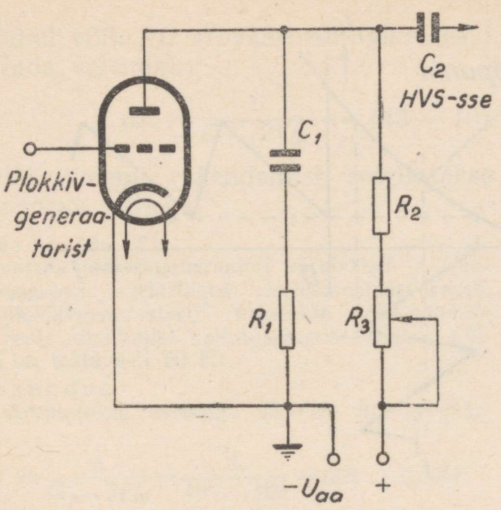
Kõige lihtsama hammasvooluseadise põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 43 — 13.

Joonisel 43 — 13 antud skeemis elektronlambi anoodkoormuseks on kineskoobi kallutusmähised, millede induktiivsuse toimel tekib vooluhamba kuju moonutus. Kallutusmähiste sisemahtuvus ja induktiivsus moodustavad võnkeringid, milledes võivad areneda kujunemistoimused. Selliste kujunemistoimuste summutamiseks ühendatakse kallutusmähistega rööbiti eelpingestatud diood, nii nagu nähtub jooniselt 43 — 14.

Dioodsummutajaga hammasvooluseadise tüürimiseks vajalikud pingepulsid saadakse plokkivgeneraatoriga hammaspingeseadisest, kui selle kondensaatorile C_2 järjestikku ühendada takisti R_3 (joonis 43 — 15). Niisugusel juhul kondensaatori C_1 laadimine ja tühjenemine toimub läbi takisti R_1. Kuna kondensaatori C_1 laadimine läbi takistite R_2 ja R_3 toimub aeglaselt, siis



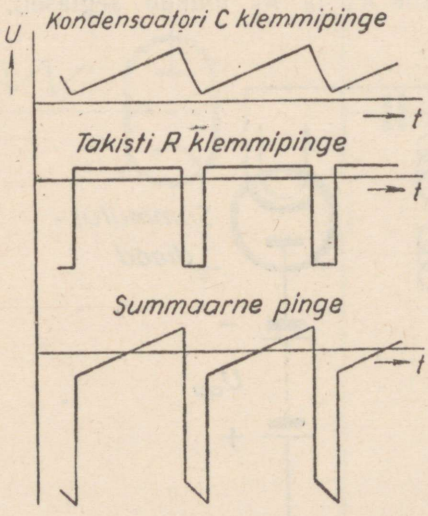
Joonis 43 — 14. Dioodsummutajaga hammasvooluseadise põhimõtteline skeem.



Joonis 43 — 15. Plokkivgeneraatoriga hammaspingeseadise muudetud väljandskeem.

takistil R_1 tekib väike pingelang. C_2 tühjendamine läbi elektronlambi toimub aga kiiresti ning seetõttu tekib takistil R_1 suur pingelang. Liites kondensaatori C_1 ja takisti R_1 pinged, saadakse vajalikud pingepulsid hammasvooluseadise tüürimiseks. Joonisel 43 — 16 on kujutatud niisuguse hammaspinge seadise väljandpinge kõverad.

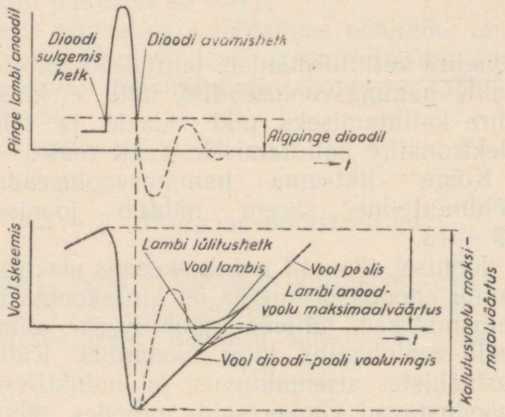
Joonisel 43 — 14 antud skeemis diood on pingestatud sellise anoodpingega, et



Joonis 43 — 16. Plokkivgeneraatoriga hammaspingeseadise väljandpinge kõverad (muudetud väljandiga).

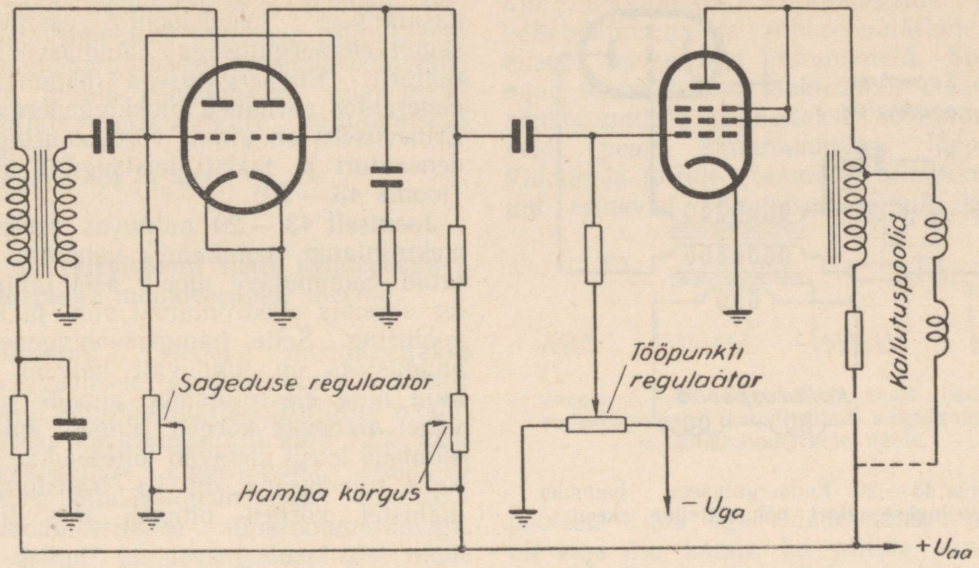
selles areneb vool kogu vooluhamba kestel, mille tulemusena see summutab kallutusmähistest ja nende sisemahtuvustest koosnevaid võnkeringe. Voolu hamba vahetamiseks antakse elektronlambi võrele negatiivne pingepulss, mille tulemusena anoodvool katkeb. Anoodvoolu järsk katkemine tingib kallutusmähistes pinge kõrgenemise, millega ühtlasi pingestatakse positiivselt dioodi katood ja selle tagajärjel seal vool katkeb. Peale dioodi lukustamist arenevad kallutusmähistes kujunemistoimused nii nagu nähtub jooniselt 43 — 17 (punktiiriga märgitud).

Sellelt jooniselt nähtub, et siis kui anoodvoolu tugevus võrdub nulliga, on pinge elektronlambi anoodil maksimaalne. Sellele järgnevalt muutub anoodpinge



Joonis 43 — 17. Summutusdioodiga hammasvooluseadise pinge ja voolu tunnusjooned.

märk ja järgnevalt omab anoodpinge maksimaalset negatiivset väärtust, mille tulemusena dioodi katoodi pinge väheneb niisuguseks, et selles areneb jälle vool ja summutab kallutusmähistes tekkinud kujunemistoimused. Ühtlasi rakendatakse kallutusmähistesse kogutud energia kallutusvooluna. Jooniselt 43 — 17 näeme, et kallutusmähiste vooluhamba kõrgus saadakse dioodi mõjutusel tunduvalt suurem anoodvoolu mõjutusel tekkivast vooluhambast. Teiseks selle hammasvoolu generaatori erinevuseks on nähe, et vooluhamba vahetuse kestus sõltub kallutusmähiste ja nende sisemahtuvuste poolt tekitatavate võnkeringide omasagedusest. Järelikult voolu-

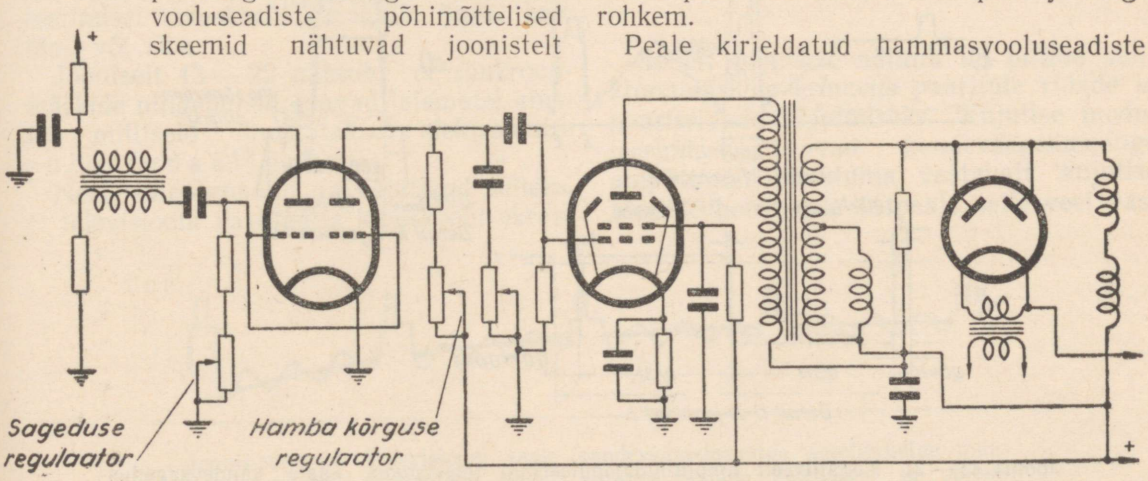


Joonis 43 — 18. Plokkivgeneraatoriga hammasvooluseadis elektronkiire kallutamiseks realt reale.

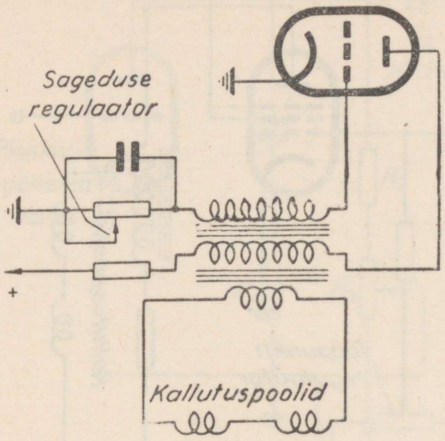
hamba vahetuse aja kestuse lühendamiseks tuleb vähendada kallutusmähiste sisemahtuvust. Vooluhamba kõrgust saab suurendada kallutusmähiste takistuse ja sisemahtuvuse vähendamisega. Üldiselt selles hammasvoolu generaatoris vooluhamba kuju kuigi palju reguleerida ei ole võimalik. Summutusdioodiga hammasvooluseadist rakendatakse televisiooni vastuvõtjas elektronkiire kallutamiseks piki ridasid, kuna elektronkiire kallutamiseks realt reale rakendatakse summutusdioodita hammasvoolu seadiseid. Enam rakendatavamate plokkivgeneraatoriga hammasvooluseadiste põhimõttelised skeemid nähtuvad joonistelt 43 — 18 ja 43 — 19, millest skeemi 43 — 18 kasutatakse realt reale (raami) kallutamiseks, skeemi 43 — 19 kallutamiseks piki ridasid (reakallutamine).

Elektronkiire kallutamiseks realt reale on hammasvooluseadise kallutusmähise poolides keerdude arv 8000 kuni 12 000 ja kallutusvoolu tugevus 10 kuni 20 milliamprit, kuna elektronkiire kallutamiseks piki ridasid piiratakse suureneva sisemahtuvuse mõjutuse tõttu hammasvooluseadise kallutusmähise poolides keerdude arv 400 kuni 800, kusjuures kallutusvoolu tugevus vastavalt peab tõusma ühele amprile ja isegi rohkem.

Peale kirjeldatud hammasvooluseadiste



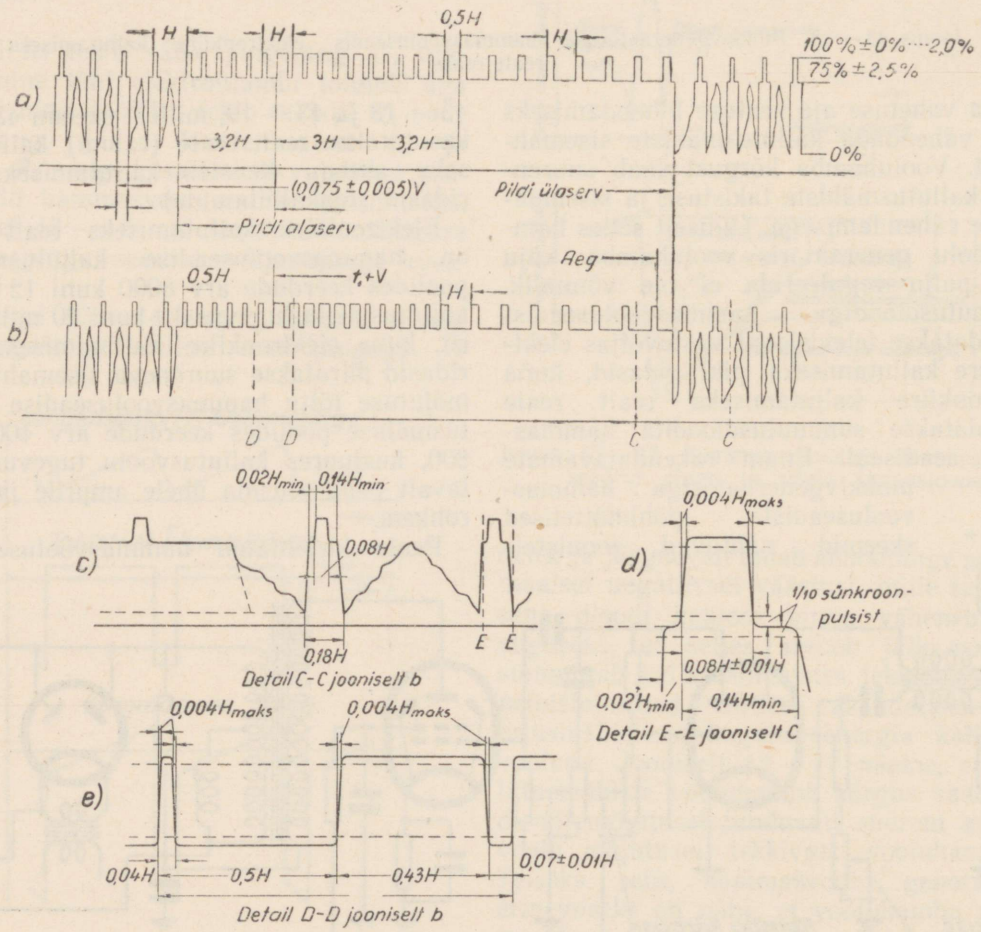
Joonis 43 — 19. Plokkivgeneraatoriga hammasvooluseadis elektronkiire kallutamiseks piki ridasid.



Joonis 43 — 20. Endaergutusega hammasvoolugeneraatori põhimõtteline skeem.

kasutatakse televisiooni vastuvõtjates sageli endaergutusega hammasvoolugeneraatorit. Endaergutusega hammasvoolugeneraator sarnaneb plokkivgeneraatoriga. Erinevuseks on ainult võrevooluringi kondensaatori ja takisti teistsugune ühendus (joonis 43 — 20).

Jooniselt 43 — 20 nähtuvas skeemis on elektronlamp vooluhamba vahetusel lukustatud. Summutava dioodi aset täidab selles skeemis elektronlambi võre ja katoodi vooluring. Selle hammasvoolugeneraatori puudusteks on tunduvalt halvem hamba kuju ning elektronlambi anoodi ja võre vahel arenevad kõrged pinged, mis kuni kümneid kordi ületavad toiteseadme pinget. Selle tulemusena on ka transformaatori mähistel kõrged pinged, mis tingivad



Joonis 43 — 21. Negatiivselt amplituudmoduleeritud televisiooni saate kandevsageduspinge moduleerimise näide vastavalt NSV Liidu televisiooni saadete moduleerimise normidele.

väga head transformaatori mähiste isoleerimist. Nimetatud puuduste tõttu rakendatakse endaergutusega hammasvoolugeneraatorit ainult lihtsamates televisiooni vastuvõtjates elektronkiire kallutamiseks piki ridasid.

Kirjandus: 44 ja 48.

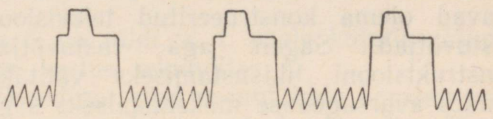
43 — 4. Televisiooni saate kandevsageduspinge moduleerimise meetod.

Televisiooni saatel moduleeritakse kandevsagedusele täpitud kujutis ja ridade ning pildi sünkroonmärgid. Kujutise moduleerimiseks kasutatakse 70 kuni 75% kandevsageduspinge amplituudist, kuna 25 kuni 30% kandevsageduspinge amplituudist moduleeritakse sünkroonmärkidega. Moduleeritud kandevsageduspinge näide vastavalt NSVL televisiooni normidele on antud joonisel 43 — 21. Sellelt nähtub, et tegelikult moduleeritakse kandevsagedusest ainult üks külg, s. o. tekitatakse üks kõrvalsagedusriba.

Niisugust moduleerimise viisi nimetatakse negatiivseks amplituudmoduleerimiseks seetõttu, et kujutise heledamatele täppidele vastavad moduleerimisel väiksemad pingeamplituudid. Negatiivse amplituudmoduleerimise paremuseks on asjaolu, et ruumis raadiohäirete poolt põhjustatud kandevsageduspinge amplituudide suurenemine põhjustab vastuvõtja kineskoobi ekraanil musta täpi või riba, mis on silmale vähem märgatav, kui seda oleks positiivsel amplituudmoduleerimisel kineskoobi ekraanile ilmuv hele täpp või riba.

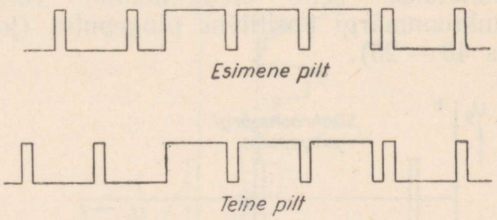
Jooniselt 43 — 22 nähtub, et sünkroonmärkide pingepulsid asuvad laiematel alustel, milliseid nimetatakse elektronkiire sulgsignaalideks.

Need sulgsignaalid on vajalikud selleks, et televisiooni vastuvõtja kineskoobi ekraanilt kõrvaldada kujutistäppide ridade vähendamisega ja sünkroonmärkide andmisega kaasnevaid häirenähteid. Sulgsignaali toimel kustub elektronkiir veidi enne sünkroonmärki ja hoitakse kustununa ka veidi peale sünkroonmärgi lõppemist. Ridade ja piltide (raamide) sünkroonmärgid erinevad teineteisest ainult kestuse



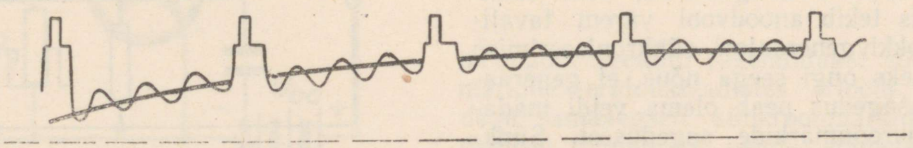
Joonis 43 — 22. Televisiooni saate kandevsageduspingele moduleeritud sulgsignaalide ja sünkroonmärkide näide.

poolest. Kuna aga ridade sünkroonmärke on vaja üle kanda ka piltide sünkroonmärkide kestel, siis selleks sisaldavad piltide sünkroonmärgid ridade sünkroonmärkide sagedusele vastavaid vahesid (joonis 43 — 23).



Joonis 43 — 23. Piltide ja ridade sünkroonmärkide näide, kusjuures piltide sünkroonmärkides olevate ridade sünkroonmärkide arv ei vasta tegelikkusele.

Sellelt jooniselt nähtub ka piltide sünkroonmärkide erinevus paaritute ridade ja paarisridade täppimiseks. Kujutise moduleerimisel peavad kandevsageduspinge amplituudid muutuma vastavalt kujutise täppide heledusele ja peale selle veel vas-



Joonis 43 — 24. Televisiooni saate kandevsageduspinge amplituudide muutused, sõltuvalt ülekantava objekti kujutise täppide heledusest ja objekti ümbruse heledusest.

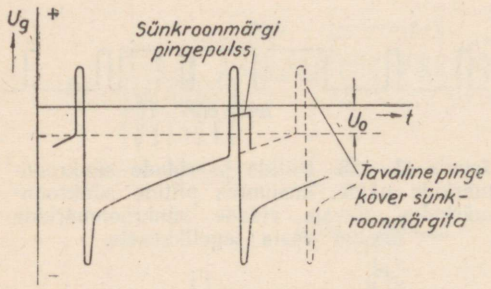
tavalt ülekantava kujutisobjekti ümbruse heledusele (joonis 43 — 24).

Sellelt jooniselt nähtub, et objekti ümbruse heledusele vastab muutuv alalispinge komponent, kuna objekti kujutise täppide heledusele vastab vahelduvpinge komponent. Vahelduvpinge komponendi sagedus vastavalt 625-realisele televisiooni saatele on 50 Hz kuni 5 MHz, millele vastavalt peavad olema konstrueeritud televisiooni vastuvõtjad. Sageli aga vastuvõtjate konstruktsiooni lihtsustamiseks valitakse nendes avarsageduse maksimaalseks sageduseks 3 kuni 4 MHz, mille tulemusena halveneb ainult kujutise peensuste vastuvõtmine.

Kirjandus: 48.

43 — 5. Hammaspingeseadiste generaatorite sünkroniseerimine sünkroonmärkide abil.

Plokkivgeneraatori sünkroniseerimiseks suunatakse selle elektronlambi võrele sünkroonmärgi positiivne pingepulss (joonis 43 — 25).



Joonis 43 — 25. Plokkivgeneraatori elektronlambi võrepinge kõver ja sünkroonmärgi positiivse pingepulsi kõver.

Sellelt jooniselt näeme, et sünkroonmärgi positiivse pingepulsi toimel muutub plokkivgeneraatori töötamise sagedus kõrgemaks selle omasagedusest, sest elektronlambis tekib anoodvool varem tavalisest. Plokkivgeneraatori sünkroniseerimise tingimuseks ongi seega nõue, et generaatori omasagedus peab olema veidi madalam sünkroonmärkide sagedusest. Sünkroniseerimine toimub seda täpsemalt, mida järsum on sünkroonmärgi pingepulsi esikülg. Sünkroonmärgi pingepulsi laius ei ole eriti kriitiline, kuid see ei tohi olla siiski mitte liiga lai, sest selle tulemusena tekib hammaspinge hambakuju moonutus.

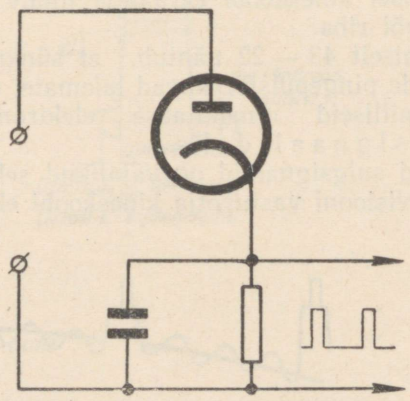
Endaergutusega hammasvoolugeneraatori sünkroniseerimine toimub sünkroonmärgi negatiivse pingepulsi andmisega hammasvoolugeneraatori elektronlambi sulgvõrele. Niisuguse pingepulsi toimel väheneb järsult elektronlambi anoodvoolu tugevus, millele kaasneb elektronlambi sisetakistuse R_i suurenemine ning anoodvool katkeb varem, kui see oleks katkenud ilma sünkroonmärgi toimeta. Järelikult endaergutusega hammasvoolugeneraatori omasagedus peab olema vähe madalam sünkroonmärkide sagedusest, sest vastasel korral ei ole sünkroniseerimine praktiliselt rakendatav.

Kirjandus: 48.

43 — 6. Sünkroonmärkide eraldusseadised.

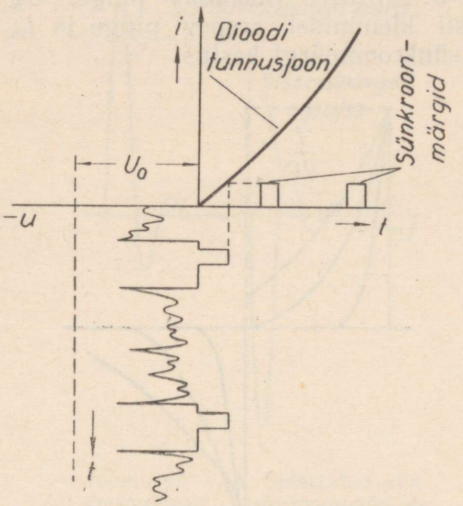
Ülalpool oli nimetatud, et sünkroonmärgid moduleeritakse televisiooni saadetel kandevsageduspingele, kusjuures nende moduleerimiseks kasutatakse 25 kuni 30% kandevsageduspinge algamplituudide kõrgusest. Seetõttu televisiooni vastuvõtjas on võimalik sünkroonmärke eraldada kujutise signaalidest.

Kõige lihtsamaks sünkroonmärkide eraldusseadiseks on eelpingestatud dioodidetektor, mille põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 43 — 26.



Joonis 43 — 26. Automaatselt eelpingestatava dioodiga sünkroonmärkide eraldusseadise põhimõtteline skeem.

Niisuguse sünkroonmärkide eraldusseadise töötamise põhimõtte selgitamiseks on joonisel 43 — 27 antud dioodiga eraldusseadise sisendpinge ja väljandvoolu kõverad tingimusel, et sisendpinge amplituudid on jääva suurusega.



Joonis 43 — 27. Dioodiga sünkroonmärkide eraldusseadise sisendpinge ja väljandvoolu kõverate näide tingimusel, et sisendpinge amplituudid on jääva suurusega.

Sellesse sünkroonmärkide eraldusseadisesse vajaliku *RC* filtri lülituselementide elektrilised iseloomustussuurused on ligikaudselt arvutatavad alljärgnevate valemitega. Filtri takisti *R* takistus valitakse ligikaudu 25 korda suurem dioodi sisetakistusest R_i:

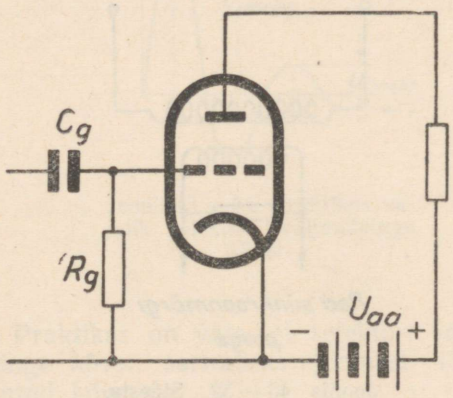
$$R \approx 25R_i\ \Omega. \qquad (43 - 13)$$

Filtri kondensaatori *C* mahtuvus arvutatakse valemiga:

$$C = \frac{10t_1}{R}\ \mathrm{F}, \qquad (43 - 14)$$

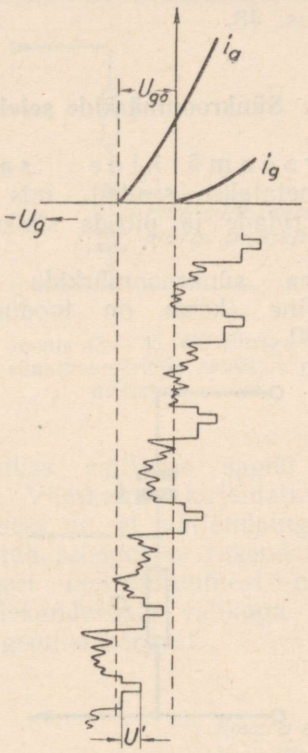
kus t_1 on pildi, s. t. poole kujutise täppimise kestus sekundites.

Dioodiga sünkroonmärkide eraldusseadise puuduseks on asjaolu, et selle väljandil arenevad liiga väikesed sünkroonmärkide pingepulsid, mistõttu neid tuleb võimendada. Seetõttu rakendatakse sünkroonmärkide eraldusseadistes trioode, milledega samaaegselt sünkroonmärkide eraldamisel toimub ka nende võimendamine.



Joonis 43 — 28. Trioodiga sünkroonmärkide eraldusseadise põhimõtteline skeem.

Praktikas enam rakendatava sünkroonmärkide eraldusseadise põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 43 — 28.



Joonis 43 — 29. Trioodiga sünkroonmärkide eraldusseadise võrepinge kõvera näide.

Selle sünkroonmärkide eraldusseadise töötamise põhimõte on sarnane võredetektori töötamise põhimõttega, mis selgub ka joonisel 43 — 29 antud võrepinge kõverast. Eraldusseadise õigeks töötamiseks on vaja valida võrevooluringi R_gC_g filtri lülituselementide elektrilised iseloomustussuurused alljärgnevatele tingimustele vastavalt. Võretakisti R_g takistuse ligikaudne arväärtus arvutatakse valemiga:

$$R_g \approx \frac{80}{S}, \qquad (43-15)$$

kus S on trioodi staatiline tõus.

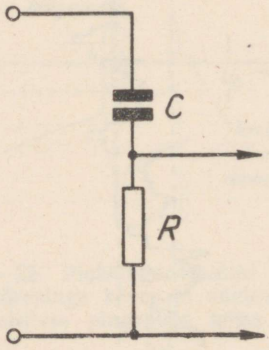
Filtri kondensaatori C_g mahtuvuse arvutamiseks võib kasutada valemit 43 — 14.

Kirjandus: 48.

43 — 7. Sünkroonmärkide selektorid.

Sünkroonmärkide selektoriks nimetatakse seadist, mis eraldab üksteisest ridade ja piltide sünkroonmärgid.

Lihtsaima sünkroonmärkide selektori põhimõtteline skeem on toodud joonisel 43 — 30.



Joonis 43 — 30. Lihtsaima sünkroonmärkide selektori põhimõtteline skeem.

Jooniselt näeme, et sünkroonmärkide selektorina on rakendatav järjestikune RC filter, mille lülituselementide elektriliste iseloomustussuuruste õigel valikul takistil R arenevad niisugused pingepulsid, nagu on toodud joonisel 43 — 31.

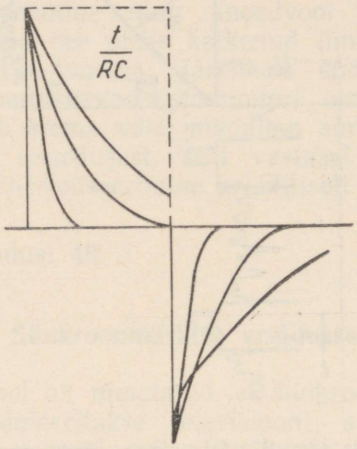
RC filtri arvutamisel lähtutakse tingimusest

$$\frac{U_R}{U} = e^{-\frac{t_{rs}}{2RC}} = \alpha \ll 1,$$

millest

$$RC \approx -\frac{t_{rs}}{2 \ln \alpha}, \qquad (43-16)$$

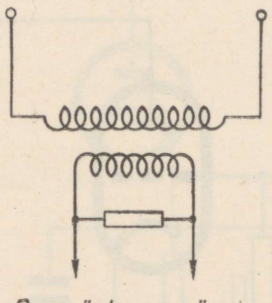
kus U — filtrile rakenduv pinge, U_R — takisti klemmidel arenev pinge ja t_{rs} on rea sünkroonmärgi kestus.



Joonis 43 — 31. RC filtriga sünkroonmärkide selektori väljandpinge kõverad sõltuvalt suhtest t/RC.

Kuna rea sünkroonmärgi kestus on 0,08 rea täppimise kestusest t_r, siis valides $\alpha = 0{,}1$ muutub RC arvutusvalem järgmiseks:

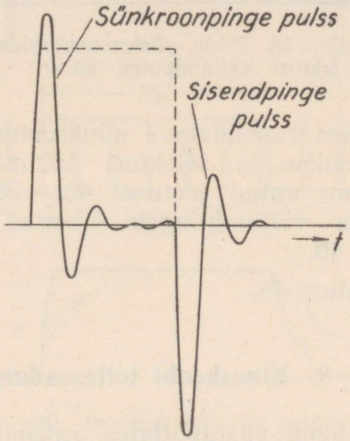
$$RC = 0{,}017\ t_r. \qquad (43-17)$$



Joonis 43 — 32. Sidestatud võnkeringidega sünkroonmärkide selektori põhimõtteline skeem.

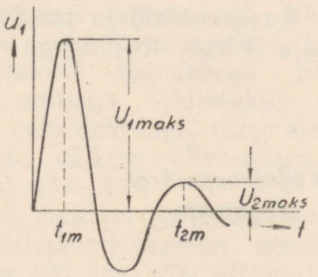
Praktikas rakendatakse siiski enam selektorit, mille põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 43 — 32.

Selle selektori töötamise põhimõtte selgitamiseks kasutatakse joonisel 43 — 33 antud kõveraid.



Joonis 43 — 33. Sidestatud võnkeringidega sünkroonmärkide selektori sisend- ja väljandpingete kõverad.

Jooniselt nähtub, et sisendpingepulsi toimel areneb selektori väljandil kaks pingepulssi, milledest esimest kasutatakse ridade kallutuspingeseadise sünkroniseerimiseks.



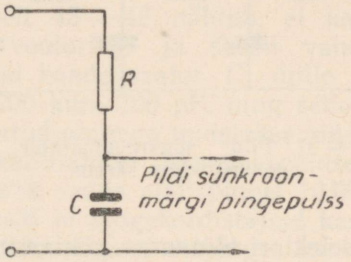
Joonis 43 — 34. Praktikas vajalik selektori väljandpinge kõver.

Praktikas on vaja, et selektori väljandpinge kõver sarnaneks joonisel 43 — 34 antud kõverale.

Niisuguse kõvera tekkimiseks peab selektori ekvivalentne sumbumus olema küllalt suur ning selle omasagedus peab täisarv kordi olema väiksem sisendpingepulsi kestusest. Viimase tingimuse täitmisel selektori väljandpinge esimesele pingepulsile järgnevate sumbuvate pingepulsside toimel väheneb sisendpingepulsi lõppemisel areneva vastassuunalise pingepulsi amplituud. Selektori ekvivalentskeemile vastava suhte L/R arvväärtus on määratav valemiga:

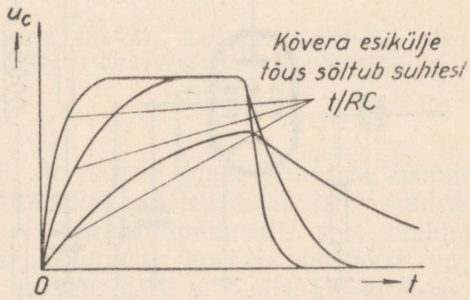
$$\frac{L}{R} = -\frac{2t_{rs} \ln \varkappa}{\nu (\ln^2 \varkappa + 4\pi^2)}, \quad (43 — 18)$$

kus $\varkappa$ on teise ja esimese pingepulsi amplituudide suhe, $\varkappa = U_{2maks}/U_{1maks}$ ja ν on selektorile ekvivalentse võnkeringi omavõngete arv ühe sisendpingepulsi kestel.



Joonis 43 — 35. *RC* filtriga pildi sünkroonmärkide selektori põhimõtteline skeem.

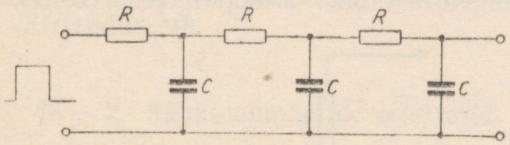
Praktikas valitakse sageli $\varkappa = 0{,}1$ ja $\nu = 3$. Viimasena kirjeldatud selektori paremuseks on, et väljandpingepulsi kõrgus sõltub selektorina rakendatava transformaatori ülekandesuhtest ning seega saab ülekandesuhte valikuga muuta väljandpingepulsi kõrgust.



Joonis 43 — 36. *RC* filtriga pildi sünkroonmärkide selektori väljandpinge kõverad sõltuvalt suhtest t_p/RC, kus t_p on pildi sünkroonmärgi kestus.

Piltide sünkroonmärkide selektorina on rakendatav *RC* filter, mille kondensaatori klemmidelt saadakse pildi sünkroonmärk nii, nagu nähtub joonistelt 43 — 35 ja 43 — 36.

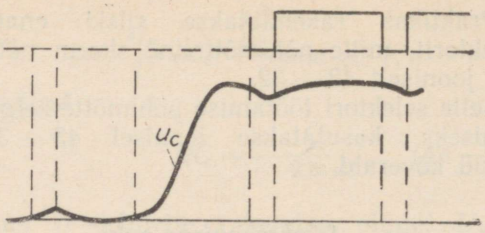
Jooniselt 43 — 36 näeme, et suhte t_p/RC valikuga on võimalik selektori väljandpingepulsi esikülje tõusu muuta niisuguseks, nagu see on vajalik. Kuid *RC* arvväärtuse vähendamisel areneb ka rea sünkroonmärgi toimel selektori väljandil pingepulss, mis võib hakata asendama pildi sünkroonmärki. Selle puuduse kõrvaldamiseks ühendatakse mitu *RC* filtrit järjestikku (joonis 43 — 37).



Joonis 43 — 37. Pildi sünkroonmärkide selektori põhimõtteline skeem.

Selle selektori töötamise põhimõtte selgitamiseks kasutatakse joonisel 43 — 38 antud väljandpinge kõverat.

Jooniselt 43 — 38 nähtub, et ristkülikukujulise pingepulsi toimel laaditakse esialgu esimene kondensaator, siis teine ja lõpuks kolmas. Seetõttu sisendpingepulsi algul selektori väljandpinge tõuseb väga aeglaselt ning lühikest aega kestev rea sünkroonmärgi pingepulss ei tõsta selektori väljandpinget peaaegu üldse mitte.



Joonis 43 — 38. Pildi sünkroonmärkide selektori väljandpinge kõver.

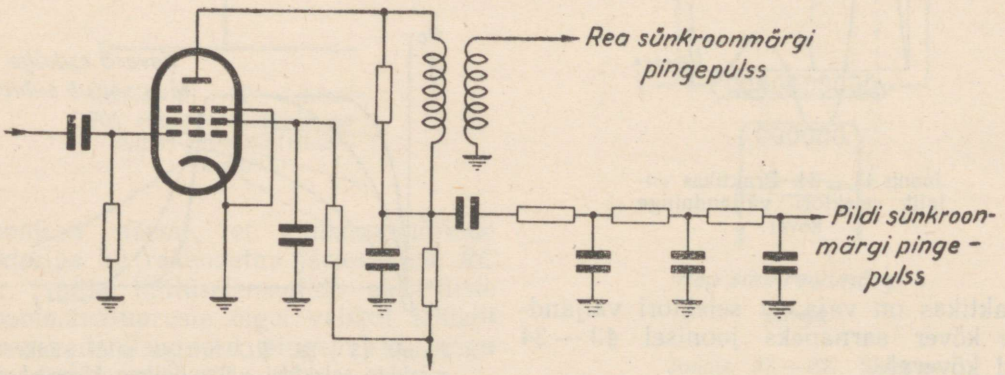
Praktikas rakendatava sünkroonmärkide eraldusseadise ja selektori põhimõtteline skeem on antud joonisel 43 — 39 ning selektorite väljandpingete kõverad joonisel 43 — 40.

Kirjandus: 48.

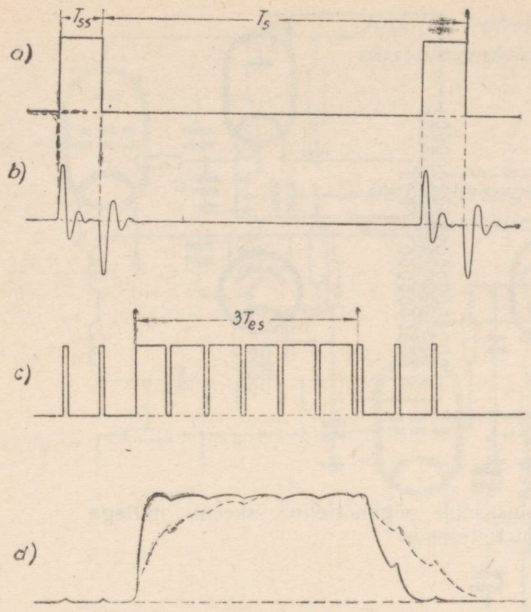
43 — 8. Kineskoobi toiteseadmed.

Televisiooni vastuvõtjates rakendatavad kineskoobid vajavad kõrgepingelisi toiteseadmeid. Nii näiteks kineskoobi „ЛК-715" toitepinge sõltuvalt ekraani suurusest on 4000 kuni 12 000 volti (170 mm läbimõõduga ekraaniga on toitepinge 4000 kuni 5000 volti, 230 mm läbimõõduga ekraaniga on toitepinge 6000 kuni 8000 volti ja 300 mm läbimõõduga ekraaniga on toitepinge 8000 kuni 12 000 volti).

Kõige lihtsam, kuid ühtlasi kõige kallim kõrgepingeline toiteseade on kaskaadalaldaja, mille kirjeldus leidub käesoleva teose III osas. Kaskaadalaldaja puudusteks on: 1) on vaja kõrge tööpingega ja suure



Joonis 43 — 39. Praktikas rakendatava sünkroonmärkide eraldusseadise ja selektori põhimõtteline skeem.



Joonis 43 — 40. Jooniselt 43 — 39 nähtuvate selektorite väljandpingete näide.

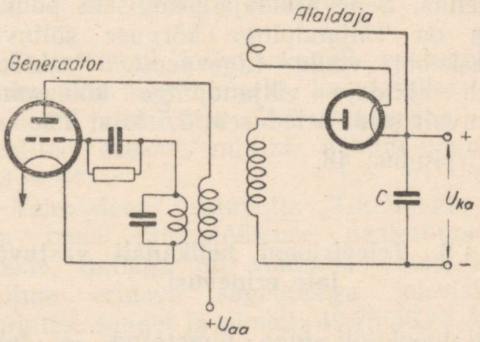
mahtuvusega filtri kondensaatoreid, mis mõõdetelt on suured ja hinnalt kallid, 2) kaskaadalaldaja kõrgepinge transformaatoris tekib tugev magnetväli, mistõttu see tuleb hästi varjestada, sest vastasel korral võib magnetväli mõjutada kineskoobi elektronkiire kulgemissuunda.

Kineskoobi toitevoolu tugevus on normaalselt 100 kuni 300 mikroamprit ning seega toitevoolu võimsus 0,4 kuni 4 vatti. Säärase väikese võimsusega alalispinge tekitamiseks on ratsionaalne kasutada lampgeneraatorit sagedusega 100 kuni 200 kHz, millega tekitatakse vajaliku kõrgusega vahelduvpinge, ning alaldajana rakendatakse väikese võimsusega kenotroni (joonis 43 — 41).

Niisuguse alaldaja paremuseks on asjaolu, et filterkondensaatori mahtuvuseks jätkub juba 100 kuni 200 pF, sest alaldatava vahelduvvoolu sagedus on kõrge. Sellise lampgeneraatoriga alaldaja kaal on kaskaadalaldaja kaalust 10 kuni 15 korda väiksem. Lampgeneraatoriga alaldajatega on võimalik tekitada alalispinget kuni 30 kV ja rohkem, kusjuures säärase lampgeneraatori toiteks vajaliku alalisvoolu võimsus on 10 kuni 25 W. Lampgeneraatoriga alaldaja peamiseks puuduseks on asjaolu, et vajatakse lisa generaatorlampi ning selle toiteks alalisvoolu, milleks televisiooni vastuvõtja üldise toiteseadme väljandvõimsus tuleb vastavalt suurem valida.

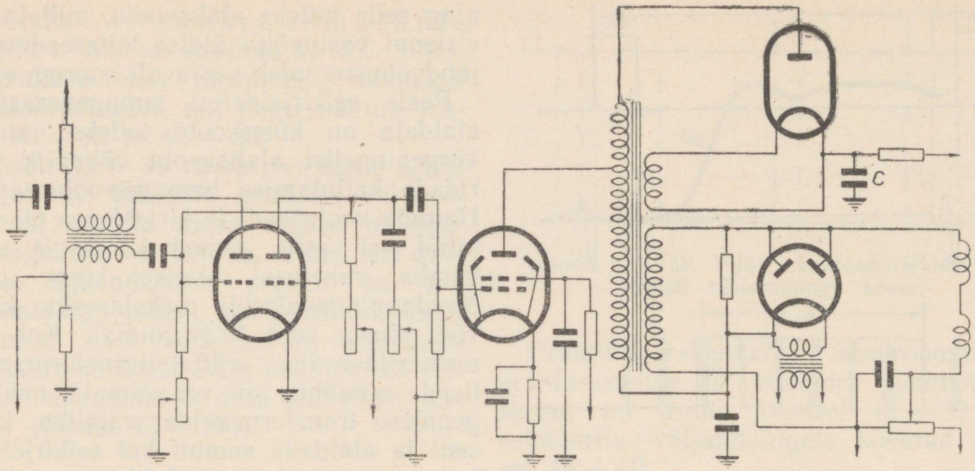
Peale eelkirjeldatud lampgeneraatoriga alaldaja on kineskoobi toiteks vajalikku kõrgepingelist alalisvoolu võimalik saada ridade kallutamise hammasvooluseadisest. Hammasvooluseadiste kirjelduses oli nimetatud, et selle anoodvooluringis vooluhamba vahetusel areneb kõrge pinge. Nende pingepulsside maksimaalne kõrgus võib tõusta kuni 4000 voldini. Kui hammasvooluseadise väljandtransformaatorile lisada erimähis, siis on võimalik neid pingepulsse transformeerida vajaliku kõrguseni ja alaldada samuti kui eelkirjeldatud lampgeneraatoriga alaldajas (joonis 43 — 42).

Jooniselt 43 — 42 nähtub, et kenotroni katoodi vooluringi ja šassii vahele on ühendatud kondensaator *C*, mille mahtuvus on 200 kuni 300 pF, ning sellel tekkiva alaldatud pingega toidetakse kineskoopi. Ridade kallutamise hammasvooluseadisest on võimalik saada alalispinget 10 000 kuni 12 000 volti ja pingekordistajaid kasutades võib sellest saada alalispinget kuni 50 000



Joonis 43 — 41. Lampgeneraatoriga kineskoobi kõrgepingealaldaja põhimõtteline skeem.

volti. Seejuures ridade kallutuse hammasvooluseadise mõõted, kaal ja sisendvõimsus ei suurene tunduvalt, sest alaldamiseks kasutatav energia võetakse vooluhamba vahetusel, s. t. siis, kui kineskoobis elektronvoolu ei teki. Seetõttu ei tekita selline alaldaja ka mingisugust häirepinget, mida aga eelkirjeldatud lampgeneraatoriga alaldaja kohta öelda ei saa.



Joonis 43 — 42. Ridade kallutamise hammasvooluseadise põhimõtteline skeem, millega ühendatud kineskoobi toiteseade.

Kuna viimasena kirjeldatud alaldaja kondensaatori laadimine toimub ainult vooluhamba vahetusel, siis järelikult saadav väljandpinge omab kõrget lainesuspinget, mille kõrgus muutub aga sünkroonselt ridade kallutamisega ning seetõttu vastuvõetava pildi kvaliteeti märgatavalt ei vähenda. Selle alaldaja peamiseks puuduseks on väljandpinge kõrguse sõltuvus kineskoobi voolu tugevusest. Praktikas tekib alaldaja väljandpinge kõikumine, sõltuvalt pildi heledusest 2,5 kuni 4%.

Kirjandus: **48.**

43 — 9. Televisiooni helikanali vastuvõtjate erinevusi.

Ülalpool oli juba nimetatud, et televisiooni vastuvõtja sisendelemendid, kõrgsagedusvõimendaja, segusti ja ostsillaator on ühised nii kujutise kui ka helikanali vastuvõtjatele. Selleks, et mõlemaid kandevsagedusi ühes kõrvalsagedustega vastu võtta, peab televisiooni vastuvõtja kõrgsagedusvõimendaja sagedusriba laius olema 7 MHz, sest kujutise ja heli kandevsagedused erinevad teineteisest 6,5 MHz. Lairibavõimendajate lähem kirjeldus on antud peatükis 32.

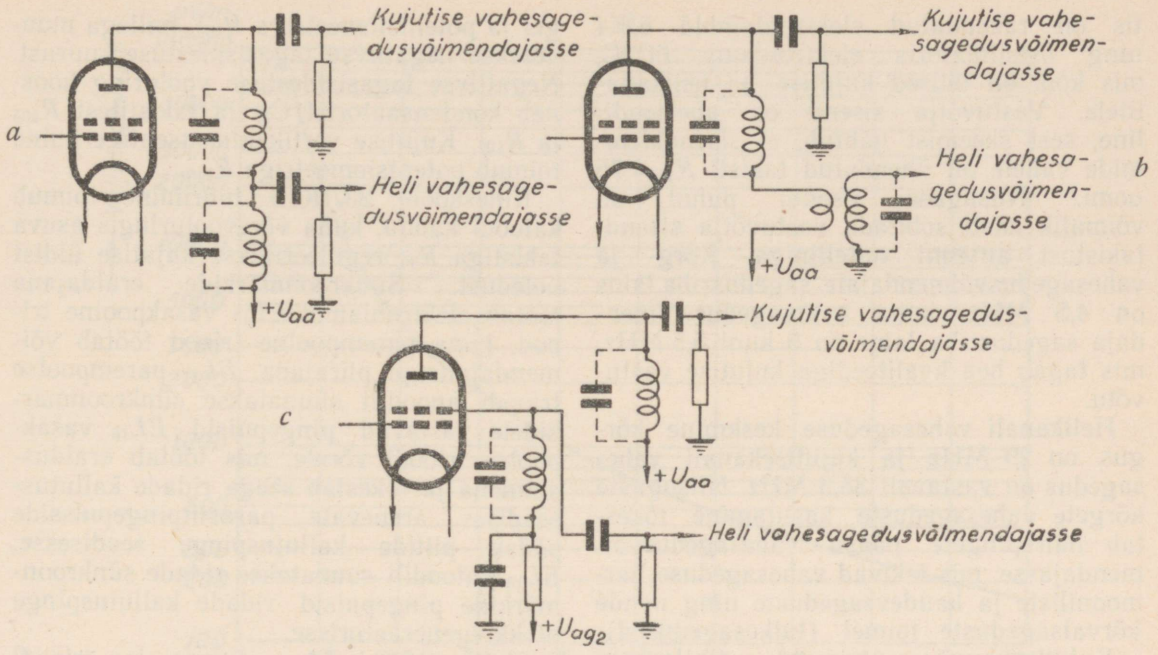
Televisiooni vastuvõtja segusti ja ostsillaator konstrueeritakse harilikult eraldi elektronlampidega, kuid lihtsamates vastuvõtjates konstrueeritakse sageli segusti ja ostsillaator ka ühe liitlambiga või muunduslambiga (näiteks 6A7). Eraldi elektronlampidega segustites rakendatakse samu elektronlampe, mis ülikõrgsagedusvõimendajates (näiteks 6П9). Eraldi ostsillaatoris rakendatakse enamuses trioode (näiteks 6C2C). Segustite ja ostsillaatorite lähem kirjeldus on antud peatükis 35.

Ostsillaatorsagedus valitakse helikanali vahesageduse võrra kõrgem helikandevsagedusest. Helikanali vahesagedusena rakendatakse käesoleval ajal toodetavates televisiooni vastuvõtjates sagedusi 8,25 kuni 29 MHz ning seega saadakse kujutisekanali vahesagedus 6,5 MHz võrra kõrgem helikanali vahesagedusest.

Segustis arenevate erinevate vahesageduste eraldamiseks kasutatakse mitmesuguseid eraldusfiltreid. Enam rakendatavamate eraldusfiltrite põhimõttelised skeemid on toodud joonisel 43 — 43.

Joonisel 43 — 43, a antud skeemis on segusti anoodvooluringi järjestikku ühendatud kaks võnkeringi (filtrit), milledest üks on häälestatud kujutisekanali vahesagedusele ja teine helikanali vahesagedusele.

Joonisel 43 — 43, b antud skeemis on segusti anoodvooluringis kujutisekanali vahesagedusele häälestatud võnkering (filter) ja helikanali vahesagedusele häälestatud võnkering on segusti anoodvoolurin-



Joonis 43 — 43. Televisiooni vastuvõtjas enam rakendatavamate heli- ja kujutisekanalite vahesageduste eraldusfiltrite põhimõttelised skeemid.

giga sidestatud ühe- kuni kahekeerulise pooli kaudu.

Joonisel 43 — 43, c antud skeemis on helikanali vahesagedusele häälestatud võnkering ühendatud segustuslambi varivõrevooluringi. Kõik nimetatud skeemid on praktikas rakendamiseks üheväärsed ning neid kasutatakse sõltuvalt konkreetsetest tehnilistest tingimustest ja projekteerija poolt valitud konstruktsioonist lähtudes.

Helikanali vahesagedusvõimendajana rakendatakse lairibavõimendajaid, millede lähem kirjeldus on antud peatükis 32. Enam rakendatavad on lahkhäälestatud võimendusastmetega ja ribafiltritega lairibavõimendajad, kusjuures viimane nendest töötab stabiilsemalt.

Detektorina rakendatakse enamasti ribafiltriga sagedusdetektorit, milles tekkivad moonutused on suhteliselt väiksemad teistes sagedusdetektorites tekkivatest moonutustest. Sagedusdetektorite lähem kirjeldus leidub peatükis 42.

Detektorile järgnev madalsagedusvõimendaja ei erine millegagi käesoleva teose I osas kirjeldatud madalsagedusvõimendajatest.

Kirjandus: 48.

43 — 10. Televisiooni kujutisekanali vastuvõtjate erinevusi.

Televisiooni kujutisekanali vastuvõtjate erinevuste selgitamiseks kasutatakse televisiooni vastuvõtja „Т-2 Ленинград" teoreetilist skeemi, milline nähtub jooniselt 43 — 44.

Televisiooni vastuvõtja „Т-2 Ленинград" on meie raadiotööstuse pealesõjaaegne toode, millega on võimalik vastu võtta kolme erineva sagedusega televisiooni kujutise saadet ja nimelt: 49,75/56,25 MHz, 59,25/65,75 MHz ja 77,25/83,75 MHz. Peale televisiooni saadete on selle vastuvõtjaga võimalik vastu võtta sagedusmoduleeritud helisaateid sagedusastmikus 66 kuni 67,5 MHz. Samuti on vastuvõtjasse sisse ehitatud ringhäälingu saadete vastuvõtja „Ленинградец" ilma madalsagedusvõimendajata, sest madalsagedusvõimendaja on ühine helikanali vastuvõtjaga.

Televisiooni vastuvõtja „Т-2 Ленинград" on toidetav vahelduvvooluvõrgust 110, 127 või 220 volti, kusjuures toitevõimsus on 320 vatti. Vastuvõtja tundlikkus kujutisekanalis on 500 μV ja helikanalis 350 μV.

Kõrgsagedusvõimendusastmes ja segus-

tis on rakendatud elektronlambid 6Ж4 ning ostsillaatoris elektronlamp 6С2С, mis kõik on ühised kujutise- ja helikanalitele. Vastuvõtja sisend on aperioodiline, sest skeemist nähtub, et sisendklemmide vahele on ühendatud takisti $R_1 = 75$ oomi. Niisuguse sisendi puhul on võimalik hästi sobitada vastuvõtja sisendtakistust antenni toiteliiniga. Kõrg- ja vahesagedusvõimendajate sagedusriba laius on 4,5 MHz, kuna avarsagedusvõimendaja sagedusriba laius on 5 kuni 5,5 MHz, mis tagab hea kvaliteediga kujutise vastuvõtu.

Helikanali vahesageduse keskmine kõrgus on 29 MHz ja kujutisekanali vahesagedus on vastavalt 35,5 MHz. Niisuguste kõrgete vahesageduste kasutamine tõkestab häirepingete pääsu vahesagedusvõimendajasse, mis tekivad vahesageduse harmooniliste ja kandevsageduste ning nende kõrvalsageduste toimel (tuikesagedused).

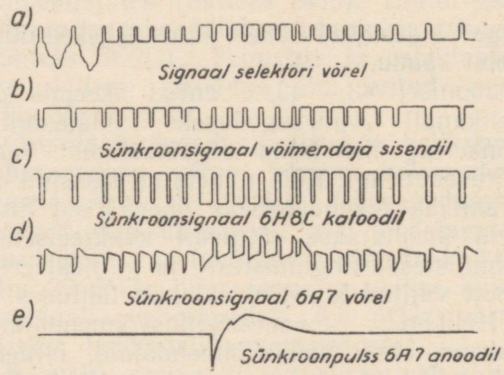
Kujutisekanalis toimub alalispinge komponendi taastamine tippdetektoriga, millena on rakendatud töösse elektronlambi EL_{16} parempoolne triood. Kujutise heledust reguleeritakse elektronlambi EL_1 võre-eelpinge muutmisega potentsiomeetri R_3 abil. Helikanali võimendust reguleeritakse potentsiomeetriga R_{45}.

Kineskoobi elektronkiire kallutamiseks piki ridasid on rakendatud elektronlambiga EL_{21} (6Н8С) hammaspingeseadis, kusjuures (6Н8С) vasakpoolne triood töötab plokkivgeneraatorina. Selle hammaspingeseadisega tüüritakse elektronlambiga EL_{22} (ГУ-50) hammasvooluseadist, mille transformaatorilt saadakse ka kineskoobile vajalik alaliskõrgepinge; selleks on rakendatud pingekordistuslülituses 2 kenotroni 1Ц1С. Väljandtransformaatoril asub ka summutuskenotroniga 5Ц4С ühendatud mähis, mis on tugevalt sidestatud kallutuspoolide toitemähisega.

Takistiga R_{126} reguleeritakse elektronkiire horisontaalset kallutusulatust. Elektronkiire kallutamiseks realt reale rakendatakse hammasvooluseadist elektronlampidega EL_{19} ja EL_{20}, kusjuures EL_{19} vasakpoolne triood töötab plokkivgeneraatorina, mille omasagedust reguleeritakse takistiga R_{100}. Kujutise kõrguse reguleerimine toimub takistiga R_{103}, kuna vooluhamba tõusu lineaarsust reguleeritakse potentsiomeetriga R_{105}, millega muudetakse EL_{20} võre-eelpinget ja potentsiomeetriga R_{106}, millega muudetakse negatiivse tagasisidestuse suurust. Negatiivse tagasisidestuse vooluring koosneb kondensaatorist C_{87} ja takistitest R_{106} ja R_{107}. Kujutise vertikaalne tsentreerimine toimub potentsiomeetriga R_{110}.

Kineskoobi 23ЛК1Б tüürimine toimub katoodi kaudu, kuna võrevooluringis asuva takistiga R_{80} reguleeritakse kujutise üldist heledust. Sünkroonmärkide eraldajana töötab elektronlambi EL_{17} vasakpoolne triood, kuna parempoolne triood töötab võimendajana ja piirajana. EL_{17} parempoolse trioodi anoodilt suunatakse sünkroonmärkidele vastavad pingepulsid EL_{16} vasakpoolse trioodi võrele, mis töötab eraldusastmena ja tõkestab seega ridade kallutusseadises arenevate parasiitpingepulsside pääsu piltide kallutuspinge seadisesse. EL_{16} katoodilt suunatakse ridade sünkroonmärkide pingepulsid ridade kallutuspinge plokkivgeneraatorisse.

Elektronlambi EL_{17} parempoolse trioodi katoodilt suunatakse sünkroonmärgid läbi filtri $R_{92}C_{77}$ EL_{18} võrele, kuhu antakse ka

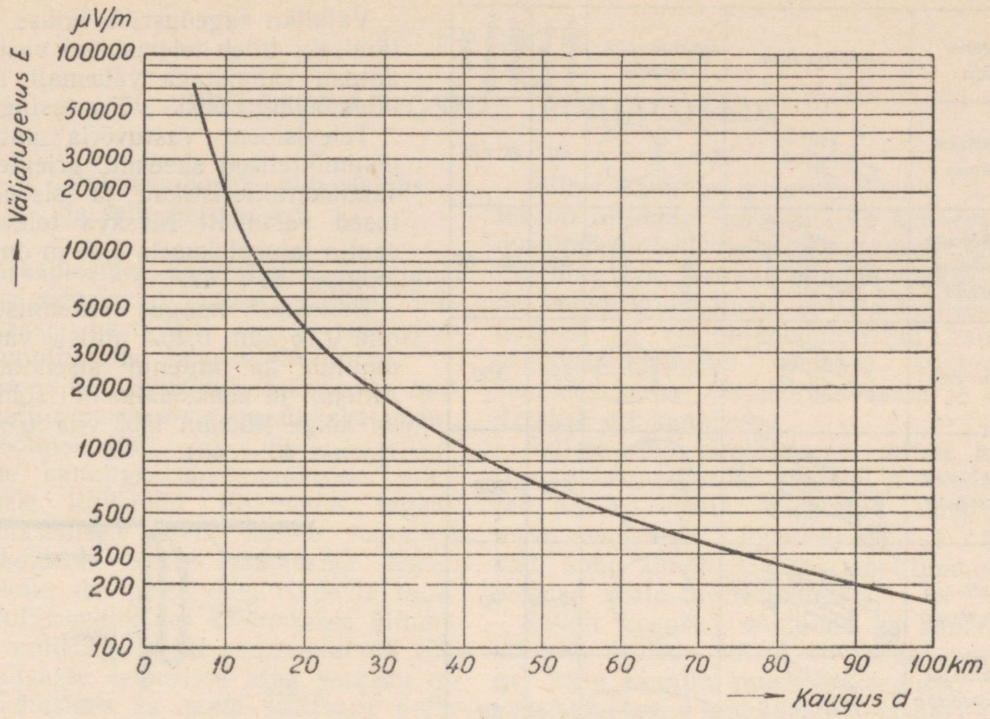


Joonis 43 — 45. Pildi sünkroonmärkide selektori elektronlambi EL_{18} võrepingete ja anoodvoolu kõverad.

nii kõrge eelpinge, et EL_{18} anoodvooluringis arenevad voolupulsid vastavalt pildisagedusele. Elektronlambi EL_{18} võrepingete ja anoodvoolu kõverad nähtuvad jooniselt 43 — 45.

Elektronlambi EL_{18} anoodvooluringis areneva voolupulsi toimel tekkiva pingepulsiga sünkroniseeritakse pildikallutusvooluseadise plokkivgeneraatori sagedust.

Kirjandus: 22 ja 48.



Joonis 43 — 46. Moskva televisiooni saatja elektrivälja tugevused sõltuvalt kaugusest.

43 — 11. Televisiooni vastuvõtja antennide erinevusi.

Televisiooni vastuvõtjate antennid on tunduvalt erinevad ringhäälingu vastuvõtu antennidest. Televisiooni vastuvõtja antenn peab vastu võtma kujutise ja heli kandevsagedused ühes nende kõrvalsagedustega ning ei tohi vastu võtta sama saate peegeldunud elektromagnetilisi laineid. Samuti ei tohi areneda peegeldusnähteid antennis, mis teatavasti tekivad, kui antenni koormus ei ole sobitatud antenni lainetakistusega. Antenni ühendamine vastuvõtjaga toimub harilikult kahejuhtmelise toiteliini või koaksiaalkaabli kaudu. Kui vastuvõtja asub televisiooni saatjast 2 kuni 8 km kaugusel, siis võib vastuvõtuantennina kasutada harilikku poollaineantenni. Asub aga vastuvõtja suurte ehitiste rajoonis või on vahemaa televisiooni saatjani 8 kuni 20 km, siis on sobivamaks vastuvõtuantenniks reflektoriga poollaineantenn või veel parem reflektoriga aasantenn. Üle 20 km kaugusel televisiooni saatjast tuleb kasutada veelgi parema suunakarakteristikuga antenne, milledeks on reflektoriga ja ühe või kahe direktoriga poollaine- või aasantennid.

Aasantenni sisendtakistus on ligikaudu neli korda suurem poollaineantenni sisendtakistusest, mida tuleb arvestada antenni ja toiteliini sobitamisel. Poollaineantennis indutseeruv elektromotoorne jõud on ligikaudu arvutatav valemiga:

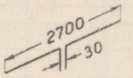
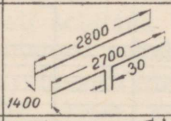
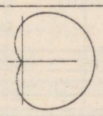
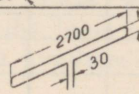
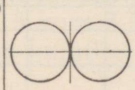
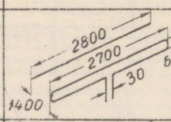
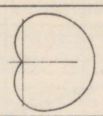
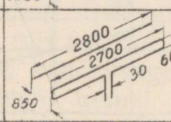
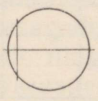
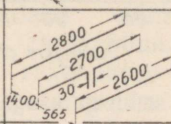
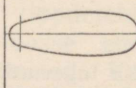
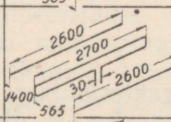
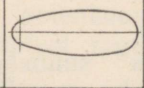
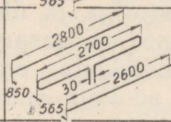
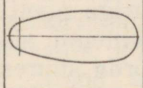
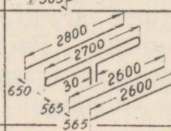
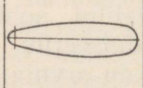
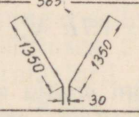
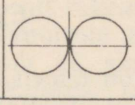
$$E_A = 1{,}7E \text{ V}, \qquad (43 — 19)$$

kus E on televisiooni saatja antennist kiirguva elektromagnetilise energia toimel vastuvõtja antenni juures areneva elektrivälja tugevus.

Aasantennis indutseeruva elektromotoorse jõu suurus on ligikaudu arvutatav valemiga:

$$E_A = 3{,}4E \text{ V}. \qquad (43 — 20)$$

Nendest valemitest nähtub, et ühesugustes tingimustes aasantenni elektromotoorne jõud on kaks korda suurem poollaineantenni elektromotoorsest jõust, mis on aasantenni paremuseks.

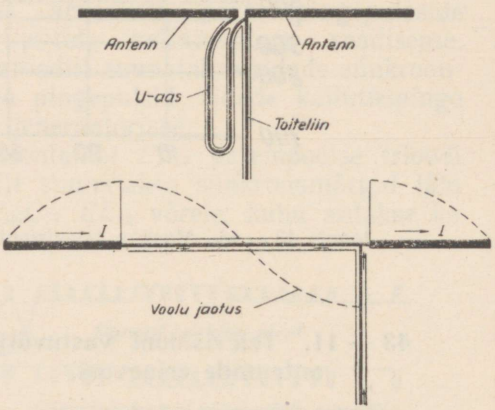
Antenni tüüp	Mõõted mm	Suunakarakteristik	Sisendtakistus Ω	Toiteliini lainetakistus Ω
Poollaine antenn			70	70÷75
Reflektoriga poollaine antenn			60	50–75
Aasantenn			300	300
Reflektoriga aasantenn			250	300
Reflektoriga aasantenn			70÷80	70
Reflektoriga ja direktoriga poollaine antenn			20÷30	50
Reflektoriga ja direktoriga poollaine antenn			80÷120	75
Reflektoriga ja direktoriga aasantenn			30÷40	50
Reflektoriga ja kahe direktoriga aasantenn			30÷40	50
V-antenn			70	70–75

Joonis 43 — 47. Televisiooni vastuvõtja antennide põhimõttelised skeemid, orienteerivad suunakarakteristikud ja sisendtakistused.

Vajaliku sagedusriba laiuse saavutamiseks tuleb televisiooni vastuvõtja antenn valmistada vähemalt 15 mm läbimõõduga vask- või messingtorust.

Televisiooni vastuvõtja antennide põhimõttelised skeemid, orienteerivad suunakarakteristikud ja sisendtakistused vastavalt Moskva televisiooni saatja lainepikkusele 5,65 m on antud joonisel 43 — 47.

Reflektori kaugus antennist võib olla 0,15 kuni 0,25λ, millele vastavalt muutub ka antenni sisendtakistus. Antenni ja koaksiaalkaabli sobitamist on kõige lihtsam läbi viia *U*-aasaga (joonis 43 — 48).



Joonis 43 — 48. Antenni ja koaksiaalliini *U*-aasaga sobitamise põhimõtteline skeem.

Sellelt jooniselt nähtub ka *U*-aasa ekvivalentskeem (alumine), millest selgub, et *U*-aasa toimel poollaineantennis arenevad voolud on faasis. *U*-aasa pikkust on võimalik arvutada valemiga:

$$l = \frac{\lambda}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \text{ m}, \quad (43-21)$$

kus ε_r on koaksiaalkaabli dielektriku suhteline dielektriline läbitavus.

Joonisel 43 — 46 on antud näitena Moskva televisiooni saatja elektrivälja tugevused sõltuvalt kaugusest.

Kirjandus: 23 ja 48.

44. peatükk.

PULSSRAADIOSIDE PÕHIALUSED.

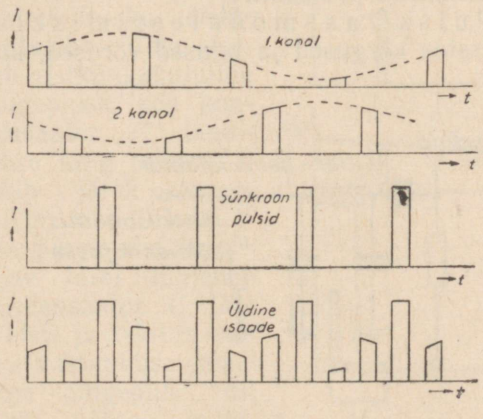
44 — 1. Pulssraadioside üldkirjeldus ja selle paremused.

Pulssraadiosides kasutatakse lühiajalisi kandevsagedusvoolu pulsse, milliseid moduleeritakse vastavalt moduleerimisviisidele: amplituudis, laiuses või faasis.

Pulsstehnika võimaldab rakendada mitme kanaliga raadiosidet, raadiolokatsiooni, pulssmõõtmisi jne.

Mitme kanaliga pulssraadioside võeti kasutusele ligikaudu 10 aastat tagasi. Eriti massiliselt levis mitme kanaliga pulssraadioside Suure Isamaasõja kestel, millal selle abil peeti sidet rinde ja tagalaga. Pulssraadiosides kasutatakse ülilühilaineid, milledega saate suunamine on võimalik kitsasse sektorisse ning seetõttu on pulssraadiosides ka saate salajasus palju suurem kui tavalises raadiosides.

Ülilühilainete rakendamise tõttu on pulssraadiosides saate kaugus põhimõtteliselt piiratud otselaine levimise kaugusega. Seetõttu rakendatakse raadiorelee liine, mis kujutavad endast pulssraadiosaatjate ja -vastuvõtjate võrke, milles saatjad-vastuvõtjad asuvad üksteisest 50 kuni 65 km kaugusel. Kui saade on määratud mõnda kaugemasse kohta, siis vahepealsetes vastuvõtu-saateseadistes võetakse saade vastu ja antakse automaatselt edasi määratud suunas.



Joonis 44 — 1. Pulss-amplituudmoduleerimise tunnusjooned kahe kanaliga saate puhul.

Mitme kanaliga pulssraadioside saatjates on üksikute saatekanalite kandevsageduspinge pulsid üksteisest ajaliselt nihutatud ning igas kanalis moduleeritakse kandevsageduspingepulsid eraldi. Ajaliselt nihutatud ja eraldi moduleeritud kandevsageduspingepulsid võetakse vastuvõtuseadmes samas järjekorras vastu ja eraldatakse eri kanaleisse.

Sellest võib järeldada, et mitme kanaliga pulssraadioside saatjad ja vastuvõtjad peavad olema varustatud sünkroonimise seadistega. Jooniselt 44 — 1 nähtuvad kahe kanaliga pulss-amplituudmoduleeritud saate tunnusjooned.

Sellelt jooniselt nähtuvad ka sünkroonmärgid, millede pulsid on jääva suurusega, kuna kanalite pulsside kõrgused muutuvad vastavalt moduleerivale sagedusele. Niisuguste moduleeritud pulsside vastuvõtul eraldatakse need eri kanalitesse ja detekteerimisel saadakse moduleeriva pinge kõverad algkujul. Seejuures on tingimuseks, et pulsside sagedus peab olema tunduvalt suurem moduleeriva pinge maksimaalsest sagedusest.

Alljärgnevalt kirjeldatakse lühidalt pulsside moduleerimise ja demoduleerimise viise ning sellele järgnevalt selgitatakse mitme kanaliga raadioside seadme töötamise põhimõtet.

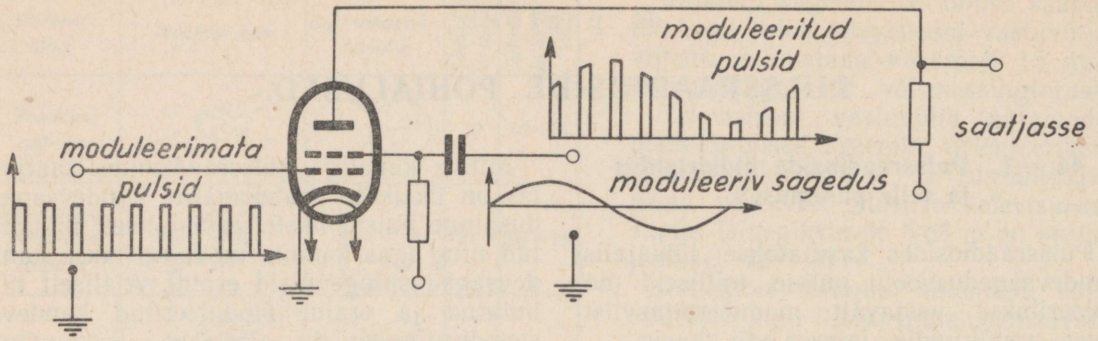
Kirjandus: 1 ja 42.

44 — 2. Pulssraadiosaadete moduleerimine ja demoduleerimine.

Pulsside moduleerimist on võimalik teostada kolmel viisil: 1) pulsside moduleerimine amplituudis, 2) pulsside moduleerimine laiuses ja 3) pulsside moduleerimine faasis.

Pulss-amplituudmoduleerimiseks rakendatava lülituse põhimõtteline skeem on toodud joonisel 44 — 2.

Sellelt jooniselt nähtub, et tetroodi võrele suunatakse moduleerimata pingepulsid, milliseid antakse võrele ligikaudu 10 000 sekundis. Tetroodi varivõrele an-



Joonis 44 — 2. Pulss-amplituudmoduleerimiseks rakendatava lülituse põhimõtteline skeem.

takse moduleeriv pinge, mille tulemusena anoodvooluringi koormustakistil arenevad muutuva kõrgusega pingepulsid. Saadud pingepulssidega tüüritakse ülikõrgsagedussaatjat.

Pulss-amplituudmoduleeritud saadete vastuvõtja erineb tavalisest amplituudmoduleeritud saadete vastuvõtjast ainult lisavõimendusastme poolest, milles detektorist saadavad pulsid võimendatakse ja sellele järgnevalt madalläbistusfiltriga taastatakse madalsageduslikuks vooluks (joonis 44 — 3).

Pulss-amplituudmoduleeritud saate detekteerimisel saadav madalsageduslik pinge on tunduvalt madalam pingepulsside kõrgusest, sest ühe pingepulsi kestus on suhteliselt lühike (ligikaudu 5 μsek).

Pulss-amplituudmoduleerimise puuduseks on, et raadiohäirete ärastamine ei ole võimalik, samuti nagu see ei ole võimalik tavalise amplituudmoduleeritud raadiosaadete vastuvõtul.

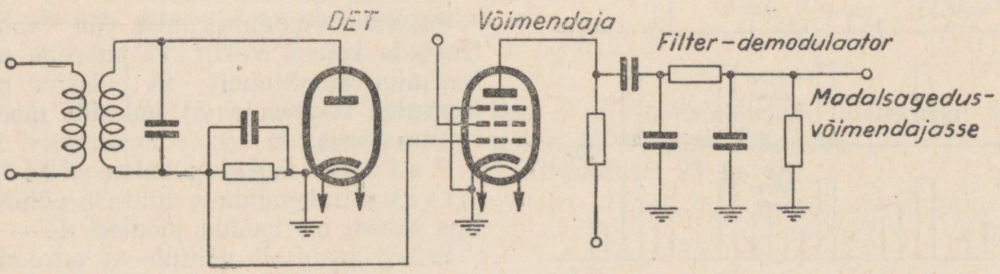
P u l s s - l a i u s m o d u l e e r i m i s e l muudetakse pulsside laiust vastavalt moduleerivale sagedusele (joonis 44 — 4).

Pulss-laiusmoduleerimiseks on vaja elektronlampi tüürida hammaspingega ning samaaegselt muuta elektronlambi võre-eelpinget moduleerimise taktis. Niisuguse moduleerimise seadise põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 44 — 5 ja moduleerimise toimel arenevate laiuses moduleeritud pulsside tekkimise põhimõte jooniselt 44 — 6.

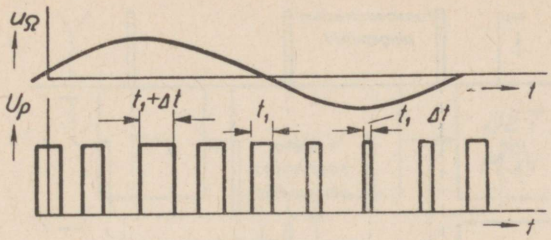
Pulss-laiusmoduleeritud saadete vastuvõtul on vastuvõtjas võimalik ärastada raadiohäireid. Raadiohäirete ärastamiseks kasutatakse piirajaid, millede töötamise põhimõte on samasugune, kui on kirjeldatud peatükis 42.

Pulss-laiusmoduleerimise puuduseks on piiratud moduleerimise ulatus, sest sajaprotsendilisel moduleerimisel positiivsel tippväärtusel kandevsageduses üldse ei teki pulsse ning negatiivsel tippväärtusel muutuvad pulsid nulliks ja seega ühtlasi ei toimu saadet. Praktikas maksimaalselt rakendatav moduleerimise ulatus on seitsekümmend protsenti.

P u l s s - f a a s m o d u l e e r i m i s e l on pulsside kõrgused ja laiused võrdsed, kuid



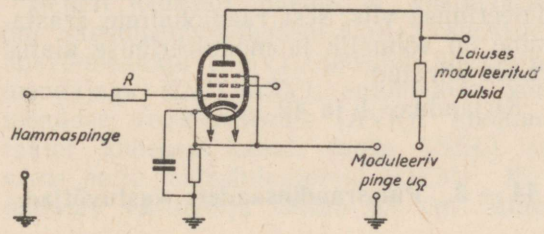
Joonis 44 — 3. Pulss-amplituudmoduleeritud saate vastuvõtja detektori ja sellele järgneva võimendusastme põhimõtteline skeem.



Joonis 44 — 4. Pulss-laiusmoduleeritud pulsside näide.

need nihutatakse ajaliselt kõrvale oma algasukohast (joonis 44 — 7).

Pulss-faasmoduleerimiseks moduleeritakse pulsid eelnevalt laiuses ja sellele järgnevalt moduleeritakse need faasis.

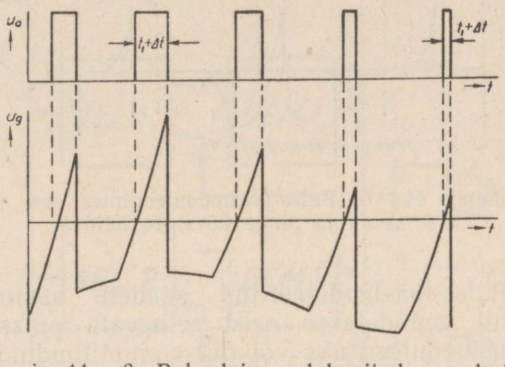


Joonis 44 — 5. Pulss-laiusmoduleerimise seadise põhimõtteline skeem.

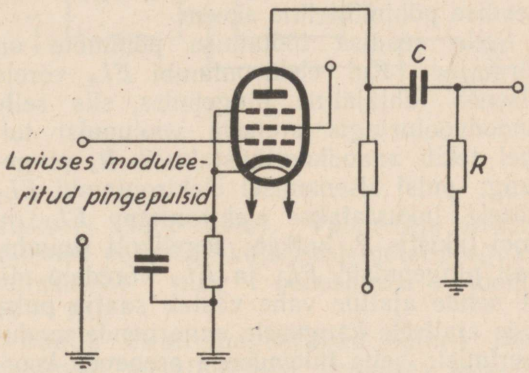
Pulss-faasmoduleerimise selgitamiseks kasutatakse jooniseid 44 — 8 ja 44 — 9.

Joonisel 44 — 8 antud pulss-faasmoduleerimise seadise töötamise põhimõte on järgmine. Anoodvooluringis asuvale kondensaatorile C on järjestikku ühendatud väikese takistusega takisti R; kui elektronlambi võrele siseneb ristkülikukujuline pingepulss, siis kondensaator C laaditakse ning takistil R tekib järsk pingepulss; ristkülikukujulise pingepulsi lõppemise järel tühjeneb kondensaator C läbi takisti ja tekitab selles vastupidise märgiga pingepulsi, nii nagu nähtub joonisel 44 — 9.

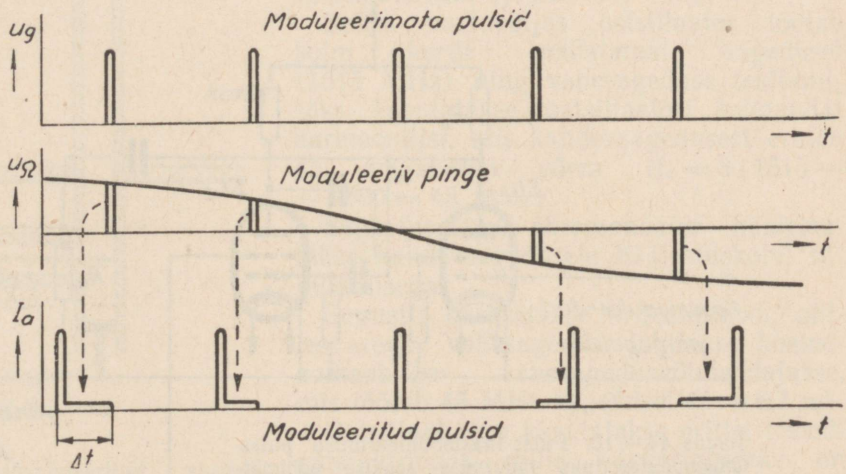
Edasiseks võimendamiseks ja saatja tüürimiseks kasutatakse ainult positiivseid pingepulsse, mis on oma algseisukoha suhtes ajaliselt nihutatud.



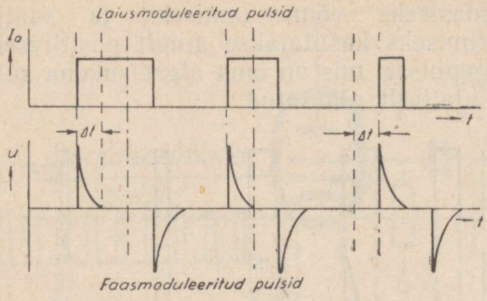
Joonis 44 — 6. Pulss-laiusmoduleeritud pulsside tekkimise põhimõtet selgitavad kõverad.



Joonis 44 — 8. Pulss-faasmoduleerimise seadise põhimõtteline skeem.



Joonis 44 — 7. Pulss-faasmoduleeritud pulsside näide.

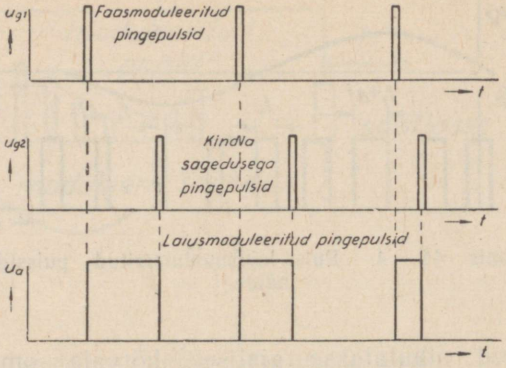


Joonis 44 — 9. Pulss-faasmoduleerimise seadise voolu ja pinge kõverate näide.

Pulss-faasmoduleeritud saadete vastuvõtul muudetakse need eelnevalt pulss-laiusmoduleerituks või pulss-amplituudmoduleerituks ja siis demoduleeritakse.

Jooniselt 44 — 10 nähtub faasmoduleerimise pulss-laiusmoduleerituks muutmise seadise põhimõtteline skeem.

Selle seadise töötamise põhimõte on järgmine. Kui elektronlambi EL_1 võrele siseneb lühiajaline pingepulss, siis selle anoodvooluringis areneva voolupulsi toimel tekib anoodkoormustakistil R_a pingelang; pulsi sisenemisel elektronlambi EL_2 võrele lukustatakse elektronlamp EL_1 ja vool takistis R_a katkeb; tegelikult suunduvad pingepulsid EL_1 ja EL_2 võredele nii, et nende ajaline vahe vastab saatja pulsside ajalisele kaugusele enne nende moduleerimist; selle tulemusena arenevad koormustakistil R_a pulss-laiusmoduleeritud pingepulsid (joonis 44 — 11).



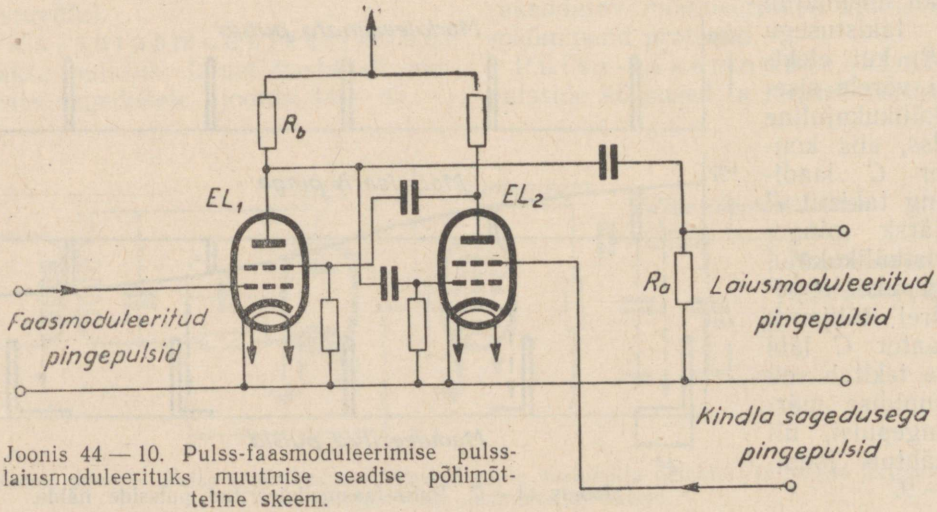
Joonis 44 — 11. Joonisel 44 — 10 antud seadise pingekõverate näide.

Mitme kanaliga raadioside puhul on pulss-faasmoduleerimine kõige parem moduleerimise viis, sest raadiohäirete ärastamine on võimalik ja moduleerimise ulatus ei ole piiratud.

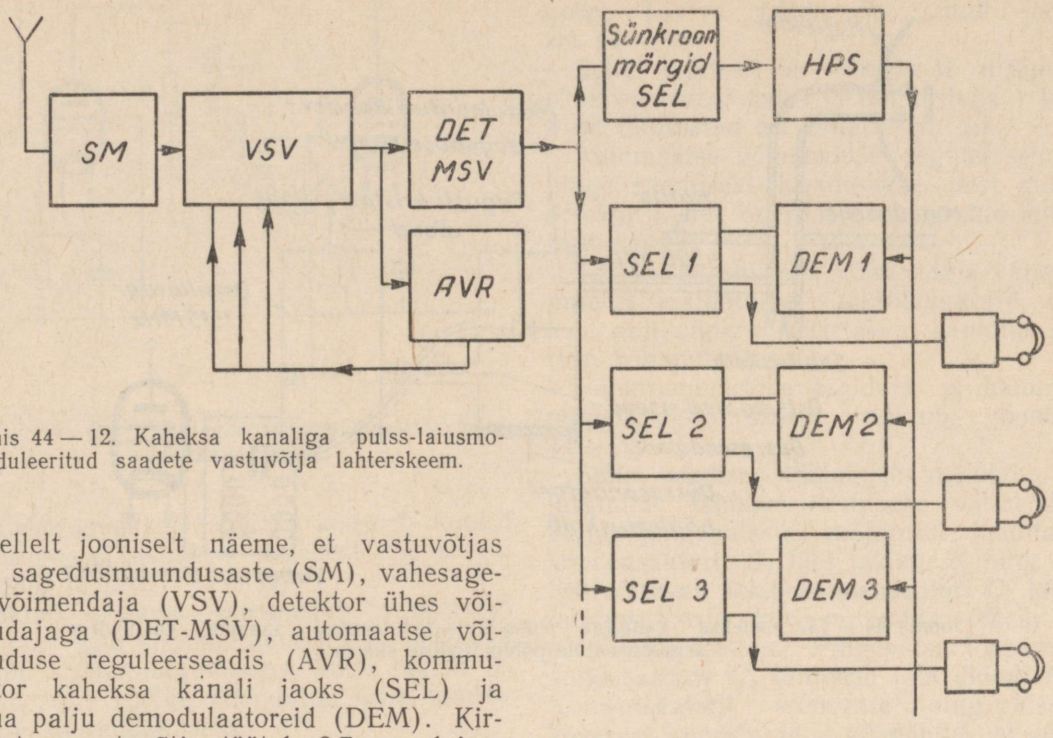
Kirjandus: 1 ja 42.

44 — 3. Pulssraadiosaadete vastuvõtjad.

Pulssraadiosides rakendatakse peamiselt mitme kanaliga saatjaid ja vastuvõtjaid. Mitme kanaliga raadioside vastuvõtja töötamise põhimõtte selgitamiseks kirjeldatakse alljärgnevalt ühe kaheksa kanaliga raadioside vastuvõtja töötamise põhimõtet. Kaheksa kanaliga pulss-laiusmoduleeritud saadete vastuvõtja lahterskeem on toodud joonisel 44 — 12.

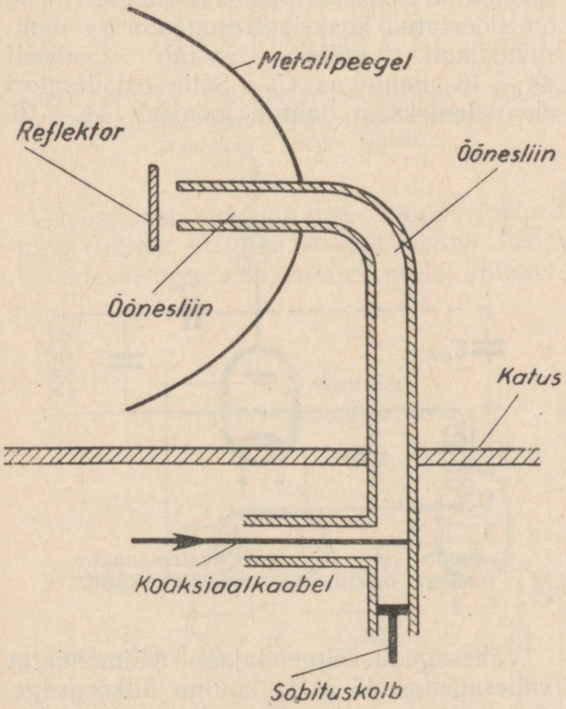


Joonis 44 — 10. Pulss-faasmoduleerimise pulss-laiusmoduleerituks muutmise seadise põhimõtteline skeem.



Joonis 44 — 12. Kaheksa kanaliga pulss-laiusmoduleeritud saadete vastuvõtja lahterskeem.

Sellelt jooniselt näeme, et vastuvõtjas on: sagedusmuundusaste (SM), vahesagedusvõimendaja (VSV), detektor ühes võimendajaga (DET-MSV), automaatse võimenduse reguleerseadis (AVR), kommutaator kaheksa kanali jaoks (SEL) ja sama palju demodulaatoreid (DEM). Kirjeldatav vastuvõtja töötab 6,7 cm lainepikkusel (4500 MHz). Vastuvõtja antenn koosneb parabooli-kujulisest metallpeeglist, reflektorist ning õõnesliinist (joonis 44 — 13).



Joonis 44 — 13. Pulss-laiusmoduleeritud saadete vastuvõtja suundantenni põhimõtteline skeem.

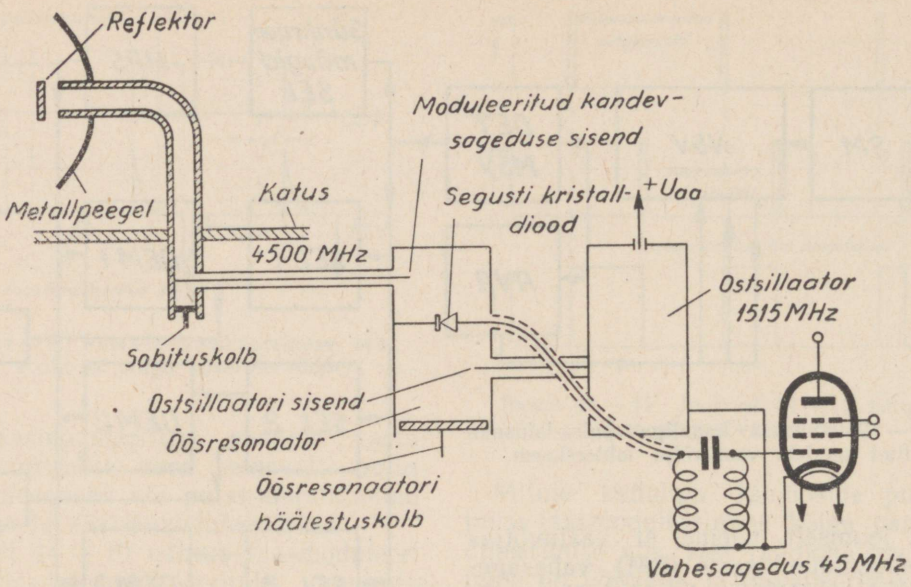
Saatja elektromagnetilised lained peegelduvad metallpeeglist fookuses asuvale reflektorile ja sealt suunatakse need õõnesliini. Õõnesliinist juhitakse ülikõrgsagedusenergia koaksiaalkaabliga segusti õõsresonaatorisse (joonis 44 — 14).

Selles vastuvõtjas ostsillaator töötab kolm korda madalamal sagedusel (1515 MHz) ning vahesageduse tekitamiseks kasutatakse ostsillaatori kolmandat harmoonilist, mis kandevsagedusest erineb 45 megahertsi võrra ($f_v = 3 \cdot 1515 - 4500 = 45$ MHz).

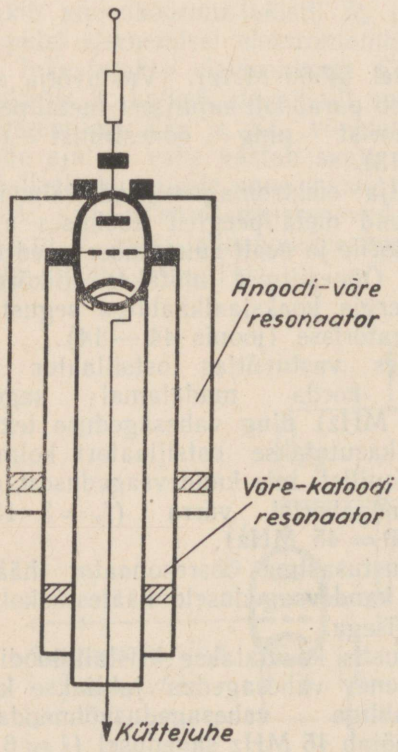
Segustusastme õõsresonaator häälestatakse kandevsagedusele häälestuskolvi nihutamisega.

Segustis kasutatakse kristalldioodi, milles arenev vahesagedus juhitakse koaksiaalkaabliga vahesagedusvõimendajasse, mis töötab 45 MHz sagedusel ($\lambda \approx 6{,}7$ m).

Ostsillaatorina kasutatakse erilist trioodi (majaktriood), mille võnkeringideks on koaksiaalresonaatorid (joonis 44 — 15).

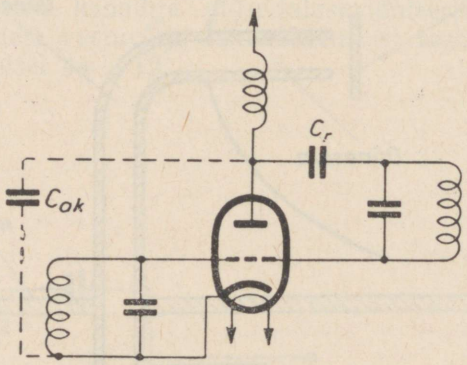


Joonis 44 — 14. Kaheksa kanaliga pulss-laiusmoduleeritud saadete vastuvõtja segustusastme põhimõtteline skeem.



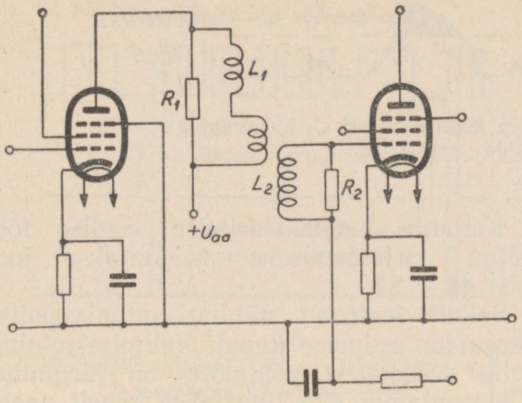
Joonis 44 — 15. Koaksiaalresonaatoritega ostsillaatori põhimõtteline skeem.

Trioodi elektroodide ühendused on metallrõngaste kujulised, mis vahetult on ühendatud koaksiaalresonaatoritega. Anood on sidestatud koaksiaalresonaatoriga mahtuvuslikult, millele vastab jooniselt 44 — 16 mahtuvus C_r. Selle ostsillaatori ekvivalentskeem nähtub jooniselt 44 — 16.



Joonis 44 — 16. Koaksiaalresonaatoritega ostsillaatori ekvivalentskeem.

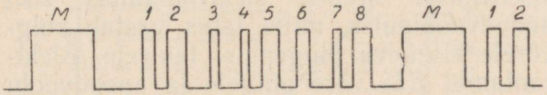
Vahesagedusvõimendajaga võimendatav vahesagedus 45 MHz kuulub ülikõrgsagedusalasse ja selle võimendamine on väga tülikas, kuid suur sagedusriba laius ei võimalda kasutada madalamat vahesagedust.



Joonis 44 — 17. Vahesagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem.

Vahesagedusvõimendaja koosneb kuuest ühesugusest astmest, milledest ühe skeem nähtub jooniselt 44 — 17.

Selles skeemis moodustab võnkeringi pool L_2 oma sisemahtuvusega ja järgneva lambi sisendmahtuvusega, kuna takisti R_2 on pooliga rööbiti ühendatud selle sumbumuse suurendamiseks.



Joonis 44 — 18. Pulss-laiusmoduleeritud saadete vastuvõtja takistussidestusega võimendaja väljandpinge kõvera näide.

Detektorina kasutatakse diooddetektorit ning sellele järgneb kaheastmeline takistussidestusega võimendaja, mille väljandpinge kõvera näide on antud joonisel 44 — 18.

Sellel joonisel on tähega M märgitud sünkroonmärgi pulss ja numbritega 1 kuni 8 on tähistatud eri kanalite pulsid.

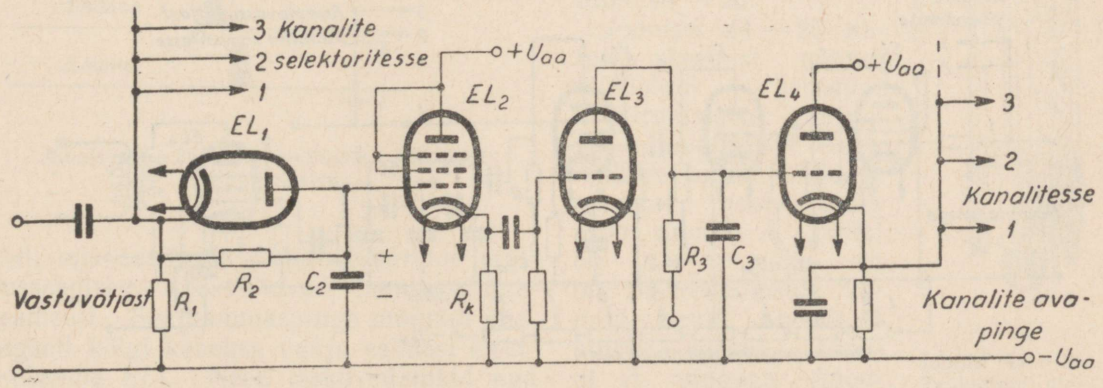
Automaatse võimenduse reguleerseadise pinge saamiseks kasutatakse teist diooddetektorit, mis on rööbiti ühendatud detektordioodiga.

Takistussidestusega võimendaja väljandpingest eraldatakse sünkroonmärgid, millede abil sünkroniseeritakse kanalite jaotuse kommutaatorit.

Sünkroonmärkide eraldaja ja hammaspingeseadise skeem nähtub jooniselt 44 — 19.

Selle seadise töötamise põhimõte on järgmine: takistussidestusega võimendaja väljandpingepulsside mõjutusel laaditakse kondensaatorit C_2 läbi takisti R_2 ning sellest sõltuvalt tekib kondensaatori C_2 klemmipinge seda kõrgem, mida pikem on pingepulsi kestus. Pingepulsi lõppemisel kondensaator C_2 tühjeneb läbi dioodi EL_1. Kondensaatoril arenevate pingepulsside kõverast joonisel 44 — 20 nähtub, et sünkroonmärkide pingepulsid on kanalite pingepulssidest tunduvalt kõrgemad. Elektronlambi EL_2 võrel areneb katoodtakisti R_k toimel automaatne negatiivne võre-eelpinge, ning seega töötab EL_2 minimaalpiirajana ja võimendab ainult sünkroonmärke.

Elektronlambi EL_2 katoodtakistilt tüüritakse kondensaatori C kaudu elektronlampi EL_3, milline töötab hammaspinge seadisena. Normaalselt EL_3 voolu läbi ei lase ja seetõttu kondensaator C_3 laadub



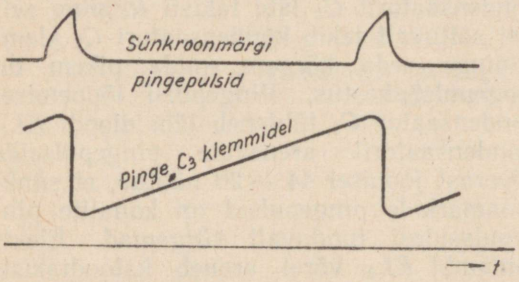
Joonis 44 — 19. Sünkroonmärkide eraldaja ja hammaspingeseadise põhimõtteline skeem.



Joonis 44 — 20. Jooniselt 44 — 19 nähtuva kondensaatori C_2 klemmipinge kõvera näide.

läbi takisti R_3 kuni toitevooluallika pingeni. Sünkroonmärgi pingepulsi sisenemisel EL_3 võrele areneb selles anoodvool ja kondensaator C_3 tühjeneb kiiresti läbi elektronlambi EL_3, sellele järgnevalt EL_3 lukustatakse ja kondensaator C_3 laadub aeglaselt läbi takisti R_3. Edasi kordub sama algusest peale.

Joonisel 44 — 19 näidatud kondensaatori C_3 klemmipinge kõver on kujutatud joonisel 44 — 21.



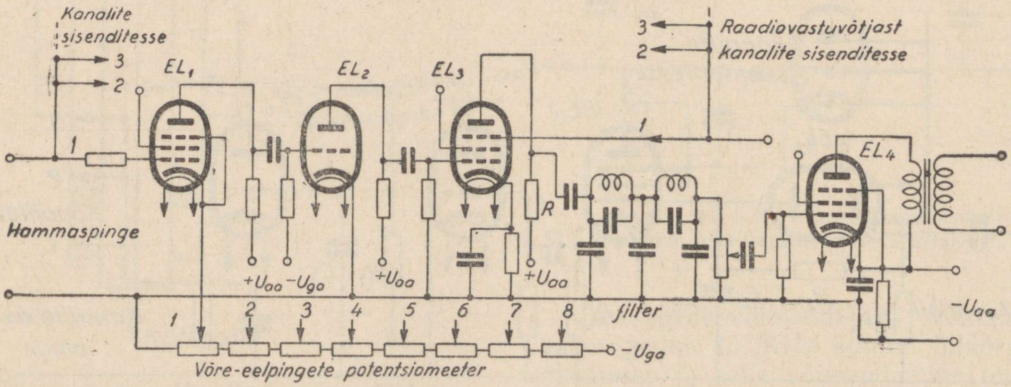
Joonis 44 — 21. Jooniselt 44 — 19 nähtuva kondensaatori C_3 pingekõverate näide.

Kondensaatori C_3 hammaspingega tüüritakse elektronlampi EL_4, mille katoodtakistilt tüüritakse kanalite kommuteerimise seadist.

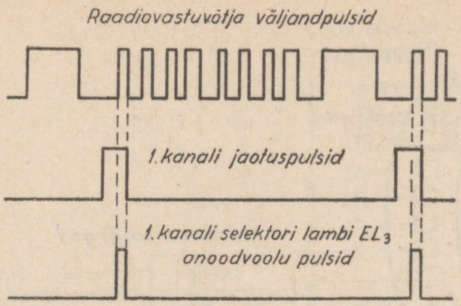
Kanalite kommuteerimise seadise töökäigu kirjeldamiseks kasutatakse joonist 44 — 22.

Sellelt jooniselt nähtuv valimisseadise skeem on esimese kanali valimiseks ning selle töötamise põhimõte on järgmine. Elektronlampi EL_3 tüüritakse kahelt poolt, selle sulgvõrele suunatakse takistussidestusega võimendaja väljandpinge, kuid anoodvool areneb selles ainult siis, kui samaaegselt sulgvõrele siseneva pingepulsiga siseneb ka võrele (juhtvõrele) positiivne pingepulss. Võrele antavat positiivset pingepulssi nimetatakse jaotuspulsiks. Kuna elektronlambis EL_3 peab anoodvool arenema ainult kanali 1 saatepulsi ajal, siis jaotuspulss tuleb selle võrele anda hetkel, millal sulgvõrele siseneb kanali 1 pingepulss. Kahe pingepulsi samaaegsel sisenemisel areneb elektronlambis EL_3 anoodvoolupulss, mille laius vastab sulgvõrele siseneva pingepulsi laiusele. Elektronlambi EL_3 võre pingete ja anoodvoolu kõverate näide on kujutatud joonisel 44 — 23.

Teise kanali valimisseadise elektronlambi EL_3 võrele tuleb jaotuspulss anda hetkel, millal selle sulgvõrele siseneb kanali 2 pingepulss. Järelikult jaotuspulss teise kanali valimisseadisesse tuleb anda



Joonis 44 — 22. Kanali 1 valimisseadise põhimõtteline skeem.

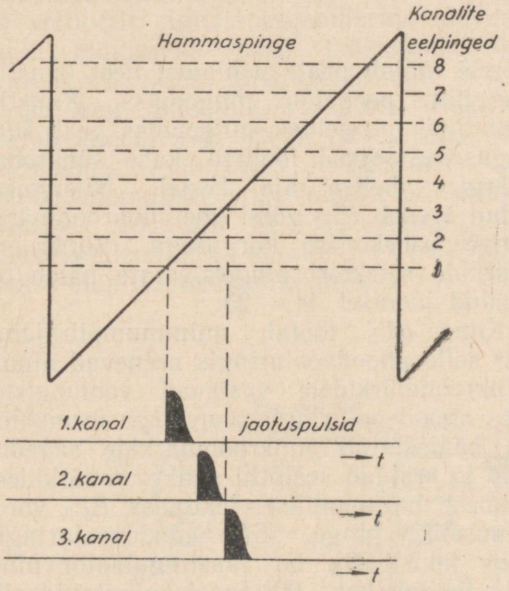


Joonis 44 — 23. Jooniselt 44 — 22 nähtuva elektronlambi EL_3 võrepingete ja anoodvoolu kõverate näide.

ühe pulsi võrra hiljem kui esimese kanali valimisseadisesse.

Kolmanda kanali valimisseadisesse antakse jaotuspulss kahe pulsi võrra hiljem jne.

Jaotuspulsside õigeaegset valimisseadistesse andmist toimitakse hammaspinge



Joonis 44 — 24. Jaotuspulsside tekkimist selgitav skeem.

abil, mis saadakse sünkroonmärkide eraldusseadisega koostöötavast hammaspingeseadisest. See hammaspinge mõjutab üheaegselt kõigi kaheksa valija esimesi elektronlampe EL_1. Need elektronlambid aga omavad igaüks ise kõrgusega negatiivset võre-eelpinget ning igas nendest tekib anoodvoolupulss siis, kui hammaspinge kõrgus selle võre-eelpinge muudab teatava kõrguseni. Jooniselt 44 — 24 nähtub kolme kanali jaotuspulsside tekkimine, sõltuvalt hammaspingest.

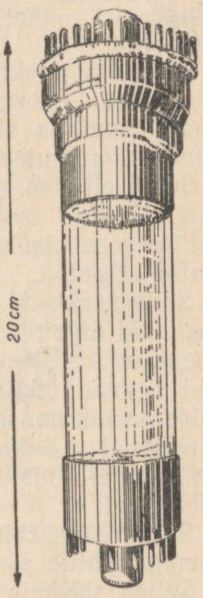
Jaotuspulsside kestus peab olema võrdne või veidi pikem kui kõige laiem signaalpingepulss, s. t. 6 kuni 7 μsek. Jaotuspulsi kestust reguleeritakse elektronlambiga EL_2 (joonis 44 — 22), mis töötab jaotuspulsside piirajana ja nende võimendajana.

Joonisel 44 — 22 nähtuvas skeemis elektronlambi EL_3 anoodkoormustakistilt R juhitakse madalläbistusfiltri kaudu sagedused kuni 4000 Hz madalsagedusvõimendajasse. Selles filtris muudetakse pulsslaiusmoduleeritud voolupulsid amplituudmoduleeritud vahelduvpingeks, millega tüüritakse madalsagedusvõimendajat.

Kirjandus: 1 ja 42.

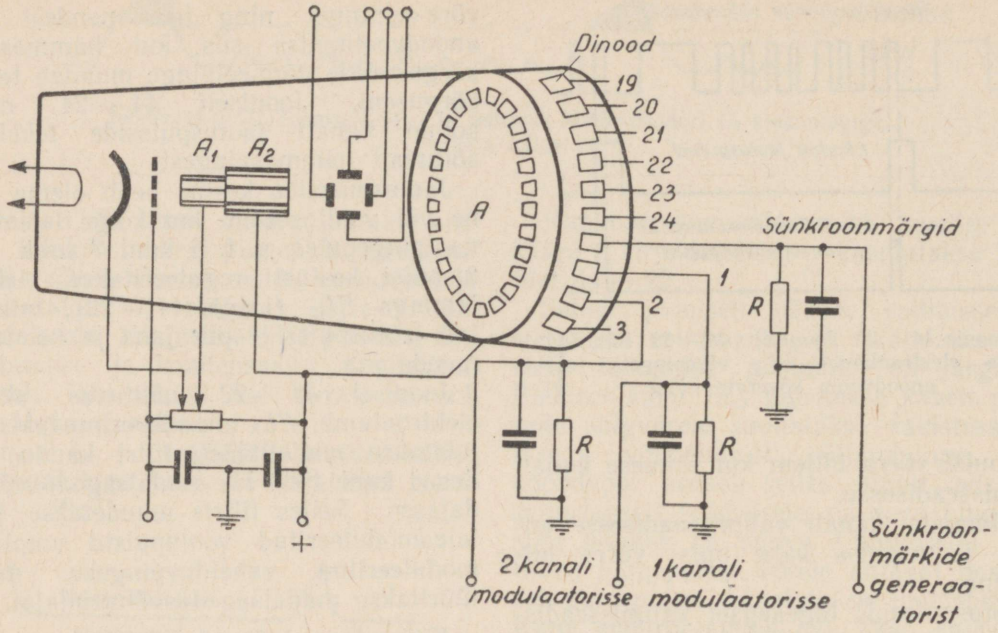
44 — 4. Tsüklofon-kommutaatorid.

Peale eelkirjeldatud kommutaatori kasutatakse pulssraadioside vastuvõtjates tsüklofon-kommutaatoreid. Tsüklofon-kommutaator lihtsustab tunduvalt vastuvõtja konstruktsiooni. Tsüklofon on erikonstruktsiooniga elektronkiiretoru, millel ekraani asemel on jaotuskontaktid. Tsüklofoni üldvaade on antud joonisel 44 — 25 ja selle põhimõtteline skeem joonisel 44 — 26.



Joonis 44 — 25. Tsüklofoni üldvaade.

Joonisel 44 — 26 antud skeemist nähtub tsüklofoni seesmise konstruktsiooni erinevus tavalisest elektronkiire torust. Nimelt paremal pool otsas asub anood A, millel on $n+1$ auku (n on pulssraadioside kanalite arv). Anoodi A pinge võrdub anoodi A_2 pingega. Anoodi A aukude taga



Joonis 44 — 26. Tsüklofoni põhimõtteline skeem.

asuvad elektroodid, milliseid nimetatakse dinoodideks. Elektronkiire toimel väljatatakse dinoodidelt sekundaarelektronid, mis suunduvad anoodile *A*, sest dinoodide pinge on anoodi *A* pingest tunduvalt madalam.

Sekundaarelektronvoolu toimel areneb dinoodide koormustakistites vool, mida saab kasutada signaalpingepulsside kanalitesse kommuteerimiseks.

Jooniselt 44 — 27 nähtub pulss-faasmoduleeritud saadete vastuvõtja osaline lahterskeem tsüklofon-kommutaator demodulaatoriga.

Sellest skeemist näeme, et signaalpingepulsid antakse tsüklofoni võrele ja sünkroonmärkide selektorisse. Sünkroonmärgid peavad tekitama tsüklofonis elektronkiire sünkroonse pöörlemise (dinoodilt dinoodile). Selleks on vaja kaks siinuselist pinget, mis teineteisest on 90° faasis nihutatud.

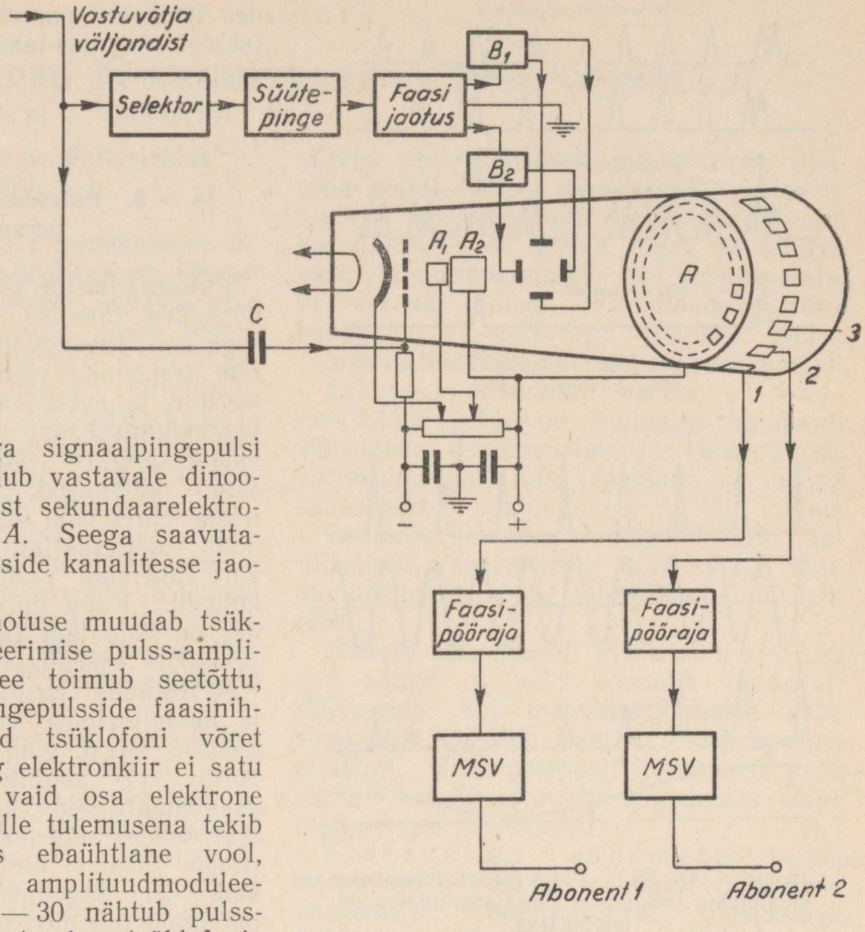
Sünkroonmärkide selektori põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 44 — 28.

Selles skeemis elektronlamp EL_1 töötab eraldusastmes, millesse sisenevad kõik signaalpingepulsid. EL_1 anoodkoormustakistiga on rööbiti ühendatud kunstlik liin, mille teine ots on lahti. Seetõttu EL_2 võrele mõjub peale põhipulsi veel kunstlikus liinis peegelduv pingepulss. Kunstlikus liinis peegelduv pingepulss peab liini algusesse tagasi jõudma kahe sünkroonmärgi vahelise aja kestel. Niisugusel juhul areneb EL_2 võrel ühe sünkroonmärgi pinge kahekordse kõrgusega. Sünkroonmärkide selektori pingekõverate näide on toodud joonisel 44 — 29.

Kuna EL_2 töötab miinimumpiirajana, siis selle anoodvooluringis arenevad ainult sünkroonmärkidele vastavad voolupulsid. EL_2 anoodvooluringis asuv transformaator on häälestatud sünkroonmärkide sagedusele ja eraldab seetõttu sünkroonmärkidest esimese harmoonilise, tekitades EL_3 võrel siinuselise pinge. EL_3 anoodvooluringis asuv takisti R_φ on faasiregulaator ning EL_4 tekitab kaks 90° faasis nihutatud siinuselist pinget. Need siinuselised pinged ühendatakse tsüklofoni kallutuselektroodidega, milledega saavutatakse elektronkiire ringikujuline liikumine, mida oligi vaja.

Järgmiseks kirjeldatakse tsüklofoni töökäiku, vastavalt joonisele 44 — 27.

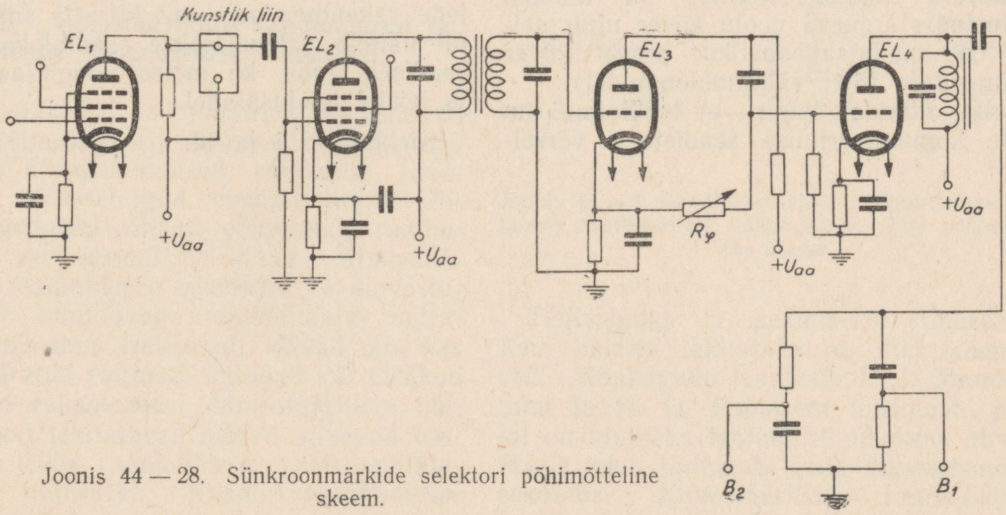
Signaalpingepulsside puudumisel on tsüklofoni võrel nii kõrge negatiivne pinge, et elektronkiirt ei teki, s. t. tsüklofon on lukustatud. Tsüklofonis tekib



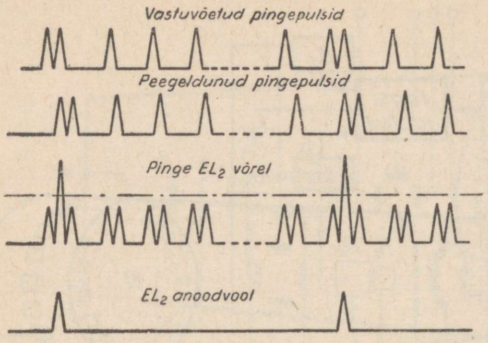
Joonis 44 — 27. Pulss-faasmoduleeritud saadete vastuvõtja osaline lahterskeem tsüklofon-kommutaatordemodulaatoriga.

elektronkiir ainult iga signaalpingepulsi kestel ning see suundub vastavale dinoodile, tekitades dinoodist sekundaarelektronide voolu anoodile *A*. Seega saavutatakse signaalpingepulsside kanalitesse jaotus.

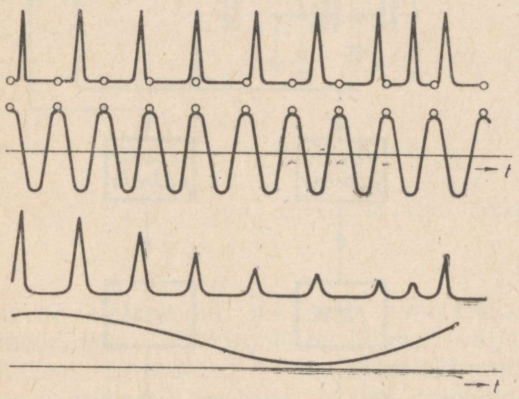
Peale kanalitesse jaotuse muudab tsüklofon pulss-faasmoduleerimise pulss-amplituudmoduleerituks. See toimub seetõttu, et sõltuvalt signaalpingepulsside faasinihkest mõjutavad need tsüklofoni võret varem või hiljem ning elektronkiir ei satu kogu aeg dinoodile, vaid osa elektrone satub anoodile *A*. Selle tulemusena tekib dinoodide vooluringis ebaühtlane vool, mille tulemuseks ongi amplituudmoduleerimine. Jooniselt 44 — 30 nähtub pulss-faasmoduleerimise muutumine tsüklofonis pulss-amplituudmoduleerimiseks.



Joonis 44 — 28. Sünkroonmärkide selektori põhimõtteline skeem.



Joonis 44 — 29. Sünkroonmärkide selektori pingekõverate näide.



Joonis 44 — 30. Pulss-faasmoduleerimise muutumine tsüklofonis pulss-amplituudmoduleerimiseks.

Sellel joonisel ülevalt esimene kõver on ühe kanali pingepulsside kõver, millest nähtub nende faasinihe teisena antud siinuskõvera suhtes. Kolmas on dinoodi vooluringis areneva voolu kõver ning neljas on madalsagedusliku pinge kõver (võimendaja filtri väljandklemmidel).

Eelkirjeldatust selgus, et tsüklofonil on teiste kommuteerimise seadistega võrreldes tunduvad paremused. Eriti lihtsustab tsüklofon pulss-faasmoduleeritud saadete vastuvõtmist.

Kirjandus: 1 ja 42.

44 — 5. Pulssraadioside kasutamise perspektiive.

Pulssraadioside peamisteks paremusteks, võrreldes tavalise amplituudmoduleerimisega on: igasuguste amplituud-raadiohäirete ärastamise võimalus pulss-laiusmoduleeritud ja pulss-faasmoduleeritud saadete vastuvõtmisel ning mitme kanaliga raadioside kasutamise võimalus. Mõlemad nimetatud paremused on väga olulised, sest nende paremuste tõttu on võimalik vähendada raadiosaatjate võimsust, mis tunduvalt vähendab raadioside ekspluatatsiooni kulusid. Kuna mitme kanaliga raadiosides on vaja laia sagedusriba, siis on see praktikas rakendatav ainult ülilühilaineil.

Arvestades kasutatavaid sagedusalasid ja moduleerimise viisidest tingitud sagedusriba laiusi, võib teha järgmise kokkuvõtte: 1) amplituudmoduleerimine on asendamatu pikk-, kesk- ja lühilainealades, sest nendes sagedusalades teised moduleerimise viisid ei ole praktiliselt rakendatavad, 2) sagedusmoduleerimine annab paremaid tulemusi ülilühilaineil kuni minimaalse lainepikkuseni 30 cm, 3) alla 30 cm lainepikkustel annab parimaid tulemusi pulss-faasmoduleerimine.

Peale pulssraadioside kasutatakse pulsstehnikat raadiolokatsiooni seadistes, millede rakendusalade arv kiiresti suureneb, nii näiteks rakendatakse raadiolokatsiooni seadiseid juba ka meteoroloogiajaamades ja teistel teadusaladel.

Kirjandus: 1 ja 42.

45. peatükk.

RAADIOHÄIRED JA NENDE VÄHENDAMISE VÕIMALUSI.

45 — 1. Raadiohäirete üldkirjeldus ja liigid.

Raadiohäireteks nimetatakse üldiselt kõiki raadiovastuvõtjatesse sisenevaid ja nendes tekkivaid segavpingeid ning häireallikateks nende segavpingete tekitajaid. Vastavalt häireallikatele liigitatakse raadiohäired järgmiselt: atmosfäärilised, tööstuslikud, raadiosaatjate poolt tekitatavad ja raadiovastuvõtjates tekkivad raadiohäired.

Selleks, et raadiohäirete mõju raadiovastuvõtjates vähendada, on vaja teada, millise häire liigiga on tegemist ja kuidas satub see raadiovastuvõtjasse. Kui nimetatud andmed on teada, siis nendest lähtudes on sageli võimalik leida abinõusid raadiohäirete vähendamiseks.

Raadiohäirete kestusest ja nende poolt tekitatavate pingete kujust sõltuvalt jaotatakse need kahte rühma: sujuvhäired ja pulsshäired. Atmosfäärilised raadiohäired võivad olla kas sujuv- või pulsshäired. Tööstuslikud raadiohäired on tavaliselt pulsshäired. Raadiosaatjate poolt tekitatavad ja raadiovastuvõtjates tekkivad raadiohäired on tavaliselt sujuvhäired.

Kirjandus: 1.

45 — 2. Atmosfäärilised raadiohäired ja nende vähendamise võimalusi.

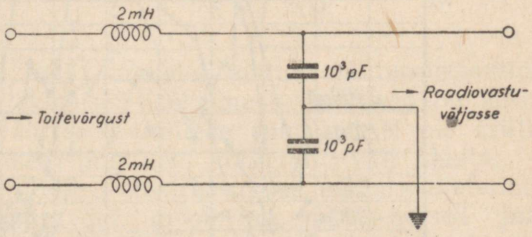
Atmosfäärilisi raadiohäireid põhjustavad väga mitmesugused loodusenähtused, nagu näiteks äikselahendused, rahesajud, liivatormid, päikeselaigud, virmalised jne. Ülikõrgsagedustel võivad põhjustada raadiohäireid veel kosmilised kiired. Atmosfäärilised raadiohäired sisenedes raadiovastuvõtjasse kuulduvad valjuhääldajas müradena, mis oma iseloomult võivad olla kas korrapäratud raginad, kahinad või üksikud tugevad raksatused. Atmosfääriliste häirete poolt tekitatavad mürad erinevad tunduvalt teiste raadiohäirete poolt tekitatavatest müradest. Raadiovastuvõtjatesse võivad atmosfäärilised raadiohäired pääseda neljal viisil: 1) vahetult raadiovastuvõtja kõrgsagedusvõimendajasse, juhul kui häireväli on küllalt tugev ja raadiovastuvõtja võnkeringid on varjestamata, 2) antenni kaudu, 3) maandusjuhtme kaudu ja 4) toitevõrgu juhtmete kaudu (võrgust toidetavates raadiovastuvõtjates).

Esimesena nimetatud vahetut häirevälja mõju on võimalik tunduvalt vähendada raadiovastuvõtja võnkeringide varjestamisega, mis tegelikult on kõigis kaasaegsetes vastuvõtjates ka läbi viidud.

Enamasti sisenevad atmosfäärilised raadiohäired vastuvõtjasse antenni kaudu, mispuhul nende vähendamine on eriti raske.

Häirete sisenemisel maandusjuhtme kaudu on neid võimalik tunduvalt vähendada, kui maandusjuhtmesse üsna vastuvõtja ligidale asetada kõrgsagedus-paispool. Selle paispooli tõkestusala peab algama raadiovastuvõtja sagedusala kõige madalamast sagedusest.

Toitevõrgu juhtmete kaudu sisenevaid häireid on võimalik vähendada vastuvõtja toitejuhtmesse ühendatava kõrgsagedusfiltriga, mille põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 45 — 1.



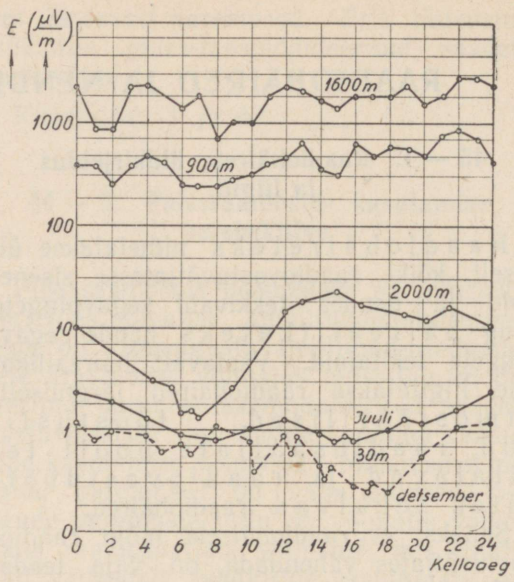
Joonis 45 — 1. Raadiovastuvõtja toitejuhtmesse asetatava raadiohäirete vähendamise filtri põhimõtteline skeem.

Tähtsamaks ja peamiseks atmosfääriliste häirete tekitajaks on äikselahendused. Nõukogude teadlaste L. I. Mandelstami ja N. D. Papaleksi uurimuste põhjal on kindlaks tehtud, et maakera atmosfääris tekib ligikaudu sada äikselahendust sekundis. Atmosfääriliste raadiohäirete

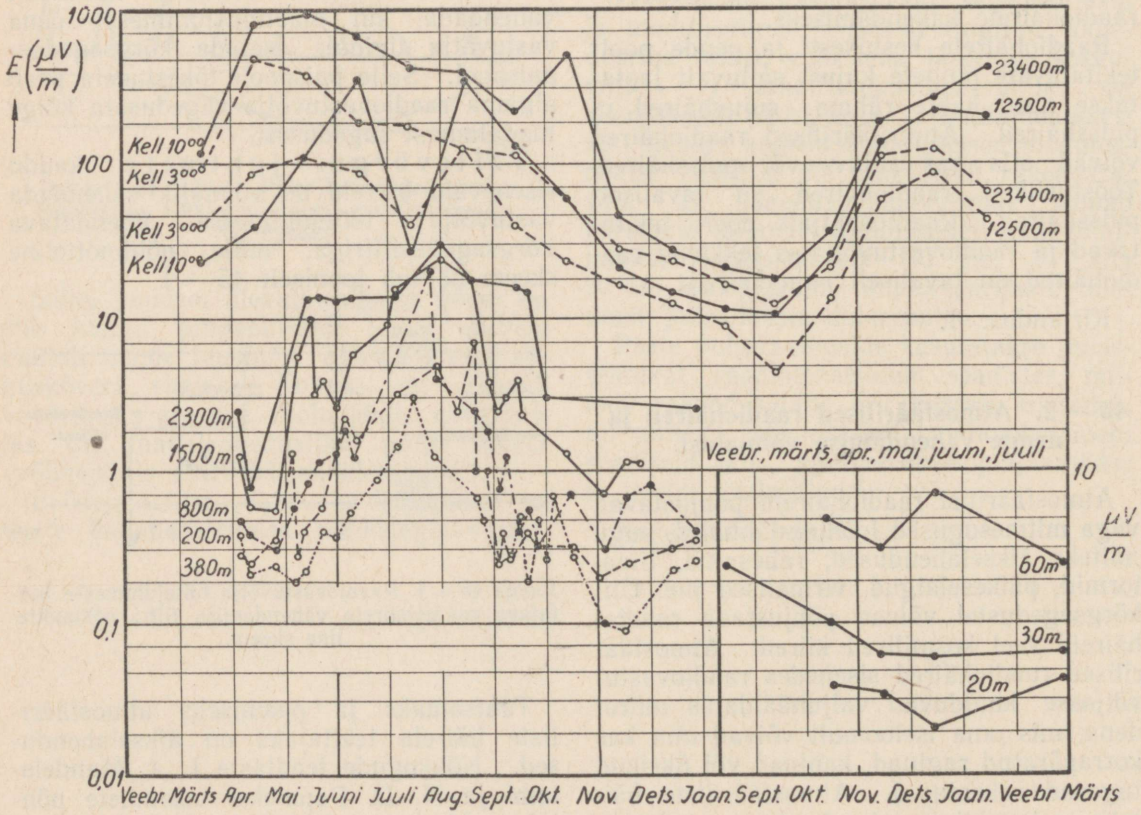
elektrivälja tugevus on suurim pikkadel raadiolainetel ja väheneb raadiolainete lühenemisega. Samuti muutub atmosfääriliste raadiohäirete elektrivälja tugevus ööpäeva kestel, aasta kestel ja sõltuvalt päikeselaikude arvust ka aastate kestel. Jooniselt 45 — 2, 45 — 3 ja 45 — 4 nähtuvad atmosfääriliste raadiohäirete elektrivälja tugevuste kõverad.

Atmosfääriliste raadiohäirete elektrivälja tugevused sõltuvad ka raadiovastuvõtja asukohast. Euroopas on atmosfääriliste raadiohäirete elektrivälja tugevus maksimaalne Musta mere ja Vahemere rannikuil.

Peale selle on tähele pandud, et atmosfäärilised häired suurenevad nähtavuse piirkonna suurenemisega, õhuniiskuse vähenemisega, tuule kiiruse suurenemisega ja äiksepilvede tekkimisega ning vähenevad pilvituse suurenemisega ja udu tekkimisega.

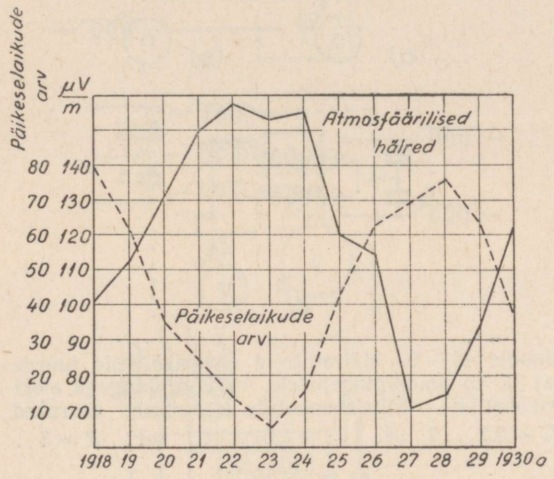


Joonis 45 — 2. Atmosfääriliste raadiohäirete elektriväljatugevused sõltuvalt kellaajast ööpäeva kestel.



Joonis 45 — 3. Atmosfääriliste raadiohäirete elektriväljatugevused sõltuvalt kellaajast ja lainepikkusest aasta kestel.

Atmosfääriliste raadiohäirete vähendamine on võimalik sagedusmoduleeritud ja pulssmoduleeritud saadete vastuvõtul, millede kirjeldus leidub peatükkides 42 ja 44.



Joonis 45 — 4. Atmosfääriliste raadiohäirete elektriväljatugevused sõltuvalt päikeselaikude arvust (aastate kestel).

Amplituudmoduleeritud saadete vastuvõtul on atmosfääriliste raadiohäirete toimet raske vähendada. Mõningal määral on nende vähendamine võimalik suundantennide rakendamisega ja vastuvõtja selektiivsuse suurendamisega.

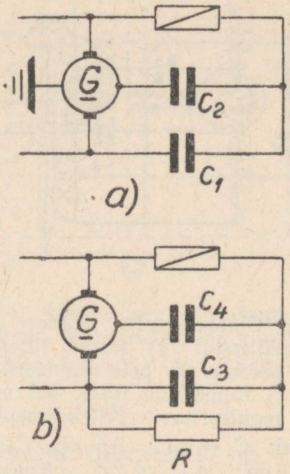
Kirjandus: 1 ja 39.

45 — 3. Tööstuslikud raadiohäired ja nende vähendamise võimalusi.

Tööstuslikke raadiohäireid põhjustavad elektriseadmetes ja -masinates tekkivad järsud ja suhteliselt suured voolu- ja pingemuutused, mille tulemusena nendes arenevad kujunemistoimused. Sellisteks tööstuslikkude raadiohäirete tekitajateks on näiteks: elektrimootorid (välja arvatud lühisrootoriga asünkroonmootorid), generaatorid, elektriraudteed, trammid, trollibused, elektritõstukid, elektrikeevituse seadmed, elektriravi seadmed, automaattelefonid, elektrikõlistid, plahvatusmootorite süüteseadmed, elektriseadmed halbade kontaktühendustega jne.

Tööstuslikud raadiohäired võivad raadiovastuvõtjasse siseneda antenni kaudu või võrgust toidetavatesse raadiovastuvõtjatesse ka toitejuhtmete kaudu.

Tööstuslike raadiohäirete vähendamine on kõige lihtsam nende tekitaja juures. Selleks tuleb raadiohäireid tekitav seade varustada madalläbistusfiltriga, mis tõkestaks raadiohäirete levimist elektriliinidesse. Joonistelt 45 — 5 kuni 45 — 15 nähtuvad mõnede elektriseadmete külge ühendatud raadiohäirete vähendamise filtrite põhimõttelised skeemid ja filtrite põhilised iseloomustussuurused.



Joonis 45 — 5. Alalisvoolu mootorite juures kasutatavaid häirefiltreid: a) mootor võimsusega kuni 1 kW, b) mootor võimsusega üle 1 kW. Filtrielementide elektrilised suurused: C_1, $C_4 = 0{,}5 \ldots 1$ μF, $C_2 = 0{,}05 \ldots 0{,}5$ μF, $C_3 = 1 \ldots 2$ μF, $R = 1$ MΩ.

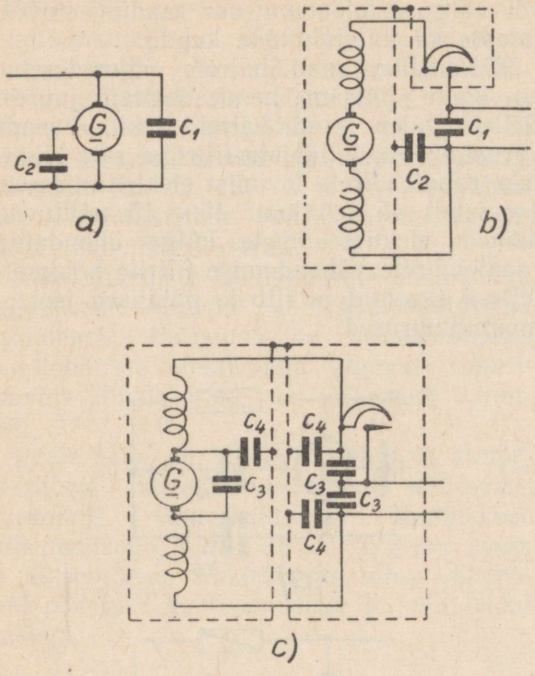
Neil joonistel antud lülituselementide elektrilised iseloomustussuurused on keskväärtused, millede suurused ei ole kriitilised ning neid võib tunduvalt muuta.

Mõned elektriseadmed, näiteks diatermia aparaadid, mootorite süüteseadised jne. tuleb täielikult varjestada ja toitejuhtmed varustada filtritega.

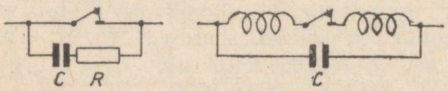
Mootorite süüteseadised tekitavad raadiohäireid peamiselt lühi- ja ülilühilaineil.

Tööstuslikke raadiohäireid on võimalik teataval määral vähendada ka raadiovastuvõtja juures. Selleks tuleb võrgust toidetava raadiovastuvõtja toitejuhe varustada häirefiltriga, mille skeem on toodud joonisel 45 — 1.

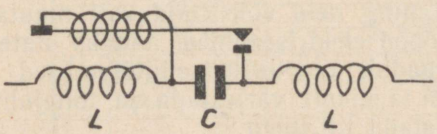
Tööstuslike raadiohäirete levimise kõrgus sõltub nende tekitaja häirevälja tuge-



Joonis 45 — 6. Õmblusmasina mootori juures kasutatavaid häirefiltreid: a) lihtne filter mootorite juures, mille pöörete arv pole reguleeritav, b) lihtne filter ja c) täiuslikum filter, kui mootori pöörete arv on reguleeritav. Filtrielementide elektrilised suurused: $C_1 = 0{,}1 \ldots 0{,}5$ μF, $C_2 = 0{,}005$ μF, $C_3 = 0{,}02 \ldots 0{,}1$ μF, $C_4 = 0{,}003$ μF.

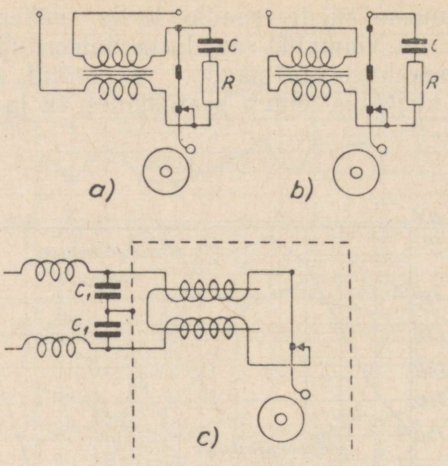


Joonis 45 — 7. Häirefiltreid igat liiki lülitite juurde. Filtrielementide elektrilised suurused: $C = 0{,}1 \ldots 2$ μF, $R = 5 \ldots 100$ Ω.

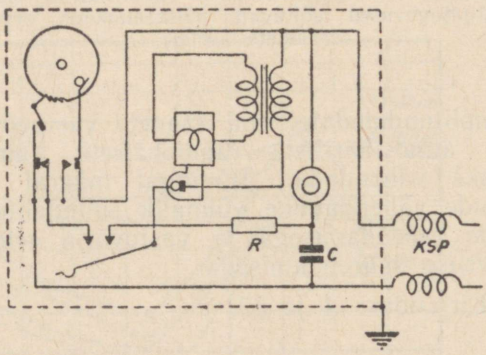


Joonis 45 — 8. Häirefilter bimetall-lüliti juurde. Filtrielementide elektrilised suurused: $C = 0{,}05 \ldots 0{,}5$ μF, $L = 0{,}1 \ldots 1$ mH.

vusest. Keskmiselt võib häirevälja kõrguse tasemeks arvestada 3 kuni 5 m üle ehitiste kõrguse üldise taseme. Seetõttu on võimalik tööstuslikke raadiohäireid tunduvalt vähendada, kui vastuvõtuantenn



Joonis 45 — 9. Häirefiltreid elektrikõlistite juurde: a) ja b) madalpingelistele, c) võrgupingega elektrikõlistitele. Filtrielementide elektrilised suurused: $C = 0{,}2 \ldots 2$ μF, $C_1 = 0{,}01 \ldots 0{,}1$ μF, $R = 5 \ldots 100$ Ω.



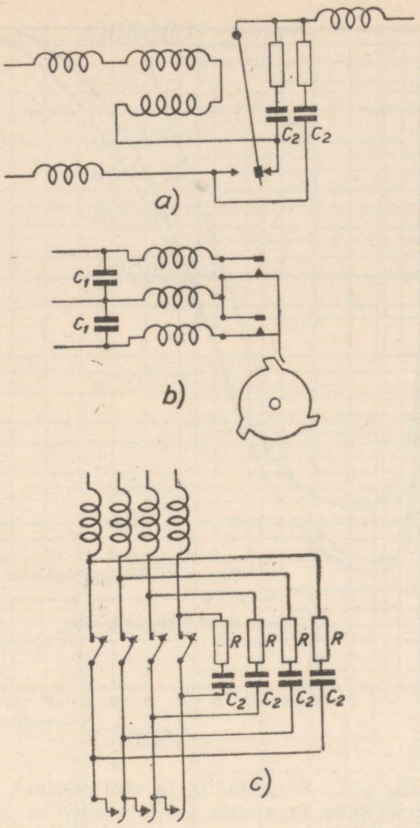
Joonis 45 — 10. Häirefilter automaattelefoni juurde. Filtrielementide elektrilised suurused: $C = 1$ μF, $R = 100$ Ω.

asetada 3 kuni 5 m üldisest ehitiste kõrguse tasemest kõrgemale ning antenni sisendusjuhe varjestada või valmistada sümmeetrilise toiteliinina.

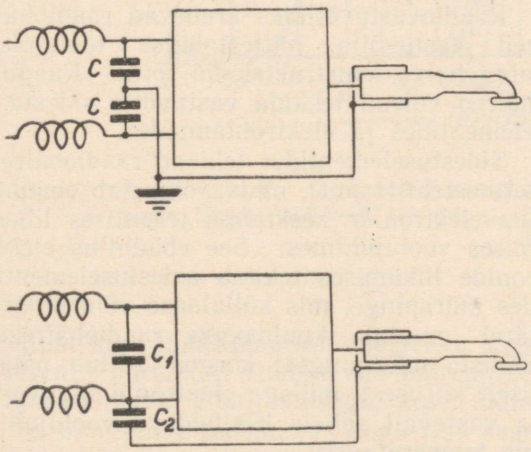
Kirjandus: 1, 2 ja 38.

45 — 4. Raadiosaatjate poolt tekitatavad raadiohäired ja nende vähendamise võimalusi.

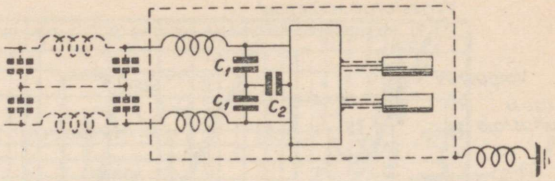
Raadiosaatjate poolt tekitatavad raadiohäired sõltuvad saatjate moduleeritud kandevsageduste ribalaiustest, moduleerimise sügavusest, vastuvõtukohas tekitata-



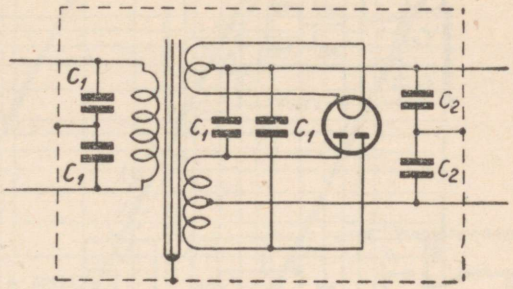
Joonis 45 — 11. Häirefiltreid elektervalgustusseadmete juurde, nagu trepikoja automaadid, reklaamvalgustuse lülitid jms. Filtrielementide elektrilised suurused: $C_1 = 0{,}1 \ldots 1\ \mu F$, $C_2 = 1\ \mu F$, $R = 5\ \Omega$.



Joonis 45 — 12. Häirefiltreid kõrgsagedus-raviseadmeile. Filtrielementide elektrilised suurused: $C = 0{,}1 \ldots 0{,}5\ \mu F$, $C_1 = 0{,}1 \ldots 0{,}5\ \mu F$, $C_2 = 0{,}005\ \mu F$.



Joonis 45 — 13. Häirefilter diatermia raviaparaadile. Filtrielementide elektrilised suurused: $C_1 = 1\ \mu F$, $C_2 = 0{,}005\ \mu F$.



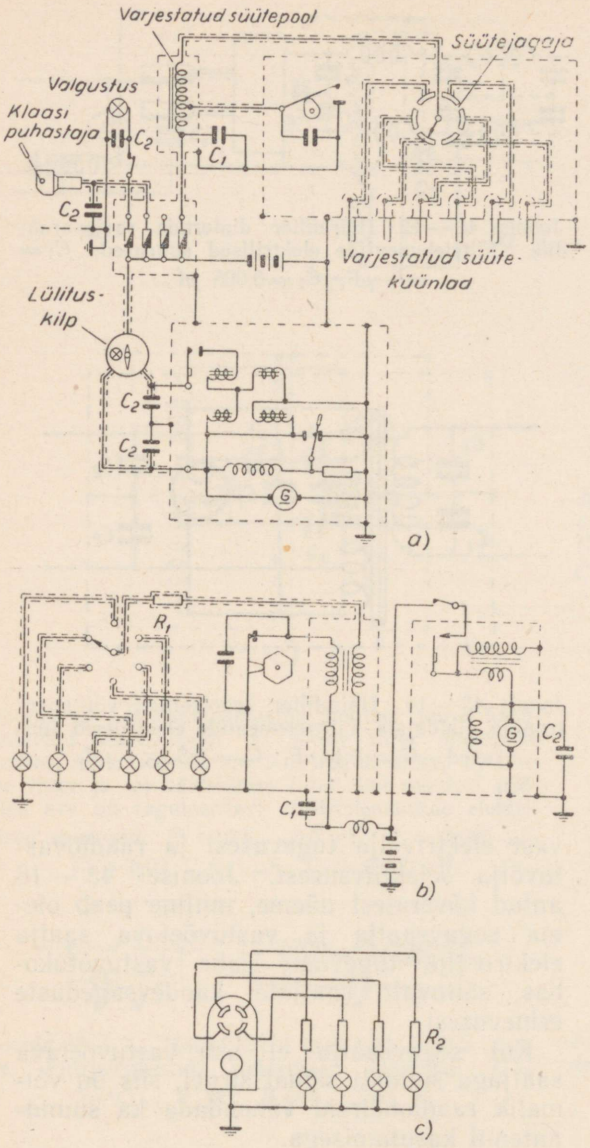
Joonis 45 — 14. Häirefilter kenotroniga või gasotroniga alaldajale. Filtrielementide elektrilised suurused: $C_1 = 0{,}1\ \mu F$, $C_2 = 0{,}5 \ldots 4\ \mu F$.

vast elektrivälja tugevusest ja raadiovastuvõtja selektiivsusest. Joonisel 45 — 16 antud kõveratest näeme, milline peab olema segavsaatja ja vastuvõetava saatja elektrivälja tugevuste suhe vastuvõtukohas, sõltuvalt saatjate kandevsageduste erinevusest.

Kui segavsaatja ei asu vastuvõetava saatjaga suunalt samal sirgel, siis on võimalik raadiohäireid vähendada ka suundantenni kasutamisega.

Raadiosaatjate poolt võivad areneda raadiohäired ka Gorki-efekti toimel. Selliseid raadiohäireid põhjustavad teatavasti suure võimsusega pikklainesaatjad kesklaine saatjate saadete vastuvõtul. Gorki-efekti toimel arenevaid raadiohäireid ärastada ei saa.

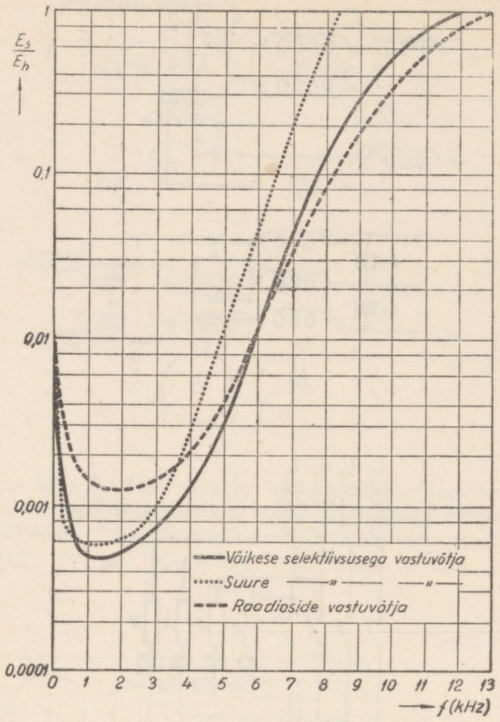
Superheterodüün-raadiovastuvõtjates tekitavad raadiohäireid peegelsagedustel töötavad raadiosaatjad, mille mõju vähendamiseks superheterodüün-vastuvõtjates tõstetakse vahesagedust, suurendatakse sisendvõnkeringide selektiivsust, asetatakse selektiivsuse suurendamiseks segustusastme ette kõrgsagedusvõimendaja ning



Joonis 45 — 15. Auto elektriseadme häirefiltreid: a) täielikule elektriseadmele, b) patarei süüteseadmele, c) magneto süüteseadmele. Filtrielementide elektrilised suurused: $R_1 = 0{,}1$ MΩ, $R_2 = 0{,}01 \ldots 0{,}1$ MΩ, $C_1 = 1$ μF, $C_2 = 0{,}1$ μF.

kasutatakse peegelsagedustele häälestatud filtreid. Vahesageduse valiku ja peegelsageduste mõju vähendamise võimalusi kirjeldati lähemalt peatükis 39.

Kirjandus: 1, 2 ja 38.



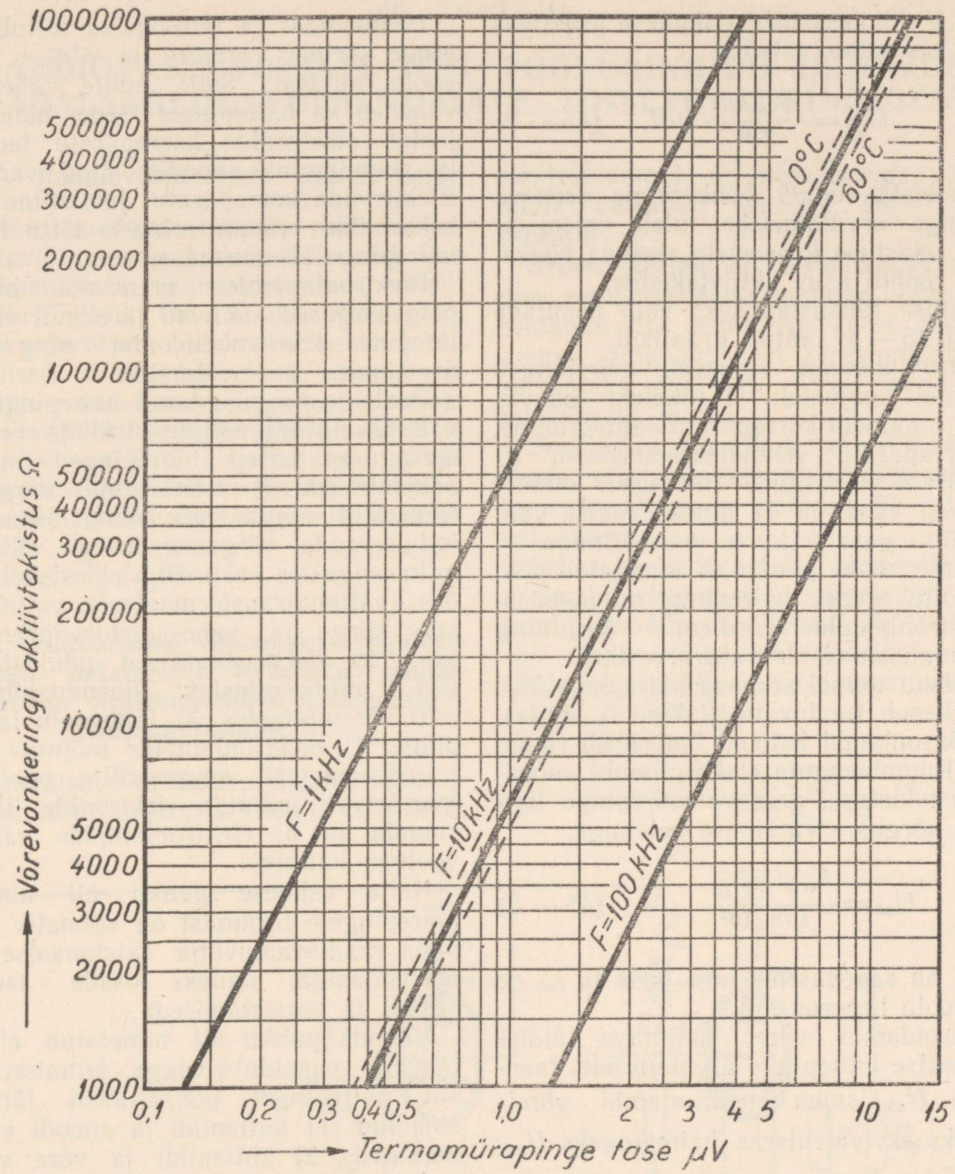
Joonis 45 — 16. Segavsaatja ja vastuvõetava saatja elektriväljade tugevuste suhe, vastuvõtu asukohas, sõltuvalt saatjate kandevsageduste erinevustest.

45 — 5. Raadiovastuvõtjates arenevad ja neist põhjustatud raadiohäired.

Raadiovastuvõtjates arenevad raadiohäired vastuvõtja mittestabiilse töötamise ning halva konstruktsiooni tõttu. Raadiohäired võivad tekkida vastuvõtja sidestuselementides ja elektronlampides.

Sidestuselementides tekivad raadiohäired termoefekti toimel, mida põhjustab ebaühtlus elektronide keskmises termilises liikumises voolujuhtmes. See ebaühtlus elektronide liikumises tekitab sidestuselementides mürapinge, mis küllaldase võimenduse järel muutub kuuldavaks raadiohäireks. Selliste mürapingete kõrgus sõltub põhiliselt kiirusest, millega elektronid liiguvad, ja vastavalt sellele käsiteldava voolujuhtme temperatuurist.

Termoefektist põhjustatud häirepinge pole keskendatud ühelegi sagedusele, vaid ta haarab ühtlaselt kõik sagedused alates



Joonis 45 — 17. Termoefekti toimel elektronlambi võrevooluringis areneva häirepinge kõrgus sõltuvalt takistusest, temperatuurist ja võimendatava sagedusriba laiusest.

nullist kuni maksimaalselt mõeldava sageduseni. Järelikult suurenevad häirepinged võimendatava riba laiusega, sest üldine riba häirepinge moodustub kogu riba sageduste häirepingete summast.

Võrevooluringis termoefekti toimel areneva häirepinge kõrgus on arvutatav valemiga:

$$U_{gh} = 2\sqrt{kT_aR\Delta F}\ \text{V}, \quad (45-1)$$

kus k on Boltzmani tegur, mille arvväärtus on $k = 1{,}37 \cdot 10^{-23}$ ergi/kraadile, T_a on sidestuselemendi absoluutne temperatuur ja R on võrevooluringi takistus oomides.

Valides U_{gh} mikrovoltides, $T_a = 300°\,K = +27°$ C, R oomides ja sagedusriba

laiuse ΔF kilohertsides, saadakse praktikas sageli kasutatav valem:

$$U_{gh} = \frac{\sqrt{\Delta FR}}{250} \ \mu V. \quad (45-2)$$

Termoefekti toimel võnkeringis areneva häirepinge arvutamiseks tuleb valemisse 45 — 2 takistuse R asemele asetada võnkeringile rööbiti asuv aktiivtakistus.

Arvutuse lihtsustamiseks võib kasutada joonisel 45 — 17 antud graafikut.

Elektronlampides arenevad häirepinged järgmistel põhjustel: 1) tilkefekt (haavlefekt) — katoodi korrapäratu emiteerimine, 2) korrapäratu sekundaaremissioon, 3) korrapäratu elektronide liikumine katoodi ja anoodi vahel ja 4) mitte-ideaalse vaakumi tõttu gaasijäätmete ioniseerimine.

Viimase kolme punkti all nimetatud põhjuste tõttu arenev häirepinge on moodsatel elektronlampidel võrdlemisi väike ning seda tavaliselt ei ole vaja arvestada.

Tilkefekti toimel areneva häirepinge kõrgus väheneb tunduvalt (2 kuni 5 korda), kui elektronlambi katoodi ümbritseb ruumlaeng. Ruumlaenguta elektronlambi anoodkoormustakistusel areneva häirepinge ligikaudne kõrgus arvutatakse valemiga:

$$U_{ah} = \frac{R_a \sqrt{\Delta F I_{a0}}}{1{,}78 \cdot 10^3} \ \mu V, \quad (45-3)$$

kus ΔF on sagedusriba laius kHz ja I_{a0} on anoodvoolu tugevus mA.

Elektronlambi võret mõjutava üldise ekvivalentse häirepinge arvutamiseks taandatakse U_{ah} sama elektronlambi võrele mõjuvaks ekvivalentseks häirepingeks U'_{gh};

$$U'_{gh} = \frac{U_{ah}}{K} \ \mu V, \quad (45-4)$$

kus K on sama astme võimendus.

Järelikult on elektronlambi võre summaarne ekvivalentne häirepinge arvutatav valemiga:

$$U_{ge} = \sqrt{U_{gh}^2 + U_{gh}'^2} \ \mu V. \quad (45-5)$$

Elektronlampides areneva häirepinge kõrgus ei sõltu sagedusest, samuti kui ei sõltu sagedusest termoefekti toimel areneva häirepinge kõrgus.

Pentoodides ja tetroodides sõltub häirepinge kõrgus varivõre ja üldise katoodvoolu suhtest. Selle suhte vähenemisel väheneb ka häirepinge. Seda nähet põhjustab elektronide korrapäratu jaotumine ja suundumine anoodile ning varivõrele. Elektronide korrapäratu jaotumine tingib heksoodides võrede rohkuse tõttu tunduva häirepinge kõrgenemise.

Elektronlampides arenevate häirepingete kõrgused sõltuvad järelikult elektronlampide konstruktsioonist ning nende ärastamine ei ole võimalik.

Peale eespoolnimetatud häirepingete võivad raadiovastuvõtjates tekkida veel mitmesugused teised häirepinged, milliseid põhjustavad: 1) toiteseadme võrgutransformaatori magnetväli, mille toimel võib indutseeruda võrgusagedusega häirepinge mitmesugustes vastuvõtja sidestuselementides (väljandtransformaatoris, valjuhääldajas, kõrg- ja vahesagedusvõnkeringides jne.), 2) elektrostaatilised induktsioonpinged mitmesugustes ühendusjuhtmetes, eriti võrejuhtmetes, 3) toitevoolu lainesuspinge, 4) elektronlampide mõjutus võrgutransformaatori magnetvälja poolt, sest magnetväli mõjutab elektronide liikumise suunda ja 5) elektronlampide vahelduvvooluga kütmine.

Nelja esimese punkti all nimetatud häirepingete tekkimist on võimalik kõrvaldada raadiovastuvõtja ratsionaalse konstruktsiooniga, näiteks osade asetusega šassiil ja varjestamisega.

Viienda punkti all nimetatud elektronlampide vahelduvvooluga kütmisel tekkivat häirepinget põhjustavad järgmised asjaolud: 1) kütteniidi ja anoodi vaheline mahtuvus, 2) kütteniidi ja võre vahelise isolatsiooni juhtivus, 3) kütteniidi ja võre vaheline mahtuvus, 4) kütteniidist tekkiv emissioonvool võrele, 5) kütteniidi ja katoodi vahelise isolatsiooni juhtivus, 6) katoodist tekkiv emissioonvool kütteniidile ja 7) kütteniidist emissioonvoolu tekkimine katoodile.

Eelnimetatud häirepingete tekkimise põhjused ei ole ärastatavad, vaid on elektronlampide konstruktsiooni puudused.

Andmed ringhäälingu vastuvõtjates lubatavate endamüra tasemete kohta on antud peatükis 40.

Kirjandus: 1, 2 ja 38.

46. peatükk.

RAADIOVASTUVÕTJATE TOITEVOOLURINGIDE ERINEVUSI MADALSAGEDUSVÕIMENDAJATE TOITEVOOLURINGIDEST.

46 — 1. Raadiovastuvõtjate toitmisviisid.

Raadiovastuvõtjate toitmine võib toimuda sõltuvalt nende konstruktsioonist kas kuivelementidest, akumulaatoritest, vahelduvvooluvõrgust või alalisvooluvõrgust. Raadiovastuvõtjate toitevooluringide kohta on üldiselt kehtiv käesoleva teose I osa 5. peatükis antud madalsagedusvõimendajate toitevooluringide kirjeldus. Seetõttu käesolevas peatükis kirjeldatakse ainult raadiovastuvõtjate toitevooluringide erinevusi madalsagedusvõimendajate toitevooluringidest.

Kirjandus: 1 ja 38.

46 — 2. Automaatse võimenduse reguleerseadisega patareidest toidetava raadiovastuvõtja elektronlampide automaatne eelpingestamine.

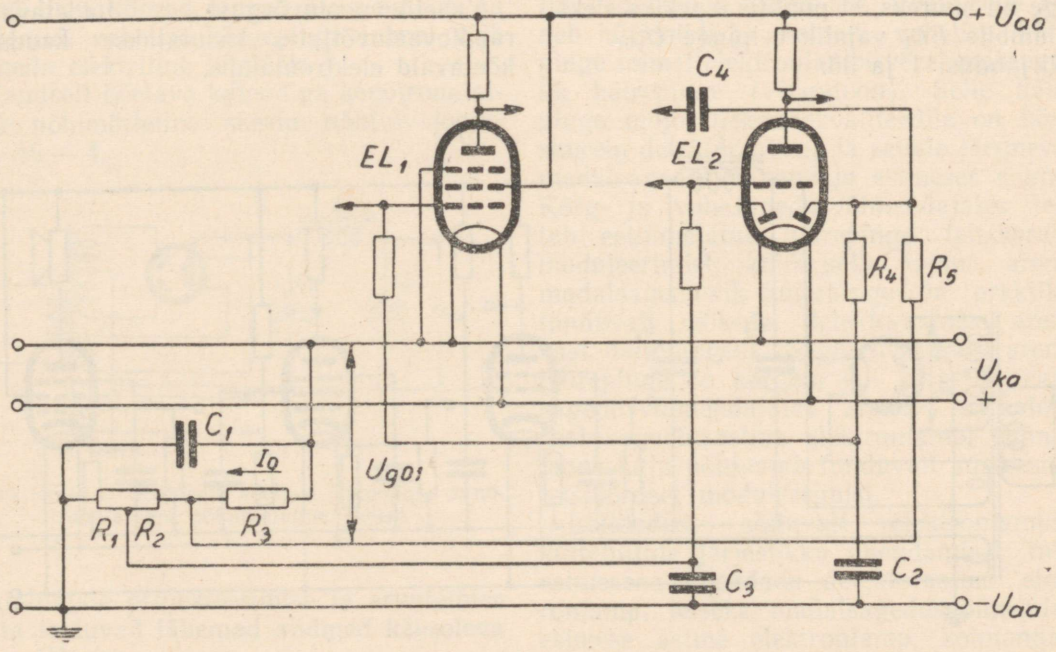
Automaatse võimenduse reguleerseadisega patareidest toidetavas raadiovastuvõtjas elektronlampide eelpingestamine võib toimuda vastavalt joonisel 46 — 1 antud skeemile.

Selles skeemis on automaatse võimenduse reguleerseadise eelpinge võrdne elektronlambi EL_1 eelpingega, sest takistil R_3 arenev pingelang on elektronlambi EL_1 eelpingeks, mis selle võrele kandub läbi takistite R_5 ja R_4.

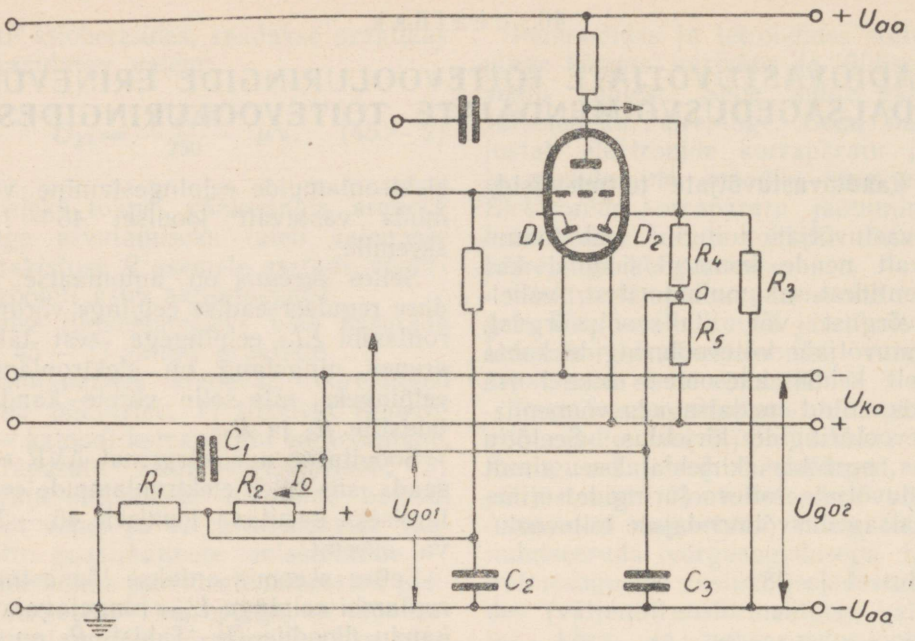
Soovitakse aga kõrgemat AVR eelpinget saada, siis tuleb elektronlampide eelpingestamiseks kasutada jooniselt 46 — 2 nähtuvat skeemi.

Selles skeemis antakse lõppastme elektronlambi eelpinge U_{g02} pingejagaja $R_3R_4R_5$ kaudu dioodile D_2. Takisti R_5 on ühendatud küttevooluallika positiivse juhtme külge ning sellega on D_2 negatiivne pinge arvutatav valemiga:

$$U_{D02} = \frac{(R_4 + R_5)(U_{g02} + U_{ka})}{R_3 + R_4 + R_5} \text{ V},$$



Joonis 46 — 1. Automaatse võimenduse reguleerseadisega patareidest toidetava raadiovastuvõtja elektronlampide eelpingestamise skeem.



Joonis 46 — 2. Automaatse võimenduse reguleerseadisega patareidest toidetava raadiovastuvõtja elektronlampide eelpingestamise skeem, juhul kui AVR eelpinge on suurem EL_1 eelpingest.

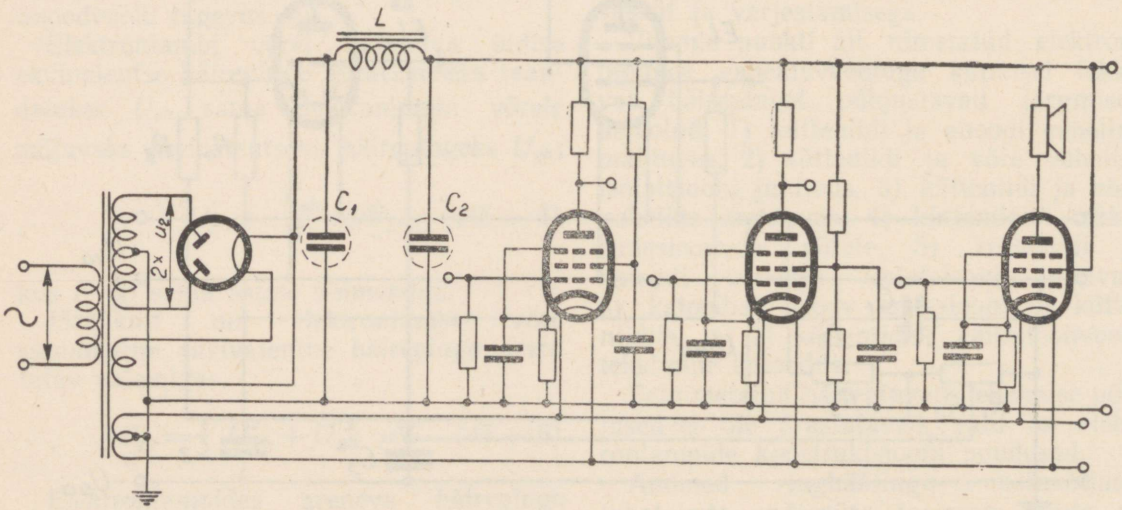
kus U_{ka} on elektronlampide küttepinge kõrgus.

Pingejagajaga R_4R_5 vähendatakse D_2 pinge nii suureks, et punktis a tekiks elektronlambile EL_1 vajalik eelpinge U_{g01}.

Kirjandus: 1 ja 38.

46 — 3. Raadiovastuvõtjate toitmine vahelduvvooluvõrgust.

Vahelduvvooluvõrgust toidetavates raadiovastuvõtjates kasutatakse kaudselt köetavaid elektronlampe.



Joonis 46 — 3. Vahelduvvooluvõrgust toidetava raadiovastuvõtja toitevooluringide põhimõtteline skeem.

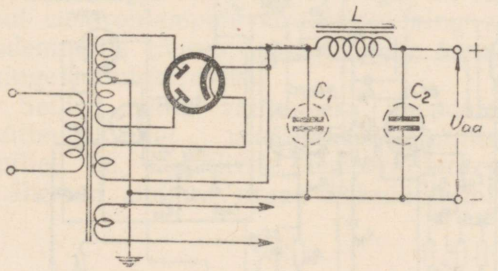
Elektronlambid valitakse tavaliselt võrdse küttepingega, sest siis saab nende kütteniidid ühendada rööbiti ja neid on võimalik toita alaldaja transformaatori ühest küttemähisest.

Vahelduvvooluvõrgust toidetava raadiovastuvõtja toitevooluringide põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 46 — 3.

Kui raadiovastuvõtja lõppastmes kasutatakse vahetult köetavat elektronlampi, siis on seda elektronlampi vaja toita eraldi küttemähisest, mis võimaldab talle anda automaatset võre-eelpinget.

Raadiovastuvõtja elektronlampide anoodpinged saadakse vastavast alaldajast. Selles alaldajas kasutatakse suunajaks tavaliselt vahetult või kaudselt köetava katoodiga kenotrone, odavamates vastuvõtjates ka seleen- või vaskoksüüdsuunajaid. Kaudselt köetavaid kenotrone tuleb eelistada vahetult köetavatele, sest esimeste rakendamisel ei teki alaldajas liigpinget seni, kuni vastuvõtulampides pole arenenud normaal-emissioonvool. Vahetult köetava kenotroniga alaldajas arenev liigpinge põhjustab sageli kondensaatorite läbilööki. Kenotroni köetakse eraldi küttemähisest, sest raadiovastuvõtja elektronlampidega ühise küttemähise kasutamisel arenevad elektronlampide katoodide ja kütteniitide vahel liiga kõrged pinged ning katoodi ja kütteniidi vahelise kõrgepinge toimel võib areneda elektriline läbilöök.

Kaudselt köetava katoodiga kenotronalaldaja põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 46 — 4.



Joonis 46 — 4. Kaudselt köetava katoodiga kenotronalaldaja põhimõtteline skeem.

Alaldajate projekteerimise ja arvutamise kohta leiduvad lähemad andmed käesoleva teose III osas.

Kirjandus: 1 ja 38.

46 — 4. Raadiovastuvõtjate toitmine vahelduv- ja alalisvooluvõrgust (universaaltoide).

Vahelduv- ja alalisvooluvõrgust toidetavates raadiovastuvõtjates on elektronlampide kütteniidid ühendatud järjestikku ning puudub ka alaldaja-transformaator.

Elektronlampide järjestikusel ühendamisel peavad nende küttevoolude tugevused omavahel võrduma ning katoodid peavad olema kaudselt köetavad. Raadiovastuvõtja elektronlampide küttevooluringi järjestikku on ühendatud veel skaalalambid ning paremates vastuvõtjates voolutugevuse stabiliseerimiseks ka raud-vesiniktermister ja uraan-dioksüüdtermister. Raud-vesiniktermisteri ja uraan-dioksüüdtermisteri asemel kasutatakse odavamates vastuvõtjates sageli traattakistit. Raud-vesiniktermisteril ja uraan-dioksüüdtermisteril või traattakistil arenev pingelang ja kõikide elektronlampide ning skaalalampide küttepingete summa peab võrduma toitevõrgu pingega. Niisuguse küttevooluringi puhul elektronlampide kütteniitide ja katoodide vahel on seda kõrgem pinge, mida kaugemal need asuvad küttevooluringi algusest. Seetõttu peab järjestikku köetavate elektronlampide kütteniitide ja katoodide vaheline isolatsioon olema hea. Peale selle areneb kütteniidi ja katoodi vahelise kõrge pinge toimel elektronlambi võrel mahtuvuslik häirepinge (võrgutoon). Selle häirepinge mõju ülekandekvaliteedile on kõige suurem detektorastmes ja sellele järgnevalt madalsagedusvõimendaja esimeses astmes. Kõrg- ja vahesagedusvõimendajates tekitab eelnimetatud häirepinge teistkordset moduleerimist, kuid selle toimel arenev madalsageduslik häirepinge on praktikas tunduvalt väiksem detektorastmes arenevast häirepingest. Segustusastmes arenev häirepinge on kõrgem kui kõrg- ja vahesagedusvõimendajates arenev häirepinge, sest segustusastme elektronlambi tunnusjoone kuju põhjustab tunduvalt sügavamat teistkordset moduleerimist.

Eeltoodust sõltuvalt elektronlampide kütteniitide järjestikku ühendamisel tuleb esimesena ühendada detektorastme elektronlamp, teiseks madalsagedusvõimendaja esimese astme elektronlamp, kolmandaks sagedusmuundaja elektronlamp, sellele järgnevalt kõrg- ja vahesagedusvõimenda-

jate elektronlambid, siis madalsagedusvõimendaja lõpplamp ja viimaseks kenotron, millele järgnevad skaalalambid ja termisterid või takisti.

Anood- ja varivõrepingete saamiseks kasutatakse pooltsüklialaldajat, nii nagu nähtub joonisel 46 — 5 antud raadiovastuvõtja „МОСКВИЧ" teoreetilisest skeemist.

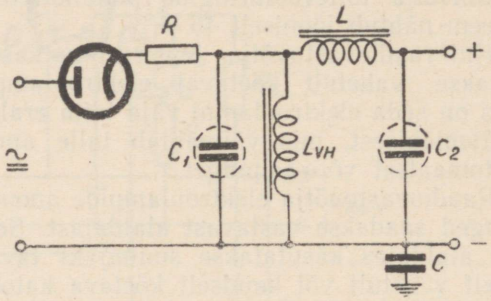
Ainult alalisvooluvõrgust toidetavas raadiovastuvõtjas kenotroni vaja ei ole, kuid siis filterkondensaatoriteks elektrolüütkondensaatoreid ei saa kasutada, sest neid ei tohi vastupidiselt pingestada. Alalisvooluvõrgust toitmisel vastuvõtja võrgupistiku asetamisel toitevõrgu pistikupesasse juhtub aga sageli ebaõige polaarsusega ühendus ning siis kenotroni puudumise korral rikneksid elektrolüütkondensaatorid.

Vahelduv- ja alalisvooluvõrgust toidetavas raadiovastuvõtjas aga sobivad filterkondensaatoriteks elektrolüütkondensaatorid, sest suunaja tõkestab neid vastupidiselt pingestamast.

Juhul kui vahelduv- ja alalisvooluvõrgust toidetavas raadiovastuvõtjas kasutatakse elektrodünaamilist valjuhääldajat, siis selle ergutusmähis ühendatakse rööbiti esimese filterkondensaatoriga (joonis 46 — 6).

Sel juhul tuleb aga suunaja valikul võtta arvesse ka valjuhääldaja ergutusvoolu tugevus.

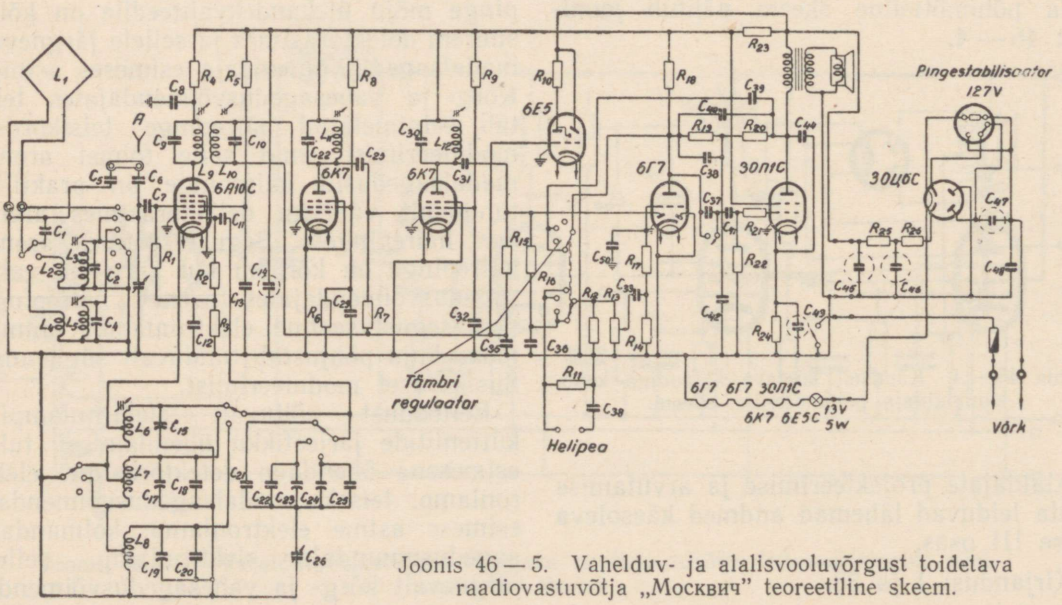
Filtri paispooli aktiivtakistus peab olema võimalikult väike, sest vastasel korral tekib filtris suur pingelang ja elektronlambid saavad liiga madalat anoodpinget.



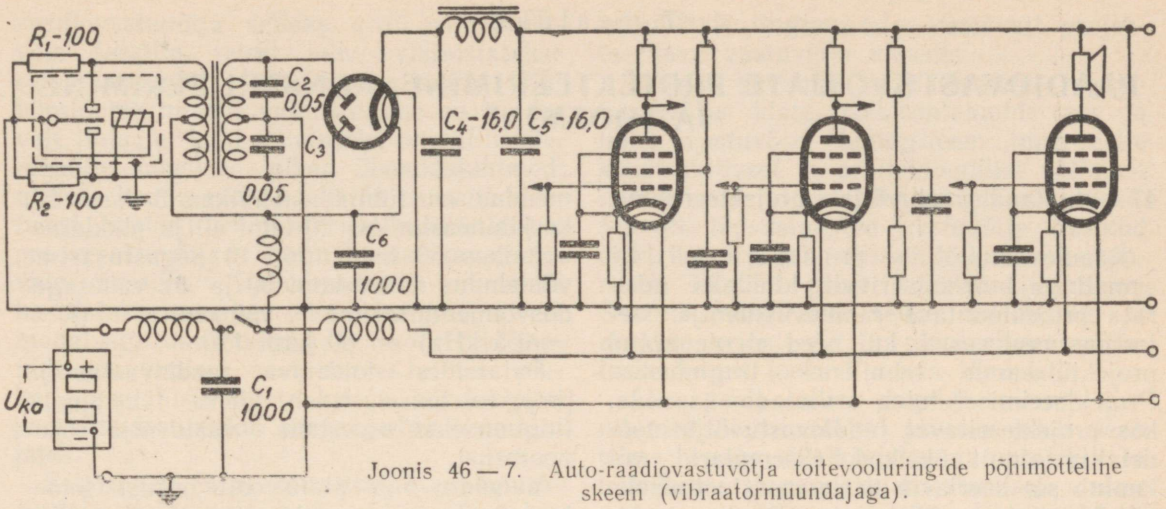
Joonis 46 — 6. Elektrodünaamilise valjuhääldaja ergutusmähise ühendamise põhimõtteline skeem, vahelduv- ja alalisvooluvõrgust toidetavas raadiovastuvõtjas.

Ülalpool nimetatud raudvesinik- ja uraan-dioksüüdtermisterid on küttevooluringis vajalikud toitevooluvõrgu pinge muutuste toimel arenevate voolutugevuste muutuste tasakaalustamiseks ning vastuvõtja pingestamisel tekkiva voolutõuke vähendamiseks.

Vahelduv- ja alalisvooluvõrgust toidetavates raadiovastuvõtjates, toitevooluvõrgu



Joonis 46 — 5. Vahelduv- ja alalisvooluvõrgust toidetava raadiovastuvõtja „Москвич" teoreetiline skeem.



Joonis 46 — 7. Auto-raadiovastuvõtja toitevooluringide põhimõtteline skeem (vibraatormuundajaga).

alapinge puhul, võib kenotroni alaküte toimel rikneda selle katood.

Toitevõrgupinge muutuse kahjulikkuse vähendamiseks ühendatakse küttevooluringi raud-vesiniktermister, mille kohta leidub lähem kirjeldus käesoleva teose III osas.

Vahelduv- ja alalisvooluvõrgust toidetava raadiovastuvõtja töösse rakendamise hetkel selle küttevooluringis areneb nimivoolust kuni 13 korda tugevam vool, sest elektronlampide kütteniitide takistused külmalt on tunduvalt väiksemad. Vastuvõtja töösse rakendamisel areneva voolupulsi toimel esmajärjekorras põlevad läbi skaalalambid, millega katkeb küttevooluring ning vastuvõtja lakkab töötamast. Skaalalampide läbipõlemist põhjustab asjaolu, et nende hõõgniidid kuumenevad kiiremini kui elektronlampide kütteniidid ning selle tulemusena tõuseb skaalalampide klemmipinge mitmekordseks.

Sellise nähte vältimiseks ühendatakse küttevooluringi uraan-dioksüüdtermister, millel on negatiivne temperatuuritegur. Lähemad andmed uraan-dioksüüdtermistorite kohta leiduvad käesoleva teose III osas.

Kirjandus: 1 ja 38.

46 — 5. Raadiovastuvõtjate toitmine transportvahendeil.

Transportvahendeil toimub raadiovastuvõtjate toitmine tavaliselt akumulaatoritest. Kuna toitevoolu akumulaatori pinge sõltuvalt transportvahendi liigist on kas 6, 12 või 24 volti, siis elektronlampide küttepinge valitakse vastavalt akumulaatori pingele ning anoodpingete saamiseks kasutatakse akumulaatorist toidetavaid vibraatormuundajaid või pöörlevmuundajaid.

Auto-raadiovastuvõtja toitevooluringide põhimõtteline skeem (vibraatormuundajaga) on toodud jooniselt 46 — 7.

Sellelt jooniselt nähtub, et akumulaatori vooluringis asuvad kõrgsageduspaispoolid, mis ühes kondensaatoritega C_1 ja C_6 moodustavad madalläbistusfiltrid.

Kirjandus: 1 ja 38.

47. peatükk.

RAADIOVASTUVÕTJATE PROJEKTEERIMINE, KONSTRUEERIMINE JA TOOTMINE.

47 — 1. Raadiovastuvõtjate projekteerimine.

Raadiovastuvõtjate projekteerimisel on esmalt vaja orienteerivalt kindlaks määrata projekteeritava raadiovastuvõtja iseloomustussuurused, kui need ei ole antud projektülesande tehnilistes tingimustes. Projekteerimisel tuleb arvestada ka seda, kas projekteeritavat raadiovastuvõtjat toodetakse ainult üksikud eksemplarid või kuulub see seeriaviisilisele masstootmisele. Üksiktootmisel võib vastuvõtja konstruktsioon olla keerulisem kui masstootmise puhul. Arusaadavalt valitakse ka üksiktootmisel ainult siis keerulisem konstruktsioon, kui see parandab tunduvalt vastuvõtja iseloomustussuurusi.

Raadiovastuvõtjate projekteerimisel tuleb arvestada järgmisi üldisi põhitingimusi: 1) projekteeritav vastuvõtja peab vastama antud või valitud tehnilistele tingimustele; 2) vastuvõtja käsitsemine peab olema võimalikult lihtne; 3) vastuvõtja konstruktsioon peab olema niisugune, et oleks võimalik teostada massilist tootmist, kui selline tootmisviis on ette nähtud; 4) vastuvõtjas tuleb kasutada standardtüüpi elektronlampe, millega kindlustatakse pidev ekspluatatsioon; 5) ei ole soovitav kasutada mittestandardse konstruktsiooniga sidestuselemente, milliseid hiljem vastuvõtja remontimisel raske on muretseda, ja 6) vastuvõtja lõppastme väljandvõimsus valitakse sõltuvalt maksimaalsest ruumi mahust, milles vastuvõtjat kavatsetakse kasutada; väljandvõimsuse valikul tuleb aga arvestada ka elektronlampide standardtüüpe.

Sõltuvalt lõppastme väljandvõimsusest määratakse orienteerivalt madalsagedusvõimendaja astmete arv.

Detektori tüüp valitakse sõltuvalt projekteeritava vastuvõtja otstarbest.

Kõrg- ja vahesagedusvõimendajate astmete arvud määratakse sõltuvalt vastuvõtja tundlikkuse tingimusest. Astmete arvu orienteerivaks määramiseks arvestatakse: 1) kõrgsagedusvõimendusastme võimendus on lühilaineastmikus 5 kuni 25, kesklaineastmikus 20 kuni 40 ja pikklaineastmikus 50 kuni 125; 2) segustusastme võimendus on 40 kuni 60 ja 3) vahesagedusvõimendusastme võimendus (f_v = = 465 kHz) on 60 kuni 120.

Patareidest toidetava raadiovastuvõtja projekteerimisel tuleb üheks tähtsamaks tingimuseks arvestada vastuvõtja ökonoomsust.

Vahelduv- ja alalisvooluvõrgust toidetava vastuvõtja projekteerimisel selle tööea pikendamiseks tuleb küttevooluringis kasutada raud-vesinik- ja uraandioksüüdtermistereid.

Vahelduvvooluvõrgust toidetava vastuvõtja projekteerimisel on vaja ette näha lihtne toitepinge ümberlülitamise võimalus 110, 127 ja 220 V võrgupingetele ning peale selle ± 5% ja ± 10% võrgupinge muutuste tasakaalustamise võimalus.

Raadiovastuvõtja laineastmike arv valitakse sõltuvalt selle otstarbest või klassist, sest laineastmike arvu suurendamisel muutub vastuvõtja konstruktsioon keerulisemaks ja seega ühtlasi kallimaks.

Juhul kui projektimine toimub eritellimise alusel, siis ülalnimetatud juhiseid ja tingimusi arvestades koostatakse projekteeritava raadiovastuvõtja esialgne lülitusskeem.

Vastavalt esialgsele lülitusskeemile arvutatakse vajalike sidestuselementide iseloomustussuurused. Arvutust alatakse lõppastmest ning lõpetatakse sisendelementide arvutusega. Arvutusel võib ilmneda, et esialgne lülitusskeem on mõnes osas puudulik ning seda tuleb arvutuskäigus vastavalt vajadusele täiendada või muuta.

Kui projekti arvutustulemused rahuldavad vastuvõtja kohta antud või valitud tehnilisi tingimusi, siis sellega ongi eelprojekt lõpetatud.

Eelprojekti järgi valmistatakse raadiovastuvõtja proovieksemplar. Proovivastuvõtja valmistamiseks on kasutusel kaks meetodit: esimesel juhul valmistatakse

raadiovastuvõtja selleks eriti valmistatavale šassiile, teisel juhul valmistatakse raadiovastuvõtja laboratoorne mudel. Laboratoorse mudeli valmistamine on tunduvalt lihtsam, kuid puuduseks on lülituselementide vahelised pikad ühendusjuhtmed, millede kaudu võivad tekkida parasiitsidestused. Seetõttu viimasel ajal valmistatakse proovivastuvõtjad normaalsele kavatsetavale šassiile. Laboratoorseid mudeleid kasutatakse aga hea eduga ka praegu veel madalsagedusvõimendajate konstruktsioonide proovimisel, sest nendes ei teki pikkade ühendusjuhtmete kaudu nii kergesti parasiitsidestusi kui kõrgsagedusvõimendajates.

Eelprojekti järgi valmistatud proovivastuvõtja iseloomustussuurused määratakse laboratoorsete mõõtmistega. Sõltuvalt mõõtmistulemustest tehakse proovivastuvõtja juures vajalikud muudatused ning sellele vastavalt ka eelprojektis vajalikud täiendused. Tihti ilmneb mõõtmisel, et mõni sidestuselement tuleb valmistada täiesti uus ning seetõttu tuleb ka eelprojektis vastav arvutus uuesti läbi viia. Niisuguseid juhuseid võib näiteks esineda madalsagedustransformaatorite konstruktiivarvutusel. Tehase olukorras võib proovivastuvõtja mõõtmine ja täienduste tegemine kesta mitu kuud.

Peale vastuvõtja kinnitamist asutakse tehases prooviseeria tootmisele, mille kogus tavaliselt kõigub 100 kuni 500. Prooviseeria otstarve on anda töölistele kogemusi ning tehnoloogidele õigete tööoperatsioonide avastamise ja sobitamise võimalust.

Kui lõpuks saadakse rahuldavad mõõtmistulemused, siis vastavalt proovivastuvõtjale täiendatakse ka eelprojekt lõplikuks projektiks.

Masstootmiseks ette nähtud ringhäälingu vastuvõtjate projekteerimise käik tehases erineb märksa eeltoodud üldisest projekteerimise käigust nende kohta kehtivate eeskirjade täpse täitmise ning vormilisuse poolest. Ringhäälingu vastuvõtjat projekteeriv tehas peab kõige enne kooskõlastama ja laskma kinnitada NSV Liidu Sideministeeriumi Radiofitseerimise Peavalitsuses projekti kavandi. Projekti kavand peab vastama kõikidele ГОСТ 5651-51 (vt. peatükk 40, tabel 40 — 1) ette nähtud tehnilistele tingimustele vastavalt projekteeritava vastuvõtja klassile.

Projekti kavandis määratletakse: raadiovastuvõtja klass, elektronlampide arv ja tüüp, vastuvõtja lahterskeem ning selle konstruktiivset ja arhitektoonilist välimust iseloomustavad andmed ning iseärasused. Samuti täpsustatakse vastuvõtja üksikud elektrilised ja akustilised iseloomustussuurused ГОСТ-i poolt määratud ulatuses. Samuti märgitakse selles tootmisviis ja antakse orienteerivalt planeeritava väljalaske kogus jooksva aasta lõpuni.

Alles peale sellise projekti kavandi kinnitamist ülalnimetatud asutuse poolt saab tehas asuda üksikasjalisema projekti ja tehniliste tingimuste koostamisele ning proovivastuvõtja mudeli arendamistöödele. Loomulikult peavad kõik need tööd olema kooskõlas kinnitatud projekti kavandiga. Tavaliselt kaalub iga tehas juba projekti kavandi koostamise ajal oma tehnilisi ja majanduslikke võimalusi ning koos sellega ka esitatava projekti kavandi reaalsust ja jõukohasust.

Üksikasjalikumalt seisab edaspidine projekteerimiskäik järgmises.

Tehase laboratoorium, saades peakonstruktorilt kinnitatud projekti ärakirja ning orienteerivad andmed uue vastuvõtja mõõtmeist, reguleerseadiste (skaala, skaala veomehhanism, indikaatorid jne.) asetusest, asub kõigepealt põhimõttelise skeemi väljatöötamisele, koos selle üksikelementide arvutamise ning valikuga. Peale teoreetiliste arvutuste lõpetamist, projekteeritav vastuvõtja tuleb praktiliselt kontrollida ja täpsustada. Selleks laboratoorium monteerib vastavalt saadud andmeile ja paigutusele vastuvõtja mudeli nn. „maketi", mille juures määratakse osade asetus, skeemi montaaž ning teostatakse vastuvõtja iseloomustussuuruste viimistlemist. Arvestades seda, et maketi valmistamisel rakendati kõrgema kvalifikatsiooniga tööjõudu, millega saavutati suuremat konstruktiivset täpsust võrreldes tootmisega ja et selles kasutati piinlikult valitud üksikosi ja materjale jne., peavad maketi iseloomustussuurused tunduvalt ületama nõutavaid norme (tavaliselt 30—50%), et sellega tagada nn. „tööstuslikku tagavara", mille peamiseks sihiks on reservi loomine võimaliku üksikelementide ja mater-

jali kvaliteedi kõikumise läbi tekkiva üldise kvaliteedi languse vältimine tootmisel.

Kui laboratooriumis on saavutatud kõik nõutavad elektrilised ja akustilised iseloomustussuurused, on täpsustatud vastuvõtja teoreetiline skeem ja selle üksikelementide arvväärtused ning tüübid, asub tehase peakonstruktor lõpliku üksikasjaliku projekti koostamisele ja osade ning ühikute konstrueerimisele. See töö jaguneb konstruktorite, tehnoloogide ja laborantide vahel ning viiakse lõpule ranges omavahelises koostöös, sest et ainult kollektiivne töö tagab uue toote kõrge kvaliteedi ja madala omahinna. Töö koosneb ja jaguneb tavaliselt järgnevalt:

a) osade ja ühikute tööjooniste skitseerimine olemasoleva maketi osade baasil,

b) tööjooniste skitside läbivaatamine tehnoloogilise protsessi seisukohalt ning soovitavate muudatuste esitamine,

c) esitatud muudatuste kooskõlastamine toote üldkonstruktsiooni ja elektrilise montaažiga,

d) lõpliku viimistletud projekti ja tehniliste tingimuste kavandi koostamine.

Järgmine tööstaadium areneb tehase katsetööde tsehhis. Katsetööde tsehh asub saadud skitside alusel proovipartii ehitamisele, mille suurus tavaliselt piirdub 10 kuni 15 vastuvõtjaga. Töö toimub konstruktorite, tehnoloogide ja laborantide juhtimise ja valve all, kes operatiivselt lahendavad kõik ettenägematud küsimused kohapeal ja fikseerivad vastavad parandused.

Olles lõpetanud mehaanilise ja elektrilise monteerimise, annab katsetööde tsehh oma töö üle laboratooriumile elektriliseks viimistlemiseks ja mõõteprotokollide koostamiseks. Ka siin jääb laboratooriumi ülesandeks elektrilist viimistlust jätkata seni, kui kõigi elektriliste ja akustiliste iseloomustussuuruste küllaldased tagavarad on saavutatud. Mõõtmisi teostatakse kooskõlas ГОСТ 5881-51 ja ГОСТ 5882-51 toodud eeskirjadega, mis käsitavad ringhäälingu lampvastuvõtjate akustiliste ja elektriliste proovimiste meetodeid ja on kohuslikud 1. jaanuarist 1952. a. arvates. Koostatud mõõtmisprotokollide alusel valitakse välja 5—6 vastuvõtjat, millised tunnustatakse uue vastuvõtja eeskujudeks ja mida kasutatakse vastuvõtja tüübi kinnitamise taotlemisel.

Peale ГОСТ-i poolt esitatud nõuete tuleb silmas pidada veel mõningaid nõudeid tarbijaskonna huvide kaitseks, nagu:

a) skaalaosuti näitevea protsent ei tohi olenevalt vastuvõtja klassist ja sagedusastmikust ületada keskmiselt 2 kuni 3%;

b) vastuvõtja normaalne töötamine peab olema tagatud võrgupinge kõikumisel — 15% kuni + 10% piirides;

c) vastuvõtja normaalne töötamine peab olema tagatud + 10 kuni + 40° C ja 70%-lise õhuniiskuse juures;

d) vastuvõtja peab taluma pikemaaegset transporti ehk laosseismist — 40° C temperatuuri juures;

e) mehaanilise tugevuse ja transpordikindluse proov toimub vibratsioonlaual, mille vibreerimisamplituud on 3 mm ja sagedus 850—950 Hz, kahe tunni vältel ning kukkumislogi masinal kukkumise kõrguse juures 10 mm ning sagedusega 80—100 lööki minutis ühe tunni kestel.

Peale neid proovimisi peab vastuvõtja rahuldama kõiki tehniliste tingimuste nõudeid. Vastuvõtja pakend peab vastama ГОСТ 4112-48 nõuetele.

Järgnevalt areneb töö Leningradi uurimisinstituudis „ИРПА" (Институт радиовещательного приема и акустики). Seal toimub tehniliste tingimuste kavandi ja teoreetilise skeemi kooskõlastamine ning vähemalt kolme vastuvõtja proovimine ja mõõtmine kõigi tehniliste tingimustega määratud omaduste ja iseloomustussuuruste kontrollimiseks. Tulemuste kohta avaldatakse vastav bülletään koos mõõteprotokollidega ning instituudi seisukoht esitatud vastuvõtja vastavusest ja otstarbekusest. „ИРПА" bülletääni ja vastuvõtja tüüpeeskuju esitamisel annab ka Sideministeeriumi Radiofitseerimise Peavalitsus kirjalikult oma seisukoha. Alles siis, kui loetletud asutuste seisukohad osutuvad positiivseteks, võib pöörduda Kaubanduspalati poole, kus ekspertnõukogu istungil tehakse esitatud materjalide ja kolme vastuvõtja tüüpeeskuju alusel lõppkokkuvõte sooritatud töö vastavusest kinnitatud projektile. Vastuvõtja vastavuse korral esitatakse materjal vastavalt ekspertnõukogu otsusele kinnitamiseks NSV Liidu Ministrite Nõukogule.

Eranditult kõik turustatavad ringhäälingu vastuvõtjad peavad tüübi lõpliku kinnitamise taotlemiseks sellise projekteerimis-

käigu sooritama. Ajavahemikus, mis tekib „ИРПА" hinnangu saamise ja vastuvõtja lõpliku kinnitamise vahel, alustatakse tehases tööjooniste valmistamist, tehnoloogilise protsessi kavandi koostamist, vajalike rakiste ja seadmete projekteerimist ja valmistamist.

Kirjandus: 23, 50 ja 51.

47 — 2. Raadiovastuvõtja konstrueerimise põhialused.

Eelmises punktis oli juba nimetatud, et raadiovastuvõtjate projekteerimisel tuleb arvestada, kas seda toodetakse üksikult või kuulub see massilisele tootmisele.

Esimesel juhul, s. t. kui projekteeritud vastuvõtjat toodetakse üksikult, tuleb selle konstrueerimisel kasutada tehase laos olevaid või kauplustes müügil olevaid sidestuselemente. Teisel juhul, kui projekteeritud vastuvõtjat kavatsetakse toota massiliselt, siis on konstruktori ülesandeks konstrueerida selleks vajalikud sobivad sidestuselemendid. Arusaadavalt on võimalik ka raadiovastuvõtja üksiktootmisel selleks eraldi konstrueerida vajalikud sobivad sidestuselemendid, kuid see teeb vastuvõtja tunduvalt kallimaks. See ongi põhjuseks, miks üksikult toodetavad vastuvõtjad on tunduvalt kallimad sama kvaliteediga massiliselt toodetavatest vastuvõtjatest. Samuti järeldub eeltoodust, et amatööride poolt konstrueeritavad vastuvõtjad ei saa omada võrdset kvaliteeti samahinnaliste tehases massiliselt toodetavate vastuvõtjatega, sest amatöör on sunnitud kasutama kauplustes müügil olevaid sidestuselemente, mis ei ole täielikult sobitatavad amatööri poolt valitud lülitusskeemiga. Sellega ei ole aga öeldud, et vilunud amatöör ei ole suuteline konstrueerima kõrge kvaliteediga raadiovastuvõtjat, kuid siis läheb selle valmistamine tunduvalt kallimaks tehastes toodetavatest samakvaliteedilistest vastuvõtjatest.

Üksiktootmisel on konstruktori ülesandeks, vastavalt valmis projektile, leida tehase laost või kauplustest vajalikud sidestuselemendid ja teised üksikosad ning montaažmaterjalid. Hangitud osadega leiab konstruktor nende sobiva asetuse šassiil. Kuna aga šassii tavaliselt samuti puudub, siis tehakse osade asetuse kavand lauale asetatud paberil. Osade asetusel lähtutakse kaalutlusest, et sidestuselementide ja elektronlampide vahelised ühendusjuhtmed tuleksid võimalikult lühikesed. Raadiovastuvõtja üksikute astmete paigutamisel šassiile tuleb arvestada, et need üksteise töötamist ei häiriks. On leitud sobiv osade asetus, siis valmistatakse sellele vastavalt šassii ja osade montaažjoonis. Järgnevalt valmistatakse šassii ja monteeritakse kõik osad oma kohtadele. Peale seda võib alata ühendusjuhtmete montaažiga ja sellega rööbiti kantakse monteeritud ühendusjuhtmed ka montaažjoonisele. On võimalik ka teisiti toimida, nimelt ühendusjuhtmed enne joonisel ära märkida ja siis joonise järgi teha nende montaaž. See nõuab aga konstruktorilt suuremat vilumust ning seetõttu on esimene ühendusjuhtmete monteerimise viis rohkem kasutusel. Vastavalt selliselt valminud vastuvõtjale tehakse lõplikud konstruktiivjoonised ja sellega ongi üksiktootmisel konstruktori töö lõpetatud.

Masstootmisel konstrueeritava raadiovastuvõtja konstruktor peab esmajärjekorras konstrueerima vajalikud eritüübilised osad. Seejuures tuleb arvestada, et ka nende erinevate uute osade tootmine ei tekitaks tehasele raskusi ning ei nõuaks liiga suuri uusi sisseseadeid. Võimaluse korral kasutatakse arusaadavalt juba varem toodetavaid osi. Teiseks tähtsaks konstruktori ülesandeks on osade asetus šassiile nii, et see oleks sobitatav vooltootmiseks, mis tingib nii mõnegi erinevuse üksikult toodetavate vastuvõtjate osade asetusest. Kolmandaks ülesandeks on reguleerseadiste asetus ja skaalamehhanismi konstruktsioon, mis vooltootmisel vajab erilist tähelepanu.

Ülejäänud osas sarnaneb käesoleval juhul konstruktori töö üksiktootmisel kirjeldatule.

Kirjandus: 23.

47 — 3. Eriotstarbeliste raadiovastuvõtjate konstrueerimise põhialused.

Eriotstarbeliste raadiovastuvõtjate konstruktsiooni erinevused on tingitud sellest, millistele lisatingimustele need peavad vastama. Niisugusteks eritingimusteks võivad olla: 1) ruumi temperatuur, kus

raadiovastuvõtja töötab, on väga muutuv, 2) ruumi õhuniiskuse %, kus raadiovastuvõtja töötab, on pidevalt või ajutiselt suurem või väiksem normaalsest, 3) õhurõhk ruumis, kus raadiovastuvõtja töötab, on suurem või väiksem normaalsest, 4) raadiovastuvõtja peab taluma tugevaid mehaanilisi põrutusi ja 5) raadiovastuvõtjat mõjutavad pidevalt või ajutiselt ilmastiku muutused (tuul, vihm, lumi, rahe, udu, päike jne.).

Nimetatud olukorrad võivad esineda üksikult, kuid enamasti esinevad nendest mitu üheaegselt. Praktikas võivad nimetatud eriolukorrad esineda näiteks troopikas, laevades, lennukites, sõjaväes, tuletõrjes, miilitsaorganeis, sportlikel üritustel jne.

Eriotstarbeliste raadiovastuvõtjate konstruktoritel peab olema juba tunduvalt suurem vilumus oma töös, sest eelnimetatud eritingimuste täitmine nõuab sageli erinevaid konstruktsioone. Alljärgnevalt antakse ainult üldised juhised eelnimetatud eritingimuste täitmiseks.

Temperatuuri muutustele vastupidava raadiovastuvõtja konstrueerimisel tuleb sidestuselementide valikul ja tootmisel arvestada minimaalset ja maksimaalset temperatuuri, milles vastuvõtja peab töötama. Selleks tuleb sidestuselementide valmistamisel kasutada kõrgema sulamistemperatuuriga immutusaineid, madalate temperatuuride puhul tuleb loobuda elektrolüütkondensaatorite kasutamisest, mis madalas temperatuuris kaotavad oma mahtuvuse.

Temperatuuri muutused mõjutavad aga tunduvalt ka võnkeringide omasagedust, sest kondensaatorite mahtuvused muutuvad temperatuuri mõjutusel. Esineb isegi juhtumeid, kus võnkeringid asetatakse termostaatidesse selleks, et nende omasagedus ei muutuks.

Transformaatorite ja paispoolide arvutamisel tuleb erilist tähelepanu pöörata nendes tekkivatele ületemperatuuridele.

Üleliigne õhuniiskus vähendab kõikide isoleermaterjalide takistust. Kõige rohkem mõjutab õhuniiskus võnkeringide ja transformaatorite ning paispoolide mähiseid, millede isoleermaterjaliks on puuvill. Selle pahe kõrvaldamiseks on kõik mähised vaja immutada isoleerlakiga või parafiiniga. Kui õhuniiskus on küllalt suur, siis kattuvad kõik raadiovastuvõtja osad veepiisakestega, mis vähendab näiteks kondensaatorite isoleermaterjali pinnatakistust seevõrra, et võivad tekkida lühised ning raadiovastuvõtja lakkab töötamast. Sellistest nähetest hoidumiseks varjestatakse raadiovastuvõtja niiskustkartvad lülituselemendid gaasikindlalt või asetatakse kogu vastuvõtja gaasikindlasse kasti. Gaasikindla konstruktsiooni puhul tuleb aga arvestada seda, et raadiovastuvõtjas ventilatsiooni puudusel ei tekiks ületemperatuuri.

Õhurõhu muutused tavalistes lennukites ei nõua raadiovastuvõtjate konstrueerimisel erilisi ettevaatuse abinõusid.

Tugevatele põrutustele vastupidava raadiovastuvõtja konstrueerimine nõuab erilisi võtteid. Kõige esmalt tulevad elektronlambipesad monteerida vetruvalt ning elektronlampidele konstrueeritakse kummi- või vedruhoidjad. Raadiovastuvõtja šassiid valmistatakse valatuna alumiiniumi sulamitest ning samuti ka pöördkondensaatorid ja teised vajalikud osad valmistatakse eriti tugeva konstruktsiooniga. Pöördkondensaatorite kinnitus šassiile toimub sageli vetruvalt kummist hoidepukside abil. Ühendusjuhtmete montaaž toimub võimalikult mööda šassiid või vaheseinu, neile kinnitatult. Vetruvalt monteeritud osade ühendamine toimub kiudtraadist ühendusjuhtmetega. Raadiovastuvõtja kast valmistatakse tavaliselt samuti valatud alumiiniumsulamitest, mis on kaalult kergemad kui teised metallid ja lasevad end hästi töödelda.

Ilmastiku muutustele vastupidava raadiovastuvõtja konstrueerimisel tuleb kasutada samu võtteid, mis on nimetatud temperatuuri muutustele ja üleliigse õhuniiskusele vastupidavate raadiovastuvõtjate konstrueerimise juhistes. Tavaliselt aga asetatakse raadiovastuvõtja ilmastiku muutustele vastupidavuse saavutamiseks gaasikindlalt suletavasse kasti.

Peale eelnimetatud tingimuste esitatakse aga konstruktorile, sõltuvalt raadiovastuvõtja kasutusotstarbest (autovastuvõtja, lennukivastuvõtja, sõjaväevastuvõtja jne.), veel lisatingimusi, näit. vastuvõtja mõõdete ja kaalu kohta. Need lisatingimused on konstruktorile tihti kõige raskemad täita, sest valmistada tugev raa-

diovastuvõtja mõõteid ja kaalu mitte arvestades on lihtsam, kui konstrueerida sama tugev väikeste mõõdetega ja kaalult kerge vastuvõtja. Selliste vastuvõtjate tootmiseks kasutatakse eriliselt konstrueeritud sidestuselemente, millede mõõted ja kaal on mitu korda väiksemad kui tavalistel ringhäälingu vastuvõtjate vastavatel lülituselementidel.

47 — 4. Raadiovastuvõtjate üksiktootmine.

Raadiovastuvõtjate üksiktootmiseks nimetatakse seda, kui üks töötaja vastavalt konstruktori poolt valmistatud joonistele ehitab raadiovastuvõtja algusest kuni lõpuni valmis. Arusaadavalt peab raadiovastuvõtjate üksiktootmisel töötaja omama teadmisi raadiotehnika erialal ning samuti peab ta omama head vilumust peenmehaanika töös.

Raadiovastuvõtjate üksiktootmisel on töö järjekord üldiselt järgmine: kõige esmalt lõigatakse välja šassii jaoks vajalik tükk plekki, millesse töödeldakse kõik vajalikud avad ja augud ning alles peale seda painutatakse selle servad ja keevitatakse nurgad. Järgnevalt kadmeeritakse või värvitakse šassii, et hiljem ei tekiks korrosiooni nähteid.

Kadmeeritud ehk värvitud šassiile kinnitatakse kõik sinna kuuluvad osad vastavalt konstruktori poolt valmistatud montaažjoonisele.

Järgmiseks tööks on ühendusjuhtmete montaaž, mis viiakse läbi samuti vastavalt konstruktiivjoonistele. Ühendusjuhtmete montaažil on üheks tähtsamaks tingimuseks, et jootmised tehtaks hoolikalt, sest halvad jootekohad põhjustavad hiljem raadiovastuvõtja rikkeid, mida sageli eriti tülikas on avastada. Peale ühendusjuhtmete montaaži kontrollitakse nende elektrilist korrasolekut ja alles seejärel asetatakse elektronlambid oma kohtadele ja vastuvõtja häälestatakse ning proovitakse. Kui vastuvõtja proovimisel saadakse rahuldavad tulemused, siis monteeritakse see kasti ning proovitakse selle töötamist antenniga.

Raadiovastuvõtja häälestamise ja proovimise kohta on lähemad andmed peatükkides 48 ja 50.

47 — 5. Raadiovastuvõtjate vooltootmine.

Raadiovastuvõtja vooltootmisel teeb iga töötaja ainult murdosa selle üldisest töömahust. Kuna iga töötaja teeb ainult ühte temale kindlaksmääratud tööd, siis on võimalik kasutada mitteerialaste teadmistega tööjõude. Igal töötajal on vaja õppida ainult oma tööd ja seega omandab ta töös võrdlemisi ruttu suure vilumuse, mis tõstab töö kvaliteeti.

Raadiovastuvõtjate vooltootmise rakendamisel jaguneb tootmise protsess tehases üksikute tsehhide vahel. Vastavalt oma töö iseloomule jagunevad tsehhid kahte gruppi ja nimelt:

a) osi töötlevad tsehhid (stantsimine, treimine jne.),

b) osi monteerivad tsehhid (ühikuid monteerivad ja terviktoodet monteerivad tsehhid).

Tööprotsessi tulemuste kvaliteedi jälgimine ja võimaliku praagi vältimine lasub tehnilise kontrollosakonna (OTK) töötajate õlul, kes rakendatakse töösse tehnoloogilises protsessis ette nähtud kindlatel kohtadel igas tootvas tsehhis.

Tehase peatehnoloogil lasub vastutus õigete tööoperatsioonide ja kvaliteeti tagavate kontroll-operatsioonide määramise eest. Osi ja ühikuid ning samuti ka ostetavaid materjale ja pooltooteid tuleb enne nende kasutamisele võtmist kontrollida nende vastavusele, et ära hoida asjatut ajakulu, mis võib tekkida kontrollimata ja mittevastavate osade monteerimisel, ehk materjali raiskamist, kui see ei vasta ülesseatud nõudeile.

Kogu tehnoloogiline protsess peab olema kohandatud kasutatavale viisile, et tagada ratsionaalset, rütmilist ja odavat tootmist. Tööd tuleb jaotada tsehhide vahel, vastavalt nende läbilaskevõimele, et ära hoida üksikute tööalade ülekoormumist, mis häiriks tootmise rütmilisust. Nii näiteks on masstootmise juures soovitav, tootemonteerimise tsehhi koormuse vähendamiseks, püüda liita üksikuid skeemi osi ja sidestuselemente iseseisvaiks ühikuiks, mida monteeriks juba ühikuid monteeriv tsehh. Sellega lihtsustuksid üksikud tööoperatsioonid; töölise kvalifikatsiooni tase võib olla madalam, praagi tase väheneb, ning saavutatakse ühtlasem tööjaotus.

Tootemonteerimise tsehhist suunatakse raadiovastuvõtjad proovilaudadele, kus toimub nende võnkeringide koosjooksu häälestamine ja iseloomustussuuruste kontrollimine. Viimasena toimub vastuvõtja proovimine normaalantenniga.

Pärast vastuvõtjate proovimist suunatakse need lõppmontaaži osakonda, kus toimub nende kastidesse monteerimine. Samas monteeritakse vastuvõtjatesse ka valjuhääldajad ja varustatakse lõplikkude elektronlampide komplektidega ning proovitakse neid tööpidevusele, lülitades nad toitepinge alla 2 kuni 8 tunniks. Komplekteeritud raadiovastuvõtjad saadetakse edasi OTK-sse, kus kontrollitakse veel kord nende tähtsamaid iseloomustussuurusi, vastavuse korral täidetakse vastuvõtjate passid.

OTK-st suunatakse müügiks kõlblikuks tunnistatud raadiovastuvõtjad pakkimise osakonda, kust saadetakse valmistoodete lattu. Kontrollimisel avastatud defektsed raadiovastuvõtjad saadetakse toote-monteerimistsehhi, kus nendes ilmnenud puudused kõrvaldatakse ja siis uuesti tagastatakse OTK-sse.

Iga raadiotehas jälgib aga ka peale raadiovastuvõtjate kaubandusvõrku andmist nendes tekkivate rikete iseloomu ja põhjusi. Selliselt avastatakse tihti nimetamisväärseid konstruktsioonilisi puudusi, mida arvestatakse järgmiste seeriate tootmisel.

47 — 6. Rahvamajanduslikke põhialuseid raadiovastuvõtjate projekteerimisel, konstrueerimisel ja tootmisel.

Kapitalistlikes maades ei tegele projekteerija rahvamajanduslike küsimustega, kuid sotsialistlikus ühiskonnas tuleb igal projekteerijal raadiovastuvõtja tehnilise täiuslikkuse kõrval peamine tähelepanu juhtida selle rahvamajanduslikule küljele. Ei ole kasu tehniliselt täiuslikust raadiovastuvõtjast, kui see rahvamajanduslikult on vastuvõtmatu. Sellest tingituna võtab projekteerimistöö arusaadavalt tunduvalt rohkem aega, kuid võttes arvesse, et projekti valmistamise kulud on ühekordsed ning jagunevad kümnete tuhandete või isegi sadade tuhandete toodetavate raadiovastuvõtjate kohta, siis on rahvamajanduslikel kaalutlustel valmistatud projekt alati odavam kui rahvamajanduslikult mitte vastu võetav projekt. Nii näiteks tuleb projekteerimisel kasutada standardseid lülituselemente ja elektronlampe. Samuti ei tohi projektis ettenähtud lülituselementide elektrilised iseloomustussuurused olla kriitilised, sest siis oleks tootmisel vaja kasutada kallimaid materjale.

Konstruktori ülesandeks on lõplikult lahendada projekteeritud raadiovastuvõtja rahvamajanduslikud tootmisküsimused. Selleks tuleb konstruktoril esmajärjekorras valida raadiovastuvõtja lülituselementide tootmiseks vajalikud materjalid, mis on nii elektriliselt kui ka rahvamajanduslikult sobivad. Konstruktori leidlikkusest sõltub raadiovastuvõtja kvaliteet ja hind. Konstruktoril tuleb sageli materjalide valikul lahendada küsimus, kas on rahvamajanduslikult kasulik valida mõnd tehniliselt väga head, kuid selle juures väga kallist materjali. Konstruktorid kasutavad materjalide valikul nende rahvamajanduslikku hindetegurit, milleks on materjali tehnilise headuse suhe selle hinnale. Peale eelnimetatud rahvamajandusliku hindeteguri tuleb konstruktoril materjalide valikul arvestada ka nende mehaanilist tugevust, korrosioonile vastupidavust jne.

Konstruktori ülesandeks on välja töötada raadiovastuvõtja lülituselementide tehnoloogiline protsess, mis peab olema võimalikult lihtne. Lihtne tehnoloogiline protsess võimaldab raadiovastuvõtja lülituselemente toota odavamalt, mis massilisel vooltootmisel tunduvalt vähendab raadiovastuvõtja hinda.

Lõpuks olgu nimetatud, et konstruktoril tuleb eriti hoolega jälgida raadiovastuvõtja lülituselementide konstruktiivjooniste täpsust, sest mittetäpse joonise tõttu toodetakse tehases lülituselemente, mis tuleb hiljem tunnistada praagiks ning sellega tekitatakse jällegi rahvamajandusele suuri kahjusid.

Raadiovastuvõtjate tootmine on peamiselt peenmehaanika töö, mille läbiviimine toimub kõige odavamini vooltootmisel. Tootmistehnilise personali ülesandeks on järelikult hoolitseda, et vooltootmine toimuks häireteta. Selleks peavad lülituselementide tootmistsehhid tootma kõiki elemente küllaldasel arvul ja ettenähtud kvaliteediga.

Tabel 47 — 1.

Teguri *F* arvväärtused sõltuvalt suhtest *D*/*b*.

D/*b*	*F*	Vahe	*D*/*b*	*F*	Vahe	*D*/*b*	*F*	Vahe	*D*/*b*	*F*	Vahe
1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3
0,00	0,0000000	+ 0,0001957	0,90	0,00631	+ 0,00025	3,00	0,01271	+ 0,00019	7,60	0,01836	+ 0,00016
0,02	0,0001957	+ 0,0001923	0,95	0,00656	+ 0,00024	3,10	0,01290	+ 0,00019	7,80	0,01852	+ 0,00016
0,04	0,000388	+ 0,000190	1,00	0,00680	+ 0,00022	3,20	0,01309	+ 1,00019	8,00	0,01868	+ 0,00037
0,06	0,000578	+ 0,000185	1,05	0,00702	+ 0,00022	3,30	0,01328	+ 0,00017	8,50	0,01905	+ 0,00036
0,08	0,000763	+ 0,000183	1,10	0,00724	+ 0,00022	3,40	0,01345	+ 0,00018	9,00	0,01941	+ 0,00034
0,10	0,000946	+ 0,000180	1,15	0,00746	+ 0,00021	3,50	0,01363	+ 0,00016	9,50	0,01975	+ 0,00032
0,12	0,001126	+ 0,000177	1,20	0,00767	+ 0,00020	3,60	0,01379	+ 0,00017	10,0	0,02007	+ 0,00059
0,14	0,001303	+ 0,000174	1,25	0,00787	+ 0,00020	3,70	0,01396	+ 0,00016	11,0	0,02066	+ 0,00054
0,16	0,001477	+ 0,000171	1,30	0,00807	+ 0,00019	3,80	0,01412	+ 0,00016	12,0	0,02120	+ 0,00051
0,18	0,001648	+ 0,000169	1,35	0,00826	+ 0,00019	3,90	0,01428	+ 0,00016	13,0	0,02171	+ 0,00047
0,20	0,001817	+ 0,000165	1,40	0,00845	+ 0,00018	4,00	0,01444	+ 0,00014	14,0	0,02218	+ 0,00043
0,22	0,001982	+ 0,000162	1,45	0,00863	+ 0,00018	4,10	0,01458	+ 0,00014	15,0	0,02261	+ 0,00040
0,24	0,002144	+ 0,000160	1,50	0,00881	+ 0,00017	4,20	0,01472	+ 0,00015	16,0	0,02301	+ 0,00038
0,26	0,002304	+ 0,000158	1,55	0,00898	+ 0,00017	4,30	0,01487	+ 0,00013	17,0	0,02339	+ 0,00035
0,28	0,002462	+ 0,000155	1,60	0,00915	+ 0,00017	4,40	0,01500	+ 0,00014	18,0	0,02374	+ 0,00034
0,30	0,002617	+ 0,000152	1,65	0,00932	+ 0,00017	4,50	0,01514	+ 0,00014	19,0	0,02408	+ 0,00032
0,32	0,002769	+ 0,000150	1,70	0,00948	+ 0,00016	4,60	0,01528	+ 0,00013	20,0	0,02440	+ 0,00059
0,34	0,002919	+ 0,000148	1,75	0,00964	+ 0,00015	4,70	0,01541	+ 0,00013	22,0	0,02499	+ 0,00055
0,36	0,003067	+ 0,000145	1,80	0,00979	+ 0,00015	4,80	0,01554	+ 0,00012	24,0	0,02554	+ 0,00050
0,38	0,003212	+ 0,000143	1,85	0,00994	+ 0,00015	4,90	0,01566	+ 0,00012	26,0	0,02604	+ 0,00046
0,40	0,003355	+ 0,000142	1,90	0,01009	+ 0,00014	5,00	0,01578	+ 0,00024	28,0	0,02650	+ 0,00040
0,42	0,003497	+ 0,000138	1,95	0,01023	+ 0,00014	5,20	0,01602	+ 0,00023	30,0	0,0269	+ 0,0010
0,44	0,003635	+ 0,000136	2,00	0,01037	+ 0,00028	5,40	0,01625	+ 0,00023	35,0	0,0279	+ 0,0008
0,46	0,003771	+ 0,000134	2,10	0,01065	+ 0,00026	5,60	0,01648	+ 0,00021	40,0	0,0287	+ 0,0008
0,48	0,003905	+ 0,000134	2,20	0,01091	+ 0,00026	5,80	0,01669	+ 0,00021	45,0	0,0295	+ 0,0007
0,50	0,00404	+ 0,00032	2,30	0,01117	+ 0,00024	6,00	0,01690	+ 0,00020	50,0	0,0302	+ 0,0011
0,55	0,00436	+ 0,00031	2,40	0,01141	+ 0,00023	6,20	0,01710	+ 0,00020	60,0	0,0313	+ 0,0009
0,60	0,00467	+ 0,00030	2,50	0,01164	+ 0,00023	6,40	0,01730	+ 0,00019	70,0	0,0323	+ 0,0009
0,65	0,00497	+ 0,00029	2,60	0,01187	+ 0,00022	6,60	0,01749	+ 0,00018	80,0	0,0331	+ 0,0004
0,70	0,00526	+ 0,00027	2,70	0,01209	+ 0,00021	6,80	0,01767	+ 0,00018	90,0	0,0335	+ 0,0010
0,75	0,00553	+ 0,00027	2,80	0,01230	+ 0,00021	7,00	0,01785	+ 0,00017	100,0	0,0345	
0,80	0,00582	+ 0,00026	2,90	0,01251	+ 0,00020	7,20	0,01802	+ 0,00017			
0,85	0,00606	+ 0,00025				7,40	0,01819	+ 0,00017			

Raadiovastuvõtjate vooltootmisel on väga tähtis, et tehnilised kontrollpunktid oleksid paigutatud õigesti ja et need täidaksid oma ülesandeid eeskujulikult, sest ainult siis on võimalik vältida praagi tootmist.

47 — 7. Võnkeringipoolide arvutamine ja konstrueerimine.

Raadiovastuvõtja projekteerimisel omab võnkeringipoolide arvutamine ja konstrueerimine erilist tähtsust, sest sellest sõltuvad raadiovastuvõtja põhilised iseloomustussuurused.

Võnkeringipooli elektrilised iseloomustussuurused on: induktiivsus L, mähise sisemahtuvus C_0 ja hüvetegur Q. Konstruktsioonilt on võnkeringipoolid tavaliselt ühekihilise silindermähisega või mitmekihilise ristmähisega poolid. Väiksema induktiivsusega poolid valmistatakse ühekihiliste silindermähistega, kuna suurema induktiivsusega poolid valmistatakse harilikult mitmekihilise ristmähisega.

Võnkeringipoolide mõõdete vähendamiseks pikk-, kesk- ja lühilaineastmikes kasutatakse nendes ferromagnetilisi südamikke. Ülilühilaineala meeterlaineastmike võnkeringide poolid valmistatakse ühekihilise samm-mähisega ning detsimeeter- ja sentimeeterlaineastmikes rakendatakse võnkeringide asemel koaksiaal- või õõsresonaatoreid.

Võnkeringipoolide alused peavad olema heade elektriliste tunnusarvudega isoleermaterjalidest. Kesk- ja pikklaineastmikes sobib poolialusteks getinakstoru, kuid lühilaineastmikes kasutatakse keraamilisi poolialuseid ja ülilühilainealas valmistatakse poolid tavaliselt jämedast traadist ning aluseta.

Ühekihilise silindermähisega ümartraadist pooli induktiivsus madalatel sagedustel on arvutatav valemiga:

$$L_0 = Fw^2D \ \mu\text{H}, \qquad (47-1)$$

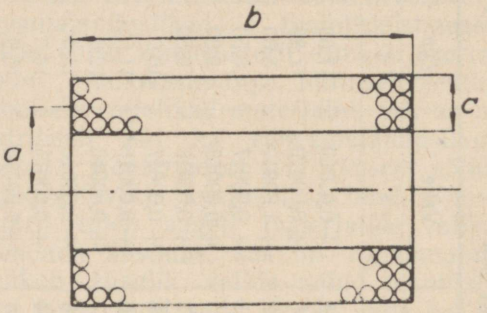
kus F on tegur, mille arvväärtus sõltub pooli läbimõõdu ja pikkuse suhtest ning selle väärtused on antud tabelis 47 — 1, w on mähise keerdude arv ja D on pooli läbimõõt sentimeetrites.

Valem 47 — 1 on kasutatav ka sammmähisega ühekihiliste poolide induktiivsuse arvutamisel, kusjuures viga ei ületa 0,5%.

Mitmekihilise mähisega pika pooli induktiivsus madalatel sagedustel arvutatakse valemiga:

$$L_0 = Fw^2a - \frac{0{,}0127w^2ac(0{,}693 + B_s)}{b} \ \mu\text{H}, \qquad (47-2)$$

kus a, b, c on pooli mõõted sentimeetrites, mis nähtuvad jooniselt 47 — 1 ja teguri B_s arvväärtused on antud tabelis 47 — 2.



Joonis 47 — 1. Mitmekihilise mähisega pika pooli põhimõtteline konstruktiivskeem.

Tabel 47 — 2.

Teguri B_s arvväärtused sõltuvalt suhtest b/c.

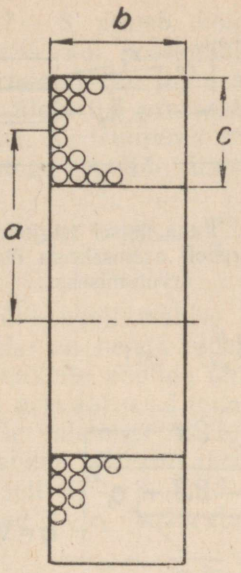
b/c	B_s	b/c	B_s	b/c	B_s
1	0,0000	11	0,2844	21	0,3116
2	0,1202	12	0,2888	22	0,3131
3	0,1753	13	0,2927	23	0,3145
4	0,2076	14	0,2961	24	0,3157
5	0,2292	15	0,2991	25	0,3169
6	0,2446	16	0,3017	26	0,3180
7	0,2563	17	0,3041	27	0,3190
8	0,2656	18	0,3062	28	0,3200
9	0,2730	19	0,3082	29	0,3209
10	0,2792	20	0,3099	30	0,3218

Mitmekihilise mähisega lühikese pooli induktiivsust saab arvutada valemiga:

$$L_0 = 0{,}3937aw^2J \ \mu\text{H}, \qquad (47-3)$$

kus a on pooli keskmine raadius sentimeetrites ja J on tegur, mille arvväärtus sõltub suhtest b/c ning määratakse jooniselt 47 — 3; pooli mõõdete tähised nähtuvad jooniselt 47 — 2.

On võimalik kindlaks määrata, et antud traadi pikkuse juures saadakse pooli induktiivsus maksimaalne, kui mähise



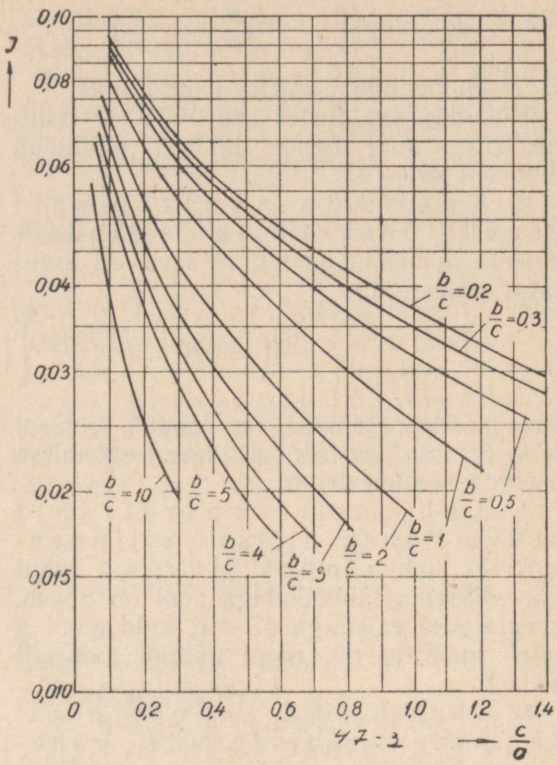
Joonis 47 — 2. Mitmekihilise mähisega lühikese pooli põhimõtteline konstruktiivskeem.

ristlõige on ruudukujuline ja ruudu külje pikkus on 0,662 pooli keskmisest raadiusest, s. t. $b = c = 0{,}662a$.

Poolide konstruktiivarvutusel tuleb tavaliselt teadaoleva induktiivsuse järgi leida pooli keerdude arv. Ühekihilise mähisega pooli keerdude arvu leidmiseks võib kasutada järgmist ligikaudset valemit:

$$w = \frac{5L_0 d_i}{D^2}\left(1+\sqrt{1+\frac{1{,}8D^3}{d_i^2 L_0}}\right), \qquad (47-4)$$

kus L on pooli induktiivsus mikrohenrides, d_i on traadi läbimõõt millimeetrites (koos isolatsiooniga) või mähise samm millimeetrites. Valem on kasutatav ka sammuga mähise keerdude arvutamiseks.



Joonis 47 — 3. Teguri J arvväärtus sõltuvalt suhteist c/a ja b/c.

Sidestatud võnkeringide konstruktiivarvutusel on vaja määrata nende ühisinduktiivsust, mille arvutus on küllalt tülikas. Alljärgnevalt antakse ühisinduktiivsuse ligikaudseks arvutamiseks valemid sageli esinevate poolikujude ja sidestusviiside jaoks.

1. Kahe ühekihilise mähisega silinderpooli ühisinduktiivsus arvutatakse valemiga:

$$M = 0{,}00987\,\frac{a^2A^2w_1^2w_2^2}{4lx}\,(K_1k_1 + K_3k_3 + K_5k_5)\ \mu\text{H}, \qquad (47-5)$$

kus a on väiksema läbimõõduga pooli raadius, A on suurema läbimõõduga pooli raadius, $2l$ on väiksema läbimõõduga pooli mähise pikkus, $2x$ on suurema läbimõõduga pooli mähise pikkus, w_1 ja w_2 on poolimähiste keerdude arvud,

$$K_1 = \frac{2}{A^2}\left(\frac{x_2}{r_2} - \frac{x_1}{r_1}\right),\ k_1 = 2l,\ x_1 = D - x,$$

$$x_2 = D + x,\ r_1 = \sqrt{x_1^2 + A^2},$$

$$r_2 = \sqrt{x_2^2 + A^2},\ K_3 = \frac{1}{2}\left(\frac{x_1}{r_1^5} - \frac{x_2}{r_2^5}\right),$$

$$k_3 = a^2 l\left(3 - \frac{4l^2}{a^2}\right),$$

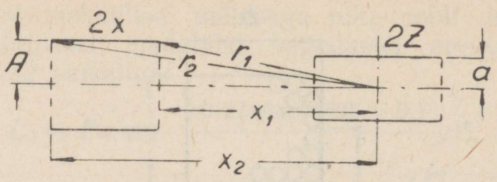
$$K_5 = -\frac{A^2}{8}\left[\frac{x_1}{r_1^9}\left(3 - \frac{4x_1^2}{A^2}\right) - \frac{x_2}{r_2^9}\left(3 - \frac{4x_2^2}{A^2}\right)\right],$$

$$k_5 = a^4 l \left(\frac{5}{2} - 10 \frac{l^2}{a^2} + 4 \frac{l^2}{a^4} \right)$$

ja D on poolide tsentrite vahekaugus.

Kõikides avaldustes on mõõted sentimeetrites ning nende tähised nähtuvad jooniselt 47 — 4.

2. Kahe kontsentriliselt asuva ühekihilise silinderpooli ühisinduktiivsus on arvutatav valemiga:

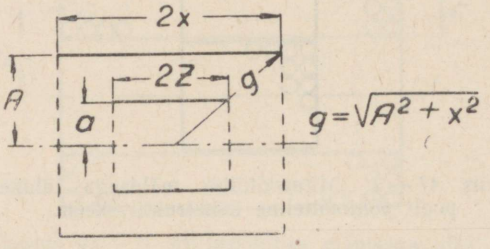


Joonis 47 — 4. Kahe ühisel telgjoonel asuva ühekihilise silinderpooli asetusskeem ühisinduktiivsuse arvutamiseks.

$$M = 0{,}01972 \frac{a^2 w_1 w_2}{g} \left[1 + \frac{A^2 a^2}{8 g^4} \left(3 - 4 \frac{l^2}{a^2} \right) \right] \mu\text{H}, \qquad (47 - 6)$$

kus mõõdete tähised on toodud joonisel 47 — 5 ning kõik mõõted tulevad valemisse asetada sentimeetrites.

3. Kahe kontsentriliselt asuva ühekihilise silinderpooli ühisinduktiivsus, juhul kui väiksema läbimõõduga pool on pikem, arvutatakse valemiga 47 — 6, kuid mõõt g tuleb määrata nii, nagu nähtub jooniselt 47 — 6.



Joonis 47 — 5. Kahe kontsentriliselt asuva ühekihilise silinderpooli asetusskeem nende ühisinduktiivsuse arvutamiseks, kusjuures väiksema läbimõõduga pool on lühem.

4. Ühekihilise silinderpooli üksikute mähiseosade vaheline ühisinduktiivsus on arvutatav valemiga:

$$M = \frac{L - L_1 - L_2}{2} \mu\text{H}, \qquad (47 - 7)$$

kus L on pooli üldine induktiivsus, L_1 ja L_2 on pooli mähiste üksikute osade induktiivsused, mis on arvutatud nii, nagu oleksid need pooli mähiseosad eraldi poolid.

5. Kahe mitmekihilise mähisega lühikese pooli ühisinduktiivsus tingimusel, et poolimähiste ristlõikepinnad suhteliselt nende läbimõõtudega on väikesed, arvutatakse valemiga:

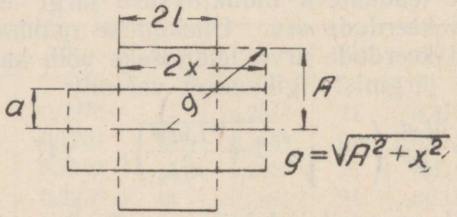
$$M = w_1 w_2 M_0 \ \mu\text{H}, \qquad (47 - 8)$$

kus M_0 on kahe ühekeerulise pooli ühisinduktiivsus, kui need keerud asuvad antud poolide mähiste ristlõigete tsentrites (joonis 47 — 7).

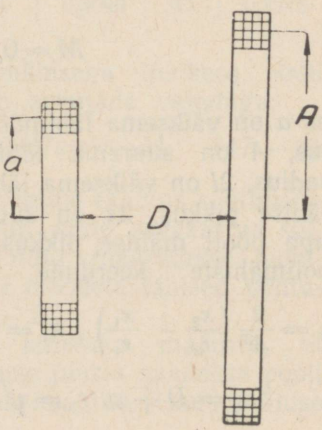
Sellesse valemisse vajalik kahe ühekeerulise pooli ühisinduktiivsus arvutatakse valemiga:

$$M = N \sqrt{Aa} \ \mu\text{H}, \qquad (47 - 9)$$

kus A on suurema mähiskeeru raadius, a on väiksema mähiskeeru raadius ja N on tegur, mille arvväärtus sõltub suhtest r_2/r_1 ja määratakse jooniselt 47 — 8.



Joonis 47 — 6. Kahe kontsentriliselt asuva ühekihilise silinderpooli asetusskeem ühisinduktiivsuse arvutamiseks, kusjuures väiksema läbimõõduga pool on pikem.



Joonis 47 — 7. Kahe mitmekihilise lühikese pooli asetusskeem ühisinduktiivsuse arvutamiseks, kusjuures nende poolimähiste ristlõikepinnad suhteliselt poolide läbimõõtudega peavad olema väikesed.

Valem 47 — 8 annab kõige täpsemad tulemused siis, kui poolimähiste ristlõikepinnad on ruudud. Sel juhul arvutusel tekkiv viga ei ületa 0,5 protsenti. See valem on kasutatav ka suurema ristlõikepinnaliste mähistega poolide ühisinduktiivsuse arvutamiseks, tingimusel et poolid ei asu üksteisele liiga lähedal.

6. Kahe mitmekihilise mähisega, ühesuguse läbimõõduga, lühikese pooli ühisinduktiivsus arvutatakse valemiga:

$$M = \frac{w^2}{3}(M_{02} + M_{03} + M_{04} + M_{05} - M_{01})\ \mu\text{H}, \qquad (47-10)$$

kus w on ühe pooli mähise keerdude arv ja $M_{01} \ldots M_{05}$ on nende indeksitele vastavate ühekeeruliste poolide ühisinduktiivsused, millede arvväärtused leitakse valemiga 47 — 9. Selle valemiga $M_{01} \ldots M_{05}$ arvutamiseks vajalikud N arvväärtused määratakse jooniselt 47 — 8, kuid selleks vajalikud suhted r_2/r_1 määratakse joonisel 47 — 9 indeksi numbritega märgitud ühekeeruliste poolide asukohtade järgi.

7. Kahe mitmekihilise mähisega, ühesuguse läbimõõduga, kuid erineva pikkusega pooli ühisinduktiivsus arvutatakse valemiga:

$$M = \frac{w_1 w_2}{6}(2M_{11'} + M_{14'} + M_{15'} + M_{1'4} + M_{1'5})\ \mu\text{H}, \qquad (47-11)$$

kus w_1 ja w_2 on poolimähiste keerdude arvud ja sulgudes asuvad indeksitega $M_{11'} \ldots M_{1'5}$ arvväärtused arvutatakse valemiga 47 — 9 samuti kui eelmisel juhul, kuid ühekeeruliste poolide asukohad valitakse vastavalt joonisel 47 — 10 antud indeksi numbritele.

8. Kahe mitmekihilise mähisega erineva läbimõõduga ja erineva pikkusega pooli ühisinduktiivsus arvutatakse valemiga:

$$M = \frac{w_1 w_2}{6}(M_{12'} + M_{13'} + M_{14'} + M_{15'} + M_{1'2} + M_{1'3} + M_{1'4} + M_{1'5} - 2M_{11'})\ \mu\text{H}, \qquad (47-12)$$

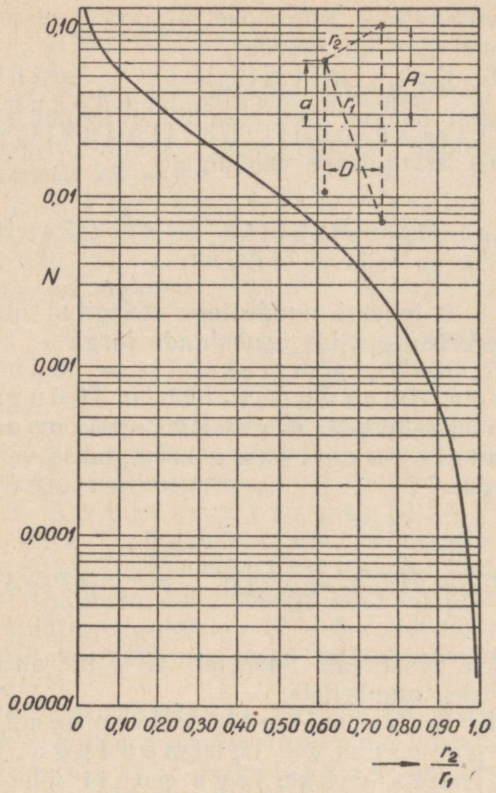
kus w_1 ja w_2 on sidestatud poolide mähiste keerdude arvud ja sulgudes asuvate indeksitega M arvväärtused leitakse valemiga 47 — 9, kusjuures ühekeeruliste poolide asukohad valitakse vastavalt joonisel 47 — 11 indeksinumbritega märgitud kohtadele.

Võnkeringipoolide headust määratakse teatavasti hüveteguriga Q, mille arvväärtus on arvutatav valemiga 29 — 1. Võnkeringi ekvivalentne aktiivtakistus ja seega ühtlasi ka hüvetegur muutuvad järgmistel põhjustel: 1) pinnaefekti toimel muutub mähise ekvivalentne aktiivtakistus suuremaks, 2) mähise keerdude lähiduse tõttu muutub nendes voolujaotus ebaühtlaseks ning selle tulemusena suureneb mähise ekvivalentne aktiivtakistus, 3) mähise läheduses asuvates dielektrikutes tekkivad dielektrilised kaod põhjustavad mähise ekvivalentse aktiivtakistuse suurenemist; nende kadude peamiseks põhjustajaks on poolialused ja mähise isolatsioon, ja 4) mähise läheduses asuvates metallosades arenevad pöörisvoolud põhjustavad samuti mähise ekvivalentse aktiivtakistuse suurenemist. Kõigi nimetatud põhjuste toimel suureneb mähise ekvivalentne aktiivtakistus ligikaudu võrdeliselt nurksagedusega ning seetõttu hüveteguri Q arvväärtus käsiteldavas laineastmikus muutub suhteliselt vähe.

Hüveteguri arvväärtus sõltub sagedusest, pooli mõõdetest, mähise keerdude arvust, mähistraadi läbimõõdust, selle materjalist ning isolatsioonist.

Antud induktiivsuse ja pooli läbimõõdu puhul saadakse ühekihilise mähisega pooli maksimaalne hüvetegur siis, kui valitakse pooli pikkuse ja läbimõõdu suhe $b/D = 0{,}5$, kusjuures selle suhte arvväärtus ei ole kriitiline, vaid võib tunduvalt kõrvale kalduda.

Jääva induktiivsuse ja jääva suhte $b/D = 0{,}5$ puhul muutub hüvetegur võrdeliselt pooli läbimõõdu ruutjuure suurene-



Joonis 47 — 8. Tegur N sõltuvalt suhtest r_2/r_1, kusjuures

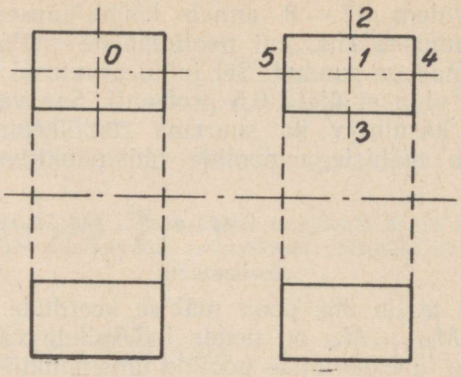
$$\frac{r_2}{r_1} = \sqrt{\frac{\left(1-\frac{a}{A}\right)^2+\frac{D^2}{A^2}}{\left(1+\frac{a}{A}\right)^2+\frac{D^2}{A^2}}}.$$

misega, kui valida optimaalne mähistraadi läbimõõt. Optimaalne mähistraadi läbimõõt lühilaineastmiku poolide jaoks on arvutatav valemiga:

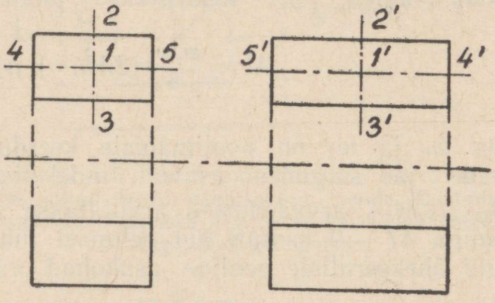
$$d_{opt} = \left(12 + 5{,}38\,\frac{D}{b}\right)\frac{1}{D\sqrt{f}} \text{ cm.} \quad (47-13)$$

Mitmekihilise mähisega kesk- ja pikklaineastmikkude poolide hüvetegurite orienteerivaks määramiseks võib kasutada jooniselt 47 — 12 nähtuvaid andmeid, kus vastavalt pooli mõõdetele ja mähistraadi tüübile on antud mõõtmiste andmetel saadud hüvetegurite arvväärtused.

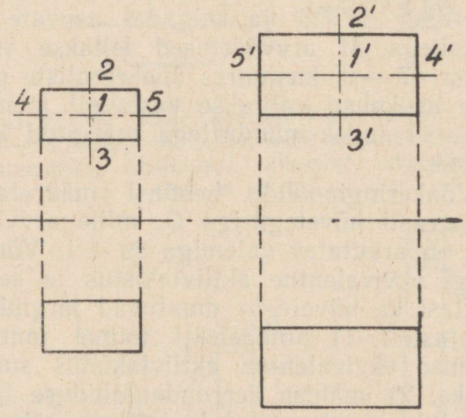
Laboratoorsete mõõtmiste tulemusena on kindlaks tehtud, et ühekihilise mähisega poolide valmistamiseks, induktiivsusega 200 kuni 500 μH, on sobivam mähistraadi läbimõõt 0,3 kuni 0,6 mm. Mitmekihilise mähisega poolide valmistamiseks, induktiivsu-



Joonis 47 — 9. Kahe mitmekihilise mähisega, ühesuguse läbimõõduga, lühikese pooli asetusskeem ühisinduktiivsuse arvutamiseks.



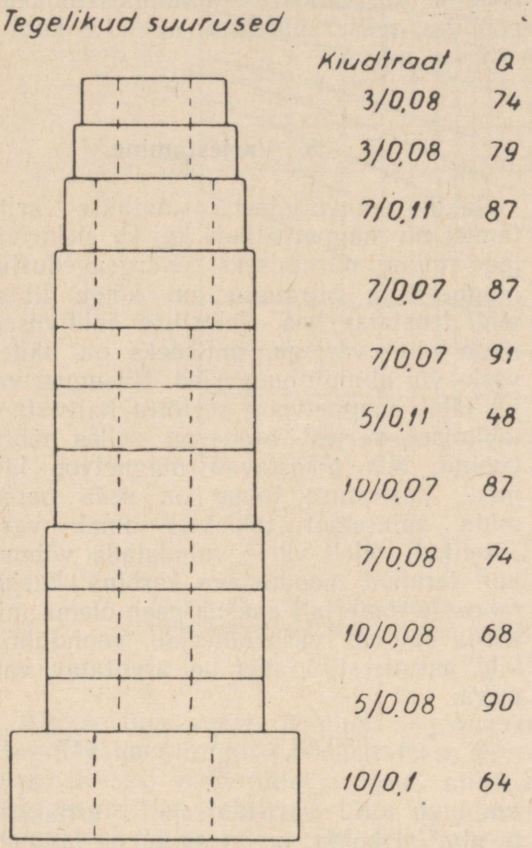
Joonis 47 — 10. Kahe mitmekihilise mähisega, ühesuguse läbimõõduga, kuid erineva pikkusega pooli asetusskeem ühisinduktiivsuse arvutamiseks.



Joonis 47 — 11. Kahe mitmekihilise mähisega erineva läbimõõduga ja erineva pikkusega pooli asetusskeem ühisinduktiivsuse arvutamiseks.

sega 1000 kuni 2000 μH, on sobivad mähistraadid 0,2 kuni 0,35 mm. Üldiselt aga 200 μH ja suurema induktiivsusega

mitmekihilise mähisega poolide valmistamiseks on sobivad kiudtraadid, millede mõõted on antud joonisel 47 — 12.



Joonis 47 — 12. Mitmekihilise mähisega kesk- ja pikklaineastmikkude poolide mõõted, nende mähistraatide tüübid ja hüvetegurid (joonise mõõt 1 : 1).

Tehastes poolimähise ekvivalentset aktiivtakistust ei arvutata, sest selle mõõtmine on lihtsam ja tulemused on täpsemad. Mitte-tehase olukorras poolide projekteerimisel on võimalik nende ekvivalentseid aktiivtakistusi ligikaudu arvutada valemiga:

$$R_e = R_0\left[F + \left(\frac{kwd}{D}\right)^2 G\right]\ \Omega, \quad (47 - 14)$$

kus R_0 on mähise aktiivtakistus alalisvoolule, w on mähise keerdude arv, d on mähistraadi läbimõõt millimeetrites, D on mähise välisläbimõõt sentimeetrites ja F, k, G on tegurid, millede arvväärtused leitakse tabelitest 47 — 3, 47 — 4 ja 47 — 5.

Nendes tabelites antud tegur z arvutatakse valemiga:

$$z = \frac{d\sqrt{f}}{3}, \quad (47 - 15)$$

kus d on mähistraadi läbimõõt millimeetrites ja f on sagedus kilohertsides.

Teguri z arvväärtust on võimalik otseselt arvutada ka lainepikkuse kaudu:

$$z = \frac{183d}{\sqrt{\lambda}}, \quad (47 - 16)$$

kus d on sama mis valemis 47 — 15 ja λ on lainepikkus meetrites.

Tabel 47 — 3.

Tegurite F ja G arvväärtused sõltuvalt teguri z arvväärtusest.

z	F	G	z	F	G	z	F	G
0,1	1,000	0,0000015	3,4	1,46	0,481	8,4	3,24	1,36
0,2	1,000	0,0000025	3,5	1,49	0,499	8,6	3,31	1,39
0,3	1,000	0,0001	3,6	1,53	0,516	8,8	3,38	1,43
0,4	1,000	0,0004	3,7	1,57	0,533	9,0	3,45	1,46
0,5	1,000	0,001	3,8	1,60	0,550	9,2	3,52	1,50
0,6	1,001	0,0020	3,9	1,64	0,567	9,4	3,59	1,53
0,7	1,001	0,0037	4,0	1,68	0,584	9,6	3,66	1,57
0,8	1,002	0,0063	4,1	1,72	0,601	9,8	3,73	1,61
0,9	1,003	0,0101	4,2	1,75	0,618	10,0	3,80	1,64
1,0	1,005	0,0152	4,3	1,79	0,635	11,0	4,15	1,82
1,1	1,008	0,0220	4,4	1,83	0,652	12,0	4,50	2,00
1,2	1,01	0,0306	4,5	1,86	0,669	13,0	4,86	2,17
1,3	1,02	0,0413	4,6	1,90	0,686	14,0	5,21	2,35
1,4	1,02	0,0541	4,7	1,94	0,703	15,0	5,56	2,53
1,5	1,03	0,0691	4,8	1,97	0,720	16,0	5,92	2,70
1,6	1,03	0,0863	4,9	2,01	0,738	17,0	6,27	2,88
1,7	1,04	0,106	5,0	2,04	0,755	18,0	6,62	3,06
1,8	1,05	0,127	5,2	2,11	0,790	19,0	6,97	3,23
1,9	1,06	0,149	5,4	2,18	0,826	20,0	7,33	3,41
2,0	1,08	0,173	5,6	2,25	0,861	21,0	7,68	3,59
2,1	1,09	0,197	5,8	2,32	0,896	22,0	8,03	3,76
2,2	1,11	0,221	6,0	2,39	0,932	23,0	8,39	3,94
2,3	1,13	0,246	6,2	2,46	0,967	24,0	8,74	4,12
2,4	1,15	0,271	6,4	2,53	1,00	25,0	9,09	4,29
2,5	1,18	0,295	6,6	2,60	1,04	30,0	10,9	5,18
2,6	1,20	0,318	6,8	2,67	1,07	40,0	14,4	6,95
2,7	1,23	0,341	7,0	2,74	1,11	50,0	17,9	8,71
2,8	1,26	0,363	7,2	2,81	1,14	60,0	21,5	10,5
2,9	1,29	0,384	7,4	2,88	1,18	70,0	25,0	12,3
3,0	1,32	0,405	7,6	2,95	1,22	80,0	28,5	14,0
3,1	1,35	0,425	7,8	3,02	1,25	90,0	32,1	15,8
3,2	1,39	0,444	8,0	3,09	1,29	100,0	35,6	17,6
3,3	1,42	0,463	8,2	3,17	1,32			

Tabel 47 — 4.

Teguri k arvväärtus väikese kihtide arvuga poolides.

n \ $\frac{b}{D}$	0,125	0,25	0,375	0,50	1,0
1 kiht	1,50	0,78	0,53	0,41	0,25
2 kihti	1,96	1,00	0,68	0,52	0,27
3 kihti	2,03	1,03	0,70	0,53	0,29

Tabel 47 — 5.

Teguri k arvväärtus mitmekihilistes poolides.

$\frac{c}{D}$ \ $\frac{b}{D}$	0,125	0,25	0,375	0,50	1,0
0,1	1,16	0,77	0,58	0,47	0,30
0,2	0,81	0,62	0,49	0,41	0,27
0,3	0,69	0,54	0,44	0,37	0,24
0,4	0,60	0,47	0,40	0,34	0,22
0,5	0,52	0,42	0,35	0,30	0,21

Lühilaineastmikkude poolide projekteerimisel võib nende ekvivalentseid aktiivtakistusi ligikaudu arvutada valemiga:

$$R_e = \frac{Dw\sqrt{f}}{380}\left(1 + \frac{w^2d^2}{50b^2}\right)\ \Omega, \quad (47 - 17)$$

kus D on mähise läbimõõt sentimeetrites, f on sagedus megahertsides, d on mähistraadi läbimõõt millimeetrites ja b on mähise pikkus sentimeetrites.

Võnkeringipoolide mõõdete vähendamiseks ja hüvetegurite suurendamiseks valmistatakse need sageli ferromagnetiliste südamikkudega. Ferromagnetiliste südamikkudega võnkeringipoole valmistatakse praktikas kuni 12 MHz sagedustele. Veel kõrgematel sagedustel arenevad ferromagnetilises südamikus seevõrra suured kaod, et see mingit paremust ei anna, või isegi halvendab pooli hüvetegurit.

Ferromagnetilise südamikuga võnkeringipoolide ja paispoolide arvutamisel tuleb arvestada ferromagnetilise südamiku tegelikku permeaablust, mille võrra suureneb pooli induktiivsus võrreldes õhksüdamikuga pooliga. Tavaliselt toodetakse kahte tüüpi ferromagnetilisi südamikke: üks kasutamiseks kesk- ja pikklaineastmikkude poolides, mille suhteline $\mu_r = 2{,}8$ kuni 3, ja teine kasutamiseks lühilaineastmikkude poolides, mille suhteline $\mu_r = 1{,}5$ kuni 2.

Kirjandus: 1.

47 — 8. Varjestamine.

Raadiovastuvõtjates kasutatakse varjestamist nii magnetväljade kui ka elektriväljade toime piiramiseks. Kõrgsagedusliku magnetvälja piiramine on kõige lihtsamini teostatav hea elektrilise juhtivusega materjalist varjega, milledeks on näiteks vask- või alumiiniumvarjed. Niisugust varjet läbib magnetvoog seetõttu halvasti, et läbimisel varjest arenevad selles pöörisvoolud, mis tõkestavad magnetvoo läbimist. Varjestuse toime on seda parem, mida väiksemat takistust omab varje. Järelikult tuleb varje valmistada võimalikult tervikut moodustava karbina, kusjuures selle materjali paksus peab olema mitu korda suurem varjematerjali voolujuhtiva kihi paksusest δ, mis on arvutatav valemiga:

$$\delta = 50{,}33\sqrt{\frac{\varrho}{\mu_r f}}\ \text{cm}, \quad (47 - 18)$$

kus ϱ on varjematerjali eritakistus $\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$ kohta, μ_r on suhteline magnetiline läbitavus ja f on sagedus hertsides.

Varje toimel väheneb pooli induktiivsus ning selle suurust on võimalik määrata joonisel 47 — 13 toodud kõverate järgi.

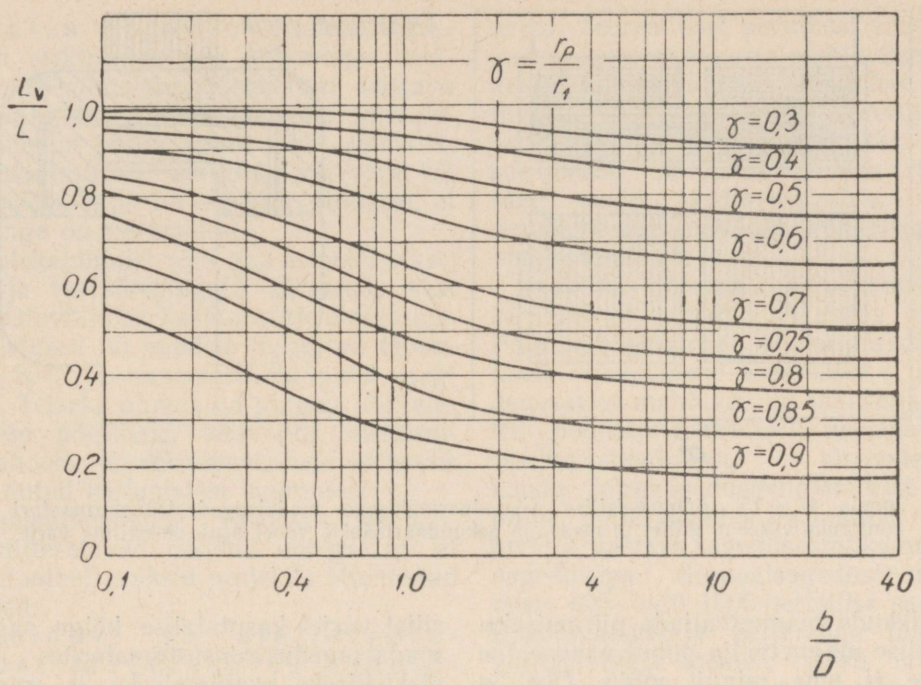
Varjes tekkivate kadude toimel suureneb ka võnkeringipooli ekvivalentne aktiivtakistus, mille suurenemine on arvutatav valemiga:

$$\Delta R_e = \frac{9{,}37 \cdot 10^{-4} w^2 r_p \sqrt{f\varrho}}{r^4}\ \Omega, \quad (47 - 19)$$

kus w on mähise keerdude arv, r_p on pooli raadius sentimeetrites, f on sagedus hertsides, ϱ on varjematerjali eritakistus $\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{cm}$ (vase $\varrho = 1{,}724 \cdot 10^{-6}$) ja r arvutatakse valemiga:

$$r = \sqrt[3]{\frac{D_v l_v}{8}}\ \text{cm},$$

kus D_v on varje läbimõõt sentimeetrites ja l_v on varje pikkus sentimeetrites.

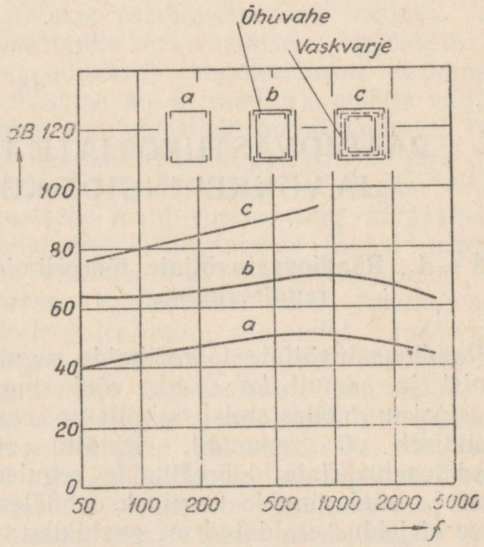


Joonis 47 — 13. Õhksüdamikuga võnkeringipoolide induktiivsuse suhteline vähenemine sõltuvalt suhtest b/D ja r_p/r_v, kus r_p on pooli välisraadius ja r_v on varje siseraadius.

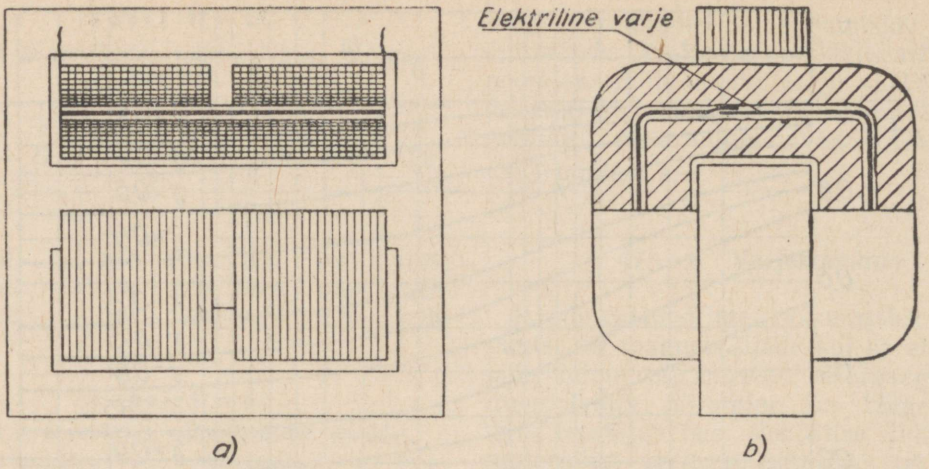
Alalise tugevusega ja madalsagedusliku magnetvälja piiramiseks kasutatakse ferromagnetilisest materjalist varjeid, millised hea magnetilise juhtivuse tõttu muudavad magnetvoo suunda kõrvale selle algsuunast ja seega tõkestavad magnetvoo läbimist varjest. Ferromagnetilise varje toimel tekkiv magnetvälja tugevuse suhteline muutus on arvutatav valemiga:

$$\frac{H}{H_v} = 0{,}22\ \mu_r \left[1 - \left(1 - \frac{t}{r_0}\right)^3\right], \qquad (47 - 20)$$

kus H on magnetvälja tugevus varjeta, H_v on magnetvälja tugevus varjega, μ_r on varjematerjali suhteline magnetiline läbitavus, t on varjematerjali paksus ja r_0 on ekvivalentse kera raadius, mille maht võrdub varje mahuga, arvestades selle välismõõteid. Sellest valemist nähtub, et juhul kui valida varje paksus $^1/_5$ ekvivalentse kera raadiusest, siis varje nõrgendab magnetvälja ainult 50 protsenti. Järelikult ühekordne ferromagnetiline varje ei ole ratsionaalne kasutada. Seetõttu, kui ühe ferromagnetilise varjega ei saavutata vajalikku magnetvälja nõrgenemist, kasutatakse mitmekordseid varjeid, milledes ferromagnetiliste varjete vahele asetatakse vaskvarje, või jäetakse kahe ferromagnetilise varje vahele õhuvahe. Niisuguste mitmekordsete varjete toime on palju parem ainult madal-



Joonis 47 — 14. Ühe- ja mitmekordsete ferromagnetiliste varjete toime erinevus helisagedusalas sõltuvalt sagedusest ja varje liigist.



Joonis 47 — 15. Sümmeetrilise sekundaarmähisega madalsagedustransformaatori konstruktiivskeem, millel primaar- ja sekundaarmähise vahel asub elektriline varje.

sageduslikkude magnetväljade piiramiseks, kuna alalise magnetvälja puhul vahepealne vaskvarje ei oma mingit mõju. Ühe- ja mitmekordsete ferromagnetiliste varjete toime erinevus helisagedusalas nähtub jooniselt 47 — 14.

Mõningatel juhtudel on vaja piirata ainult elektrivälja toimet, milleks kasutatakse elektrilist varjestamist. Elektriline varje valmistatakse samuti heast erijuhtivusega materjalist, kuid niiviisi, et pöörisvooludele ei tekiks lühisevõimalust. Elektrilist varjet kasutatakse kõige sagedamini madalsagedustransformaatorites mähiste elektriliseks eraldamiseks ja raamantennide varjestamiseks.

Elektrilise varjega madalsagedustransformaatori konstruktiivskeem on antud joonisel 47 — 15, millest nähtub, et primaar- ja sekundaarmähiste vahele asetatud elektrilise varje otsad on üksteisest isoleeritud lühiskeeru tekkimise vältimiseks.

Kirjandus: 1, 2 ja 40.

48. peatükk.

RAADIOVASTUVÕTJATE TÖÖREŽIIMIDE REGULEERIMINE JA VÕNKERINGIDE KOOSJOOKSU HÄÄLESTAMINE.

48 — 1. Raadiovastuvõtjate tööreżiimide reguleerimine.

Raadiovastuvõtjate tööreżiimide reguleerimist ja samuti ka nende võnkeringide koosjooksu häälestamist toimitakse nende tootmisel või remondil. Seetõttu ongi raadiovastuvõtjate tööreżiimide reguleerimise ja võnkeringide koosjooksu häälestamise kirjeldus eraldatud eri peatükiks.

Raadiovastuvõtjate tööreżiimide reguleerimiseks nimetatakse selle elektronlampide kütte-, anood-, võre- ja varivõrepingete ning voolude mõõtmist ja nende reguleerimist ettenähtud arvväärtustele. Nimetatud pingete ja voolude arvväärtused määratakse kindlaks projektis või on need antud elektronlampide tabelites. Raadiovastuvõtjates võivad aga nende pingete ja voolude arvväärtused ettenähtud suurustest erineda mõnede vooluringide takistite defektsuse või mitteõigete takistuste tõttu. Alljärgnevalt kirjeldatakse raadiovastuvõtjate tööreżiimide reguleerimist vastavalt nende toitmisviisidele.

Vahelduvvooluvõrgust toi-

detavates raadiovastuvõtjates on elektronlampide küttepinge määratud toiteseadme transformaatori vastava küttemähise pingega. Küttepinge kõrvalekaldumine on seega ainult siis võimalik, kui transformaatori arvutuses on viga või kui transformaator on defektne, eeldusel, et võrgupinge on normaalne.

Kõrvalekaldumisi võib aga esineda võre-, anood- ja varivõrepingete kõrguses, sest raadiovastuvõtjates kasutatavate masstakistite takistused on nendele märgitud täpsusega ± 20% ja vanematel tüüpidel isegi ± 30%. Teiseks nimetatud pingete kõrvalekaldumise põhjuseks võib olla elektronlambi anood- ja varivõrevoolude erinevus tabelis antud keskmistest suurustest.

Mõõtmistulemustele vastavalt asendatakse mittesobivad takistid uutega, nii et elektronlambid saaksid projektis ettenähtud tööpinged.

Vahelduv- ja alalisvooluvõrgust toidetavates raadiovastuvõtjates tuleb esmajärjekorras kontrollida elektronlampide küttevoolu tugevust. Küttevoolu tugevust tuleb mõõta mitte varem kui kolm minutit peale raadiovastuvõtja pingestamist, sest enne seda ei oma elektronlampide kütteniidid veel normaalset töötemperatuuri ja sellega ühtlasi ei ole ka kütteniitide takistused normaalsed. Võre-, anood- ja varivõrepingete reguleerimine toimub samuti kui vahelduvvooluvõrgust toidetavates raadiovastuvõtjates.

Patareidest toidetavates raadiovastuvõtjates tuleb eriti kontrollida küttevooluringi takistuste korrasolekut. Ülejäänud osas on patareivastuvõtjate kohta kehtiv sama, mis on nimetatud vahelduvvooluvõrgust toidetavate vastuvõtjate kohta.

Kirjandus: 38 ja 39.

48 — 2. Raadiovastuvõtjate võnkeringide koosjooksu häälestamine.

Raadiovastuvõtjate käsitamise lihtsustamiseks kasutatakse ringhäälingu vastuvõtjates eranditult ühe nupuga häälestamissüsteemi. Ühe nupuga häälestamiseks rakendatavate mitmekordsete pöördkondensaatorite üksikute sektsioonide mahtuvuse kõverad peavad olema ühesugused ning võnkeringide induktiivsused peavad võrduma. Teoreetilisel arvutusel saadud koosjooksu kondensaatorite mahtuvused on ligikaudsed, sest lülituse ja poolide sisemahtuvused ei ole teoreetilisel arvutusel täpselt teada. Seetõttu praktikas valitakse koosjooksu kondensaatoriteks trimmerid ning peale raadiovastuvõtja valmimist reguleeritakse nendega võnkeringide algmahtuvused võrdseks.

Praktikas toimub raadiovastuvõtja võnkeringide koosjooksu häälestus järgmiselt. Pöördkondensaatori rootorplaadid pööratakse niisugusesse asendisse, et pöördkondensaatori mahtuvus on maksimaalne. Selles pöördkondensaatori asendis antakse raadiovastuvõtjasse ekvivalentantenni kaudu kõrgsagedusgeneraatorist signaalpinge, mille sagedus on võrdne raadiovastuvõtja vastava sagedusastmiku minimaalse sagedusega. Signaalsagedust moduleeritakse 400- kuni 1000-hertsilise sagedusega. Raadiovastuvõtja väljandiga ühendatakse valjuhääldaja asemele takisti ja väljandpinge mõõteriist või lampvoltmeeter. Sellele järgnevalt reguleeritakse poolide induktiivsust, seni kuni raadiovastuvõtja väljandpinge muutub maksimaalseks. Poolide induktiivsuste muutmist toimitakse nende ferromagnetiliste südamikkude reguleerimisega või õhksüdamikkudega poolidel keerdude arvu muutmisega. Järgnevalt pööratakse pöördkondensaatori mahtuvus minimaalseks ning kõrgsagedusgeneraator häälestatakse raadiovastuvõtja vastava sagedusastmiku maksimaalsele sagedusele. Selles olukorras reguleeritakse trimmerite mahtuvusi nii, et raadiovastuvõtja väljandpinge muutub jällegi maksimaalseks. Trimmerite mahtuvuse reguleerimise järel pööratakse pöördkondensaator tagasi maksimaalsele mahtuvusele ning kõrgsagedusgeneraator häälestatakse tagasi sagedusala minimaalsele sagedusele. Selles olukorras katsetatakse, kas induktiivsuste järelreguleerimine suurendab raadiovastuvõtja väljandpinget. Kui induktiivsuste teistkordne reguleerimine suurendab raadiovastuvõtja väljandpinget, siis reguleeritakse see jälle maksimaalseks, ning sagedusastmiku maksimaalsel sagedusel korratakse ka trimmerite reguleerimist. Eelkirjeldatud viisil tuleb võnkeringide koosjooksu häälestamist korrata seni, kuni korduval reguleerimisel ei saavutata enam tunduvat väljandpinge kõrgenemist. Peale

selle kontrollitakse võnkeringide koosjooksu kahes-kolmes kohas sagedusastmikus. Selleks häälestatakse raadiovastuvõtja ja kõrgsagedusgeneraator samale sagedusele sagedusastmikus ja proovitakse, kas võnkeringide mahtuvuse või induktiivsuse muutmine suurendab väljandpinget. Võnkeringi mahtuvuse suurendamiseks asetatakse pöördkondensaatori plaatide vahele vilgukivilehest valmistatud proovilabidake, mille edasi-tagasi nihutamisega muutub pöördkondensaatori mahtuvus. Võnkeringi induktiivsuse muutmiseks kasutatakse isoleermaterjalist proovikepikest, mille ühes otsas on ferromagnetiline poolisüdamik ja teises otsas vasest silinder. Lähendades poolile proovikepikese ferromagnetilise südamikuga otsa, suureneb pooli induktiivsus, kuna vasksilindri lähendamisel pooli induktiivsus väheneb. Kui väljandpinge ei suurene, siis raadiovastuvõtja võnkeringide koosjooksu häälestamine on sellega lõpetatud. Juhul kui aga sagedusastmikus mõnes punktis võnkeringide mahtuvuse või induktiivsuse muutmisel väljandpinge suureneb, siis võib viga olla pöördkondensaatoris või liiga tugevas antenni sidestuses. Pöördkondensaatori üksikute sektsioonide erinevate mahtuvustunnusjoonte puhul ei ole võimalik täpset koosjooksu saavutada, ning kui mahtuvuste tunnusjoonte erinevus on tunduv, siis tuleb defektne pöördkondensaator asendada uuega. Kui koosjooksu ebatäpsust põhjustab liiga tugev antennisidestus, siis saab olukorda parandada antennisidestuse nõrgendamisega.

Supervastuvõtjate võnkeringide koosjooksu häälestamine erineb mõningal määral eelkirjeldatust. Nimelt tuleb supervastuvõtjas kõige enne häälestada vahesagedusvõimendaja. Vahesagedusvõimendaja häälestamist alatakse selle viimasest võnkeringist. Vahesagedusvõimendaja häälestamiseks kõrgsagedusgeneraator häälestatakse vahesagedusele ja selle moduleeritud väljandpinge antakse läbi 10 ... 30 pF mahtuvusega kondensaatori vahesagedusvõimendaja esimesse võnkeringi. Kui juhuslikult vahesagedusvõimendaja kõrvalehäälestus on nii suur, et vahesagedusvõimendaja esimesse võnkeringi signaalpinge andmisel viimases võnkeringis üldse pinget ei saada, siis kõrgsagedusgeneraatori väljandpinge antakse esialgu viimase ribafiltri primaarvõnkeringi ja ribafilter häälestatakse ligikaudselt vahesagedusele. Sama tehakse ka teistes ribafiltrites. Sellele järgnevalt antakse signaalpinge uuesti vahesagedusvõimendaja esimesse võnkeringi ning alatakse vahesagedusvõimendaja viimase võnkeringi häälestamist. Selleks tekitatakse häälestatava ribafiltri primaarvõnkeringis lisasumbumus, sest vastasel korral mõjutab see sekundaarvõnkeringi häälestamist.

Peale sekundaarvõnkeringi häälestamist tekitatakse selles lisasumbumus ja häälestatakse primaarvõnkering. Järgnevalt häälestatakse analoogiliselt ka eelmised ribafiltrid. Supervastuvõtja sisend- ja kõrgsagedusvõimendajate võnkeringide koosjooksu häälestamiseks tuleb eelnevalt ostsillaatori võnkering häälestada ligikaudselt, sest muidu ei saa vajalikku vahesagedust.

Sisend- ja kõrgsagedusvõimendaja võnkeringide häälestamine toimub analoogiliselt eespool kirjeldatuga. Erinevuseks on see, et sisend- ja kõrgsagedusvõimendaja võnkeringide häälestamisega kaasaskäivalt häälestatakse ka iga kord ostsillaatori võnkeringi, nii et raadiovastuvõtja väljandpinge saadakse maksimaalne. Pärast sisend- ja kõrgsagedusvõimendaja võnkeringide koosjooksu häälestamist häälestatakse lõpuks ostsillaatori võnkering. Selleks häälestatakse kõrgsagedusgeneraator raadiovastuvõtja koosjooksusagedusele f_1, ning häälestatakse ka vastuvõtja sellele sagedusele. Sellele järgnevalt muudetakse ostsillaatori võnkeringi induktiivsust nii palju, et vastuvõtja väljandpinge muutub maksimaalseks. Teiseks häälestatakse kõrgsagedusgeneraator ja raadiovastuvõtja koosjooksusagedusele f_3 ning muudetakse ostsillaatori võnkeringi trimmeri mahtuvust ja raadiovastuvõtja häälestust seni, kuni saavutatakse maksimaalne väljandpinge. Siis alatakse sama tööd jälle koosjooksusagedusel f_1 ja lõpetatakse koosjooksusagedusel f_3. Seda korratakse nii mitu korda, kuni koosjooksu häälestamise kordamisel ei saavutata eelmisest kõrgemat väljandpinget. Säärast ostsillaatori võnkeringi koosjooksu häälestamist tuleb teha igas laineastmikus eraldi.

Lõpuks kontrollitakse koosjooksu ka koosjooksusagedusel f_2. Kui sagedusel f_2 koosjooksu ei ole saavutatud, siis tuleb muuta ostsillaatori võnkeringis järjestikku

asuva kondensaatori mahtuvust nii, et koosjooks saavutatakse. Kuid enamasti ei ole vaja ostsillaatorvõnkeringis järjestikku asuva kondensaatori mahtuvust muuta, eeldades, et selle mahtuvus on juba teoreetilisel arvutusel määratud õigesti (vaadata peatükk 35, kondensaatori C_2 arvutus). Kui aga siiski C_2 mahtuvust muudetakse, siis tuleb vastuvõtja häälestust korrata koosjooksusagedustel f_1 ja f_3.

Lühilaineastmikkudes on tavaliselt ainult kaks koosjooksusagedust, ning seega nendes reguleeritakse koosjooksusagedusel f_2 trimmeri mahtuvust ja koosjooksusagedusel f_1 reguleeritakse pooli induktiivsust.

Juhul kui mingil põhjusel peale ostsillaatori võnkeringi koosjooksu häälestust täiendavalt reguleeritakse sisend- ja kõrgsagedusvõimendaja võnkeringide trimmereid või induktiivsusi, siis tuleb ostsillaatori võnkeringi koosjooksu häälestust uuesti korrata.

Kirjeldatud supervastuvõtja koosjooksu häälestamise moodus on üks enam rakendatavamaid, kuid sageli raadiotehastes toimitakse supervastuvõtjate koosjooksu häälestamist erinevas järjekorras ja erinevate võtetega.

Kirjandus: 23, 38 ja 43.

49. peatükk.

RAADIOVASTUVÕTJATE RIKETE AVASTAMINE JA ÄRASTAMINE.

49 — 1. Raadiovastuvõtja rikete avastamise metoodika.

Raadiovastuvõtjate rikete avastamine peab toimuma kindla plaani järgi, sest plaanitu rikete otsimisega kulub tunduvalt rohkem aega või ei leita riket üldse. Plaanitu rikete otsimisega tekitatakse sageli juurde uusi rikkeid, mis algrikke leidmist veelgi raskendavad.

Täiesti vaikiva raadiovastuvõtja rikke avastamiseks ei ole seda vaja kohe kastist välja demonteerida, vaid eelnevalt tuleb kontrollida elektronlampide korrasolekut. Kui avastatakse defektne elektronlamp, siis ongi rike leitud. Kui elektronlambid on korras, siis asetatakse need tagasi vastuvõtjasse ja kontrollitakse nende pingestamist. Avastades mõnel elektronlambil pinge puudumise, tuleb edasi jälgida seda vooluringi, millest elektronlampi toidetakse. Sellisel pingestamise kontrollimisel avastatakse tavaliselt riknenud takisti või kondensaator, ilma et oleks vaja vastuvõtjat kastist välja demonteerida.

Kui elektronlampide elektroodid on kõik normaalselt pingestatud, siis tuleb vastuvõtja kontrollimist alustada madalsagedusvõimendajast. Selleks ühendatakse madalsagedusvõimendaja esimese elektronlambi võre ja katoodi vahele toongeneraatori või elektrilise grammofoni väljandpinge. Madalsagedusvõimendaja korrasolekul kostab valjuhääldajast toongeneraatori toon või grammofoni kasutamisel selle heli. Sama korratakse ka detektorastme sisenduselt. Kui ka detektoraste on korras, siis peab rike asuma eespool, s. t. vahe- või kõrgsagedusvõimendajates või sagedusmuundajas. Nendes astmetes rikete avastamiseks on vastuvõtja tavaliselt vaja kastist välja demonteerida. Raadiovastuvõtja kastist välja demonteerimisel tuleb täita järgmisi juhiseid: 1) pöördkondensaatorid peavad asuma maksimaalse mahtuvuse asendis, sest sellega hoidutakse nende rootorite vigastamisest, 2) raadiovastuvõtjas ei tohi ükski lülituselement olla pingestatud, 3) kontrollida, kas šassii kastist eraldamisel skaala ja valjuhääldaja seda ei tõkesta, 4) kastist eraldatud raadiovastuvõtjat ei tohi asetada töölauale nii, et see toetuks poolide varjedele, kondensaatoritele või isegi elektronlampidele ja 5) töölaud peab olema täiesti puhas, eriti ohtlik on terasetolm või -puru, mis võib sattuda valjuhääldaja õhupilusse, kus see tekitab hiljem avarii.

Raadiovastuvõtja demontaažil tuleb lülituselemendid asetada eraldi kastikestesse, et hiljem neid oleks kerge leida. Samuti tuleb demonteerimisel hoiduda lülitusele-

mentide üleliigsest kuumutamisest, sest selle tulemusena võivad tekkida uued rikked (takistid ja kondensaatorid riknevad).

Raadiovastuvõtjate rikete avastamist lihtsustab tunduvalt pöördalus, millele asetatakse kastist välja demonteeritud vastuvõtja. Pöördalusega töötades on võimalik vastuvõtjat asetada igasse vajalikku asendisse, nii et soovitud lülituselementidele ligipääs oleks kõige kergem.

Raadiovastuvõtja rikete avastamist lihtsustab tunduvalt selle lülitusskeem, millele märgitakse mõõtmistel saadavad pinged ja voolutugevused. Kui defektse raadiovastuvõtja kohta puudub tehase lülitusskeem, siis tuleb selle toitevooluringide skeem ise üles võtta ja mõõtetulemused skeemile kanda. Tihti ei aita üksi toitevooluringide skeemist, vaid tuleb üles võtta täielik raadiovastuvõtja lülitusskeem, et riket avastada. Ei ole sugugi haruldane, et raadiovastuvõtja rike avastatakse selle lülitusskeemi ülesvõtmisel. Sellised vead on näiteks: lainelülitite kontaktide oksüdeerumine ja murdunud lüliti vedrud, lahtipõrunud poolimähiste otsad jne.

Kogemusteta raadiotehnikule on kõige raskem kindlaks teha, millises raadiovastuvõtja astmes peitub rike. Raadiovastuvõtjate rikete avastamise lihtsustamiseks kirjeldatakse alljärgnevalt lühidalt üksikutes astmetes esinevate rikete tunnuseid ja avastamise viise.

Kõrgsagedusvõimendajas esineva rikke puhul ei kao alati vastuvõtt täielikult, vaid kohalik saatja või ka lähemad suursaatjad kostavad nõrgalt. Selline nähe võib ilmuda siis, kui kõrgsagedusvõimendaja on küll defektne, kuid kõrgsagedusenergia kandub detektorastmesse lülitusmahtuvuste kaudu. Seda viga on võimalik otsevastuvõtjates kindlaks teha ka ilma kõrgsagedusgeneraatorita. Selleks ühendatakse antenn 20 kuni 100 pF mahtuvusega kondensaatori kaudu detektorastme sisendusele ning kui selliselt saavutatakse normaalne lampdetektori tugevusega vastuvõtt, siis on rike kindlasti kõrgsagedusvõimendajas. Supervastuvõtjates tuleb antenni asemel kasutada vahesagedusele häälestatud helisagedusega moduleeritud kõrgsagedusgeneraatori väljandpinget. Peale eelnimetatud nähte võib kõrgsagedusvõimendaja rike põhjustada vastuvõtu moonutusi (elektronlambi defekt), mida saab samuti eelkirjeldatud viisil antenniga või kõrgsagedusgeneraatoriga kindlaks teha. Selleks tuleb kontrollimise ajaks kõrgsagedusvõimendaja elektronlamp vastuvõtjast eemaldada.

Detektorastmes esineva rikke puhul kaob vastuvõtt täielikult ning vastuvõtja häälestamine ega tagasisidestus ei avalda mingit mõju. On aga võimalik ka, et defektne detektoraste tekitab tunduvaid mittelineaarmoonutusi. Mõlemal juhul antakse kontrolliks raadiovastuvõtja madalsagedusvõimendaja sisendusele mingisugune helisageduspinge, kas toongeneraatorist või grammofoni helipeast, millest selgub, kas madalsagedusvõimendaja on korras. Kui madalsagedusvõimendaja on korras, siis järelikult on rike detektorastmes.

Madalsagedusvõimendaja rikke puhul kaob vastuvõtt samuti täielikult või kuuldub moonutatult. Rikke kindlaks tegemine toimub samuti nagu detektorastme juureski, toongeneraatori või elektrigrammofoni abil.

Toiteseadme rikke puhul vaikib vastuvõtja täielikult, kuid seda riket on kerge avastada, sest puuduvad toiteseadme väljandpinged.

Valjuhääldaja rikke puhul võib tekkida täielik vaikus või vastuvõtt on nõrk ja moonutatud. Kõige lihtsam on seda riket avastada, kui on kasutada kontrolliks teine, korras valjuhääldaja.

Supervastuvõtjas ostsillaatori rikke puhul kaob selle saatja vastuvõtt, millele vastuvõtja on häälestatud, kuid võib kosta üle kogu skaala raadiosaatja saade, mille sagedus on ligilähedane vahesagedusele. Rikke avastamiseks on kõige lihtsam ostsillaatorvõnkeringi pöördkondensaator lühistada vastuvõtja tööolukorras, mille tulemusena korras ostsillaatori puhul kuuldub valjuhääldajas järsk naksatus või tekib sahin. Kui aga ostsillaatori pöördkondensaatori lühistamisega valjuhääldajas mingit lisaheli ei teki, siis on ostsillaatoraste defektne.

Automaatse võimenduse reguleerseadise rikke puhul on tunnused ligikaudu samad, mis antud kõrgsagedusvõimendajate rikete kirjelduses. Rikke avastamiseks lülitatakse kõrgsagedusvõimendaja elektronlambi anood-

vooluringi milliampermeeter. See kontroll-milliampermeeter peab raadiovastuvõtja normaalolukorras ja häälestusel mingile töötavale raadiosaatjale tunduvalt vähem näitama kui vastuvõtja kõrvalehäälestusel. Kui aga raadiovastuvõtja häälestus kontrollmõõteriista näitamist ei mõjuta, siis on AVR seadises rike.

Kirjandus: 23.

49 — 2. Raadiovastuvõtjate rikete ärastamise juhiseid.

Raadiovastuvõtja rikke ärastamiseks on vaja esmalt kindlaks määrata vastuvõtja aste, milles rike esineb. Rikke täpsemaks kindlaksmääramiseks tuleb mittetöötavas astmes teha vajalikud pingete ja voolude mõõtmised, mille tulemusena tavaliselt avastatakse defektne sidestuselement või kõlbmatuks muutunud elektronlamp. Kui alalispingete ja alalisvoolude mõõtmisega ei avastata defektset sidestuselementi või elektronlampi, siis tehnilise loogika ja kogemuste varal määratakse kindlaks sidestuselemendid, mis võivad antud juhul riket põhjustada. Need kahtlased sidestuselemendid demonteeritakse vajaduse korral vastuvõtjast ja kontrollitakse nende korrasolekut vastavate mõõteseadistega. Selliselt avastatud defektse sidestuselemendi asendamine uuega ei valmista tavaliselt raadiotehnikule enam mingeid raskusi. Defektse sidestuselemendi asendamisel uutega võib esineda mõningaid raskusi ainult siis, kui ei ole saadaval defektse sidestuselemendi asemel samade elektriliste iseloomustussuurustega või samade mõõdetega uut sidestuselementi. Sellisel juhul tuleb raadiotehnikul raadiovastuvõtja montaažskeemis ja vajaduse korral ka elektrilises skeemis teha vajalikud muudatused uue sidestuselemendi sobitamiseks.

Raadiovastuvõtja monteerimisel kasti tuleb jälgida juhiseid, mis on antud eelmises punktis selle kastist välja demonteerimisel. Lõpuks olgu nimetatud, et raadiovastuvõtjate rikete avastamisel ja ärastamisel on tööõnnetuste vältimiseks kehtivad elektri tugevvoolu-tehnika ohutustehnika eeskirjad, milledele vastavalt muuhulgas töölaud ja põrand selle juures peavad olema kaetud isoleermaterjaliga.

Raadiovastuvõtjate rikete ärastamise juhiste andmiseks kirjeldatakse alljärgnevalt mõnede tüüpilisemate raadiovastuvõtjate rikete ärastamist. Nende näidete tähelepanelik läbilugemine annab algajaile kasulikke praktilise töö võtteid.

Näide 49 — 1.

Vahelduv- ja alalisvooluvõrgust toidetavas otsevastuvõtjas skaalavalgustuslamp ei põle ning vastuvõtja vaikib täielikult.

Lahendus.

Teatavasti vahelduv- ja alalisvooluvõrgust toidetavas vastuvõtjas skaalavalgustuslamp asub järjestikku vastuvõtja elektronlampide küttevooluringis ning seetõttu antud tunnuse puhul on kindlasti tegemist küttevooluringi katkestusega. Järelikult tuleb alata kontrollimist küttevooluringi kõige nõrgemast kohast, milleks on küttevooluringi sulavkaitsmed ning skaalavalgustuslamp. Kui sulavkaitsmed ja skaalavalgustuslamp on korras, siis kontrollitakse kõikide elektronlampide kütteniitide korrasolekut. Kui ka elektronlambid on korras, siis tuleb järgnevalt kontrollida küttevooluringi lülitit ja teisi selle lülituselemente ja kontakte. Defektse lülituselemendi avastamisel asendatakse see uuega ning sellega ongi rike ärastatud.

Näide 49 — 2.

Vahelduvvooluvõrgust toidetavas raadiovastuvõtjas kuuldub valjuhääldajast normaalsest tugevam müra, kuid muidu on vastuvõtt normaalne.

Lahendus.

Kuna raadiovastuvõtja endamürapinge võib tekkida kõige sagedamini toitevoolu lainesuspinge mõjutusel, siis esmajärjekorras kontrollitakse toiteseadme filtrit. Kõige tihedamini esinevaks lainesuspinge kõrgenemise põhjustajaks on filtrikondensaatorite defektid ja sellele järgnevalt filtri paispooli lühiskeerud. Neid lülituselemente tuleb kontrollida ning defektsed asendada uutega. On aga raadiovastuvõtja valjuhääldajas kostuv müra kõrgem alaldaja lainesuspinge sagedusest, siis võib seda põhjustada halb maandus või halb kontakt šassiiga.

Näide 43 — 3.

Raadiovastuvõtja häälestamisel kostab valjuhääldajast raginaid ning mõnes kohas skaalal kaob vastuvõtt täielikult.

Lahendus.

Kirjeldatud nähe lubab oletada, et pöördkondensaatori rootori staatori plaadid tekitavad kohati lühise või on nende vahe täitunud tolmuga. Pöördkondensaatori defekti puhul asendatakse see uuega, sest selle parandamine on väga tülikas ja aegaviitev töö.

Tolmust puhastatakse pöördkondensaatori plaatide vahesid kõige lihtsamini tugeva suruõhu-joaga.

Peale selle võib ülalkirjeldatud raginaid ja vastuvõtu katkestusi tekitada pöördkondensaatori rootori kontaktvedru deformeerumine või selle halb kontakt rootoriga.

Kirjandus: 1.

49 — 3. Raadiovastuvõtjates sagedamini esinevaid rikkeid ja juhiseid nende ärastamiseks.

Sagedamini esinevate raadiovastuvõtjate rikete avastamiseks ja nende ärastamiseks võib kasutada alljärgnevaid juhiseid.

1. Valjuhääldajast kuuldu va tugeva võrgutooni põhjustajaks võivad olla: 1) puudulik maandus vastuvõtja sees või puudulik maandus väljaspool vastuvõtjat; leida puuduliku maanduse koht ja see korrastada, 2) filterkondensaatorite mahtuvus on vähenenud, mida kõige lihtsam on kindlaks teha lisakondensaatori ühendamisega filtrisse; defektsed filterkondensaatorid asendada uutega, 3) elektronlambis katoodi ja küttenii di vaheline isolatsioon on defektne; rikke avastamiseks elektronlambid asendatakse järjekorras uutega; defektne elektronlamp kuulub uuega asendamisele (eriti kontrollida kaksikdioode), 4) valjuhääldaja võrgutooni summutusmähis on valesti ühendatud või on selles tekkinud lühis; kõige lihtsam on riket avastada valjuhääldaja asendamisel kontrollvaljuhääldajaga; kui summutusmähis on defektne, siis asendatakse see uuega, 5) alaldaja transformaatori magnetväli indutseerib madalsagedustransformaatoris häirepinge; selle ärastamiseks transformaatorid varjestatakse ferromagnetilise varjega, 6) võredetektori võretakisti defektne; rikke avastamiseks kontrollida võretakisti takistust ja defektne takisti asendada uuega; sama nähet võivad põhjustada ka teiste elektronlampide defektsed võretakistid, mis on samuti vaja kontrollida, 7) võrekondensaatori defekt; seda saab avastada elektronlambi võrepinge mõõtmisega; defektne võrekondensaator asendatakse uuega; 8) parasiitsidestused võrgujuhtmete ja alaldaja transformaatori ning võre- ja anoodijuhtmete vahel; võrgutooni ärastamiseks võre- ja anoodijuhtmed varjestatakse.

2. Mitmesuguste raginate ja sahinate põhjustajateks on järgmised rikked (kui neid ei põhjusta antenni ja toitevoolu võrgu kaudu sisenevad raadiohäired): 1) elektronlambi defekt, mida saab avastada sellele (sõrmega) kergelt koputades; defektne elektronlamp asendatakse uuega, 2) defektne elektrolüütkondensaator, mis tuleb uuega asendada, 3) oksüdeerunud lainelülitite kontaktid või oksüdeerunud elektronlampide pesade kontaktid; nende avastamiseks tuleb järjekorras liigutada kõiki kontakte kuni avastatakse rikke koht; oksüdeerunud kontaktid puhastatakse peene klaasriidega või klaaspaberiga, sellele järgnevalt poleeritakse ja kaetakse happevaba vedela õliga (vaseliinõli), 4) defektne madalsagedustransformaator; saab avastada uuega asendamisel, 5) defektsed takistid ja potentsiomeetrid; rikke avastamiseks tuleb takistid järjekorras asendada uutega, kuni defektne takisti leitakse, 6) defektne pöördkondensaator; rikke avastamiseks koputatakse pöördkondensaatorit või pööratakse selle rootorit; kui raginate põhjustajaks on pöördkondensaatori plaatide vahel asuv tolm, siis selle kõrvaldamisega on ka rike ärastatud; pöördkondensaatoris võivad esineda ka isolatsiooni rikked ja halb rootori kontakt; rootori kontakti on tavaliselt lihtne korrastada, kuid isolatsiooni rikete puhul kondensaator tavaliselt asendatakse uuega.

3. Valjuhääldajast kostvaid vilesid ja huilgamisi põhjustavad järgmised rikked: 1) akustiline tagasisidestus; selle avastamiseks tuleb elektronlambid kordamööda käega kinni hoida; akustilisest tagasisidestusest hoidumiseks kaetakse elektronlamp pehme kummi või vati kattega ja kasutatakse vetruvat pesa; akustilist tagasisidestust võib tekitada ka pöördkondensaatori rootori plaatide vibreerimine; selle ärastamiseks varjestatakse pöördkondensaator ja asetatakse šassiile vetruvate puksidega või asendatakse uuega, 2) elektronlambi defekt; avastatakse elektronlampide järjekorras uutega asendamisega; 3) eraldusfiltri kondensaatori defektsus, mille tõttu tekib parasiitsidestus; kontrollitakse lisakondensaatori ühendamisega, 4) defektne madalsagedustransformaator; kontrollitakse uuega asendamisega, 5) patareidest toidetavas raadiovastuvõtjas võib vilesid põhjustada vana anoodpatarei, mille sisetakistus on muutunud liiga suureks; patareiga rööbiti ühendatakse suure mahtuvusega kondensaator.

4. Valjuhääldajast kuuldu vat klirinat tekitavad: 1) elektromagnetilises valjuhääldajas mitteõige ankru asetus, 2) dünaamilises valjuhääl-

dajas võnkepool mitte tsentreeritud, traat võnkepoolil lahti või teraspuru õhupilus; teraspuru kõrvaldamiseks õhupilust või võnkepooli korrastamiseks tuleb valjuhääldaja demonteerida, 3) elektronlambi isoleerosad, kui need vibreerivad akustilise tagasisidestuse mõjutusel; rikke ärastamiseks asendatakse elektronlamp uuega.

5. Valjuhääldaja helivaljus ei ole reguleeritav järgmistel põhjustel: 1) võimenduse reguleerseadis on defektne, mis tuleb asendada uuega, 2) kõrg- või vahesagedusvõimendajas katood-, anood- või võretakisti on defektne; rikke leidmiseks kontrollitakse takistite klemmipinged ja defektne takisti asendatakse uuega.

6. Mittelineaarseid moonutusi põhjustavad järgmised rikked: 1) madalsagedusvõimendajas mitte õige elektronlampide töörežiim; kontrollida esmajärjekorras lõppastme elektronlambi võre-eelpinget, 2) defektsed takistid või kondensaatorid, mis samuti põhjustavad elektronlampide mitte normaalse töörežiimi, 3) defektne valjuhääldaja, 4) defektne elektronlamp, 5) kõrge sisendpinge, mille tõttu lõppaste on ülekoormatud, 6) automaatse võimenduse reguleerseadis ei tööta normaalselt.

7. Raadiovastuvõtja töötamise ajutist katkestust põhjustavad: 1) elektronlambi defekt, 2) takisti või kondensaatori defekt, 3) lahtine ühendus montaažjuhtmetes või halb kontakt elektronlambi pesas, 4) pöördkondensaatori rootori ja staatori plaadid puutuvad kokku, 5) lainelülitis halb kontakt.

8. Raadiovastuvõtja tundlikkuse vähenemist põhjustavad: 1) elektronlampide vananemine, 2) lainelüliti kontaktide oksüdeerumine, 3) permanentdünaamilise valjuhääldaja magneti nõrgenemine, 4) võnkeringide koosjooksuhäälestusest väljaminek.

9. Raadiovastuvõtja täielikku vaikimist põhjustavad: 1) toitejuhtme defektsus, 2) liigvoolu kaitsme defektsus, 3) küttevooluringis voolukatkestus, 4) alaldaja transformaator defektne, 5) alalisvooluvõrgust toitmisel vastuvõtja ühendus võrguga mitte õige (pistikupoolused vahetada), 6) filterkondensaatori defektsus, 7) filterpaispooli või filtertakisti defektsus, 8) valjuhääldaja või väljandtransformaatorite defektsus, 9) elektronlambi defektsus.

10. Valjuhääldajast on kuulda raadiovastuvõtja töötamisel tekkivat normaalset võrgutooni, kuid vastuvõttu ei toimu. Sellisel juhul tuleb alata jällegi kontrollimist lõppastmest järk-järgult ettepoole, kuni avastatakse rikke põhjus. Kõrg- ja vahesagedusvõimendaja kontrollimiseks kasutatakse kõrgsagedusgeneraatorit, mille pinget moduleeritakse helisagedusliku pingega.

Üldiselt raadiovastuvõtja rikete avastamiseks on vaja teatavat vilumust, mida saab omandada ainult praktilises töös. Seetõttu rikke avastamiseks kulutatava aja kestus sõltub töötaja vilumusest ja kasutatavate mõõteriistade otstarbekohasusest.

Kirjandus: 23 ja 51.

49 — 4. Televisiooni vastuvõtjates esinevaid rikkeid.

Käesoleva käsikirja koostamise hetkel ei ole Eesti NSV-s veel televisiooni vastuvõtjaid müügil, sest puudub kohalik televisiooni saatja. Arvatavasti aga lähemate aastate kestel ehitatakse Tallinna oma televisioonisaatja ning sellega ühtlasi tuleb raadiotehnikutel väga palju tegemist teha televisiooni vastuvõtjatega.

Alljärgnevalt antakse lühiülevaade televisiooni vastuvõtjates esineda võivate rikete kohta. Üldiselt võib televisiooni vastuvõtjates esinevaid rikkeid liigitada järgmiselt: 1) kallutusseadiste rikked, 2) kujutisekanali vastuvõtja või sünkroniseerimise seadiste rikked, 3) toiteseadmete rikked ja 4) kineskoobi rikked.

Kallutusseadise rikete puhul ilmnevad kineskoobi ekraanil mittenormaalsed kujutised. Nii näiteks kui lakkab töötamast elektronkiire realt reale kallutusseadis, siis tekib kineskoobi ekraanil horisontaalne joon, ning kui lakkab töötamast elektronkiirt ridasid pidi kallutav seadis, siis tekib kineskoobi ekraanil vertikaalne joon. Niisugusel juhul on rikke asukoht juba ligikaudselt määratud. Täpsemaks

rikke määramiseks tuleb vastavas kallutusseadises kontrollida elektronlampide korrasolekut ja mõõta nende tööpinged. Mõõtmiste tulemustena avastatakse tavaliselt defektne elektronlamp, defektne kondensaator või defektne takisti. Teisel juhul kui kineskoobi ekraanil pildi laius ei anna vajalikkudes piirides muuta, on tegemist ridade kallutusseadises defektse elektronlambiga või saab see kallutusseadis liiga madala toitepinge. Samasuguse defekti puhul pildi kallutusseadises ei saa reguleerida kujutise kõrgust vajalikul määral. Kolmandal juhul kui kineskoobi ekraanil tekkiva kujutise ülemine ja alumine äär on laineline, siis on see tunnuseks, et pildi kallutusseadise pinge sisaldab lainesuspinget. Sama defekti puhul ridade kallutusseadises tekivad kineskoobi ekraanil kujutise küljed lainelised. Neljandal juhul kui esineb mitteühtlane ridade vahe, on defekti põhjuseks pildi kallutusseadise voolu hamba kuju moonutus. Selline moonutus võib tekkida kallutusseadises takistuste või kondensaatorite elektriliste tunnusarvude muutumise tulemusena. Viiendal juhul kui kineskoobi ekraanil kujutis moonutatakse, on tegemist ridade kallutusseadise vooluhamba kuju moonutusega, mida võivad põhjustada jällegi takistuste ja kondensaatorite elektriliste tunnusarvude muutumine.

Kujutisekanali vastuvõtja rike võib põhjustada liig ühetoonilise nõrga pildi. See on tunnuseks, et kujutisekanali vastuvõtja väljandpinge on madal ning viga tuleb otsida kujutisekanali vastuvõtjast, alates selle lõppastmest. Kujutisekanali vastuvõtja ületüürimisel tekib liig kontrastne pilt ja ühtlasi see moonutatakse. Kujutisekanali vastuvõtja rikete avastamiseks tuleb kasutada sama meetodit, mis ringhäälingu vastuvõtja rikete avastamiseks, sest kujutisekanali vastuvõtja on samuti supervastuvõtja. Kujutisekanali vastuvõtja võnkeringide koosjooksu häälestamisel tuleb aga arvestada, et selle sagedusriba laius on mitu MHz-i, mistõttu selle häälestamiseks on vaja suuremat vilumust kui tavalise ringhäälingu vastuvõtja häälestamiseks.

Sünkroonimise seadiste rikete puhul tekivad samuti kujutise moonutused või kujutis ei seisa kineskoobi ekraanil paigal. Kui kujutis liigub kineskoobi ekraanil vertikaalselt, siis vastuvõtja pildi kallutusseadis ei tööta sünkroonselt saatja pildi kallutusseadisega, ning riket tuleb otsida kujutisekanali vastuvõtja sünkroonmärkide eraldusseadisest. Ridade kallutusseadise sünkroonsuse puudumisel tekivad kineskoobi ekraanil horisontaalsed kujutisemoonutused. Arusaadavalt võib samaaegselt esineda pildi ja ridade kallutusseadistega sünkroonimatus, mille tulemusena kineskoobi ekraanil kujutis moonutub kahesuunaliselt. Juhul kui sünkroonimise moonutused ilmuvad katkendliselt, siis sünkroonmärkide eraldusseadise töörežiim ei ole õige või on selle elektronlamp defektne, sest kallutusseadised ei saa küllaldase suurusega sünkroonmärgi pulsse. Mitteküllaldase suurusega sünkroonmärkide pulsse võivad põhjustada ka sünkroonmärkide eraldusseadise ja kallutusseadise vahelise ülekande takistite ja kondensaatorite defektid, millede korrasolekut tuleb eelkõige kontrollida. On võimalik, et pildi sünkroonimine katkeb pildiga kaasneva heli tugevuse suurenemisel üle teatava suuruse, mille põhjustajaks on tavaliselt defektne segustuslamp.

Toiteseadmete rikete puhul esinevad järgmised nähted: kui kineskoobi ekraanile ilmub ainult üks täpp, siis puudub toitepinge kallutusseadistes. Ei teki kineskoobi ekraanil aga üldse täppi, siis puudub kineskoobil toitepinge. Tekib kineskoobi ekraanil aga ainult valgustatud pildipind, siis ei tööta kujutisekanali vastuvõtja, mille mittetöötamist võib põhjustada muu hulgas ka toitevoolu puudumine.

Kineskoobis võivad üldiselt esineda samad rikked, mis tavalises elektronlambis, s. t. kütteniit võib läbi põleda, katood võib kaotada emiteerimise võime, vaakum võib halveneda jne. Peale nimetatud rikete võib kineskoobi ekraan rikneda, mille põhjuseks on tehase praak või ekraani purunemine liiga tugeva elektronkiire mõjutusel, s. t. üleliia hele kujutis või elektronkiire pidev püsimine ühel kohal. Viimane nähe esineb siis, kui kallutusseadised ei tööta, mille tulemusena ekraanil tekib kohalpüsiv täpp.

Halva vaakumi tunnuseks on nähe, et elektronkiirt ei ole enam võimalik vajalikul määral fokuseerida, s. t. täpp ekraanil jääb liiga suureks. Kineskoobi katoodi emiteerimise võime kaotamise puhul ei ole

võimalik selle ekraani valgusheledust suurendada vajaliku määrani, kuigi kineskoobi toitepinged on normaalsed.

Ülalkirjeldatud televisiooni vastuvõtjate rikked on ainult murdosa nendes esineda võivatest riketest, kuid antud juhistest lähtudes avastab vilunud raadiotehnik ka siin nimetamata rikked iseseisvalt, sest nende avastamiseks on rakendatavad samad võtted kui ringhäälingu vastuvõtjate rikete avastamisel.

Televisiooni vastuvõtjate rikete ärastamisel tuleb aga tunduvalt suuremat rõhku panna parasiitsidestuste vähendamisele, kui seda on vaja teha ringhäälingu vastuvõtjates.

Kirjandus: 48.

50. peatükk.

RAADIOVASTUVÕTJATE ISELOOMUSTUSSUURUSTE MÕÕTMINE.

50 — 1. Raadiovastuvõtjate juures teostatavad mõõtmised.

Raadiovastuvõtjate juures teostatavate mõõtmiste ülesandeks on kindlaks teha raadiovastuvõtjate vastavust kehtivatele ГОСТ-i tehnilistele normidele ja ülesseatud tehnilistele tingimustele. Mõõtmisi teostatakse vastuvõtjate juures põhimiselt tehases väljalastava toodangu kontrolliks, tellitud vastuvõtjate partii vastuvõtul ning arbitraaži korral.

Supertüüpi ringhäälingu-vastuvõtjate juures teostatavate mõõtmiste meetodid on kehtestatud arvates 1. jaanuarist 1952. a. ГОСТ 5882-51 elektriliste mõõtmiste osas ja ГОСТ 5881-51 akustiliste mõõtmiste osas, kõikide vastuvõtja klasside kohta.

Nendes ГОСТ-ides käsitletakse mõõteaparatuurile ja mõõtmise tingimustele esitatavaid nõudeid ning ringhäälingu-vastuvõtjate alljärgnevate iseloomustussuuruste mõõtmisi ning arvutamise meetodeid.

Elektriliste mõõtmiste alal:

1. Vastuvõetavad sagedusastmikud.
2. Skaala gradueerimise täpsus.
3. Nimiväljandvõimsus.
4. Endamüra tase.
5. Vastuvõtja tundlikkus helipea sisendist.
6. Vastuvõtja üldine tundlikkus sisendist (antenn-maandus).
7. Vastuvõtja tundlikkus enda raamantennilt töötamisel.
8. Selektiivsus.
9. Sagedusriba laius kõrg- ja vahesagedusosas.
10. Nõrgenemine peegelsageduskanalis.
11. Nõrgenemine vahesagedusega võrdsel sisendpinge sagedusel.
12. Madalsagedusvõimendaja sageduskarakteristik.
13. Kogu võimenduskanali sageduskarakteristik.
14. Tämbriregulaatori toime.
15. AVR toime.
16. Võimenduse regulaatori toime.
17. Helikorrektsiooni toime helitugevuse reguleerimisel.
18. Ostsillaatori sageduse triivimine endasoojenemisel.
19. Mikrofoniefekti, põrisemise, genereerimise ja muude sellelaadsete häirete puudumine vastuvõtjas.
20. Vastuvõtja töövõimelisus vähendatud ja kõrgendatud toitepingete korral.
21. Elektronlampide töörežiimid.
22. Toiteallikates tarvitatav võimsus.

Akustiliste mõõtmiste alal:

1. Valjuhääldaja võnkepooli elektriline impedants.
2. Vastuvõtja kogu võimenduskanali tundlikkuse sageduskarakteristik helirõhu järgi.
3. Vastuvõtja madalsageduskanali tundlikkuse sageduskarakteristik helirõhu järgi.
4. Vastuvõtja kastis asuva valjuhääldaja tundlikkuse sageduskarakteristik.
5. Vastuvõtja madalsagedusvõimenduskanali tundlikkuse sageduskarakteristik helirõhu järgi.
6. Keskmine helirõhk.
7. Sageduskarakteristiku ebaühtlus.
8. Vastuvõtja kogu võimenduskanali mittelineaarmoonutustegur helirõhu järgi.
9. Vastuvõtja madalsagedusvõimendus-

kanali mittelineaarmoonutustegur helirõhu järgi.

10. Vastuvõtja kastis asuva valjuhääldaja mittelineaarmoonutustegur.

11. Madalsagedusvõimenduskanali mittelineaarmoonutustegur helirõhu järgi.

12. Akustilise müra tase, mis tekitatakse elektrimootori poolt heliplaadi ülekandeseadisega varustatud vastuvõtjates.

13. Vastuvõtja heli ülekande kvaliteet kogu võimenduskanalilt ning madalsagedusvõimenduskanalilt.

Samuti näevad ГОСТ-ide normid ette nõudeid mõõtmistel kasutatavatele mõõteseadistele:

1. Standard-signaalgeneraator.

a) Sagedusala — vähemalt 10 kHz kuni 25 MHz;

b) sageduse gradueerimise täpsus $\pm 1\%$;

c) väljandpinge reguleeritavus 1 μV kuni 0,1 V;

d) väljandtakistus vastavalt väljandpinge kõrgusele: 1 μV kuni 0,01 V — maksimaalselt 10 Ω, üle 0,01 kuni 0,1 V — maksimaalselt 50 Ω;

e) väljandpinge näitetäpsus (sujuvat või astmelist atenuaatorit rakendades) kogu sagedusalas ja väljandpinge kõrguste piires 1 μV kuni 0,1 V — $\pm 20\%$;

f) amplituudmodulatsiooni sügavuse piirid nii sisemist kui välist modulaatorit kasutades — 0 kuni 80%;

g) modulatsiooni määramise täpsus, 50% modulatsiooni sügavuse juures, kuni 5%;

h) sisemise modulaatori sagedus 400 Hz $\pm 5\%$;

i) moduleerimise rakendamise võimalus välisest modulaatorist sagedusastmikus 50 kuni 10 000 Hz.

2. Helisagedusgeneraator.

a) Sagedusala, minimaalselt 50 ... 10 000 Hz;

b) pinge ebaühtlus sagedusalas 50 ... 10 000 Hz maksimaalselt ± 2 dB;

c) väljandpinge mittelineaarmoonutustegur sagedusalas 50 ... 10 000 Hz maksimaalselt 1%;

d) genereeritava sageduse maksimaalsed kõrvalekaldumised absoluutväärtusest: sagedusel 200 Hz ja kõrgematel $+3\%$, sagedusel alla 200 Hz ± 6 Hz;

e) väljandpinge kõrguse sujuv reguleeritavus 0,01 ... 150 V, kusjuures on lubatav kogu sagedusala jaotamine astmikeks.

3. Heterodüün-sagedusmõõtja.

a) Sagedusala — vähemalt 100 kHz kuni 25 MHz;

b) üldine sageduse määramise täpsus peab vastama 0,1%;

c) sageduse stabiilsus pärast eelnevat soojenemist mitte alla 0,005%;

d) heterodüün-sagedusmõõtja peab sisaldama modulaatorit, millega saavutatakse modulatsiooni sügavus kuni 30%.

4. Lampvoltmeeter.

a) Sisendtakistus alalisvoolule — mitte alla 5 MΩ;

b) sisendmahtuvus — mitte üle 10 pF;

c) gradueerimise täpsus — mitte alla $\pm 3\%$.

5. Vastuvõtja väljandpinge mõõtja.

a) Sagedusala — vähemalt 50 kuni 8000 Hz;

b) näitetäpsus sagedusalas 50 kuni 8000 Hz peab vastama $\pm 5\%$.

6. Osutmõõteriistad.

Kõik kasutatavad mõõteriistad (voltmeetrid, ampermeetrid, vattmeetrid jt.) peavad vastama:

a) tehase mõõtmistel — mitte alla 2,5 klassi;

b) vastuvõtu mõõtmistel — 1,5 kuni 1 klassile;

c) kontroll- ja arbitraažmõõtmistel — 1 kuni 0,5 klassile.

7. Mittelineaarmoonutuste mõõtmise seadis.

Mittelineaarmoonutuste mõõtmise seadis peab võimaldama mittelineaarmoonutusteguri mõõtmist alates 1% sagedustel, mis määratud tehnilistes tingimustes, kusjuures arvestatakse kõiki sagedusalas 40 kuni 10 000 Hz sisalduvaid harmoonilisi.

Peale loetletute kasutatakse akustilisteks mõõtmisteks veel rida teisi mõõteseadiseid, nagu mõõtemikrofoni, mõõtevõimendajat, automaatseid isekirjutavaid mõõteriistu jt.

Kõigil mõõtmistel, mis on seotud nõrkade pingete andmisega mõõdetava vastuvõtja sisendisse, tuleb tagada, et sissetoodavate väliste häirepingete tase kogu sagedusastmiku ulatuses oleks 26 dB võrra madalam vastuvõtja suurimast tundlikkusest. Patareivastuvõtjate mõõtmisel tuleb kasutada sama patareide komplekti, milline on ette nähtud vastuvõtja toiteks.

Toitepingete reguleerimiseks kasutatavate reostaatide ja potentsiomeetrite takistused tulevad valida sellise kaalutlusega, et voolutarvituse muutumine vastuvõtja töörežiimi muutumise tagajärjel (AVR toime, AB- või B-klassi võimendaja jms.) ei põhjustaks toitepingete kõikumisi.

Järgnevates lõikudes käsitletakse lähemalt olulisemaid raadiovastuvõtjate juures sooritatavaid mõõtmisi. Kuna akustiliste mõõtmiste teostamine ei kuulu käesoleva teose raamesse, siis nende mõõtmiste metoodikat siin ei käsitleta.

Kirjandus: 1 ja 53, ГОСТ 5882-51.

50 — 2. Raadiovastuvõtjate sagedusastmikkude piirsageduste mõõtmine ja skaala gradueerimise täpsuse määramine.

Raadiovastuvõtjate sagedusastmikkude piirsageduste mõõtmiseks kasutatakse heterodüün-sagedusmõõtjat, mille väljandpinge moduleeritakse 30%-liselt sagedusega 400 Hz. Mõõtmist toimitakse igas sagedusastmikus kaks korda, üks kord pöördkondensaatori minimaalsel ja teine kord pöördkondensaatori maksimaalsel mahtuvusel. Raadiovastuvõtja väljandpinge kontrollimiseks kasutatakse väljandpinge mõõtjat, lampvoltmeetrit või mõnda teist tundlikku vahelduvpinge voltmeetrit, mis lülitatakse rööbiti valjuhääldaja võnkepooliga.

Piirsageduste mõõtmine toimub järgmiselt: raadiovastuvõtja pöördkondensaatori mahtuvus reguleeritakse minimaalseks või maksimaalseks ja heterodüün-sagedusmõõtja sagedust muudetakse seni, kuni raadiovastuvõtja väljandpinge mõõtja osut näitab maksimaalset hälvet. Selles asendis loetakse heterodüün-sagedusmõõtja skaalalt raadiovastuvõtja sagedusastmiku piirsagedus, mis vastavalt pöördkondensaatori asendile on sagedusala minimaalne või maksimaalne sagedus. Tavaliselt aga massilisel vooltootmisel raadiovastuvõtja sagedusastmiku piirsagedusteks ei nimetata sagedusastmiku minimaalset ja maksimaalset sagedust, vaid sagedusi, millele raadiovastuvõtja on häälestatud, siis kui pöördkondensaator on alg- või lõppasendist ära pööratud mõni kraad. Sellega tagatakse raadiovastuvõtja täpne häälestuse võimalus ka sagedusala piirsagedustel.

Heterodüün-sagedusmõõtja puudumisel saab orienteerivalt piirsagedused kindlaks määrata ka standard-signaalgeneraatoriga.

Vastuvõtja skaala gradueerimise täpsuse määramist teostatakse samal meetodil ja samade mõõteseadetega. Erinevus on vaid selles, et vastuvõtja häälestusskaala osut seatakse täpselt skaalal märgitud sagedusele. Heterodüün-sagedusmõõtja häälestatakse vastuvõtja väljandpinge mõõtja maksimaalsele hälvele. Skaalal märgitud sageduse ja samas skaala-asendis vastuvõetava signaali sageduse vahe suhe signaalsagedusse, väljendatuna protsentides, kujutab gradueerimise suhtelist viga.

Gradueerimise täpsust kontrollitakse igas sagedusastmikus vähemalt kolmes punktis, kusjuures kaks äärmist kontrollitavat punkti igas sagedusastmikus peavad asetsema 10 ... 20% võrra eemal gradueeritud skaalaosa algusest ja lõpust arvates.

Kirjandus: 1 ja 53, ГОСТ 5882-51.

50 — 3. Raadiovastuvõtja nimiväljandvõimsuse mõõtmine.

Raadiovastuvõtja väljandvõimsuse mõõtmiseks antakse vastuvõtja madalsagedusvõimendaja sisendile, s. t. helipea klemmidele helisagedusgeneraatorist 400-hertsilise sagedusega pinge ning vastuvõtja väljandile ühendatakse rööbiti valjuhääldajaga väljandpinge mõõtja ja mittelineaarmoonutuste mõõteseadis.

Sisendpinge kõrgus peab vastama helipea sisendi tundlikkusele, mis on kindlaks määratud käsitatava vastuvõtja tüübi tehniliste tingimustega. Nimiväljandvõimsusele vastava väljandpinge kõrgus U_v voltides, mis on arvutatav valemiga:

$$P_v = \frac{U_v}{Z_v} \text{ VA}, \qquad (50 - 1)$$

kus Z_v on valjuhääldaja võnkepooli impedants 400-hertsilisel sagedusel oomides, reguleeritakse võnkepooli klemmidel võimenduse regulaatoriga.

Väljandpinge mittelineaarmoonutusteguri suurus, mis määratakse vastava mõõteseadisega, ei tohi ületada tehnilistes tingimustes ette nähtud norme.

Kirjandus: 1 ja 53, ГОСТ 5882-51.

50 — 4. Raadiovastuvõtjate endamüra taseme mõõtmine.

Raadiovastuvõtjate endamüra taset mõõdetakse kahel viisil, sisendpingeta ja sisendpingega. Esimesel juhul, s. t. sisendpingeta endamüra taseme mõõtmisel, mis on ette nähtud ГОСТ 5882-51 normides, lühistatakse raadiovastuvõtja antenni ja maanduse ühenduste kontaktid ning võimenduse regulaator asetatakse maksimaalse võimenduse asendisse. Sellises olukorras mõõdetakse raadiovastuvõtja väljandil tekkiv endamüra pinge U_{em}. Endamüra tase arvutatakse raadiovastuvõtja endamüra pinge ja selle nimiväljandpinge U_v suhtest:

$$N = 20 \lg \frac{U_{em}}{U_v} \text{ dB.} \quad (50 — 2)$$

Teisel juhul mõõdetakse raadiovastuvõtja endamüra taset sisendpingega. Selleks antakse kõrgsagedusgeneraatorist raadiovastuvõtjasse 400 Hz-ga 30%-liselt moduleeritud pinge, mille kõrgus on veidi suurem raadiovastuvõtja tundlikkusest. Võimenduse regulaatoriga reguleeritakse raadiovastuvõtja väljandpinge võrdseks selle nimiväljandpingega. Sellele järgnevalt katkestatakse kõrgsagedusgeneraatori moduleerimine ning mõõdetakse raadiovastuvõtja väljandpinge U_{em}. Vastavalt saadud mõõtmistulemustele leitakse raadiovastuvõtja endamüra tase valemiga:

$$N = 20 \lg \frac{0{,}3U_{em}}{U_v} \text{ dB.} \quad (50 — 3)$$

Lõpuks olgu nimetatud, et raadiovastuvõtja endamüra taseme arvväärtus muutub sõltuvalt raadiovastuvõtja sisendpinge kõrgusest, s. t. mida kõrgem on sisendpinge, seda suurem on endamüra taseme arvväärtuse absoluutsuurus.

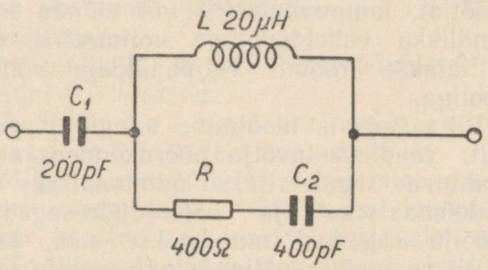
Kirjandus: 1, 53 ja ГОСТ 5882-51.

50 — 5. Raadiovastuvõtjate tundlikkuse mõõtmine.

Raadiovastuvõtjate iseloomustussuuruste kirjeldusest on juba teada, et raadiovastuvõtja tundlikkuseks nimetatakse 100% moduleerimise sügavuse korral antenni EMJ suurust, mille toimel raadiovastuvõtjas saadakse nimiväljandvõimsus. Mõõtmiste puhul aga, 30% moduleerimisesügavust kasutades, on raadiovastuvõtja tundlikkuseks standard-signaalgeneraatori väljandpinge, mille juures raadiovastuvõtja väljandil arenev väljandvõimsus on 0,1 selle nimiväljandvõimsusest.

Raadiovastuvõtja tundlikkus sõltub teatavasti vastuvõetavast sagedusest, sest et kõrgsagedusvõimendaja võimendus muutub sagedusega. Seetõttu mõõdetakse tundlikkust raadiovastuvõtja igas sagedusastmikus kolmel sagedusel, kusjuures äärmised mõõdetavad sagedused peavad asetsema igas sagedusastmikus 10 . . . 20% eemal gradueeritud skaala algusest ja lõpust.

Tundlikkuse mõõtmiseks on vajalikud järgmised seadised: standard-signaalgeneraator, aseantenn, mille skeem on toodud joonisel 50 — 1, ja väljandpinge mõõtja. Standard-signaalgeneraator ühendatakse vastuvõtja sisendile aseantenni kaudu ning väljandpinge mõõtja ühendatakse rööbiti raadiovastuvõtja valjuhääldajaga.



Joonis 50 — 1. Kõiklaine aseantenni skeem ja elektrilised suurused.

Tavaliselt aga asendatakse valjuhääldaja asemele takisti, mille takistus võrdub valjuhääldaja impedantsile 400 Hz juures.

Standard-signaalgeneraatori väljandpinge moduleeritakse helisageduspingega, mille sagedus on 400 Hz ning moduleerimise sügavus 30%. Raadiovastuvõtja võimenduse regulaator seatakse asendisse, mille juures väljand-signaalpinge ja müra-pinge suhe (modulatsiooni väljalülitatuna) ei ole alla tehnilistes tingimustes ettenähtud normi.

Tämbri regulaator ja sagedusriba regulaator peavad olema asendis, mis vastab kitsaimale ribale (kõrgete ja madalate helisageduste nõrgenemisega). Raadiovastuvõtja häälestatakse täpselt standard-signaalgeneraatori sagedusele, s. t. sagedusele, mille juures soovitakse tundlikkust mõõta. Kui kõik nimetatud eeltööd on tehtud, siis reguleeritakse standard-signaalgeneraatori väljandpinge gradueeritud pingejagaja abil nii kõrgeks, et väljandpinge mõõteriist näitaks pinget, mille arvväärtus leitakse valemiga:

$$U_2 = \sqrt{0{,}1 P_v Z_v} \text{ V}, \quad (50 - 4)$$

kus P_v on raadiovastuvõtja nimi-väljandvõimsus ja Z_v on valjuhääldaja impedants sagedusel 400 Hz.

Leitud väljandpingele vastav raadiovastuvõtja sisendpinge ongi selle tundlikkus mikrovoltides antud sagedusel. Analoogiliselt mõõdetakse raadiovastuvõtja tundlikkus kõikides sagedusastmikes vajalikel sagedustel.

Raadiovastuvõtja tundlikkuse määramine enda raamantennilt töötamisel erineb eelkirjeldatust vaid seega, et raadiovastuvõtja sisend ei ühendata otseselt standard-signaalgeneraatori väljandiga, vaid selle raamantenn sidestatakse induktiivselt abipikkliiniga, mida toidab standard-signaalgeneraator. Vastuvõtja tundlikkus määratakse sel puhul elektrivälja tugevuse mõõtühikutes μV/m, mille juures areneb vastuvõtja väljandis 0,1 nimiväljandvõimsusest. Elektrivälja tugevuse määramisel kasutatakse raamiga varustatud abimõõteseadist, mille raam asetatakse raadiovastuvõtja raamiga võrdsele kaugusele pikkliinist.

Raadiovastuvõtja tundlikkuse määramist helipea sisendist teostatakse sel teel, et mõõdetakse helisagedusgeneraatorist vastuvõtja helipea sisendisse antava 400 Hz sagedusega pinge kõrgus, mille juures raadiovastuvõtja valjuhääldaja võnkepoolis areneb pinge, mis vastab nimiväljandvõimsusele.

$$U_2 = \sqrt{P_v Z_v} \text{ V}. \quad (50 - 5)$$

Võimenduse regulaator peab seejuures olema maksimaalse võimenduse asendis.

Kirjandus: 1, 53 ja ГОСТ 5882-51.

50 — 6. Raadiovastuvõtjate selektiivsuse ja sagedusriba laiuse mõõtmine.

Raadiovastuvõtja selektiivsust mõõdetakse igas sagedusastmikus ühel või kahel sagedusel. Kui selektiivsust mõõdetakse sagedusastmikus ühel sagedusel, siis valitakse selleks sagedusastmiku kesksagedus, mõõdetakse aga selektiivsust sagedusastmikus kahel sagedusel, siis valitakse nendeks sagedusteks sagedusastmiku piirsagedustest 10 kuni 15 kHz erinevad sagedused. Ringhäälingu vastuvõtjates määratakse sagedused, milledel toimub selektiivsuse mõõtmine, vastuvõtja tehniliste tingimustega.

Selektiivsuse mõõtmisel antakse standard-signaalgeneraatorist aseantenni kaudu vastuvõtja sisendisse pinge, mille sagedus vastab selektiivsuse mõõtmiseks ette nähtud sagedusele ja mis on 30% sügavusega moduleeritud 400 Hz helisagedusega. Vastuvõtja häälestatakse täpselt sisendpinge sagedusele väljandpinge maksimumi järgi, kasutades selleks kas väljandpinge mõõtjat või häälestusindikaatorit. Eelnevalt seatakse vastuvõtja kitsale ülekandesagedusribale ning vastuvõtja võimendusregulaator seatakse asendisse, mille juures moduleerimata signaalpinge ja endamüra pinge suhe väljandis ei ole väiksem tehnilistes tingimustes antud normist. Seejärgi reguleeritakse standard-signaalgeneraatorist antav moduleeritud pinge valemiga 50 — 1 arvutatud väärtusele, s. o. kõrgusele, mil vastuvõtja väljandis areneb 0,1 nimiväärtusele vastav väljandvõimsus. Sellele järgnevalt, vastuvõtja häälestuse endiseks jäädes, muudetakse standard-signaalgeneraatori sagedust 10 kHz võrra algsagedusest kõrgemaks ja madalamaks ning standard-signaalgeneraatori väljandpingeregulaatori kaudu tõstetakse vastuvõtja sisendile rakendatav pinge sellisele kõrgusele, mille juures selle väljandpinge uuesti vastab 0,1 nimiväljandvõimsusest.

Standard-signaalgeneraatori väljandpingete suhe täpsel häälestamisel ja +10 kHz ning —10 kHz kõrvalehäälestamisel, väljendatuna detsibellides, on selektiivsuse näitarvuks.

Samad mõõtmised sooritatakse ka teistel vastuvõtja tehnilistes tingimustes ette nähtud sagedustel.

Sagedusriba laiuse mõõtmist vastuvõtja kõrg- ja vahesagedusosas teostatakse eelneva selektiivsuse mõõtmise meetodi kohaselt. Kuid erinevalt sellele häälestatakse standard-signaalgeneraator täpsest häälestusest kõrvale niipalju, et endise väljandpinge saamiseks, mis vastab 0,1 väljandvõimsusest, tõstetav standard-signaalgeneraatori väljandpinge oleks endisest täpsel häälestamisel vajatavast pingest kaks korda (6 dB võrra) kõrgem. Standard-signaalgeneraatori sageduste vahe, mis saadi sageduse suurendamisel ja vähendamisel, väljendatuna kilohertsides, on sagedusriba laiuse näitarvuks. Mõõtmisi sooritatakse kõikidel vastuvõtja tehnilistes tingimustes ette nähtud sagedustel.

Mõnikord ei piisa ainult vastuvõtja selektiivsuse ja sagedusriba laiuse näitarvudest, vaid tahetakse saada täielik pilt võnkeringide eraldusvõimest laiemas sagedusribas. Sel puhul sooritatakse mõõtmisi standard-signaalgeneraatori kõrvalehäälestamisel iga 1 ... 2 kHz järele laiemas sagedusribas, algul ühele ja seejärgi teisele poole täpset häälestussagedust. Üheaegselt sageduse muutmisega muudetakse ka standard-signaalgeneraatori väljandpinge kõrgust, et säilitada vastuvõtja väljandpinge endisel tasemel. Standard-signaalgeneraatori väljandpinge mõõteandmed kantakse selleks valmistatud tabelisse, nii nagu tabelis 50 — 1.

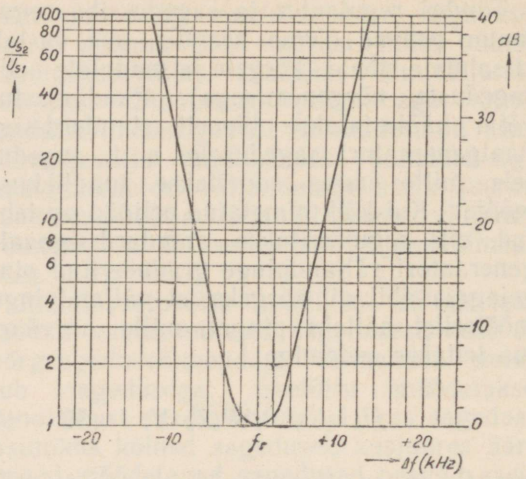
Tabel 50 — 1.

Raadiovastuvõtjate selektiivsuse mõõtmise tulemuste tabeli näide.

$+\Delta f$ kHz	0	+1	+2	+3	+4	+5	+6	+8	+10	+14
$\frac{U_2}{U_1}$	1	1	1,1	1,33	2	3	4,5	11,5	24	120
$-\Delta f$ kHz	0	—1	—2	—3	—4	—5	—6	—8	—10	—14
$\frac{U_2}{U_1}$	1	1	1,15	1,4	2	3,2	4,9	12,5	28	130

Vastavalt tabeli andmetele valmistatakse hiljem raadiovastuvõtja selektiivsuse kõver, nagu see nähtub jooniselt 50 — 2.

Raadiovastuvõtja sagedusriba laiust saab kindlaks määrata ka graafiliselt koostatud selektiivsuse kõvera järgi, kui piirata sagedusriba laius kahekordse nõrgenemisega. Nii näiteks võrdub sagedusriba laius joonisel 50 — 2 toodud selektiivsuse kõvera järgi 8 kHz.



Joonis 50 — 2. Raadiovastuvõtja selektiivsuse kõvera näide (kõver on valmistatud vastavalt tabeli 50 — 1 andmetele).

Kirjandus: 1, 53 ja ГОСТ 5882-51.

50 — 7. Supervastuvõtja tundlikkuse vähenemine peegelsageduskanalis ja vahesagedusega võrdsel sisendpinge sagedusel.

Supervastuvõtjates mõõdetakse täiendavalt veel tundlikkuse vähenemist peegelsageduskanalis. Tegelikult näitab raadiovastuvõtja tundlikkuse vähenemine peegelsageduskanalis, mitu korda väheneb raadiovastuvõtja tundlikkus peegelsageduskanalis võrreldes tundlikkusega põhikanalis. Raadiovastuvõtja tundlikkuse vähenemise mõõtmine peegelsageduskanalis sarnaneb punktis 50 — 5 kirjeldatud raadiovastuvõtja tundlikkuse mõõtmisega. Esmalt mõõdetakse punktis 50 — 5 kirjeldatud viisil raadiovastuvõtja tundlikkus valitud sagedusel, ning sellele järgnevalt häälestatakse standard-signaalgeneraator peegelsagedusele ja tõstetakse selle väljandpinge nii kõrgeks, et raadiovastuvõtja väljandpinge jääb endiseks. Standard-signaalgeneraatori väljandpingete suhtest leitaksegi raadiovastuvõtja tundlikkuse vähenemine peegelsageduskanalis:

$$N = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} \text{ dB}, \qquad (50 — 6)$$

kus U_1 on vastuvõtja tundlikkus antud sagedusel ja U_{12} on vastuvõtja tundlikkus peegelsageduskanalis.

Sagedusastmiku maksimaalsel sagedusel on N väärtus kõige väiksem, mistõttu tavaliselt tundlikkuse vähenemist peegelsageduskanalis mõõdetakse sagedusastmiku maksimaalsel sagedusel.

Supervastuvõtja tundlikkuse vähenemist vahesagedusega võrdsel sisendpinge sagedusel mõõdetakse samal meetodil. Erinevus seisab ainult selles, et pärast tundlikkuse määramist valitud sagedusel antakse standard-signaalgeneraatorist vastuvõtja sisendisse vahesageduspinge, mille kõrgus tõstetakse selliseks, et vastuvõtja väljandklemmidel arenev pinge vastaks endiselt 0,1 nimiväljandvõimsusest.

Sisendpingete suhe valitud sagedusel ja vahesagedusel, väljendatuna detsibellides ongi vastuvõtja tundlikkuse vähenemise näitarvuks vahesagedusega võrdsel sisendpinge sagedusel. Sellel mõõtmisel on rakendatav valem 50 — 6, kui U_2 tähistada vastuvõtja tundlikkus vahesagedusega võrdsel sisendpinge sagedusel.

Kirjandus: 1, 53 ja ГОСТ 5882-51.

50 — 8. Supervastuvõtja sageduskarakteristiku määramine.

Eristatakse vastuvõtja kogu võimenduskanali ja madalsagedusvõimenduskanali sageduskarakteristiku määramist.

Esimesel juhul antakse standard-signaalgeneraatorist vastuvõtja sisendisse pinge, mida moduleeritakse väliselt helisagedusgeneraatoriga. Vastuvõtja häälestatakse täpselt sisendpinge sagedusele maksimaalse väljandpinge järgi, kas väljandpinge mõõtja või häälestusindikaatori abil, kusjuures tämbriregulaator seatakse kitsa sagedusriba asendisse. Modulatsiooni sügavus säilitatakse 30% püsivana iga moduleeriva sageduse puhul. Kandevsageduspinge kõrgus, 400 Hz sagedusega moduleerimisel, määratakse vastuvõtja tehniliste tingimustega. Vastuvõtja võimenduse regulaator seatakse asendisse, mille juures areneb 0,1 VA väljandvõimsusele, või juhul, kui väljandvõimsus on alla 0,1 VA, siis nimiväljandvõimsusele vastav väljandpinge. Moduleerimissagedust muudetakse vastuvõtja tehniliste tingimustega määratud ulatuses.

Väljandpinge muutumise sõltuvus moduleerimissagedusest, väljendatuna graafiliselt kõverana, kujutab vastuvõtja kogu võimenduskanali sageduskarakteristikut. Sageduskarakteristiku järgi määratakse lineaarmoonutused detsibellides kas ettenähtud sageduste või 400 Hz sageduse suhtes.

Madalsagedusvõimenduskanali sageduskarakteristiku määramisel antakse helisagedusgeneraatorist vastuvõtja helipea sisendklemmidele sellise kõrgusega pinge, mis vastab vastuvõtja madalsagedusvõimendaja tundlikkusele (helipea klemmidelt). Võimendusregulaator seatakse asendisse, mille juures 400 Hz sagedusega sisendpinge arendab 0,1 VA, või juhul kui vastuvõtja väljandvõimsus on alla 0,1 VA, siis nimiväljandvõimsusele vastava väljandpinge.

Tämbriregulaatorid seatakse vastuvõtja tehniliste tingimustega määratud asendisse.

Seejärel muudetakse generaatori sagedust, säilitades sisendpinge kõrgus püsivana. Väljandpinge muutumise sõltuvus sisendpinge sagedusest, väljendatuna graafiliselt kõverana, kujutab vastuvõtja madalsagedusvõimenduskanali sageduskarakteristikut. Sageduskarakteristiku järgi määratakse lineaarmoonutuste suurused detsibellides kas 400 Hz sageduse või teiste ettenähtud sageduste suhtes.

Kirjandus: 1, 53 ja ГОСТ 5882-51.

50 — 9. Supervastuvõtja tämbrireguleeritavuse määramine.

Tämbrireguleeritavuse toime määramiseks antakse helisagedusgeneraatorist vastuvõtja helipea sisendklemmidele 1000 Hz sagedusega pinge, mille kõrgus määratakse tehniliste tingimustega. Võimenduse regulaator seatakse asendisse, mille juures areneb vastuvõtja väljandis tehniliste normidega määratud väljandpinge. Tämbriregulaatorid seatakse madalate ja kõrgete sageduste maksimaalse võimenduse asendisse ning muudetakse sisendpinge sagedust algul kuni 100 . . . 120 Hz (sõltuvalt vastuvõtja klassist) ja see-

järel kuni 5000 Hz püsiva sisendpinge kõrguse juures. Väljandpingete suhe, mis saadakse 100 ... 120 Hz ja 5000 Hz sageduste ning 1000 Hz sageduse puhul, väljendatuna detsibellides, kujutab vastuvõtja tämbri reguleeritavuse toimet laias sagedusribas.

Vastuvõtja tämbrireguleeritavuse toime määramist kitsastes sagedusribades sooritatakse samasuguste mõõtmiste teel, kusjuures tämbriregulaatorid seatakse algul nõrgendatud madalate sageduste ja seejärel nõrgendatud kõrgete sageduste ülekande asendisse. Väljandpingete suhe, mis saadakse 100 ... 120 Hz ja 5000 Hz sageduste ning 1000 Hz sageduste puhul, väljendatakse detsibellides, on tämbrireguleeritavuse näitarvuks vastavates kitsastes sagedusribades.

Tämbriregulaatorite asendite muutmisel võimendusregulaatori püsiva asendi ja sisendpinge püsiva kõrguse juures ei tohi vastuvõtja väljandpinge 1000 Hz sagedusel muutuda rohkem kui 3 dB võrra.

Kirjandus: 1, 53 ja ГОСТ 5882-51.

50 — 10. Automaatse võimenduse reguleerseadise karakteristiku ülesvõtmine.

Automaatse võimenduse reguleerseadise karakteristiku ülesvõtmiseks on vastuvõtja sisendpinge muutmise piirid tehnilistes tingimustes antud või tehniliste tingimuste puudumisel valitakse need orienteerivalt tavaliselt kuni 10^5 μV.

AVR karakteristiku ülesvõtmist toimitakse järgmiselt. Vastuvõtja sisendpinge võetakse aseantenni kaudu standard-signaalgeneraatorist, kusjuures standard-signaalgeneraator häälestatakse sagedusele, mille juures soovitakse AVR karakteristikut üles võtta, ning väljandpinge moduleeritakse 400 Hz sagedusega 30%-liselt.

ГОСТ 5882-51 normide kohaselt sooritatakse ringhäälingu vastuvõtjate AVR toimet sagedusel 1 MHz.

Signaalgeneraatori väljandpinge valitakse võrdseks ettenähtud või orienteerivalt valitud maksimaalsele sisendpingele; vastuvõtja väljandpinge reguleeritakse võimenduse regulaatoriga võrdseks vastuvõtja nimiväljandpingega. Sellele järgnevalt vähendatakse standard-signaalgeneraatori väljandpinget valitud astmete viisi ning mõõdetakse vastuvõtja vastavad väljandpinged. Mõõtmisi sooritatakse erinevatel pingetel sellisel arvul, kui see on vajalik AVR karakteristiku väljajoonistamiseks. Nii näiteks võib mõõtmisi sooritada standard-signaalgeneraatori väljandpingetel 100 000, 10 000, 5000, 1000, 500 ja 100 μV. Mõõtmiste tulemuste järgi on võimalik arvutada AVR toimet ka analüütiliselt, milleks leitakse vastuvõtja sisendpinge kõrgenemisele vastav väljandpinge kõrgenemine. Tavaliselt väljendatakse need suhted logaritmilistes ühikutes:

$$N_1 = 20 \lg \frac{U_{smaks}}{U_{smin}} \text{ dB}, \quad (50 - 7)$$

$$N_2 = 20 \lg \frac{U_{vmaks}}{U_{vmin}} \text{ dB}. \quad (50 - 8)$$

Kirjandus: 1, 53 ja ГОСТ 5882-51.

50 — 11. Supervastuvõtja võimenduse regulaatori toime määramine.

Võimenduse regulaatori toime määramiseks antakse vastuvõtja madalsagedusvõimendaja sisendisse, helipea klemmide kaudu, helisagedusgeneraatorist 400 Hz sagedusega pinge. Seades võimenduse regulaatori maksimaalse võimenduse asendisse, reguleeritakse sisendpinge kõrgus selliseks, et väljandklemmidel arenev pinge vastaks 0,1 nimiväljandvõimsusest. Selle järele seatakse võimenduse regulaator minimaalse võimenduse asendisse ning tõstetakse sisendpinge kõrgust seni, kui saavutatakse endine väljandpinge. Sisendpingete suhe võimenduse regulaatori asudes minimaalse ja maksimaalse võimenduse asendis väljendatuna detsibellides ongi võimenduse regulaatori toime näitarvuks.

Vastuvõtjates, milledes helipea klemmid puuduvad, määratakse võimenduse regulaatori toime 400 Hz helisagedusega 30% sügavuselt moduleeritud kõrgsageduspinge andmise teel standard-signaalgeneraatorist vastuvõtja sisendisse. Pinge reguleeritakse kõrguseni, mille juures vastuvõtja väljandis arenev pinge vastab nimiväljandvõimsusele, võimenduse regulaatori seades maksimaalse võimenduse asendisse. Järg-

nevalt mõõdetakse väljandpinge kõrgus võimenduse regulaatori seades minimaalse võimenduse asendisse, jättes seejuures sisendpinge kõrguse muutmatuks. Nimiväljandvõimsusele vastava väljandpinge suhe väljandpingele, mis areneb võimendusregulaatori minimaalse võimenduse asendis, väljendatuna detsibellides, on võimendusregulaatori toime näitarvuks.

Kirjandus: 1, 53 ja ГОСТ 5882-51.

KOLMAS OSA

Toiteseadmed

51. peatükk.

TOITESEADMETE LIIGID JA ISELOOMUSTUSSUURUSED.

51 — 1. Vene ja Nõukogude teadlaste töödest toiteseadmete arendamisel.

Toiteseadmete arendamisel on vene ja nõukogude teadlased tunduvalt edestanud kapitalistlike maade teadlasi. Paljude novaatorlike teadlaste hulgast on toiteseadmete alal pioneeriks vene teadlane, konstruktor ja leiutaja, NSV Liidu Teaduste Akadeemia liige Valentin Petrovitš Vologdin, kelle töid on väärtuslikult hinnatud Nõukogude valitsuse poolt. Nimelt määras NSV Liidu Teaduste Akadeemia 1948. a. prof. Vologdinile A. S. Popovi nimelise kuldmedali. Vastava määruse kohaselt antakse A. S. Popovi nimeline kuldmedal välja iga aasta ühele eesrindlikumale teadlasele maailmas raadiotehnika erialal.

Prof. Vologdin algas praktilist tegevust pärast Tehnoloogia Instituudi lõpetamist, 1908. a. Glebov & Ko tehases. Eriala valik ei toimunud juhuslikult, vaid juba üliõpilasena kuulas Vologdin huviga A. S. Popovi raadiotehnilisi loenguid. Vologdini isiklikul vastutusel valmis Glebov & Ko tehases Venemaal esimene 1000 Hz sagedusega vahelduvvoolu generaator, võimsusega 2 kW, mis võeti kasutusele meresõjalaevastikus raadiosaatja toiteseadmena. Pärast tulikahjut Glebovi tehases siirdus Vologdin Deka tehasesse, kus ta konstrueeris kõrgsagedusgeneraatori, mille tehnilised andmed olid: pöörete arv 20 000 p/min, sagedus 60 kHz ja võimsus 2 kW. Hiljem konstrueeris Vologdin samas tehases samasuguseid generaatoreid, võimsusega kuni 3,6 kW.

1912. a. määrati Vologdin Deka tehase tehniliseks direktoriks, millisel kohal töötas ta kuni Suure Sotsialistliku Oktoobrirevolutsioonini, konstrueerides järjest suurema võimsusega kõrgsagedusgeneraatoreid.

Esimese maailmasõja lõpul võttis Deka tehas vastu tellimise Vladivostoki raadiojaama toitevoolu generaatorile, võimsusega 300 kW. Suure Sotsialistliku Oktoobrirevolutsiooni eelpäevil valmis Vologdinil 50 kW võimsusega kõrgsagedusgeneraatori projekt, mille tegelikule ehitusele asuti alles kaks aastat hiljem, s. o. siis, kui Vologdin töötas juba Nižni Novgorodi raadiolaboratooriumis, kuhu V. I. Lenini isikliku eeskirja kohaselt koondati pärast Suurt Sotsialistlikku Oktoobrirevolutsiooni kõik parimad nõukogude raadiotehnika eriteadlased.

Nižni Novgorodi raadiolaboratooriumi juhataja ins. M. A. Bontš-Brujevitši edukas töö raadiotelefonisaatjate konstrueerimise alal tekitas vajaduse kõrgepingeliste alalisvooluallikate konstrueerimiseks. Selle ülesande lahendas meisterlikult Vologdin, kes võttis kasutusele kaskaad-elavhõbealaldajad. Esimene Vologdini poolt konstrueeritud kõrgepingeline kaskaadalaldaja valmis 1921. a. Selle kaskaadalaldaja väljandpinge oli 6 kV ja väljandvool 4 A. Nimetatud kaskaadalaldaja rakendati töösse Sverdlovski raadiosaatjas ning oli esimeseks kõrgepingealaldaja konstruktsiooniks maailmas.

Esimese raadioringhäälingu suursaatja „Kominterni" toitevoolualaldaja omas väljandvõimsust 16 kW, väljandpinget aga

8 kV. Samatüübilised kaskaadalaldajad valmistati ka Leningradi ja teiste raadioringhäälingu saatjate toiteseadmetesse. Hiljem konstrueeris Vologdin metallkestaga elavhõbealaldajad, mis rakendati esialgu trammi alajaamades, kuid hiljem ka raadioseadmetes.

1923. a. suunati prof. Vologdin ühes teiste kaastöölistega Leningradi, kus asutati nõrkvoolu kesklaboratoorium, mille direktoriks ta määrati. Prof. Vologdini ülesandeks oli tol korral elektronlampide massilise tootmise organiseerimine.

Prof. Vologdin koos oma lähemate kaastöölistega töötas pidevalt edasi ka kõrgepingealaldajate täiendamisel. Nii valmistati 1932. aastal, vastavalt Side Rahvakomissariaadi tellimisele, alaldaja väljandvõimsusega 1000 kW, mille väljandpinge oli 12 kV.

Prof. Vologdini poolt on konstrueeritud ka kõrgsagedusgeneraatorid metallide sulatamiseks ja karastamiseks. Vastavate katsetega algas Vologdin 1923.—1924. a. ning alates 1925. a. kasutatakse kõrgsagedusvoolu praktiliselt metallide töötlemisel.

Juba enne prof. Vologdini töötasid toiteseadmete arendamise alal hea eduga vene teadlased P. N. Jablotškov, akadeemik E. H. Lents, akadeemik B. S. Jakobi, akadeemik Kistjakov jt. Nii näiteks leiutas P. N. Jablotškov õhk-depolarisaatoriga leelis-primaarelemendid. Ka teised nimetatud vene teadlased tegid tähtsaid leiutusi keemiliste vooluallikate alal. Alaldajate teooria rajajaks on vene akadeemik B. F. Mitkevitš, kes alustas elektrolüütsuunajate töötamise põhimõtte uurimist 1901. aastal. Samal aastal algas elektrolüütsuunajate töötamise põhimõtte selgitamist A. L. Geršun, avaldades ajakirjas „Электричество" vastavasisulisi kirjutisi.

Alaldajate anood- ja katoodvooluringidesse ühendatud paispoolide toimet selgitas akadeemik N. D. Papaleksi oma doktori väitekirjas 1912. a. Selle küsimuse lahendasid lõplikult nõukogude teadlased M. P. Kostenko, L. P. Neiman ja G. N. Blavdzevitš.

Nõukogude teadlastest on keemiliste vooluallikate arendamiseks teinud suure teoreetilise töö akadeemik A. N. Frumkin ja NSVL Teaduste Akadeemia liige G. V. Akimov. Praktiliste katsetega ja teaduslike uurimistega primaarelementide täiustamiseks on nimetamisväärt tulemusi saavutanud alljärgnevad nõukogude teadlased: N. S. Krivolutski, T. G. Ljapuntsov, S. S. Markov, P. M. Spiridonov, S. A. Temerin, I. S. Popov, A. V. Volženski ja P. N. Ljamin.

Leelisakumulaatorite konstrueerimisel on häid tulemusi saavutanud Leningradi teadlaste kollektiiv B. A. Kosobrjuhhovi ja B. S. Lõzlovi juhtimisel ning leelisakumulaatorite täiustamise eest oleme tänulikud nõukogude teadlaste kollektiivile M. G. Abahhajevi, S. A. Rosentsveigi ja I. M. Eltermani juhtimisel.

Nõukogude teadlaste tööd toiteseadmete arendamise alal omavad seetõttu eriti suurt tähtsust, et kaasajal teostatavad kommunismi suurehitused loovad lähemas tulevikus tohutul arvul võimalusi toiteseadmete massiliseks rakendamiseks paljudel erinevatel teadusaladel ning aitavad seega vähendada linna ja maa kultuurilise elutaseme vahet. See kõik on suureks sammuks lähemale kommunismile.

Kirjandus: 55, 57 ja 58.

51 — 2. Toiteseadmete liigid.

Kaasajal on kasutusel alljärgnevad toiteseadmed: 1) primaarelemendid, 2) akumulaatorid, 3) alaldajad, 4) voolumuundajad, 5) masinagregaadid jt.

Primaarelemente kasutatakse raadioseadmete toitmiseks ainult siis, kui elektrienergia saamine elektrivõrgust on raskendatud või üldse võimatu, näiteks elektrifitseerimata maakohtades ja transporteeritavates raadioseadmetes. Primaarelementide kasutamisel raadioseadmete ekspluatatsioon tuleb kallim kõigist teistest toitmisviisidest.

Akumulaatoreid kasutatakse toiteseadmetena samades tingimustes kui primaarelemente.

Kasutatavamaks toiteseadmeks on alaldaja, mis sõltuvalt vajadusest on kasutusel väljandpingega alates kahest voldist kuni mitme megavoldini, ning väljandvoolu tugevusega murdosa milliamprist kuni mitmekümne kiloamprini.

Pöörlev- ja vibraatormuundajaid kasutatakse peamiselt transpordi vahendeil asuvates raadioseadmetes.

Masinagregaate kasutatakse raa-

dioseadmete toitmiseks juhul, kui alaldajate või voolumuundajate rakendamine on võimatu, näiteks väliolukorras või reservtoiteseadmetes.

Kirjandus: 56 ja 57.

51 — 3. Toiteseadmete iseloomustussuurused.

Toiteseadmete omaduste määramiseks kasutatakse järgmisi iseloomustussuurusi: 1) väljandvõimsus, 2) väljandpinge, 3) väljandpinge stabiilsus, 4) sisetakistus, 5) käivituskestus, 6) tundlikkus koormuse lühisele, 7) kasutegur, 8) tööiga, 9) säilimine kasutamata olukorras, 10) mehaaniline ja elektriline tugevus, 11) töötamise stabiilsus, 12) mõõted, kaal, hind ja 13) sobivus masstootmiseks. Keemilistel vooluallikatel on oluline ka nimimahutavus.

Väljandvõimsus peab olema võrdne või suurem maksimaalsest koormusvõimsusest.

Väljandpinge peab olema stabiilne, sõltumata koormusvoolu tugevusest. Alaldajatel ning masinagregaatidel ei tohiks väljandpinge olla sõltuv ka elektrivõrgu pinge muutustest. Praktikas kasutatakse toiteseadmete väljandpingete stabiliseerimiseks lisaseadiseid.

Sisetakistus peab olema võimalikult väike, sest koos sellega väheneb toiteseadme sisepingelang.

Käivituskestus peab olema võimalikult lühike, mis on tarvilik toiteseadme kiireks töösse rakendamiseks.

Koormuse lühis ei tohi tekitada rikkeid toiteseadmetes. Praktiliselt seda tingimust täita on võrdlemisi raske ning seetõttu varustatakse toiteseadmed liigvoolu kaitsmetega.

Kasutegur peab olema võimalikult suur, sest sellega suureneb toiteseadme ökonoomsus. Kasuteguri suurus sõltub aga toiteseadme tüübist ja konstruktsioonist.

Toiteseade peab omama pika tööea ning seistes kasutamata olukorras ei tohi rikneda.

Mehaaniliselt ja elektriliselt peab toiteseade olema tugev, sest sellest sõltub toiteseadme tööiga ja ekspluatatsiooni kindlus.

Eriti tähtis on toiteseadme töötamise stabiilsus, sest mida stabiilsemalt töötab toiteseade, seda paremini ja stabiilsemalt töötab toidetav raadioseade.

Toiteseade peab olema väikeste mõõdetega ning kerge, mis on eriti tähtis transporditavais raadioseadmeis. Samuti peab toiteseade olema sobiv masstootmiseks.

Keemiliste vooluallikate nimimahutavuseks nimetatakse nendest tühjendamisel saadavat ampertundide arvu.

Käesoleva ajani ei ole leiutatud toiteseadet, mis rahuldaks kõiki eelnimetatud tingimusi. Seetõttu valitakse praktikas raadioseadmele sobivam toiteseade. Raadioseadmele toiteseadet valides tuleb arvestada toiteseadme ja ka raadioseadme iseloomustussuurusi, sest õigesti valitud toiteseade tagab raadioseadme häireteta töötamise. Järgnevates peatükkides leidub vajalikke andmeid enamkasutatavamate toiteseadmete kohta ning antakse juhiseid nende arvutamiseks ja ekspluatatsiooniks.

Kirjandus: 55, 56 ja 57.

52. peatükk.

PRIMAARELEMENDID.

52 — 1. Primaarelementide liigid ja iseloomustussuurused.

Primaarelemendiks nimetatakse keemilist elektrivoolu allikat, millesse salvestatud keemiline energia muundub elektrienergiaks. Primaarelement koosneb kahest elektroodist ja nende vahel asuvast või neid ümbritsevast elektrolüüdist. Kasutatavamates primaarelementides on negatiivseks elektroodiks tsink ja positiivseks elektroodiks süsi või vask. Positiivse elektroodi lähimas ümbruses asub aglomeraat, mis koosneb depolarisaatorist ja depolariseerimist vahendatavatest ainetest. Primaarelemendi positiivelektrood aktiivselt

kaasa ei tööta ja seetõttu ei kulu. Positiivse elektroodi ümber asuv aglomeraat ja negatiivelektrood töötavad aga aktiivselt kaasa ja on seega primaarelemendi kuluvad osad.

Kasutatavamate primaarelementide liigid on: 1) märgelemendid, 2) õhkdepolarisaatoriga märgelemendid, 3) kuivelemendid, 4) õhkdepolarisaatoriga kuivelemendid ja 5) täidetavad elemendid.

Primaarelementide tüüpide tähistamiseks kasutatakse lühendeid, millede kohta andmed leiduvad tabelis 52 — 1.

Primaarelementide iseloomustussuurused on: 1) algklemmipinge, 2) lõppklemmipinge, 3) nimimahutavus, 4) säilimine, 5) isetühjenemine, 6) sisetakistus, 7) mõõted, kaal, hind ja 8) sobivus masstootmiseks.

Algklemmipingeks nimetatakse primaarelemendi klemmipinget tühjenemise algul. Algklemmipinge mõõtmine peab toimuma mitte hiljem kui 10 sekundit pärast primaarelemendi koormamist selleks ettenähtud koormusega.

Lõppklemmipingeks nimetatakse primaarelemendi klemmipinget tühjenemise lõpul. Primaarelement loetakse tühjendatuks, kui selle klemmipinge on langenud tehase poolt ettekirjutatud lõppklemmipingeni.

Nimimahutavuseks nimetatakse primaarelemendist tühjendamisel saadavat ampertundide arvu, kusjuures kasutatakse tehase poolt ettekirjutatud koormust. Nimimahutavuse määramisel toimub primaarelemendi tühjendamine pidevalt kuni lõppklemmipingeni.

Säilimise kestuseks nimetatakse aega, mille kestel primaarelement kasutamata olukorras jääb ekspluatatsiooni-kõlblikuks. Tavaliselt on tehase poolt ette kirjutatud, kui palju tohib primaarelement säilitamisel kaotada oma nimimahutavusest. Säilimise kohta leiduvad andmed tabelis 52 — 3.

Isetühjenemiseks nimetatakse primaarelemendis tekkivat kasutut aktiivmaterjali kulu, mille tulemusena primaarelemendi mahutavus väheneb.

Primaarelement omab sisetakistust, mille suurus sõltub konstruktsioonist ja kasutusastmest. Uuena on primaarelemendi sisetakistus väiksem kui kasutatud olukorras.

Tabel 52 — 1.

Primaarelementide tüüpide tähistusviisid.

Tüüp	Tähistamisviisi kirjeldus
	Üksikud primaarelemendid.
1С-л-3 3С-х-23 2С-у-6	Esimene arv näitab primaarelemendi mõõteid. Sellele järgnev täht С tähendab süsi-tsink kuivelementi. Keskmised tähed näitavad primaarelemendi ekspluatatsiooni temperatuuri astmikku. л — temperatuuriastmik —20° C kuni +60° C, х — temperatuuriastmik —40° C kuni +60° C ja у — temperatuuriastmik —40° C kuni +60° C. Lõpus asuv arv näitab primaarelemendi nimimahutavust ampertundides.
3СМВД 6СМВД	Esimene arv näitab primaarelemendi mõõteid ning järgnevad tähed СМВД tähendavad õhk-mangaandepolarisaatoriga kuivelementi.
ВДСП-500 ВДСП-100	Tähed ВДСП tähendavad õhkdepolarisaatoriga Spiridonov-Puškarjovi märgelementi, ning järgnev arv näitab elemendi nimimahutavust ampertundides.
	Patareid.
БАС-80-л-0,9 БАС-60-у-0,5 БАС-Г-60-х-1,3 КБС-х-0,55	Algtähtede grupis: Б — patarei, А — anoodpatarei, С — kuivelement, К — taskulambipatarei ja Г — galettelementidest koosnev patarei. Järgnev arv 60 või 80 näitab patarei algklemmipinget voltides. Tähed л, х, у näitavad patarei ekspluatatsiooni temperatuuri astmikku (eespool märgitud). Lõpus asuv arv näitab patarei nimimahutavust ampertundides.
Б-СМВД-45-10 Б-2С-45 БС-70	Esimene täht Б tähendab patareid; teine tähtede komplekt või täht näitab millistest elementidest patarei koosneb. Järgnev arv näitab patarei algklemmipinget voltides ning esimese rea lõpus asuv arv 10 näitab patarei nimimahutavust ampertundides.

Märkus: Primaarelemendi ekspluatatsiooni temperatuuri astmik märgitakse elemendi etiketil peale tähtede л, х või у veel järgmiste värviliste triipudega: л — etikett on värviliste triipudeta, х — etiketil on punasevärviline triip ja у — etiketil on rohelisevärviline triip.

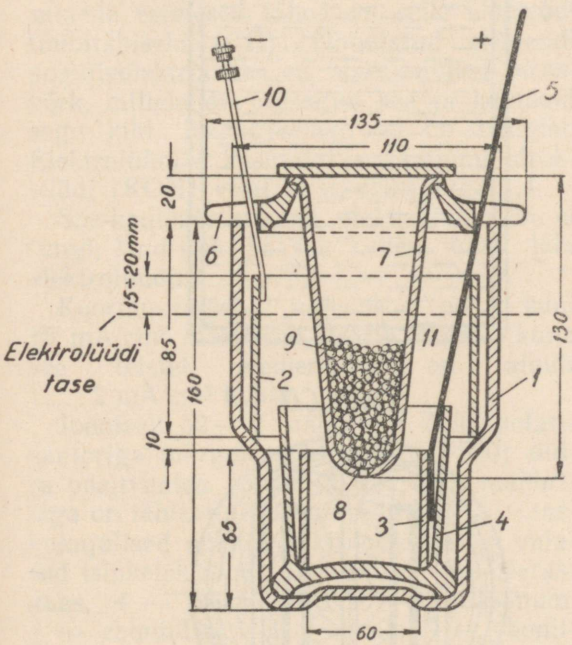
Ekspluatatsioonil on alati eelistatud väiksemate mõõdetega ja kaalult kergemad primaarelemendid. Primaarelemendi konstruktsioon peab olema kohandatud masstootmiseks.

Kirjandus: 55, 56 ja 57.

52 — 2. Vask-tsink-märgelemendid.

Vask-tsink-märgelemendis on negatiivelektroodiks tsink ja positiivelektroodiks vask. Elektrolüüdiks kasutatakse tsinkvitrioli vesilahust, erikaaluga 1,19 kuni 1,20. Depolarisaatorina on kasutusel vaskvitrioli vesilahus.

Vask-tsink-märgelemendi konstruktiivskeem on antud joonisel 52 — 1, millel numbritega on märgitud järgmised osad: *1* — klaasnõu, *2* — tsinkelektrood, *3* — vaskelektrood, *4* — väike klaasnõu, *5* — vaskelektroodi juhe, *6* — klaaskaas, *7* — klaaslehter, *8* — klaaslehtris olev auk, *9* — vaskvitriol (kristallides), *10* — tsinkelektroodi juhe ja *11* — elektrolüüt.



Joonis 52 — 1. Vask-tsink-märgelemendi üldvaade (lõikes).

Jooniselt selgub, et tsinkelektrood asub tsinkvitrioli vesilahuses ja vaskelektrood asub vaskvitrioli vesilahuses. Nimetatud lahused ei ole teineteisest millegagi eraldatud, kuid nad ei segune seetõttu, et vaskvitrioli vesilahuse erikaal on suurem. Elemendi liigutamisel aga lahused segunevad ning vaskvitrioli vesilahuse kokkupuutel hävineb tsinkelektrood võrdlemisi ruttu. Sellest järeldub, et vask-tsink-märgelement on rakendatav ainult kohtkindlas olukorras.

Vask-tsink-märgelemendi elektromotoorne jõud on ligikaudu 1 volt ning sisetakistus 5 kuni 10 oomi. Nimikoormusvool on 30 milliamprit.

Vask-tsink-märgelementide ekspluatatsioonil tuleb silmas pidada alljärgnevaid juhiseid.

1. Aeg-ajalt on vaja kontrollida vaskvitrioli vesilahuse taset, mis peab ulatuma veidi üle vaskelektroodi ülemise serva, kuid ei tohi ulatuda tsinkelektroodini. Lahuse taseme reguleerimine toimub klaaslehtri (7) augu suuruse muutmisega.

2. Vaskvitrioli vesilahuse värvus peab olema tumesinine. Lahuse värvuse heledamaks muutumisel on vaja lisada klaaslehtrisse vaskvitrioli (kristallilist) ning kontrollida, kas lehtri ava ei ole ummistunud.

3. Hoiduda elementide liigutamisest, sest see põhjustab lahuste segunemist ja selle tulemusena hävivad tsinkelektroodid kiiremini.

4. Kontrollida tsinkvitrioli vesilahuse erikaalu, mis peab olema 1,19 kuni 1,20.

5. Roomsoolade vältimiseks katta klaasnõude seesmised seinad pealpool lahuse taset vaseliiniga või parafiiniga.

6. Elementide töötamisel aurub elektrolüüdist vesi vähemaks ja seetõttu suureneb elektrolüüdi erikaal. Aurunud vett võib asendada uue destilleeritud vee juurdevalamisega, mida tuleb aga teha ettevaatlikult, nii et ei seguneks tsink- ja vaskvitrioli lahused.

Õigel hooldamisel töötab element pidevalt 3 kuni 6 kuud, pärast seda tuleb uuega asendada tsinkelektrood ja elektrolüüt ning puhastada vaskelektrood.

Kirjandus: 55 ja 56.

52 — 3. Süsi-tsink-märgelemendid.

Süsi-tsink-märgelemendis on positiivseks elektroodiks söepulk, mis on ümbritsetud mangaandioksüüdi (MnO_2 — pruunkivi) ja grafiidi seguga, ning negatiivelektrood on

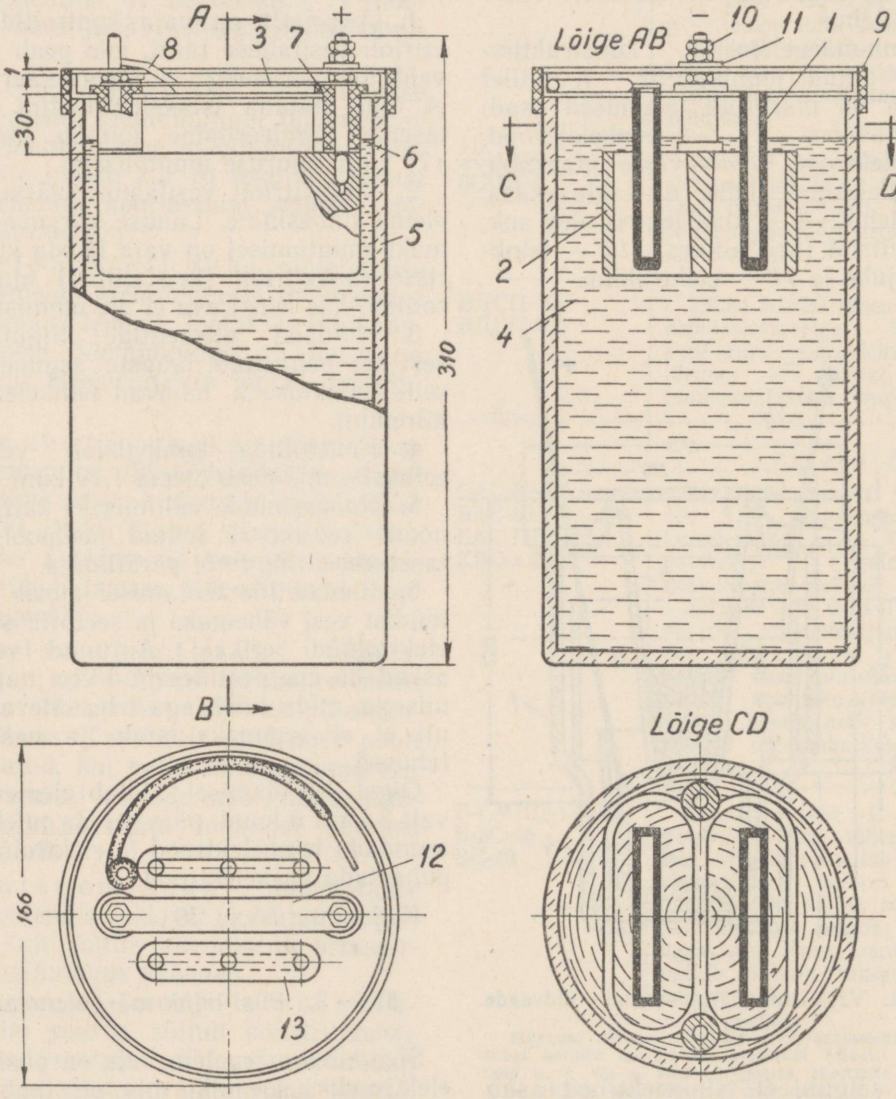
tsingist. Elektrolüüdiks kasutatakse salmiaagi (NH_4Cl) vesilahust, millele on lisatud veidi tsinkkloriidi. Elemendi elektromotoorne jõud on 1,45—1,65 V. Sisetakistus sõltub elemendi konstruktsioonist ja selle tühjenemise astmest, olles tühjenemise algul 0,25 kuni 0,7 ning tühjenemise lõpul kuni 5 oomi. Elemendi mahutavus sõltub selle mõõdetest ja konstruktsioonist. Koormamisel tekib elemendis järgmine keemiline reaktsioon:

$$Zn + 2NH_4Cl = ZnCl_2 + 2NH_3 + H_2.$$

Nagu sellest reaktsiooni valemist näeme, tõrjub tsink salmiaagilahusest välja ammoniaagi (NH_3) ja vesiniku (H_2). Depolarisaatori toimel areneb järgmine reaktsioon:

$$2MnO_2 + H_2 = H_2O + Mn_2O_3,$$

millest nähtub, et keemilise reaktsiooni toimel tekib vees mittelahustuv brauniit (Mn_2O_3), tsinkkloriid ($ZnCl_2$) ja ammooniumhüdroksüüd [NH_4OH]. Viimane ühinedes tsingiga tekitab tsingisoolasid, milliseid nimetatakse ka roomsooladeks. Roomsoolad põhjustavad elemendi isetühjene-



Joonis 52 — 2. Ohkdepolarisaatoriga märgelemendi tüüp ВДСП-500 konstruktiivskeem.

mist ja suurendavad selle sisetakistust. Roomsoolade tekkimise vähendamiseks kaetakse elektrolüüdist väljaulatuvad elektroodid ja elemendi purgi siseseinad (elektrolüüdist kõrgemal) vaseliini või parafiiniga.

Pideval üle maksimaalselt lubatava vooluga koormamisel vabaneb elemendis nii palju vesinikku, et depolarisaator ei jõua seda küllalt kiiresti keemiliselt siduda, mille tagajärjel elemendi klemmipinge langeb. Mõneminutilise koormuseta oleku kestel depolarisaator seob vesiniku ning element on jälle rakendatav. Eeltoodust järeldub, et süsi-tsink-märgelementi ei või üle koormata, sest vastasel korral see lakkab töötamast.

Kirjandus: 55 ja 56.

52 — 4. Õhkdepolarisaatoriga märgelemendid ВДСП.

Õhkdepolarisaatoriga märgelemendi konstrueerijateks on nõukogude insenerid Spiridonov ja Puškarjov, kelle perekonnanimede esimesed tähed on selle elemendi tüübitähiseks (СП). Nimetatud elemendi positiivelektroodiks on taskukujuline terasvõrk, millele on pressitud söe ja kautšuki segu kiht. Negatiivelektrood on tsingist. Elektrolüüdiks kasutatakse kaaliumhüdroksüüdi (KOH) vesilahust, erikaaluga 1,4.

Söe-kautšuki massist elektrolüüt läbi ei tungi, kuid õhk pääseb sellest hästi läbi elektrolüüdini.

Koormusvoolu tugevus on kuni 15 mA/cm² elektroodi pinna kohta, kuna see teistel elementidel on ainult 1 . . . 2 mA/cm² kohta.

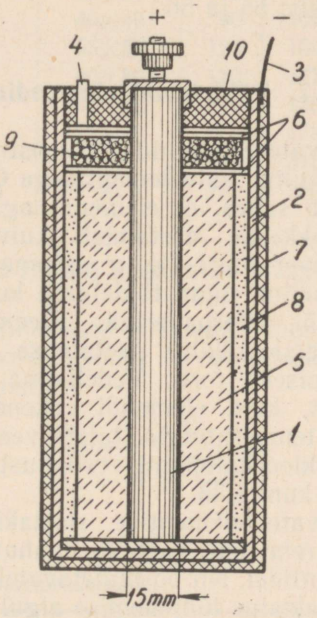
Jooniselt 52 — 2 nähtuvad õhkdepolarisaatoriga märgelemendi (ВДСП-500) üld- ja pealtvaated (osalt lõikes), kus numbritega on tähistatud järgmised osad: *1* — taskukujulised positiivelektroodid, *2* — valatud tsinkelektrood (negatiivne), *3* — teraskaas, *4* — elektrolüüt, *5* — klaasanum, *6* — eboniidist isoleerpuksid, *7* — eboniidist isoleerseibid, *8* — positiivelektroodi juhe, *9* — kummist bandaaž, *10* — mutter, *11* — šeib, *12* — positiivelektroodide sideliist ja *13* — positiivelektroodide kaaned (õhuavadega).

Kirjandus: 55 ja 56.

52 — 5. Süsi-tsink-kuivelemendid C.

Süsi-tsink-kuivelemendid C erinevad märgelementidest ainult selle tõttu, et elektrolüüt vastavate lisandite abil on muudetud pooltahkeks massiks. Väiksemad kuivelemendid on õhukindlalt suletud, et elektrolüüt ei auruks ning ei tekiks elemendi elektroodidel roomsoolasid. Kuivelemendi elektromotoorne jõud on 1,45 kuni 1,55 volti.

Süsi-tsink-kuivelemendi C konstruktsioon nähtub jooniselt 52 — 3, kus numbritega



Joonis 52 — 3. Süsi-tsink-kuivelemendi C üldvaade (lõikes).

on tähistatud järgmised osad: *1* — positiivne süsielektrood, *2* — negatiivne tsinkelektrood, *3* — tsinkelektroodi juhe, *4* — klaastoru gaasi väljamiseks, *5* — agloмeraat, *6* — papist kettad, *7* — elemendi pappkest, *8* — tahke elektrolüüt, *9* — saepuru ja *10* — valatud pigikate.

Kirjandus: 55 ja 56.

52 — 6. Õhkdepolarisaatoriga kuivelemendid СМВД.

Õhkdepolarisaatoriga kuivelemendid СМВД on oma konstruktsioonilt ja töötamisprotsessilt sarnased kuivelementidega C.

Erinevuseks on see, et elemendi töötamisel mangaandepolarisaator hapendub õhuhapnikuga.

Õhkdepolarisaatoriga kuivelemendi СМВД aglomeraat koosneb grafiidist (45%), aktiviseeritud söest (20%) ja mangaandioksüüdist (35%).

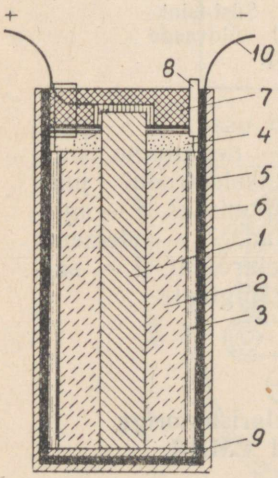
Õhkdepolarisaatori mõjutusel suureneb elemendi mahutavus ligikaudu kahekordseks. Nende elementide puuduseks on aga see, et nad ülekoormatusel töötavad halvemini kui süsi-tsink-kuivelemendid C.

Kirjandus: 55 ja 56.

52 — 7. Täidetavad elemendid B.

Täidetavate elementide B konstruktsioon on analoogiline kuivelementidega C. Erinevus seisab selles, et elemendi aglomeraat enne tsinkkesta asetamist kuivatatakse 60° C temperatuuris ning aglomeraadi ja tsingi vaheline ruum täidetakse kuiva saepuruga või filterpaberiga. Elemendipealsesse isolatsioonikihti asetatakse vedeliku sissevalamiseks toru. Vedelikuna tarvitatakse vett, kuid elemendi rakendamiseks madalas temperatuuris tuleb vee asemel kasutada kloorkaltsiumi vesilahust, erikaaluga 1,28 kuni 1,33.

Täidetavate elementide sisetakistus on veidi suurem kui vastava mahutavusega kuivelementidel. Nii on täidetavatel elementidel sisetakistus tühjenemise algul 0,6 kuni 0,7 oomi ja tõuseb tühjenemise lõpuks 3,5 kuni 5 oomini.



Joonis 52 — 4. Täidetavelemendi üldvaade (lõikes).

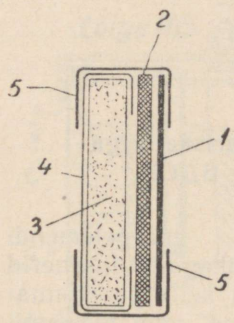
Täidetavaid elemente kasutatakse tavaliselt siis, kui tehasest saadavaid elemente kohe töösse ei kavatseta rakendada, vaid pikemat aega laos hoitakse.

Täidetavate elementide konstruktsioon on antud joonisel 52 — 4. Joonisel on numbritega tähistatud järgmised osad: *1* — positiivne süsielektrood, *2* — depolarisaator, *3* — filterpaber, *4* — salmiaak, *5* — tsinkelektrood, *6* — pappkest, *7* — pigikate, *8* — toru vedeliku sissevalamiseks, *9* — isolatsioon, *10* — negatiivelektroodi juhe.

Kirjandus: 55 ja 56

52 — 8. Galettelemendid.

Galettelemendid on erilise konstruktsiooniga kuivelemendid, milliseid kasutatakse peamiselt raadiovastuvõtjate anoodpatareidena. Galettelemendi ehitus nähtub jooniselt 52 — 5, kus numbritega on märgitud järgmised osad: *1* — tsinkelektrood (negatiivne), *2* — elektrolüüdiga immutatud papp, *3* — aglomeraat (positiivelektrood), *4* — paber ja *5* — tsellofaan.



Joonis 52 — 5. Galettelemendi konstruktiivskeem.

Galettelementidest patareide valmistamisel asetatakse elemendid üksteise suhtes selliselt, et ühe tsinkelektrood oleks vastu teise aglomeraati. Patarei kaetakse õhukese parafiinikihiga, mähitakse parafiinitud paberiga ja asetatakse parafiiniga immutatud pappkarpi ning siis harilikku pappkarpi.

Galettpatarei tüüp БАС-Г-х-1,3 koosneb 21 elemendist, mille elektromotoorne jõud on 75 V, nimipinge 60 volti, mahutavus 1,3 Ah. Tööiga on tehase andmeil kuni 12 kuud.

Kirjandus: 55 ja 56.

52 — 9. Primaarelementide ekspluatatsioon ja säilitamine.

Primaarelementide kasutegur sõltub koormusviisist ja ümbritseva õhu temperatuurist.

Primaarelementide normaalne töötemperatuur on +15° C kuni +25° C. Kõrgemas temperatuuris primaarelemendi mahutavus ja klemmipinge suurenevad ning sisetakistus väheneb, kuid ühtlasi suureneb ka isetühjenemine ja kiireneb elektrolüüdi aura-

mine. Madalas temperatuuris külmub elemendi elektrolüüt ning element lakkab töötamast.

Primaarelementide iseloomustussuurused on toodud tabelites 52 — 2 ja 52 — 3.

Primaarelementide ühendamisel patareideks arvutatakse elektrilised suurused järgmiste valemitega.

Järjestikku ühendatud primaarelementidest patarei vooluringis saadava koormusvoolu tugevus I_0 arvutatakse valemiga:

$$I_0 = \frac{nE_{01}}{R + nR_s} = \frac{E_0}{R + nR_s} \text{ A}, \quad (52 - 1)$$

kus n on järjestikku ühendatud primaarelementide arv, E_{01} — ühe primaarelemendi EMJ, R — koormuse takistus, R_s — ühe primaarelemendi sisetakistus ja E_o — patarei elektromotoorne jõud.

Valemist nähtub, et primaarelemente on otstarbekohane ainult siis järjestikku ühendada, kui koormuse takistus R on vähemalt võrdne või suurem kui patarei sisetakistus nR_s.

Rööbiti ühendatud primaarelementidest patarei vooluringikoormusvool I_0 arvutatakse valemiga:

$$I_0 = \frac{E_{01}}{R + \frac{R_s}{m}} \text{ A}, \quad (52 - 2)$$

kus m on rööbiti ühendatud primaarelementide arv.

Segaühenduses primaarelementidest patarei koormusvoolu arvutamiseks kasutatakse valemit:

$$I_0 = \frac{nE_{01}}{R + \frac{nR_s}{m}} \text{ A}. \quad (52 - 3)$$

Tabel 52 — 2.

Primaarelementide konstruktiivsed iseloomustussuurused.

Tüüp	Mõõted mm			Kaal kg (elektrolüüdiga)
	põhi	kõrgus		
		klemmideta	klemmidega	
Vask-tsink-märgelement	90	180	—	2,6
1 KCX-3	33	—	62	0,11
1-C	32×32	75	83	0,14
2-C	40×40	90	100	0,30
3-C	55×55	123	130	0,70
4-C	40×80	170	177	0,10
3 СМВД	55×55	125	130	0,70
6 СМВД	78×78	165	178	1,70
ВДСП-500	166	290	310	10,00
ВДСП-100	90	190	200	2,3

Tabel 52 — 3.

Primaarelementide elektrilised iseloomustussuurused.

Tüüp	EMJ V	Klemmipinge V		Nimi mahutavus Ah	Sisetakistus R_s Ω (alg)	Koormusvool I_0 maks, mA	Maks. säilitamise kestus, kuud	Mahutavus Ah pärast säilitamist	Proovimise tingimused	
		alg	lõpp						R Ω	I_0 A
Vask-tsink-märgelement	1,1	—	—	—	5	25—30	—	—	10	—
1 KCX-3	1,65	1,53	0,7	3,2	—	—	8	2,5	10	—
1 С-Л-3,1	1,5	1,40	0,7	3,1	0,5	—	12	2,2	10	—
2 С-Х-6	1,5	1,42	0,7	6,5	0,4	—	12	5,0	10	—
2 С-Л-9	1,5	1,42	0,7	9,0	0,4	—	12	6,5	10	—
2 С-У-6	1,5	1,42	0,7	6,5	0,4	—	12	5,0	10	—
3 С-Х2-3	1,5	1,44	0,7	23,0	0,25	—	18	17,0	10	—
3 С-Л-30	1,5	1,44	0,7	30,0	0,25	—	18	24,0	10	—
3 С-У-23	1,5	1,44	0,7	23,0	0,25	—	18	17,0	10	—
4 С-Л-37	1,5	1,42	0,7	37,0	0,2	—	18	28,0	5	—
3 СМВД	1,40	1,35	0,7	45	0,3	50	9	36	20	—
6 СМВД	1,40	1,30	0,7	150	0,10	150	10	110	5	—
ВДСП-500	1,35	1,15	0,9	500	0,06	1500	6	500	—	1,5
ВДСП-100	1,35	1,15	0,9	100	0,10	500	6	100	—	0,5

Segaühenduses primaarelementidest patarei koormusvool on maksimaalne, kui $\frac{R_s}{m} = \frac{R}{n}$, millest

$$R = \frac{nR_s}{m}. \qquad (52-4)$$

Üldine primaarelementide arv segaühenduses patareis

$$n_{ü} = mn. \qquad (52-5)$$

Segaühenduses primaarelementidest patareis m ja n arvväärtused arvutatakse valemitega:

$$n = \sqrt{\frac{n_{ü}R}{R_s}}, \qquad (52-6)$$

$$m = \sqrt{\frac{n_{ü}R_s}{R}}. \qquad (52-7)$$

Primaarelementide C ja СМВД patareideks ühendamisel leitakse m vastavalt maksimaalselt lubatavast voolutugevusest ning n arvutamisel võetakse aluseks elemendi keskmine klemmipinge:

$$m = \frac{I_0}{I_{0maks}}, \qquad (52-8)$$

$$n = \frac{U_0}{U_{01}}, \qquad (52-9)$$

kus U_0 on patarei klemmipinge ja U_{01} on ühe primaarelemendi keskmine klemmipinge.

Ühe primaarelemendi keskmine klemmipinge arvutatakse valemiga:

$$U_{01} = \frac{U_0' + U_0''}{2} \text{ V}, \qquad (52-10)$$

kus U_0' on primaarelemendi algklemmipinge ja U_0'' on primaarelemendi lõppklemmipinge.

Üldiselt kõikide ühendusviiside juures tuleb patarei koostamiseks kasutada ühetüübilisi ning samade elektriliste iseloomustussuurustega primaarelemente, mis on samasuguses elektrilises seisundis.

Primaarelementide säilitamine peab toimuma kuivas ruumis, mille temperatuur on +10° C kuni +15° C.

Kirjandus: 55 ja 56.

Tabel 52—4.

Kasutatavamate primaarelementide paremused ja puudused.

Tüüp	Paremused	Puudused
Vask-tsink-märgelement	Stabiilne klemmipinge. Hea depolariseerimise protsess. Võib pidevalt koormata. Koormuse lühis ei kahjusta elemente. Demonteeritult säilivad hästi.	Suured mõõted. Montaaž peab toimuma kasutuskohal. Suur sisetakistus. Keerukas konstruktsioon. Ei talu mehaanilisi rappumisi. Elektrolüüdiga täidetuna ei ole transporteeritavad. Anumad ei ole mehaaniliselt vastupidavad.
Kuivelemendid C	Alati kasutatav. Kasutatav transportvahenditel. Ei vaja hooldamist.	Isetühjenemine. Elektrolüüdi auramine.
СМВД	Kuivelementidega tüüp C võrreldes suurem mahutavus ja pikem säilimine. Teised paremused samad mis tüübil C.	Pideval koormusel halvemad kui tüüp C. Teised puudused samad mis tüübil C.
ВДСП	Väike sisetakistus. Ei karda ülekoormust. Stabiilne klemmipinge. Koormusvool suurem kui teistel elementidel. Aktiivmaterjali hea kasutegur.	Madal klemmipinge. Töötamis-olukorras ei ole transporteeritav. Montaaž peab toimuma kasutuskohal. Töötamisolukorras lühike säilimise kestus.

53. peatükk.

AKUMULAATORID, VASTUELEMENDID JA AKUMULAATORIRUUMID.

53 — 1. Akumulaatorite liigid ja iseloomustussuurused.

Akumulaatoriks nimetatakse seadist, mida kasutatakse elektrienergia salvestamiseks. Elektrienergia salvestatakse akumulaatorisse laadimisel ning laetud akumulaatorit kasutatakse elektrivoolu allikana. Elektrienergia säilitamine akumulaatoris ei toimu vahetult, vaid keemiliseks energiaks muundamise teel.

Praktikas kasutatakse kahte liiki akumulaatoreid: 1) hapeakumulaatorid ja 2) leelisakumulaatorid.

Akumulaatorite elektrilisteks iseloomustussuurusteks on: 1) elektromotoorne jõud, 2) sisetakistus, 3) klemmipinge, 4) mahutavus, 5) isetühjenemine, 6) kasutegur ja 7) tööiga.

Elektromotoorseks jõuks nimetatakse akumulaatori tühijooksu klemmipinget, mis ei sõltu akumulaatori mahutavusest.

Akumulaatori sisetakistuse moodustavad elektrolüüdi, plaatide ja nende ühendusjuhtmete takistused. Laadimisel akumulaatori sisetakistus väheneb ja tühjenemisel jällegi suureneb. Sisetakistus on seda väiksem, mida suurem on plaatide pind. Üldiselt on akumulaatori sisetakistus, sõltuvalt mahutavusest ja konstruktsioonist, mõni tuhandik kuni kümnendik oomi.

Akumulaatori klemmipinge on muutuv suurus, mis sõltub akumulaatori konstruktsioonist ja laadimisseisundist. Akumulaatori tühjendamisel on klemmipinge elektromotoorsest jõust madalam selle sisetakistusel areneva pingelangu võrra. Akumulaatori klemmipinge sõltub ka elektrolüüdi temperatuurist. Akumulaatori tühjenemisel madalas temperatuuris langeb klemmipinge kiiremini kui normaalses temperatuuris. Akumulaatori laadimine madalas temperatuuris vajab kõrgemat laadimispinget ning temperatuuridel —20° C ja veelgi madalamal on laadimine asjatu.

Akumulaatori mahutavuseks nimetatakse ampertundide arvu, mis akumulaatorilt tühjendamisel saadakse. Mahutavus sõltub akumulaatori plaatide aktiivmassi mahust ning plaatide pindalast, tühjendamisvoolu tugevusest ja elektrolüüdi temperatuurist. Mida suurem on akumulaatori plaatide aktiivmassi maht ja plaatide aktiivmassi pindala, seda suurem on akumulaatori mahutavus. Katsed näitavad, et akumulaatori mahutavus väheneb tühjenemisvoolu suurenemisega.

Akumulaatori isetühjenemine tekib järgmistel põhjustel:

a) kui akumulaatori elektrolüüdis leidub metallide ühendeid;

b) kui akumulaatori plaatide üksikutel pinnaosadel tekivad erinevad potentsiaalid, mille tulemuseks on kohalikud voolud;

c) kui tekivad kohalikud voolud, mis on tingitud elektrolüüdi ebaühtlasest kontsentratsioonist (erikaalust);

d) kui õhuhapnik keemiliselt mõjutab akumulaatori plaate.

Akumulaatori kasutegurit arvutatakse ampertundide või vatt-tundide järgi.

Ampertundide järgi akumulaatori kasutegur arvutatakse valemiga:

$$\eta_{Ah} = \frac{Q_t}{Q_l}, \qquad (53 — 1)$$

kus Q_t on tühjendamisel akumulaatorist saadud ja Q_l on laadimisel akumulaatorisse antud ampertundide arv.

Akumulaatori kasutegur elektrienergia suhte järgi on arvutatav valemiga:

$$\eta_w = \frac{W_t}{W_l}, \qquad (53 — 2)$$

kus W_t on tühjendamisel akumulaatorist saadud ja W_l on laadimisel akumulaatorisse antud energia hulk.

Akumulaatori tööeaks nimetatakse laadimise-tühjendamise tsüklite arvu, mille kestel akumulaatori mahutavus väheneb kuni 75% nimimahutavusest.

Kirjandus: 55, 56 ja 57.

53 — 2. Hapeakumulaatorite konstruktsioone ja tüüpide märkimisviise.

Hapeakumulaatorid liigitatakse konstruktsiooni järgi: statsionaarseteks ja transporteeritavateks.

Statsionaarne hapeakumulaator koosneb klaasanumast, positiivsetest ja negatiivsetest plaatidest ning elektrolüüdist, milleks on väävelhappe (H_2SO_4) vesilahus. Iga plaadipaari vahele on paigutatud klaasist, isoleerainest või puidust eraldusribad või pulgad. Negatiivseid plaate on hapeakumulaatoris üks rohkem kui positiivseid plaate, kusjuures plaadid asuvad akumulaatorianumas polaarsuselt vaheldumisi, nii et äärmised on alati negatiivsed plaadid.

Transporteeritav hapeakumulaator koosneb eboniit-, klaas- või isoleermass-anumast, milles positiivsed ja negatiivsed plaadid asuvad rappumiskindlalt väävelhappe vesilahuses. Plaatide eraldajatena kasutatakse augulisi isoleermassist või puidust eraldusplaate.

Akumulaatorite positiivsed plaadid koosnevad seatina sõrestikust, mille avadesse on pressitud seatina superoksüüd (PbO_2). Negatiivsed plaadid koosnevad seatina sõrestikust, mille avadesse on pressitud poorne seatina (Pb).

Joonistel 53 — 1 ja 53 — 2 on antud statsionaarsete hapeakumulaatorite C ja CK positiivsete ja negatiivsete plaatide konstruktiivskeemid.

Jooniselt 53 — 3 nähtub transporteeritava hapeakumulaatori plaatide komplekti konstruktsioon ja joonisel 53 — 4 on antud sama akumulaatori anuma üldvaade.

Hapeakumulaatori tühjendamisel tekib selles järgmine keemiline reaktsioon:

negatiivsel plaadil: $Pb + SO_4 = PbSO_4$ ja

positiivsel plaadil: $PbO_2 + H_2 + H_2SO_4 = 2H_2O + PbSO_4$,

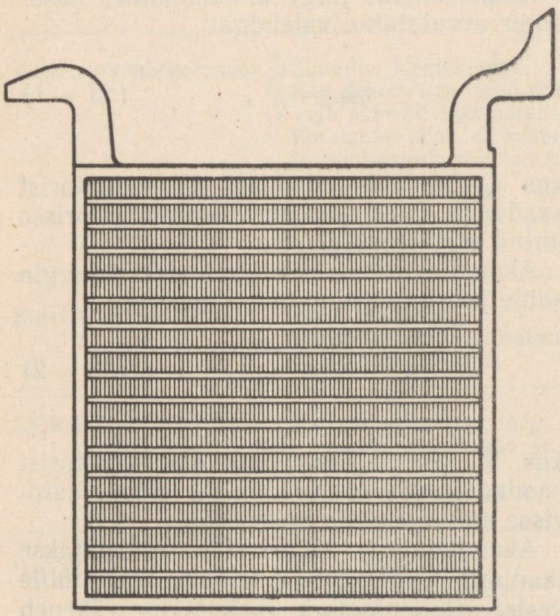
millest nähtub, et mõlemate plaatide aktiivmass muutub seatina sulfaadiks ($PbSO_4$) ning elektrolüüdis tekib vesi (H_2O). Sellest järeldub, et hapeakumulaatori tühjenemisel lahjeneb elektrolüüt (erikaal väheneb).

Hapeakumulaatori laadimisel toimuv keemiline reaktsioon on järgmine:

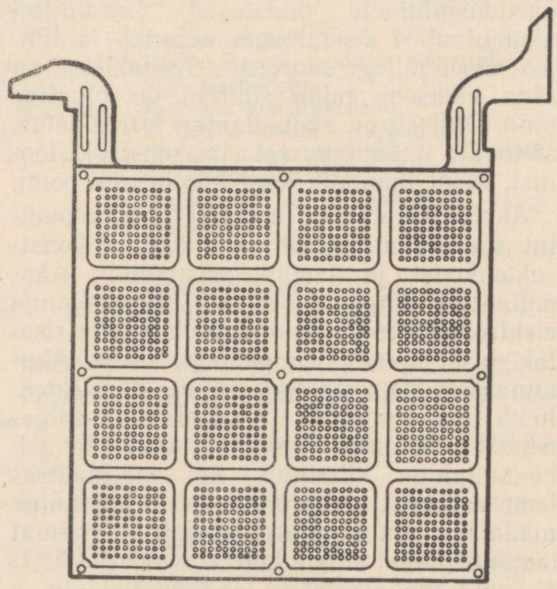
negatiivsel plaadil: $PbSO_4 + H_2 = Pb + H_2SO_4$ ja

positiivsel plaadil: $PbSO_4 + SO_4 + 2H_2O = PbO_2 + 2H_2SO_4$,

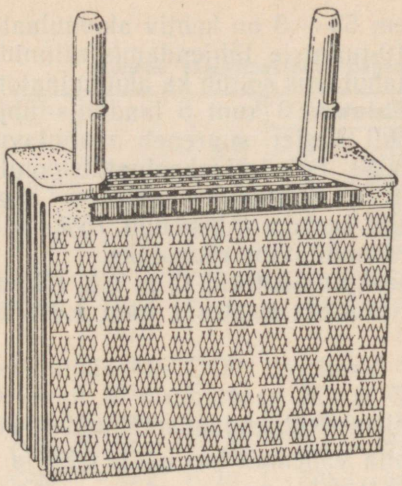
millest nähtub, et laadimisel tekib juurde väävelhapet, mille tulemusena elektrolüüdi



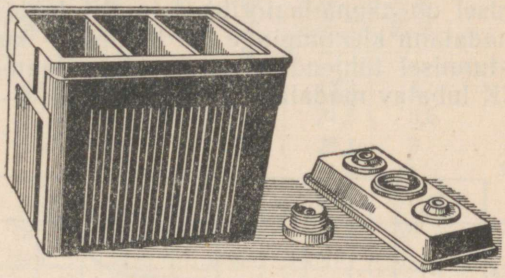
Joonis 53 — 1. Statsionaarse hapeakumulaatori C ja CK positiivse plaadi üldvaade.



Joonis 53 — 2. Statsionaarse hapeakumulaatori C ja CK negatiivse plaadi üldvaade.



Joonis 53 — 3. Transporteeritava hapeakumulaatori plaatide komplekti konstruktiivskeem.



Joonis 53 — 4. Transporteeritava hapeakumulaatori anuma üldvaade.

erikaal suureneb. Laadimise jätkamisel pärast seda, kui kogu seatina sulfaat on keemiliselt ümber muundunud, toimub elektrolüüdi lagunemine, kusjuures vesinik hakkab mullikestena eralduma negatiivplaatidelt ja hapnik positiivplaatidelt. Gaaside eraldumise intensiivsus sõltub laadimisvoolust ning on ühtlasi akumulaatori laadimise lõpu tunnuseks.

Hapeakumulaatorite tüüpide märkimiseks kasutatakse järgmisi lühendeid: statsionaarsete hapeakumulaatorite tähisteks on C ja CK ühes nendele järgnevate arvudega, näiteks C-1, C-36 või CK-1, CK-36 jne.

Tähis C tähendab — statsionaarne hapeakumulaator pidevaks koormamiseks. Tähis CK tähendab — statsionaarne hapeakumulaator, mida võib lühiajaliselt koormata ka nimivoolust mitu korda suurema vooluga. Tähtede kõrval asuv arv näitab, mitu korda antud akumulaatori nimimahutavus on suurem akumulaatori tüüp C-1 või CK-1 nimimahutavusest. Tüüp CK konstruktsioon erineb tüübi C konstruktsioonist ainult plaatide ühendusliistude suurema ristlõike poolest.

Tüübi tähises asuva arvuga on määratav ka akumulaatori positiivplaatide arv: C-1 kuni C-5 akumulaatorites on positiivplaatide arv võrdne tüübi arvuga, C-6 kuni C-20 akumulaatorites saadakse positiivplaatide arv selle tüübi arvu jagamisel kahega ja C-24 kuni C-148 akumulaatorites saadakse positiivplaatide arv selle tüübi arvu jagamisel neljaga.

Transporteeritavate hapeakumulaatorite tüüpide tähistamist teostatakse arvudest ja tähtedest koosnevate tüübitähistega. Tüübitähises esimene arv näitab patareis olevate akumulaatorite arvu ning lõpus asuv arv näitab patarei nimimahutavust ampertundides. Tüübitähise keskel asuva tähtede grupi kahe esimese tähe tähendused on: PH — raadiolampide kütteakumulaator, PA — raadiolampide anoodakumulaator ja CT — starterakumulaator. Tüübitähise keskel asuva tähtede grupi kolmas täht näitab akumulaatori anuma materjali: П — isoleermassist, Э — eboniidist, С — klaasist ja М — eboniidist plokk (mitu anumat koos).

Hapeakumulaatorite tüüpide märkimisviisi näiteid:

kütteakumulaatorid — tüüp 2-РНП-40, s. t. patarei koosneb kahest akumulaatorist, on rakendatav raadiovastuvõtja kütteakumulaatorina, anum on isoleermassist ja mahutavus on 40 Ah;

anoodakumulaatorid — tüüp 40-РАЭ-3, s. t. neljakümnest anoodakumulaatorist koosnev patarei, eboniidist anumatega ning mahutavusega 3 Ah;

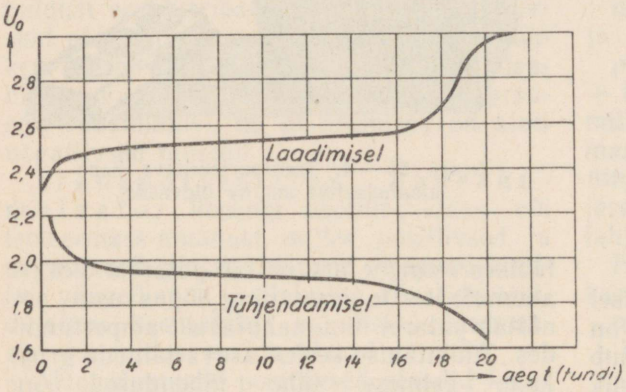
starterakumulaatorid — tüüp 6-СТП-144, s. t. kuuest akumulaatorist koosnev starterpatarei isoleermassist anumatega ning mahutavusega 144 Ah.

Peale selle tähistatakse eritüüpi anoodakumulaatoreid tähisega РАДАН, millele lisanduvate arvude tähendused, alguses ja lõpus, on samad, mis ülalpool antud.

Kirjandus: 55, 56 ja 57.

53 — 3. Statsionaarsete hapeakumulaatorite erinevusi.

Akumulaatorite C ja CK normaalne elektromotoorne jõud laaditult peab olema 2,05 kuni 2,10 V ning nimiklemmipinge laaditult 2 V. 3- kuni 10-tunnisel tühjendamisel on akumulaatorite C ja CK lubatav madalaim klemmipinge 1,8 V ning 1- kuni 2-tunnisel tühjendamisel on akumulaatoril CK lubatav madalaim klemmipinge 1,75 V.



Joonis 53 — 5. Akumulaatorite C ja CK klemmipingete kõverad nende laadimisel ja tühjendamisel.

Joonisel 53 — 5 on antud akumulaatorite C ja CK klemmipingete kõverad laadimisel ja tühjendamisel.

Katseliselt saadud andmetel on akumulaatori C-1 sisetakistus laaditult 0,0046 oomi ja tühjendatult 0,006 oomi. Teiste C ja CK akumulaatorite sisetakistused leitakse C-1 sisetakistuse jagamisel vastava C või CK akumulaatori tüübi tähise arvuga. Nii näiteks on akumulaatori C-10 sisetakistus laaditult

$$R_s = \frac{0{,}0046}{10} = 0{,}00046 \text{ oomi.}$$

Akumulaatorite C ja CK nimimahutavuseks nimetatakse ampertundide arvu, mis akumulaatorist saadakse 10-tunnise tühjendamisrežiimi puhul. Akumulaatori mahutavus erineva koormusvoolu juures on arvutatav valemiga:

$$Q_2 = Q_1 \left(\frac{I_{01}}{I_{02}}\right)^{0{,}313} \text{Ah}, \qquad (53 — 3)$$

kus Q_1 on akumulaatori mahutavus tühjendamisvoolul I_{01} ja Q_2 on akumulaatori mahutavus tühjendamisvoolul I_{02}.

Valem 53 — 3 on kehtiv akumulaatori 3- kuni 10-tunniste tühjendamisrežiimide puhul. Mahutavus sõltub ka akumulaatori tööeast. Esimese 3 kuni 5 laadimis-tühjendamistsükli kestel suureneb mahutavus 15 kuni 30%. Edasisel ekspluatatsioonil akumulaatori mahutavus väheneb aeglaselt ning kui see on vähenenud 75%, siis loetakse akumulaator riknenuks.

Hapeakumulaatorid C ja CK tühjenevad ka koormuseta seistes 1 kuni 1,8% ööpäevas.

Vastavalt ГОСТ-ile akumulaatorite C ja CK kasutegurid 3- kuni 10-tunnistes tühjendamisrežiimides ei tohi olla vähemad kui $\eta_{Ah} \geqslant 0{,}84$ ja $\eta_W \geqslant 0{,}65$.

Statsionaarsete akumulaatorite C ja CK normaalne tööiga on 7 kuni 8 aastat, kusjuures negatiivplaadid võivad aga töötada kuni 15 aastat. Positiivplaatide tööiga on võimalik määrata ka sõltuvalt laadimis-tühjendamistsüklite arvust. Praktiliselt taluvad positiivplaadid 800 kuni 1000 laadimis-tühjendamistsüklit.

Akumulaatorite tööiga on tunduvalt sõltuv nende ekspluatatsioonitingimustest. Tehas garanteerib C ja CK akumulaatorite korraliku töötamise kahe aasta kestel, kui need pakkimata olukorras enne ekspluatatsiooni rakendamist ei ole seisnud üle kuue kuu ja kui ekspluatatsioon toimub kõigi eeskirjade kohaselt. Statsionaarsete hapeakumulaatorite C ja CK iseloomustussuurused nähtuvad tabelist 53 — 1.

Kirjandus: 55 ja 56.

53 — 4. Transporteeritavate hapeakumulaatorite erinevusi.

Elektronlampide kütteakumulaatorite PH anumad on valmistatud isoleermassist või eboniidist. Tabelist 53 — 2 nähtuvad akumulaatorite PH mõõted ja kaalud ning tabelis 53 — 3 on antud nende akumulaatorite elektrilised iseloomustussuurused.

Uued PH akumulaatorid omavad tabelis 53 — 3 antud nimimahutavuse alles pärast kümmet laadimis-tühjendamistsüklit.

Elektrolüüdi erikaal laaditud akumulaa-

Tabel 53 — 1.

Mõnede statsionaarsete hapeakumulaatorite C ja CK iseloomustussuurused.

Tüüp	Plaatide tüüp	Positiivsete plaatide arv	Garanteeritud mahutavus Ah.				Välismõõted mm			Kaal ühes elektrolüüdiga kg	Elektrolüüdi maht l
			10-tunnisel tühjendamisel	3-tunnisel tühjendamisel	2-tunnisel tühjendamisel	1-tunnisel tühjendamisel	pikkus	laius	kõrgus		
C-1	И-1	1	36	27	22	18,5	215 × 80 × 270			13,3	4
C-2	И-1	2	72	54	44	37	215 × 130 × 270			21,8	6,5
C-3	И-1	3	108	81	66	55,5	215 × 180 × 270			29,1	9
C-4	И-1	4	144	108	88	74	215 × 230 × 270			35,4	11
C-5	И-1	5	180	135	110	92,5	215 × 230 × 270			38,4	10,5
C-10	И-2	5	360	270	220	185	220 × 260 × 485			75,2	20
C-20	И-2	10	720	540	440	370	220 × 425 × 485			135	31
C-40	И-4	10	1440	1080	880	740	470 × 485 × 588			307	78
C-60	И-4	15	2160	1620	1320	1110	470 × 670 × 593			442	111
C-80	И-4	20	2880	2160	1760	1480	470 × 855 × 593			578	144
C-100	И-4	25	3600	2700	2200	1850	470 × 1040 × 593			717	177
C-124	И-4	31	4464	3348	2728	2294	470 × 1260 × 598			879	217
C-148	И-4	37	5328	3996	3256	2738	470 × 1485 × 598			1057	257

Tabel 53 — 2.

Akumulaatorite PH mõõted ja kaalud.

Tüüp	Akumulaatorite arv patareis	Anuma materjal	Mõõted mm			Kaal kg	
			pikkus	laius	kõrgus	elektrolüüdita	elektrolüüdiga
РНП-60	1	isoleermass	168 + 1	111 + 1	228 + 1	7,0 + 0,3	8,1 + 0,3
2РНП-40	2	„	168 + 1	153 + 1	228 + 1	9,4 + 0,5	10,9 + 0,5
2РНП-60	2	„	217 + 1	164 + 1	230 + 1	13,7 + 0,5	15,7 + 0,5
2РНП-80	2	„	273 + 1	164 + 1	230 + 1	17,8 + 0,5	20,4 + 0,5
3РНЭ-40	3	eboniit	211 + 3	145 + 2	224 + 2	11,4 + 0,5	13,6 + 0,5
3РНЭ-60	3	„	307 + 3	145 + 2	227 + 2	17,3 + 0,5	20,8 + 0,5
3РНЭ-80	3	„	365,5 + 3	148 + 2	226 + 2	21,0 + 0,5	25,4 + 0,5

toris peab olema $1{,}24 \pm 0{,}005$, kusjuures elektrolüüdi temperatuuriks on +25° C.

PH akumulaatorite ööpäevane isetühjenemine on 0,5 kuni 1,0% ning nende kasutegurid peavad olema $\eta_{Ah} \geqslant 0{,}8$ ja $\eta_W \geqslant 0{,}6$.

Tööiga normaalsetes ekspluatatsioonitingimustes on ligikaudu 150 laadimis-tühjendamistsüklit, mis vastab ligikaudu kaheaastasele ekspluatatsioonikestusele.

Anoodakumulaatorid koosnevad 10-st või 40-st järjestikku lülitatud akumulaatorist.

Anoodakumulaatorite iseloomustussuurused on antud tabelites 53 — 4 ja 53 — 5.

Akumulaatorid PA peavad omama tabelis 53 — 5 antud nimimahutavuse pärast 10 laadimis-tühjendamistsüklit, kuid tüüp РАДАН peab omama nimimahutavuse pärast 5 laadimis-tühjendamistsüklit.

Tabel 53 — 3.

Akumulaatorite PH elektrilised iseloomustussuurused.

Tüüp	Klemmi-pinge V	Laadimisel		10-tunnisel tühjendamisel		50-tunnisel tühjendamisel		Minimaalne pinge tühjendamisel V	
		vool A	lõpp-pinge V	I_0 A	Q Ah	I_0 A	Q Ah	ühel akumulaatoril	patareil
PH-60	2	6	2,65 ± 0,15	6	60	1,5	75	1,8	1,8
2PH-40	4	4	5,30 ± 0,3	4	40	1,0	50	1,8	3,6
2PH-60	4	6	5,30 ± 0,3	6	60	1,5	75	1,8	3,6
2PH-80	4	8	5,30 ± 0,3	8	80	2,0	100	1,8	3,6
3PH-40	6	4	7,95 ± 0,45	4	40	1,0	50	1,8	5,4
3PH-60	6	6	7,95 ± 0,45	6	60	1,5	75	1,8	5,4
3PH-80	6	8	7,95 ± 0,45	8	80	2,0	100	1,8	5,4

Tabel 53 — 4.

Anoodakumulaatori mõõted ja kaalud.

Tüüp	Akumulaatorite arv patareis	Mõõted mm			Kaal kg	
		pikkus	laius	kõrgus	elektrolüüdita	elektrolüüdiga
40РАЭ-3	40	452 + 3	190 + 3	135 + 3	13,3 + 5%	15,3
10РАС-5	10	418 + 3	166 + 3	146 + 3	9,3 + 5%	10,5
10РАДАН-5	10	222 + 2	127 + 3	147 + 3	5,6 + 5%	6,8
10РАДАН-10	10	223 + 3	186 + 3	165 + 3	10,2 + 5%	13,0
10РАДАН-30	10	369 + 3	163 + 3	191 + 3	24 + 5%	31,0

Tabel 53 — 5.

Anoodakumulaatorite elektrilised iseloomustussuurused.

Tüüp	Akumulaatorite arv patareis	Maks. laadimis-voolu tugevus A	Mahutavus tühjendamisel Ah				Pinge V		
			tühjendamis-režiim 1		tühjendamis-režiim 2		nimi-pinge	laadimise lõpul	tühjenda-mise lõpul
			I_0 A	Q Ah	I_0 A	Q Ah			
40РАЭ-3	40	0,2	0,10	2,5	0,024	3,0	80	100—112	72
10РАС-5	10	0,4	0,16	4,0	0,040	5,0	20	25—28,0	18
10РАДАН-5	10	0,45	0,45	4,5	0,25	5,0	20	25—28,0	17
10РАДАН-10	10	0,9	0,90	9,0	0,50	10,0	20	25—28,0	17
10РАДАН-30	10	2,5	2,5	25	1,5	30,0	20	25—28,0	17

Märkus: Tühjendamisrežiim 1 — tüübil РА 25 tundi ja tüübil РАДАН 10 tundi. Tühjendamisrežiim 2 — tüübil РА 125 tundi ja tüübil РАДАН 20 tundi.

Tabel 53 — 6.

Starterakumulaatorite iseloomustussuurused.

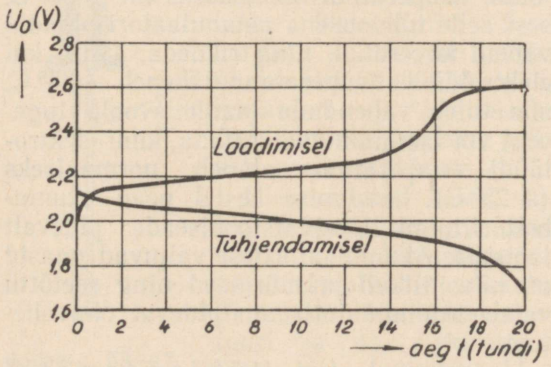
Tüüp	Nimi-pinge V	Q Ah	Mõõted mm			Elektrolüüdi maht l		Patarei kaal elektro-lüüdiga kg	Patarei tavaline kasutuskoht
			pikkus	laius	kõrgus	akumu-laatoris	patareis		
3-СТП-80	6	70	256	192	227	0,7	2,1	20	ГАЗ-АА
3-СТМ-80	6	70	243	187	224	0,7	2,1	18	ГАЗ-АА
3-СТП-100	6	84	267	189	218	0,82	2,46	21	М-1
3-СТМ-100	6	84	267	185	219	0,82	2,46	21	М-1
3-СТП-112	6	98	303	182	238	0,92	2,76	23	ЗИС-5
3-СТЭ-112	6	98	292	187	207	0,92	2,76	23	ЗИС-5
3-СТМ-112	6	98	287	182	238	0,92	2,76	23	ЗИС-5
6-СТЭ-128	12	112	516	236	234	1,05	6,3	58	rasked autobused
6-СТЭ-144	12	126	526	308	242	1,13	6,78	69	„

PA akumulaatorite isetühjenemine on 1 kuni 2% ja РАДАН tüüpi akumulaatorite isetühjenemine on 0,8 kuni 1,5% ööpäevas.

Kasutegurid on PA tüübil $\eta_{Ah} \geqslant 0{,}8$ ja $\eta_W \geqslant 0{,}6$ ning РАДАН tüübil $\eta_{Ah} \geqslant 0{,}85$ ja $\eta_W \geqslant 0{,}65$.

Akumulaatoritel PA ja РАДАН-5 ning РАДАН-10 on tööiga kuni 100 laadimis-tühjendamistsüklit, kuid РАДАН-30 tööiga on ainult 30 kuni 60 laadimis-tühjendamistsüklit. Ajaliselt on anoodakumulaatorite tööiga ligikaudu 2 aastat.

Starterakumulaatorite anumad on isoleermassist või eboniidist. Nende iseloomustussuurused on antud tabelis 53 — 6.



Joonis 53 — 6. Starterakumulaatorite klemmipinge kõverad laadimisel ja tühjendamisel.

Starterakumulaatorite klemmipinge kõverad laadimisel ja tühjendamisel on toodud joonisel 53 — 6.

Elektrolüüdi erikaal laaditud akumulaatoris peab olema $1{,}285 \pm 0{,}005$, kusjuures selle temperatuur on $+30°$ C.

Starterakumulaatorite laadimisvoolud nähtuvad tabelist 53 — 7.

Tabel 53 — 7.

Starterakumulaatorite laadimisvoolud.

Tüüp	Laadimisvool A		
	algul		lõpul
	maksimaalne	keskmine	
CT-80 . . .	15	10	5
CT-100 . .	18	12	6
CT-112 . .	21	14	7
CT-128 . .	24	16	8
CT-144 . .	27	18	9

Starterakumulaatorite tööiga on ligikaudu 60 laadimis-tühjendamistsüklit, mis ajaliselt vastab ühele kuni kahele aastale.

Kirjandus: 55 ja 56.

53 — 5. Hapeakumulaatorite ekspluatatsioon ja säilitamine.

Raadioseadmetes kasutatakse kolme erinevat akumulaatorite laadimis-tühjendamisrežiimi: 1) perioodiline laadimis-tühjendamisrežiim, 2) perioodiline rööptalitlusrežiim ja 3) pidev rööptalitlusrežiim.

Perioodilises laadimis-tühjendamisrežiimis akumulaator laaditakse ja sellele järgnevalt kasutatakse raadioseadmes toitevooluallikana. Pärast tühjenemist laaditakse jälle jne.

Perioodilises rööptalitlusrežiimis akumulaatorit laaditakse perioodiliselt, vastavalt vajadusele, kusjuures akumulaator töötab pidevalt toitevooluallikana. Laadimisel tekkiva kõrgema klemmipinge tasakaalustamiseks ühendatakse koormusvooluringidesse vastuelemendid või süsiregulaatorid.

Pidevas rööptalitlusrežiimis laaditakse akumulaatorit pidevalt ning see töötab peamiselt laadimisagregaadi lainesuspinge filtrina. Sellises töörežiimis peab akumulaatori mahutavus olema nii suur, et see laadimisvoolu katkemisel suudaks raadioseadet toita 2 kuni 3 tundi.

Esmakordsel laadimisel tuleb akumulaatorisse valada ekspluatatsiooni eeskirjade kohane elektrolüüt, mida on soovitav teha katkestuseta ja võimalikult kiirelt. Pärast akumulaatori täitmist elektrolüüdiga ei tohi seda aga kohe laadida, vaid laadimist võib alata alles 2 ... 6 tundi hiljem.

Esimene laadimine on igal akumulaatori tüübil erinev, mistõttu tuleb hoolega jälgida sellekohaseid tehase ettekirjutusi. Nii näiteks on PH tüüpi akumulaatori esimese laadimise käik järgmine: akumulaator täidetakse elektrolüüdiga, mille erikaal on 1,21; pärast neljatunnilist seismist alatakse laadimist vooluga, mille suurus on 0,1 akumulaatori nimimahutavusest; laadimine kestab 36 tundi, mille järel laadimine katkestatakse 3 tunniks, ning siis jätkatakse laadimist sama vooluga veel 12 tundi; kui teise laadimise lõpul akumulaatori klemmipinge ei ole tõusnud 2,5 voldini, siis peale kolmetunnilist vaheaega alatakse uuesti laadimist ning lõpetatakse siis, kui akumulaatori klemmipinge on 2,5 ... 2,6 V.

Kuna käesolevas raamatus ruumi puudusel kõikide akumulaatori tüüpide esimese laadimise käiku ei ole võimalik kirjeldada, siis olgu ainult nimetatud, et akumulaatorite C ja CK esimene laadimine toimub ettekirjutatud voolutugevusega, ühetunniste vaheaegadega, kuni akumulaator on saanud laadimisel ligikaudu 9-kordsele nimimahutavusele vastava elektrihulga.

Hapeakumulaatori tavalisel järjekordsel laadimisel laadimisvool ei tohi ületada tehase poolt ettekirjutatud suurust. Soovitav on aga akumulaatorit laadida 25% väiksema vooluga kui on maksimaalselt lubatav laadimisvool. Kui laadimisel akumulaatori klemmipinge on tõusnud 2,4 ... 2,5 V, siis tuleb laadimist jätkata 25—50% väiksema vooluga (lubatavast). Laadimise lõppemise tunnusmärgid on järgmised: 1) positiivsetelt ja negatiivsetelt plaatidelt eraldub intensiivselt gaase, 2) elektrolüüdi erikaal suureneb ettenähtud suuruseni, 3) akumulaatori klemmipinge tõuseb 2,6 ... 2,75 V ja 4) positiivsete plaatide värvus muutub tumepruuniks ning negatiivsetel plaatidel on normaalne sinakashall seatina värvus.

Tunnuste 1 ja 4 järgi otsustamine nõuab head vilumust, kuna tunnus 2 on ainult siis mõõduandev, kui elektrolüüdi erikaal oli enne laadimist õige, tunnuses 3 antud pinge sõltub tihti ka kõrvalistest mõjutustest, nagu elektrolüüdi temperatuurist, laadimisvoolu tugevusest jne. Seetõttu tuleb otsustada ühiselt kõigi nelja tunnuse järgi, arvestades võimalikke kõrvalmõjutusi.

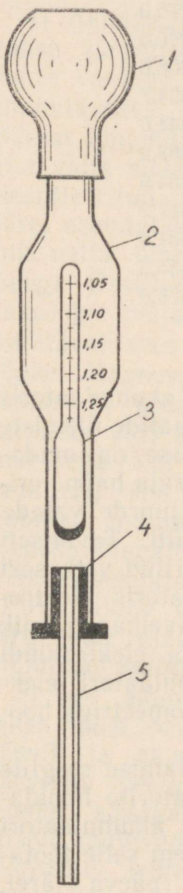
Laadimise kestel tuleb jälgida, et elektrolüüdi temperatuur ei tõuseks üle +35° C, sest selle tulemusena akumulaatori plaadid võivad kõverduda ning rikneda. Juhul kui elektrolüüdi temperatuur läheneb +35° C, siis tuleb vähendada laadimisvoolu tugevust või laadimine katkestada, kuni elektrolüüdi temperatuur alaneb normaalseks (+25° C). Laadimise kestel peab akumulaatoriruumi ventilatsiooniseade pidevalt töötama. Akumulaatoritest väljuvad gaasid on tuleohtlikud ja mürgised ning seetõttu vajab akumulaatoriruum pidevat õhuvahetust.

Hapeakumulaatori tühjendamisel tuleb arvestada, et selle mahutavus sõltub tühjendamisvoolu tugevusest. Akumulaa-

tor loetakse tühjenenuks, kui klemmipinge langeb 1,8 voldile. Juhul kui tühjenemine toimub katkendiliselt ja väikese voolutugevusega, siis tuleb tühjendamine lõpetada 1,9 või isegi 1,95-voldise klemmipingega. Niisugusel juhul on parem akumulaatori tühjendamisastet määrata sellest saadud ampertundide järgi, sest katkendilisel koormamisel ei ole klemmipinge järgi otsustamine kuigi täpne.

Akumulaatorit peab kasutamisel perioodiliselt kontrollima. Vähemalt 4 korda aastas tuleb akumulaator tühjendada ja kohe jälle laadida. Vastasel korral (poolikul tühjendamisel) kivineb plaatide aktiivmass ning akumulaatori mahutavus väheneb.

Tühjenenud akumulaator tuleb kohe laadida, tühjalt seisuaeg on lubatav maksimaalselt kuni 12 tundi.



Joonis 53 — 7. Kombineeritud areomeetri üldvaade.

Hapeakumulaatori plaatide sulfateerumisest hoidumiseks on seda vaja kord 3 kuu kestel ü l e l a a d i d a. Ülelaadimine toimub järgmiselt: akumulaator tühjendatakse ja laaditakse normaalselt ning jäetakse üheks tunniks seisma (koormuseta). Pärast ühetunnist seismist laaditakse akumulaator vooluga, mille suurus on 0,1 nimimahutavusest, kuni akumulaatori plaatidelt hakkab intensiivselt eralduma gaase. Ülelaadimine katkestatakse üheks tunniks ning korratakse jälle kuni gaaside eraldumise alguseni. Selliselt korratakse ülelaadimist 2—3 korda, s. t. seni, kui pärast ühetunnist seismist akumulaatori laadimiseks ühendamisel see kohe hakkab gaase eraldama.

Ülelaadimise kestel tuleb kontrollida: 1) akumulaatori klemmipinget, 2) elektrolüüdi erikaalu, 3) elektrolüüdi temperatuuri ja 4) elektrolüüdi taset.

Peale regulaarsete ülelaadimiste tuleb erakorraliselt akumulaatori ülelaadimist toimetada järgmistel juhtudel: 1) kui akumulaatori plaadid on sulfateerunud kauasel tühjalt (laadimata) seismisel, 2) kui akumulaatorpatareis üksikute akumulaatorite klemmipinge jääb laadimisel madalamaks normaalsest.

Kui akumulaatorpatareis üksikute akumulaatorite klemmipinge ei tõuse üheaegselt teistega normaalsele kõrgusele, tuleb toimetada selliste akumulaatorite j ä r e l l a a d i m i s t, või vajaduse korral ka ülelaadimist. Järellaadimiseks lahutatakse ebanormaalsed akumulaatorid patareidest ning laetakse neid eraldi normaalse laadimisvooluga 2—3 tundi. Järellaadimist korratakse iga päev üks kord, kuni akumulaator omandab normaalse seisundi. Kui korduvatel järel- või ülelaadimistel akumulaatori seisund normaalseks ei muutu, siis tuleb selgitada ebanormaalsuse põhjus ja see kõrvaldada.

Hapeakumulaatorite e l e k t r o l ü ü t koosneb keemiliselt puhtast väävelhappest (H_2SO_4) ja destilleeritud veest (H_2O). Keemiliselt puhta väävelhappe erikaal on 1,84. Hapeakumulaatorite elektrolüüt valmistatakse vastavalt akumulaatori tüübile, mis on antud tabelis 53 — 8.

T a b e l 53 — 8.

Hapeakumulaatori elektrolüüdi erikaalud sõltuvalt akumulaatori tüübist.

Tüüp	C ja CK	PH ja PA	РАДАН ja СТ
Happe erikaal uute akumulaatorite täitmiseks	1,18	1,21	1,25
Happe erikaal laaditud akumulaatorites	1,20 ··· 1,21	1,235 ... 1,245	1,28 ... 1,29

Akumulaatoris elektrolüüdi kontrollimiseks kasutatakse erilist areomeetrit, mille üldvaade nähtub jooniselt 53 — 7.

Sellel joonisel on areomeetri osad märgitud järgmiselt: *1* — kummist põieke, *2* — klaaskest, *3* — areomeeter, *4* — kummist kork, *5* — täitetoru.

Hapeakumulaatori elektrolüüdi valmistamiseks kasutatav keemiliselt puhas väävelhape (H_2SO_4) on veidi pruunikas õlitaoline läbipaistev vedelik, mis hoitakse alal kummi või klaaskorgiga pudelites, sest ta on väga sööbiv vedelik.

Elektrolüüdi valmistamiseks võib kasutada ainult destilleeritud vett. Vee destilleerimise aparaatide torud, kraanid ja teised auruga ning destilleeritud veega kokku puutuvad metallosad peavad olema seatinast või kaetud seatinaga.

Tabelis 53 — 9 on antud väävelhappe vesilahuse saamiseks vajaliku väävelhappe raskus grammides ühe liitri destilleeritud vee kohta.

Tabel 53 — 9.

Väävelhappe vesilahuse saamiseks vajalik väävelhappe hulk ühe liitri destilleeritud vee kohta:

Elektrolüüdi tihedus 15° C juures		Väävelhappe hulk 1 l destilleeritud vee kohta		Elektrolüüdi tihedus 15° C juures		Väävelhappe hulk 1 l destilleeritud vee kohta	
erikaal γ	° Baumé	g	cm^3	erikaal γ	° Baumé	g	cm^3
1,125	16	214,3	116,4	1,241	28	478,0	260,0
1,134	17	232,0	126,4	1,252	29	506,0	275,0
1,143	18	249,0	135,2	1,263	30	534,2	290,0
1,152	19	268,6	145,8	1,273	31	565,0	306,6
1,162	20	289,0	157,0	1,285	32	598,0	324,7
1,171	21	308,6	167,8	1,297	33	634,0	344,0
1,180	22	328,7	179,0	1,308	34	670,0	363,8
1,190	23	351,7	191,0	1,320	35	709,0	384 6
1,200	24	375,3	203,7	1,332	36	750,0	417,2
1,210	25	399,6	216,3	1,345	37	794,0	431,0
1,220	26	424,6	230,4	1,357	38	839,0	455,5
1,231	27	454,7	246,5	1,370	39	881,3	478,0

Elektrolüüdi valmistamine toimub järgmiselt. Destilleeritud vesi valatakse segamisanumasse (klaasist, portselanist, kautšukist või puidust seatinavoodriga) ning väävelhape valatakse aeglaselt vette, sealjuures tekkivat lahust pidevalt klaaspulgaga (klaastoruga) segades. Vastupidiselt toimides, s. t. vett väävelhappesse valades, võib vee aurustumise (keemiline reaktsioon) tagajärjel väävelhape laiali pritsida, mis on väga ohtlik.

Elektrolüüdi valmistamisel lahus kuumeneb ja seda ei tohi enne akumulaatorisse valada, kui temperatuur on langenud +25° C.

Akumulaatoris ei ole elektrolüüdi valmistamine mingil juhul lubatud. Samuti on keelatud akumulaatorisse väävelhapet juurde valada. Juhul kui akumulaatori elektrolüüdi erikaal on liiga väike, tuleb kõlbmata elektrolüüt akumulaatorist välja valada ning asendada uuega.

Elektrolüüdi tase peab akumulaatoris asuma 12 kuni 15 mm üle plaatide ülemiste servade. Kui elektrolüüdi tase on madalam, siis tuleb eelnevalt määrata happe erikaal, ning sellest sõltuvalt juurde valada kohase erikaaluga elektrolüüti. Tavaliselt tuleb juurde valada destilleeritud vett, sest auramisel väheneb akumulaatoris elektrolüüdis ainult vesi, kuna väävelhappe hulk püsib. Destilleeritud vee või elektrolüüdi juurdevalamisel tuleb akumulaatori elektrolüüdi lõplikku erikaalu areomeetriga hoolikalt kontrollida.

Peale laadimise ja tühjendamise reeglite täitmist on vajalik akumulaatorite hooldamisel toimida järgmiselt: 1) akumulaatori laadimise lõpetamisel ja hiljem selle töötamisel, perioodiliselt iga 6 päeva järel, puhastada akumulaator väliselt elektrolüüdist, tolmust ja niiskusest; eriti hoolega tuleb jälgida akumulaatori klemmide puhtust. Samuti hoitakse korras akumulaatori

juurde kuuluv lisavarustus, nagu: areomeeter, voltmeeter jne. Kontrollitakse akumulaatori plaatide seisukorda.

2) Iga päev teostatakse akumulaatori väline ülevaatus, kõrvaldades ilmnenud puudused. Laadimisel kontrollitakse akumulaatori klemmide temperatuuri (kummikinnastatud käega). Akumulaatori klemmide kuumenemine on halva kontakti tunnuseks, mis viivitamatult tuleb korrastada.

3) Akumulaatori töötamisel sadeneb pidevalt selle anuma põhja aktiivmassi osakesi. Kui akumulaatori anuma põhjale sadestunud aktiivmassi kiht ulatub plaatide alumiste servadeni, siis tekitab see siselühise. Sellest sõltuvalt tuleb sadenenud aktiivmass õigeaegselt kõrvaldada. Sadenenud aktiivmassi saab akumulaatorist eemaldada eriliste pumpadega või akumulaatori demonteerimisel.

4) Akumulaatori demonteerimisel toimitakse järgmiselt. Akumulaator tühjendatakse vooluga, mille tugevus on 0,1 nimimahutavusest, kuni pingeni 1,8 V. Kohe pärast tühjendamist valatakse akumulaatorist välja elektrolüüt ja asemele valatakse destilleeritud vesi. Neljatunnise seismise järel asendatakse destilleeritud vesi uuega, mis nelja tunni pärast jälle asendatakse uuega. Destilleeritud vee vahetamist korratakse iga nelja tunni järel, seni kui väljavalatavas vees ei ilmne enam väävelhappe jääke. Järgnevalt demonteeritakse akumulaator ja plaadid kuivatatakse. Selliselt talitades võib akumulaatorit säilitada pikemat aega. Kui akumulaator demonteerida laaditult, siis negatiivsed plaadid õhuhapniku mõjutusel soojenevad ja võivad rikneda. Negatiivsete plaatide temperatuuri tõus on seletatav sellega, et poorne seatina (Pb) ühineb õhuhapnikuga ning sellele järgnevalt plaatides leiduva elektrolüüdi mõjutusel sulfateerub.

5) Iga akumulaatorpatarei kohta peetakse kaks päevikut (raamatut): patarei päevik ja akumulaatori päevik. Patarei päevikut peetakse kuuviisi ning sinna tehakse sissekanded iga päev. Sissekandmisele kuuluvad järgmised andmed: patarei töörežiimi tehnilised näitajad (voolutugevus, pinge, elektrolüüdi erikaal ja selle temperatuur), materjalide kulutus patarei korrashoiuks (destilleeritud vesi, väävelhape jne.), märkused erakorraliste juhtumite kohta, mis leiavad aset patarei hooldamisel.

Akumulaatori päevikusse kantakse märkused iga akumulaatori kohta eraldi. Selleks märgitakse iga akumulaatori kohta andmed ise leheküljele, kuhu aeg-ajalt märgitakse andmed akumulaatori remondi, üldise seisundi jne. kohta. Ühtlasi märgitakse akumulaatori päevikusse akumulaatori jaoks vajatavad remondiosad ja materjalid ning neid märkusi kasutatakse järgneva aasta eelarve koostamisel ning remontide plaanimisel.

Akumulaatori päevikut peetakse aastast aastasse, kuni see täitub või kõik sellesse kantud akumulaatorid riknevad.

6) Remondi jaoks tagavaraks muretsetud akumulaatoriplaadid hoitakse kuivas, kõetavas ruumis. Positiivsed ja negatiivsed plaadid säilitatakse eraldatult (eri riiuleil).

Hapeakumulaatorite ekspluatatsiooonil tuleb täita alljärgnevad põhitingimused:

1) Laadimis- ja tühjendamisvoolud ei tohi ületada tehase poolt ettekirjutatud suurusi.

2) Akumulaatori tühjendamine tuleb lõpetada, kui klemmipinge on langenud 3- kuni 10-tunnises tühjendamisrežiimis 1,8 voldile või 1- kuni 2-tunnises tühjendamisrežiimis 1,75 voldile.

3) Akumulaatorit ei tohi tühjendatult seisma jätta, vaid tuleb kohe asuda selle laadimisele. Laadimine tuleb viia lõpule pidevalt, s. t. ilma pikemate katkestusteta.

4) Laadimist tuleb alguses toimetada maksimaalselt lubatava laadimisvooluga. Hiljem kui akumulaatori plaatidelt hakkab eralduma gaase, tuleb laadimisvoolu vähendada kuni 0,4-ni maksimaalsest laadimisvoolust.

5) Akumulaatori laadimisel elektrolüüdi temperatuur ei tohi ületada +35° C. Juhul kui elektrolüüdi temperatuur tõuseb +35° C, tuleb laadimisvoolu vähendada või laadimine katkestada seniks, kuni elektrolüüdi temperatuur väheneb.

Hapeakumulaatori kasutamata olukorras säilitamiseks tuleb see laadida ja järgnevalt üle laadida. Kohe pärast ülelaadimise lõppemist lahutada akumulaatori klemmidelt juhtmed. Klemmide vaskosad katta paksu vaseliini kihiga. Nii võib akumulaator seista ligikaudu 2 kuud. Iga kahe kuu järel tühjendatakse akumulaator, koor-

mates seda vooluga, mis võrdub 0,1 nimimahutavusest. Kohe pärast tühjendamist laaditakse akumulaator normaalselt, ning see võib jälle seista 2 kuud.

Akumulaatori uuesti töösse rakendamisele peab eelnema laadimine ja ülelaadimine.

Kirjandus: 55, 56 ja 57.

53 — 6. Hapeakumulaatorite rikked ja nende ärastamine.

Akumulaatorite rikked on tingitud peamiselt ebanormaalsest ekspluatatsioonist. Alljärgnevalt kirjeldatakse akumulaatorites sagedamini esinevaid rikkeid ja nende kõrvaldamise võimalusi.

1. Positiivsete ja negatiivsete plaatide vahel võib esineda *siselühis*, mille põhjustajaks võivad olla: akumulaatorisse sattunud võõrkehad, positiivsete plaatide kõverdumine, aktiivmassi tükid ja plaatide alumiste servadeni ulatuv aktiivmassi sadestuskiht. Siselühisel langeb akumulaatori klemmipinge ja väheneb elektrolüüdi erikaal ning algab plaatide sulfateerumine. Siselühise korral tuleb leida selle tekitaja. Akumulaatorisse sattunud võõrkeha tuleb sealt viivitamatult kõrvaldada. Kui selle kõrvaldamine ei ole teisiti võimalik, siis tuleb akumulaator demonteerida. Samuti tuleb akumulaator demonteerida juhul, kui siselühist põhjustavad kõverdunud plaadid. Kõverdunud plaadid tuleb laudade vahel ettevaatlikult õgvendada ning kui see ei õnnestu, tulevad need asendada uutega.

Sadestunud aktiivmassi eraldamine akumulaatorist toimub tavaliselt akumulaatori demonteerimisel või ka erilise pumbaga.

2. Plaatide *sulfateerumist* põhjustavad: süstemaatiline alalaadimine, liigne tühjendamine, suure erikaaluga elektrolüüt, elektrolüüdi kõrge temperatuur, korduv tugeva vooluga ülelaadimine ja tühjendatult seismine. Sulfateerunud plaatidega akumulaatori mahutavus on tunduvalt väiksem selle nimimahutavusest. Laadimisel on klemmipinge kõrgem (3 V ja rohkem) ja tühjenemisel madalam normaalsest.

Hapeakumulaatori plaatide sulfateerumine on üks sagedamini esinevaid rikkeid. Kui selle kõrvaldamist ei toimetata õigeaegselt, s. t. selle algstaadiumis, siis akumulaator muutub kõlbmatuks.

Akumulaatori plaatide osalist sulfateerumist on võimalik kõrvaldada järgmiselt: akumulaatorisse valatakse juurde niipalju destilleeritud vett, et elektrolüüdi tase oleks 2 kuni 3 cm üle plaatide ülemiste servade. Laaditakse voolutugevusega 0,1 nimimahutavusest kuni intensiivse gaaside eraldumiseni, mille järel laadimine katkestatakse 20 minutiks ning laaditakse uuesti vooluga 0,01 nimimahutavusest, kuni plaatidelt hakkab jälle intensiivselt gaase eralduma. Selliselt korratakse laadimist 20-minutiste vaheaegadega, kuni mõlematelt plaatidelt kohe laadimise algul hakkab intensiivselt gaase eralduma ning elektrolüüdi erikaal muutub normaalseks. Kirjeldatud meetod annab tulemusi ainult juhul, kui plaatide sulfateerumine on üsna algstaadiumis.

Tugevama sulfateerumise puhul tuleb rakendada järgmist meetodit: akumulaator tühjendatakse normaalse koormusvoolu tugevusega kuni 1,8 V klemmipingeni. Seejärel valatakse akumulaatorist elektrolüüt välja ja pestakse seda korduvalt destilleeritud veega. Pärast pesemist täidetakse akumulaator destilleeritud veega ning laaditakse niisuguse vooluga, et akumulaatori klemmipinge ei ületaks 2,25—2,3 V. Laadimise kestel eraldub plaatidest väävelhapet destilleeritud vette ning kui selle erikaal tõuseb 1,1-ni, siis tuleb selliselt tekkinud elektrolüüt asendada destilleeritud veega. Pärast seda tuleb laadimist jätkata 0,2 normaalse laadimisvooluga, seni kuni algab intensiivne gaaside eraldumine kõikidelt plaatidelt. Sellele järgneb akumulaatori tühjendamine vooluga 0,05 nimimahutavusest. Pärast tühjendamist laaditakse akumulaator uuesti kahekordse normaalse laadimisvooluga. Niisugust laadimist-tühjendamist korratakse seni, kuni plaadid omandavad tavalise välimuse (värvuse). Järgnevalt täidetakse akumulaator normaalse erikaaluga elektrolüüdiga, laaditakse normaalselt ning selle järel on akumulaator ekspluatatsiooniks kõlbulik.

3. Pideval ülelaadimisel tekib positiivsetelt plaatidelt intensiivse gaasi eraldumise mõjutusel aktiivmassi osakeste eraldumine, mille tagajärjel elektrolüüt muutub sogaseks ning akumulaatoris tekib *sadestus*. Selline nähe vähendab tunduvalt akumulaatori mahutavust ja tööiga.

Võõrained elektrolüüdis põhjustavad positiivsete plaatide riknemist (pundu-

mine), isetühjenemist, nimimahutavuse vähenemist. Akumulaatorite isetühjenemist põhjustavad ka mustunud ja elektrolüüdiga kaetud akumulaatorite anumad ja patareide kastid ning nende alusriiulid.

Kui ilmneb, et elektrolüüdis on võõraineid, siis tuleb elektrolüüt viivitamatult asendada uuega.

4. Plaatidevaheliste puidust eraldajate riknemist põhjustavad elektrolüüdi kõrge temperatuur ja elektrolüüdi liiga suur erikaal. Selle tulemusena muutuvad eraldajad mustaks ja hapraks ning kaotavad mehaanilise vastupidavuse. Riknenud eraldajate asendamiseks uutega tuleb akumulaator demonteerida ning tavaliselt asendatakse puidust eraldajad kõik korraga uutega.

5. Anumate defektid põhjustavad elektrolüüdi väljavoolamist, mille tulemusena plaadid riknevad. Defektne akumulaatori anum tuleb asendada uuega, sest selle parandamine on väga tülikas ja tihti isegi võimatu. Defektse anuma asendamiseks tuleb akumulaator demonteerida.

Kirjandus: 55, 56 ja 57.

53 — 7. Üldandmeid leelisakumulaatoritest.

Leelisakumulaatorid võeti kasutusele esmakordselt 20. sajandi algul. Nende täiustamise alal on suure eduga töötanud nõukogude teadlased, kelledest eriti tähtsat kohta omavad M. G. Abahhajev, S. A. Rosentsveig ja I. M. Elterman.

Kaasajal rakendatakse praktikas kahte liiki leelisakumulaatoreid: 1) kaadmiumnikkel- ja 2) raudnikkelakumulaatoreid. Leelisakumulaatori anum on tavaliselt valmistatud nikeldatud lehtterasest, millega vahetult on ühendatud positiivsed plaadid, kuna negatiivsed plaadid on anumasse asetatud isoleeritult. Leelisakumulaatori plaatide kestad on valmistatud samuti nikeldatud lehtterasest, milledes on väikesed avad (augud) selleks, et elektrolüüdile võimaldada vahetult kokku puutuda plaatide aktiivmassiga. Positiivse plaadi aktiivmassina kasutatakse nikkelhüdroksüüdi [$Ni(OH)_3$], millesse on segatud kaaluliselt 20% grafiiti. Viimane suurendab aktiivmassi elektrilist juhtivust ja seega soodustab elektrolüüdi juurdepääsu aktiivmassile.

Negatiivse plaadi aktiivmassina kasutatakse kaadmiumi ja raua tolmu segatult nende hüdroksüüdidega, või ainult raua tolmu ja selle hüdroksüüdi segu elavhõbedahüdroksüüdi lisandiga. Sõltuvalt negatiivsete plaatide aktiivmassi koostisest nimetatakse esimest kaadmiumnikkel- ja teist raudnikkelakumulaatoriks.

Leelisakumulaatori elektrolüüdiks kasutatakse kaalium- või naatriumhüdroksüüdi vesilahust, erikaaluga 1,19 kuni 1,21. Kaadmiumnikkelakumulaatoris, sõltuvalt elektrolüüdist, arenevad selle laadimisel ja tühjendamisel järgmised keemilised reaktsioonid:

$$2Ni(OH)_3 + KOH + Cd \rightleftarrows 2Ni(OH)_2 + KOH + Cd(OH)_2$$ või

$$2Ni(OH)_3 + NaOH + Cd \rightleftarrows 2Ni(OH)_2 + NaOH + Cd(OH)_2.$$

Raudnikkelakumulaatoris toimuvad keemilised reaktsioonid on analoogilised ülalantuga, kusjuures Cd asemel on Fe, s. t.

$$2Ni(OH)_3 + KOH + Fe \rightleftarrows 2Ni(OH)_2 + KOH + Fe(OH)_2$$ või

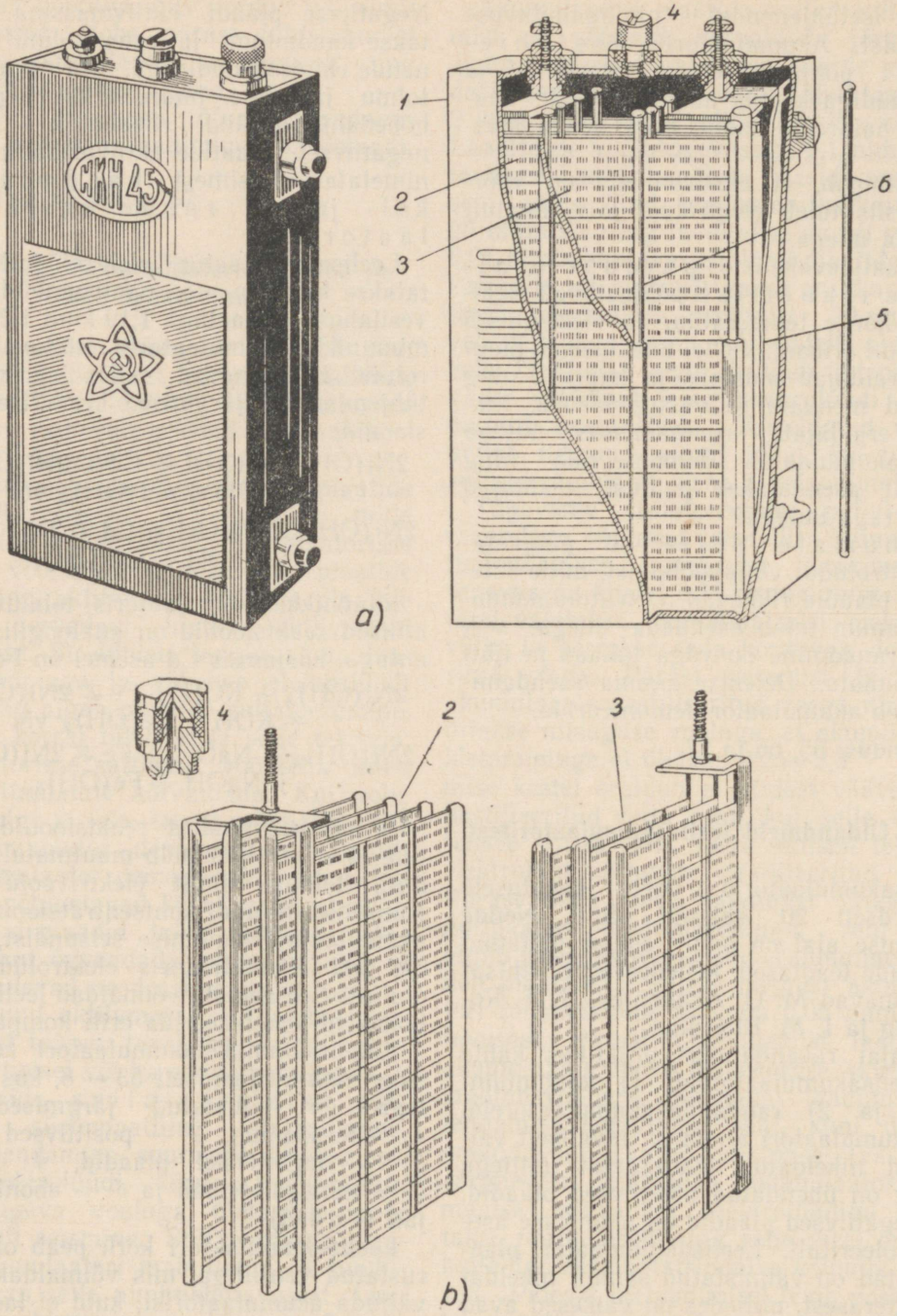
$$2Ni(OH)_3 + NaOH + Fe \rightleftarrows 2Ni(OH)_2 + NaOH + Fe(OH)_2.$$

Antud keemilistest reaktsioonidest nähtub, et elektrolüüt jääb muutmatult püsima ning toimib ainult elektrivoolu juhina. Kuna elektrolüüdi kontsentratsioon ei sõltu akumulaatori laadimise seisundist, siis ei ole leelisakumulaatoris elektrolüüdi maht oluline. See asjaolu võimaldab leelisakumulaatoreid konstrueerida eriti kompaktselt.

Kaadmiumnikkelakumulaatori konstruktsioon nähtub jooniselt 53 — 8, kus numbritega on tähistatud järgmised osad: *1* — terasanum, *2* — positiivsed plaadid, *3* — negatiivsed plaadid, *4* — kork, *5* — külgisolatsioon ja *6* — eboniiteraldajad (vardad).

Leelisakumulaatori kork peab olema varustatud ventiiliga, mis võimaldaks gaasil väljuda akumulaatorist, kuid ei laseks väljast õhku akumulaatorisse. See on vajalik selleks, et elektrolüüt kokku puutudes õhuga ei ühineks õhu süsihappegaasiga, mille tulemusena elektrolüüdis tekib potaš ning viimane põhjustab akumulaatori mahutavuse vähenemist.

Leelisakumulaatori klemmipinge on tunduvalt muutuvam kui hapeakumulaatori



Joonis 53 — 8. Kaadmiumnikkelakumulaatori üldvaade ja plaatide komplektid.

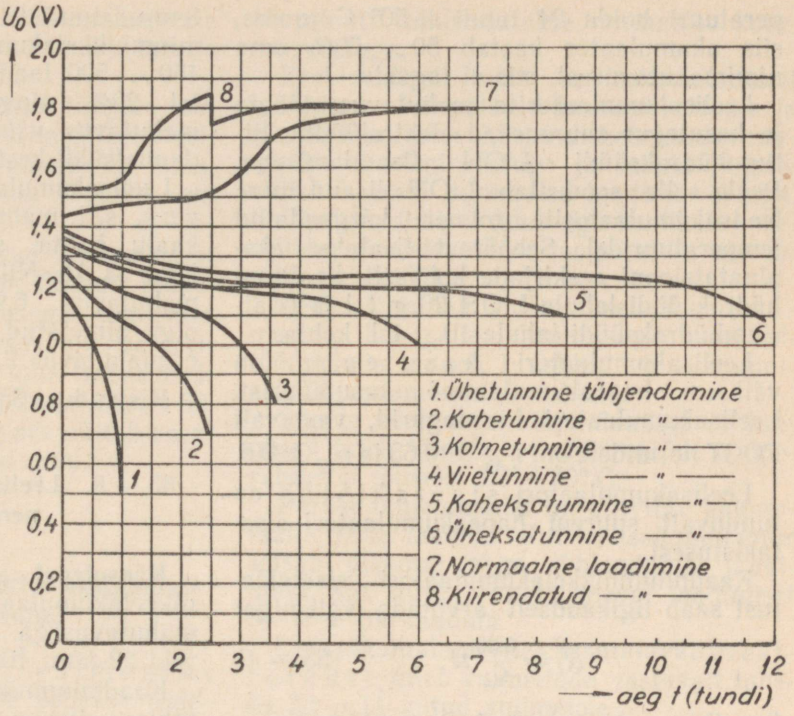
klemmipinge. Nii näiteks kaadmiumnikkelakumulaatori laadimisel kõrgeneb selle pinge aeglaselt 1 voldist kuni 1,5 voldini, kuid sealt edasi kõrgeneb pinge võrdlemisi kiirelt kuni 1,65 voldini.

Edasisel laadimisel tõuseb pinge aeglaselt kuni 1,78 voldini. Laaditult on kaadmiumnikkelakumulaatori elektromotoorne jõud 1,34 ... 1,35 volti. Tühjendamisel kaadmiumnikkelakumulaatori pinge algul

langeb kiiresti 1,28 voldini ning sealt aeglaselt kuni 1,15 voldini. Edasisel tühjendamisel pinge langeb kiiresti 0,6 voldini, kus pinge langemine veidi aeglustub, kuid siis võrdlemisi kiiresti langeb pinge kuni nullini.

Kaadmiumnikkelakumulaatori laadimis- ja tühjendamispingete kõverad nähtuvad jooniselt 53 — 9.

Normaalsel tühjendamisel loetakse minimaalseks klemmipingeks 1 volt. Keskmine tööpinge on 1,25 V. Raudnikkelakumulaatori sisetakistus on veidi suurem kui kaadmiumnikkelakumulaatoril, sellest sõltuvalt on raudnikkelakumulaatori keskmine tööpinge 1,2 volti.



Joonis 53 — 9. Kaadmiumnikkelakumulaatori laadimis- ja tühjendamispingete kõverad.

Leelisakumulaatori mahutavus sõltub üldiselt samuti kui hapeakumulaatoritelgi tühjendamisvoolu tugevusest. Mahutavuse muutus on aga leelisakumulaatoris tunduvalt väiksem. Nii näiteks on leelisakumulaatori mahutavus 1-tunnisel tühjendamisel ligikaudu 75% nimimahutavusest, kuid hapeakumulaatori mahutavus samas tingimuses langeb 51%-ni. Kolmetunnisel tühjendamisel on leelisakumulaatori mahutavus 95%, ning hapeakumulaatoril 75%. Viietunnisel tühjendamisel on leelisakumulaatori mahutavus 98% ja hapeakumulaatoril 83,5%.

Tehaste poolt antakse leelisakumulaatorite mahutavused elektrolüüdi temperatuuril +25° C. Elektrolüüdi temperatuuri muutus mõjutab leelisakumulaatori mahutavust. Eriti tundlik madalate temperatuuride suhtes on raudnikkelakumulaator, mille minimaalseks töötemperatuuriks loetakse —5° C. Kaadmiumnikkelakumulaatori mahutavus väheneb iga 1° C temperatuuri alanemisel ligikaudu 0,5% selle nimimahutavusest (mis antud +25° C juures). Temperatuuril —21° C tahkub (jäätub) elektrolüüt ning akumulaator lakkab töötamast. Temperatuuri kõrgenemisel omandab leelisakumulaator jälle oma endise mahutavuse ning vahepealne elektrolüüdi tahkumine ei avalda selle plaatidele mingit kahjustavat mõju.

Madalates temperatuurides rakendamiseks tuleb elektrolüüdi erikaalu suurendada kuni 1,3-ni, kuid niisuguse elektrolüüdi kasutamine normaalses temperatuuris põhjustab positiivsete plaatide kiiret riknemist. Katsete tulemusena on kindlaks tehtud, et madalates temperatuurides annab paremaid tulemusi kaaliumhüdroksüüdi lahus, kuna kõrgemates temperatuurides, s. t. üle +25° C saavutatakse paremaid tulemusi naatriumhüdroksüüdi lahuga. Leelisakumulaatori töötamise stabiilsuse sõltuvust uuris heade tagajärgedega nõukogude teadlane I. K. Kalinin, kes avastaski, et suvel, s. t. kõrgematel temperatuuridel, tuleb elektrolüütidest eelistada naatriumhüdroksüüdi lahust.

Kõrgeneb elektrolüüdi temperatuur üle +45° C, siis väheneb leelisakumulaatori mahutavus ning see ei tagastu temperatuuri alanemisel. ЦНИИС laboratooriumis läbiviidud katsetel selgus, et kui kaadmiumnikkelakumulaatoris elektrolüüdi tem-

peratuuri hoida 24 tundi +50° C juures, siis akumulaator kaotab 50 . . . 60% oma nimimahutavusest, mis ei tagastu.

Leelisakumulaatorite mahutavus, tööiga ja kasutegur suurenevad elektrolüüdile liitiumhüdroksüüdi LiOH lisandamisega. Peale selle soodustab LiOH lisandamine leelisakumulaatorite toimet kõrgendatud temperatuuridel. Seepärast lisatakse ekspluatatsiooni eeskirjade kohaselt kaaliumhüdroksüüdi lahule LiOH 20 g 1 l ja naatriumhüdroksüüdi lahule 10 g 1 l kohta.

Leelisakumulaatori kasutegur on väiksem hapeakumulaatori kasutegurist. Leelisakumulaatori kasutegurid, vastavalt ГОСТ normidele on: $\eta_{Ah} \geqslant 0{,}65$ ja $\eta_W \geqslant 0{,}5$.

Leelisakumulaatori sisetakistus on tunduvalt suurem hapeakumulaatori sisetakistusest.

Kaadmiumnikkelakumulaatori sisetakistust saab ligikaudselt arvutada valemiga:

$$R_s = \frac{0{,}30}{Q_n}\,\Omega, \qquad (53-4)$$

kus Q_n on akumulaatori nimimahutavus.

Isetühjenemine on leelisakumulaatorites tunduvalt väiksem kui hapeakumulaatorites. Nii näiteks tühjeneb leelisakumulaator esimese kuu kestel 15 kuni 20%, teises kuus ligikaudu 3% ning edasisel seismisel väheneb mahutavus 0,3 kuni 0,5% igas kuus.

Leelisakumulaatorite tööiga sõltub selle töörežiimist, elektrolüüdist ja ümbruse temperatuurist. Nii näiteks väheneb kaadmiumnikkelakumulaatorite КН mahutavus 450 . . . 500 laadimis-tühjendamistsükli kestel 20% ning raudnikkelakumulaatorite mahutavus väheneb 1300 laadimis-tühjendamistsükli kestel samuti 20%.

Leelisakumulaatorite erimahutavus, s. t. mahutavus ühe kg akumulaatori kaalu kohta, sõltuvalt tüübist, on 6,8 kuni 33 Ah. Nii on КН akumulaatorite erimahutavus 6,9 . . . 15,9 Ah. Võrdluseks olgu nimetatud, et hapeakumulaatoritel on erimahutavus 2,5 . . . 18,5 Ah.

Kirjandus: 55 ja 56.

53 — 8. Leelisakumulaatorite tüübid ja nende tähistusviis.

Käesoleval ajal toodetakse kaadmiumnikkelakumulaatoreid 2,25 kuni 100 Ah mahutavusega ja raudnikkelakumulaatoreid 22 kuni 100 Ah mahutavusega.

Kaadmiumnikkelakumulaatorite tüübitähise esimene täht A või H tähendab akumulaatori kasutusotstarvet. Nii tähendab täht A anoodakumulaatorit ja täht H kütteakumulaatorit. Tüübitähise järgmised tähed КН tähendavad kaadmiumnikkelakumulaatorit ning tüübitähise lõpul asuv arv näitab akumulaatori mahutavust ampertundides.

Raudnikkelakumulaatori tüübitähis koosneb tähtedest ЖН ja sellele järgnevast arvust, mis näitab akumulaatori mahuta-

Tabel 53 — 10.

Leelisakumulaatorite iseloomustussuurused.

Tüüp	Nimimahutavus Ah	Laadimisvool A	Tühjendamisvool A	Mõõted mm			Elektrolüüdi maht l	Kaal kg	
				paksus	laius	kõrgus		elektrolüüdita	elektrolüüdiga
АКН-2,25	2,25	0,56	0,28	20	45	120	0,042	0,28	0,33
НКН-10	10	2,5	1,25	31	80	110	0,12	0,60	0,74
НКН-22	22	5,5	2,75	32	105	200	0,27	1,35	1,67
НКН-45	45	11,25	5,65	53	105	200	0,45	2,18	2,72
НКН-60	60	15	7,5	45	128	330	0,75	3,7	4,6
НКН-100	100	25	12,5	70	128	330	1,2	5,1	6,5
ЖН-22	22	5,5	2,75	32	105	200	0,27	1,41	1,73
ЖН-45	45	11,25	5,65	53	105	200	0,45	2,31	2,85
ЖН-60	60	15	7,5	45	128	330	0,75	3,88	4,78
ЖН-100	100	25	12,5	70	128	330	1,2	5,4	6,8

vust ampertundides. Leelisakumulaatorite iseloomustussuurused on antud tabelis 53 — 10.

Peale tabelis 53 — 10 antud tüüpide toodetakse veel kantavate laternate jaoks eritüübilisi kahest leelisakumulaatorist koosnevaid patareisid, millede tüübid on 2ΦKH-8 I ja 2ΦKH-8 II.

Need patareid erinevad teineteisest ainult välismõõdete poolest. Samuti toodetakse suurema mahutavusega kantavaid leelisakumulaatoritest koosnevaid patareisid. Nendest toodetakse juba massiliselt kahte patarei tüüpi: 2HKH-24 ja 2HKH-52. Siin tüübitähise algul asuv arv näitab patareis olevate akumulaatorite arvu.

Kirjandus: 55.

53 — 9. Leelisakumulaatorite ekspluatatsioon ja säilitamine.

Uue leelisakumulaatori esimeseks laadimiseks valatakse sellesse elektrolüüt ning akumulaatorit kinni ei korgita. Pärast kahetunnist elektrolüüdiga seismist alatakse esimest laadimist. Laadimine toimub 7 tundi vooluga, mis võrdub 0,14 nimimahutavusest. Sellele järgneb 7-tunnine laadimine vooluga, mis võrdub 0,1 nimimahutavusest. Järgnevalt tühjendatakse akumulaator normaalselt, s. t. 7 tunniga ning laaditakse jälle samuti kui algul, s. t. 7 + 7 tundi. Pärast teistkordse laadimise lõpetamist on akumulaator kasutamiskorras.

Nimimahutavuse omandab leelisakumulaator alles pärast 3 kuni 5 laadimis-tühjendamistsüklit.

Järgnevad laadimised toimuvad tehase poolt ettekirjutatud normaalse laadimisvoolu tugevusega. Laadimise kestus on 6 kuni 7 tundi.

Laadimise lõpul on akumulaatori klemmipinge 1,7 ... 1,8 V.

Kui akumulaatori korkidel puuduvad ventiilid, siis pärast laadimise lõpetamist jäävad korgid 12 tunniks avatuks. Enne korkide sulgemist on soovitav akumulaatorit kergesti raputada selleks, et elektrolüüdis leiduvad gaasid sellest väljuks.

Juhul kui on tingimata vajalik akumulaatori korke sulgeda varem, siis võib seda teha, kui akumulaatorit eelnevalt vähemalt 10 minutit tühjendatakse normaalse koormusvooluga.

Erakorraliselt võib leelisakumulaatorit laadida ka kiirendatud laadimisrežiimis ja nimelt laaditakse 2,5 tundi kahekordse normaalse laadimisvooluga ja sellele järgnevalt 1,5 tundi normaalse laadimisvooluga. Sellisel laadimisel tuleb aga hoolikalt kontrollida, et elektrolüüdi temperatuur ei tõuseks üle +40° C.

Leelisakumulaator loetakse tühjenenuks, kui selle klemmipinge normaaltöörežiimis langeb 1 voldini või ühetunnisel tühjendamisel 0,5 voldini.

Suurte vooludega tühjendamisel (1 tunniga) tuleb jälgida, et elektrolüüdi temperatuur ei tõuseks üle +40° C.

Pärast tühjendamist on soovitav akumulaator kohe laadida. Kui leelisakumulaator seisab pikemat aega tühjendatult laadimata, siis tuleb seda järgneval laadimisel 5—10% üle laadida.

Leelisakumulaatorites kasutatavat elektrolüüti tuleb valmistada vastavalt tabelis 53 — 11 antud andmetele.

Sõltuvalt teenindamistemperatuuri tingimustest on soovitav kasutada eri elektrolüüte.

Temperatuuridel —15° C kuni +35° C tuleb kasutada seguelektrolüüti, mis koosneb kaaliumhüdroksüüdi lahusest $\gamma = 1{,}19 \ldots 1{,}21$, millele lisatud liitiumhüdroksüüdi 20 g 1 l kohta. Selle elektrolüüdi juures on lubatud lühiajalised temperatuuri tõusud kuni +45° C.

Temperatuuridel —15° C kuni —25° C peavad akumulaatorid töötama puhta kaaliumhüdroksüüdi lahusega $\gamma = 1{,}25$, temperatuuridel —25° C kuni —40° C kaaliumhüdroksüüdi lahusega $\gamma = 1{,}27$.

Akumulaatorite töötamisel temperatuuridel üle +40° C soovitatakse kasutada seguelektrolüüti, mis koosneb naatriumhüdroksüüdilahusest $\gamma = 1{,}17 \ldots 1{,}19$, millele lisatud 10 ... 15 g 1 l liitiumhüdroksüüdi kohta. See elektrolüüt võimaldab akumulaatorite pidevat töötamist temperatuurini kuni +60° C.

Liitiumhüdroksüüdi puudumisel võib kasutada temperatuuril —15° C kuni +15° C kaaliumhüdroksüüdi lahust $\gamma = 1{,}19 \ldots 1{,}21$ ja temperatuuril +10° C kuni +30° C naatriumhüdroksüüdi lahust $\gamma = 1{,}17 \ldots 1{,}19$. Kuid sel puhul väheneb akumulaatorite tööiga.

Tabel 53 — 11.

Leelisakumulaatori elektrolüüdi koostisosade suurused vastavalt erikaalule.

Elektrolüüdi erikaal	Ühes liitris elektrolüüdis on		Elektrolüüdi erikaal	Ühes liitris elektrolüüdis on	
	KOH g	NaOH g		KOH g	NaOH g
1,100	132	97	1,345	469	420
1,108	143	105	1,357	487	441
1,116	153	115	1,370	506	462
1,125	167	124	1,383	522	484
1,134	178	135	1,397	543	508
1,142	188	145	1,410	563	531
1,152	203	155	1,424	582	556
1,162	216	167	1,438	605	582
1,171	228	177	1,453	631	611
1,180	242	189	1,468	655	640
1,190	255	201	1,483	679	670
1,200	269	214	1,498	706	700
1,210	282	226	1,514	731	733
1,220	295	240	1,530	756	766
1,231	309	254	1,546	779	—
1,241	324	267	1,563	811	—
1,252	338	282	1,580	840	—
1,263	353	297	1,597	870	—
1,274	368	312	1,615	902	—
1,285	385	328	1,634	940	—
1,297	398	345			
1,308	416	362			
1,320	432	381			
1,332	449	400			

Elektrolüüdi valmistamiseks võib kasutada teras-, malm- või emailitud anumat. Valmistamisel tuleb elektrolüüti aeg-ajalt segada, kuni kaaliumhüdroksüüd või naatriumhüdroksüüd terves koguses on lahustunud. Pärast elektrolüüdi jahtumist, s. t. kui selle temperatuur on langenud +25° C, kontrollitakse areomeetriga selle erikaalu, mis normaalselt peab olema 1,19 kuni 1,21. Ülalpool oli juba nimetatud, et akumulaatori rakendamisel madalas temperatuuris on vajalik kasutada suurema erikaaluga elektrolüüti ja see valmistada kaaliumhüdroksüüdi baasil.

Leelisakumulaatorite hooldamisel tuleb jälgida alljärgnevaid juhiseid:

1. Akumulaator tuleb väliselt hoida puhas ning selle välised nikeldatud osad kaetakse vaseliini kihiga.

2. Elektrolüüdi valamisel akumulaatorpatareisse ja selle laadimisel tuleb jälgida, et elektrolüüt ei satuks üksikute akumulaatorite vahele. Akumulaatorpatarei kastid hoida kuivad.

3. Leelisakumulaatorist mürgiseid gaase ei eraldu. Akumulaatori laadimisel eraldub sellest põlevat gaasi (paukgaasi), seetõttu laadimisruumi kohta on kehtivad samad eeskirjad, mis on antud hapeakumulaatorite laadimisruumi kohta.

4. Vee aurumise tõttu suureneb laadimisel elektrolüüdi erikaal ning seetõttu tuleb igal laadimisel lisada akumulaatorisse veidi destilleeritud vett. Elektrolüüdi erikaalu tuleb tingimata kontrollida pärast laadimist, siis kui vahepeal juurdevalatud destilleeritud vesi on elektrolüüdiga segunenud.

5. Leelisakumulaatoris tuleb elektrolüüt asendada uuega iga 6 . . . 12 kuu järel, see on vajalik seepärast, et kaaliumhüdroksüüd elektrolüüdis ühineb selle pinnal õhu süsihappegaasiga, tekitades süsihapu kaaliumi (potaši), mille tagajärjel akumulaatori mahutavus väheneb.

Elektrolüüdi kaitseks õhu süsihappegaasi eest on soovitav akumulaatorisse elektrolüüdi pinnale valada mõned tilgad keemiliselt puhast vaseliinõli.

Elektrolüüdi tase peab olema 5 . . . 12 mm üle akumulaatori plaatide ülemiste servade.

Leelisakumulaatori säilitamiseks on see vaja tühjendada ligikaudu 50% selle nimimahutavusest. Akumulaatorpatareides üksikud akumulaatorid lahutatakse elektriliselt üksteisest, suletakse korgid ning kõik metallosad (ventiilid, klemmid jne.) kaetakse paksu vaseliinikihiga (kihi paksus ligikaudu 5 mm). Iga kolme kuu järel kontrollitakse kasutamata seisva akumulaatori elektrolüüdi taset ning vaseliinikiht akumulaatori välisosadel uuendatakse.

Üks kord aastas asendatakse kasutamata seisvas leelisakumulaatoris elektrolüüt uuega.

Lõpuks olgu nimetatud, et leelis- ja hapeakumulaatorite hoidmine ning ekspluatatsioon ühes ruumis ei ole lubatud.

Leelisakumulaatorites sagedamini esinevate rikete ärastamise juhised on antud tabelis 53 — 12.

Tabel 53 — 12.

Leelisakumulaatorite rikkeid ja nende kõrvaldamine.

Rikke nimetus ja selle tunnused	Rikke tekkimise põhjused	Rikke ärastamise juhiseid
1. Mahutavus on väiksem nimimahutavusest.	1. Riknenud elektrolüüt:	Elektrolüüt asendada uuega.
	a) Akumulaatori pika töötamisea tõttu;	Akumulaator asendada uuega.
	b) Võõrained elektrolüüdis;	Elektrolüüt asendada uuega ja taastada akumulaatori nimimahutavus selle ülelaadimisega.
	c) Akumulaatori korgid ebatihedalt suletud või korkide ventiilid riknenud.	Elektrolüüt asendada uuega ja kontrollida akumulaatori korkide ja nende ventiilide korrasolekut. Akumulaatorisse valada mõned tilgad vaseliinõli.
	2. Elektrolüüdi erikaal ebanormaalne:	
	a) Akumulaatori kauase kasutamise tagajärjel;	Elektrolüüt asendada uuega.
	b) Vee aurumine elektrolüüdist.	Elektrolüüdi erikaal muuta normaalseks, lisades temasse destilleeritud vett, ning akumulaator laadida kiirendatud režiimis.
	3. Elektrolüüdi tase ebanormaalselt madal.	Elektrolüüdi tase muuta normaalseks ning akumulaator laadida kiirendatud režiimis.
	4. Ebanormaalne akumulaatori ekspluatatsioon:	
	a) Akumulaatori liigne tühjendamine (väikese vooluga akumulaatori tühjendamine);	Akumulaator laadida-tühjendada kaks korda. Laadimine kiirendatud režiimis ning tühjendamine 8 tunni kestel.
	b) Süstemaatiline alalaadimine:	Akumulaator mõned korrad üle laadida.
	— laadimisseadme ampermeetri ebaõige näitamise tõttu;	Kontrollida laadimisseadme ampermeetri korrasolekut.
	— kaovoolud laadimisvooluringis;	Kontrollida laadimisvooluringi ja kõrvaldada kaovoolu tekkimise põhjus.
	— kaovoolud akumulaatori patareis;	Kontrollida iga akumulaatorit üksikult ning kõrvaldada kaovoolu tekkimise põhjus.
	c) Üksikud akumulaatorid patareis rikkis;	Riknenud akumulaatorid asendada uutega.
	d) Elektroodide aktiivmass elektroodidest välja sadenenud.	

Rikke nimetus ja selle tunnused	Rikke tekkimise põhjused	Rikke ärastamise juhiseid
	— akumulaatori pikaajaline ekspluatatsioon;	Taastada akumulaatori mahutavus mitmekordse ülelaadimisega.
	— puudulik elektroodide tootmise protsess tehases.	Akumulaatori korrastamine võimatu.
2. Ebanormaalne pinge:		
a) Tühijooksupinge madal;	1. Lühis:	Kontrollida iga akumulaatorit eraldi.
	a) Akumulaatori aktiivmassi sadestuste mõjutusel;	Elektrolüüt asendada uuega.
	b) Elektroodide pundumine.	Korrastamine võimatu.
	c) Anuma külgede pundumine.	Vaadata punktis 5 antud juhiseid.
	2. Kaovool.	Kontrollida isolatsiooni ja kõrvaldada kaovoolu tekkimise põhjus.
b) Laadimisel ja tühjendamisel pinge madal;	Vaadata p. 2-a.	Vaadata p. 2-a.
c) Laadimisel pinge kõrge, kuid tühjendamisel pinge madal.	Halvad kontaktid.	Kontrollida klemmide ja kontaktide olukorda.
3. Ebanormaalne gaaside eraldumine:		
a) Laadimisel ja tühjendamisel gaaside eraldumine liig intensiivne ning akumulaator kuumeneb;	1. Vool liiga suur.	Vool vähendada normaalseks.
	2. Elektrolüüdis võõrkehad.	Elektrolüüt asendada uuega ning akumulaator laadida kiirendatud režiimis.
b) Üksikutest akumulaatoritest ei eraldu gaase.	Lühis.	Vaadata p. 2-a ja 1.
4. Roomsoolade kiire tekkimine.	1. Elektrolüüdi tase liiga kõrge.	Elektrolüüdi tase muuta normaalseks.
	2. Elektrolüüdi erikaal suur.	Elektrolüüdi erikaal muuta normaalseks.
	3. Elektrolüüt tungib välja akumulaatori klemmide juures.	Kontrollida akumulaatori klemmide tihendusrõngad ning kinnitada alumised mutrid.
	4. Puudulik vaseliiniga katmine.	Kõrvaldada roomsoolad ja metallosad katta vaseliiniga.
5. Akumulaatori anuma seinte pundumine.	1. Akumulaatori korgi ventiili rike.	Parandada ventiil või asendada uuega.
	2. Laadimine avamata korkidega.	Akumulaatorit laadida ainult avatud korkidega. Mõlemal juhul akumulaator tühjendada kuni 0,8 ... ... 1 V. Elektrolüüt akumulaatorist välja valada ning akumulaator laudade vahel ettevaatlikult suruda normaal-olukorda. Pärast seda täita uuesti elektrolüüdiga ning laadida, mille kestel hoolega jälgida akumulaatori klemmipinget.

Rikke nimetus ja selle tunnused	Rikke tekkimise põhjused	Rikke ärastamise juhiseid
	3. Elektroodide pundumine.	Parandada võimatu.
6. Elektrolüüdi temperatuur ebanormaalselt kõrge.	1. Suur vool.	Akumulaator lülitada vooluringist välja nii kauaks, kuni ta omandab normaalse temperatuuri, ning siis asetada see normaalsesse tööreżiimi.
	2. Sisemine lühis.	Võimatu kõrvaldada.
	3. Temperatuuri tõus on tingitud soojuse siirdumisest elektrolüüti kuumenenud naaberkehadelt.	Vaadata p. 2-c ja 6—1.
7. Akumulaatori klemmide kuumenemine.	1. Halb kontakt.	Vaadata p. 2-c.
	2. Suur vool.	Vaadata p. 6-1.
	3. Elektrolüüdi tase madal.	Elektrolüüdi tase muuta normaalseks.
8. Talvel akumulaator ei tööta normaalselt või lakkab töötamast.	1. Ebasobiv elektrolüüdi erikaal.	Elektrolüüdi erikaal muuta vastavalt temperatuurile.
	2. Elektrolüüdi temperatuur liiga madal.	Akumulaator varustada sellekohase soojenduskestaga või asetada vastavasse kattesse.
9. Suvel akumulaatori mahutavus väheneb.	1. Akumulaatori laadimine toimub liiga kõrges temperatuuris (laadimisruumi õhu temperatuur liiga kõrge).	Laadimist toimetada öösel, kui laadimisruumi õhu temperatuur on madalam.
	2. Elektrolüüt on valmistatud kaaliumhüdroksüüdist.	Elektrolüüt valmistada naatriumhüdroksüüdist.
10. Akumulaatori elektrolüüt vahutab.	Elektrolüüt sisaldab orgaanilisi lisandeid.	Elektrolüüt asendada uuega ning vajaduse korral laadida kiirendatud režiimis (kui akumulaatori mahutavus on alla normaalse).

Ülaltoodud akumulaatorite kirjeldustest võib järeldada, et leelisakumulaatorid omavad hapeakumulaatoritega võrreldes mitmeid paremusi ning seetõttu nende rakendamine praktikas järjest laieneb. Leelisakumulaatoritel on aga ka puudusi, mistõttu neid ei saa igal pool otseselt ilma lisaseadisteta rakendada. Olulisemaks leelisakumulaatorite puuduseks on nende klemmipinge ebastabiilsus ning see ongi peamiseks põhjuseks, mis ei võimalda leelisakumulaatoreid rakendada niisuguste seadmete toiteks, kus klemmipinge peab olema stabiilne, näiteks transportvahendeil jt.

Kirjandus: 55 ja 56.

53 — 10. Hapevastuelemendid.

Hapevastuelemendiks nimetatakse seadist, mis konstruktsioonilt sarnaneb hapeakumulaatoriga, kuid mida kasutatakse vooluringis vajatava pingelangu tekitamiseks takisti, s. t. reostaadi asemel. Vastuelemendi paremuseks võrreldes tavalise reostaadiga on see, et pingelang ei sõltu läbiva voolu tugevusest.

Vastuelemendid on kasutusel perioodilises rööptalitlusrežiimis töötavatest akumulaatorpatareidest toidetavates sideseadmetes.

Vastuelementidest koosneva patarei voo-

luringi põhimõtteline skeem on näidatud joonisel 53 — 10.

Hapevastuelemendid sarnanevad konstruktsioonilt hapeakumulaatoritega C ja CK. Erinevuseks on vaid plaatide konstruktsioon. Positiivseteks plaatideks on sileda pinnaga seatinaplaadid ja negatiivseteks plaatideks kasutatakse akumulaatori C aktiivmassita negatiivseid plaate. Hapevastuelement on tegelikult elementaarne akumulaator, mille töötamisel selle plaatidelt intensiivselt eraldub gaase.

Hapevastuelemendi klemmidel tekib täiskoormusel pingelang 2,7 kuni 2,75 volti.

Hapevastuelemendi sisetakistus on vastava hapeakumulaatori sisetakistusest suurem.

Hapevastuelemendi positiivplaatidel tekib selle töötamisel seatina superoksüüd, mis intensiivse gaasi eraldumise mõjutusel sadeneb. Katseliselt on teada, et positiivplaatide kulu on ligikaudu 0,03 grammi ühe ampertunni kohta.

Orienteerivalt arvestatakse hapevastuelemendi tööeaks $8 \cdot 10^3$ kuni 10^4 töötundi.

Hapevastuelementide koormusvoolud on antud tabelis 53 — 13.

Kirjandus: 56.

Tabel 53 — 13.

Hapevastuelementide koormusvoolud.

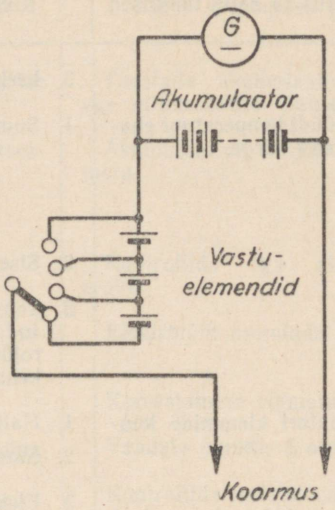
Tüüp	Maksimaalne koormusvool A
C-1 kuni C-20	5,8 n
C-24 kuni C-148	6,4 n

Märkus: n on vastuelemendi tüübitähise lõpus asuv arv.

53 — 11. Leelisvastuelemendid.

Leelisvastuelement koosneb klaasanumast, milles asub KOH vesilahus. Plaatideks on nikeldatud raudplaadid, millede arv sõltub vastuelementi läbivast voolust. Alates 1947. a. toodetakse leelisvastuelemente ka kinnistes terasanumates, milliseid võib töösse rakendada ka hapeakumulaatoritega ühises ruumis.

Leelisvastuelemendi elektrolüüdi tase peab olema üle plaatide ülemiste servade, sõltuvalt plaatide tüübist, 25 kuni 75 mm:



Joonis 53 — 10. Vastuelementidest koosneva patarei vooluringi põhimõtteline skeem.

M plaatidel — 25 mm, C plaatidel — 50 mm, Б plaatidel — 75 mm.

Elektrolüüdi pinnale valatakse 1,0 kuni 1,5 mm paksune kiht vaseliinõli. Vaseliinõli tõkestab õhu süsihappegaasi ühinemist elektrolüüdiga ja lahtistes elementides vähendab elektrolüüdi anumast väljapritsimist sellest gaasi eraldumisel.

Leelisvastuelementide iseloomustussuurused nähtuvad tabelist 53 — 14.

Tabel 53 — 14.

Leelisvastuelementide iseloomustussuurused.

Tüüp	Maksimaalne koormusvool A	Plaatide tüüp	Anuma tüüp	Mõõted mm			Kaal elektrolüüdiga kg
				pikkus	laius	kõrgus	
ЩПП-6/10	10	M	Leklanšee	55	148	180	1,5
ЩПП-7/60	60	C	C-1	80	345	330	10,0
ЩПП-14/100	100	C	C-2	130	345	330	18,0
ЩПП-20/150	150	C	C-3	180	345	330	24,0
ЩПП-28/200	200	C	C-4	230	345	330	32,0
ЩПП-18/200	200	Б	C-6	195	364	550	44,0
ЩПП-24/250	250	Б	C-10	260	364	550	58,0
ЩПП-28/300	300	Б	C-14	295	364	550	65,0
ЩПП-36/400	400	Б	C-16	345	364	550	81,0
ЩПП-42/500	500	Б	C-18	395	364	550	93,0

Leelisvastuelementide tööiga ei ole seni veel kindlaks määratud, sest need on kasutusel alles lühikest aega. Teoreetiliselt peaks nende tööiga aga olema eriti pikk.

Kirjandus: 56.

53 — 12. Akumulaatoriruumile esitatavad tehnilised tingimused.

1. Kasutamiseks tuleb akumulaatorid asetada selleks eraldatud ja vastavalt sisustatud akumulaatoriruumi. Erandina on akumulaatorite ekspluatatsioon lubatud raadioseadmega ühes ruumis, kui need asetatakse happekindla värviga kaetud akumulaatorikappi. Akumulaatorikapp peab omama hea ventilatsiooni (imev) seadme.

2. Akumulaatoriruum peab olema kuiv, valge ning peab asuma võimalikult lähedal laadimisagregaatide ruumile.

Sobivamaks akumulaatoriruumi asukohaks on maja keldrikorrus või ka esimene korrus.

3. Akumulaatoriruumil peab olema kahe uksega koda ning mõlemad uksed peavad avanema väljapoole. Uksi peab olema võimalik üksikult avada ja sulgeda.

4. Akumulaatoriruumi põrand peab olema betoonist, tsemendist või tellistest, mis pealt on kaetud happekindla kahekihilise asfaltkattega. Asfaltkatte paksus olgu minimaalselt 15 mm. Asfaltkatte asemel võib akumulaatoriruumi põranda katta ka kiviparketiga. Sellisel juhul jäetakse kiviparketi üksikute plaatide vahele ligikaudu 8 mm vahed. Pärast tsemendi kivinemist puhastatakse parketikivide vahed tsemendist ja täidetakse happekindla kuuma seguga, mis koosneb asfaldist ja kivisõetõrvast. Põranda kandejõud peab vastama üldistele ehitusnormidele.

5. Akumulaatorite asetusel ühekordsetele riiulitele peab akumulaatoriruumi kõrgus olema vähemalt 2 m. Akumulaatorite asetusel kahekordsetele riiulitele peab akumulaatoriruumi kõrgus olema vähemalt 2,2 m.

6. Akumulaatoriruumi põranda pind sõltub akumulaatorite arvust, kusjuures vahekäikude minimaalne laius on 1 m.

7. Akumulaatoriruumi temperatuur peab säilitatama astmikus +10 kuni +30° C. Küttekoldeid akumulaatoriruumis ei tohi olla. Samuti ei tohi akumulaatoriruumi läbida suitsukanalid, milledest võib tekkida gaaside süütumine.

8. Päiksepoolsed akumulaatoriruumi aknad tuleb klaasida mattklaasiga, või harilik klaas katta valge värviga.

9. Akumulaatoriruumi kunstlik valgustus on lubatud ainult elektrihõõglampidega. Pinnavalgustuse tugevus peab olema minimaalselt 40 luksi.

10. Akumulaatoriruumi elektrihõõglambid asetatakse hermeetiliselt suletavatesse gaasikindlatesse valgustitesse.

11. Akumulaatoriruumi elektrivalgustuse lülitid, kaitsmed ja kontaktid peavad asuma väljaspool akumulaatoriruumi. Erandina lubatakse akumulaatoriruumi monteerida gaasi- ja plahvatuskindlaid lüliteid ja kontakte.

12. Käsilambi kaabliks lubatakse kasutada ainult kummiga isoleeritud kaablit.

13. Akumulaatoriruumi läheduses peab asuma eraldatud ruum elektrolüüdi valmistamiseks ja väävelhappe säilitamiseks. Selle ruumi põrandapind peab olema vähemalt 8 m², ning seal hoitakse alal elektrolüüdi valmistamiseks vajalik inventar.

14. Akumulaatoriruumi seinad ja lagi värvitakse kaks korda heleda happekindla värviga.

15. Isoleeritud kaablid (juhtmed), raudkonsoolid, torud ja terastalad värvitakse sama värviga (2 ×), millega seinad ja lagi.

16. Terasesemed tuleb enne värvimist katta seatina suurikuga.

17. Värvimist tuleb õigeaegselt korrata (eriti metallist esemetel).

18. Akumulaatoriruum peab olema varustatud ventilatsiooni seadmega, mis on võimeline selles õhku uuendama vähemalt 5 korda tunnis. Ventilatsiooni seade peab uuendama õhu ühtlaselt nii ruumi põrandal kui ka lae all.

19. Ventilatsiooni kanal ei tohi suubuda korstnasse ega üldisesse ehituse ventilatsiooni peakanalisse, vaid peab hoonest eraldi väljuma.

20. Ventilatsiooni seadmes võib kasutada ainult kinnise ehitusega gaasikindlaid ventilaatoreid ning nende välised metallosad tuleb katta happekindla lakiga.

Kirjandus: 56.

53 — 13. Akumulaatorite asetus akumulaatoriruumis.

Akumulaatorid asetatakse akumulaatoriruumis lahtistele männipuust riiulitele. Riiulid isoleeritakse põrandast klaasplaatidega 100 × 100 × 20 mm ning kaetakse happekindla värviga (kaks korda). Riiulid asetatakse akumulaatoriruumi selliselt, et akumulaatorite teenindamine oleks võimalik mõlemalt poolt riiulit.

Akumulaatorpatareid peavad asuma riiulitel nii, et ei oleks võimalik üheaegselt puutuda kahte voolujuhet, millede potentsiaalide vahe ületab 250 V.

Happe- ja leelisakumulaatorite hoidmine või kasutamine ühises akumulaatoriruumis on keelatud.

Kirjandus: 56.

54. peatükk.

SUUNAJAD.

54 — 1. Suunajate liigid ja iseloomustussuurused.

Suunajaks nimetatakse seadist, mis elektrivoolu laseb läbi ühes suunas, kuna vastusuunas omab elektrivoolu suhtes suurt takistust. Sõltuvalt suunajate konstruktsioonist ja töötamispõhimõttest liigitatakse neid alljärgnevalt: 1) kenotronid, 2) gasotronid, 3) tiratronid, 4) klaaskestaga elavhõbesuunajad, 5) metallkestaga elavhõbesuunajad, 6) ignitronid, 7) huumsuunajad, 8) vask (I) oksüüdsuunajad, 9) seleensuunajad, 10) elektrolüütsuunajad, 11) pöörlevsuunajad ja 12) vibraatorsuunajad.

Suunajate põhilisteks iseloomustussuurusteks on: 1) maksimaalselt lubatav vooluamplituud (pärisuunas), 2) läbilöögipinge, s. t. pinge, mille juures suunaja vastusuunaline takistus muutub väikeseks, 3) tõkkepinge, s. t. maksimaalne pinge, mis võib suunajale ühendada, ilma et tekiks läbilöögi ohtu, 4) sisetakistus pärisuunas, 5) küttepinge, 6) küttevool, 7) eelkütte kestus, 8) mõõted, hind, kaal ja 9) sobivus masstootmiseks.

Kirjandus: 56 ja 58.

54 — 2. Kenotronid.

Kenotroniks nimetatakse kahe või kolme elektroodiga elektronlampi. See koosneb vakumeeritud klaas- või metallkestast, milles asub elektrivooluga kuumutatav katood ja üks või kaks anoodi. Kenotroni kestas on vaakumiaste tavaliselt 10^{-6} kuni 10^{-7} mmHg.

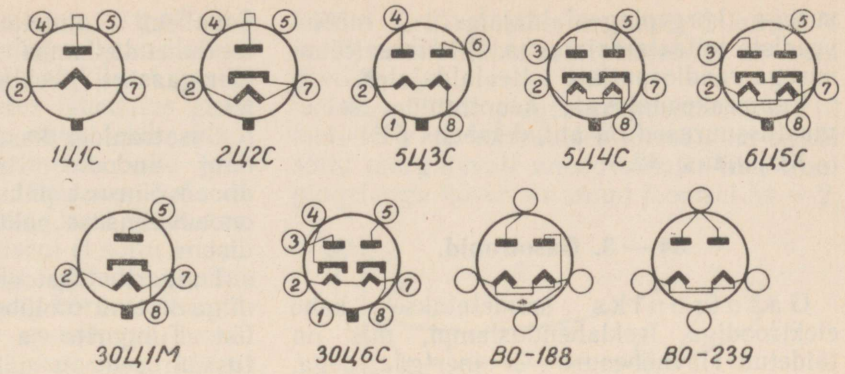
Kenotroni töötamise põhimõte on järgmine: elektrivooluga kuumutatavast katoodist väljuvad elektronid, mis tekitavad katoodi ümbruses elektronide keskkonna, mida nimetatakse ruumlaenguks. Kenotroni ühendamisel alalisvooluallikaga selliselt, et katoodil oleks negatiivne ja anoodil positiivne pinge, tekib kenotronis katoodilt anoodile elektronide vool, mis sõltub katoodi temperatuurist ja pinna suurusest. Kenotroni anoodil pinget kõrgendades jõutakse lõpuks väärtuseni, mille ületamisel elektronvoolu tugevus jääb konstantseks. Seda maksimaalset elektronvoolu tugevust nimetatakse kenotroni küllastusvooluks I_s.

Vahelduvpingeallikaga ühendamisel tekib kenotronis elektronvool ainult siis, kui anoodil on positiivne potentsiaal. Ajal, kui kenotroni anoodil on negatiivne potentsiaal, kenotronis elektronvoolu tekkida ei saa ning seetõttu ongi kenotron rakendatav suunajana.

Kenotroni anood valmistatakse kas niklist, molübdeenist või tantaalist ning sellele antakse tavaliselt silindriline või lapik kuju.

Katood on kenotronis tähtsamaks elektroodiks, sest et sellest sõltub kenotroni võimsus ja tööiga. Suure võimsusega ja kõrge anoodpingega kenotronidel valmistatakse katood tavaliselt volframist, mida kuumutatakse temperatuurini +2300 kuni +2500° C. Volframkatoodide viljakus on 2 kuni 10 mA/W, kuid madala anoodpingega

ei tööta volframkatood kuigi ratsionaalselt, sest et küttevõimsuse tarvitus on suur. Seetõttu kasutatakse madalpingeliste kenotronide katoodideks tooriumiga kaetud volfram- või oksüüdkatoode. Tooriumiga kaetud volframkatoode kuumutatakse temperatuurini +1600 kuni 1850° C ning nende viljakus on 15 kuni 20 mA/W. Oksüüdkatoodid valmistatakse tavaliselt niklist, mis on kaetud kaltsiumi, baariumi või strontsiumi oksüüdiga. Oksüüdkatoodi töötemperatuur on +900 kuni +1200° C ning viljakus 50 kuni 150 mA/W. Oksüüdkatoodi erinevuseks on, et küllastusvool ei ole püsiv, vaid sõltub anoodpinge kõrgusest. Küllastusvoolu muutumine on tingitud sellest, et elektronvoolu suurenemisel tõuseb selle mõjul katoodi temperatuur, mis küllalt kõrge anoodpinge juures põhjustab katoodi hävinemise.



Joonis 54 — 1. Enam rakendatavamate kenotronide ja gasotronide soklite ühendusskeemid.

Konstruktsioonilt eristatakse 1) vahetu ja 2) kaudse küttega katoode.

Vahetu küttega katoodil asub emiteeriv kiht otseselt kütteniidil. Vahetu küttega katood on ökonoomsem, kuid piki katoodi paiknevate erinevate potentsiaalide toimel tekib alaldaja väljandil vahelduvpinge komponent, mis raadioseadmes suurendab mürapinget.

Kaudse küttega katood koosneb kütteniidist, mille ümber alumiiniumoksüüdiga isoleeritult asub oksüüdiga kaetud nikkeltoru, mis ongi elektronide emiteerijaks.

Kenotrone toodetakse ühe ja kahe anoodiga. Kahe anoodiga kenotrone kasutatakse tavaliselt madalpingelistes alaldajates.

Madalpinge kenotronid, tõkkepingega kuni 1800 V, toodetakse ühe sokliga, kuid kõrgepinge kenotronidel asuvad katoodi ja anoodi väljamisjuhtmed vastasotstes. Jooniselt 54 — 1 nähtuvad enamrakendatavate kenotronide ja gasotronide soklite ühendusskeemid.

Kenotrone rakendatakse peamiselt: a) raadiovastuvõtjate ja madalsagedusvõimendajate toitealaldajates, b) väikese võim-

Tabel 54 — 1.

Enamrakendatavate kenotronide iseloomustussuurused.

Tüüp	Küttepinge V	Küttevool A	Anoodvoolu amplituud mA	Tõkkepinge amplituud V	Alaldatud vool mA	Alaldatud pinge V
Ühe anoodiga:						
1Ц1С	0,7	0,185	12	12000	—	—
2Ц2С	2,5	1,75	100	12500	7,5	4500
30Ц1М	30	0,3	500	500	90	225
ВО-239	4	2	1200	1800	350	—
В-4/200	11	3,5	200	4000	—	—
В-28-800	16	10,3	800	27000	—	—
ВИ-111-Д	4	1,3	—	1400	160	—
В-1906-Д	4	2,5	—	5000	125	—
Kahe anoodiga:						
5Ц3С	5	3	705	1550	225	445
5Ц4С	5	2	375	1400	125	420
6Ц5С	6,3	0,6	273	1250	70	370
30Ц6С	30	0,3	250	500	90	225
ВО-188	4	2	600	1300	155	—

susega kõrgepingealaldajates, c) mõõteseadiste toitealaldajates ja d) väikese võimsusega raadiosaatjate toitealaldajates.

Enamrakendatavate kenotronide iseloomustussuurused on antud tabelis 54 — 1

Kirjandus: 32.

54 — 3. Gasotronid.

Gasotroniks nimetatakse kahe elektroodiga leeklahenduslampi, mis on täidetud elavhõbeauru või inertgaasidega. Kasutatavamaks inertgaasiks on argoon. Tavaliselt nimetatakse elavhõbeauruga leeklahenduslampe gasotronideks ning inertgaasiga leeklahenduslampe tungariteks.

Gasotronides kasutatakse oksüüdkatoode ning anoodid valmistatakse väiksema anoodvõimsuse puhul niklist, kuid suurema anoodvõimsuse puhul terasest või grafiidist.

Tungarite katoodid toodetakse tooriumiga kaetud molübdeenist ja anoodid niklist. Tungarite ja gasotronide iseloomustussuurused on näha tabelitest 54 — 2 ja 54 — 3.

Tabel 54 — 2.

Tungarite ja gasotronide konstruktiivsed iseloomustussuurused.

Suunaja nimetus	Tüüp	Anoodide arv	Katoodi tüüp	Mõõted mm		Gaasi nimetus	Kaal g	Tööiga tundides
				kõrgus	läbimõõt			
Tungar	ВГ-176	2	Vahetu küttega	210	97	Inertgaas	150	1000
„	ВГ-222	1	„	275	115	„	300	1000
Gasotron	ВГ-161	1	„	140	52	Elavhõbeaur	75	1500
„	ВГ-129	1	„	163	64	„	100	1500
„	ВГ-236	1	„	330	115	„	400	2000
„	ВГ-237	1	„	425	165	„	850	2000
„	ВГ-163	1	Kaudse küttega	577	225	„	2000	3000

Tabel 54 — 3.

Tungarite ja gasotronide elektrilised iseloomustussuurused.

Suunaja nimetus	Tüüp	Tõkkepinge V	I_{0maks} A	I_0 A	U_f V	I_f V	Pingelang suunajas V	Eelkütte kestus min.	Süüte pinge V	Eelkütte kestus uuel suunajal min.
Tungar	ВГ-176	150	9	6	2,5	11	14	0,5	20	0,5
„	ВГ-222	300	30	10	2,5	33	15	1	21	1
Gasotron	ВГ-161	2500	1	0,3	2,5	6	14	3	20	45
„	ВГ-129	5000	1,5	0,5	2,5	9	15	3	20	45
„	ВГ-236	7000	4	1,3	2,5	20	16	5	25	60
„	ВГ-237	10000	10	3,5	5,0	22	16	5	25	90
„	ВГ-163	15000	50	16	5,0	32	18	30	60	120

Töötamisel tekib gasotronis kolm erinevat pingelangu: 1) katoodilähedane pingelang, 2) plasma pingelang, 3) anoodilähedane pingelang.

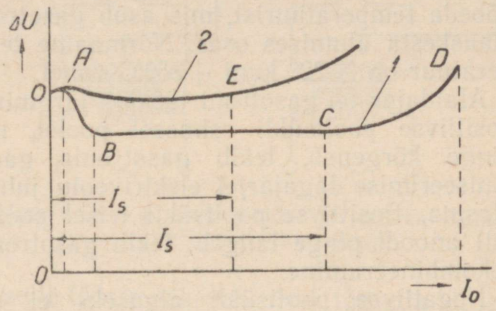
Katoodilähedane pingelang tekib seetõttu, et katoodist väljuvad elektronid omavad väikest algkiirust, mille tagajärjel katoodi vahetus läheduses gaasi ioniseerimist ei toimu, vaid tekib ainult gaasi astmeline ioniseerimine. Selle tulemusena tekib katoodi läheduses katoodilähedane pingelang, mis kuni küllastusvoolu väärtuseni jõudmiseni ei sõltu anoodvoolust. Küllastusvoolu puhul muutub katoodilähedane pingelang kõrgemaks, mille tagajärjel katoodile suunduvad ioonid omandavad tunduvalt suuremat kiirust ning jõudes katoodile kõrgendavad selle temperatuuri. Temperatuuri kõrgenedes suureneb katoodi emissioon, mille tagajärjel kõrgeneb katoodilähedane pingelang ning suureneb katoodile suunduvate ioonide kineetiline energia. Sellise nähte lõpptulemuseks on katoodi hävimine ioonide „pommitamise" tagajärjel, millest järeldub, et gasotrone tohib töösse rakendada ainult anoodvooluga, mis on väiksem küllastusvoolust.

Plasma pingelangu põhjustab elektronide korrapäratu liikumine, mis on tingitud temperatuuri ja elektrivälja mõjutusist. Elektronid nagu kleepuvad hulgaliselt gasotroni klaaskesta sisepinnale, andes sealjuures oma kineetilise energia kestale. Kuna gasotroni klaaskesta sisepinnale kleepunud elektronid omavad teatavasti negatiivset elektrilaengut, siis nad tõmbavad enda külge plasmast ioone, tekitades nendega ühinedes neutraalseid gaasi molekule. Niisugust protsessi nimetatakse rekombineerumiseks. Kuna ioniseerimise aste gasotronis on võrdeline vooluga, siis selle tõttu pingelang plasmas ei sõltu voolust. Plasma pingelang sõltub ainult gaasi temperatuurist ja gasotroni klaaskesta sisepinna elektrilaengust. Tavaliselt on pingelang plasmas ainult murdosa voldist plasma samba ühe-sentimeetrise pikkuse kohta.

Anoodilähedase pingelangu tekitab elektronide keskendumine anoodi läheduses, mis on sarnane katoodi ümber tekkiva ruumlaenguga. Sellise elektronide keskendumise tagajärjel tekib nn. anoodilähedane pingelang, mille kõrgus on mõni volt ning mis ei sõltu kuigi palju anoodvoolust.

Tegelikud pingelangud on gasotronides järgmised: 1) katoodilähedane pingelang 6 kuni 8 V, 2) plasma pingelang 2 kuni 3 V ja 3) anoodilähedane pingelang 2 kuni 4 volti.

Seega üldine pingelang gasotronis on 10 kuni 15 V ja normaalses töörežiimis see ei sõltu märgatavalt anoodvoolust. Gasotroni pingelangu kõver on antud joonisel 54 — 2.



Joonis 54 — 2. Gasotroni pingelangu kõverad. Kõver OABCD tekib normaalse küttepinge ja OAE normaalsest madalama küttepinge puhul.

Kõvera 1 osas *OA* gaasi ioniseerimist ei toimu. Punktis *A* algab gaasi ioniseerimine ning alates punktist *B* gasotroni pingelang ei sõltu läbivast voolust, vaid on 10 kuni 15 V. Samuti nähtub jooniselt 54 — 2, et punktis *A* tekib astmeline pingelang, mille kõrgus on 3 kuni 5 V. Kõvera osa *BC* nimetatakse gasotroni tööastmikuks ning selles on pingelang jääv. Anoodvoolu suurendamisel üle gasotroni küllastusvoolu väärtuse (joonisel 54 — 2 kõver 1 punktide *CD* vahel) tekib gasotronis kõrgem katoodilähedane pingelang, mis põhjustab katoodi kiire hävinemise.

Küllastusvoolu ületamisel võib gasotroni katoodi väliselt jälgides tähele panna, kuidas üksikud katoodi osad hakkavad rohkem helenduma (ületemperatuur), mille tulemusena katoodilt eraldub oksüüdikiht ning lõpuks katood hävib. Gaasi ioniseerimine gasotronis sõltub elektrivälja tugevusest ja gaasi rõhust. Gaasi rõhu suurus gasotronis on väga oluline, sest sellest sõltub elektronide vabaliikumisteekonna pikkus, s. o. elektronide teekonna pikkus kahe teineteisele järgneva kokkupõrke vahel gaasi molekulidega. Elektroni vabaliikumisteekonna pikkus on oluline selleks, et elektron saavutaks kahe teineteisele järgneva kokkupõrke vahel sellise kiiruse, mille juures ta on suuteline gaasi ioniseerima.

Igal gaasil on optimaalne rõhk, mille juures selle ioniseerimine toimub madalaima pingega ning mille juures tekib ka väikseim pingelang. Gasotronide vastusüütest hoidumiseks valitakse tegelikult gaasi rõhk gasotronis optimaalsest madalam.

Gasotronides oleneb rõhk vedela elavhõbeda temperatuurist, mis asub gasotroni klaaskesta alumises osas. Normaalne temperatuur on +22° kuni +35° C vahel.

Alaldajas on gasotroni töökäik järgmine: positiivse pooltsükli esimesel poolel, mil pinge kõrgeneb, tekib gasotronis gaasi ioniseerimise tagajärjel elektrivoolu juhtiv plasma. Positiivse pooltsükli teisel poolel, mil anoodi pinge langeb, tekib gasotronis rekombineerumine.

Negatiivse pooltsükli alguseks ei ole rekombineerumine veel lõppenud, s. t. gasotronis on veel plasma jääke. Seetõttu areneb negatiivse pooltsükli algul gasotronis elektrivool, mille suund on vastupidine positiivsel pooltsüklil areneva voolu suunaga. Vastuvool on normaalselt mõned milliamprid ning negatiivse pooltsükli algul see üsna kiiresti kaob.

Vastuvoolu tugevus gasotronis sõltub gaasi rõhust, sest mida suurem on gaasi rõhk, seda rohkem vabu ioone ja elektrone on 1 cm^3 gaasis. Samuti on vastuvoolu tugevus võrdeline gasotroni päripidise anoodvooluga. See nähtus on seletatav sellega, et gaasi ioniseerimise aste on võrdeline päripidise vooluga ning suurema ioniseerimise astme juures jääb negatiivse pooltsükli alguks suurem arv vabu ioone ja elektrone rekombineerumata.

Peale selle sõltub vastuvool anoodpingest ja alaldatava vahelduvvoolu sagedusest, sest mida kiiremini järgneb positiivsele pooltsüklile negatiivne pooltsükkel, seda lühem on rekombineerumise aeg, ning gasotronis jääb negatiivse pooltsükli alguseks suurem plasma jääk, mis ongi vastuvoolu põhjustajaks.

Mõnedel juhtudel võib vastuvool tõusta nii suureks, et hävineb gasotron ja isegi kogu alaldaja. Sellane juhus võib tekkida, kui gasotron rakendatakse töösse alaldajas, milles on liiga kõrge vastupinge, sest kõrge vastupinge mõjutusel areneb suur vastuvool. Kõrge vastupinge mõjutusel suunduvad vabad ioonid suure kiirusega anoodile, tekitades anoodil sekundaarelektrone, mis suunduvad samuti suure kiirusega katoodile (katood omab negatiivsel pooltsüklil positiivset potentsiaali). Katoodile suunduvad elektronid ioniseerivad anoodi ja katoodi vahelise gaasi, mille tagajärjel tekkiva plasma juhtivuse tõttu vastuvool suureneb ning võib ületada päripidise voolu 20 kuni 25 korda. Sellist nähet nimetatakse gasotroni v a s t u s ü ü t e k s.

Iga gasotroni tüübi kohta on valmistaja tehase poolt antud selle tõkkepinge, s. o. maksimaalne anoodpinge, mille juures gasotronis vastusüüdet ei teki.

Gasotronis võib vastusüüde tekkida ka suure gaasirõhu tagajärjel, sest siis on gasotronis negatiivse pooltsükli algul samuti suurem plasma jääk. Sellest järeldub, et kõrgepinge gasotronid vajavad eri jahutust, sest elavhõbedaauru temperatuuri tõusuga suureneb gaasi rõhk.

Juhul kui gasotronis on kõrvalisi gaase, millede rõhk teatavasti vähe sõltub temperatuurist, võib vastusüüde tekkida nende kõrvaliste gaaside mõjutusel. Mõnedel juhtudel saab sellist gasotroni regenereerida, kui see pidevalt töösse rakendada madalama anoodpingega (sellise anoodpingega, millega vastusüüdet ei teki). Niisuguses töörežiimis gaasi molekulid järk-järgult absorbeeruvad gasotroni klaaskestal, anoodil jne., mille tulemusena kõrvaliste gaaside rõhk väheneb sedavõrd, et avaneb võimalus gasotroni jälle töösse rakendada tema normaal-töörežiimis.

Kaua kasutamata seisnud gasotroni töösse rakendamisel võib tekkida vastusüüde, mis on tingitud sellest, et aja jooksul tekivad gasotroni anoodile kondensatsiooni tulemusena elavhõbeda tilgakesed. Gasotroni töösse rakendamisel anoodil asuv elavhõbe aurub kiiresti, tekitades kohaliku iseloomuga gaasi rõhu suurenemise, ning võib põhjustada vastusüüte. Seetõttu on soovitav uut või kaua kasutamata seisnud gasotroni enne töösse rakendamist kütta anoodpingeta 0,75 kuni 2 tundi, s. t. kuni aurub anoodile kondenseerunud elavhõbe.

Gasotronide küttepinged, sõltuvalt tüübist, on tavaliselt 2,5 kuni 5 V, ning küttevoolud 3 kuni 50 A. Niisugune katoodi kütterežiim on vajalik selleks, et katoodi otste vahel ei tekiks leeklahendust. Teiseks peab katoodi küttevool tunduvalt ületama

gasotroni anoodvoolu selleks, et ei toimuks katoodi ülekuumendamist anoodvooluga.

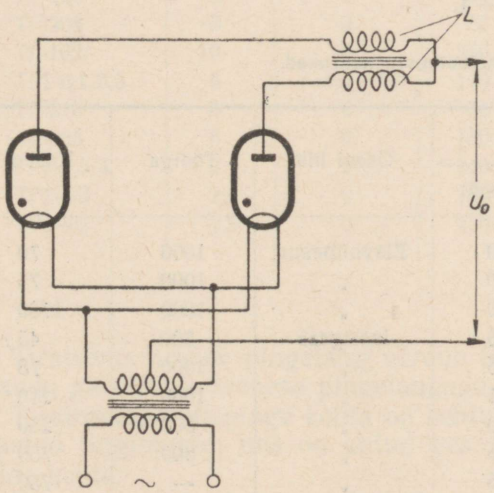
Gasotroni katoodi ja anoodi vahel asub sageli väike varje, mis kaitseb anoodi katoodilt eralduvate oksüüdiosakeste eest, ning teiseks kaitseb see varje katoodi suure massiga ioonide otsestest löökidest.

Gasotroni katoodi peab enne anoodi pingestamist kütma, kusjuures valmistaja tehase poolt ette kirjutatud eelkütte aeg tuleb arvestada minimaalseks. Gasotronide katoodide eelküte, sõltuvalt tüübist, on 3 kuni 30 minutit. Moodsates gasotronsuunajatega alaldajates toimub anoodide pingestamine viitrelee abil.

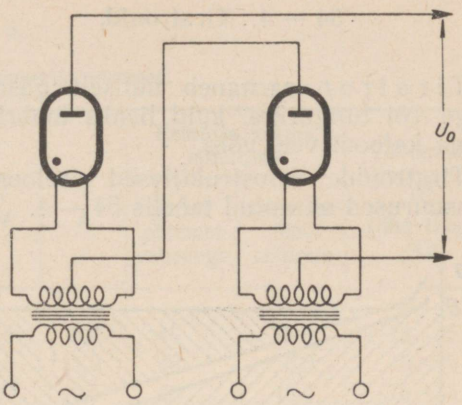
Gasotroni küttepinge ei tohi tehase poolt ettekirjutatud küttepingest kõrvale kalduda rohkem kui +10% ja —5%. Gasotroni katoodi üleküte tekitab oksüüdikihi lendumist ning võib põhjustada vastusüüdet. Gasotroni katoodi alaküte kutsub esile kõrgema katoodilähedase pingelangu, mille tagajärjel suure kiirusega katoodile suunduvad ioonid selle emiteeriva kihi hävitavad.

Normaalsest küttepingest 5% võrra alaköetud gasotroni tunnusjoon on kujutatud joonisel 54 — 2, kõver 2. Kõvera kujust on näha, et seoses küttepinge vähenemisega väheneb katoodi emissioon ja suureneb pingelang gasotronis, mille tagajärjel lüheneb märgatavalt tunnusjoone kasutatav osa *AE*.

Normaalselt tuleb gasotroni katoodile,



Joonis 54 — 3. Gasotronide rööbiti töösse rakendamise põhimõtteline skeem.



Joonis 54 — 4. Gasotronide järjestikku lülitamise põhimõtteline skeem.

selle töösse rakendamisel, lülitada küttevool läbi käivitusreostaadi. Sellega välditakse sisselülimise hetkel tekkiv gasotroni katoodi järsk temperatuuri tõus, mille tagajärjel võib katoodil oksüüdikiht praguneda ja hävida. Gasotroni katoodi küttepinget on soovitav kontrollida voltmeetriga, sest voolu mõõtmine ei anna täpseid tulemusi. Kui alaldajas töötavad mitu gasotroni, siis on soovitav iga gasotroni küttepinget reguleerida eraldi reostaadiga, sest see võimaldab igale gasotronile valida sobivaima töörežiimi.

Tungarid on temperatuuri muutustele vähem tundlikud, sest inertgaaside rõhk muutub temperatuuri kõrgenemisel või madaldamisel 1° C juures ainult 1/273 võrra. Töötamistemperatuuri astmik on —50° C kuni +50° C. Töötamisel tekib aeglane inertgaasi rõhu madaldumine, mis on tingitud inertgaasi molekulide absorbeerumisest gasotroni klaaskesta sisepinnal, anoodil jne. Sellest tingituna kasutatakse tungareid peamiselt madalpinge alaldajates, sest madala pinge juures toimub gaasi molekulide vähenemine aeglasemalt.

Gasotronide rööbiti töösse rakendamine tavalises lülituses ei ole võimalik, sest gasotronide erineva pingelangu tõttu töötab ainult see gasotron, millel on väiksem pingelang. Gasotronide rööbiti ühendamist võib teostada vastavalt joonisel 54 — 3 antud skeemile. Sellelt jooniselt nähtuva paispooli *L* induktiivsus on ligikaudu 0,01 H.

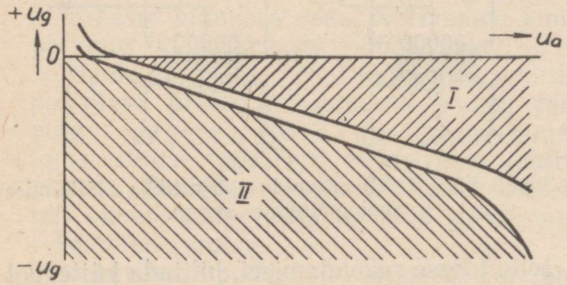
Gasotronide järjestikku töösse rakendamine on kujutatud joonisel 54 — 4.

Kirjandus: 56.

54 — 4. Tiratronid.

Tiratron sarnaneb üldiselt gasotroniga või tungariga, kuid lisaks ümbritseb tema katoodi veel võre.

Tiratronide konstruktiivsed iseloomustussuurused on antud tabelis 54 — 4.



Joonis 54 — 5. Tiratroni käivitusastmiku näide.

Tiratroni töökäik nullise võre-potentsiaali puhul on sarnane gasotroni töökäiguga, ainult süütepinge on kõrgem.

Tavaliselt antakse tiratroni võrele negatiivne alalispinge, mis tõkestab tiratroni süütumist. Selliselt pingestatud tiratron süütub siis, kui võrepinge reguleeritakse võrdseks antud tiratroni süütepunkti pingega. Tiratroni süütepunkti täpsemaks määratlemiseks antakse selle võrele positiivse polaarsusega pingepulsid. Pärast süütumist, s. t. gaasi ioniseerimist, kaotab tiratroni võre selleks pooltsükliks tüürimise võime, sest et võre potentsiaal tasakaalustatakse selle ümber tekkiva ioonide ruumlaengu tõttu. Võre tüürimise võimē tagastub siis, kui tiratroni anoodil muutub pinge nulliks või negatiivseks. Tiratroni süütepunkti muutmisega on tegelikult võimalik mõjutada selle töötamise kestust positiivsete pooltsüklite kestel ja sellest sõltuvalt muutuvad ka tiratroni poolt alaldatud voolu ja pinge keskmised väärtused.

Tiratronidel on järgmised elektrilised iseloomustussuurused: 1) käivitusastmik, 2) võrevool ja 3) võre tüürimisvõime taastumiskestus.

Käivitusastmikuks nimetatakse anood- ja võrepinge väärtusi, mille juures toimub tiratroni süütumine.

Võrevoolu määratakse minimaalselt lubatava võrevooluringi takistusega.

Võre-tüürimisvõime taastumiskestuseks nimetatakse aega, mille kestel pärast anoodvoolu katkemist võre omandab jälle tüürimisvõime. Selle suurus sõltub tiratroni tüübist, olles 20 kuni 500 mikrosekundit.

Tiratronide elektrilised ja rakenduslikud iseloomustussuurused on antud tabelites 54 — 5 ja 54 — 6.

Tabel 54 — 4.

Tiratronide konstruktiivsed iseloomustussuurused.

Tüüp	Katoodi tüüp	Mõõted mm		Gaasi liik	Tööiga	Kaal g
		kõrgus	läbimõõt			
TГ-160	Vahetu küttega	150	60	Elavhõbeaur	1000	70
TГ-205	„	155	60	„	1000	75
TГ-162	„	525	220	„	1000	1700
TГ1-0,1/0,3	Kaudse küttega	106	36	Inertgaas	800	45
TГ-213	Vahetu küttega	155	65	„	1000	75
TГ-235	„	220	81	„	1000	210
TГ1-2,5/4	„	242	80	„	500	250
TГ1-5/3	„	350	105	„	800	750
TP1-5/2	„	350	105	„	—	750
TГ1-0,1/1,3	„	124	38	Ksenooni-krüptooni segu	—	—

Tabel 54 — 5.

Tiratronide elektrilised iseloomustussuurused.

Tüüp	$I_{0\ maks}$ A	I_0 A	Lühiajaline $I_{0\ maks}$ A	Tõkkepinge V	Pingelang suunajas V	U_f V	I_f A	Eelkütte kestus minutites: pärast pikemat vaheaega	Eelkütte kestus minutites: tavalises töörežiimis	Töötamise temperatuur °C (õhu temp. °C)
ТГ-160	1,0	0,3	3,0	2000	16	2,5	6,0	45	3,0	15–25
ТГ-205	2,0	0,6	6,0	2000	18	2,5	11,0	45	3,0	15–25
ТГ-162	40,0	12,0	60,0	5000	20	5,0	40,0	60	15,0	15–25
ТГ1-0,1/0,3	0,3	0,1	1,0	300	16	2,5	1,4	0,5	0,5	—30 — +40
ТГ-213	1,5	0,5	4,0	500	25	2,5	9,0	1	1,0	—20 — +50
ТГ-235	6,0	1,5	15,0	700	25	5,0	13,0	1	40 sek	—20 — +50
ТГ1-2,5/4	8,0	2,5	22,0	3000	25	5,0	15,0	1	40 sek	—20 — +50
ТГ1-5/3	15,0	5,0	45,0	3000	25	5,0	19,0	1	40 sek	—20 — +60
ТР1-5/2	15,0	5,0	45,0	2000	—	5,0	15,0	3	1,0	—15 — +40
ТГ1-0,1/1,3	—	0,1	0,3	1300	—	6,3	0,6	—	0,5	—50 — +50

Tabel 54 — 6.

Tiratronide rakenduslikud iseloomustussuurused.

Tüüp	Käivitusastmik V	Käivitusastmiku kontrollpunktid: 1 punkt U_g	1 punkt U_a	2 punkt U_g	2 punkt U_a	Võre tüürimisvõime taastumiskestus μsek	Võrevooluringi takistus: maks Ω	min Ω
ТГ-160	2	0	50	—30	2000	100	500 000	1000
ТГ-205	3	0	50	—30	2000	100	250 000	1000
ТГ-162	10	0	250	—80	5000	300	50 000	100
ТГ1-0,1/0,3	6	—9,5 — 14	110	—21 — 29	250	30	500 000	1000
ТГ-213	8	0	60	— 20	500	100	100 000	100
ТГ-235	6	0	150	—15	700	100	200 000	1000
ТГ1-2,5/4	3	0	140	—18	3000	100	100 000	1000
ТГ1-5/3	2,5	0	150	—15	3000	100	100 000	1000
ТР1-5/2	2,5	0	150	—10	2000	100	100 000	1000

Tiratronis arenev pingelang võrdub ligikaudu gasotronis areneva pingelanguga.

Tiratronide küttepinge kohta on kehtivad samad tingimused, mis on antud gasotronide kohta.

Käivitusastmiku laius on elavhõbeauruga tiratronides 2 kuni 10 volti ja inertgaasidega tiratronides 1 kuni 3 volti. Käivitusastmik on muutuv suurus ning sõltub tiratroni töötamistemperatuurist, võrevooluringi takistusest ja vahelduvvoolu sagedusest.

Joonisel 54 — 5 on antud tiratroni käivitusastmiku näide, milles käivitusastmik asub viirutatud alade I ja II vahel.

Kirjandus: 56.

54 — 5. Klaaskestaga elavhõbesuunajad.

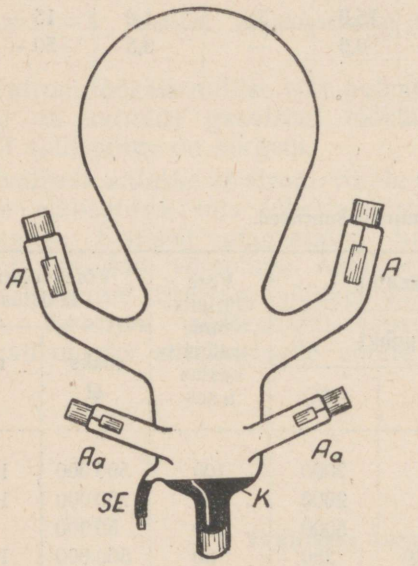
Klaaskestaga elavhõbesuunaja koosneb klaaskestast, milles asuvad järgmised elektroodid: 1) anoodid, 2) abianoodid, 3) süüte-elektrood ja 4) katood.

Anoodid asuvad erilistes jahutussarvedes (torudes). Anoodide arv sõltub suunaja tüübist, enam kasutatavamad on 2 ja 3 anoodiga suunajad.

Suurema võimsusega elavhõbesuunajatel on kaks abianoodi, millede ülesanne on katoodi leektäpi säilitamine.

Süüte-elektroodiga toimub katoodi leektäpi tekitamine, s. t. elavhõbesuunaja käivitamine.

Elavhõbekatood asub suunaja alumises osas.

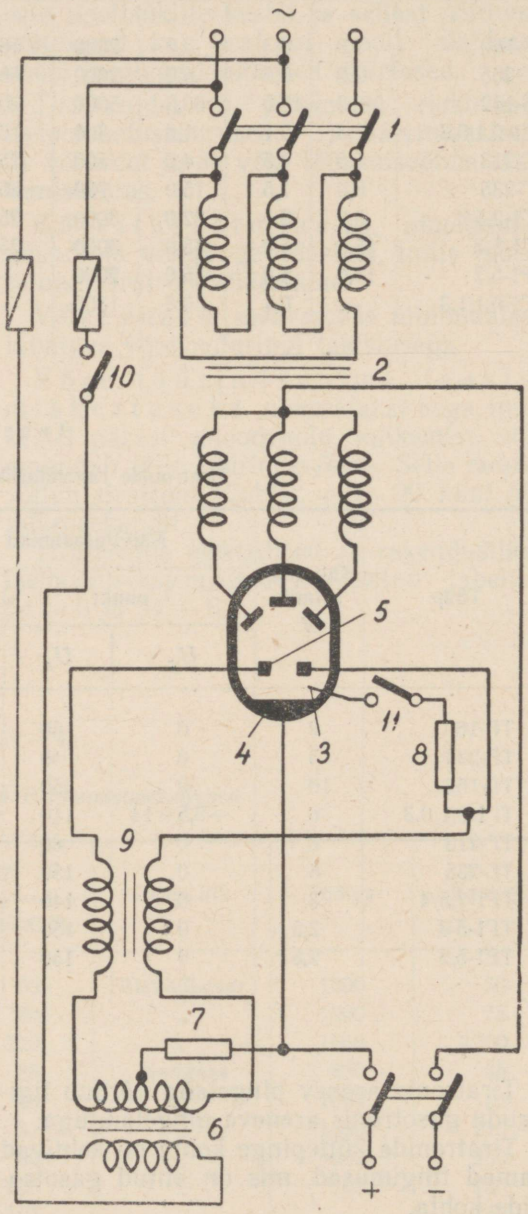


Joonis 54 — 6. Klaaskestaga elavhõbesuunaja üldvaade.

Klaaskestaga elavhõbesuunaja üldvaade on näha joonisel 54 — 6, kus koostisosad on tähistatud järgmiselt: *A* — anoodid, *Aa* — abianoodid, *K* — elavhõbekatood, *SE* — süüte-elektrood.

Klaaskestaga elavhõbesuunaja töösserakendamisel pingestatakse see nii, nagu on näidatud joonisel 54 — 7.

Käivitamine toimub järgmiselt: lülitiga *10* pingestatakse transformaator *6*. Järgmiseks suletakse lüliti *11*, s. t. pingestatakse süüte-elektrood *3* ning kallutatakse suunajat nii palju, et katoodi elavhõbe suleb transformaatori *6* vooluringi läbi takistite *7* ja *8* ning läbi paispooli *9*. Suunaja asetamisel endisesse vertikaalasendisse katkeb vooluring katoodi *4* ja süüte-elektrood *3* vahel, kuid vooluringi katkestamise hetkel areneva kaarleegi toimel tekib katoodi elavhõbeda pinnal leektäpp. Katoodi leektäpp omab kõrget temperatuuri ning on



Joonis 54 — 7. Klaaskestaga elavhõbesuunajaga alaldaja skeem.

seega heaks elektronide emiteerimise allikaks. Elektrivälja toimel suunduvad elektronid katoodilt ühele abianoodidest *5* ja nimelt sellele, kummal neist on antud hetkel positiivne potentsiaal. Elektronid suundudes katoodilt abianoodile, ioniseerivad teel elavhõbedaauru ning gaaslahendusplasma juhtivuse tõttu areneb vooluringis *6*, *7*, *4*, *5*, *9* ja *6* elektrivool. Gaasilahendusplasma ioonide kiirus ja tihedus on kõige suurem katoodi leektäpi läheduses ning suundudes hulgaliselt suure kiirusega leektäppi säilitavad need ioonid leektäpi kõrge temperatuuri. Järelikult ioonide katoodile suundumine, mis gasotronides on kahjulik, on klaaskestaga elavhõbesuunajas kasulik nähtus. Järgneval pooltsüklil omab teine abianood positiivse potentsiaali ning elektronide vool katoodilt suundub sellele abianoodile. Selliselt töötab kumbki abianood pooltsükli kestel, kuid takistis *7* on voolusuund mõlemal pooltsüklil sama. Lüliti *11* võib kohe pärast suunaja süttimist välja lülituda, sest edasine leektäpi alalhoidmine toimub abianoodidega. Leektäpp katoodil püsib ainult paispooli *9* toimel, sest selleta positiivse potentsiaali ühelt abianoodilt teisele üleminekul leektäpp katoodil kustuks. Pärast seda, kui on rakendatud töösse abianood, võib pingestada anoodid lülitiga *1*. Pingestatud anoodide poolt tekitatud elektrivälja toimel areneb katoodilt anoodile elektronide vool, mis ioniseerib elavhõbedaauru, tekitades leeklahenduse.

Üldiselt on elavhõbedaauru ioniseerimise protsess analoogiline ioniseerimise protsessiga gasotronis, kuid omab siiski rea erinevusi ja nimelt: katoodi pinnal asuv leektäpp omab väga kõrget temperatuuri, mille tagajärjel elavhõbedat aurub tunduvalt rohkem kui gasotronis ning järelikult tekib sellises suunajas kõrgem rõhk. Gasotroni kirjeldusest on teada, et gaasi rõhu kõrgenemisel suunajal vastusüütepinge madaldub. Vastusüütest hoidumiseks on klaaskestaga elavhõbesuunaja anoodid asetatud pikkadesse peenikestesse jahutussarvedesse. Suurema võimsusega klaaskestaga elavhõbesuunajaid jahutatakse ventilaatoritega. Mida kõrgem on alaldajas klaaskestaga elavhõbesuunajal vastupinge, seda pikemad peavad olema anoodide jahutussarved. Pikad jahutussarved põhjustavad aga ka ebasoovitavaid nähteid. Pikkade jahutussarvede tõttu katoodi ja anoodi vahekaugus on suur ning ioniseerimiseks vajaliku elektrivälja tugevuse saavutamiseks on vaja kõrget anoodpinget. Teiseks puuduseks on, et jahutussarvede siseseintele sadeneb palju elektrone. Eriti palju elektrone koguneb jahutussarvede siseseintele siis, kui nendele on tekkinud amalgaami kiht, mis klaaskestaga elavhõbesuunaja pideval töötamisel on tavaline nähe. Jahutussarvede siseseintele kogunenud elektronid, omades negatiivset laengut, tekitavad elektrivälja, mis vähendab anoodi elektrivälja mõju katoodile. Olukord on analoogiline triood-elektronlambi töötamise põhimõttega, nimelt klaaskestaga elavhõbesuunajas asendab võret jahutussarvede siseseintele kogunenud elektronide elektrilaeng. Sellest sõltuvalt on klaaskestaga elavhõbesuunaja süütepinge tunduvalt kõrgem kui gasotronil ning süütepinge kõrgus suureneb jahutussarvede pikenemisega. Nii on kõrgepingeliste klaaskestaga elavhõbesuunajate süütepinge 150 kuni 200 volti.

Klaaskestaga elavhõbesuunajates on pingelangud analoogilised gasotronis tekkivate pingelangudega, s. t. tekib 1) katoodilähedane pingelang, 2) plasma pingelang ja 3) anoodilähedane pingelang.

Kuna katoodi ja anoodi vahekaugus klaaskestaga elavhõbesuunajas on palju kordi suurem vastavast vahekaugusest gasotronis, siis ka üldine pingelang on tunduvalt kõrgem (20 kuni 30 V).

Klaaskestaga elavhõbesuunaja töötamisel kattub jahutussarvede sisesein amalgaami kihiga, mis tekib elavhõbeda hapendumisel suunajas olevate gaasijääkide ja elektroodidelt lenduvate metalliosakeste ühendusena. Tekkiv amalgaam omab raske, õlise massi omaduse, kleepudes klaasile väga tihkelt. Aegamööda see amalgaami kiht langeb jahutussarvedest elavhõbekatoodile ning ühineb sellega. Kuna langev amalgaam omab sellele sadestunud elektronide tõttu negatiivset laengut, siis see raskendab suunaja süütamist. Pidevalt katoodile langeva amalgaami tõttu tõuseb suunaja süütepinge lõpuks nii kõrgeks, et seda ei ole võimalik töösse rakendada ning see ongi klaaskestaga elavhõbesuunaja peamiseks kõlbmatuks muutumise põhjuseks. Eelkirjeldatud puuduse kõrvaldamiseks varustatakse klaaskestaga elavhõbesuunaja jahutussarved kompensatsioonrõngastega, millised on tegelikult jahutussarvedele ase-

Tabel 54 — 7.

Klaaskestaga elavhõbesuunajate konstruktiivsed iseloomustussuurused.

Tüüp	Peaanoodide arv	Abianoodide arv	Mõõted mm			Jahutusviis
			kõrgus	laius	kesta läbimõõt	
2 B-6	2	—	280	225	80	loomulik
2 BH-6	4	—	280	270	80	„
2 B-12	2	—	430	360	125	„
2 BH-12	2	2	430	360	125	„
3 BH-12	3	2	430	360	125	„
2 B-20	2	—	650	330	150	„
2 BH-20	2	2	650	330	150	„
3 B-30	3	—	650	330	150	„
3 BH-30	3	2	650	330	150	„
3 BH-60	3	2	670	490	245	kunstlik
3 BH-100	3	2	730	660	265	„
3 BH-6/15 000	3	2	650	340	150	„
3 BH-100/700	3	2	730	620	265	„

tatud metallist või tinapaberist rõngad, mis vahetult on ühendatud samas jahutussarves asuva anoodi voolujuhtmega. Kuna kompensatsioonrõngad omavad anoodi potentsiaali, siis positiivse pooltsükli kestel need tasakaalustavad jahutussarvede siseseintele sadestunud elektronide negatiivse laengu ning praktiliselt madaldavad suunaja süütepinget. Kompensatsioonirõngaste allapoole asetamisega jahutussarvedel suureneb nende mõju. Küllalt paksu amalgaami kihi juures ei aita ka kompensatsioonirõngad olukorda parandada, vaid klaaskestaga elavhõbesuunaja lakkab ikkagi töötamast.

Teiseks klaaskestaga elavhõbesuunaja riknemise põhjuseks on kõrvaliste gaaside sisenemine suunajasse, mis põhjustab vastusüüte tekkimist.

Kolmandaks klaaskestaga elavhõbesuunaja riknemise põhjuseks võib olla olukord, et süüte-elektroodi süvis kattub paksu amalgaami kihiga, tekitades katoodi ja süüte-elektroodi vahel püsiva elektrilise ühenduse ning sellega teeb suunaja süütamise võimatuks.

Madalapingelistel klaaskestaga elavhõbesuunajatel on lühikesed jahutussarved ning nendel puuduvad ka abianoodid. Niisugustes suunajates püsib katoodi leektäpp anoodvooluringi ühendatud paispooli toimel.

Arusaadavalt ei ole võimalik selliste suunajatega alaldajat koormuseta töösse rakendada, sest koormuseta suunaja katoodil leektäpp kustub. Üldiselt valmistatakse

Tabel 54 — 8.

Klaaskestaga elavhõbesuunajate elektrilised iseloomustussuurused.

T ü ü p	Maksimaalne anoodvool A	Maksimaalne anoodpinge V	Minimaalne anoodvool, mille juures leektäpp ei kustu A	Abianoodi vool A
2B 6	6	250	3,5	—
2BH-6	6	250	3,5	—
2B-12	12	250	4,0	—
2BH-12	12	250	0,6	5—7
3BH-12	12	250	0,6	5—7
2B 20	20	250	5,0	—
2BH-20	20	250	1,0	5—7
3B-30	30	250	5,0	—
3BH-30	30	250	1,5	5—7
3BH 60	60	250	3	5—7
3BH-100	100	250	5	5—7
3BH-6/15000	6	12000	0,5	5—7
3BH-100/700	100	500	5	5—7

klaaskestaga elavhõbesuunajaid kuni 150 kW väljandvõimsusega.

Klaaskestaga elavhõbesuunajate iseloomustussuurused on antud tabelites 54 — 7 ja 54 — 8.

Kirjandus: 5, 56 ja 58.

54 — 6. Metallkestaga elavhõbesuunajad.

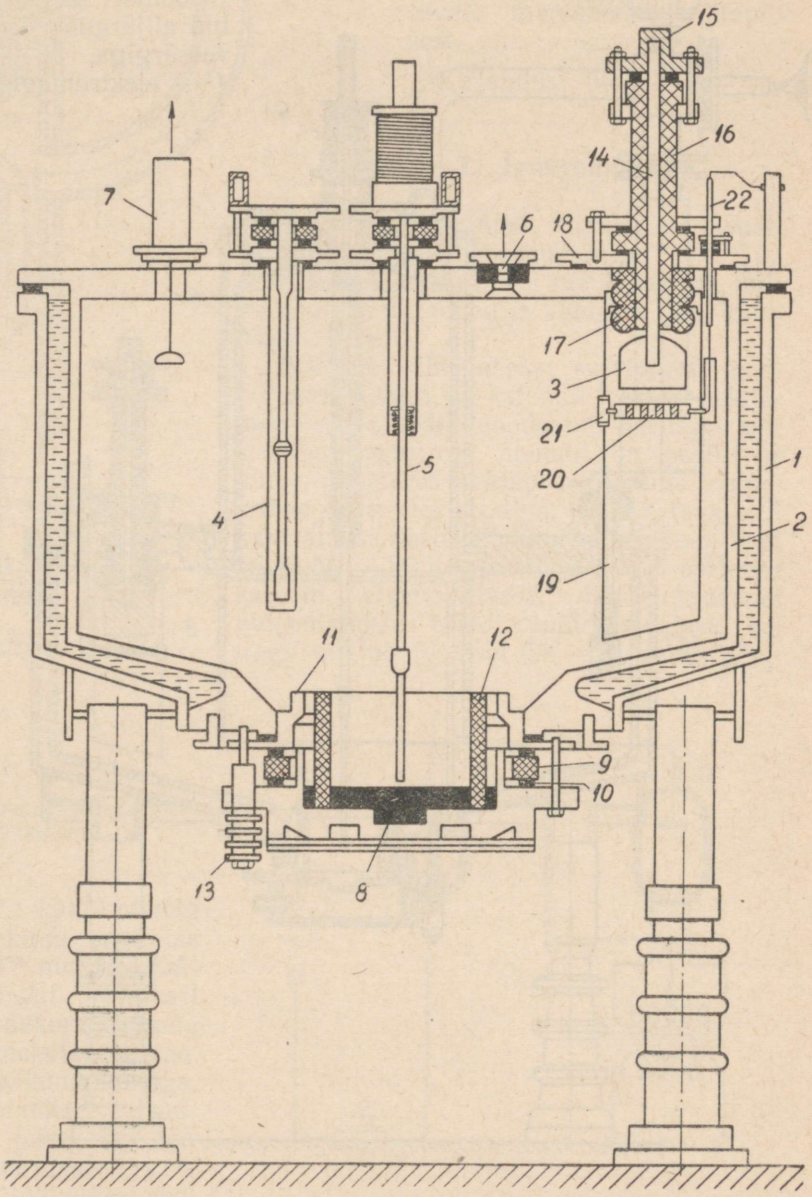
Metallkestaga elavhõbesuunajad erinevad klaaskestaga elavhõbesuunajaist konstruktsiooni poolest, kuid töötamise põhimõte on sama.

Metallkestaga elavhõbesuunajate konstruktsiooni selgitamiseks kasutame joonistel 54 — 8, 54 — 9 ja 54 — 10 antud näitlikke konstruktiivskeeme.

Joonisel 54 — 8 on numbritega tähistatud järgmised osad: *1* — teraskest, *2* — veesärk, *3* — anood, *4* — abianood, *5* — süüte-elektrood, *6* — vaateava, *7* — vaakumtoru, *8* — elavhõbekatood, *9* — kummirõngas, *10* — portselaanrõngas, *11* — terasrõngas, *12* — kvartssilinder, *13* — portselaanisolaator, *14* — voolu juhtimisvarras, *15* — kontakttapp, *16* — portselaanisolaator, *17* — portselaanisolaator, *18* — anoodi kinnitusrõngas, *19* — anoodi silinder, *20* — võre, *21* — võre kinnitusisolaator ja *22* — molübdeenvarras.

Suunaja asetseb kolmel suurel portselaanisolaatoril.

Suunaja süüteseadis koosneb kahest põhiosast: solenoidist ja süüte-elektroodist. Süüte-elektroodi ots on molübdeenist ning selle kaugus elavhõbekatoodist on tavaliselt 35 kuni 40 mm. Suunaja süütamiseks lülitatakse solenoidi vool, mille toimel terasankur surub kokku süüte-elektroodi hoidevedrud ja süüte-elektrood langeb alumise otsaga elavhõbekatoodi, tekitades vooluringi. Voolu katkestamisel solenoidis tõstetakse süüte-elektrood vedrude abil jälle endisesse asendisse, mille tagajärjel vooluring süüte-elektroodi ja katoodi vahel katkeb ning vooluringi katkemise hetkel



Joonis 54 — 8. Metallkestaga elavhõbesuunaja konstruktiivskeem.

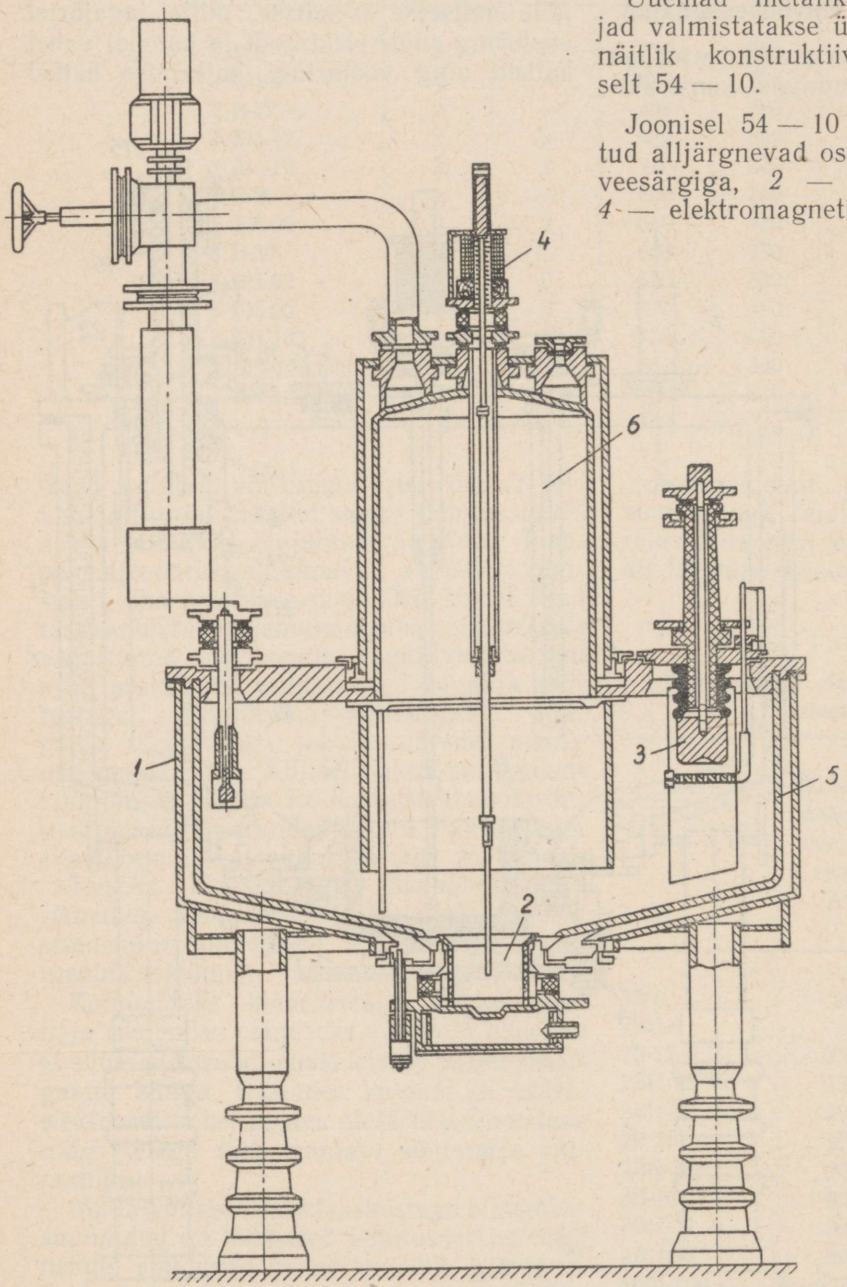
kaarleegi mõjutusel tekib katoodi pinnale leektäpp, samuti nagu see tekib klaaskestaga elavhõbesuunajas.

Joonisel 54 — 9 on numbritega märgitud järgmised osad: *1* — teraskest, *2* — elavhõbekatood, *3* — anood, *4* — süüteseadis, *5* — veesärk ja *6* — kondensatsiooniruum.

Selle suunaja põhilisteks erinevusteks võrreldes joonisel 54 — 8 antud suunajaga on kondensatsiooniruumi olemasolu, väiksem katood ja abianoodide erinev asetus.

Uuemad metallkestaga elavhõbesuunajad valmistatakse üheanoodilistena, millede näitlik konstruktiivskeem nähtub joonisel 54 — 10.

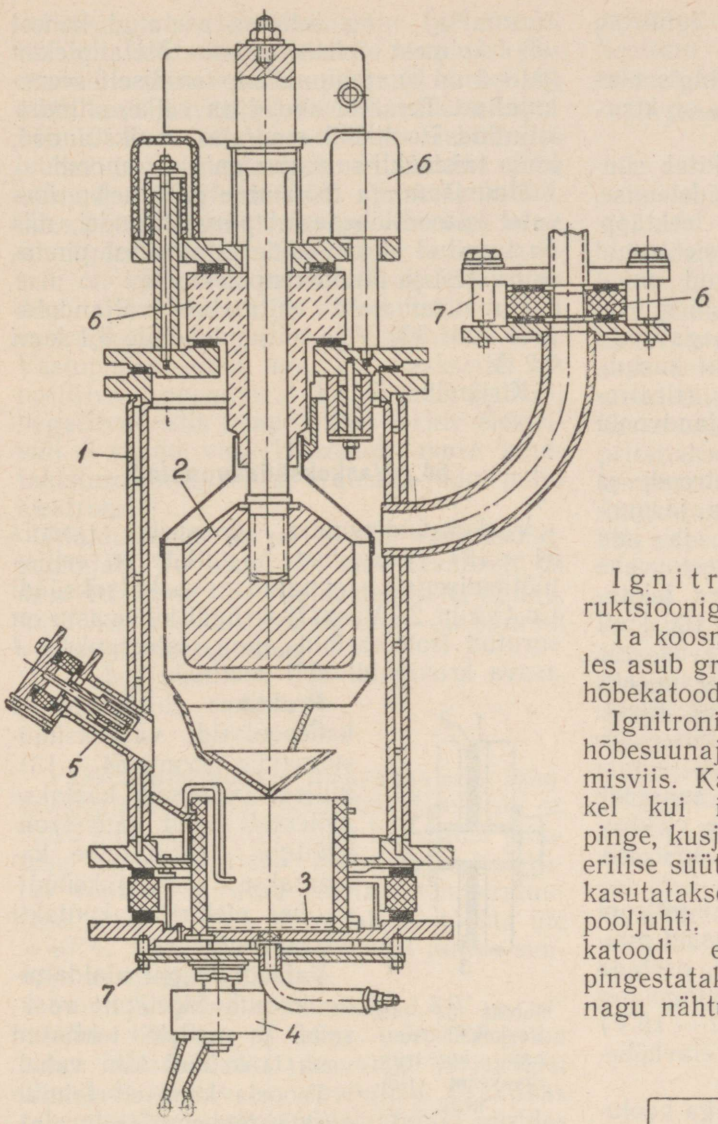
Joonisel 54 — 10 on numbritega märgitud alljärgnevad osad: *1* — teraskest ühes veesärgiga, *2* — anood, *3* — katood, *4* — elektromagnetiline süütaja, *5* — abianood, *6* — isolaator ja tihendid ning *7* — kinnituspoldid.



Joonis 54 — 9. Metallkestaga elavhõbesuunaja konstruktiivskeem.

Ühe anoodiga metallkestaga elavhõbesuunaja paremusteks on: 1) vastusüüte tekkimise väiksem oht, 2) väiksem sisepingelang, 3) väiksemad mõõted ja kaal, 4) tavalise kolmefaasise transformaatori rakendamise võimalus ja 5) lihtsam tehnoloogiline protsess suunaja tootmisel, mistõttu selle tootmine on odavam.

Kõiki tüüpi metallkestaga elavhõbesuunajate osad on ühendatud kruvipoltidega. Ühenduskohtadel on tihendused, et suunajaid oleks võimalik vaakumpumpadega õhust ja kõrvalistest gaasidest tühjendada. Tihendustest pääseb siiski aja jooksul õhk suunajatesse ning seetõttu töökorras hoidmiseks on suunajad varustatud igaüks kahe vaakumpumbaga. Eelvaakumpump teki-



Joonis 54 — 10. Ühe anoodiga metallkestaga elavhõbesuunaja konstruktiivskeem.

tab eelvaakumanumas rõhu 0,1 kuni 1 mmHg ning lõppvaakumpump tekitab suunajas vajaliku rõhu 10^{-2} kuni 10^{-3} mmHg. Eelvaakumpumbana on tavaliselt kasutusel pöörlev õlipump ning lõppvaakumpumbana kasutatakse elavhõbeda molekulaarpumpa. Pumbad on eraldatud eelvaakumanumaga, mis võimaldab suunaja töötamisel eelvaakumpumpa mitte käivitada juhul, kui eelvaakumanumas on rõhk normaalne, s. o. 0,1 kuni 1 mmHg. Suunaja töötamisel töötab pidevalt ainult lõppvaakumpump ning eelvaakumpump käivitatakse, sõltuvalt vajadusest, üks ehk kaks korda ööpäevas.

Suunaja vaakumi kontrollimiseks on selle küljes manomeeter ning samuti on manomeetriga varustatud ka eelvaakumanum. Kaasaegsetes metallkestaga elavhõbesuunajates toimub vaakumpumba töösse lülitamine ja seiskamine automaatselt, sõltuvalt manomeetri näitamisest.

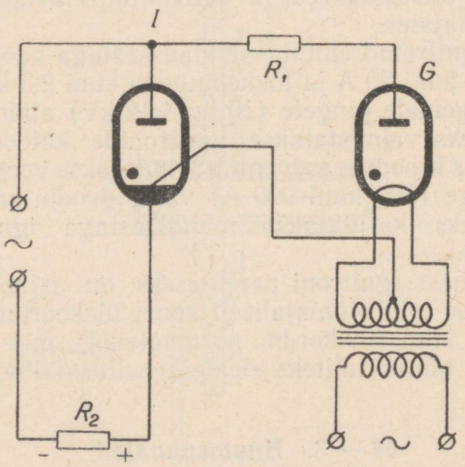
Kirjandus: 56.

54 — 7. Ignitronid.

Ignitron kujutab endast eri konstruktsiooniga elavhõbesuunajat.

Ta koosneb klaas- või metallkestast, milles asub grafiitanood ja alumises osas elavhõbekatood.

Ignitroni erinevuseks (võrreldes elavhõbesuunajaga) on katoodil leektäpi tekitamisviis. Katoodil moodustub leektäpp hetkel kui ignitroni anoodil on positiivne pinge, kusjuures leektäpi tekitamine toimub erilise süüte-elektroodiga, milleks tavaliselt kasutatakse karborundumit või mõnda teist pooljuhti. Süüte-elektrood on asetatud katoodi elavhõbedasse. Süüte-elektroodi pingestatakse eraldi süütealaldajast, nii nagu nähtub joonisel 54 — 11 antud põhi-



Joonis 54 — 11. Ignitroni süüteseadise põhimõtteline skeem.

mõttelisest skeemist, kus *I* on ignitron, *G* — gasotron.

Takisti R_1 on gasotroni vooluringis areneva voolu piiramiseks. Takisti R_2 on koormustakistus.

Ignitroni süütealaldaja vool tekitab süütaja ja elavhõbekatoodi vahel sädelemise, mille tulemusena katoodil areneb leektäpp. Katoodi leektäpist väljunud elektronid suunduvad positiivselt pingestatud anoodile, tekitades leeklahenduse. Järgneval poolperioodil omab anood negatiivset potentsiaali ning leektäpp katoodil kustub. Ignitroni süütamise aega muutes (tiratroniga) on võimalik ignitroni väljandvoolu tugevust reguleerida.

Sädemete tekkimist süüte-elektroodi ja elavhõbekatoodi vahel seletatakse järgmiselt: pooljuhi (süüte-elektroodi) ja juhi (elavhõbeda) vahel on väike tõkestusvahe 10^{-6} kuni 10^{-8} cm. Tõkestusvahes tekitatakse võrdlemisi madala pingega (60 kuni 80 V) väga suur elektrivälja tugevus, mis on küllaldane elektronide vabastamiseks külmast katoodist, s. o. elavhõbedast. Elektronid, suundudes elavhõbedalt süüte-elektroodile, tõstavad süüte-elektroodi pinna temperatuuri ning selle tagajärjel suureneb kord-korralt katoodist eralduvate elektronide arv, kuni areneb kaarleek ja selle toimel tekib katoodil leektäpp.

Kuna negatiivsel poolperioodil ignitroni katood on külm, siis järelikult plasma puudumisel ei ole vajadust anoodi asetada jahutussarve, millest sõltuvalt pingelang ignitronis on märksa madalam (12 — 15 V) kui jahutussarvedega varustatud elavhõbesuunajates.

Ignitronid ehitatakse klaaskestaga vooludele kuni 50 A ja tõkkepingega kuni 2,5 kV. Kõrgemate pingete (10 kuni 12 kV) alaldamiseks valmistatakse ignitronide katoodisüvis kroomterasest ning jahutatakse veega. Suure (300 kuni 900 A) väljandvoolu saamiseks kasutatakse metallkestaga ignitrone.

Üheks ignitroni paremuseks on asjaolu, et see talub lühiajaliselt suurt ülekoormust (50- kuni 100-kordne normaalvool), mis on eriti tähtis, näiteks elekterkeevitusalaldajates.

54 — 8. Huumsuunajad.

Huumsuunaja koosneb inertgaasiga täidetud klaaskestast (gaasirõhk 5 kuni 15 mmHg) ning sellesse asetatud kahest või kolmest elektroodist. Metallplekist katood on suurepinnaline, tavaliselt seenekujuline. Terasest anood on väike, silindrikujuline. Pooltsükli-suunajas on üks anood, kuna täistsükli-suunajas on kaks anoodi.

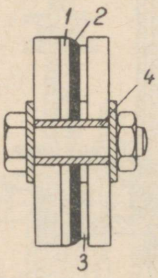
Huumsuunaja töötamine põhjeneb erinevatel katoodilähedastel pingelangudel, mis on tingitud elektroodide erinevatest pinnasuurustest ja pindtakistustest.

Huumsuunajaid ehitatakse väljandpingele kuni 300 V ja väljandvoolule 0,1 kuni 0,2 A.

Kirjandus: 5 ja 6.

54. Vaskoksüüdsuunajad.

Vaskoksüüdsuunaja koosneb (joonis 54 — 12) vaskseibist *1*, millele on erilise töötlemisega tekitatud vask(I)oksüüdi Cu_2O kiht 2. Vask(I)oksüüdi kihi vastu on surutud isoleerseibide ning isoleerpuksis *4* asuva kruvipoldi abil seatinaseib *3*.

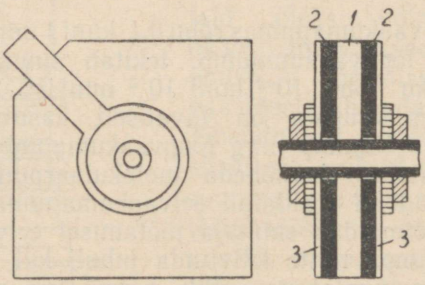


Joonis 54 — 12. Vaskoksüüdsuunaja konstruktiivskeem (lõikes).

Praktikas ehitatakse ka kahepoolseid vaskoksüüdsuunajaid (joonis 54 — 13), milledel vaskseib kaetakse mõlemalt poolt vask(I)oksüüdiga. Seatinaseibe kasutatakse vask(I)oksüüdiga hea elektrilise kontakti tekitamiseks.

Vahelduvvoolu alaldamine toimub tegelikult vaskseibi ja sellele tekitatud vask(I)oksüüdi kihi vahel.

Teooria kohaselt toimub vaskoksüüdsuunajas alaldamise protsess järgmiselt: vask(I)-oksüüdi kristallide ja vase vahel on



Joonis 54 — 13. Kahepoolse vaskoksüüdsuunaja konstruktiivskeemid.

vahekaugus (tõkestuskiht) 10^{-6} kuni 10^{-7} cm. Lülitades vaskseibile ning vask(I)-oksüüdile mõnevoldilise pinge (3 kuni 4 V), tekib vase ja vask(I)oksüüdi vahel elektriväli 10^6 kuni 10^7 V/cm. Sellise elektrivälja juures tekib elektronide eraldumine juba külmadest elektroodidest. Vask(I)oksüüd, olles pooljuht, omab vasega võrreldes väga suurt pindtakistust. See tingib, et kui vaskseib on katoodiks ja vask(I)oksüüd anoodiks, siis elektrivälja toimel tekib vaselt vask(I)oksüüdile suur elektronide vool. Vastupidisel juhul aga, kui vaskseibil on positiivne potentsiaal ja vask(I)oksüüdil negatiivne, siis nende vahel tekkiv elektriväli ei suuda, vask(I)oksüüdi suure pindtakistuse tõttu, sellest eraldada kuigi palju elektrone.

Alaldustegur k_S on headel vaskoksüüdsuunajatel 10^3 kuni 10^4, kuid tavaliselt on $k_S = 10^2$ kuni 10^3. Alaldustegur k_S näitab, mitu korda vool I_0 pärisuunas on suurem voolust I_v vastusuunas:

$$k_S = \frac{I_0}{I_v}.$$

Vaskoksüüdsuunaja maksimaalselt lubatav päripidine vool loomulikul jahutusel on 0,025 kuni 0,05 A/cm² ning kunstlikul jahutusel kuni 0,15 A/cm². Maksimaalselt lubatav vool on piiratud suunaja temperatuuriga, mis ei tohi normaalselt tõusta üle +40° C. Kõrgema temperatuuri juures suunaja kasutegur halveneb.

Suunaja tõkkepinge on 4 kuni 8 V ja normaalne tööpinge 3 kuni 4 V. Kõrgema pinge alaldamiseks on vaja järjestikku ühendada vastav arv suunajaid. Praktikas rakendatakse vaskoksüüdalaldajaid piirides 2 kuni 5000 V ja 0,02 kuni 200 A.

Vaskoksüüdsuunajate ühiseks suunajasambaks kokkumonteerimisel asetatakse üksikute suunajate vahele jahutusplaadid, millede läbimõõt on suunajatest tunduvalt suurem.

Kahepoolsel vaskoksüüdsuunajal on tavaliselt vaskseib suurem ning selle servad on jahutusribideks. Kahepoolsel vaskoksüüdsuunajal on veel teine konstruktiivne erinevus, nimelt vask(I)oksüüdi kihi peal on jällegi vasekiht ning voolu kontaktimiseks kasutatakse terasseibe.

Vaskoksüüdsuunaja kasutegur on 50—80%. Kasutegur väheneb esimese 1000 kuni 2000 töötunni kestel 8 kuni 10%, edaspidisel töötamisel kasutegur väheneb vähe. Seetõttu on vaskoksüüdsuunajad hästi rakendatavad mõõteriistade alaldajates.

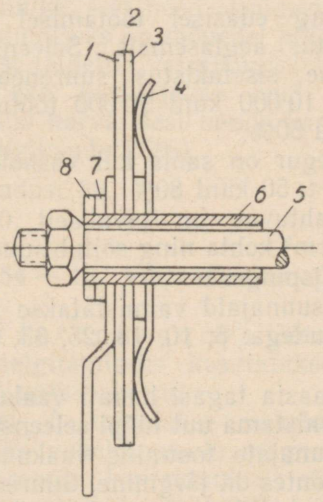
Kirjandus: 56 ja 58.

54 — 10. Seleensuunajad.

Seleensuunaja koosneb tavaliselt 0,8 kuni 1,5 mm paksusest vismutiga kaetud alumiinium- või nikeldatud terasseibist, mis ühelt poolt on kaetud 0,1 mm paksuse seleenikihiga. Termilisel töötlemisel muudetakse amorfne seleenikiht kristalliliseks seleeniks. Kristallilisele seleenikihile pritsitakse 0,1 mm kiht madala sulamistemperatuuriga metallisulamit (sisaldab kaadmiumi, tina ja vismutit), mis moodustab seleensuunaja teise elektroodi.

Seleenile pritsitav metallisulam peab olema madala sulamistemperatuuriga, et pritsimisel metallisulam tungiks hästi seleeni pooridesse. Ühtlasi peab metallisulam omama küllaldast kõrget sulamistemperatuuri, et suunaja töötamisel tekkiva temperatuuri toimel ei sulaks.

Seleensuunajas on pooljuhiks seleen ning tõkestuskiht asub kristallilise seleenikihi ja sellele pritsitud metallisulami kihi vahel. Elektrivoolu kontaktideks on seleensuunajal ühel pool nikeldatud teras- või vismutiga kaetud alumiiniumseib ning teisel pool metallisulami kihi vastu suruv pronksvedru (joonis 54 — 14).



Joonis 54 — 14. Seleensuunaja konstruktiivskeem (lõikes).

Joonisel 54 — 14 on numbritega tähistatud järgmised osad: *1* — nikeldatud terasseib, *2* — seleenikiht, *3* — metallisulami kiht, *4* — kontaktvedrud, *5* — pingutuspolt, *6* — isoleerpuks, *7* — isoleerseib, *8* — seib.

Seleensuunaja sarnaneb üldiselt vaskoksüüdsuunajale, kuid erinevuseks on see, et seleensuunajas tõkestuskiht ei teki selle valmistamisel, vaid tõkestuskiht tekitatakse hiljem formeerimisega.

Eeltoodust sõltuvalt tõkestuskiht seleensuunajas seismisel halveneb ning tuleb ette juhtumeid, kus kaua kasutamata seleensuunaja pingestamisel laseb läbi niivõrd suure vastuvoolu, et suunaja rikneb.

Seleensuunaja sisetakistus on tunduvalt suurem kui vaskoksüüdsuunajas.

Seleensuunaja omab märksa kõrgemat tõkkepinget, 18 kuni 20 V. Mõõdetelt on seleensuunaja sama võimsusega vaskoksüüdsuunajast tunduvalt väiksem (mõõdete suhe ligikaudu 1 : 3).

Seleensuunaja maksimaalselt lubatav töötemperatuur sõltub peamiselt selle tootmisel kasutatud metallisulami sulamistemperatuurist, tavaliselt on lubatav töötemperatuur +50° C kuni +75° C. Seleensuunajaid võib samuti nagu vaskoksüüdsuunajaid ühendada järjestikku ja rööbiti, sõltuvalt vajalikust väljandpingest ning -voolust.

Normaalselt on seleensuunaja koormatav 50 mA/cm² kohta. Töötamisel seleensuunaja päripidine sisetakistus esimese 1000 kuni 2000 töötunni kestel suureneb 10 kuni 12% ning edasisel töötamisel suureneb sisetakistus aeglasemalt. Seleensuunajate päripidine sisetakistus suureneb tehaste andmeil 10 000 kuni 20 000 töötunni järel ligikaudu 50%.

Kasutegur on sama kui vaskoksüüdsuunajal, s. t. 50 kuni 80%.

Sisemahtuvus on tavaliselt 0,01 kuni 0,03 μF/cm² kohta ning sõltub suunajal olevast alalispingest.

Seleensuunajaid valmistatakse järgmiste läbimõõtudega: 5, 10, 18, 25, 35, 67, 84 ja 112 mm.

Mõni aasta tagasi hakati vaakummenetlusel valmistama uut tüüpi seleensuunajaid. Seleensuunajate tootmine vaakummenetlusel üldjoontes on järgmine. Suured lehtalumiinium-tahvlid (paksus 1 kuni 1,5 mm) puhastatakse ning töödeldakse suruõhuliivaga, mille tulemusena saavutatakse vajalikult kare pind. Järgmisena kaetakse lehtalumiiniumi pind vaakumis õhukese vismuti kihiga, mis on vajalik seleeni ja alumiiniumi vahelise hea kontakti tekitamiseks. Vismutiga kaetud lehtalumiinium kaetakse vaakumis seleenikihiga, mille paksus on 0,04 mm. Pärast termilist töötlemist lõigatakse kristallilise seleeniga kaetud lehtalumiiniumist tahvlid suunajate jaoks vajaliku suurusega tükkideks (seibideks). Järgnevalt kaetakse seleenikiht pritsmetalliga. Edasine seleensuunaja konstruktsioon on analoogiline eelpool kirjeldatule.

Vaakum-menetlusel toodetud seleensuunajatel on järgmised paremused: 1) väiksem päripidine sisetakistus, mis on tingitud õhukesest seleenikihist (0,04 mm); selle tagajärjel on pingelang väga madal, 0,7 kuni 0,9 V (koormusel 50 mA/cm²), 2) vaakum-menetlusel on võimalik valmistada suurepinnalisi seleensuunajaid; standardsed ruudukujulised suurused on: 32, 40, 60, 75 ja 100 mm ruudu äärepikkusega.

Seleensuunajaid on eriti otstarbekohane kasutada madalpingealaldajates kuni 100 V väljandpingega, sest kasutegur on tal suurem kui gasotronidel ja elavhõbesuunajatel. Praktikas on seleensuunajatega alaldajaid kasutusel vooluga kuni 15 000 A ning pingega kuni 2,5 MV.

Kirjandus: 56 ja 58.

54 — 11. Elektrolüütsuunajad.

Elektrolüütsuunaja sarnaneb mõningal määral akumulaatoriga, s. t. ta koosneb kahest elektroodist ja elektrolüüdist, mis asuvad isoleermaterjalist anumas. Mõnedel metallidel tekib elektrivoolu toimel (elektrolüüdis) oksüüdi kiht, kui metallile antakse positiivne potentsiaal ning elektrolüüt omab negatiivse potentsiaali. Selline oksüüdikiht juhib teatava tõkkepingeni elektrivoolu ainult ühes suunas. Seda omadust kasutatakse vahelduvvoolu suunamiseks. Praktikas on kasutusel järgmised elektrolüütsuunajad:

1) Alumiiniumsuunaja, mis koosneb alumiiniumanoodist ja teras- või seatinakatoodist, mis asuvad küllastatud booraksi või ammooniumkarbonaadi vesilahuses.

2) Tantaalsuunajal on anoodiks tantaal- ja katoodiks seatinaelektrood.

Elektrolüüdiks kasutatakse 25%-list väävelhappe vesilahust, millele on lisandatud veidi rauavitrioli.

Elektrolüütsuunajaid on võimalik ehitada kuni 30 V pingele ja voolule 0,1 kuni 0,2 A/cm² elektroodi pinna kohta. Elektrolüütsuunaja omab suurt sisemahtuvust, mis halvendab suunaja kasutegurit 10 kuni 30%. Elektrolüütsuunaja kasutegur sõltub ka temperatuurist, nii näiteks võib alumiiniumsuunajat rakendada töösse temperatuuri astmikus —2° C kuni +40° C, kusjuures keskmine töötemperatuur on +20° C. Alla —2° C juures tahkub (jäätub) elektrolüüt ning üle +40° C juures hävib anoodi oksüüdi kiht.

Tantaalsuunajas on elektrolüüdi tahkumise temperatuur tunduvalt madalam, kuid lubatav kõrgeim temperatuur on samuti +40° C. Nimetatud puuduste tõttu elektrolüütsuunajaid kaasaegses praktikas rakendatakse harva.

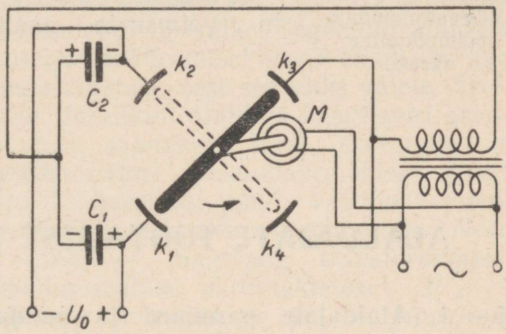
Kirjandus: 56 ja 57.

54 — 12. Pöörlevsuunajad.

Pöörlevsuunaja põhimõtteline skeem on antud joonisel 54 — 15 ning selle töökäik on järgmine: transformaatori primaarmähiselt toidetakse sünkroonmootorit *M*, mille võllil asub isoleeritult pöörlevlüliti, mis lühistab sädevahede või harjade kaudu kordamööda kontaktide paarid k_1-k_3 ja k_2-k_4. Transformaatori sekundaarmähise üks ots on ühendatud kondensaatoritega C_1 ja C_2 ning teine ots on ühendatud kontaktidega k_3 ja k_4. Mootori pöörete arv on käesoleval juhul pool pööret perioodi kestel ning seetõttu pöörlevlüliti lühistab kontaktid k_1-k_3 hetkel, kui transformaatori sekundaarmähises on pingeamplituud. Selle pingeamplituudi toimel laadub kondensaator C_1. Järgmisel pooltsüklil lühistab pöörlev lüliti kontaktid k_2-k_4 ja selle tagajärjel laadub kondensaator C_2. Kuna kondensaatorid C_1 ja C_2 on lülitatud järjestikku, siis nende pinged liituvad ning väljandpinge on ligikaudu 2,8 korda kõrgem transformaatori sekundaarmähise pinge efektiivväärtusest.

Pöörlevsuunajatega saavutatakse kuni mõnekümne-kilovoldine, kuid väikese voolutugevusega (milliamprites) suunatud vool. Niisuguseid suunajaid kasutati röntgenaparaatide toiteseadmetes siis, kui ei olnud veel levinud kenotron- ja gasotronsuunajad.

Pöörlevsuunajad tekitavad tugevaid raadiohäireid, mille tõttu neid praktikas enam ei rakendata ning neid võib leida töötamas veel mõnedes vananenud röntgeniseadmetes. Suuremate alalisvoolude saamiseks kasutatakse elavhõbejugasuunajat. See koosneb sünkroonmootoriga käitatavast tsentrifugaalpumbast, mis pöörlemisel tekitab kaks vastusuunalist elavhõbejuga. Elavhõbejoad, sattudes korraga suunaja kesta isoleermaterjalist siseseintes asuvatele poleeritud metallkontaktidele, lühistavad kordamööda kontaktide paarid analoogiliselt eelkirjeldatud pöörlevlülititega. Suurematel vooludel niisugustes



Joonis 54 — 15. Pöörlevsuunaja põhimõtteline skeem.

suunajates voolukontaktide tööiga on võrdlemisi lühike, sest need oksüdeeruvad. Sellest hoidumiseks on mõnedel pöörlevsuunajatel kest täidetud vesinikuga.

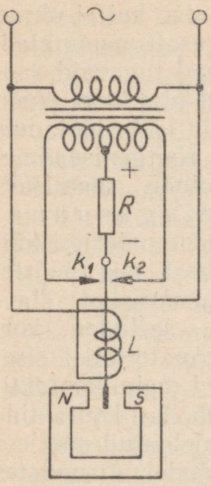
Praktikas kasutatakse neid suunajaid võrdlemisi harva, sest nende kasutegur on väike (ligikaudu 25%).

Kirjandus: 23.

54 — 13. Vibraatorsuunajad.

Vibraatorsuunaja töötamise põhimõtte selgitamiseks kasutatakse joonisel 54 — 16 antud skeemi.

Mähist *L* toidetakse vahelduvvooluga ning selle vahelduvvoolu magnetvälja toimel vibreerib kontaktankur sünkroonselt nii, et see ühel pooltsüklil tõmmatakse permanentmagneti *N* poolusele ning teisel pooltsüklil tõmmatakse ankur permanent-



Joonis 54 — 16. Vibraatorsuunaja põhimõtteline skeem.

magneti S poolusele lähemale. Sünkroonsel liikumisel lülitab kontaktankur koormusvooluringi kordamööda kontaktidega k_1 ja k_2 ning selliselt saadakse koormustakistuses R pulseerivvool.

Praktikas rakendatakse vibraatorsuunajaid ainult väikeste alalisvoolu võimsuste saamiseks, sest suurematel vooludel kontaktid k_1 ja k_2 riknevad kiiresti.

Suuremate alalisvoolu võimsuste saamiseks kasutatakse e l a v h õ b e - v i b r a a t o r s u u n a j a i d. Selles suunajas langeb vahelduvvoolu juhtiv elavhõbejuga permanentmagneti pooluste vahelt läbi, kus see vahelduvvoolu toimel kaldub kõrvale, vastavalt vahelduvvoolu sagedusele. Permanentmagneti poolustest allapoole on asetatud kaks kontaktriba, millised teineteisest on eraldatud kvartskiiluga. Elavhõbejuga kaldub ühel pooltsüklil ühele kontaktribale ning järgnevaks pooltsükliks teisele kontaktribale. Praktikas täidetakse elavhõbeda vibraatorsuunajad vesinikuga, kuid sellest hoolimata tekib ikkagi kontaktribadele amalgaami ning elavhõbeda kogus väheneb. Kasutatakse praktikas harva, sest kasutegur on väike ja ekspluatatsioon tülikas.

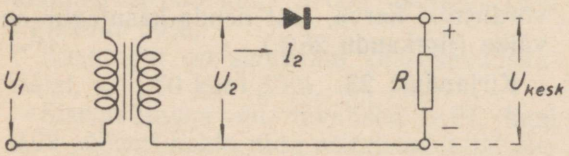
Kirjandus: 23.

55. p e a t ü k k.

ALALDAJATE TÖÖTAMISE TEOREETILISED PÕHIALUSED.

55 — 1. Alaldajate paremusi ja puudusi võrreldes teiste toiteseadmetega.

A l a l d a j a k s nimetatakse seadet, mis vahelduvvoolu muundab alalisvooluks või pulseerivaks vooluks. Alaldajate paremusteks, teiste toiteseadmetega võrreldes, on: 1) lihtne ekspluatatsioon, 2) hea kasutegur, 3) hea töötamise stabiilsus, 4) on võimalik



Joonis 55 — 1. Lihtsaima, s. t. pooltsükli-alaldaja põhimõtteline skeem.

konstrueerida praktiliselt mistahes pingete ja voolude saamiseks ning 5) alaldajate ekspluatatsioon on suhteliselt odav.

Alaldajate puuduseks on, et väljandvool on tegelikult pulseerivvool, mille lainesuspinget tuleb vastavalt vajadusele vähendada madalläbistusfiltritega. Teiseks puuduseks võiks nimetada seda, et alaldaja töösse rakendamine eeldab vahelduvvoolu toitevõrgu olemasolu, s. t. alaldajat ei saa rakendada toiteseadmena elektrofitseerimata maakohtades, millist puudust ei oma eelpool kirjeldatud keemilised vooluallikad.

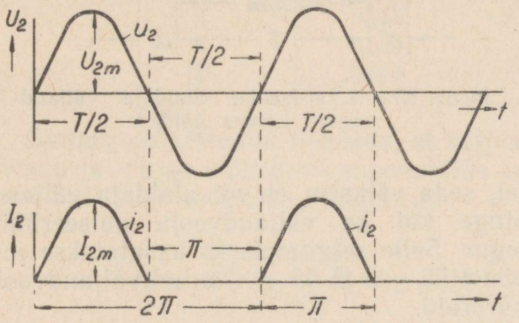
Kirjandus: 59.

55 — 2. Alaldajate töötamise põhimõtte kirjeldus.

Alaldaja koosteosadeks on: 1) transformaator, millega vahelduvvoolu võrgupinge transformeeritakse vajaliku kõrguseni ja tekitatakse vajalik arv faase, 2) suunaja, mis laseb elektrivoolu läbi ainult ühes suunas, 3) filter, mis vähendab suunaja pulseeriva väljandvoolu lainesuspinget ja 4) lisaseadised nagu: väljandpinge regulaator, väljandpinge stabilisaator, suunajate küttevoolu transformaatorid, käivitusseadis jne.

Lihtsaim neist, p o o l t s ü k l i - a l a l d a j a, koosneb transformaatorist ja suunajast, nii nagu nähtub joonisel 55 — 1 antud põhimõtteliselt skeemilt.

Sellel joonisel näidatud aktiivtakistus R on alaldaja koormustakistus, mida läbib pulseerivvool, sest suunaja laseb voolu läbi ainult ühes suunas. Koormustakistust läbiva pulseerivvoolu toimel areneb selles pingelang U_{kesk}, mis tegelikult ongi alaldaja väljandpingeks. Transformaatori sekundaarmähise pinge U_2 ja voolu I_2 kõverad on antud joonisel 55 — 2, millelt näeme, et vool läbib suunajat ainult pinge U_2 positiivsel pooltsüklil.



Joonis 55 — 2. Pooltsükli-alaldaja pinge ja voolu kõverate näide.

Vastavalt joonisele 55 — 2 on koormustakistust läbiva pulseerivvoolu keskmine väärtus arvutatav valemiga:

$$I_{kesk} = \frac{I_{2m}}{\pi} \text{ A}, \qquad (55 - 1)$$

kus I_{2m} on koormust läbiva voolupulsi amplituud.

Pulseerivvoolu efektiivväärtus on käesoleval juhul arvutatav valemiga:

$$I_2 = \frac{I_{2m}\sqrt{2}}{2} \text{ A}. \qquad (55 - 2)$$

Analoogiliselt valemiga 55 — 1 on koormustakistuse klemmidel areneva pulseerivpinge keskmine väärtus arvutatav järgmise valemiga:

$$U_{kesk} = \frac{U_{2m}}{\pi} \text{ V}, \qquad (55 - 3)$$

kus U_{2m} on transformaatori sekundaarmähise pingeamplituud.

Ülalantud valemid on täpsed oletusel, et transformaatori sekundaarmähise impedants on null ning suunaja päripidine takistus võrdub samuti nulliga, kuid suunaja vastupidine takistus on lõpmatus. Niisuguste omadustega alaldajat nimetatakse ideaalseks ehk idealiseeritud alaldajaks, mida aga tegelikult praktikas ei esine. Ideaalset alaldajat vaadeldakse alaldaja töötamise põhimõtte kirjeldamisel selle lihtsuse tõttu. Allpool alaldajate projekteerimise juhistes arvestatakse aga juba tegelikult esinevat olukorda.

Kirjandus: 59.

55 — 3. Alaldaja kasutegur.

Joonisel 55 — 2 antud kõveratest nähtub ühtlasi, et transformaatori sekundaarmähis töötab kasulikult ainult pinge positiivsetel pooltsüklitel, kuna negatiivsetel pooltsüklitel mähist ei koormata. Sellest võib järeldada, et niisuguses alaldajas transformaatori kasutegur on väike. Tegelikult alaldaja kasuteguri määramisel ei või enam lähtuda ideaalalaldajast, sest see viiks valele järeldusele. Järelikult alaldaja kasuteguri arvutusvalemi saamiseks tuleb arvestada, et transformaatori sekundaarmähise pinge jaguneb käesoleval juhul, vastavalt joonisele 55 — 1, kolmeks pingelanguks. Need on: ΔU_2 — pingelang transformaatori sekundaarmähise aktiivtakistusel, ΔU_s — pingelang suunajas ja U_0 — pingelang koormustakistuses. Seega:

$$U_2 = \Delta U_2 + \Delta U_s + U_0 \text{ V}, \qquad (55 - 4)$$

ning alaldaja kasutegur:

$$\eta = \frac{U_0}{U_2} = \frac{U_0}{\Delta U_2 + \Delta U_s + U_0} =$$

$$= \frac{I_0 R}{I_0 R_2 + I_0 R_i + I_0 R} = \frac{R}{R_2 + R_i + R} =$$

$$= \frac{1}{\frac{R_2}{R} + \frac{R_i}{R} + 1}, \qquad (55 - 5)$$

kus R_2 on transformaatori sekundaarmähise aktiivtakistus, R_i on suunaja päripidine sisetakistus ja I_0 alaldaja koormustakistust läbiv alaldatud vool.

Sellest valemist nähtub, et alaldaja kasutegur sõltub suhetest R_2/R ja R_i/R. Nendest esimene suhe R_2/R on praktikas tavaliselt nii väike, et seda võib ilma suurema veata mitte arvestada. Järelikult põhiliselt sõltub kasuteguri arvsuurus suhtest R_i/R ning kasutegur on seda suurem, mida väiksem on suunaja sisetakistus R_i. Ühtlasi selgub sellest valemist, et kasutegur saab olla

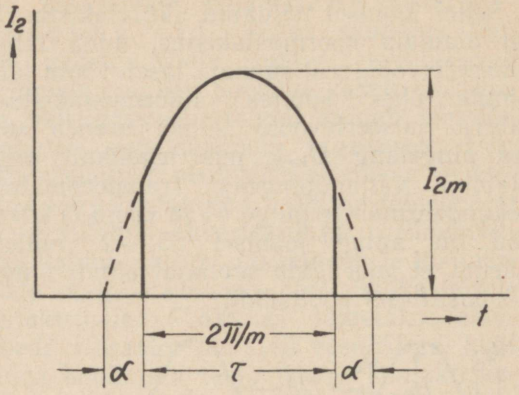
100% ainult siis, kui $R_i = 0$ ja $R_2 = 0$, mida aga praktikas ei esine. Tegelikult on alaldajate kasutegurid, sõltuvalt suunajate ja alaldajate tüüpidest, 50 kuni 80%.

Peale ülalkirjeldatud kasuteguri arvestatakse sageli alaldaja tööstuslikku kasutegurit võimsuste järgi, mis on arvutatav valemiga:

$$\eta_t = \frac{P_0}{P_1}, \qquad (55-6)$$

kus P_0 on alaldaja väljandvõimsus ja P_1 on alaldaja sisendvõimsus.

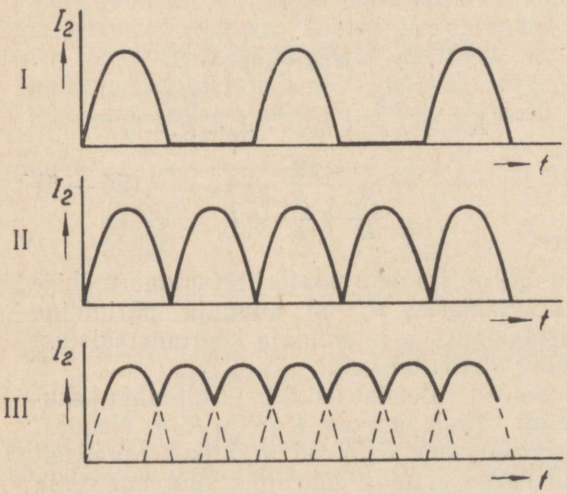
Kirjandus: 59 ja 61.



Joonis 55 — 4. m-faasise alaldaja väljandvoolu kõvera näide.

55 — 4. Alaldaja väljandpinge ja -voolu pulseerimistegur.

Ülalkirjeldatud lihtsaima alaldaja pinge- ja voolukõveratest selgus (joonis 55 — 2), et alaldaja väljandvool koosnes ainult üksikutest voolupulssidest ja nimelt arenes alaldaja toitevoolu iga perioodi kestel üks voolupulss. Tegelikult on aga võimalik konstrueerida ja praktikas rakendataksegi enamuses alaldajaid, milledes toitevoolu iga perioodi kestel areneb 2, 3, 6 või 12 väljandvoolu pulssi. Alljärgnevalt selgitatakse, et mida rohkem väljandvoolu pulsse areneb alaldaja toitevoolu iga perioodi kestel, seda väiksem on nii alaldaja väljandpinge kui ka väljandvoolu pulseerimistegur. Selle selgitamiseks kasutatakse joonistel 55 — 3 ja 55 — 4 antud väljandvoolu kõveraid.



Joonis 55 — 3. Kolme erineva alaldaja väljandvoolu kõverate näited: I-pooltsükli-alaldaja väljandvoolu kõver, II — terviktsükli-alaldaja väljandvoolu kõver ja III — kolmefaasise alaldaja väljandvoolu kõver.

Jooniselt 55 — 3 selgub, et alaldaja toitevoolu ühe perioodi kestel arenevate väljandvoolu pulsside arvu suurenemisel suureneb ka väljandvoolu keskmine väärtus (I — üks voolupulss, II — kaks voolupulssi, III — kolm voolupulssi perioodi kestel). Eriti paistab see nähtus silma kolmefaasise alaldaja väljandvoolu kõvera (III) vaatlemisel, sest sellel üksikute voolupulsside kõverad katavad osaliselt üksteist. Üldjuhul, s. t. kui voolupulsside arv ühe perioodi kestel on m, võib alaldatud voolu kõverat kujutada koosnevana üksikutest lõikudest, mille näide on antud joonisel 55 — 4. Sellise lõigu $\frac{2\pi}{m}$ kestus on joonisel märgitud τ, kattenurgad α, kusjuures voolupulsi kestus on arvutatav valemiga:

$$\tau = \frac{T}{m} = \frac{2\pi}{m}.$$

Niisugusel juhul on alaldaja väljandvoolu keskmine väärtus arvutatav valemiga:

$$I_{kesk} = \frac{m}{\pi} I_{2m} \sin\frac{\pi}{m} \text{ A}, \qquad (55-7)$$

ning analoogiliseks kujuneb ka väljandpinge keskmise väärtuse arvutusvalem:

$$U_{kesk} = \frac{m}{\pi} U_{2m} \sin\frac{\pi}{m} \text{ V}. \qquad (55-8)$$

Tabel 55 — 1.

Pulseerimistegurite arvväärtused sõltuvalt alaldaja toitevoolu ühe perioodi kestel arenevate pingepulsside arvust.

Pingepulsside arv m ühe perioodi kohta	Pulseerimisteguri s arvväärtus
1	1,570
2	0,667
3	0,250
4	0,133
6	0,057
12	0,014

Samuti on võimalik tõestada, et väljandvoolu ja -pinge vahelduvkomponentide arvväärtusi saab arvutada valemitega:

$$I_v = \frac{2m}{\pi} I_{2m} \frac{\sin\frac{\pi}{m}}{m^2-1} \text{ A}, \quad (55-9)$$

$$U_v = \frac{2m}{\pi} U_{2m} \frac{\sin\frac{\pi}{m}}{m^2-1} \text{ V}. \quad (55-10)$$

Väljandvoolu ja -pinge vahelduvkomponentide ja väljandvoolu ning -pinge keskmiste väärtuste suhteid nimetatakse pulseerimistegureiks:

$$s = \frac{I_v}{I_{kesk}} = \frac{U_v}{U_{kesk}}. \quad (55-11)$$

Praktikas kasutatakse pulseerimisteguri arvutamiseks tavaliselt valemi 55 — 11 viimast avaldist, s. o. pingete suhet, kuid nagu sellest valemist nähtub, on ükskõik kumba suhet kasutada.

Asetades valemisse 55 — 11 U_v ja U_{2m} asemele nende väärtused valemitest 55 — 8 ja 55 — 10 muutub s valem järgmiseks:

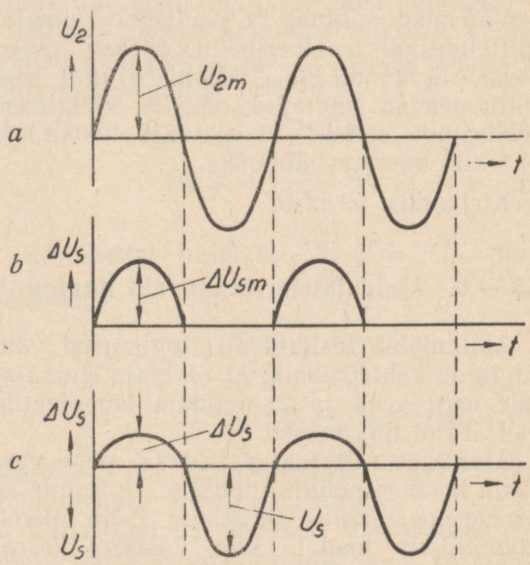
$$s = \frac{\frac{2m}{\pi} U_{2m} \frac{\sin\frac{\pi}{m}}{m^2-1}}{\frac{m}{\pi} U_{2m} \sin\frac{\pi}{m}} = \frac{2}{m^2-1}. \quad (55-12)$$

Valemist selgub, et pulseerimisteguri arvväärtus on pöördelises seoses alaldatud pingepulsside arvuga m ühe perioodi kestel ning ei sõltu alaldatud pinge kõrgusest. Ühtlasi nähtub, et pooltsükli-alaldaja puhul valem 55 — 12 ei ole rakendatav, sest nimetaja muutub võrdseks nulliga. Seetõttu pooltsüklialaldaja väljandpinge pulseerimisteguri arvutamiseks kasutatakse erinevat meetodit, mille kirjeldamine ei kuulu käesolevasse teosesse, sest seda tehakse kõrgemat matemaatikat rakendades. Alljärgnevalt aga antakse tabelis 55 — 1 mitmesuguste pulseerivpingete pulseerimistegurid sõltuvalt alaldaja toitevoolu ühe perioodi kestel arenevate pingepulsside arvust.

Kirjandus: 59 ja 61.

55 — 5. Alaldajate elektriline tugevus.

Joonisel 55 — 1 antud alaldaja skeemi vaatlemisel võib jõuda järeldusele, et suunajas arenev pingelang muutub sõltuvalt transformaatori sekundaarmähise pinge hetkväärtusest. Suunaja klemmidel areneva pinge kõrguse selgitamiseks kasutatakse joonisel 55 — 5 antud kõveraid.



Joonis 55 — 5. Pooltsükli-alaldaja pinge kõverate näide.

Sellel joonisel *a* on transformaatori sekundaarmähise pinge kõver, *b* on koormustakistusel areneva pingelangu kõver ja *c* on suunajal areneva pingelangu kõver. Nendest kõveratest selgub, et suunajal areneb maksimaalne pinge siis, kui transformaatori sekundaarmähise pinge omab maksimaalset negatiivset väärtust, s. o. võrdub U_{2m}.

Olukord halveneb tunduvalt, kui koormustakistusega rööbiti ühendatakse kondensaator, mis on praktikas sagedane nähe. Niisugusel juhul on suunaja klemmipinge maksimaalne väärtus U_S arvutatav valemiga:

$$U_S = U_{2m} + U_C \text{ V}, \quad (55 — 13)$$

kus U_C on koormustakistusega rööbiti ühendatud kondensaatori klemmipinge, mis on tegelikult võrdne alaldaja väljandpingega U_0.

Alaldaja väljandpinge U_0 on käesoleval juhul arvutatav valemiga:

$$U_0 = U_{2m} — \Delta U_S \text{ V}, \quad (55 — 14)$$

kus ΔU_S on suunajal arenev pingelang.

Asetades U_0 väärtuse U_C asemele valemisse 55 — 13, teisendub U_S arvutusvalem järgmiseks:

$$U_S = 2U_{2m} — \Delta U_S \text{ V}. \quad (55 — 15)$$

Valemist nähtub, et pooltsükli-suunajal mittejuhtival poolperioodil arenev pinge tõuseb ligikaudu $2U_{2m}$ väärtuseni ning seetõttu peavad suunajad omama küllaldase tõkkepinge selleks, et alaldaja töötamisel ei tekiks suunaja läbilööki.

Kirjandus: 59 ja 61.

55 — 6. Alaldajatele esitatavaid tingimusi.

Alaldajatele esitatavad tingimused võib liigitada kahte rühma: 1) alaldaja suunajatele esitatavad ja 2) alaldaja komplektile esitatavad tingimused.

Alaldajas rakendatav suunaja peab vastama kolmele põhitingimusele: 1) Suunajas arenev päripidine pingelang peab olema võimalikult madal, sest vastasel korral muutub alaldaja kasutegur väikeseks. 2) Suunajas ei tohi areneda tunduvat vastassuunalist voolu. Praktikas rakendatavate suunajate vastuvoolud on tegelikult 10^3 kuni 10^4 korda väiksemad päripidisest voolust. 3) Suunaja tõkkepinge peab olema kõrgem selle klemmidel arenevast maksimaalsest pingest U_S.

Alaldaja komplekt peab vastama järgmistele tingimustele: 1) Alaldaja pulseerimistegur ei tohi ületada piiri, mis määratakse sõltuvalt alaldaja rakendusotstarbest. Nii näiteks madalsagedusvõimendaja toitealaldaja pulseerimistegur ei tohi ületada 0,1 kuni 0,2%. 2) Alaldaja peab omama head kasutegurit, mida saavutatakse sobiva suunaja rakendamisega. 3) Alaldaja konstruktsioon peab vastama elektriseadmete kohta kehtivatele ohutustehnika reeglitele ning alaldaja käsitus peab olema võimalikult lihtne. Samuti tuleb arvestada, et alaldaja hind oleks võimalikult odav ning oma konstruktsioonilt sobitatud masstootmiseks.

Kirjandus: 1, 59 ja 61.

55 — 7. Alaldajate liigitus ja iseloomustussuurused.

Alaldajaid liigitatakse sõltuvalt nende lülitusest, nendes rakendatavate suunajate liigist, nende kasutusotstarbest jne.

Alljärgnevalt antakse alaldajate liigitus ainult sõltuvalt lülitusskeemidest ja nendes rakendatavatest suunajatest ning vastavalt sellele liigitusele kirjeldatakse alaldajaid järgnevates peatükkides.

Lülitusskeemidest sõltuvalt liigitatakse alaldajaid järgmiselt: 1) pooltsükli-alaldajad, 2) terviktsükli-alaldajad, 3) sildalaldajad, 4) kolmefaasised alaldajad, 5) kuuefaasised alaldajad ja 6) kaskaadalaldajad.

Alaldajates rakendatavate suunajate järgi liigitatakse neid järgmiselt: 1) kenotronalaldajad, 2) gasotronalaldajad, 3) elavhõbealaldajad, 4) tiratronalaldajad, 5) ignitronalaldajad, 6) vaskoksüüd- või seleenalaldajad jt.

Alaldajate põhilisteks iseloomustussuurusteks on: 1) väljandvool, 2) väljandpinge, 3) väljandpinge stabiilsus, 4) väljandpinge pulseerimistegur, 5) käivituskestus, 6) kasutegur, 7) mehaaniline ja elektriline tugevus, 8) töötamise stabiilsus ja tööiga, 9) mõõted, kaal, hind ja 10) sobivus masstootmiseks.

Kirjandus: 1, 56, 58, 59 ja 61.

56. peatükk.

ALALDAJATE ARVUTUSE PÕHIALUSEID.

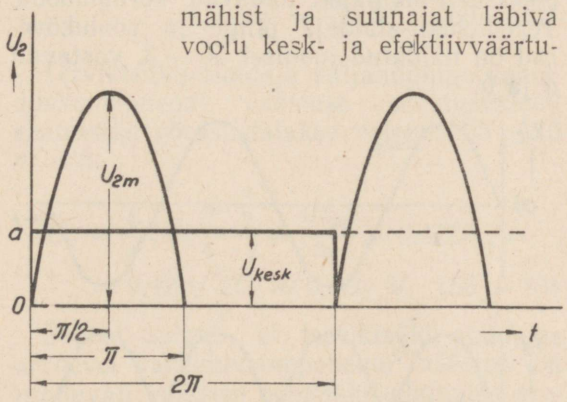
56 — 1. Pooltsükli-alaldajad.

Pooltsükli-alaldaja töötamise põhimõtet selgitati juba peatükis 55 (joonis 55 — 1), kuid alljärgnevalt antakse teoreetilised alused selle põhiliste elektriliste iseloomustussuuruste arvutamiseks. Niisugusteks iseloomustussuurusteks on: 1) väljandvoolu ja väljandpinge keskmised väärtused, 2) väljandvoolu ja väljandpinge efektiivväärtused, 3) väljandvoolu ja väljandpinge vahelduvkomponendi väärtused, 4) transformaatori sekundaarmähist ja suunajat läbiva voolu keskmine ja efektiivväärtus, 5) transformaatori primaarmähist läbiva voolu efektiivväärtus ja 6) suunajal areneva vastupinge amplituudväärtus.

Nimetatud iseloomustussuurusi on vaja teada järgmistel kaalutlustel. Väljandvoolu ja väljandpinge keskmised väärtused on alaldaja põhilisteks iseloomustussuurusteks, millede järgi määratakse alaldaja sobivus antud otstarbeks. Väljandvoolu ja väljandpinge efektiivväärtusi on võimalik mõõta termo-elektriliste või elektrodünaamiliste mõõteriistadega ning need ei erine kuigi palju väljandvoolu ja väljandpinge keskväärtustest.

Väljandvoolu ja väljandpinge vahelduvkomponendi väärtuse teadmine on vajalik selleks, et oleks võimalik konstrueerida alaldajale õiget filtrit.

Transformaatori sekundaarmähist ja suunajat läbiva voolu kesk- ja efektiivväärtu-



Joonis 56 — 1. Pooltsükli-alaldaja väljandpinge kõver ja väljandpinge keskmisele väärtusele vastav ristküliku kõrgus $0a$.

sest lähtudes arvutatakse transformaator ning valitakse suunaja tüüp.

Suunajal arenevat vastupinget tuleb arvesse võtta suunaja tüübi valikul, s. t. suunaja tõkkepinge peab olema kõrgem sellel arenevast vastupingest.

Nende iseloomustussuuruste arvutusvalemite lihtsustamiseks oletatakse, et alaldaja transformaatori sekundaarmähisel ja suunajal arenev pingelang positiivsel pooltsüklil võrdub nulliga ning alaldaja koormuseks on aktiivtakistus. Peale selle oletatakse, et transformaatori sekundaarmähise pinge on siinuseline. Niisugusel juhul, nagu nähtub jooniselt 56 — 1, on väljandpinge keskmine väärtus võrdne ristküliku kõrgusega $0a$, kusjuures selle ristküliku pind on võrdne alaldatud pingepulsi pinnaga.

Pulseerivpinge keskmine väärtus, vastavalt üldelektrotehnikast teada olevale valemile, on arvutatav valemiga:

$$U_{kesk} = \frac{\sum_{t=0}^{t=2\pi} U}{2\pi} \text{ V.} \qquad (56-1)$$

Käesoleval juhul on $\sum_{t=0}^{t=2\pi} U = 2U_{2m}$ ning järelikult:

$$U_{kesk} = \frac{2U_{2m}}{2\pi} = \frac{U_{2m}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0{,}45\,U_2 \text{ V,} \qquad (56-2)$$

kus U_2 on transformaatori sekundaarmähise pinge efektiivväärtus.

Kuna oletuse kohaselt koormuseks on aktiivtakistus, siis väljandvoolu keskmine väärtus, vastavalt Ohmi seadusele, on arvutatav valemiga:

$$I_{kesk} = \frac{U_{kesk}}{R} = \frac{0{,}45U_2}{R} \text{ A.} \qquad (56-3)$$

Väljandpinge efektiivväärtus arvutatakse antud juhul valemiga:

$$U_e = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\sum_{t=0}^{t=2\pi} U_2^2} = \frac{U_{2m}}{2} = \frac{\sqrt{2}U_2}{2} = \frac{U_2}{\sqrt{2}} \text{ V.} \qquad (56-4)$$

Väljandvoolu efektiivväärtuse arvutusvalem määratakse analoogiliselt väljandvoolu keskmise väärtuse arvutusvalemiga, s. t.

$$I_e = \frac{U_e}{R} = \frac{U_2}{\sqrt{2}R} \text{ A.} \quad (56-5)$$

Valemitest 56 — 3 ja 56 — 5 leitakse I_e ja I_{kesk} vaheline seos:

$$I_e = \frac{RI_{kesk}}{0{,}45\sqrt{2}R} =$$

$$= \frac{I_{kesk}}{0{,}45\sqrt{2}} = 1{,}57\,I_{kesk} \text{ A.} \quad (56-6)$$

Pooltsükli-alaldaja transformaatori sekundaarmähist ja suunajat läbivad voolud on võrdsed koormust läbivate vooludega, seetõttu on valemid 56 — 3, 56 — 5 ja 56 — 6 kehtivad ka transformaatori sekundaarmähist ja suunajat läbivate voolude määramiseks.

Pooltsükli-alaldaja suunajal arenev maksimaalne pinge, vastavalt peatükis 55 antud joonisele 55 — 5, on võrdne transformaatori sekundaarmähise pingeamplituudiga ning on järelikult π korda kõrgem alaldaja väljandpinge keskmisest väärtusest:

$$U_S = U_{2m} = \pi U_{kesk} \text{ V.} \quad (56-6)$$

Alaldaja väljandpinge vahelduvkomponendi arvutusvalemi saamiseks lähtutakse tabelis 55 — 1 antud pulseerimistegurist ja valemist 55 — 11. Nimetatud valemist

$$U_v = sU_{kesk} = 1{,}57U_{kesk} = \frac{1{,}57U_{2m}}{\pi} =$$

$$= 0{,}5U_{2m} = 0{,}5 \cdot \sqrt{2}U_2 =$$

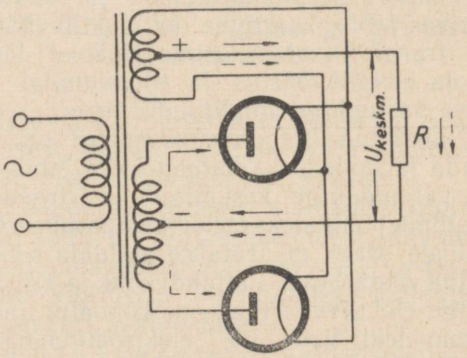
$$= 0{,}705U_2 \text{ V.} \quad (56-7)$$

Sellest valemist võib järeldada, et pooltsükli-alaldaja väljandpinge vahelduvkomponendi vähendamine raadioseadmete toiteks vajalikule kõrgusele nõuab hea silumisteguriga filtrit. Pooltsükli-alaldaja teiseks puuduseks on asjaolu, et transformaatori sekundaarmähise võimsust kasutatakse ainult selle pinge positiivsetel pooltsüklitel, kuna negatiivsetel pooltsüklitel transformaator töötab tühijooksu-režiimis, mille tulemusena transformaatori kasutegur on väike. Seetõttu pooltsükli-alaldajaid rakendatakse ainult eri olukordades, kus teisetüübiliste alaldajate rakendamine on tüli-kas või kus alaldaja kasutegur ei oma erilist tähtsust.

Kirjandus: 1, 59 ja 61.

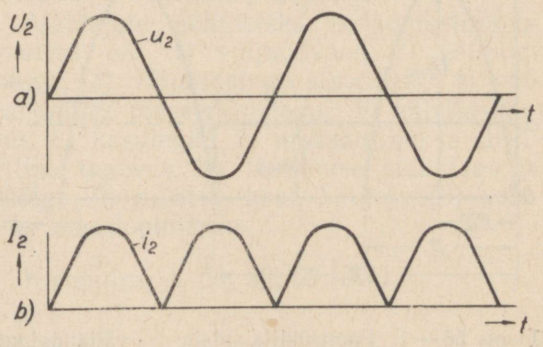
56 — 2. Terviktsükli-alaldajad.

Terviktsükli-alaldajaks nimetatakse niisugust alaldajat, mille koormuses areneb vool kogu perioodi kestel. Terviktsükli-alaldaja koosneb tegelikult kahest pooltsükli-alaldajast, mis on ühendatud rööbiti ühisele koormusele ning töötavad 180° faasis nihutatult. Aktiivtakistust omava koormusega terviktsükli-alaldaja põhimõtteline skeem on antud jooniselt 56 — 2.



Joonis 56 — 2. Aktiivtakistust omava koormusega terviktsükli-alaldaja põhimõtteline skeem.

Sellelt jooniselt näeme, et transformaatori sekundaarmähise elektrilise keskpunktiga on ühendatud koormus, mida mõlemad pooltsükli-alaldajad toidavad kordamööda. Terviktsükli-alaldaja pinge- ja voolukõverad on näidatud joonisel 56 — 3, vastavalt *a* ja *b*.



Joonis 56 — 3. Aktiivtakistust omava koormusega terviktsükli-alaldaja pinge ja voolu kõverad.

Joonisel antud kõveratest nähtub, et alaldaja toitevoolu iga perioodi kestel areneb koormuses kaks voolupulssi.

Terviktsükli-alaldaja väljandpinge keskmise väärtuse arvutusvalem leitakse valemist 55 — 8, asetades sellesse $m = 2$:

$$U_{kesk} = \frac{2}{\pi} U_{2m} \sin \frac{\pi}{2} = \frac{2U_{2m}}{\pi} = 0{,}64U_{2m} = \\ = 0{,}64 \cdot \sqrt{2}U_2 = 0{,}9U_2 \text{ V.} \quad (56 — 8)$$

Lähtudes Ohmi seadusest leitakse alaldaja väljandvoolu keskmise väärtuse arvutusvalem:

$$I_{kesk} = \frac{0{,}9U_2}{R} \text{ A.} \quad (56 — 9)$$

Alaldaja väljandpinge efektiivväärtus üldjuhul on arvutatav valemiga:

$$U_e = \frac{U_{2m}}{2} \sqrt{\frac{m}{\pi}\left(\frac{2\pi}{m} + \sin\frac{2\pi}{m}\right)} \text{ V.} \quad (56 — 10)$$

Asetades sellesse valemisse $m = 2$, saadakse terviktsükli-alaldaja väljandpinge efektiivväärtuse arvutusvalem:

$$U_e = \frac{U_{2m}}{2} \sqrt{\frac{2}{\pi}(\pi + \sin\pi)} = \frac{\sqrt{2}U_{2m}}{2} = \\ = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}U_2}{2} = U_2 \text{ V.} \quad (56 — 11)$$

Toodud valemist nähtub, et terviktsükli-alaldaja väljandpinge efektiivväärtus on võrdne transformaatori sekundaarmähise ühe poole pinge efektiivväärtusega.

Lähtudes valemist 56 — 11, leitakse terviktsükli-alaldaja väljandvoolu efektiivväärtuse arvutusvalem:

$$I_e = \frac{U_e}{R} = \frac{U_2}{R} \text{ A.} \quad (56 — 12)$$

Terviktsükli-alaldaja väljandpinge vahelduvkomponendi väärtuse arvutusvalemi saamiseks võrdsustatakse valemis 55 — 10 $m = 2$:

$$U_v = \frac{4}{\pi} U_{2m} \frac{\sin\frac{\pi}{2}}{4-1} = \frac{4U_{2m}}{3\pi} \approx 0{,}42U_{2m} = \\ = 0{,}42\sqrt{2}U_2 \approx 0{,}6U_2 \text{ V.} \quad (56 — 13)$$

Sellest selgub, et terviktsükli-alaldajas areneva vahelduvkomponendi väärtus on tunduvalt väiksem pooltsükli-alaldajas arenevast vahelduvkomponendist.

Alaldaja transformaatori sekundaarmähises ja seega ka suunajas areneva voolu maksimaalne väärtus on üldjuhul arvutatav valemiga:

$$I_{2m} = \frac{I_{kesk}}{\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}} \text{ A.} \quad (56 — 14)$$

Asetades nimetatud valemisse $m = 2$, kujuneb terviktsükli-alaldaja transformaatori sekundaarmähises ja samuti ka suunajas areneva voolu maksimaalväärtuse arvutusvalem järgmiseks:

$$I_{2m} = \frac{\pi I_{kesk}}{2} = 1{,}57I_{kesk} \text{ A.} \quad (56 — 15)$$

Toodud valemitest ja põhimõttelisest skeemist võib järeldada, et terviktsükli-alaldajas transformaatori mähist ja seega ka suunajat läbiva voolu keskmine väärtus ning samuti efektiivväärtus on kaks korda väiksemad alaldaja väljandvoolu vastavatest väärtustest.

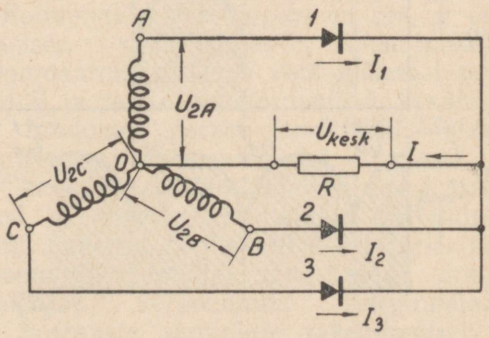
Terviktsükli-alaldaja suunajas areneva pinge maksimaalne väärtus on kaks korda suurem pooltsükli-alaldaja suunajas arenevast maksimaalsest pingest, sest terviktsükli-alaldajas mõjutab suunajat transformaatori sekundaarmähise üldine pingeamplituud, seega:

$$U_S = 2U_{2m} = \pi U_{kesk} = \\ = 3{,}14U_{kesk} \text{ V.} \quad (56 — 16)$$

Kirjandus: 1, 59 ja 61.

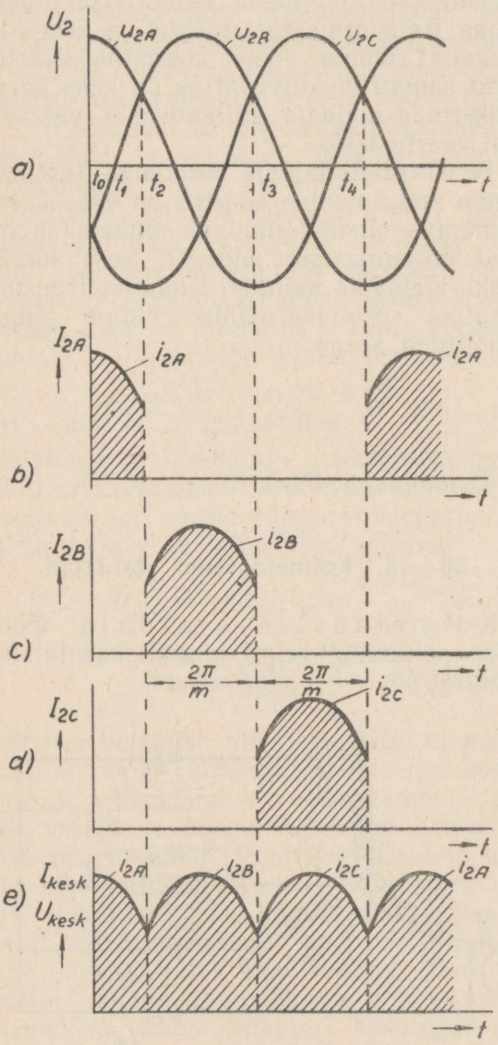
56 — 3. Kolmefaasised alaldajad.

Kolmefaasise alaldaja töötamise põhimõtte selgitamiseks kasutatakse joonisel 56 — 4 toodud skeemi.



Joonis 56 — 4. Kolmefaasise alaldaja töötamise põhimõtet selgitav skeem.

Joonisel on näidatud transformaatori sekundaarmähised, suunajad ja koormustakistus, kuna transformaatori primaarmähised on skeemi lihtsustamiseks jooniselt ära jäetud. Sellelt skeemilt nähtub, et kolmefaasine alaldaja koosneb kolmest pooltsükli-alaldajast, mis toidavad ühte koormust. Kuna aga kolmefaasise transformaatori faasimähiste pinged on üksteise suhtes faasis nihutatud 120°, siis töötavad need pooltsükli-alaldajad kordamööda. Seega iga faasimähis ja iga suunaja töötab $^1/_3$ perioodi kestusest, nii nagu selgub ka joonisel 56 — 5 antud pinge ja voolu kõveratest.



Joonis 56 — 5. Kolmefaasise alaldaja pinge ja voolu kõverad.

Jooniselt näeme, et kolmefaasise alaldaja väljandvool ja -pinge omavad tunduvalt väiksemat pulseerimistegurit kui ülalpool kirjeldatud pool- ja terviktsükli-alaldajate väljandvool ja -pinge.

Kolmefaasise alaldaja iseärasuseks on veel nähe, et faasivoolupulsid üksteist osaliselt katavad. Niisugune faasivoolupulsside üksteise katmine on iseloomulik kõigis alaldajates, kus voolupulsside arv perioodi kestel on suurem kui kaks ($m > 2$).

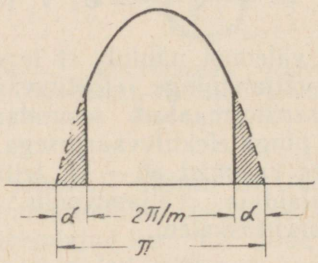
Faasivoolupulsside kattenurga α arväärtus on, vastavalt joonisele 56 — 6, määratav järgmise valemiga:

$$\alpha = \frac{1}{2}\left(\pi - \frac{2\pi}{m}\right), \qquad (56 - 17)$$

ning antud juhul on kolmefaasise alaldaja faasipulsi kattenurk

$$\alpha = \frac{1}{2}\left(180^0 - \frac{360}{3}\right) = 30^0.$$

Jooniselt 56 — 6 võib järeldada, et alaldaja väljandpinge pulseerimistegur on seda väiksem, mida suurem on faasivoolupulsi kattenurk.



Joonis 56 — 6. Mitmefaasise alaldaja faasivoolupulsi kattenurga tähistamise näide.

Kolmefaasise alaldaja väljandpinge keskmise väärtuse arvutusvalemi saamiseks asetatakse valemisse 55 — 8 $m = 3$, mille tulemusena

$$U_{kesk} = \frac{3}{\pi}\, U_{2m} \sin\frac{\pi}{3} = 0{,}83 U_{2m} =$$

$$= 0{,}83\sqrt{2}U_2 = 1{,}17 U_2 \text{ V}. \qquad (56 - 18)$$

Väljandpinge vahelduvkomponendi arvutusvalem saadakse, kui valemisse 55 — 10 asetada $m = 3$:

$$U_v = \frac{2m}{\pi} U_{2m} \frac{\sin\frac{\pi}{m}}{m^2-1} = \frac{6}{\pi} U_{2m} \frac{\sin 60^0}{8} =$$

$$= 0{,}206 U_{2m} = 0{,}206 \sqrt{2} U_2 = 0{,}29 U_2 \text{ V}. \quad (56-19)$$

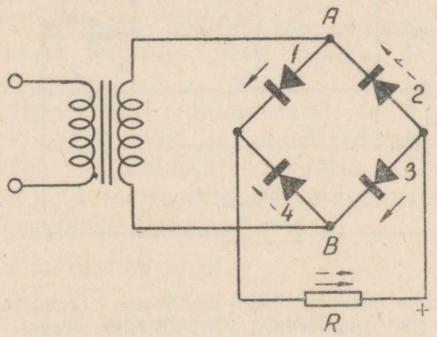
Kolmefaasise alaldaja väljandpinge ja -voolu efektiivväärtused on arvutatavad valemitega 56 — 10 ja 56 — 12, kui valemisse 56 — 10 asetada $m = 3$.

Kolmefaasiseid alaldajaid rakendatakse peamiselt keskmise võimsusega toiteseadmetes, nagu kinokaarlampide toiteks, akumulaatorite laadimiseks jne.

Kirjandus: 59 ja 61.

56 — 4. Ühefaasised sildalaldajad.

Ühefaasine sildalaldaja on tegelikult eritüübiline terviktsükli-alaldaja, mille põhimõtteline skeem on näidatud joonisel 56 — 7.



Joonis 56 — 7. Ühefaasise sildalaldaja põhimõtteline skeem.

Ühefaasises sildalaldajas on neli suunajat, milledest *1* ja *3* töötavad siis, kui punktis *A* on positiivne potentsiaal, ning suunajad *2* ja *4* töötavad teisel pooltsüklil, s. t. kui positiivne potentsiaal on punktis *B*.

Esimesel pooltsüklil, kui positiivne potentsiaal on punktis *A*, läbib vool suunaja *1*, koormustakistuse *R* ja suunaja *3* ning punktist *B* suundub transformaatori sekundaarmähisesse. Teisel pooltsüklil, kui positiivne potentsiaal on punktis *B*, läbib vool suunaja *4*, koormustakistuse *R* ja suunaja *2* ning punktist *A* suundub transformaatori sekundaarmähisesse. Sellest selgub, et vool läbib koormustakistust mõlemal pooltsüklil samas suunas. Seega saadakse ühefaasise sildalaldaja koormustakistuses voolupulsid täpselt samasugused nagu terviktsükli-alaldaja koormustakistuses. Järelikult ühefaasise sildalaldaja väljandpinge ja -voolu keskmiste väärtuste kohta kehtivad terviktsükli-alaldaja kirjelduses antud valemid 56 — 8 ja 56 — 9:

$$U_{kesk} = 0{,}9 U_2 \text{ V}$$

ja

$$I_{kesk} = \frac{0{,}9 U_2}{R} \text{ A}.$$

Samuti on transformaatori sekundaarmähist ja suunajaid läbiva voolupulsi amplituud arvutatav valemiga 56 — 15:

$$I_{2m} = 1{,}57 I_{kesk} \text{ A}.$$

Ühefaasise sildalaldaja üheks paremuseks on asjaolu, et selles vool läbib igal pooltsüklil kahte suunajat ning seetõttu ühel suunajal arenev maksimaalne pinge on kaks korda väiksem terviktsükli-alaldaja suunajal arenevast pingest. Järelikult ühefaasisesse sildalaldajasse on võimalik rakendada suunajaid, millede tõkkepinge on ligikaudu kaks korda madalam sama väljandpingega terviktsükli-alaldajas rakendatava suunaja tõkkepingest, s. t.

$$U_S = U_{2m} = \frac{\pi U_{kesk}}{2} = 1{,}57 U_{kesk} \text{ V}. \quad (56-20)$$

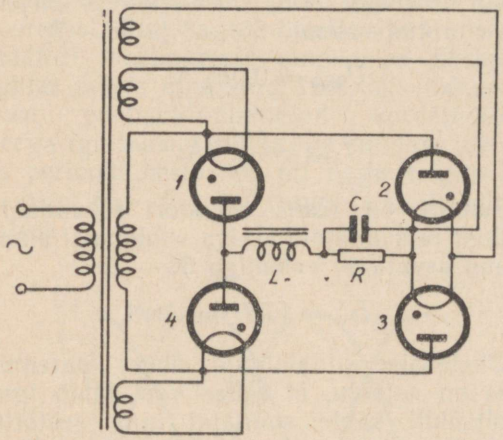
Ühefaasise sildalaldaja teiseks paremuseks on, et selle transformaatori sekundaarmähise pinge on kaks korda madalam sama väljandpingega terviktsükli-alaldaja transformaatori sekundaarmähise pingest ning seetõttu transformaatori konstruktsioon on lihtsam.

Kolmandaks paremuseks on see, et ühefaasises sildalaldajas transformaatori sekundaarmähist läbib vool mõlemal pooltsüklil ja seega transformaatori kasutegur on tunduvalt parem terviktsükli-alaldaja transformaatori kasutegurist.

Ühefaasisel sildalaldajal on aga ka puudusi ja nimelt: 1) alaldaja väljandvool läbib mõlemal pooltsüklil kahte järjestikku ühendatud suunajat ning seega areneb alaldajas kõrgendatud sisepingelang, 2) köetavate suunajate rakendamisel on vajalik kolme eraldi küttemähisega transformaator, kusjuures kõik küttemähised

peavad olema isoleeritud vastavalt alaldaja väljandpinge kõrgusele.

Niisuguse ühefaasise sildalaldaja põhimõtteline skeem gasotronidega on antud joonisel 56 — 8.



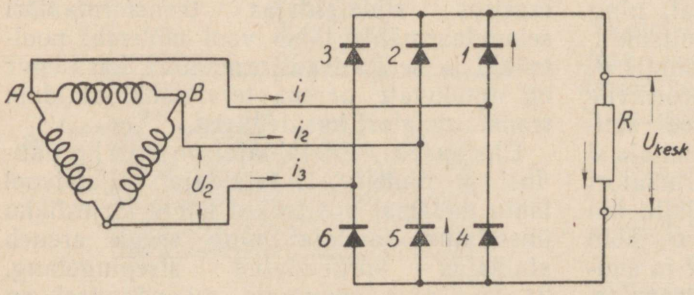
Joonis 56 — 8. Gasotronidega ühefaasise sildalaldaja põhimõtteline skeem.

Jooniselt on näha, et gasotronide *1* ja *4* katoodid on ühendatud transformaatori sekundaarmähise otstega, mistõttu nendele gasotronidele ongi vajalikud eraldi küttemähised. Gasotronidel *2* ja *3* on ühine küttemähis, sest nende kütteniidid on omavahel ühendatud rööbiti.

Vaskoksüüd- ja seleensuunajate rakendamisel teisena nimetatud puudust ei esine.

Ühefaasiseid sildalaldajaid rakendatakse peamiselt mõõteriistades ning madalpingelistes väikese võimsusega toiteseadmetes.

Kirjandus: 59 ja 61.

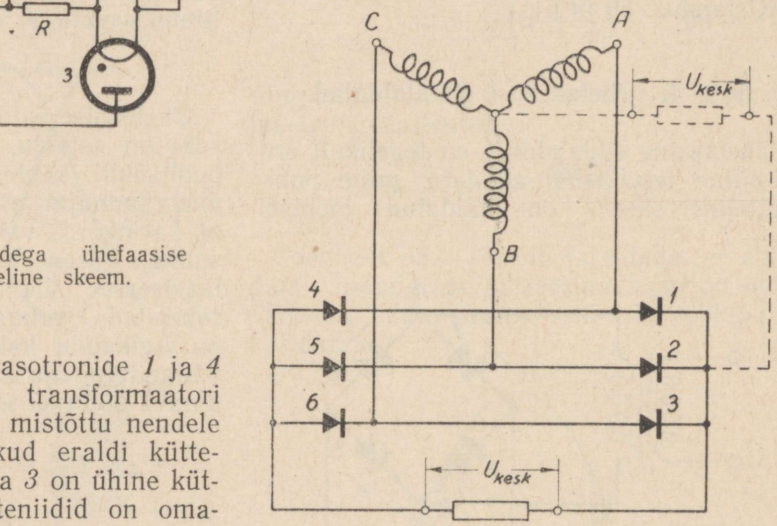


Joonis 56 — 9. Kolmnurk-ühenduses kolmefaasise sildalaldaja põhimõtteline skeem.

56 — 5. Kolmefaasised sildalaldajad.

Suuremate väljandvõimsuste saavutamiseks rakendatakse sageli kolmefaasiseid sildalaldajaid, millede põhimõttelised skeemid on antud joonistel 56 — 9 ja 56 — 10. Jooniste lihtsustamiseks ei ole nendel näidatud transformaatori primaarmähiseid.

Vastavalt neile joonistele on alaldaja töötamise põhimõte järgmine: oletades, et antud hetkel on punktis *A* maksimaalne positiivne potentsiaal, siis selle toimel areneb vool suunajas *1*, koormustakistuses *R*, suunajas *5* ning kulgeb punkti *B*. Järgnevalt muutub punktis *B* positiivne potentsiaal maksimaalseks ning siis areneb vool suunajas *2*, koormustakistuses *R*, suunajas *4*, kulgedes punkti *A*. Analoogilised nähted toimuvad ka punktide *B-C* ja *C-A* vahel. Järelikult toitevoolu ühe perioodi kestel iga mähis töötab kahes suunas ning seega koormustakistust läbib ühe perioodi kestel kuus ühesuunalist voolupulssi. Seetõttu kolmefaasist sildalaldajat võib ette kujutada koosnevana kolmest ühefaasisest sildalaldajast, mis töötavad teineteisest 120° faasis



Joonis 56 — 10. Täht-ühenduses kolmefaasise sildalaldaja põhimõtteline skeem.

nihutatult ja toidavad ühist koormust. Seega kolmefaasise sildalaldaja väljandpinge keskmise väärtuse arvutusvalemi saamiseks tuleb valemisse 55 — 8 asetada $m = 6$:

$$U_{kesk} = \frac{m}{\pi} U_{2m} \sin \frac{\pi}{m} = \frac{6}{\pi} U_{2m} \sin 30° =$$

$$= 0{,}96 U_{2m} = 0{,}96 \sqrt{2} U_2 = 1{,}32 U_2 \text{ V}. \quad (56 — 21)$$

Sellest valemist nähtub, et kolmefaasise sildalaldaja väljandpinge keskmine väärtus on suurem kolmefaasise alaldaja väljandpinge keskmisest väärtusest. Teised elektrilised iseloomustussuurused on arvutatavad samuti ülalpool antud üldvalemitest, asetades nendesse $m = 6$.

Joonisel 56 — 10 antud skeemi erinevuseks peale transformaatori sekundaarmähise tähtlülituse on veel see, et niisuguses lülituses alaldajast on võimalik saada kahte erineva kõrgusega väljandpinget; seejuures lisapinge (joonisel vooluring näidatud punktiirjoonega) kõrgus on kaks korda väiksem põhipingest, kaks korda väiksema pulsside arvu juures perioodi kestel ($m = 3$).

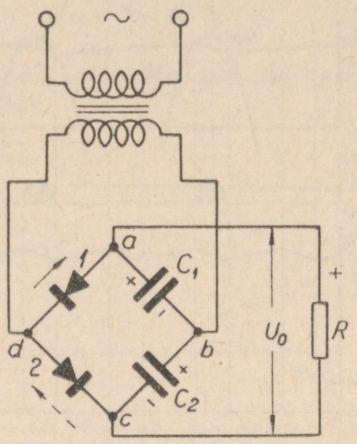
Kolmefaasisel sildalaldajal on üldiselt samad paremused ja puudused, mis ühefaasisel sildalaldajal. Seetõttu rakendatakse neid suuremate väljandvõimsustega ja kõrgepinge toiteseadmetena.

Kirjandus: 59 ja 61.

56 — 6. Pinge kahekordistajad.

Pinge kahekordistaja põhimõttelisest skeemist, joonisel 56 — 11, nähtub, et see sarnaneb ühefaasise sildalaldaja skeemiga. Erinevuseks on vaid, et silla õlgadeks on kaks suunajat ja kaks kondensaatorit. Transformaatori sekundaarmähise pinge lülitatakse silla diagonaalile $b — d$ ning väljandvool saadakse silla diagonaalilt $a — c$.

Pinge kahekordistaja töötamise põhimõtte selgitamiseks oletatakse, et antud hetkel punktis d on positiivne potentsiaal ning punktis b negatiivne potentsiaal. Niisugusel juhul laetakse kondensaator C_1 läbi suunaja *1* pingega U_{2m}. Järgneval pooltsüklil on positiivne potentsiaal punktis b ja negatiivne potentsiaal punktis d. Sellel pooltsüklil laetakse kondensaator C_2 läbi suunaja *2* pingega U_{2m}. Seega kondensaatorid C_1 ja C_2 laaditakse kumbki üks kord toitevoolu perioodi kestel, ning vastavalt suunajate polaarsusele nende laengud



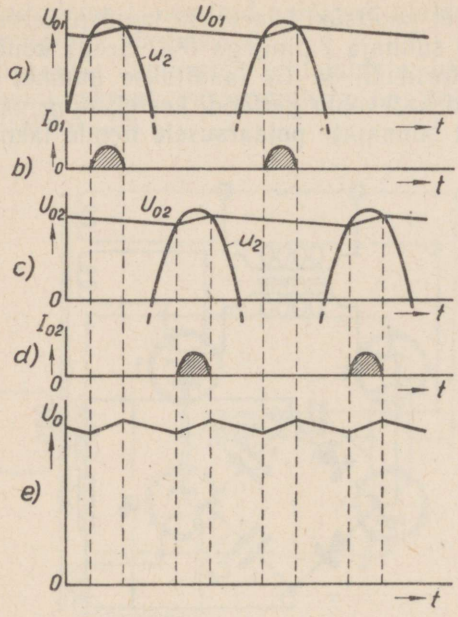
Joonis 56 — 11. Pinge kahekordistaja põhimõtteline skeem.

on koormustakistuse suhtes ühendatud järjestikku. Kui koormuse takistus on lõpmatu suur, siis selle klemmipinge on kaks korda kõrgem transformaatori sekundaarmähise pingeamplituudist:

$$U_0 = U_{C1} + U_{C2} = 2U_{2m} \text{ V}, \quad (56 — 22)$$

kus U_{C1} ja U_{C2} on kondensaatorite C_1 ja C_2 klemmipinged, mis on omavahel võrdsed ja igaüks nendest võrdub U_{2m}-ga. Tegelikult aga koormuse takistus ei ole lõpmatu suur ning seetõttu kondensaatorite C_1 ja C_2 klemmipinged osutuvad madalamaks transformaatori sekundaarmähise pingeamplituudist, sest koormuse toitevool sõltub kondensaatorite laengute suurusest. Niisuguse reaalse pinge kahekordistaja väljandpinge ja -voolu kõverate näide on antud joonisel 56 — 12.

Sellelt jooniselt selgub, et pinge kahekordistajas töötavad suunajad 180° faasis nihutatult ning selle tulemusena väljandpinge pulseerimissagedus on võrdne terviktsükli-alaldaja väljandpinge pulseerimissagedusega, s. t. on kaks korda suurem alaldaja toitevoolu sagedusest. Pinge kahekordistaja normaalseks töötamiseks peavad kondensaatorid C_1 ja C_2 omama küllaldast mahtuvust, sest vastasel korral



Joonis 56 — 12. Pinge kahekordistaja väljandpinge ja voolu kõverate näide.

omab väljandpinge suure pulseerimisteguri.

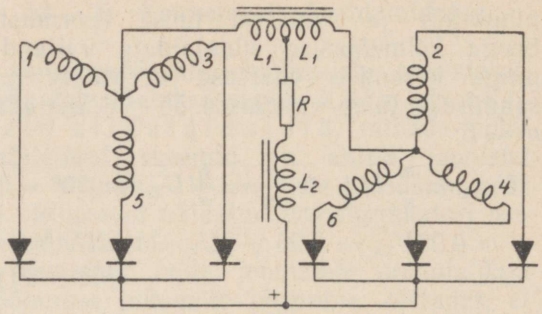
Pinge kahekordistaja väljandpinge pulseerimistegurit on võimalik vähendada alaldaja toitevoolu sageduse suurendamisega ning praktikas toidetakse pinge kahekordistajaid sageli vooluga, mille sagedus on 500 kuni 1000 Hz. Niisuguse sagedusega toitevoolu kasutamisel on võimalik tunduvalt vähendada kondensaatorite C_1 ja C_2 mahtuvust.

Kirjandus: 1 ja 59.

56 — 7. Jaotuspaispooliga alaldajad.

Jaotuspaispooliga alaldajas on tegelikult kaks kolmefaasist alaldajat lülitatud rööbiti ning need töötavad teineteisest 60° faasis nihutatuna. Niisuguse alaldaja põhimõtteline skeem on antud joonisel 56 — 13.

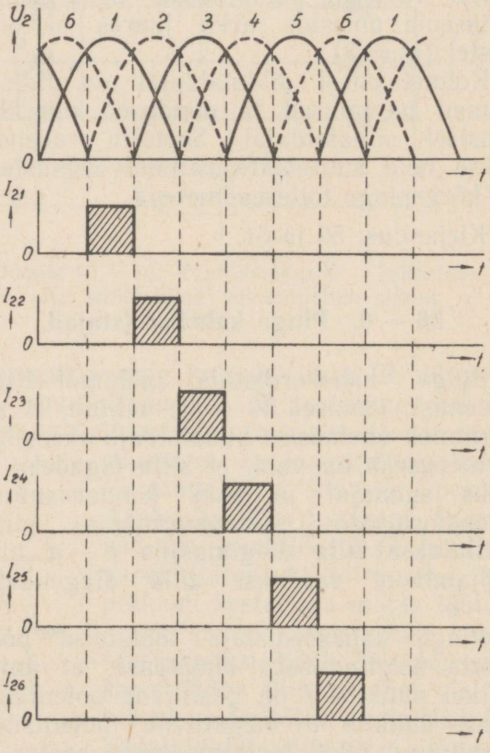
Joonise lihtsustamiseks on sellelt ära jäetud transformaatori primaarmähis. Alaldaja töökäik on järgmine: väikesel koormusvoolul on pingelang paispoolis L_1 väike ning alaldaja töötab nagu harilik kuuefaasine alaldaja. Alaldaja pinge- ja voolukõverate näide väikesel koormusvoolul on antud joonisel 56 — 14, millelt näeme, et alaldaja transformaatori sekundaarmähise



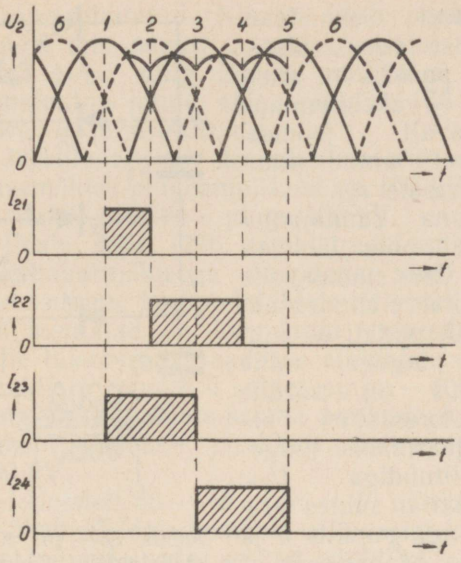
Joonis 56 — 13. Jaotuspaispooliga alaldaja põhimõtteline skeem.

faasid töötavad joonisel 56 —13 näidatud faasinumbrite järjekorras.

Koormusvoolu suurendamisel areneb paispoolis suurem pingelang ning paispooli induktiivsuse toimel tekib faaside kattumine, nii nagu nähtub joonisel 56 — 15 antud pinge- ja voolukõverate näitest.



Joonis 56 — 14. Jaotuspaispooliga alaldaja pinge ja voolu kõverate näide väikesel koormusvoolu tugevusel.



Joonis 56 — 15. Jaotuspaispooliga alaldaja pinge ja voolu kõverate näide suurel koormusvoolu tugevusel.

Sellelt jooniselt selgub, et areneb faaside rööbiti töötamine, millest võtab osa vähemalt kaks faasi korraga (1 ja 2, 2 ja 3, 3 ja 4 jne.), mis ongi selle alaldaja peamiseks paremuseks.

Suurel koormusvoolul on alaldaja väljandpinge võrdne tavalise kolmefaasise alaldaja väljandpingega, mis vastavalt valemile 56 — 18 on:

$$U_{kesk} = 1{,}17U_2.$$

Väikesel koormusvoolul, s. t. ligikaudu tühijooksul, on alaldaja väljandpinge ligikaudu võrdne kolmefaasise sildalaldaja väljandpingega, mis arvutatakse valemiga 56 — 21:

$$U_{kesk} = 1{,}32U_2.$$

Seega jaotuspaispooliga alaldaja väljandpinge tunnusjoon omab kaks erinevat osa, nii nagu nähtub joonisel 56 — 16 antud väljandpinge tunnusjoone näitest.

Jooniselt nähtub, et väiksel koormusvoolul alaldaja väljandpinge muutus sõltub eriti koormusvoolust (tunnusjoone osa OC), kuna suuremal koormusvoolul (tunnusjoone osa CD) alaldaja väljandpinge sõltub vähe koormusvoolust.

Suurel koormusvoolul alaldaja väljandpinge arvutatakse valemiga:

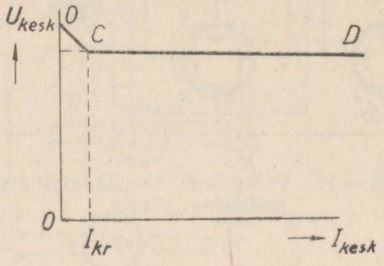
$$U_{kesk} = \frac{3 \cdot 1{,}17\, U_2 X_\sigma I_{kesk}}{4\pi} \text{ V}, \quad (56 — 23)$$

kus $X_\sigma = \omega L_\sigma$ on transformaatori puiste-induktiivsuse reaktiivtakistus.

Alaldaja töörežiimi muutus toimub kriitilisel koormusvoolul I_{kr}, mille ligikaudne arvväärtus arvutatakse valemiga:

$$I_{kr} = 0{,}189 \frac{U_2}{X_1} \text{ A}, \quad (56 — 24)$$

kus X_1 on jaotuspaispooli ühe poole reaktiivtakistus.



Joonis 56 — 16. Jaotuspaispooliga alaldaja väljandpinge tunnusjoone näide.

Jaotuspaispooliga alaldaja projekteerimisel valitakse $I_{kr} = 0{,}5$ kuni 5% normaalsest koormusvoolust ning lähtudes valemist 56 — 24 arvutatakse jaotuspaispooli ligikaudne induktiivsus valemiga:

$$2L_1 = \frac{1{,}2 \cdot 10^{-3} U_2}{I_{kr}} \text{ H}. \quad (56 — 25)$$

Kirjandus: 56 ja 61.

56 — 8. Vologdini kaskaadalaldajad.

Vologdini poolt 1921. a. konstrueeritud kaskaadalaldajas on tegelikult kaks kolmefaasist alaldajat ühendatud järjestikku, nagu näeme joonisel 56 — 17 antud põhimõttelisest skeemist.

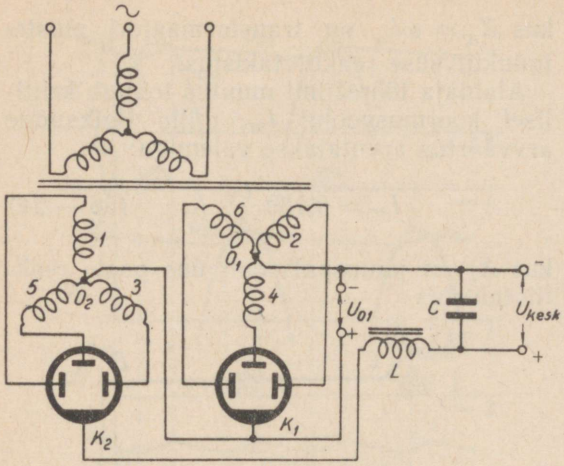
Esimene kolmefaasine alaldaja (faasid 2, 4, 6) annab punktides $K_1 — 0_1$ pinge U_{01}, mis vastavalt valemile 56 — 18 on:

$$U_{01} = 1{,}17U_2 \text{ V},$$

ning teine kolmefaasine alaldaja (faasid 1, 3, 5) annab punktide $K_2 — 0_2$ vahel samuti pinge

$$U_{02} = 1{,}17U_2 \text{ V}.$$

Kuna need kolmefaasised alaldajad on ühendatud järjestikku, siis alaldaja üldine



Joonis 56 — 17. Vologdini kaskaadalaldaja põhimõtteline skeem.

tühijooksu väljandpinge on pingete U_{01} ja U_{02} summa:

$$U_{kesk} = U_{01} + U_{02} = 2{,}34U_2 \text{ V.} \quad (56 - 26)$$

Vologdini kaskaadalaldaja suunajatel areneva pinge maksimaalne kõrgus on arvutatav valemiga:

$$U_S = 1{,}05U_{kesk} \text{ V.} \quad (56 - 27)$$

Suunajal arenev suhteliselt madal pinge on üheks Vologdini kaskaadalaldaja paremuseks ning seetõttu neid alaldajaid rakendatakse peamiselt suure võimsusega kõrgepingelistes toiteseadmetes.

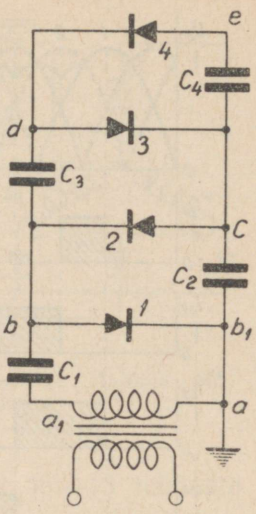
Kirjandus: 59 ja 61.

56 — 9. Kaskaadalaldajad.

K a s k a a d a l a l d a j a i d kasutatakse eriti kõrgete alaldatud pingete saamiseks. Selle töötamise põhimõtte selgitamiseks on joonisel 56 — 18 antud kaskaadalaldaja põhimõtteline skeem.

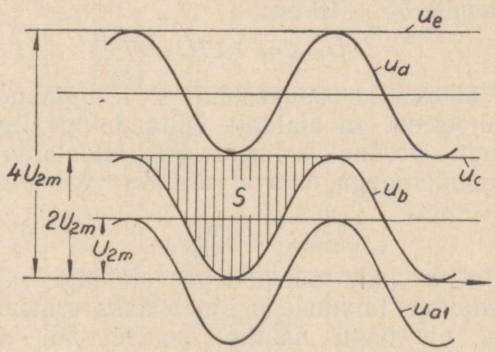
Antud juhul kaskaadalaldaja koosneb transformaatorist, neljast suunajast ja neljast kondensaatorist. Tegelikult võib aga kaskaadalaldajat konstrueerida ka suurema arvu suunajatega, mille tulemusena väljandpinge kõrgeneb.

Kaskaadalaldaja töökäik on järgmine: transformaatori sekundaarmähise üks ots (punkt *a*) on maandatud ning seetõttu on punktis *a* jäävalt 0 potentsiaal. Transformaatori sekundaarmähise teises otsas, s. t. punktis a_1, muutub vahelduvpinge vastavalt joonisel 56 — 19 antud siinusekõverale u_{a1}.



Joonis 56 — 18. Kaskaadalaldaja põhimõtteline skeem.

Kuna suunaja *1* laseb voolu läbi ainult ühes suunas, siis laaditakse kondensaator C_1 punkti a_1 suhtes pingega, mille kõrgus on võrdne transformaatori sekundaarmähise pingeamplituudiga U_{2m}. Punkti *a* suhtes areneb aga punktis *b* ja seega ka suunajal *1* pinge vastavalt kõverale u_b (joonis 56 — 19), millest selgub, et punkti *a* suhtes pinge muutub 0 kuni $2U_{2m}$. Suunajal *1* tekkiva pinge $2U_{2m}$ toimel areneb järgnevas vooluringis analoogiline nähtus ning punktis *c* areneb punkti *a*, s. o. maa suhtes, jääv pinge $2U_{2m}$, mis on näidatud joonisel 56 — 19 sirglõiguga u_c. Punktide *c* ja *b* vahel, s. t. suunajal *2* areneb järelikult



Joonis 56 — 19. Kaskaadalaldaja pinge tunnusjoonte näide.

pinge, mis on nende kahe punkti potentsiaalide vahe, s. o. sirglõigu u_c ja kõvera u_b vahel (joonisel 56 — 19 viirutatud pind *S*). Sellest järeldub, et suunajal *2* areneb samuti kui suunajal *1* pinge, mis muutub 0 kuni $2U_{2m}$ ning on suunaja *1* pingest 180°

faasis nihutatud. Niiviisi tekib punktis d pinge, mis punkti a suhtes muutub $2U_{2m}$ kuni $4U_{2m}$, ning lõpuks punktis e tekib konstantne pinge $4U_{2m}$ (joonisel 56 — 19 kõver u_d ja sirglõik u_e).

Järelikult, kui transformaatori sekundaarmähise pingeamplituud on 100 kV, siis saadakse punktis e pinge 400 kV.

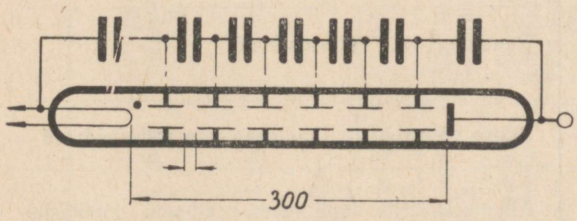
Peale selle võib sama transformaatori sekundaarmähisega ühendada veel teine samasugune kaskaadalaldaja sammas, milles suunajad on ühendatud vastusuunas; selle tulemusena saadakse alaldaja sambal punktis e', punkti a suhtes pinge —400 kV, ning kahe alaldaja-samba punktide e ja e' vahel saadakse järelikult üldine pinge 800 kV.

Joonistelt 56 — 18 ja 56 — 19 nähtub ka, et ühelt alaldaja-sambalt võib veelgi kõrgemat pinget saada, sest et punktide e ja a_1 vahel muutub pinge $3U_{2m}$ kuni $5U_{2m}$. Järelikult maandades punkt a_1, saadakse punktis e pinge $5U_{2m}$ ja kahest alaldaja sambast kokku $10U_{2m}$, s. o. 1000 kV.

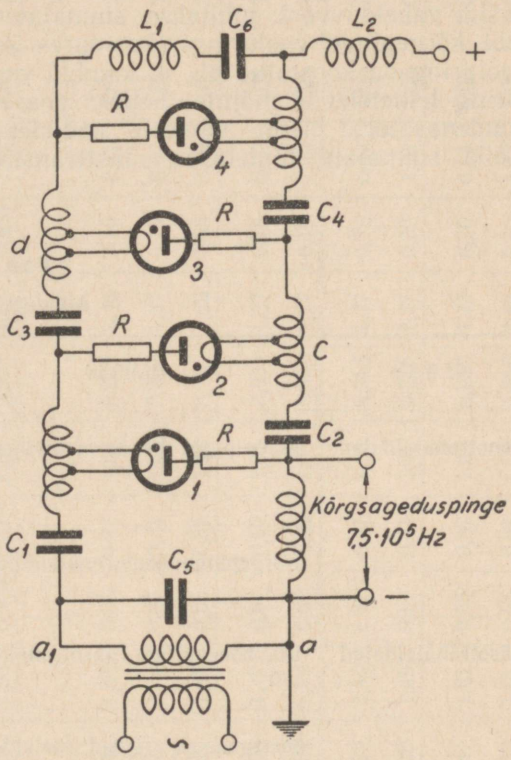
Mõlemaid kaskaadalaldaja sambaid on võimalik samasuguste suunajate ja kondensaatorite juurdeehitamisega pikendada, saavutades niiviisi vajaliku kõrgusega väljandpinge. Igal suunajal ja kondensaatoril on tööpinge $2U_{2m}$, välja arvatud kondensaator C_1, mille tööpinge on U_{2m}.

Kaskaadalaldajate suunajateks kasutatakse seleensuunajaid või oksüüdkatoodiga spetsiaalseid gasotrone, milliseid köetakse kõrgsagedusvooluga. Gasotronid on valitud seetõttu, et võrreldes kenotronidega vajavad nad tunduvalt väiksemat küttevõimsust. Üks praktikas rakendatav kõrgepinge gasotron vajab küttevõimsust 8 W ning omab erilist konstruktsiooni. Joonisel 56 — 20 on antud niisuguse gasotroni põhimõtteline konstruktiivskeem.

Jooniselt 56 — 20 nähtuv gasotron koosneb 50 cm pikkusest ja 3 cm läbimõõduga klaaskestast, milles elavhõbeauru rõhk on $2 \cdot 10^{-3}$ mm Hg. Klaaskestas asuva katoodi ja anoodi vahekaugus on ligikaudu 30 cm. Katoodi ja anoodi vahel asuvad 6 silindrikujulist abielektroodi, millede vahekaugus üksteisest on 0,5 cm. Nende abielektroodide ülesandeks on suurendada suunaja tõkkepinget. Tõkkepinge suurendamine on seletatav järgmiselt: teatavasti gasotroni



Joonis 56 — 20. Kõrgepinge gasotroni põhimõtteline konstruktiivskeem.



Joonis 56 — 21. Kaskaadalaldaja põhimõtteline skeem, milles suunajate kütmine toimub kõrgsagedusvooluga.

läbilöögipinge sõltub elavhõbeauru rõhust ja elektroodide vahekaugusest. Kindla gaasirõhu juures elektroodide vahekaugust vähendades jõutakse piirkonda, kus edasisel elektroodide vahekauguse vähendamisel läbilöögipinge suureneb. See tuleb sellest, et elektronide vabaliikumisteekonna pikkus, mis on vajalik gaasi ioniseerimiseks, võrdub või on suurem elektroodide vahekaugusest. Tegelikult elavhõbeauru ioniseerimiseks vajalik elektronide vabaliiku-

mis-teekonna pikkus on (rõhul $2 \cdot 10^{-3}$ mm Hg) mõned sentimeetrid, s. t. on suurem kui abielektroodide vahekaugus. Abielektroodid on ühendatud mahtuvusliku pingejagajaga, et saavutada ühtlast pingejaotust kogu gasotroni pikkuses, millega suurenebki gasotroni tõkkepinge.

Gasotronide kütmine kaskaadalaldajates toimub tavaliselt kõrgsagedusgeneraatoriga, mille sagedus on ligikaudu $7{,}5 \cdot 10^5$ Hz, mis vastab lainepikkusele 400 m. Kõrgsageduslik vahelduvvool juhitakse suunajateni läbi kõrgepinge vooluringi, kusjuures see vooluring on koostatud nii, et kumbki vooluring teineteist ei mõjuta. Selleks peavad kondensaatorid olema väikeste kadudega. Kõiki suunajaid toidetakse säästtransformaatorite kaudu nii, nagu nähtub jooniselt 56 — 21.

Kõrgsagedusvool kõrgepinge vooluringis on 0,7 A ning gasotronide kütteks vajalik vool 3,5 A saadakse õhksüdamikuga säästtransformaatoritega, mille ülekandesuhe $\ddot{u} = 1 : 5$.

Joonisel 56 — 21 näidatud takistid R on igaüks 20 kΩ ning nendel on kaks otstarvet: 1) kaitsta suunajaid süütumisel liigvoolu eest ja 2) tõkestada kõrgsagedusvoolu läbipääsu suunajatest. Kondensaator C_5 on transformaatori sekundaarmähise sildamiseks kõrgsagedusvoolule ning kondensaator C_6 on suunaja *4* sildamiseks kõrgsagedusvoolule. Paispool L_1 on kõrgsageduse vooluringis pingeresonantsi

Tabel 56 — 1.

Alaldajate kasutusalad.

Tüüp	Alaliigid	Peamised kasutusalad
Kenotronalaldajad	Madalpinge kenotronalaldajad	Väikese võimsusega raadioseadmed (raadiovastuvõtjad, madalsagedusvõimendajad, mõõteseadmed)
	Kõrgepinge kenotronalaldajad	Traathäälingu keskused, televisiooni- ja spetsiaalseadmed
Gasotronalaldajad	Elavhõbeauruga gasotronalaldajad	Raadiosaatjad ja spetsiaalseadmed
	Inertgaasiga gasotronalaldajad (tungaralaldajad)	Akumulaatorite laadimise seadmed ja mitmesugused teised väikese võimsusega toiteseadmed
Tiratronalaldajad		Raadiosaatjad ja mitmesugused kaitse- ja lülitusseadmed
Elavhõbealaldajad	Madalpingelised klaaskestaga elavhõbealaldajad	Akumulaatorite laadimisseadmed
	Kõrgepingelised klaaskestaga elavhõbealaldajad	Raadiosaatjate toiteseadmed
	Metallkestaga elavhõbealaldajad	Suure võimsusega raadiosaatjate toiteseadmed
Kuivalaldajad	Vaskoksüüdalaldajad	Akumulaatorite laadimise seadmed, mõõteriistade, raadiovastuvõtjate, raadiosaatjate, automaatika ja signaalseadmete toide
	Seleenalaldajad	

Tabel 56 — 2.

Alaldajate elektriliste iseloomustussuuruste suhted.

Alaldaja tüüp	Transformaatori mähiste ühendus	Sekundaarmähises				Primaarmähises			Transformaatoris		Vahelduvvoolu võrgu toiteliinis		Suunajal areneva pinge suhe	Vahelduvkomponendi sagedus	Pulseerimistegur
		$\frac{U_2}{U_{kesk}}$	$\frac{I_2}{I_{kesk}}$	$\frac{P_2}{P_{kesk}}$	Kasutegur	$\frac{I_1}{I_{kesk}}$	$\frac{P_1}{P_{kesk}}$	Kasutegur	$\frac{P_T}{P_{kesk}}$	Kasutegur	$\frac{I_L}{I_{kesk}}$	$\frac{P_L}{P_{kesk}}$	$\frac{U_S}{U_{kesk}}$	f_1	$s=\frac{U_v}{U_{kesk}}$
Pooltsükli-alaldaja	—	2,22	1,57	3,49	0,287	1,21	2,69	0,372	3,09	0,324	1,21	2,69	3,14	50	1,57
Terviktsükli-alaldaja	—	1,11	0,785	1,74	0,575	1,11	1,23	0,813	1,48	0,675	1,11	1,23	3,14	100	0,667
Ühefaasine sild-alaldaja	—	1,11	1,11	1,23	0,813	1,11	1,23	0,813	1,23	0,813	1,11	1,23	1,57	100	0,667
Kolmefaasine alaldaja	Täht — täht	0,855	0,58	1,49	0,67	0,47	1,21	0,825	1,35	0,741	0,47	1,21	2,10	150	0,250
	Kolmnurk — täht	0,855	0,58	1,49	0,67	0,47	1,21	0,825	1,35	0,741	0,82	1,21	2,10	150	0,250
Kolmefaasine sildalaldaja	Täht — täht	0,43	0,82	1,05	0,955	0,82	1,05	0,955	1,05	0,955	0,82	1,05	1,05	300	0,057
	Kolmnurk — täht	0,43	0,82	1,05	0,955	0,82	1,05	0,955	1,05	0,955	1,42	1,05	1,05	300	0,057
	Täht — kolmnurk	0,74	0,47	1,05	0,955	0,82	1,05	0,955	1,05	0,955	0,82	1,05	1,05	300	0,057
	Kolmnurk — kolmnurk	0,74	0,47	1,05	0,955	0,82	1,05	0,955	1,05	0,955	1,42	1,05	1,05	300	0,057
Kuuefaasine alaldaja	Primaar tähtühenduses: väiksel koormusel	0,74	0,41	1,81	0,55	0,47	1,05	0,955	1,43	0,70	0,47	1,05	2,10	300	0,057
	Primaar tähtühenduses: suurel koormusel	0,885	0,29	1,49	0,67	0,41	1,05	0,955	1,27	0,79	0,41	1,05	2,10	300	0,057
	Primaar kolmnurkühenduses	0,74	0,41	1,81	0,55	0,58	1,28	0,78	1,55	0,65	0,82	1,05	2,10	300	0,057
Vologdini kaskaadalaldaja	Primaar tähtühenduses	0,43	0,58	1,49	0,67	0,82	1,05	0,955	1,27	0,79	0,82	1,05	1,05	300	0,057
	Primaar kolmnurkühenduses	0,43	0,58	1,49	0,67	0,82	1,05	0,955	1,27	0,79	1,42	1,05	1,05	300	0,057
Jaotuspaispooliga alaldaja	Primaar tähtühenduses	0,855	0,29	1,49	0,67	0,41	1,05	0,955	1,27	0,79	0,41	1,05	0,955	300	0,057
	Primaar kolmnurkühenduses	0,855	0,29	1,49	0,67	0,41	1,05	0,955	1,27	0,79	1,71	1,05	0,955	300	0,057
Kuuefaasine 2 korda sik-sak ühenduses alaldaja	Primaar tähtühenduses	0,43	0,41	1,81	0,55	0,82	1,05	0,955	1,43	0,70	0,82	1,05	0,955	300	0,057
	Primaar kolmnurkühenduses	0,43	0,58	1,81	0,55	0,82	1,05	0,955	1,43	0,70	1,42	1,05	0,955	300	0,057

tekitamiseks ning L_2 tõkestab kõrgsagedusvoolu pääsmist koormusvooluringi.

Kaskaadalaldaja väljandvool ei saa olla kuigi suur ning see sõltub kondensaatorite mahtuvusest.

Praktikas on kaskaadalaldajad rakendatud televisiooni seadmetes, kõrgepinge laboratooriumide seadmetes ja mujal, kus on vajalik eriti kõrge pingega alalisvool.

Kirjandus: 62.

56 — 10. Alaldajate kasutusalad ja nende elektrilised iseloomustussuurused.

Raadioseadmetes rakendatavate alaldajate kasutusalad ja elektriliste iseloomustussuuruste suhted on antud tabelites 56 — 1 ja 56 — 2.

Tabelis 56 — 2 nähtuvad elektriliste iseloomustussuuruste suhted on antud alljärgnevatel eeldustel: 1) alaldaja koormuseks on aktiivtakistus, 2) alaldaja transformaatori sekundaarmähise pinge on siinuseline, 3) alaldaja transformaatori ülekandesuhe on võetud võrdseks ühega ($\ddot{u} = 1$), 4) arvesse ei ole võetud: a) pingelangu, mis tekib alaldajas, s. t. suunajas ja transformaatoris, b) alaldaja transformaatori puisteinduktiivsust ja c) alaldaja transformaatori tühijooksuvoolu.

Tabeli 56 — 2 andmete praktilisel kasutamisel tuleb arvestada ülalnimetatud tingimustest erinevusi. Alaldajate projekteerimisel on eriti tähtis arvesse võtta pingelangu alaldajas ja selle suunajal areneva pinge kõrgust, kusjuures viimane sõltub alaldaja lülitusskeemist. Praktilistes arvutustes asendatakse alaldaja transformaatori sekundaarmähise faasi sisetakistus R_T ja suunaja sisetakistus R_i nendega ekvivalentse takistusega R_e:

$$R_e = R_i + R_T \ \Omega, \qquad (56 - 28)$$

kus R_T orienteerivalt võetakse tabelist 56 — 3.

Kirjandus: 1.

56 — 11. Tüüritavad alaldajad.

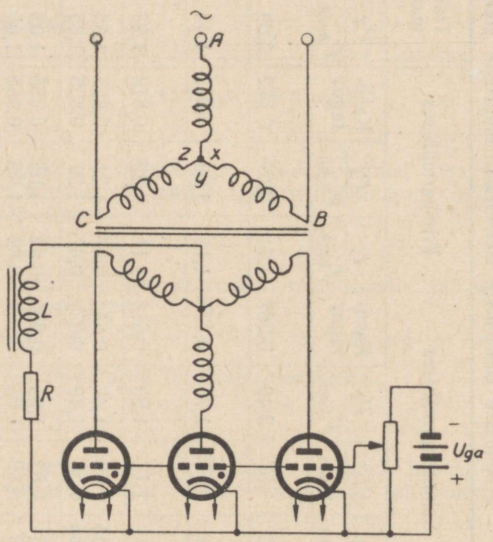
Tüüritavates alaldajates kasutatakse suunajatena tiratrone (võrega elavhõbesuunajaid). Alalispingega tüüritava tiratronalaldaja skeem on antud joonisel 56 — 22 ja selle pinge ning voolu tunnusjooned on näidatud joonisel 56 — 23.

Tabel 56 — 3.

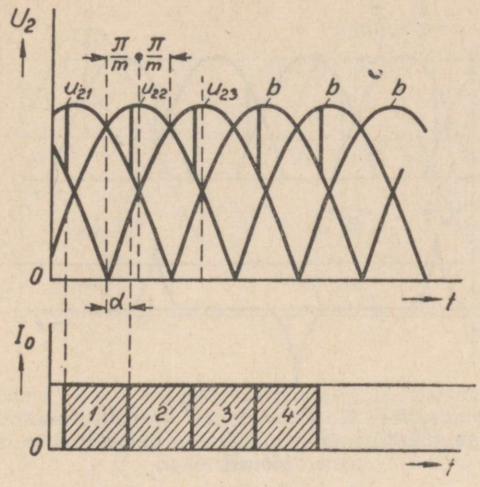
Alaldaja transformaatori sekundaarmähise faasi sisetakistus sõltuvalt alaldaja väljandvõimsusest.

Alaldaja väljandvõimsus P_0 vattides	Transformaatori sekundaarmähise faasi sisetakistus $R_T = R_2 + R_1' \ \Omega$
1—10	0,07 kuni 0,06 R
10—100	0,06 kuni 0,04 R
100—1000	0,04 kuni 0,03 R
	kus $R = \frac{U_0}{I_0} \ \Omega$

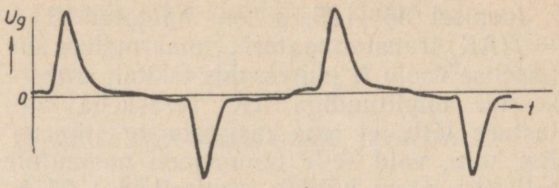
Joonisel 56 — 22 näidatud tiratronalaldajas on võrepinge U_{ga} kõrguse muutmisega võimalik muuta tiratroni süütepunkti. Muutes tiratroni võre alalispinget negatiivsemaks, hilineb tiratroni süütumine nurga α võrra (joonis 56 — 23). Jooniselt 56 — 23 selgub ka, et tiratroni süüte hilinemisega väheneb alaldatava pinge pind ning järelikult madaldub ka väljandpinge keskmine kõrgus. Alalispingega tüüritavas tiratronalaldajas on võimalik väljandpinget muuta tema maksimaalsest väärtusest



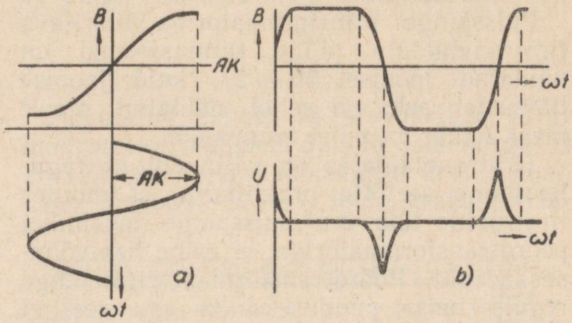
Joonis 56 — 22. Alalispingega tüüritava tiratronalaldaja põhimõtteline skeem.



Joonis 56 — 23. Alalispingega tüüritava tiratronalaldaja pinge ja voolu tunnusjooned.



Joonis 56 — 24. Pulsspinge transformaatori pinge tunnusjoone näide.



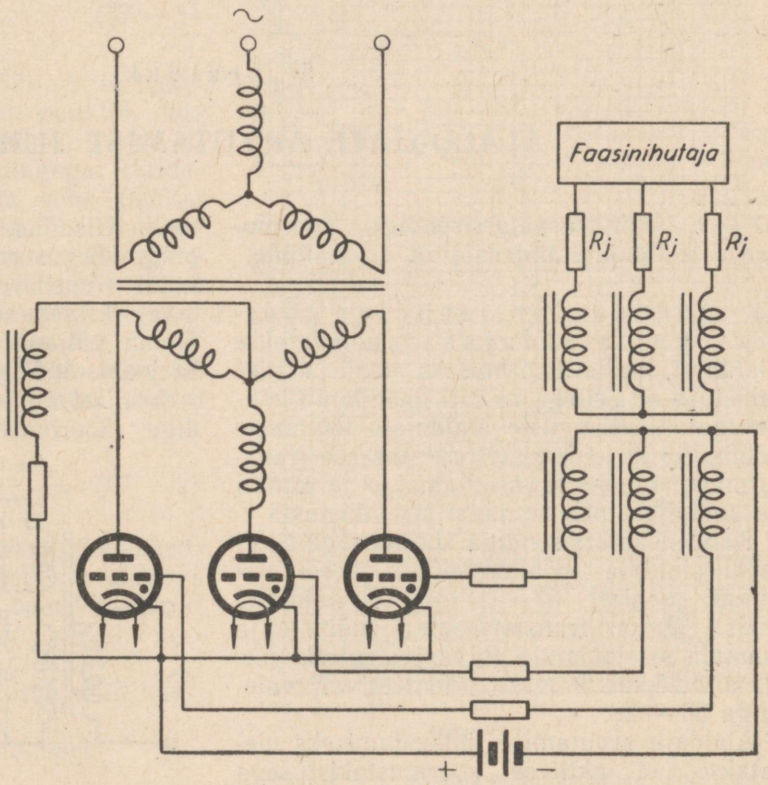
Joonis 56 — 25. Pulsspinge transformaatori teraskeha magnetväljatiheduse ja pinge tunnusjoonte näide funktsioonina primaarmähise AK-dest.

ligikaudu kaks korda madalamaks, kuid võrepinget veelgi negatiivsemaks muutes tiratron enam ei süüdu. Põhjuseks on asjaolu, et transformaatori sekundaarmähise pinge u_2 alates punktist b hakkab madalduma.

Kirjeldatud tiratronalaldaja pinge reguleerimise viis annab muutuva kõrgusega väljandpinge, sest antud võrepinge U_{ga} juures ei süüdu tiratron mitte täpselt sama pinge u_2 juures.

Selleks et tiratron süüdiks alati täpselt kindlal hetkel, kasutatakse süütepunkti reguleerimiseks pulsspinge transformaatorit, mis annab pinget üksikute pulssidena, nii nagu on näidatud joonisel 56 — 24.

Selline pulsspinge saadakse transformaatorist, mille teraskeha on magnetiliselt küllastatud ning primaarmähise faasidesse on järjestikku ühendatud takistid R_j (joonis 56 — 26), millede takistused on tunduvalt suuremad kui ωL_1 arvväärtus ning seetõttu on primaarmähise voolu tunnusjoon siinuseline.



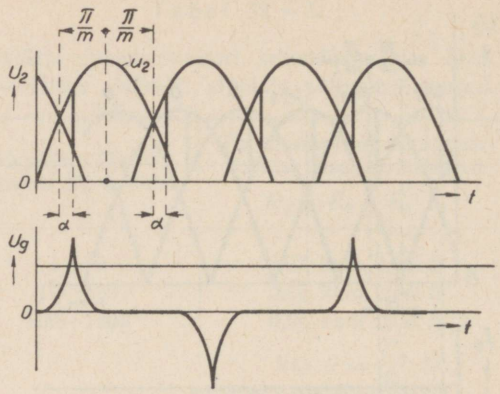
Joonis 56 — 26. Pulsspinge transformaatoriga tüüritava tiratronalaldaja põhimõtteline skeem.

Joonisel 56 — 25, *a* on näidatud $B = f(AK)$ transformaatori primaarmähise siinuselise voolu I_1 juures, mis tekitab amperkeerud amplituudiga AK. Teraskeha küllastuse tõttu ei oma magnetvoog siinuselist kuju, vaid selle tunnusjoon moonutub selliseks, nagu nähtub jooniselt 56 — 25, *b*.

Kuna mähiste EMJ on võrdeline avaldusega $d\Phi/dt$, siis omab see pulsi kuju, tekkides ainult hetkel, millal magnetvoog muudab oma märki.

Pulsspinge transformaatoriga tüüritava tiratronalaldaja pinge tunnusjooned on näidatud joonisel 56 — 27, kuid joonise lihtsustamiseks on sellel näidatud ainult faasi *I* tüüriva pulsi tunnusjoon.

Tiratronalaldajas on väljandpinge reguleerimine seetõttu praktilisem, et muutes tiratronide tüürvõre pulsspinge faasinihet pöördtransformaatoriga, ei esine lisa-võimsuskadusid. Pöördtransformaatoriga pinge reguleerimise puuduseks on aga see, et ühes süütepunkti hilisemaks reguleerimisega väheneb ka võimsustegur $\cos\varphi$. Teiseks selle väljandpinge reguleerimise viisi puuduseks on, et pinge madaldumisel lainesuspinge kõrgeneb, mis nõuab suurema silumisteguriga filtrit.



Joonis 56 — 27. Pulsspinge transformaatoriga tüüritava tiratronalaldaja pinge tunnusjooned.

Kirjandus: 61.

57. peatükk.

ALALDAJATE ARVUTAMISE JUHISEID.

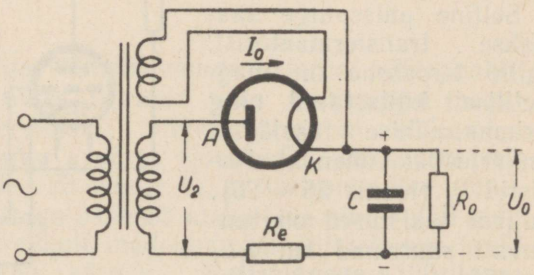
57 — 1. Kondensaatorsisendiga koormusega alaldajate lihtsustatud arvutamine.

Kondensaatorsisendiga koormusega alaldajaks nimetatakse alaldajat, mille koormuseks peale aktiivtakistuse on sellega rööbiti ühendatud kondensaator. Niisuguste alaldajate töötamise põhimõtte kirjeldamisel arvestatakse transformaatori mähiste aktiivtakistusi ja samuti ka suunajate pärisuunalisi sisetakistusi.

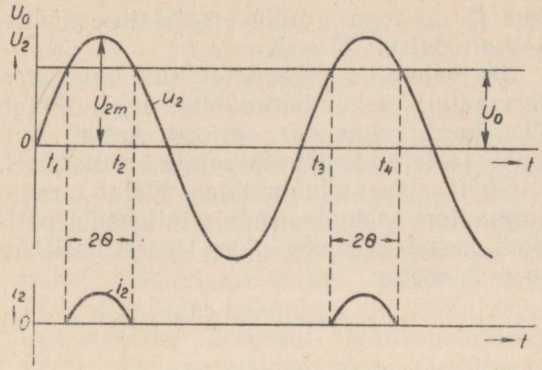
Kondensaatorsisendiga koormusega pooltsükli-alaldaja põhimõtteline skeem on antud joonisel 57 — 1, millel näidatud takisti R_e on transformaatori mähiste ja suunaja sisetakistuse R_i ekvivalenttakistus. R_e arvväärtus leitakse orienteerivalt valemiga 56 — 28.

Alaldaja arvutamise lihtsustamiseks oletatakse, et aktiivse koormustakistusega rööbiti ühendatud kondensaatori mahtuvus on küllalt suur, s. t. ligikaudu lõpmatus. Niisugusel juhul alaldaja väljandpinge kõrgus on ligikaudu püsiv ning suunajas areneb vool ainult siis, kui transformaatori sekundaarmähise pinge kõrgus ületab väljandpinge kõrguse, mida näeme ka jooniselt 57 — 2.

Joonisel on näidatud kondensaatorsisendiga koormusega alaldaja arvutamisel



Joonis 57 — 1. Kondensaatorsisendiga koormusega pooltsükli-alaldaja põhimõtteline skeem.



Joonis 57 — 2. Kondensaatorsisendiga koormusega pooltsükli-alaldaja pinge ja voolu kõverad oletusel, et kondensaatori mahtuvus on küllalt suur, s. t. ligikaudu lõpmatus.

tähtsat kohta omav lõikenurk Θ, millega märgitakse radiaanides või nurgakraadides suunajat läbiva voolupulsi pool kestust.

On võimalik tõestada, et lõikenurga koosinus võrdub alaldaja väljandpinge ja transformaatori sekundaarmähise pinge suhtega:

$$\cos\Theta = \frac{U_0}{U_{2m}}. \qquad (57-1)$$

Samuti selgub jooniselt 57 — 2, et lõikenurk määrab siinuskõveral punktid, kus transformaatori sekundaarmähise pinge u_2 on võrdne alaldaja väljandpingega. Alaldajate arvutamisel ei ole aga suhe U_0/U_{2m} teada ning seetõttu valemist 57 — 1 ei ole võimalik lõikenurka määrata. Praktikas määratakse lõikenurga arvväärtus joonisel 57 — 3 antud graafiku abil, millelt lõikenurk leitakse sõltuvalt tegurist A.

Matemaatilise analüüsiga on võimalik näidata, et teguri A arvväärtus sõltub lõikenurgast Θ:

$$A = \operatorname{tg}\Theta - \Theta = \frac{\pi R_e I_0}{mU_0} = \frac{\pi R_e}{mR}, \qquad (57-2)$$

kus R_e on alaldaja ühe faasi ekvivalenttakistus, mis on arvutatav valemiga 56 — 28, m on alaldaja transformaatori sekundaarmähise faaside arv ja R on koormustakistus, $R = U_0/I_0$.

Järelikult teguri A arvutusvalemid kujunevad järgmisteks:

1) pooltsükli-alaldaja arvutamisel

$$A = \frac{\pi R_e}{R}, \qquad (57-2,\text{a})$$

2) terviktsükli-alaldaja arvutamisel

$$A = \frac{\pi R_e}{2R}, \qquad (57-2,\text{b})$$

3) ühefaasise sildalaldaja arvutamisel

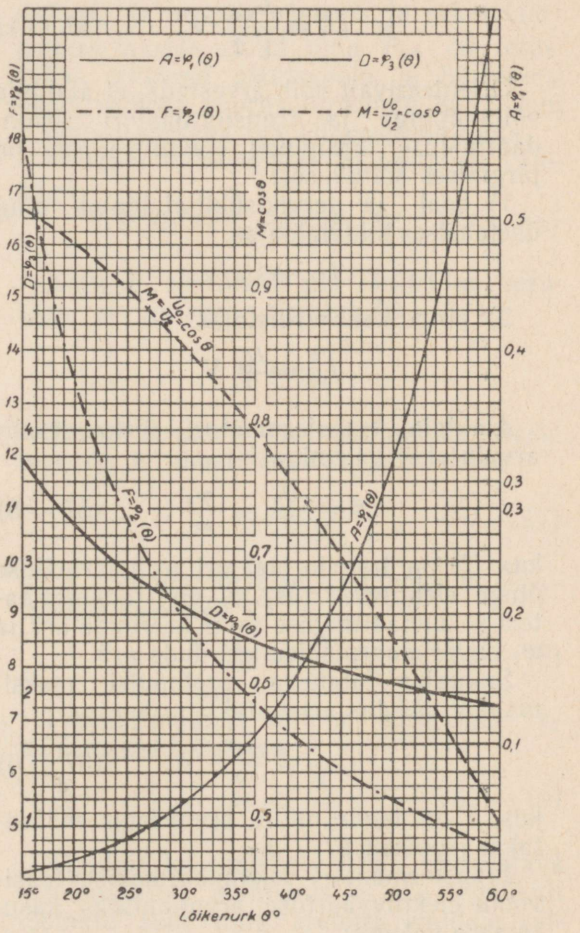
$$A = \frac{\pi R_e'}{2R}, \qquad (57-2,\text{c})$$

kus $R_e' = R_T + 2R_i\ \Omega$,

4) pinge kahekordistaja arvutamisel

$$A = \frac{2\pi R_e}{R}. \qquad (57-2,\text{d})$$

Arvutatud teguri A arvväärtuse järgi määratakse jooniselt 57 — 3 lõikenurga Θ arvväärtus. Teades lõikenurga arvväärtust, saab valemist 57 — 1 leida transformaa-



Joonis 57 — 3. Kondensaatorsisendiga koormusega alaldaja lõikenurga Θ ja tegurite M, D ning F sõltuvus tegurist A.

tori sekundaarmähise faasi pingeamplituudi U_{2m}:

$$U_{2m} = \frac{U_0}{\cos \Theta} \text{ V.} \qquad (57 - 3)$$

Nimetatud valemi rakendamisel tuleb arvestada, et terviktsükli-alaldajas on U_{2m} transformaatori sekundaarmähise ühe poole pingeamplituud. Pinge kahekordistaja arvutamisel tuleb aga valemisse 57 — 3 asetada $U_0/2$, s. t.

$$U_{2m} = \frac{U_0}{2\cos \Theta} \text{ V.} \qquad (57 - 3, \text{a})$$

Peale selle on võimalik pingete suhet $U_0/U_{2m} = M$ vahetult määrata jooniselt 57 — 3, vastavalt cos Θ arvväärtusele.

Transformaatori sekundaarmähise faasipinge efektiivväärtus on teatavasti arvutatav valemiga:

$$U_2 = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} \text{ V.} \qquad (57 - 4)$$

Orienteerivalt võib arvestada, et alaldaja väljandpinge ja transformaatori sekundaarmähise faasipinge efektiivväärtus on järgmises sõltuvuses:

1) pool- ja terviktsükli-alaldajas ning ühefaasises sildalaldajas:

$$U_2 \approx U_0 \text{ V,}$$

2) pinge kahekordistajas:

$$U_2 = \frac{U_0}{2} \text{ V.}$$

Alaldaja transformaatori ülekandesuhe arvutatakse valemiga:

$$\ddot{u} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{w_2}{w_1}, \qquad (57 - 5)$$

kus U_1 on transformaatori primaarmähise pinge efektiivväärtus, w_2 on transformaatori sekundaarmähise faasi keerdude arv ja w_1 on primaarmähise keerdude arv.

Suunajas areneva voolupulsi maksimaalne väärtus arvutatakse valemiga:

$$i_{2maks} = \frac{I_0 F}{m} \text{ A,} \qquad (57 - 6)$$

kus F on tegur, mille arvväärtus määratakse jooniselt 57 — 3.

Transformaatori sekundaarmähise faasivoolu efektiivväärtuse arvutamiseks kasutatakse valemit:

$$I_2 = \frac{I_0 D}{m} \text{ A,} \qquad (57 - 7)$$

kus D on tegur, mille arvväärtus määratakse jooniselt 57 — 3.

See valem on rakendatav siis, kui transformaatori sekundaarmähise faas töötab üks kord toitevoolu perioodi kestel, s. t. pool- ja terviktsükli-alaldajate arvutamisel.

Ühefaasises sildalaldajas töötab transformaatori sekundaarmähis toitevoolu perioodi kestel 2 korda ning teoreetiliselt ka $m = 2$, seega:

$$I_2 = \frac{I_0 D}{\sqrt{2}} \text{ A.} \qquad (57 - 7, \text{a})$$

Pinge kahekordistajas transformaatori sekundaarmähis töötab toitevoolu perioodi kestel samuti kaks korda, kuid faaside arv $m = 1$, seega:

$$I_2 = \sqrt{2} I_0 D \text{ A.} \qquad (57 - 7, \text{b})$$

Suunajas tekkiv võimsuskadu arvutatakse valemiga:

$$P_s = I_2^2 R_i \text{ W,} \qquad (57 - 8)$$

kus I_2 on suunajat läbiva voolu efektiivväärtus, mis kõikides alaldajates on arvutatav valemiga 57 — 7, järelikult:

$$P_s = \left(\frac{I_0 D}{m}\right)^2 R_i \text{ W.} \qquad (57 - 9)$$

Suunaja valikul tuleb arvestada, et selles lubatav maksimaalne võimsuskadu P_a ei oleks väiksem valemiga 57 — 8 või 57 — 9 arvutatavast kaovõimsusest.

Suunajal areneva vastupinge kõrgus on maksimaalne siis, kui alaldaja koormusega rööbiti ühendatud kondensaatori klemmipinge on võrdne transformaatori sekundaarmähise pingeamplituudiga ning asub sellega järjestikku. Niisugune olukord esineb näiteks pooltsükli-alaldajas siis, kui koormuse takistus on küllalt suur (ligikaudu lõpmatus) ja transformaatori sekundaarmähise pinge teisel pooltsüklil omab maksimaalse negatiivse väärtuse. Sellest järeldades suunajal areneva pinge maksimaalne väärtus arvutatakse valemiga:

$$U_s = 2U_{2m} = \frac{2U_0}{\cos \Theta} \text{ V.} \qquad (57 - 10)$$

See valem ei ole kehtiv ühefaasise sildalaldaja kohta, sest selles jaguneb pinge U_s kahele suunajale ning seetõttu on ühel suunajal arenev vastupinge arvutatav valemiga:

$$U_s = \frac{U_0}{\cos \Theta} \text{ V.} \qquad (57 - 10, \text{a})$$

Orienteerivalt võib arvestada, et valemiga 57 — 10 arvutatav $U_s \approx 3U_0$ ja valemiga 57 — 10, a arvutatav $U_s \approx 1{,}5U_0$.

Suunaja tuleb valida niisugune, et selle tõkkepinge U_t oleks suurem alaldajas arenevast vastupingest U_s, sest vastupidisel juhul tekib suunajas elektriline läbilöök.

Alaldaja transformaatori primaarmähise voolu kõver pooltsükli-alaldajas on sarnane sekundaarmähises areneva voolu kõvera kujuga, kui mitte arvestada sekundaarmähises arenevat alalisvoolukomponenti. Primaarmähise voolu efektiivväärtuse absoluutsuurus on $ü$ korda suurem sekundaarmähise voolust ning arvutatakse valemiga:

$$I_1 = ü\sqrt{I_2^2 - I_0^2} \text{ A.} \quad (57 - 11)$$

Terviktsükli-alaldaja transformaatori sekundaarmähise faasid töötavad kordamööda ning vastupidises suunas, mille tulemusena alalisvoolukomponent kompenseeritakse. Seetõttu primaarmähise voolu efektiivväärtus

$$I_1 = ü\sqrt{2}I_2 \text{ A.} \quad (57 - 11, a)$$

Ühefaasises sildalaldajas ja pinge kahekordistajas transformaatori sekundaarmähis töötab toitevoolu perioodi kestel kaks korda ning seega primaarmähise voolu efektiivväärtus on $ü$ korda suurem sekundaarmähise voolu efektiivväärtusest:

$$I_1 = üI_2 \text{ A.} \quad (57 - 11, b)$$

Alaldaja transformaatori mähiste näivvõimsused arvutatakse elektrotehnikast teadaolevate valemitega:

$$S_1 = I_1 U_1 m_1 \text{ VA,} \quad (57 - 12)$$

kus m_1 on transformaatori primaarmähise faaside arv.

$$S_2 = I_2 U_2 m_2 \text{ VA,} \quad (57 - 13)$$

kus m_2 on transformaatori sekundaarmähise faaside arv.

Transformaatori keskmine võimsus, mille järgi valitakse transformaatori teraskeha mõõted, arvutatakse valemiga:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} \text{ VA.} \quad (57 - 14)$$

Ülalpool antud valemitega arvutatud andmete leidmise järel on võimalik valida suunaja tüüp ja arvutada transformaatori konstruktiivsed näitarvud, mille arvutuse juhised leiduvad peatükis 61. Peale selle on võimalik täpsustada esialgu orienteerivalt arvutatud R_e arvväärtust ning kui tegelik R_e arvväärtus erineb üle 10% valemiga 56 — 28 arvutatud arvväärtusest, siis tuleb arvutust korrata, asetades teguri A valemisse kontrollarvutusel saadud R_e väärtuse.

Transformaatori konstruktiivarvutusel saadud andmetel määratakse selles tekkiv kaovõimsus P_T ja alaldaja toitevõimsus P_1. Transformaatoris tekkiv kaovõimsus arvutatakse valemiga:

$$P_T = I_1^2 R_1 m_1 + I_2^2 R_2 m_2 + P_{ph} \text{ W,} \quad (57 - 15)$$

kus R_1 ja R_2 on transformaatori primaar- ja sekundaarmähise faaside aktiivtakistused, m_1 ja m_2 on primaar- ja sekundaarmähise faaside arvud ning P_{ph} on teraskehas tekkivad pöörisvoolu ja hüstereesi kaod, millede suurus ligikaudu on 2 kuni 4 vatti teraskeha iga kilogrammi kohta.

Alaldaja toitevõimsus määratakse valemiga:

$$P_1 = P_0 + P_S + P_T \text{ W.} \quad (57 - 16)$$

Alaldaja tööstuslik ehk elektriline kasutegur arvutatakse valemiga 55 — 6:

$$\eta_t = \frac{P_0}{P_1}.$$

Transformaatori primaarmähise kasuteguriks k_1 nimetatakse P_0 ja S_1 suhet:

$$k_1 = \frac{P_0}{S_1} \quad (57 - 17)$$

ning sekundaarmähise kasutegur k_2 arvutatakse valemiga:

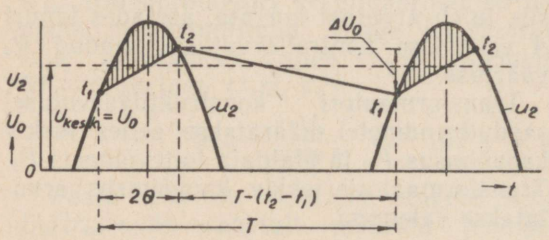
$$k_2 = \frac{P_0}{S_2}. \quad (57 - 18)$$

Transformaatori üldine kasutegur k_T määratakse valemiga:

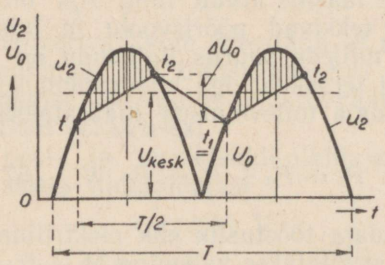
$$k_T = \frac{P_0}{S_T}. \quad (57 - 19)$$

Alaldaja koormusega rööbiti ühendatava kondensaatori mahtuvus ei ole tegelikult lõpmatu suur ning seetõttu alaldaja väljandpinge omab ikkagi vahelduvkomponendi, nii nagu on näidatud joonistel 57 — 4 ja 57 — 5.

Nendelt joonistelt selgub, et väljandpinge vahelduvkomponent kujutab endast mittesiinuselist vahelduvpinget. Selle mittesiinuselise vahelduvpinge sagedust nimetatakse lõikesageduseks f_1, mille arvväärtus sõltub alaldaja transformaatori



Joonis 57 — 4. Pooltsükli-alaldaja väljandpinge kõvera ligikaudse kuju näide juhul, kui koormustakistusega rööbiti ühendatud kondensaatori mahtuvus ei ole lõpmatu suur.



Joonis 57 — 5. Terviktsükli-alaldaja väljandpinge kõvera ligikaudse kuju näide juhul, kui koormustakistusega rööbiti ühendatud kondensaatori mahtuvus ei ole lõpmatu suur.

sekundaarmähise faaside arvust m ning arvutatakse valemiga:

$$f_1 = mf \text{ Hz}, \qquad (57-20)$$

kus f on toitevoolu sagedus.

Väljandpinge pulseerimisteguriks nimetatakse kondensaatori klemmipinge muutuse poole väärtuse ja väljandpinge keskmise väärtuse suhet, mille arvväärtust protsentides on ligikaudselt võimalik arvutada valemiga:

$$s = \frac{100\Delta U_0}{2U_0} = \frac{50p}{fRC}\ \%, \qquad (57-21)$$

kus $p = \frac{1}{m} - \frac{\Theta^0}{180^0}$.

Valem 57 — 21 annab praktikas rahuldava täpsusega tulemused siis, kui $m = 1$ või $m = 2$ ning kui pulseerimistegur ei ole üle 15%.

Alaldaja koormuskarakteristikuks nimetatakse väljandpinge ja väljandvoolu sõltuvuse graafikut. Koormuskarakteristiku põhiliseks punktiks on alaldaja arvutamisel antud U_0 ja I_0 arvväärtustele vastav punkt graafikul. Koormuskarakteristiku algpunktiks on $U_0 = U_{2m}$ ja $I_0 = 0$ arvväärtustele vastav punkt graafikul. Koormuskarakteristiku teiste punktide määramiseks valitakse mitmesuguseid koormustakistuse arvväärtusi ning teades täpset R_e arvväärtust arvutatakse nendele vastavad teguri A arvväärtused. Leitud A arvväärtuste järgi määratakse jooniselt 57 — 3 nendele vastavad lõikenurgad ning sellele järgnevalt leitakse valemist 57 — 1 igale lõikenurgale vastav U_0 ning Ohmi seadusega määratakse ka vastavad I_0 arvväärtused. Niiviisi leitud U_0 ja I_0 arvväärtuste paaride abil määratakse teised koormuskarakteristiku punktid ning neid punkte ühendades saadaksegi alaldaja koormuskarakteristik.

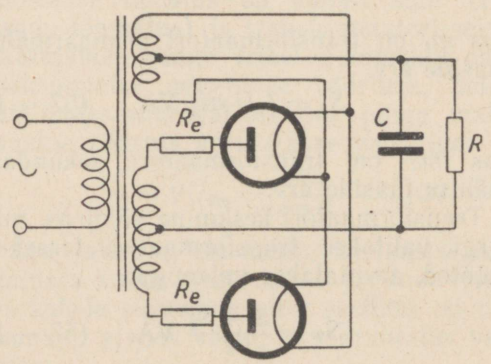
Näide 57 — 1.

Ülalpool antud valemite ja joonise 57 — 3 rakendamise selgitamiseks arvutada terviktsükli-alaldaja, vastavalt joonisele 57 — 6, kui on teada: $U_2 = 300$ V, $R_i = 498\ \Omega$, $R_T = 125\ \Omega$, $R_e = 623\ \Omega$, $R = 4400\ \Omega$, $C = 4\ \mu$F ja $f = 50$ Hz.

Lahendus.

1. Arvutatakse valemiga 57 — 2, b teguri A arvväärtus:

$$A = \frac{\pi R_e}{2R} = \frac{\pi \cdot 623}{2 \cdot 4400} = 0{,}222.$$



Joonis 57 — 6. Terviktsükli-alaldaja põhimõtteline skeem, näite 57 — 1 selgitamiseks.

2. Teguri A arvväärtuse järgi määratakse jooniselt 57 — 3 lõikenurk:

$$\Theta = 45{,}5°, \text{ s. t. } \cos\Theta = 0{,}7.$$

3. Arvutatakse transformaatori sekundaarmähise pingeamplituud:

$$U_{2m} = U_2\sqrt{2} = 300 \cdot \sqrt{2} = 425 \text{ V}.$$

4. Arvutatakse valemist 57 — 3 alaldaja väljandpinge:

$$U_0 = U_{2m}\cos\Theta = 425 \cdot 0{,}7 = 298 \text{ V}.$$

5. Alaldaja väljandvoolu tugevus on järelikult:

$$I_0 = \frac{U_0}{R} = \frac{298}{4400} = 67{,}8 \cdot 10^{-3}\text{ A} \approx 68\text{ mA}.$$

6. Suunajas areneva voolupulsi maksimaalväärtus arvutatakse valemiga 57 — 6:

$$i_{2maks} = \frac{I_0 F}{m} = \frac{68 \cdot 6}{2} = 204 \text{ mA}.$$

7. Arvutatakse valemiga 57 — 21 alaldaja väljandpinge pulseerimistegur, milleks eelnevalt määratakse teguri p arvväärtus:

$$p = \frac{1}{m} - \frac{45{,}5^0}{180^0} \approx 0{,}25,$$

$$s = \frac{50p}{fRC} = \frac{50 \cdot 0{,}25}{50 \cdot 4400 \cdot 4 \cdot 10^{-6}} = 14{,}2\,\%.$$

Pulseerimisteguri arvväärtusest lähtudes on võimalik arvutada alaldaja väljandpinge vahelduvkomponendi maksimaalse väärtuse:

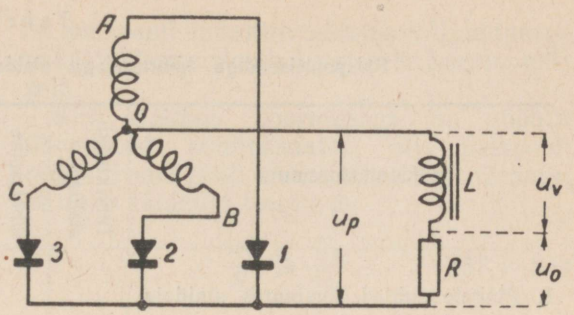
$$U_v = \frac{\Delta U_0}{2} = sU_0 = 0{,}142 \cdot 300 = 42{,}7 \text{ V}.$$

Kondensaatorsisendiga koormusega alaldajates rakendatakse peamiselt kenotrone ja teisi suurema sisetakistusega suunajaid. Gasotronide ja teiste väikese sisetakistusega suunajate rakendamisel muutuks kondensaatori laadimisvoolu pulsi maksimaalväärtus nii suureks, et suunaja rikneks. Seetõttu väikese sisetakistusega suunaja rakendamisel kasutatakse paispoolsisendiga koormust, mida alljärgnevalt kirjeldatakse.

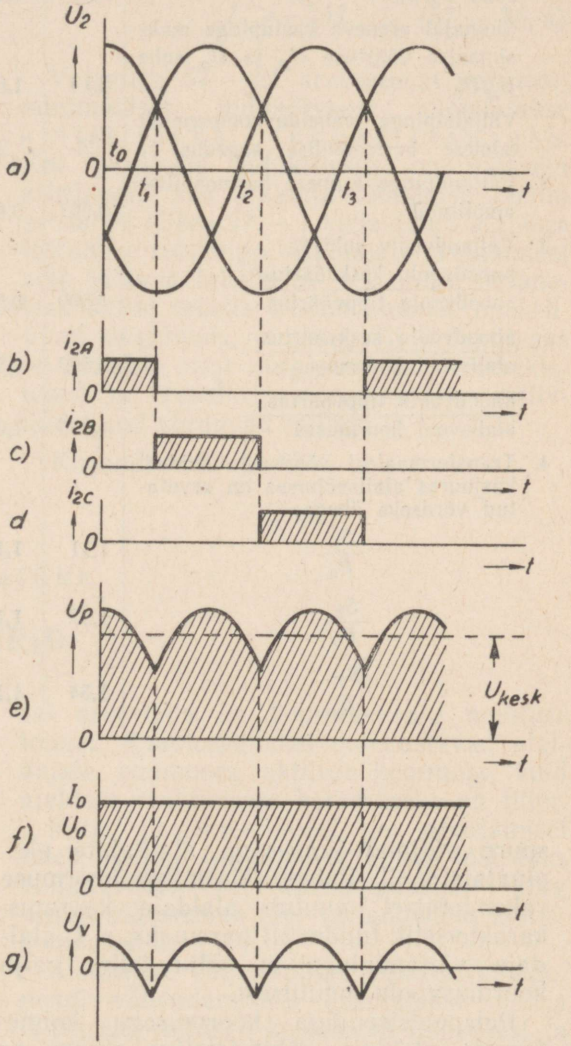
Kirjandus: 1 ja 59.

57 — 2. Paispoolsisendiga koormusega alaldajate arvutamise juhiseid.

Paispoolsisendiga koormusega alaldajaks nimetatakse niisugust alaldajat, mille koormusega järjestikku on ühendatud paispool. Paispoolsisendiga koormust rakendatakse kõikide väikest sisetakistust omavate suunajatega ja



Joonis 57 — 7. Paispoolsisendiga koormusega kolmefaasise alaldaja põhimõtteline skeem. Joonise lihtsustamiseks on sellelt ära jäetud alaldaja transformaatori primaarmähis.



Joonis 57 — 8. Paispoolsisendiga koormusega kolmefaasise alaldaja pinge ja voolu kõverate näide tingimusel, et paispooli induktiivsus on lõpmatu suur ning et selle aktiivtakistus on võrdne nulliga.

Tabel 57 — 1.

Paispoolsisendiga koormusega alaldajate elektrilised iseloomustussuurused.

Iseloomustussuurus	Terviktsükli-alaldaja	Ühefaasine sildalaldaja	Kolmefaasine alaldaja	Kolmefaasine sildalaldaja	Jaotuspaispooliga kolmefaasine kaksikalaldaja	Vologdini kaskaad-alaldaja	Kuuefaasine alaldaja
1. Pingete suhted, kusjuures alaldaja väljandpinge alaliskomponent on arvestatud võrdseks ühega:							
Transformaatori sekundaarmähise faasipinge efektiivväärtuse U_2 ja U_0 suhe U_2/U_0	1,11	1,11	0,855	0,428	0,855	0,428	0,740
Suunajal areneva vastupinge maksimaalse väärtuse U_S ja U_0 suhe U_S/U_0	3,14	1,57	2,09	1,05	2,42	1,05	2,09
Väljandpinge vahelduvkomponendi esimese harmoonilise sagedus f_1	2f	2f	3f	6f	6f	6f	6f
2. Väljandpinge esimese harmoonilise amplituud	0,667	0,667	0,250	0,057	0,057	0,057	0,057
3. Väljandvoolu suhted:							
$\frac{\text{anoodvoolu keskväärtus}}{\text{anoodvoolu tippväärtus}}$	0,500	0,500	0,333	0,333	0,333	0,333	0,167
$\frac{\text{anoodvoolu keskväärtus}}{\text{alalisvool koormuses}}$	0,500	0,500	0,333	0,333	0,167	0,333	0,167
$\frac{\text{anoodvoolu tippväärtus}}{\text{alalisvool koormuses}}$	1,000	1,000	1,000	1,000	0,500	1,000	1,000
4. Transformaatori võimsuste suhted, kusjuures alalisvõimsus on arvutatud võrdseks ühega:							
$\frac{S_1}{P_0}$	1,11	1,11	1,21	1,05	1,05	1,05	1,28
$\frac{S_2}{P_0}$	1,57	1,11	1,48	1,05	1,48	1,48	1,81
$\frac{S_T}{P_0}$	1,34	1,11	1,35	1,05	1,26	1,26	1,55

suure väljandvõimsusega alaldajate ekspluatatsioonil. Paispoolsisendiga koormuse rakendamisel muutub alaldaja koormuskarakteristik tunduvalt paremaks, s. t. alaldaja väljandpinge ei sõltu kuigi palju koormusvoolu muutusest.

Paispoolsisendiga koormusega kolmefaasise alaldaja põhimõtteline skeem on antud joonisel 57 — 7 ning selle alaldaja pinge ja voolu kõverad on näidatud joonisel 57 — 8.

Alaldaja töökäigu kirjelduse lihtsustamiseks oletatakse, et paispooli induktiivsus on lõpmatu suur ($L = \infty$) ning selle aktiivtakistus on võrdne nulliga ($R_L = 0$). Niisugusel juhul paispooli läbib ainult alalisvoolu komponent ning areneb jääva tugevusega vool, mis koosneb üksikutest voolu ristkülikutest (joonis 57 — 8 b, c, d). Selle tagajärjel on ka koormuse klemmipinge jääv. Paispoolil arenev pingelang on tegelikult võrdne alaldaja väljandpinge vahel-

duvkomponendiga, sest aktiivtakistuseta paispoolis alalispingelangu ei teki (joonis 57 — 8, g).

Tegelikult ei ole aga paispooli induktiivsus lõpmatu suur ning see omab ka aktiivtakistust. Sellise reaalse alaldaja väljandpinge vahelduvkomponendi maksimaalväärtus arvutatakse valemiga:

$$U_v = \frac{2U_0}{(m_2 k)^2 - 1}\,\text{V}, \qquad (57 - 22)$$

kus k on harmooniliste arvu näitav tegur, s. t. 1, 2, 3 ...

Reaalse paispooli rakendamisega kaasneb suunajat läbiva voolupulsi maksimaalväärtuse suurenemine ning see on arvutatav valemiga:

$$I_{Smaks} = I_S\left(1 + \frac{U_v R_e}{U_0 \omega L}\right)\text{A}, \qquad (57 - 23)$$

kus I_S on suunajat läbiva voolupulsi maksimaalväärtus tingimusel, et paispooli induktiivsus on lõpmata suur, U_v on alaldaja väljandpinge vahelduvkomponendi esimese harmoonilise maksimaalne väärtus, mis arvutatakse valemiga 57 — 22, R_e on ekvivalenttakistus, mille arvväärtuse moodustavad koormustakistus, paispooli aktiivtakistus, suunaja sisetakistus ja transformaatori sekundaarmähise faasi aktiivtakistus, $R_e = R + R_L + R_i + R_T\ \Omega$, ja ωL on paispooli induktiivtakistus väljandpinge vahelduvkomponendi esimesele harmoonilisele.

Kui alaldaja koormusega on rööbiti ühendatud kondensaator, siis paispooli induktiivsus peab olema vähemalt nii suur, et oleks täidetud tingimus:

$$\frac{\omega L}{R_e} \geqslant \frac{U_v}{U_0}. \qquad (57 - 24)$$

Praktikas sageli esineval juhul, s. t. terviktsükli-alaldaja arvutamisel, on valemit 57 — 24 võimalik teisendada järgmiseks:

$$L \geqslant \frac{R_e}{942}\,\text{H}. \qquad (57 - 24, \text{a})$$

Valemiga 57 — 24 arvutatavat paispooli minimaalset induktiivsust nimetatakse kriitiliseks induktiivsuseks. Kui paispooli induktiivsus on väiksem kriitilisest, siis alaldaja töötamise režiim sarnaneb lõikes 57 — 1 kirjeldatud alaldaja töötamise režiimiga. Alaldajate arvutamisel võib lähtuda tabelis 57 — 1 antud andmetest. Selles tabelis toodud andmed on kehtivad tingimusel, et paispooli induktiivsus on lõpmatu suur ning suunajate sisetakistused ja transformaatori mähiste aktiivtakistused võrduvad nulliga.

Kirjandus: 59 ja 61.

58. peatükk.

FILTRID.

58 — 1. Filtrite liigid ja iseloomustussuurused.

Alaldaja väljandpinge raadioseadmete toitmiseks otseselt ei sobi. Tema lainesuspinge vähendamiseks kasutatakse madalläbistusfiltreid, mis ühendatakse alaldaja ja koormuse vahele. Kui alaldaja väljandpinge üks poolus on maandatud, siis tuleb filtri takistus või paispool ühendada alaldaja mittemaandatud vooluhuhtmesse, et vähendada mürapinget, mida põhjustab alaldaja transformaatori sekundaarmähise mahtuvus maa suhtes.

Kuna raadioseadme toitevoolu tugevus on sageli muutuv, siis tuleb filtri arvutamisel arvestada ka koormusvoolu muutuse toimet. Raadioseadmed moodustavad alaldajale enamuses aktiivse koormuse, kuid alaldaja reaktiivseks koormuseks on filter.

Filtri projekteerimisel ja arvutamisel tuleb lähtuda tingimusest, et see tõkestaks väljandvoolu vahelduvkomponendi ning laseks tõkestuseta läbi väljandvoolu alaliskomponendi.

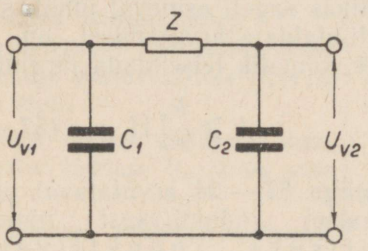
Alaldajate väljandpinge vahelduvkomponendi vähendamiseks kasutatakse Γ- ja Π-filtreid, millised koosnevad takistitest ja kondensaatoritest või paispoolidest ja kodensaatoritest. Joonisel 58 — 1 on antud Π-filtri põhimõtteline skeem.

Filtri põhiliseks iseloomustussuuruseks

on selle silumistegur k_s, mis näitab kui mitu korda filter vähendab alaldaja väljandpinge vahelduvkomponenti.

$$k_s = \frac{U_{v1}}{U_{v2}}, \qquad (58-1)$$

kus U_{v1} on väljandpinge vahelduvkomponendi kõrgus filtri sisendklemmidel ning U_{v2} on vahelduvkomponendi kõrgus filtri väljandklemmidel.



Joonis 58 — 1. Π-filtri põhimõtteline skeem.

Alaldajates kasutatavad madalläbistusfiltrid peavad vastama järgmistele tehnilistele tingimustele: 1) vahelduvkomponendi kõrgus filtri väljandklemmidel ei tohi ületada raadioseadmes lubatavat suurust, 2) filtri omasagedus peab olema väiksem raadioseadme töösageduse madalamast piirsagedusest, 3) voolu katkestus filtris ei tohi mõjutada kahjustavalt alaldajat ja raadioseadet, 4) alaldaja käivitamisel või selle toitevoolu katkestamisel ei tohi filtris areneda selle lülituselemente ohustavaid liigpingeid, 5) filtris ei tohi tekkida lisa-moduleerimise nähteid ning samuti ei tohi filter tekitada lineaarmoonutusi ja 6) filtri hind peab olema võimalikult odav.

Raadioseadmetes lubatavad toitevoolu vahelduvkomponentide suurused sõltuvad raadioseadme tüübist ja kasutusotstarbest. Tabelis 58 — 1 on antud orienteerivad andmed lubatavate pulseerimistegurite kohta %-des. Pulseerimisteguriks nimetatakse teatavasti vahelduvkomponendi ja väljandpinge keskmise väärtuse suhet, mis on määratav valemiga 55 — 11:

$$s = \frac{U_v}{U_{kesk}} = \frac{U_v}{U_0}. \qquad (58-2)$$

Kirjandus: 1 ja 59.

Tabel 58 — 1.

Orienteerivad andmed lubatavate pulseerimistegurite kohta %-des.

Koormuse liik	s
Raadiotelegraafisaatja võimsusaste	0,5—3,0
Raadiotelefonisaatja võimsusaste	0,05—0,10
Ringhäälingusaatja võimsusaste	0,03—0,06
Madalsagedusvõimendaja vastastakt-lõppaste	0,5—3,0
Madalsagedusvõimendaja lõppaste	0,1—0,5
Raadiotelegraafisaatja vaheastmed	0,2—0,5
Raadiotelefonisaatja vaheastmed	0,02—0,10
Ringhäälingusaatja vaheastmed	0,01—0,03
Madalsagedusvõimendaja vaheastmed	0,01—0,10
Raadiosaatja generaatorastmed	0,001—0,003
Mikrofonid	$< 0{,}0001$
Raadiovastuvõtja kõrgsagedusvõimendaja	0,01—0,10

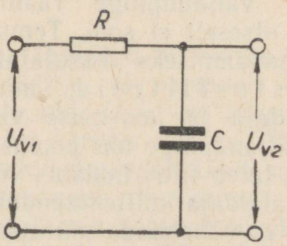
58 — 2. Γ- ja Π-filtrite arvutamine.

Takistist R ja kondensaatorist C koosneva Γ-filtri silumisteguri arvutamiseks kirjutatakse selle impedantsi valem vastavalt joonisele 58 — 2:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}\ \Omega.$$

Kirjelduse lihtsustamiseks oletatakse, et filtri sisendklemmidele on lülitatud ainult pulseerivpinge vahelduvkomponent. Selle vahelduvkomponendi toimel areneb filtris vool, mille maksimaalne väärtus

$$I_v = \frac{U_{v1}}{|Z|} = \frac{U_{v1}}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}}\ \text{A}.$$



Joonis 58 — 2. Takistist R ja kondensaatorist C koosneva Γ-filtri põhimõtteline skeem.

Seega filtri väljandklemmidel areneva pinge vahelduvkomponendi maksimaalne väärtus:

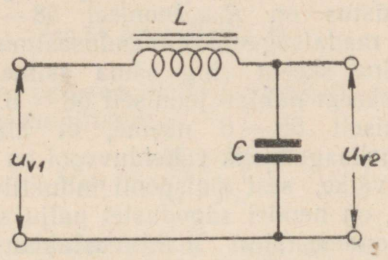
$$U_{v2} = I_v \cdot \frac{1}{\omega C} = \frac{U_{v1}}{\omega C \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} =$$

$$= \frac{U_{v1}}{\sqrt{(\omega CR)^2 + 1}} \text{ V.} \qquad (58 - 3)$$

Valemist 58 — 3 leitakse filtri silumisteguri arvutusvalem

$$k_s = \frac{U_{v1}}{U_{v2}} = \sqrt{(\omega CR)^2 + 1}. \qquad (58 - 4)$$

Paispoolist ja kondensaatorist koosneva Γ-filtri silumisteguri arvutamiseks lähtutakse joonisel 58 — 3 näidatud skeemist.



Joonis 58 — 3. Paispoolist ja kondensaatorist koosneva Γ-filtri põhimõtteline skeem.

Selle filtri impedants komplekskujul on:

$$Z = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \Omega.$$

Vahelduvkomponendi toimel areneb filtris vool, mille maksimaalne väärtus

$$I_v = \frac{U_{v1}}{Z} = \frac{U_{v1}}{\omega L - \frac{1}{\omega C}} \text{ A,}$$

ning filtri väljandklemmidel areneva pinge vahelduvkomponendi maksimaalne väärtus on:

$$U_{v2} = I_v \cdot \frac{1}{\omega C} = \frac{U_{v1}}{\omega C\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} =$$

$$= \frac{U_{v1}}{\omega^2 CL - 1} \text{ V.} \qquad (58 - 5)$$

Valemist 58 — 5 on võimalik leida filtri silumisteguri arvutusvalemit

$$k_s = \frac{U_{v1}}{U_{v2}} = \omega^2 LC - 1. \qquad (58 - 6)$$

Filtri arvutamisel määratakse valemist 58 — 6 korrutis LC ning valides ühe nendest suurustest, saab arvutada teise:

$$L \cdot C = \frac{k_s + 1}{\omega^2} \text{ H.F.} \qquad (58 - 7)$$

Kahest Γ-sektsioonist koosneva filtri üldine silumistegur võrdub üksikute sektsioonide silumistegurite korrutisega (joonis 58 — 4).

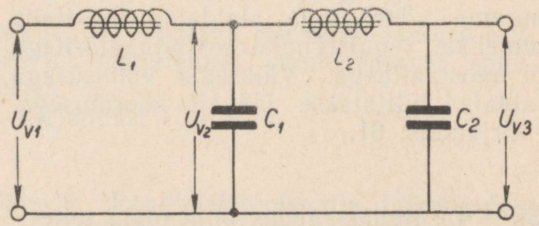
$$k_s = k_{s1} \cdot k_{s2}. \qquad (58 - 8)$$

Kui nendes sektsioonides $C_1 = C_2$, $L_1 = L_2$ ja $k_{s1} = k_{s2}$, siis filtri üldine silumistegur

$$k_s = (\omega^2 LC - 1)^2. \qquad (58 - 9)$$

Kui koormuse vooluringi on järjestikku koormusega ühendatud ainult paispool, siis selle silumistegur arvutatakse valemiga:

$$k_s = \frac{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2}}{R}. \qquad (58 - 10)$$



Joonis 58 — 4. Kahest Γ-sektsioonist koosneva filtri põhimõtteline skeem.

Π-filtri arvutamisel võib selle sisendkondensaatori C_1 arvata alaldaja komplekti ning ülejäänud osa Π-filtrist on tegelikult Γ-filter, mille arvutamiseks sobivad eelantud valemid.

Kirjandus: 1 ja 59.

58 — 3. Alaldajate koormuse sisse- ning väljalülitamisel arenevad kujunemistoimused ja nende vähendamise võimalusi.

Alaldaja käivitamisel filtri kondensaatori laadimise vool tekitab selles kujune-

mistoimuseid. Paispooli induktiivsuse tõttu laadub filtri kondensaator ebaühtlaselt ning kondensaatori pinge võib tõusta kuni $2U_0$. Filtri liigpinge toimel tekib alaldaja suunajatel kõrge vastupinge ning koormuses võib areneda liigvool, mis ohustab alaldaja transformaatorit, suunajaid ja koormust.

Alaldaja käivitamisel filtri kondensaatori klemmidel areneva pinge maksimaalne väärtus arvutatakse valemiga:

$$U_{Cmaks} = U_0\left(1 + e^{-\frac{\delta_f \pi}{\omega_f}}\right) \text{ V}, \quad (58-11)$$

kus $\delta_f = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{RC} + \frac{R_e}{L}\right) = \frac{1}{2}\left(\frac{I_0}{UC} + \frac{\Delta U_0}{I_0 \cdot L}\right)$

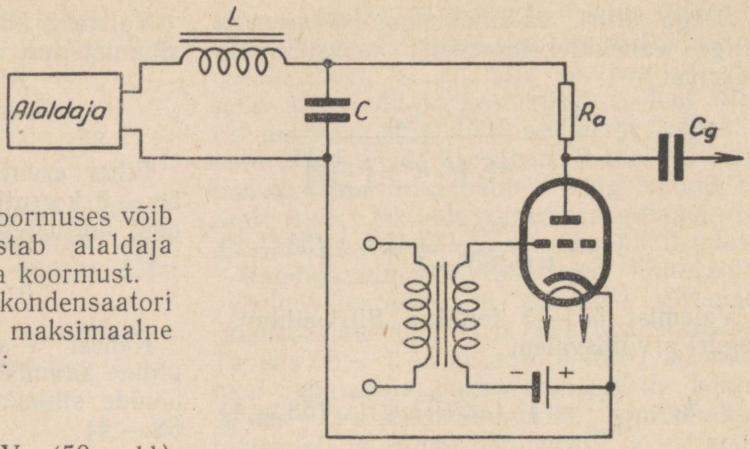
ja ω_f on filtri omanurksagedus, $\omega_f = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Koormuse äralangemisel filtri kondensaatori klemmidel areneva pinge maksimaalne väärtus on arvutatav valemiga:

$$U_{Cmaks} = U_0 + I_0\sqrt{\frac{L}{C}} \text{ V}. \quad (58-12)$$

Filtri liigpingetest hoidumiseks tuleb suurema võimsusega alaldajad käivitada astmeliste reguleerimistransformaatoritega või reostaatidega. Väiksema võimsusega alaldajad lülitatakse jäävalt koormusega.

Kirjandus: 61.

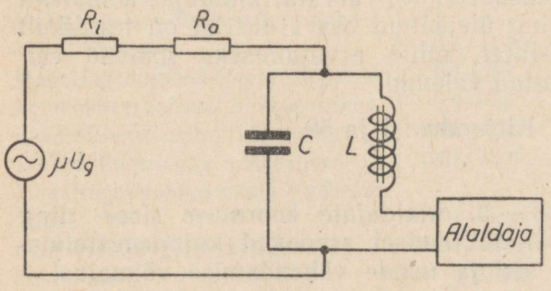


Joonis 58 — 5. Madalsagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem.

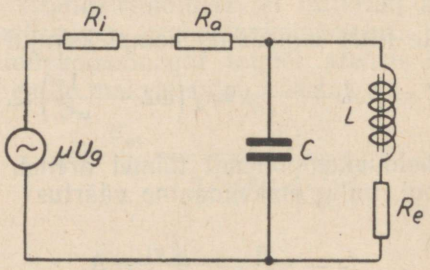
58 — 4. Madalsagedusvõimendaja toitealaldaja filtrite arvutamise erinevusi.

Madalsagedusvõimendusastme elektronlampi võib teatavasti asendada ekvivalentskeemil ekvivalentgeneraatoriga, mille elektromotoorne jõud on μU_g ning mille sisetakistus on R_i. Joonisel 58 — 5 on antud madalsagedusvõimendusastme põhimõtteline skeem ning sama astme ekvivalentskeem nähtub jooniselt 58 — 6.

Jooniselt 58 — 6 näeme, et alaldajat läbiv helisageduslik vahelduvvool on suhteliselt väike, sest paispooli induktiivtakistus X_L on nendel sagedustel palju suurem kui kondensaatori mahtuvustakistus X_C. Kuna alaldajat läbiv helisageduslik vahelduvvool on nõrk, siis see alaldaja suunaja töötamist tunduvalt ei mõjuta. Seetõttu



Joonis 58 — 6. Madalsagedusvõimendusastme ekvivalentskeem.



Joonis 58 — 7. Madalsagedusvõimendusastme lihtsustatud ekvivalentskeem.

joonisel 58 — 6 antud ekvivalentskeemil võib alaldaja ja filtri asendada ekvivalenttakistusega R_e. Lihtsustatud ekvivalentskeemil (joonis 58 — 7) R_e on alaldaja ja filtri aktiivtakistuste summa:

$$R_e = R_{al} + R_L \ \Omega.$$

Joonisel 58 — 7 antud ekvivalentskeem näitab, et helisagedusliku vahelduvvoolu amplituudid sõltuvad takistustest R_i, R_a ja filtri impedantsist Z. Impedants Z sõltub L, C ja R_e arvväärtustest ning võimendatava helisagedusliku vahelduvvoolusagedusest. Sellest sõltuvalt võib tekkida tunduvaid võimendatava heli moonutusi. Helimoonutuste vältimiseks peab Z arvväärtus olema suhteliselt väike kogu võimendatava sagedusriba ulatuses, s. t. helisageduslik vahelduvpingelang filtris peab olema suhteliselt madal võrreldes selle pingelanguga takistustel $R_i + R_a$.

Anoodkoormustakistil R_a areneva vahelduvpinge amplituud on vastavalt ekvivalentskeemile:

$$U_{am} = I_{am} \cdot R_a = \frac{\mu U_{gm} \cdot R_a}{R_a + R_i + Z} \text{ V},$$

kus

$$I_{am} = \frac{\mu U_{gm}}{R_a + R_i + Z} \text{ A}.$$

Filtrita on anoodkoormustakistil vahelduvpinge amplituud:

$$U'_{am} = \frac{\mu U_{gm} \cdot R_a}{R_a + R_i} \text{ V}.$$

Filtri impedantsist Z tingitud lineaarmoonutused on järelikult arvutatavad valemiga:

$$N = \frac{U_{am}}{U'_{am}} = \frac{R_a + R_i}{R_a + R_i + Z}, \quad (58 - 13)$$

milles filtri impedants on arvutatav valemiga:

$$Z = \frac{(j\omega L + R_e)\frac{1}{j\omega C}}{R_e + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \Omega.$$

Kuna $R_e \ll \omega L$, siis võib Z valemit lihtsustada järgmiseks:

$$Z = \frac{1}{\omega C} \cdot \frac{\omega L}{R_e + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{1}{\omega C} \cdot \frac{1}{\frac{R_e}{\omega L} + j\left[1 - \left(\frac{\omega_f}{\omega}\right)^2\right]} \Omega.$$

Suure silumisteguri k_s saavutamiseks peab filtri omanurksagedus ω_f olema suhteliselt väike. Tavaliselt on filtri omanurksagedus astmikus $2\pi 10 < \omega_f < 2\pi 25$.

Kuna madalsagedusvõimendaja sagedusriba on harilikult 60 kuni 8000 Hz, siis sagedus on alati kõrgem filtri omasagedusest. Samuti on avaldus $\frac{R_e}{\omega L}$ palju väiksem avaldusest $\left[1 - \left(\frac{\omega_f}{\omega}\right)^2\right]$ ning seetõttu võib Z valemit veelgi lihtsustada:

$$Z \approx \frac{1}{\omega C} \cdot \frac{1}{j\left[1 - \left(\frac{\omega_f}{\omega}\right)^2\right]} = -j \frac{1}{\omega C\left[1 - \left(\frac{\omega_f}{\omega}\right)^2\right]} \Omega.$$

Juhul kui $\left(\frac{\omega_f}{\omega}\right)^2 \ll 1$ siis:

$$Z \approx -j \frac{1}{\omega C} \Omega. \quad (58 - 14)$$

Valemist 58 — 14 näeme, et filtri omasagedusest palju kõrgematele sagedustele on filtri impedants võrdne kondensaatori C_1 mahtuvustakistusega X_C. Asetades valemist 58 — 14 Z väärtuse valemisse 58 — 13, leitakse sellest maksimaalselt lubatavale lineaarmoonutusele vastav minimaalne kondensaatori C mahtuvus:

$$C = \frac{1}{\omega_m (R_a + R_i)} \sqrt{\frac{1/N_m^2}{1/N_m^2 - 1}} \text{ F}, \quad (58 - 15)$$

kus N_m on lubatava lineaarmoonutuse arvväärtus madalaimal võimendataval sagedusel.

Kirjandus: 1 ja 59.

58 — 5. Raadiotelefonisaatja toitealaldaja filtrite arvutamise erinevusi.

Raadiotelefonisaatja toiteseadmes on filtri töörežiim üldiselt sarnane madalsagedusvõimendaja toitealaldaja filtri töörežiimiga, sest ka raadiotelefonisaatjas omab anoodvool helisageduslikku vahelduvvoolu komponenti.

Raadiotelefonisaatja generaatorlambid omavad tavaliselt küll väikese läbitavuse D, kuid sügava moduleerimise puhul arenevad nendes siiski suured anoodvoolu muutused, mis filtrites tekitavad tunduva pingelangu, ning selle tagajärjel väheneb anoodvoolutugevus, mis põhjustab raadiosaate moonutusi.

Arenevate moonutuste suurus sõltub pingelangust filtris (pingelang filtris sõltub moduleerivast sagedusest ning modu-

leerimise sügavusest). Saatemoonutuste vältimiseks ei tohi generaatorlambi anoodpingelang ületada 5%.

Filtri pingelang, mis tekib mahtuvustakistusel, on generaatorlambi anoodvoolust 90° faasis nihutatud. Järelikult pingelang filtris ja pingelang generaatorlambis on samuti 90° faasis nihutatud ning nende summa võrdub üldise anood-alalispingelanguga:

$$\Delta U_a^2 = \Delta U_g^2 + \Delta U_f^2 .$$

Kui võtta $U_g = 0{,}98U_{a0}$, siis saadakse:

$$\Delta U_f^2 = U_{a0}^2 - \Delta U_g^2 = U_{a0}^2 - (0{,}98U_{a0})^2 =$$
$$= U_{a0}^2 (1 - 0{,}98^2) \approx 0{,}05U_{a0}^2 \cdot$$

$$\Delta U_f = \sqrt{0{,}05U_{a0}^2} \approx 0{,}22U_{a0} \text{ V} . \quad (58-16)$$

Lähtudes moduleeritud kandevsagedusliкust voolust tekib filtris pingelang

$$\Delta U_f \approx I_a \cdot \frac{1}{\Omega C} \approx \frac{m_a I_{a0}}{\Omega C} \text{ V} . \quad (58-17)$$

Võrrutades valemid 58 — 16 ja 58 — 17 saadakse:

$$\Delta U_f = 0{,}22U_{a0} = \frac{m_a \cdot I_{a0}}{\Omega C} \text{ V},$$

ning sellest leitakse kondensaatori C minimaalse mahtuvuse arvutusvalem:

$$C = \frac{m_a \cdot I_{a0}}{0{,}22U_{a0}\Omega_m} \text{ F} . \quad (58-18)$$

Valides $\Omega_m = 2\pi \cdot 50 = 314$ ning asetades valemisse 58 — 18 C mahtuvuse μF, saadakse C arvutamiseks praktikas kasutatav valem:

$$C = 10^6 \frac{m_a \cdot I_{a0}}{0{,}22 \cdot 314 \cdot U_{a0}} \approx \frac{1{,}5 \cdot 10^4 m_a I_{a0}}{U_{a0}} \mu\text{F} .$$

(58 — 19)

Kirjeldatud filtri arvutus sobib ainult siis, kui raadiosaatjas esineb I_{a0} ja helisageduslik vahelduvvoolu komponent. Kui aga raadiosaatjas esineb ka kõnesagedus, s. t. kus üksikute sõnade vaheajal anoodvool on null või on tunduvalt väiksem kui moduleeritav anoodalalisvool I_{a0}, siis tuleb filtri arvutamisel toimida nii nagu antud raadiotelegraafisaatja toitealaldaja filtri arvutamisel järgnevas lõigus.

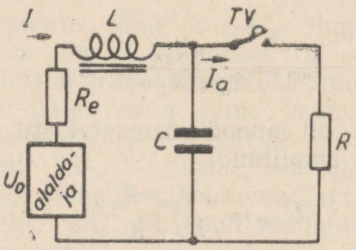
Niisugune kõnesagedus esineb näiteks raadiosaatjates, milledel puudub kandevsagedus ja samuti B-klassi võimendajates.

Kirjandus: 61.

58 — 6. Raadiotelegraafisaatja toitealaldaja filtrite arvutamise erinevusi.

Raadiotelegraafisaatja toiteseadmes tekib anoodvool kõrgsagedusvoolu pulssidena, millised omavad ristküliku kuju. Niisuguse ristkülikulise voolupulsi kestuse järgi määratakse telegraafimärkide tähendusi (punktid ja kriipsud).

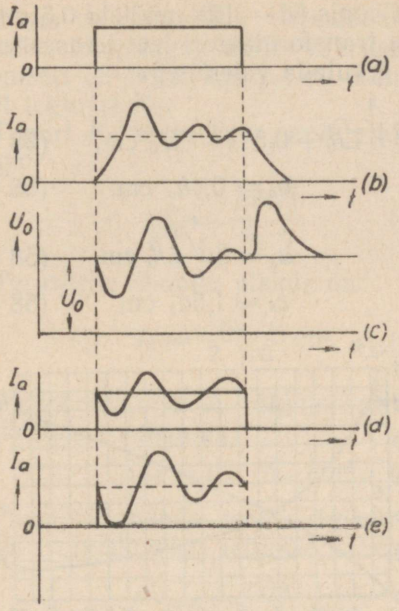
Tavaliselt on praktikas raske saavutada olukorda, et anoodvool muutuks hetkeliselt nullist kuni maksimumini ja vastupidi, selle peamiseks põhjuseks on filtri paispooli induktiivsus. Paispooli induktiivsuse toimel tekivad tunduvad telegraafimärkide moonutused, eriti kiirsaatmisel. Seetõttu vähendatakse sageli anoodvoolu muutumise suurust ning anoodvoolu ei vähendata nullini.



Joonis 58 — 8. Raadiotelegraafisaatja ekvivalentskeem.

Joonisel 58 — 8 antud ekvivalentskeemil on järgmised tähised: R — koormus (raadiosaatja), L ja C — silumisfiltri paispool ja kondensaator, $R_e = R_{al} + R_L$ — alaldaja ja filtri aktiivtakistuste ekvivalenttakistus ning TV — telegraafivõti.

Telegraafivõtmega tastimisel (joonis 58 — 9, a) arenevad filtri vooluringis kujunemistoimused, mille toimel kondensaatori klemmipinge muutus on analoogiline võnkeringi sumbvõnkumisega (joonis 58 — 9, *b*). Selline olukord areneb järgmiselt: telegraafivõtmega tastimisel filtri paispooli induktiivsus tõkestab voolu järskust tõusu maksimumini, mistõttu raadiosaatja anoodvool on suurem voolust paispoolis ning kondensaatori C klemmipinge madaldub. Järgnevalt paispooli vool muutub suuremaks anoodvoolust ning selle tagajärjel laaditakse kondensaator C, s. t. selle klemmipinge kõrgeneb jne. Kuna raadiosaatja omab aktiivtakistust, siis selles are-

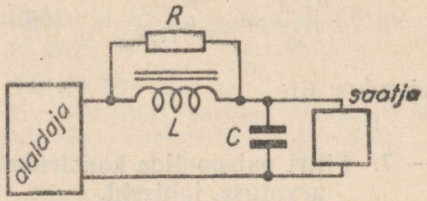


Joonis 58 — 9. Raadiotelegraafisaatja silumisfiltri pinge ja voolu tunnusjooned.

neva anoodvoolu tunnusjoon on sarnane kondensaatori klemmipinge tunnusjoonega (joonis 58 — 9, *d*). Sellise muutuva anoodvoolu toimel telegraafitähestiku signaalid moonutatakse. Suure moonutuse juures telegraafi signaalmärk võib jaguneda isegi mitmeks osaks (mida nimetatakse telegraafi signaalmärgi jaguneminseks), nii nagu näeme ka joonisel 58 — 9, c.

Raadiosaatja anoodvoolu katkestamisel telegraafivõtmega tekib filtri paispooli induktiivsuse tõttu kondensaatori järellaadimine, mille tagajärjel valesti valitud iseloomustussuurustega filtri kondensaatoril võib areneda kõrge klemmipinge. Filtri kondensaatori liigpinged mõjuvad halvasti raadiosaatja lampidele ning võivad põhjustada filtri kondensaatorite või alaldaja suunajate läbilööke.

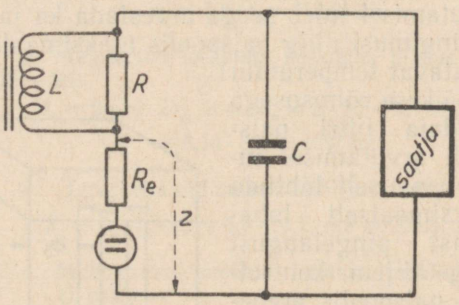
Filtri iseloomustussuuruste õigel valikul ei arene kondensaatoril kõrgeid liigpingeid. Silumisfiltri L ja C suurused tulevad valida nii, et korrutis $L \cdot C$ annaks vajaliku silumisteguri. Eeltoodust nähtub, et hea raadiotelegraafisaatja alaldaja filter peab omama väikese laineimpedantsi, s. t. peab omama suure mahtuvusega kondensaatorit ja väikese induktiivsusega paispooli. Kui raadiosaatja projekteeritakse nii telefoni kui ka telegraafi saadeteks, siis lahendatakse olukord järgmiselt: L ja C suurused valitakse vastavalt raadiotelefoni saateks vajaliku k_s saavutamiseks, ning üleminekul raadiotelegraafi saatele vähendatakse paispooli induktiivsust. Paispooli induktiivsuse vähendamine on võimalik seetõttu, et raadiotelegraafi saatel maksimaalselt lubatav vahelduvkomponendi väärtus on suurem. Tavaliselt koosneb silumisfiltri induktiivsus kahest paispoolist, kusjuures telegraafi saatel üks paispoolidest lühistatakse. Teise variandina kasutatakse paispooli sildamist aktiivtakistiga, nii nagu on näidatud joonisel 58 — 10.



Joonis 58 — 10. Raadiotelegraafisaatja toitealaldaja filtri skeem, mille paispooliga on rööbiti ühendatud takisti R.

Nimetatud takisti takistus tuleb valida nii suur, et $R < \omega_f L$.

Joonisel 58 — 10 antud skeemi ekvivalentskeem on toodud joonisel 58 — 11.



Joonis 58 — 11. Joonisel 58 — 10 antud skeemi ekvivalentskeem.

Rööbiti ühendatud takistiga filtri impedants Z on kõigile sagedustele väiksem kui $R + R_e$ ning filter on seega aperioodiline. Niisuguse filtri silumistegur on aga tunduvalt väiksem kui samal filtril ilma rööbiti ühendatud takistita.

Rööbiti ühendatud takistiga filtri silumistegur arvutatakse valemiga 58 — 4, millesse R asemele tuleb asetada filtriga rööbiti ühendatud takisti arvväärtus.

Filtri lülituselementide arvutamisel lähtutakse valemist:

$$\frac{L}{C} = \frac{\pi R_e \Delta U_f}{2\Delta I_a}, \qquad (58-20)$$

kus $\Delta I_a = I_{a0\ maks} - I_{a0\ min}$.

Hea telegraafilise saate saavutamiseks peab suhe $\frac{\Delta U_{al}}{U_{a0}}$ olema võrdne või väiksem kui 0,1, kusjuures nimetatud suhe on arvutatav valemiga:

$$\frac{\Delta U_{al}}{U_{a0}} = \frac{4L\Delta I_a}{\pi C \Delta U_a R_{al}}. \qquad (58-21)$$

Kirjandus: 61.

58 — 7. Filtri paispoolide konstruktiivarvutuse juhiseid.

Filtri paispoolide töörežiimid, sõltuvalt alaldajate võimsusest, on erinevad. Suure võimsusega alaldajas on pingelang silumisfiltri paispoolis väike võrreldes üldise alalispinge kõrgusega ning sellest sõltuvalt filtri kasutegur on suur (99 kuni 99,5%). Absoluutsuuruselt on aga paispoolis siiski küllalt suur võimsuskadu, mis tekitab selles temperatuuri tõusu. Paispooli arvutamisel tuleb seega arvestada ka jahutustingimusi ning paispoolis maksimaalselt lubatavat temperatuuri.

Väikese võimsusega alaldaja filtri paispooli arvutamisel tuleb peamiselt lähtuda maksimaalselt lubatavast pingelangust ning hiljem kontrollida paispoolis arenevat temperatuuri.

Suure jahutuspinna saavutamiseks valitakse paispoolile südamiktüüpi teraskeha, millele mähis asetatakse poolitatult kahele sambale.

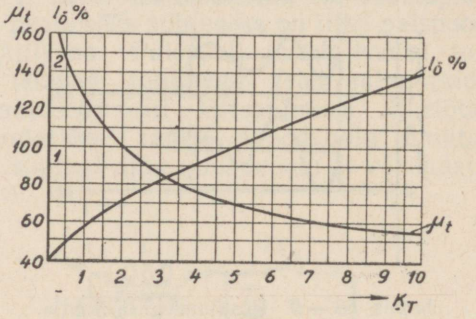
Ristkülikulise ristlõikepinnaga teraskeha (joonis 58 — 12) mõõteid 0,5 mm paksusega transformaatori leht-terasest on võimalik arvutada valemitega:

$$h_a = 8\sqrt[4]{Ll_0^2} + 0{,}5\cdot 10^{-3} U_0 \text{ cm}, \qquad (58-22)$$

$$b_a \approx 0{,}4 h_a \text{ cm}, \qquad (58-23)$$

$$a_s = 3\sqrt[4]{Ll_0^2} \text{ cm}, \qquad (58-24)$$

$$c_s \approx 1{,}5 a_s \text{ cm}. \qquad (58-25)$$



Joonis 58 — 13. μ_t ja $l_{\delta\%}$ funktsioonina tegurist K_T.

Magnetvoo teekonna keskmine pikkus teraskehas arvutatakse valemiga:

$$l_t = 2h_a + 2b_a + \pi a_s \text{ cm}, \qquad (58-26)$$

ja teraskeha südamiku terase ristlõige valemiga:

$$S_t = a_s \cdot c_s \cdot k_t \text{ cm}^2, \qquad (58-27)$$

kus k_t on terasepaki täitetegur, mis 0,5 mm paksusel transformaatori lehtterasel on ligikaudu 0,9.

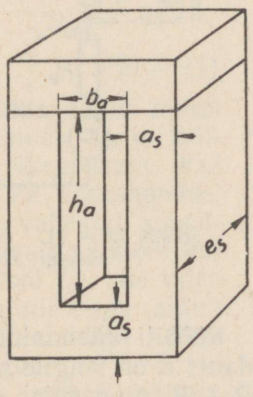
Mähisealuse materjali paksus ja välismõõted sõltuvad paispooli tööpingest. Orienteerivad andmed mähisealuste kohta on antud käesoleva teose I osas, tabel 24 — 2.

Mähisealuse pikkus l_a valitakse ligikaudu $0{,}98 h_a$.

Mähise sektsioonide vahed valitakse tavaliselt 1 kuni 1,5 mm iga tuhande voldi kohta (naaber-sektsioonide vahel). Mähisealuse ava tehakse vähe suurem kui on teraskeha südamiku paki mõõted.

Paispooli mähise keerdude arv arvutatakse valemiga:

$$w = 10^4 \sqrt{\frac{Ll_t}{1{,}26\mu_t \cdot S_t}}, \qquad (58-28)$$



Joonis 58 — 12. Südamiktüüpi teraskeha konstruktiivskeem.

kus μ_t on teraskeha permeaablus optimaalse õhupiluga, mille väärtus leitakse jooniselt 58 — 13, kus μ_t on antud sõltuvalt tegurist K_T.

Teguri K_T arvväärtus arvutatakse valemiga:

$$K_T = \frac{10^3 L I_0^2}{S_t \cdot l_t}. \qquad (58-29)$$

Teraskeha õhupilu pikkus on:

$$l_\delta = \frac{l_{\delta\%} \cdot l_t}{2 \cdot 100} \text{ cm}. \qquad (58-30)$$

Paispooli mähise üldine ristlõikepind määratakse valemiga:

$$S_{w\ddot{u}} = 2 l_m \cdot h_m \text{ cm}^2. \qquad (58-31)$$

Paispooli mähise traadi ligikaudne läbimõõt isolatsiooniga leitakse valemist:

$$d_i = \sqrt{\frac{S_{w\ddot{u}} \cdot k_w \cdot 10^6}{w}} \text{ mm}, \qquad (58-32)$$

kus k_w on mähise täitetegur, mille suurus on sõltuvalt traadi läbimõõdust 0,2 kuni 0,7.

Suurte paispoolide mähised valmistatakse tavaliselt üksikutest mähiskettaist arvestusega, et alaldaja käivitamisel ühe mähisketta äärmiste keerdude vahel esinev pinge ei ületaks 300 kuni 500 volti.

Kui vool paispoolis ei ületa 1,6 kuni 2,0 A/mm² kohta, siis normaalsetes jahutustingimustes paispoolis ületemperatuuri ei teki. Paispooli jahutuse arvutusel võetakse aluseks selles soojuseks muutuv võimsus P_L, mis koosneb vaseskaost ja teraseskaost ning mille arvväärtus arvutatakse valemiga:

$$P_L = I_0^2 R_L + P_{ph} \text{ W}, \qquad (58-33)$$

kus P_{ph} on teraseskaod, millede suurus on ligikaudu 3 vatti terase kilogrammi kohta.

Paispooli mähise aktiivtakistuse arvutamiseks on eelnevalt vaja leida mähise keeru keskmine pikkus l_k, mis määratakse valemiga:

$$l_k = 2(a_s + c_s + 4\delta_a + 4\delta_m) + \pi h_m \text{ cm}, \qquad (58-34)$$

kus δ_m on mähiste vahelise isolatsiooni paksus ja δ_a on aluse paksus.

Mähise välise keeru pikkus arvutatakse valemiga:

$$l_v = l_k + \pi h_m \text{ cm}. \qquad (58-35)$$

Mähise traadi üldpikkus arvutatakse valemiga:

$$l_{\ddot{u}} = l_k \cdot w \text{ cm}. \qquad (58-36)$$

Mähise aktiivtakistus 50° C juures on:

$$R_L = \varrho[1 + \alpha_t(t - 20)] \frac{4 l_{\ddot{u}}}{\pi d^2} \ \Omega. \qquad (58-37)$$

Paispooli mähise välispind:

$$S_p = 2 l_v \cdot l_m \text{ cm}^2. \qquad (58-38)$$

Paispoolis tekkiv ületemperatuur leitakse valemiga:

$$\vartheta_{\ddot{u}} = \frac{P_L}{14 S_p \cdot 10^{-4}} \text{ °C}, \qquad (58-39)$$

kus P_1 on paispoolis tekkiv koosvõimsus vattides ja S_p on paispooli üldine jahutuspind cm².

Näide 58 — 1.

Arvutada filtri paispool vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele: $I_0 = 5$ A, $L = 3$ H, $U_0 = 11$ kV.

Lahendus.

1. Parema jahutuse saamiseks valitakse südamiktüüpi teraskeha ning selle mõtted arvutatakse valemitega 58 — 22 kuni 58 — 25:

$$h_a = 8\sqrt[4]{L \cdot I_0^2} + 0{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot U_0 = 8\sqrt[4]{3{,}5^2} + 0{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 11 \cdot 10^3 \approx 29 \text{ cm},$$

$$b_a = 0{,}4 h_a = 0{,}4 \cdot 29 = 11{,}6 \text{ cm},$$

$$a_s = 3\sqrt[4]{L \cdot I_0^2} = 3\sqrt[4]{3{,}5^2} = 8{,}8 \text{ cm},$$

$$c_s = 1{,}5 \cdot a_s = 13{,}2 \text{ cm}.$$

2. Magnetvoo teekonna keskmine pikkus (valem 58 — 26):

$$l_t = 2h_a + 2b_a + \pi \cdot a_s = 2 \cdot 29 + 2 \cdot 11{,}6 + 3{,}14 \cdot 8{,}8 \approx 109 \text{ cm}.$$

3. Teraskeha südamiku ristlõige (valem 58 — 27):

$$S_t = a_s \cdot c_s \cdot k_t = 8{,}8 \cdot 13{,}2 \cdot 0{,}9 = 104{,}5 \text{ cm}^2.$$

4. Mähisealuse mõõted leitakse tabelist 24 — 2 (I osa):
mähisealuse paksus $\delta_a = 9$ mm,
mähisealuse otste paksus $\delta_0 = 11$ mm,
mähisealuse otste kaugus teraskehast $\delta_\delta = 17$ mm,
mähisealuse ava mõõted 90 × 133 mm ja
mähiste vahekaugus võetakse $\delta_m = 30$ mm.

5. Tegur K_T arvutatakse valemiga 58 — 29:

$$K_T = \frac{10^3 L I_0^2}{S_t \cdot l_t} = \frac{10^3 \cdot 3{,}5^2}{104{,}5 \cdot 109} = 6{,}6.$$

Tabel 58 — 2.

Mähistraatide andmed.

Paljas traat					Isolatsiooni paksus isolatsiooni tüübid											
					ПЭ		ПЭШО		ПШО		ПШД		ПБО		ПБД	
Traadi diameeter d = mm	Lubatav kõrvalekaldum. mm	Traadi ristlõige mm²	1 km traadi raskus kg	1 km traadi takistus 20°C Ω	$d_i - d$ mm	Lubatav kõrvalekaldum. mm	$d_i - d$ mm	Lubatav kõrvalekaldum. mm	$d_i - d$ mm	Lubatav kõrvalekaldum. mm	$d_i - d$ mm	Lubatav kõrvalekaldum. mm	$d_i - d$ mm	Lubatav kõrvalekaldum. mm	$d_i - d$ mm	Lubatav kõrvalekaldum. mm
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
0,03	±0,003	0,00071	0,0063	24620	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,04	0,003	0,00126	0,0120	13870	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,05	0,003	0,00196	0,0175	8920	0,010	±0,005	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,06	0,003	0,00283	0,0252	6180	0,010	0,005	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,07	0,003	0,00385	0,0343	4540	0,010	0,005	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,08	0,005	0,00502	0,0448	3480	0,010	0,005	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,09	0,005	0,00636	0,0567	2750	0,010	0,005	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,10	0,005	0,00785	0,0700	2230	0,015	0,005	0,075	±0,01	0,06	±0,005	0,12	±0,01	0,09	±0,01	—	—
0,11	0,005	0,00950	0,0850	1840	0,015	0,005	0,075	0,01	0,06	0,005	0,12	0,01	0,09	0,01	—	—
0,12	0,005	0,01131	0,1010	1546	0,015	0,005	0,075	0,01	0,06	0,005	0,12	0,01	0,09	0,01	—	—
0,13	0,005	0,01327	0,1180	1317	0,015	0,005	0,075	0,01	0,06	0,005	0,12	0,01	0,09	0,01	—	—
0,14	0,005	0,01539	0,1370	1136	0,015	0,005	0,075	0,01	0,06	0,005	0,12	0,01	0,09	0,01	—	—
0,15	0,005	0,01767	0,1580	989	0,015	0,005	0,075	0,01	0,06	0,005	0,12	0,01	0,09	0,01	—	—
0,16	0,005	0,02011	0,1790	869	0,015	0,005	0,075	0,01	0,06	0,005	0,12	0,01	0,09	0,01	—	—
0,17	0,005	0,02270	0,2020	770	0,015	0,005	0,075	0,01	0,06	0,005	0,12	0,01	0,09	0,01	—	—
0,18	0,005	0,02545	0,2270	687	0,015	0,005	0,075	0,01	0,06	0,005	0,12	0,01	0,09	0,01	—	—
0,19	0,005	0,02835	0,2530	617	0,015	0,005	0,075	0,01	0,06	0,005	0,12	0,01	0,09	0,01	—	—
0,20	0,005	0,03142	0,2800	556	0,015	0,005	0,075	0,01	0,06	0,005	0,12	0,01	0,09	0,01	—	—
0,21	0,005	0,03464	0,3090	505	0,020	0,005	0,080	0,01	0,06	0,005	0,12	0,01	0,09	0,01	—	—
0,23	0,005	0,04155	0,3700	421	0,020	0,005	0,080	0,01	0,06	0,005	0,12	0,01	0,09	0,01	—	—
0,25	0,005	0,04909	0,4370	356	0,020	0,005	0,080	0,01	0,06	0,005	0,12	0,01	0,09	0,01	—	—
0,27	0,010	0,05726	0,5100	305	0,025	0,005	0,085	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	—	—
0,29	0,010	0,06605	0,5890	265	0,025	0,005	0,085	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	—	—
0,31	0,010	0,07548	0,6730	232	0,030	0,010	0,090	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	—	—
0,33	0,010	0,08553	0,762	204,0	0,030	0,01	0,090	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	—	—

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
0,35	0,010	0,09621	0,857	182,0	0,030	0,01	0,090	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	—	—
0,38	0,010	0,11341	1,011	154,0	0,030	0,01	0,090	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	—	—
0,41	0,010	0,13202	1,177	132,4	0,035	0,01	0,095	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	—	—
0,44	0,010	0,15205	1,355	115,0	0,035	0,01	0,095	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	—	—
0,47	0,010	0,17349	1,545	100,8	0,035	0,01	0,095	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	—	—
0,49	0,010	0,18848	1,675	92,7	0,035	0,01	0,095	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	—	—
0,51	0,010	0,20428	1,821	85,6	0,040	0,01	0,100	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	±0,02
0,53	0,010	0,22051	1,960	79,3	0,040	0,01	0,100	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,55	0,010	0,23758	2,118	73,6	0,040	0,01	0,100	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,57	0,010	0,25505	2,267	68,5	0,040	0,01	0,100	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,59	0,010	0,27340	2,437	63,9	0,040	0,01	0,100	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,60	0,010	0,30191	2,691	57,9	0,040	0,01	0,100	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,64	0,010	0,32170	2,877	54,3	0,040	0,01	0,100	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,67	0,010	0,35256	3,142	49,6	0,040	0,01	0,100	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,69	0,010	0,37393	3,333	46,7	0,040	0,01	0,100	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,72	0,015	0,40715	3,629	42,9	0,040	0,01	0,100	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,74	0,015	0,43008	3,833	40,64	0,050	0,01	0,110	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,77	0,015	0,46556	4,150	37,54	0,050	0,01	0,110	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,80	0,015	0,50265	4,430	34,77	0,050	0,01	0,110	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,83	0,015	0,54106	4,822	32,3	0,050	0,01	0,110	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,86	0,015	0,58088	5,177	30,09	0,050	0,01	0,110	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,90	0,015	0,63617	5,670	27,470	0,050	0,01	0,110	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,93	0,015	0,67929	6,054	25,730	0,050	0,01	0,110	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
0,96	0,015	0,72382	6,451	24,140	0,050	0,01	0,110	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
1,00	0,015	0,78540	7,000	22,250	0,050	0,01	0,110	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
1,04	0,020	0,84950	7,872	20,570	0,050	0,01	0,110	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,11	0,01	0,20	0,02
1,08	0,020	0,91610	8,165	19,080	0,060	0,01	0,120	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,125	0,015	0,25	0,02
1,12	0,020	0,98520	8,781	17,740	0,060	0,01	0,120	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,125	0,015	0,25	0,02
1,16	0,020	1,05680	9,410	16,540	0,060	0,01	0,120	0,015	0,06	0,005	0,12	0,01	0,125	0,015	0,25	0,02
1,20	0,020	1,13100	10,081	15,430	0,060	0,01	0,120	0,015	0,06	0,015	0,12	0,01	0,125	0,015	0,25	0,02
1,25	0,020	1,22720	10,937	14,250	0,060	0,01	0,120	0,015	0,06	0,015	0,12	0,01	0,125	0,015	0,25	0,02
1,30	0,020	1,32730	11,830	13,170	0,060	0,01	0,120	0,015	0,06	0,015	0,12	0,01	0,125	0,015	0,25	0,02
1,35	0,020	1,43140	12,757	12,180	0,060	0,01	0,120	0,015	0,06	0,015	0,12	0,01	0,125	0,015	0,25	0,02
1,40	0,020	1,53940	13,721	11,360	0,060	0,01	0,120	0,015	0,06	0,015	0,12	0,01	0,125	0,015	0,25	0,02
1,45	0,020	1,65130	14,717	10,570	0,060	0,01	0,120	0,015	0,06	0,015	0,12	0,01	0,125	0,015	0,25	0,02
1,50	0,020	1,76710	15,750	9,890	0,060	0,01	0,120	0,015	0,06	0,015	0,12	0,01	0,125	0,015	0,25	0,02
1,56	0,020	1,91130	17,035	9,145	0,060	0,01	0,120	0,015	0,06	0,015	0,12	0,01	0,125	0,015	0,25	0,02

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
1,62	0,020	2,06120	18,371	8,480	0,060	0,01	0,120	0,015	0,06	0,015	0,12	0,01	0,125	0,015	0,25	0,02
1,68	0,020	2,21670	19,757	7,885	0,060	0,01	—	—	—	—	—	—	0,125	0,015	0,25	0,02
1,74	0,025	2,37790	21,194	7,350	0,060	0,01	—	—	—	—	—	—	0,125	0,015	0,25	0,02
1,81	0,025	2,57300	22,933	6,793	0,060	0,01	—	—	—	—	—	—	0,125	0,015	0,25	0,02
1,88	0,025	2,77590	24,742	6,300	0,060	0,01	—	—	—	—	—	—	0,125	0,015	0,25	0,02
1,95	0,025	2,98650	26,617	5,853	0,060	0,01	—	—	—	—	—	—	0,125	0,015	0,25	0,02
2,02	0,025	3,20470	28,563	5,454	0,060	0,01	—	—	—	—	—	—	0,125	0,015	0,25	0,02
2,10	0,025	3,4637	30,870	5,046	—	—	—	—	—	—	—	—	0,16	0,02	0,30	0,03
2,26	0,03	4,0115	35,753	4,357	—	—	—	—	—	—	—	—	0,16	0,02	0,30	0,03
2,44	0,03	4,6759	41,675	3,738	—	—	—	—	—	—	—	—	0,16	0,02	0,30	0,03
2,63	0,03	5,4325	48,418	3,217	—	—	—	—	—	—	—	—	0,16	0,02	0,30	0,03
2,83	0,03	6,2902	56,062	2,778	—	—	—	—	—	—	—	—	0,16	0,02	0,30	0,03
3,05	0,04	7,3062	65,117	2,392	—	—	—	—	—	—	—	—	0,16	0,02	0,30	0,03
3,28	0,04	8,4496	75,309	2,068	—	—	—	—	—	—	—	—	0,16	0,02	0,30	0,03
3,53	0,04	9,7868	87,226	1,786	—	—	—	—	—	—	—	—	0,16	0,02	0,30	0,03
3,80	0,04	11,3410	101,08	1,541	—	—	—	—	—	—	—	—	0,16	0,02	0,30	0,03

Isolatsiooni tüüpide tähised:

ПЭ = lakkisolatsioon
ПЭШО = lakk + 1 × siidi-isolatsioon
ПШО = 1 × siidi-isolatsioon
ПШД = 2 × siidi-isolatsioon
ПБО = 1 × puuvilla-isolatsioon
ПБД = 2 × puuvilla-isolatsioon

Jooniselt 58 — 13 leitakse, et $\mu_t = 63$ ja $l_{\delta\%} \approx \approx 1{,}47\%$.

6. Järgnevalt arvutatakse valemiga 58 — 28 mähise keerdude arv:

$$w = 10^4 \sqrt{\frac{Ll_t}{1{,}26 \cdot \mu_t S_t}} =$$

$$= 10^4 \sqrt{\frac{3 \cdot 109}{1{,}26 \cdot 63 \cdot 104{,}5}} = 1980.$$

Valitakse 2000 keerdu.

7. Teraskeha õhupilu pikkus (valem 58 — 30):

$$l_\delta = \frac{l_{\delta\%} \cdot l_t}{2 \cdot 100} = \frac{1{,}47 \cdot 109}{2 \cdot 100} = 0{,}8 \text{ cm}.$$

8. Mähiste üldine ristlõikepind arvutatakse valemiga 58 — 31:

$$S_{w\ddot{u}} = 2l_m \cdot h_m = 2 \cdot 234 \cdot 34 = 16 \cdot 10^3 \text{ mm}^2.$$

9. Valides mähise täiteteguri $k_w = 0{,}6$ leitakse valemiga 58 — 32 mähise traadi läbimõõt isolatsiooniga:

$$d_i = \sqrt{\frac{S_{w\ddot{u}} k_w}{w}} = \sqrt{\frac{16 \cdot 10^3 \cdot 0{,}6}{2000}} = 2{,}2 \text{ mm}.$$

Mähistraatide tabelist 58 — 2 leitakse arvutatud d_i-le lähim kahekordse puuvillisolatsiooniga traadi läbimõõt $d_i = 2{,}2$ mm, mille vase $d = 1{,}95$ mm.

10. Kuna mähise mähkimisel tuleb arvestada, et ühe mähisketta äärmiste keerdude vahel ei tekiks pinge üle 300 kuni 500 V, siis tuleb mähisketaste arv määrata sellest tingimusest lähtudes. Käesoleval juhul on alaldaja käivitamisel paispoolis pingelang 11 kV, järelikult on ühel mähisel tekkiv pingelang 5,5 kV. Võttes lubatavaks pingelanguks ühel mähiskettal 400 V, leitakse, et kumbki mähis peab koosnema 14 mähiskettast. Järelikult igasse mähiskettasse tuleb mähkida 72 keerdu. Mähiskettad valmistatakse eraldi alusel ning mähitakse puuvilllindiga, immutatakse isoleerlakiga ja kuivatatakse. Selliselt valmistatud mähiskettad asetatakse mähise alusele ning ühendatakse järjestikku.

11. Mähise ületemperatuuri arvutamiseks leitakse paispooli mähistraadis esinev voolutihedus:

$$J = \frac{4I_0}{d^2} = \frac{4 \cdot 5}{\pi \cdot 1{,}95^2} = 1{,}68 \text{ A/mm}^2.$$

12. Mähistraadi aktiivtakistuse arvutamiseks on eelnevalt vaja leida l_k, l_v ja $l_{\ddot{u}}$:

$$l_k = 2(a_s + 4\delta_a + c_s + 4\delta_m) + \pi h_m =$$

$$= 2(88 + 4 \cdot 9 + 132 + 4 \cdot 30) + \pi \cdot 34 = 860 \text{ mm}.$$

$$l_v = l_k + \pi h_m = 860 + \pi \cdot 34 = 967 \text{ mm}.$$

$$l_{\ddot{u}} = l_k \cdot w = 0{,}967 \cdot 2000 = 1940 \text{ m}.$$

13. Mähise tegevtakistus 50° C juures arvutatakse valemiga 58 — 37:

$$R_L = \varrho[1 + \alpha_t(t - 20)] \cdot \frac{4l_{\ddot{u}}}{\pi d^2} =$$

$$= 0{,}0175[1 + 0{,}004(50 \cdot 20)] \cdot \frac{4 \cdot 1940}{\pi \cdot 1{,}95^2} = 12{,}8 \ \Omega.$$

14. Kuna filtri teraskehas tekkiv kadu on suhteliselt vaseskaoga väike, siis jäetakse see arvestamata.

Filtri paispooli vaseskadu arvutatakse valemiga 58 — 33:

$$P_L = I_0^2 \cdot R_L = 5^2 \cdot 12{,}8 = 320 \text{ W}.$$

15. Paispooli mähise välispind (valem 58 — 38):

$$S_p = 2l_v \cdot l_m = 2 \cdot 72 \cdot 7 \cdot 23{,}4 = 3400 \text{ cm}^2.$$

16. Paispoolis tekkiv ületemperatuur arvutatakse valemiga 58 — 39:

$$\vartheta_{\ddot{u}} = \frac{P_L}{14 S_p 10^{-4}} = \frac{320}{14 \cdot 3400 \cdot 10^{-4}} = 67°\text{C}.$$

Arvutusest selgus, et mähise ületemperatuur on lubatavas astmikus. Lõpuks arvutatakse paispoolis tekkiv pingelang ΔU_f:

$$\Delta U_f = I_0 \cdot R_L = 5 \cdot 12{,}8 = 64 \text{ V},$$

mis on anoodpingega võrreldes väike ja seega rahuldab nõudeid.

Kirjandus: 1, 59 ja 61.

59. peatükk.

ALALDAJATE VÄLJANDPINGETE REGULEERIMISSEADISED.

59 — 1. Alaldajate väljandpingete reguleerimisviise.

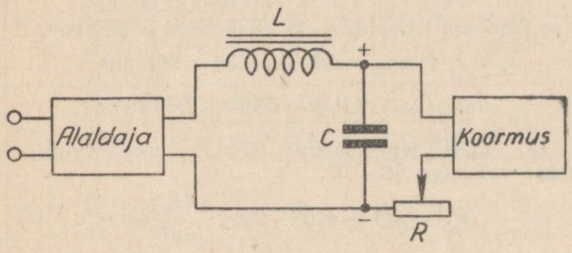
Alaldajate väljandpingete reguleerimist teostatakse järgmiselt: 1) väljandpinge reguleerimine alalisvoolu poolel, 2) väljandpinge reguleerimine vahelduvvoolu poolel ja 3) väljandpinge reguleerimine suunajate elektriliste näitajate muutmisega.

Kõige kasutatavam alaldaja väljandpinge reguleerimise moodus on nimetatud viimasena, kusjuures suunajatena kasutatakse tavaliselt tiratrone või võrega elavhõbesuunajaid.

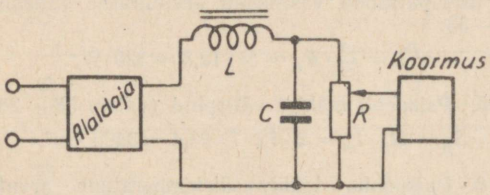
Kirjandus: 61.

59 — 2. Alaldajate väljandpingete reguleerimine alalisvoolu poolel.

Alaldajate väljandpingete reguleerimine alalisvoolu poolel toimub reostaatide või pingejagajatega, nii nagu näidatud joonistel 59 — 1 ja 59 — 2.



Joonis 59 — 1. Alaldaja väljandpinge reguleerimise seadme põhimõtteline skeem, milles väljandpinget muudetakse koormuse toitevooluringi järjestikku ühendatud reostaadiga *R*.



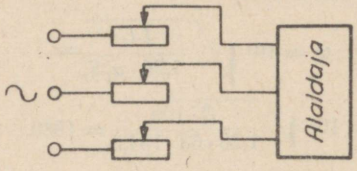
Joonis 59 — 2. Alaldaja väljandpinge reguleerimise põhimõtteline skeem, milles koormuse toitepinge saadakse pingejagajalt *R*.

Reostaatide ja pingejagajate arvutamist käesolevas ei kirjeldata, sest see on teada juba üldelektrotehnikast. Pingejagajate arvutamiseks antakse valemid ka käesoleva teose lisas. Kuna nimetatud pinge reguleerimise viisi rakendamisega läheb kaotsi tunduv osa alaldaja kasulikust võimsusest, siis reostaadid ja pingejagajad on kasutusel ainult väikestes alaldajates, näiteks raadiovastuvõtjates ja väikse võimsusega madalsagedusvõimendajate toitealaldajates. Raadiosaatjates kasutatakse reostaate ainult alaldajate käivitamisel ja proovimisel.

Kirjandus: 61.

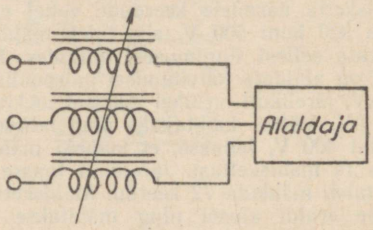
59 — 3. Alaldajate väljandpingete reguleerimine vahelduvvoolu poolel.

Alaldaja väljandpinge reguleerimist vahelduvvoolu poolel on võimalik teostada nii nagu näidatud joonisel 59 — 3, s. t. reostaadiga reguleeritakse transformaatori primaarmähise pinget.



Joonis 59 — 3. Alaldaja transformaatori primaarmähise pinge reguleerimise põhimõtteline skeem.

Joonisel 59 — 3 näidatud väljandpinge reguleerimise viis omab samu puudusi, mis joonisel 59 — 1 antud meetod, kusjuures selle süsteemi praktiline konstruktsioon on isegi keerukam, sest transformaatori primaarmähise igasse faasi on vaja reostaati. Alaldaja heaolu seisukohalt on aga joonisel 59 — 3 antud väljandpinge reguleerimise viis parem, sest sellega välditakse alaldaja töösse rakendamisel ebasoovitavad liigpinged filtris ning järelikult välditakse ühtlasi ka alaldaja suunajatel tekkivad kõrged vastupinged.

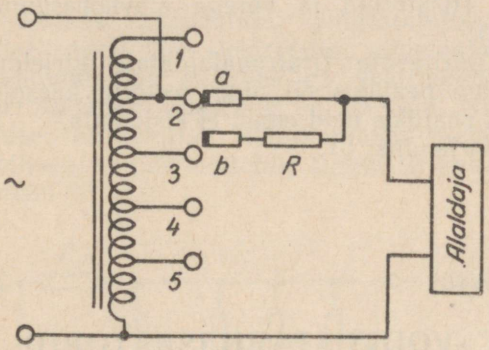


Joonis 59 — 4. Alaldaja väljandpinge reguleerimise põhimõtteline skeem, milles muudetakse transformaatori primaarmähise induktiivsust.

Joonisel 59 — 4 on antud alaldaja väljandpinge reguleerimise moodus transformaatori primaarmähise induktiivsuse muutmisega.

Induktiivsuse muutmist teostatakse transformaatori teraskeha õhupilu muutmisega või teraskeha eelmagneetimisel alalisvooluga. Selline väljandpinge reguleerimise meetod vähendab transformaatori võimsustegurit $\cos\varphi$, mis ongi nimetatud pinge reguleerimise viisi peamiseks puuduseks.

Kõigi eelkirjeldatud pinge reguleerimise meetodite puuduseks on asjaolu, et koormusvoolu tugevuse muutumisel muutub sellest sõltuvalt ka alaldaja väljandpinge.

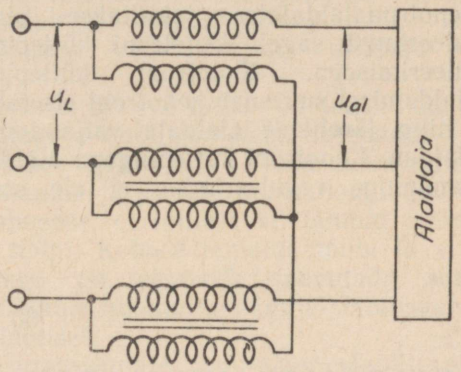


Joonis 59 — 5. Säästtransformaatoriga väljandpinge reguleerimise seadise põhimõtteline skeem.

Joonisel 59 — 5 näidatud säästtransformaatoriga väljandpinge reguleerimise viis ei oma eelnimetatud puudusi, kuna siin toimub pingereguleerimine säästtransformaatori ülekandesuhte muutmisega.

Kui säästtransformaatori ülekandesuhte muutmisel transformaator ei ole koormatud, siis lüliti tüüp ei ole oluline. Soovitakse aga muuta transformaatori ülekandesuhet koormatult, siis konstrueeritakse lüliti selliselt, nagu näeme joonisel 59 — 5. Lüliti hari koosneb kahest osast, mis omavahel on ühendatud läbi takisti R. Ühelt transformaatori klemmilt teisele lülitades ühendub harja alumine pool *b* klemmiga *3*, kuna harja ülemine pool *a* on veel ühenduses klemmiga *2*. Selles olukorras toimub alaldaja toitmine klemmidelt *2* ja *3* ning klemmide *2* ja *3* vaheline mähis on sidestatud üle takisti R. Lülitit edasi keerates katkeb harja *a* ühendus klemmiga *2* ning alaldaja toitmine toimub klemmi *3* kaudu üle takisti R. Lülitit veel edasi keerates kandub ka hari *a* klemmile *3* ning sellega ongi saavutatud uus töörežiim, s. t. alaldaja toitmine toimub klemmilt *3* harja *a* kaudu. Nagu kirjeldatust nähtub, võimaldab säästtransformaator pinget reguleerida astmeliselt.

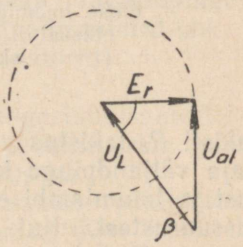
Pidevat pingereguleerimist võimaldab pöördtransformaator, mis tegelikult on pidurdatud asünkroonmootor, millel üks mähis (staator) on ühendatud võrguga ning teine mähis (rootor) on ühendatud järjestikku alaldajaga.



Joonis 59 — 6. Pöördtransformaatoriga alaldaja pinge reguleerimise põhimõtteline skeem.

Staatori mähises tekib pöördmagnetväli ning rootorit pöörates staatori suhtes muutub rootoris faasinihe, kuid vool jääb endiseks. Alaldaja pinge U_{al} on geomeetriline keskmine pingetest U_L ja rootoris indutseeritavast EMJ E_r. Kuna rootori pööramisega muudetakse nihkenurka vektorite U_L ja E_r vahel, siis sellega kaasaskäivalt muutub ka U_{al} (joonis 59 — 7).

Nagu näha jooniselt 59 — 7, tekib alaldaja pinge ja voolu vahel faasinihe, mis on märgitud tähega β. Tegelikult nurk β ei ole faasinihe, mis tekib toiteliini pinge U_L ja toiteliini I_L vahel, sest I_L on rootori ja staatori voolude geomeetriline summa. Kuna staatori vool on vastufaasis rootori vooluga, siis sellega kaob faasinihe võrguvoolu ja võrgupinge vahel. Pöördtransformaatori õhupilu põhjustab suure magnetilise puiste, mille tõttu halveneb võimsustegur $\cos\varphi$. $\cos\varphi$ parandamiseks kasutatakse kompenseerivaid seadmeid. Üldiselt on pöördtransformaatoriga pingeregulaatorid väga kallid, mis piirab nende massilist kasutamist.



Joonis 59 — 7. Pöördtransformaatoriga pingeregulaatori vektordiagramm.

Kirjandus: 61.

59 — 4. Alaldajate väljandpingete reguleerimine nende suunajate elektriliste näitajate muutmisega.

Kenotronalaldajates toimitakse pinge reguleerimist sageli kenotroni küttepinge reguleerimisega. Kenotroni küttepinge madaldamisel suureneb kenotroni sisetakistus ning järelikult alaldaja väljandpinge madaldub. Kenotroni küttepingega alaldaja väljandpinge reguleerimine ei ole sobiv oksüüdkatoodidega kenotronidel, sest alapingelise kütte juures oksüüdkatoodid riknevad.

Alaldaja väljandpinge reguleerimiseks on kasutatavamad võrega tüüritavad suunajad (tiratronid ja võrega elavhõbesuunajad).

Tüüritavate tiratronalaldajate kirjeldus leidub peatükis 56 ning seetõttu käesolevas peatükis neid enam ei kirjeldata.

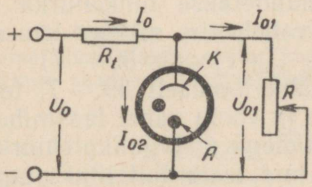
Kirjandus: 57.

60. peatükk.

ALALDAJATE VÄLJANDPINGE- JA -VOOLUSTABILISAATORID.

60 — 1. Huumlampidega väljandpingestabilisaatorid.

Väljandpinge stabiliseerimiseks kasutatakse huumlampe, milledes on kaks kuni viis elektroodi. Kahe-elektroodilise huumlambiga pingestabilisaatori skeem on antud joonisel 60 — 1, kus tasakaalustava



Joonis 60 — 1. Kahe-elektroodilise huumlambiga pingestabilisaatori põhimõtteline skeem.

takisti R_t takistus valitakse sõltuvalt alaldaja väljandpinge kõrgusest, koormusvoolust ja huumlambi elektrilistest iseloomustussuurustest. Kui alaldaja käivitamisel arenev väljandpinge on kõrgem huumlambi süütepingest, siis huumlambis tekib huumlahendus. Niisugusel juhul huumlambis arenev pingelang on jääv ning ei sõltu läbivast voolust, kui on täidetud järgmised tingimused: 1) huumlambi katoodi vooluтihedus ei tohi ületada tehase poolt määratud maksimaalset suurust, 2) huumlambi vooluringis peab olema teatava takistusega tasakaalustav takisti R_t.

Nimetatud tingimuste täitmisel huumlambis arenev pingelang sõltub ainult selles kasutatavast inertgaasist ja elektroodide metallist. Seda huumlambi töörežiimi nimetatakse normaalseks katoodipingelangu tööreżiimiks.

Joonisel 60 — 1 näidatud skeemis toimub koormuse pinge stabiliseerimine järgmiselt: koormustakistuse suurenemisel peaks vähenema üldine vool I_0. Selle vähenemisel väheneb takistil R_t pingelang ning seetõttu pinge koormuse klemmidel ja samuti ka huumlambi klemmidel kõrgeneb. Huumlambi klemmipinge kõrgenemisel suureneb aga selles vool I_{02}, mis tasakaalustaval takistil R_t tekitab nii suure lisa pingelangu, et koormuse klemmipinge tegelikult tunduvalt ei muutu. Järelikult kui muutub alaldaja väljandpinge, siis vastavalt muutub ka huumlambi vool I_{02} nii palju, et koormuse klemmipinge praktiliselt ei muutu üle 1%.

Tasakaalustava takisti R_t takistust on võimalik arvutada valemiga:

$$R_t = \frac{U_0 - U_{01}}{I_{h\,min} + I_{01}}\ \Omega, \qquad (60-1)$$

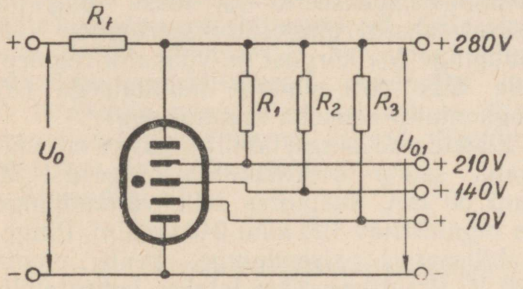
kus U_0 on alaldaja väljandpinge, U_{01} on koormuse klemmipinge, $I_{h\,min}$ on huumlambi minimaalne vool ja I_{01} koormusvool.

Alaldaja väljandpinge U_0 peab olema kõrgem huumlambi süütepingest ning koormuse klemmipinge peab olema 1,5

kuni 2 korda madalam alaldaja väljandpingest, s. t.

$$\frac{U_0}{U_{01}} = 1{,}5 \text{ kuni } 2. \qquad (60 — 2)$$

Praktikas rakendatakse pingestabilisaatorites sageli viie elektroodiga pingejagajaid-huumlampe, milledes iga elektroodidepaari vaheline pingelang on 70 volti. Niisuguse eritüübilise huumlambiga pingestabilisaatori põhimõtteline skeem on antud joonisel 60 — 2.



Joonis 60 — 2. Viie-elektroodilise huumlambiga pingestabilisaatori põhimõtteline skeem.

Selles skeemis näidatud takistid R_1, R_2 ja R_3 (takistusega 0,2 kuni 0,5 MΩ) on huumlambi süütetakistid.

Alaldaja väljandpinge arvutatakse tingimusest 60 — 2:

$$U_0 = (1{,}5 \text{ kuni } 2)\ U_{01} \text{ V}$$

ning tasakaalustava takisti R_t takistus arvutatakse valemiga 60 — 1.

Joonisel 60 — 3 antud teoreetilises pingestabilisaatori skeemis on huumlambi üks elektroodide paar rakendatud võre-eelpinge tekitamiseks. Lülituselementide iseloomustussuurused nähtuvad jooniselt.

Huumstabilisaator vähendab ka alaldaja väljandpinge vahelduvkomponenti, sest huumlambi vahelduvvoolu takistus on väike.

Joonistel 60 — 2 ja 60 — 3 toodud huumpingejagaja-stabilisaatorite skeemides on võimalik rakendada kahe-elektroodilisi huumlampe järjestiklülituses, kusjuures on tingimuseks, et lülitatavad lambid oleksid ühte tüüpi. Kohase lampide tüübi ja arvu valikuga on võimalik saavutada suurt paindlikkust huumpingejagaja-stabilisaatori kasutamisel.

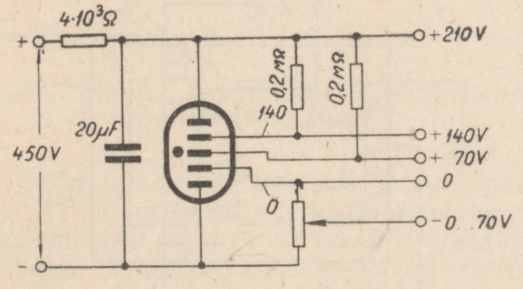
Kasutatavamate huumpingestabilisaatorite elektrilised andmed tuuakse tabelis 60 — 1.

Kirjandus: 23.

Tabel 60 — 1.

Pingestabilisaatorites kasutatavate huumlampide elektrilisi andmeid.

Tüüp	Nimetus	Süütepinge	Töö-pinge	Töövool
		V	V	mA
СГ2С	Huumpingestabilisaator	105	75	5...30
СГ3С	„	135	105	5...30
СГ4С	„	180	150	5...30



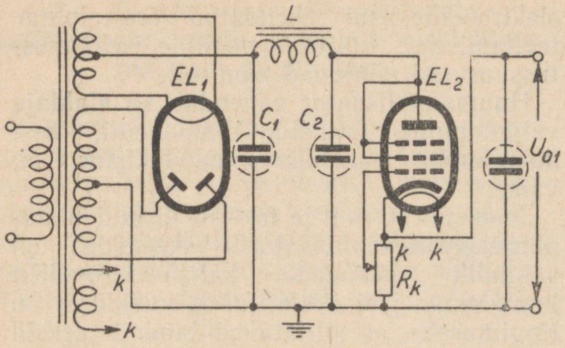
Joonis 60 — 3. Viie-elektroodilise huumlambiga väljandpinge stabilisaatori teoreetiline skeem, milles on näidatud ka võre-eelpinge saamise võimalus kuni —70 V.

60 — 2. Elektronlampidega väljandpingestabilisaatorid (lampstabilisaatorid ehk elektronstabilisaatorid).

Elektronlampidega pingestabilisaatoritega on võimalik pinget stabiliseerida kuni sajandiku protsendi täpsusega.

Lihtsaima lampstabilisaatori põhimõtteline skeem on antud joonisel 60 — 4.

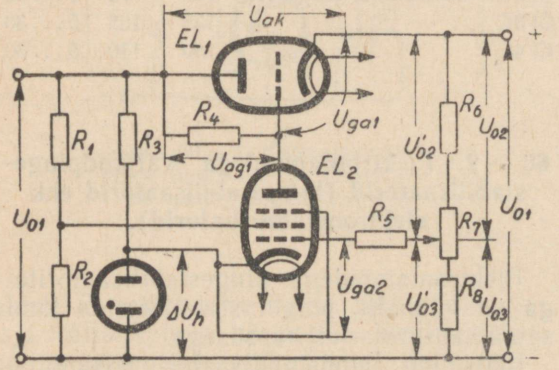
Sellise lampstabilisaatori töötamise põhimõte on järgmine: koormuse klemmipinge U_{01} kõrgenemisel suureneb takistis R_k vool ning sellel areneva pingelangu suurenemine põhjustab elektronlambi EL_2 võrel vastavalt kõrgemat negatiivset eelpinget. Võre-eelpinge negatiivsemaks muutumisel suureneb elektronlambi EL_2 sisepingelang ning seetõttu koormuse klemmipinge U_{01} ei saa kõrgeneda. Selles pingestabilisaatoris



Joonis 60 — 4. Lihtsaima lampstabilisaatori põhimõtteline skeem.

kasutatav elektronlamp EL_2 peaks omama suurt võimendustegurit ja väikest sisetakistust. Need tingimused on teineteisele vastukäivad, sest elektronlambis $\mu = R_i S$. Kirjeldatud pingestabilisaatoris sobivamaks elektronlambiks EL_2 on trioodina lülitatud 6П3С, mille $\mu = 8$ ja $R_i = 1700\ \Omega$, kuna suunajana EL_1 rakendatakse enamuses 5Ц4С.

Paremaid tulemusi saadakse kahe elektronlambi kasutamisega, mis on omavahel sidestatud alalispinge võimendaja skeemi kohaselt. Niisuguse lampstabilisaatori põhimõtteline skeem on näidatud joonisel 60 — 5.



Joonis 60 — 5. Kahe elektronlambiga pingestabilisaatori põhimõtteline skeem.

Niisuguses lampstabilisaatoris rakendatav elektronlamp EL_1 peab omama väikest sisetakistust (2С4С või 6П3С trioodina) ja EL_2 peab omama suurt võimendustegurit (6Ж8 või 6Ж7).

Takistus R_3 tuleb arvutada, arvestades huumlambi normaalset voolutugevust, niisugune, et huumlamp saaks normaalse klemmipinge.

Sellise pingestabilisaatori töötamise põhimõte on järgmine: väljandpinge U_{01} kõrgenemisel suureneb ka pinge U_{03} arväärtus, mille tõttu EL_2 võre-eelpinge muutub positiivsemaks. EL_2 võre-eelpinge positiivsemaks muutumisel suureneb selles anoodvool, tekitades takistis R_4 suurema pingelangu. Takistil R_4 areneva pingelangu suurenemine muudab EL_1 võre-eelpinge negatiivsemaks ja sellega suurendab EL_1 sisepingelangu. EL_1 sisepingelangu suurenemine kompenseerib U_{01} tõusu ning nii saavutataksegi pingestabiliseerimine. Väljandpinge U_{01} kõrgust on võimalik reguleerida EL_2 võre-eelpinge muutmisega (R_7 liugkontakti asukoha muutmisega).

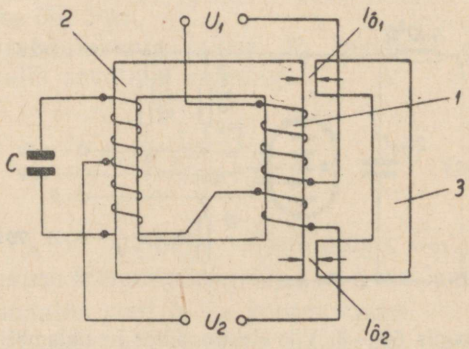
Kirjeldatud pingestabilisaatoriga on võimalik saada koormusvoolu tugevust 50 kuni 60 mA, kusjuures selle väljandpinge on reguleeritav 100 kuni 240 voldini. Pingestabilisaatori sisendpinge peab olema 520 V. Praktikas rakendatakse lampstabilisaatoreid niisugustes seadmetes, kus on oluline eriti hea toitepinge stabiilsus, nagu mõõteseadmed, saatjate juhtastmed jt.

Kirjandus: 23.

60 — 3. Ferromagnetilised väljandpingestabilisaatorid.

Ferromagnetiline väljandpingestabilisaator koosneb kolmesambalisest paispoolist ja kondensaatorist, nii nagu näeme joonisel 60 — 6.

Ferromagnetilise väljandpingestabilisaatori töötamise põhimõte on järgmine: võr-



Joonis 60 — 6. Ferromagnetilise väljandpingestabilisaatori põhimõtteline skeem.

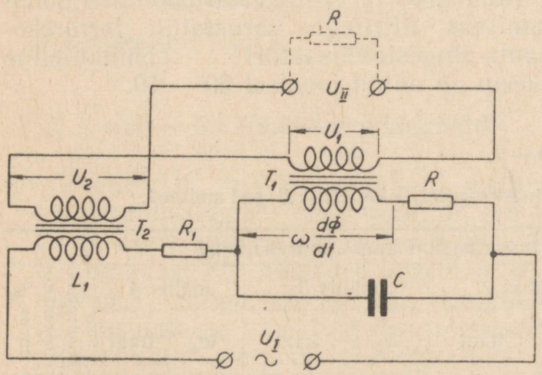
gupinge U_1 tekitab sambas 1 magnetvoo, mis sulgub sammaste 2 ja 3 ning reguleeritavate õhupilude $l_{\delta 1}$ ja $l_{\delta 2}$ kaudu. Samba 2 ristlõikepind on nii väike, et teraskeha magnetiliselt küllastub, mistõttu pinge U_1 muutuse toimel ei teki sambas 2 nimetamisväärset magnetvoo muutust ning järelikult jääb sambale 2 mähitud mähise pinge ligikaudu jäävaks. Väikesed pingekõikumised tasakaalustatakse lisamähisega, mis on asetatud sambale 1.

Kondensaator C on vajalik teraskeha magnetilise küllastuse tõttu arenevate harmooniliste vähendamiseks. Ferromagnetilisi väljandpingestabilisaatoreid ehitatakse kuni 3 kW võimsusele. Ferromagnetilise väljandpingestabilisaatori puuduseks on, et teraskeha magnetilise küllastuse tõttu arenevad tugevad harmoonilised. Seetõttu praktikas neid kasutatakse harva.

Kirjandus: 61.

60 — 4. Ferroresonants-väljandpingestabilisaatorid.

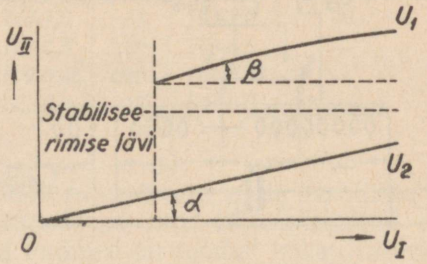
Ferroresonants-väljandpingestabilisaatori töötamise põhimõtte kirjeldamiseks kasutatakse joonisel 60 — 7 antud skeemi.



Joonis 60 — 7. Ferroresonants-pingestabilisaatori põhimõtteline skeem.

Selles pingestabilisaatoris transformaator T_1 on magnetiliselt küllastatud terassüdamikuga ning T_2 on tavaline transformaator. Transformaatorile T_1 on rööbiti ühendatud kondensaator C, millega saavutatakse ferroresonants-olukord. Ferroresonants-olukorras on teatavasti kondensaatori ja transformaatori T_1 primaarmähise voolude tugevused võrdsed. Tegelikult kondensaator otseselt pinge stabiliseerimiseks vajalik ei ole, vaid see aitab suurendada transformaatori terassüdamiku magnetilist küllastust.

Kondensaatorita transformaatori T_1 terassüdamiku magnetiline küllastus tekiks ainult suure koormusvoolu tugevusega. Väikesel koormusel terassüdamiku küllastus toimub peamiselt L_1C vooluringis tekkiva reaktiivvoolu toimel.



Joonis 60 — 8. Ferroresonants-pingestabilisaatori väljandpinge sõltuvus sisendpingest ja transformaatorite T_1 ja T_2 väljandpingetest.

T_2 on väljandpinget tasakaalustav transformaator, sest transformaatorite T_1 ja T_2 väljandpinged ühendatakse järjestikku, kuid vastufaasis, ning seetõttu üldine väljandpinge on nende vahe:

$$U_{II} = U_1 - U_2 \text{ V}.$$

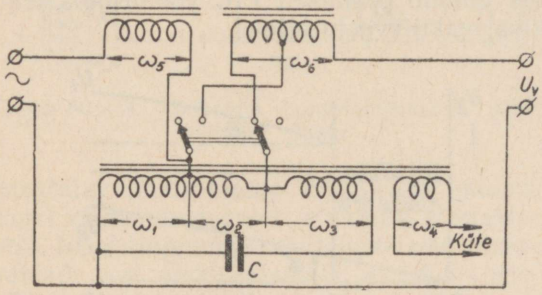
Ferroresonants-pingestabilisaatori väljandpinge U_{II} sõltuvus sisendpingest U_I ja transformaatorite T_1 ning T_2 väljandpingetest on näidatud joonisel 60 — 8.

Sellelt jooniselt selgub, et stabiliseerimise alas U_1 siiski kõrgeneb, kuigi aeglasemalt. Selle U_1 kõrgenemise tasakaalustamiseks kasutataksegi transformaatori T_2 väljandpinget U_2. Kui transformaatori T_2 keerdude arv valida niisugune, et selle väljandpinge kõvera tõusunurk α võrdub U_1 kõvera tõusunurgaga β, siis saavutatakse väljandpinge stabiliseerimine kuni 1% suuruses, nii näiteks sisendpinge muutumisel 10% muutub väljandpinge 0,1%.

Ferroresonants-pingestabilisaatori puuduseks on selle väljandpinge sõltuvus toitevoolu sagedusest. Nii näiteks 1% sisendpinge sageduse muutus tekitab ligikaudu 1,5% väljandpinge muutuse.

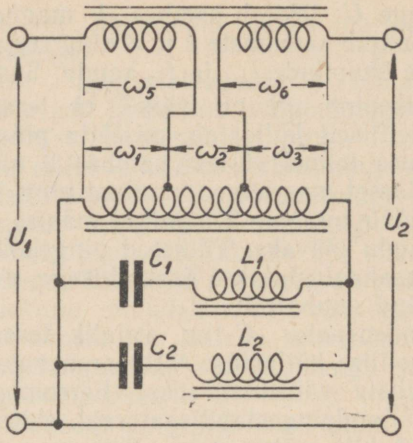
Peale selle ferroresonants-pingestabilisaatori transformaatori T_1 terassüdamiku

magnetilise küllastuse tõttu tekib selles vahelduvvoolu kuju moonutus. Vahelduvvoolu kuju moonutuse tagajärjel arenevad paarituarvulised harmoonilised, millede amplituudid võivad tõusta kuni 35% põhisagedusega voolu amplituudidest. Kõige tugevam on kolmas harmooniline ja sellele järgnevalt viies harmooniline.



Joonis 60 — 9. Praktikas kasutatava väikese väljandvõimsusega ferroresonants-pingestabilisaatori põhimõtteline skeem.

Väikese väljandvõimsusega ferroresonants-pingestabilisaatorites tavaliselt ei kasutata kahte transformaatorit, vaid transformaatori T_1 asemel kasutatakse säästtransformaatorit ja T_2 asemel kasutatakse õhupiluga terassüdamikuga paispooli. Niisuguse praktikas sageli rakendatava ferroresonants-pingestabilisaatori põhimõtteline skeem nähtub jooniselt 60 — 9.



Joonis 60 — 10. Kolmanda ja viienda harmoonilise lühistamiseks filtritega varustatud ferroresonants-pingestabilisaatori põhimõtteline skeem.

Selle skeemi järgi valmistatakse ferroresonants-pingestabilisaatoreid kuni 300 W väljandvõimsusega.

Raadio mõõteseadistes, kus ferroresonants-pingestabilisaatoris tekkivad harmoonilised ei ole soovitavad, vähendatakse nende suurust eriliste ribaläbistus-filtritega.

Kolmanda ja viienda harmoonilise lühistamiseks filtritega varustatud ferroresonants-pingestabilisaatori põhimõtteline skeem on antud joonisel 60 — 10.

Tabel 60 — 2.

Ferroresonants-pingestabilisaatorite säästtransformaatorite konstruktiivsed andmed.

Võimsus W	U_L V	Võrgupinge muutus V	Stabiliseeritud pinge V	Säästtransformaatori konstruktiivnäitajad								kondensaatori mahtuvus μF
				mähis 1		mähis 2		mähis 3		mähis 4		
				w_1	traat	w_2	traat	w_3	traat	w_4	traat	
300	220	160—250	230	195	PЭ-1,6	180	PЭ-1,45	460	PЭ-1,0	—	—	8
200	110; 127	80—160	130	100	PЭ-1,8	108	PЭ-1,56	627	PЭ-1,0	—	—	8
200	110; 127 220	100—240	230	195	PЭ-1,6	180	PЭ-1,45	515	PЭ-1,0	—	—	8
150	220	160—250	230	285	PЭ-1,16	223	PЭ-0,9	692	PЭ-0,8	—	—	6
40	110; 127 220	100—240	260	200	PЭ-0,9	540	PЭ-0,5	660	PЭ-0,4	10	PЭ-0,8	2
25	110; 127 220	100—240	260	300	PЭ-0,55	1300	PЭ-0,4	420	PЭ-0,3	21	PЭ-0,5	2
20	220	160—250	260	300	PЭ-0,41	1220	PЭ-0,3	480	PЭ-0,25	20	PЭ-0,4	1

Tabel 60 — 3.

Ferroresonants-pingestabilisaatorite paispoolide konstruktiivsed andmed.

Stabilisaatori võimsus W	Paispooli konstruktiivnäitajad							
	Teraskeha		Õhupilu mm	Mähis 5		Mähis 6		
	tüüp	Terase lehtede arv		w_5	traat	w_6	traat	Väljavõttekeeru number
300	Ш-25	285	0,5	275	ПЭ-1,45	45	ПЭ-1,25	24
200	Ш-25	340	1,5	150	ПЭ-1,8	30	ПЭ-1,45	—
200	Ш-25	340	2,5	300	ПЭ-1,45	65	ПЭ-1,25	—
150	Ш-25	145	1,5	525	ПЭ-1,6	58	ПЭ-1,0	30
40	Ш-19	185	1,0	480	ПЭ-0,8	130	ПЭ-0,6	—
25	Ш-19а	100	0,8	850	ПЭ-0,45	300	ПЭ-0,45	—
20	Ш-19а	115	0,8	1200	ПЭ-0,4	317	ПЭ-0,3	—

Jooniselt selgub, et iga harmoonilise lühistamise filter koosneb järjestikku ühendatud paispoolist ja kondensaatorist, kusjuures filtri omasagedus peab võrduma harmoonilise sagedusega.

Kuna ferroresonants-pingestabilisaatorite arvutus on võrdlemisi tülikas, siis on tabelites 60 — 2 ja 60 — 3 antud konstruktiivsed andmed mõnede sagedamini kasutatavate väikese võimsusega pingestabilisaatorite lülituselementide, s. t. säästtransformaatorite ja paispoolide kohta (vastavalt joonisele 60 — 9).

Kirjandus: 1 ja 2.

60 — 5. Raud-vesiniktakistid.

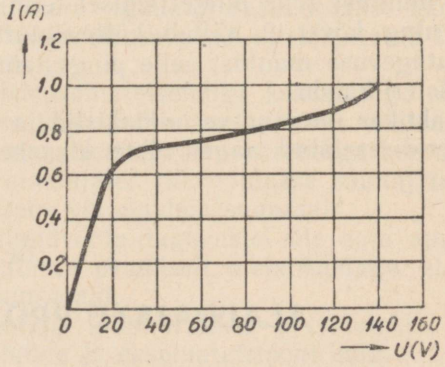
Teatavasti omavad metallid positiivset temperatuuritegurit ning raual on see vastavas temperatuuriastmikus eriti suur, millist omadust rakendatakse praktikas voolutugevuse automaatseks reguleerimiseks. Nii kasutatakse voolutugevuse reguleerimiseks raud-vesiniktakisteid, mis koosnevad vesinikuga täidetud klaaskestast, millesse on asetatud raudtakisti. Vesinik takistab raudtakisti oksüdeerumist ning olles väga hea soojusejuht hoiab raudtakisti temperatuuri vajalikus temperatuuriastmikus. Raud-vesiniktakisti $I — U$ tunnusjoonest (joonis 60 — 11) selgub, et pinge muutumisel vool tunduvalt ei muutu. Seetõttu rakendatakse raud-vesiniktakisteid raadioseadmetes kõikjal, kus on tähtis, et pinge kõrguse muutusel voolutugevus oleks jääv.

Meil toodetavate voolu stabiliseerimiseks kasutatavate raud-vesiniktakistite elektrilised andmed on toodud kokkuvõtlikult tabelis 60 — 4.

Kirjandus: 23.

60 — 6. Termisterid (uraan-dioksüüdtakistid).

Vahelduv- ja alalisvooluvõrgust toidetavates raadiovastuvõtjates ja teistes sellistes raadioseadmetes on küttevooluringis lülituselemendid, millede takistus külmalt



Joonis 60 — 11. Raud-vesiniktakisti $I — U$ tunnusjoon.

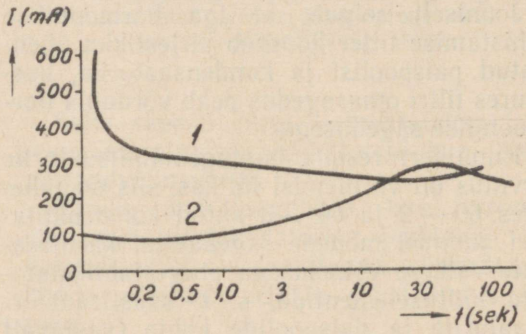
on kuni 0,1 nende takistusest töötemperatuuris. Töösse rakendamisel möödub sekundeid, kuni kõik küttevooluringi lülituselemendid omandavad normaalse töötemperatuuri. Osa küttevooluringis asuvaid lülituselemente, nagu skaalavalgustuse lambid,

Tabel 60 — 4.

Raud-vesiniktakistite elektrilisi andmeid.

Tüüp	Nimetus	Stabiliseerimise algpinge	Stabiliseerimise lõpppinge	Stabiliseerimise algvool	Stabiliseerimise lõppvool	Maksimaalne aeg normaalvoolule stabiliseerimiseks
		V	V	A	A	min.
0,3Б17—35	0,3 A voolustabilisaator	17	35	0,275	0,325	5
0,3Б65—135	0,3 A „	65	135	0,275	0,325	5
0,425Б5,5—12	0,425 A „	5,5	12	0,415	0,435	5
0,85Б5,5—12	0,85 A „	5,5	12	0,83	0,85	5
1Б5—9	1 A „	5	9	1	1	5
1Б10—17	1 A „	10	17	1	1	5

omandavad normaalse töötemperatuuri murdosa sekundi kestel. Selle tulemusena tekib esimestel sekunditel küttevooluringis mitmekordse tugevusega vool, mille tagajärjel skaalavalgustuse lambid sageli riknevad. Liigvoolu vältimiseks lülitatakse küttevooluringi eriliiki termister, mis koosneb vesinikuga täidetud klaaskestast, milles asub uraan-dioksüüdtakisti. Uraandioksüüdil on negatiivne temperatuuritegur ning seetõttu omab termister külmalt suurima takistuse. Termister väldib küttevooluringis ebasoovitava liigvoolu, nii nagu nähtub joonisel 60 — 12 antud kõveratest, kus kõver 1 näitab küttevooluringi voolu-tugevuse muutust selle pingestamisel termisterita ning kõver 2 näitab küttevooluringi voolutugevuse muutust selle pingestamisel termisteri kaudu.



Joonis 60 — 12. Küttevooluringi voolu muutuse kõverad selle pingestamisel: kõver 1 — termisterita, kõver 2 — termisteriga.

Praktikas on raud-vesiniktakistid ja termisterid asetatud sageli ühte klaaskesta, sest termister tõkestab liigvoolu tekkimist küttevooluringi pingestamisel, kuna normaalses töörežiimis reguleerib voolutugevust raud-vesiniktakisti.

Kirjandus: 1.

61. peatükk.

ALALDAJATE PROJEKTEERIMISE JUHISEID.

61 — 1. Alaldajate projekteerimise üldjuhiseid.

Alaldaja projekteerimisel toimitakse harilikult järgmises järjekorras: 1) valitakse alaldaja skeem, 2) valitakse suunaja tüüp, 3) valitakse filtri skeem, 4) arvutatakse alaldaja ja selle transformaatori iseloomustussuurused, 5) arvutatakse filtri iseloomustussuurused, 6) arvutatakse alaldaja konstruktiivnäitajad (alaldaja transformaator, küttetransformaator, filtri-paispool jt.), 7) valmistatakse konstruktiivjoonised.

Alaldaja projekteerimiseks on antud või valitakse vastavalt selle kasutusotstarbele koormusvoolu tugevus I_0 ja väljandpinge U_0. Peale selle peab olema teada koormuse liik, näiteks: raadiovastuvõtja, raadio-

saatja, madalsagedusvõimendaja jne., millest sõltuvalt tabelist 58 — 1 leitakse lubatav maksimaalne pulseerimisteguri väärtus protsentides. Sageli on antud veel lisatingimustena alaldaja (eelkütte) käivitamise kestus, alalispinge reguleerimise astmik jt.

Alaldaja projekteerimisel on tähtsaim alaldaja skeemi ja suunajate valik. Kõik teised andmed on arvutatavad eespoolantud valemitega. Alaldaja konstruktiivarvutus ja lülituselementide paigutus nõuab teataval määral praktilisi kogemusi ning nende puudumisel tuleb eeskujuks võtta tehastes toodetavad vastavat tüüpi alaldajad.

Kirjandus: 1, 59 ja 61.

61 — 2. Alaldajate lülitusskeemi valiku juhiseid.

Kuni 1 kW väljandvõimsuse saamiseks rakendatakse enamuses terviktsükli-alaldajaid. Eriti väikese väljandvõimsusega (mõned vatid) alaldajad konstrueeritakse harilikult pooltsükli-alaldajatena. Väikese väljandvõimsusega alaldajate projekteerimisel valitakse pool- ja terviktsükli-alaldajad seetõttu, et ei ole mingit mõtet väikese väljandvõimsuse juures elektrienergiat tugevvoolu võrgust võtta kolmefaasise transformaatoriga, kuna see teeb alaldaja tunduvalt kallimaks.

Terviktsükli-alaldajaid rakendatakse kuni 2000 V väljandpingega. Väikese voolutugevusega kõrgemate väljandpingete saamiseks rakendatakse pinge kahekordistajaid või kaskaadalaldajaid. Ühefaasiseid sildalaldajaid rakendatakse keskmiste voolutugevuste saavutamiseks ning nendes kasutatakse peamiselt kuivsuunajaid. Raadioseadmete toitmiseks, kus on vaja väikese pulseerimisteguriga voolu, rakendatakse väikese võimsusega kondensaatorsisendiga koormusega alaldajaid. Suurema väljandvõimsuse saamiseks kasutatakse paispoolsisendiga koormusega alaldajaid. Madalpingeliste akumulaatorpatareide laadimiseks rakendatakse gasotronidega või elavhõbesuunajatega alaldajaid. Keskmiste väljandvõimsuste saamiseks kasutatakse eranditult kolmefaasiseid alaldajaid, sest nende väljandvoolu pulseerimistegur on väiksem kui pool- ja terviktsükli-alaldajates. Kolmefaasistes alaldajates kasutatakse suunajateks elavhõbesuunajaid või gasotrone, sest nendega saadakse alaldaja kasutegur suurem kui suure sisetakistusega suunajatega. Kolmefaasised alaldajad on eriti levinenud suure voolutugevusega madalate alalispingete saavutamiseks, näiteks: akumulaatorite laadimisalaldajad, kinoleeklampide toitealaldajad jt.

Kuuefaasiseid alaldajaid kasutatakse suurte väljandvõimsuste saavutamiseks. Võimsustele 5 kuni 7 kW on praktikas kasutusel harilikud kuuefaasised alaldajad, kuna veel suuremate väljandvõimsuste saamiseks rakendatakse peamiselt Vologdini kaskaad- ja kolmefaasiseid sildalaldajaid, milledes suunajatel areneb madalam vastupinge.

Kirjandus: 1, 59 ja 61.

61 — 3. Suunajate valiku juhiseid.

Suunajate valikul tuleb arvestada alaldaja lülitusskeemist sõltuvat suunajate töörežiimi.

Valitava suunaja lubatav maksimaalne voolutugevus peab olema võrdne või suurem arvutatud voolu amplituudist I_s ning suunaja tõkkepinge U_t peab olema võrdne või kõrgem arvutatud vastupingest U_s. Peale alaldaja elektriliste iseloomustussuuruste arvutamist tuleb kontrollida, kas valitud suunaja tegelikult rakendatakse töösse selle kohta tehase poolt ettekirjutatud töörežiimis.

Kondensaatorsisendiga koormusega alaldajates kasutatakse suunajateks enamuses kenotrone, kuna paispoolsisendiga koormusega alaldajates rakendatakse suunajatena gasotrone või elavhõbesuunajaid.

Väljandvoolu tugevustel üle saja ampri kasutatakse peamiselt metallkestaga elavhõbesuunajaid.

Suunaja tüübi valikul arvestatakse ka selle hinda ja ekspluatatsiooni kulu.

Kirjandus: 56 ja 59.

61 — 4. Filtri lülitusskeemi ja lülituselementide valiku juhiseid.

Filtri headuse tunnuseks on silumistegur k_s, mis võimaldab arvutada korrutise LC. Kui korrutis LC saadakse alla saja, siis

valitakse Γ-filter, on aga korrutis LC väga suur, siis on praktilisem konstrueerida mitmest Γ-sektsioonist koosnev filter.

Raadiotelegraafisaatja alaldaja filtri arvutamisel saadakse avaldus $\frac{L}{C}$, millest määratakse C ja L suurused. Sellele järgneb filtri paispooli konstruktiivarvutamine ning lõplik pingelangu arvutamine paispooli aktiivtakistusel.

Filtri kondensaatorina kasutatakse kõrgepingealaldajates (pinge üle 1000 V) õlipaber- või parafiinpaber-dielektrikuga kondensaatoreid. Madalamatel pingetel tarvitatakse parafiinpaber-dielektrikuga või elektrolüüt-kondensaatoreid.

Elektrolüüt-kondensaatorite kasutamisel on järgnevad erinevused:

1) Elektrolüüt-kondensaatoreid võib filtris kasutada siis, kui kondensaatori klemmidel pulseerimistegur ei ületa 10%, sest vastasel korral kondensaatoris alumiiniumoksüüdi kiht vastusuunalise voolu toimel hävib ning kondensaator rikneb.

2) Kauasel seismisel elektrolüüt-kondensaatoris oksüüdikiht õheneb. Elektrolüütkondensaatori pingestamisel areneb selles esialgu suurem voolutugevus, kuid lühikese aja kestel tekib kondensaatorit läbiva voolu toimel selle anoodil jällegi vajaliku paksusega oksüüdikiht ning seda läbiv voolutugevus muutub normaalseks.

3) Elektrolüüt-kondensaatori mahtuvus on muutuv, sest pinge kõrgenemisega pakseneb oksüüdikiht ning kondensaatori mahtuvus väheneb. Elektrolüüt-kondensaatori mahtuvus sõltub ka selle temperatuurist. Temperatuuri tõusul suureneb kondensaatori mahtuvus, kuid sellega ühtlasi suureneb kondensaatorit läbiva voolu tugevus. Elektrolüüdi külmumisel väheneb kondensaatori mahtuvus sadu kordi.

4) Elektrolüüt-kondensaatori läbilöögil on vaja seda mõneks ajaks lülitada madalama pinge alla, nimelt sellise, mille juures ei teki oksüüdikihi läbilööki. Madala pinge mõjutusel tekib kondensaatori anoodile uus oksüüdikiht ning kondensaatorit võib lülitada jälle normaalse pinge alla. Niisugune regenereerimise meetod on hea eduga rakendatav ainult vedela elektrolüüdiga kondensaatorite puhul.

Filtrites rakendatavate paispoolide valiku ja arvutamise juhised on antud peatükis 58. Takistite valikul filtritesse tuleb arvestada ka seda, et nendes tekkiv kaovõimsus ei ületaks takistite nimivõimsusi.

Kirjandus: 1.

61 — 5. Alaldajate transformaatori elektriliste iseloomustussuuruste arvutamise juhiseid.

Alaldaja transformaatori elektrilised iseloomustussuurused arvutatakse peatükkides 55 kuni 57 antud valemitega. Transformaatori sekundaarmähise faasi sisetakistus R_T määratakse orienteerivalt tabeli 56 — 3 andmetel ning sellele järgnevalt arvutatakse valemiga 56 — 28 ekvivalenttakistus R_e.

Peale transformaatori konstruktiivarvutust tuleb määrata tegelik R_T ja sellele vastavalt kontrollida kõik teised arvutatud iseloomustussuurused ning vajaduse korral teha arvutuses vastavad parandused.

Paispoolsisendiga koormusega alaldaja projekteerimisel võib selle transformaatori elektriliste iseloomustussuuruste arvutamisel toimida järgmiselt.

1. Arvutatakse alaldaja tühijooksu väljandpinge U_{00} orienteeriv kõrgus valemiga:

$$U_{00} = U_{01} + \Delta U_f + \Delta U_{al} \text{ V}, \quad (61 - 1)$$

kus U_{01} on alalispinge koormuse klemmidel, ΔU_f on pingelang filtris ja ΔU_{al} on alaldajas tekkiv pingelang. Sellesse valemisse vajalikud pingelangud määratakse orienteerivalt järgmiselt:

harilikkudes alaldajates

$$\Delta U_{al} = 0{,}1 U_{01} \text{ V} \quad (61 - 2)$$

ja sildalaldajates

$$\Delta U_{al} = (0{,}15 \text{ kuni } 0{,}2) U_{01} \text{ V}. \quad (61 - 3)$$

Pingelang filtris arvutatakse orienteerivalt tabeli 61 — 1 andmetel.

2. Järgnevalt arvutatakse alaldaja väljandvõimsus valemiga:

$$P_0 = U_0 I_0 \text{ W}. \quad (61 - 4)$$

3. Kasutades tabeli 57 — 1 andmeid määratakse transformaatori keskmine näivvõimsus valemiga:

$$S_T = \frac{P_0}{k_T} \text{ VA}. \quad (61 - 5)$$

Tabel 61 — 1.
Filtrites arenevad pingelangud sõltuvalt alaldaja väljandvõimsusest.

Alaldaja väljandvõimsus P_0 kW	Pingelang filtris ΔU_f V
1 kuni 10	(0,05 kuni 0,015) U_{01}
10 kuni 100	(0,015 kuni 0,005) U_{01}
100 kuni 1000	(0,005 kuni 0,002) U_{01}

4. Transformaatori sekundaarmähise faasi vahelduvpinge efektiivväärtus määratakse orienteerivalt samuti tabeli 57 — 1 andmetel.

5. Transformaatori sekundaarmähise faasi aktiivtakistus R_2 arvutatakse valemiga:

$$R_2 = \frac{\cos \varphi_l u_l m_2 U_2^2}{100 S_T} \ \Omega, \qquad (61 - 6)$$

kus $\cos \varphi_l$ ja u_l määratakse orienteerivalt tabelist 61 — 2 ning on transformaatori lühiskatse andmed.

Tabel 61 — 2.
Transformaatori lühispinge ja lühisnihkenurk sõltuvalt transformaatori keskmisest näivvõimsusest.

Transformaatori keskmine näivvõimsus S_T kVA	u_l %	$\cos \varphi_l$
5 kuni 10	5,5	0,8 kuni 0,65
10 kuni 100	5,5	0,65 kuni 0,45
100 kuni 500	5,0	0,45 kuni 0,3.
		Märkus: suurem arv vastab väiksemale võimsusele.

6. Transformaatori sekundaarmähise faasi puisteinduktiivsuse reaktiivtakistus arvutatakse valemiga:

$$X_\sigma = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_l} \cdot \frac{u_l \cdot m_2 \cdot U_2^2}{100 S_T} \ \Omega. \qquad (61 - 7)$$

7. Arvutatakse alaldajas arenev pingelang valemiga:

$$\Delta U_{al} = \Delta U_f + \Delta U_S + \Delta U_{R2} + \Delta U_{X\sigma} \text{ V}, \qquad (61 - 8)$$

kus ΔU_f määratakse tabelist 61 — 1, ΔU_S on suunajas arenev pingelang, ΔU_{R2} on transformaatori sekundaarmähise faasi aktiivtakistusel arenev pingelang ja $\Delta U_{X\sigma}$ on transformaatori sekundaarmähise faasi puisteinduktiivsuse reaktiivtakistusel arenev pingelang.

8. Arvutatakse alaldaja tegelik tühijooksu väljandpinge:

$$U_0 = U_{01} + \Delta U_{al} \text{ V}. \qquad (61 - 9)$$

9. Valemiga 61 — 9 leitud U_0 järgi arvutatakse transformaatori sekundaarmähise faasi vahelduvpinge tegelik efektiivväärtus tabelist 57 — 1 leitavast suhtest U_0/U_2.

Selles lõikes antud valemite ja tabelite kasutamist selgitatakse alljärgnevalt näitega.

Näide 61 — 1.

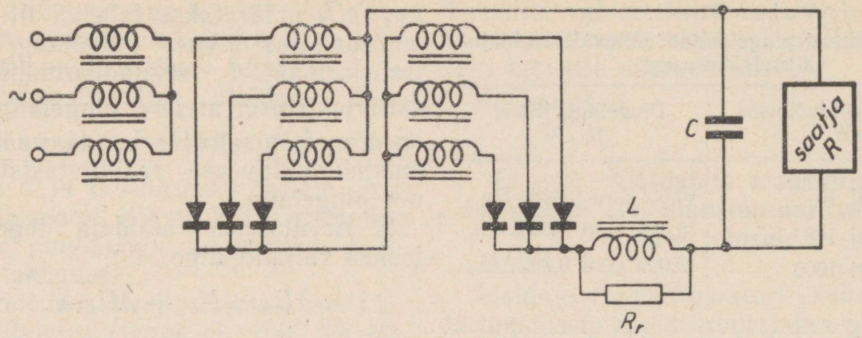
Arvutada raadiotelefoni-telegraafisaatja toitealaldaja vastavalt järgmistele tehnilistele tingimustele: raadiosaatja lõppastme elektronlampide anoodpinge $U_{a0} = 10$ kV, anoodvoolu normaalne tugevus $I_{a0} = 5$ A, toitevooluvõrgu faasipinge $U_1 = 220$ V, toitevooluvõrgu voolu sagedus $f = 50$ Hz, lubatav alaldaja eelkütte kestus on 30 sek., lubatav pulseerimistegur telefonilisel saatel $s_2 \leqslant 0{,}1\%$, lubatav pulseerimistegur telegraafilisel saatel $s_3 \leqslant 3\%$, moduleeriva pinge minimaalne nurksagedus $\Omega_m = 440$ ja lubatav maksimaalne alalispingelang alaldajas $\Delta U_{al} \leqslant 0{,}1 U_{a0}$.

Lahendus.

1. Kuna alaldaja väljandvõimsus $P_0 = U_0 \cdot I_0 = 10 \cdot 5 = 50$ kW ning lubatav pulseerimistegur on väike, siis tuleb käesoleval juhul valida paispoolsisendiga koormusega kuuefaasine alaldaja. 50 kW väljandvõimsuse saamiseks on sobivamateks suunajateks gasotronid või klaaskestaga elavhõbesuunajad.

Peatükis 54 antud tabelitest selgub, et gasotrone ja klaaskestaga elavhõbesuunajaid valmistatakse tõkkepingega kuni 15 KV, siis sellest sõltuvalt tuleb valida sellise lülitusskeemiga alaldaja, milles vastupinge ei ületaks väljandpinget rohkem kui 1,5 korda. Sellele tingimusele vastavad Vologdini kaskaad- ja kolmefaasised sildalaldajad. Tehnilistes tingimustes on antud alaldaja eelkütte kestuseks 30 sekundit, sellest sõltuvalt gasotronide kasutamine ei ole võimalik, sest suurema võimsusega gasotronid vajavad pikemat eelkütte kestust. Klaaskestaga elavhõbesuunajate kasutamine kolmefaasises sildalaldajas ei ole võimalik ning sellest sõltuvalt tuleb valida Vologdini kaskaadalaldaja. Vologdini kaskaadalaldajasse on vaja 2 kolme anoodiga elavhõbesuunajat, millede väljandvoolu tugevus on 5 A ning tõkkepinge peab olema vähemalt

$$1{,}05 U_0 = 1{,}05 U_{a0} + \Delta U_{al} = 1{,}05 U_{a0} + 0{,}1 U_{a0} = 1{,}05 \cdot 1{,}1 \cdot 10^4 = 12 \text{ kV}.$$



Joonis 61 — 1. Vologdini kaskaadalaldaja põhimõtteline skeem.

Tabelist 54 — 8 nähtub, et käesoleval juhul sobivad elavhõbesuunajad, tüüp 3BH-6-15000.

2. Kuna alaldajat kasutatakse raadiosaatja lõppastme toitmiseks, siis väljandvoolu pulseerimisteguri vähendatakse ühe Γ-filtriga. See filter valmistatakse niiviisi, et telegraafilisel saatel on võimalik vähendada selle paispooli induktiivsuse toimet. Selleks ühendatakse paispooliga rööbiti takisti, nii nagu on näidatud joonisel 61 — 1.

3. Transformaatori orienteeriv keskmine näivvõimsus määratakse tabelist 57 — 1:

$$S_T = 1{,}26P_0 = 1{,}26 \cdot 50 = 63 \text{ kVA}.$$

4. Transformaatori sekundaarmähise faasi vahelduvpinge efektiivväärtus on tabeli 57 — 1 andmetel:

$$U_2 = 0{,}428U_{a0} = 0{,}428 \cdot 10 = 4{,}28 \text{ kV}.$$

5. Arvutatakse valemitega 61 — 6 ja 61 — 7 transformaatori sekundaarmähise faasi aktiiv- ja reaktiivtakistused, milleks eelnevalt on vaja määrata u_l ja φ_l. Need suurused leitakse orienteerivalt tabelist 61 — 2, milles vastavalt S_T suurusele on $u_l = 5{,}5\%$ ja $\cos\varphi_l = 0{,}5$.

$$R_2 = \frac{\cos\varphi_l u_l m_2 U_2^2}{100 S_T} = \frac{0{,}5 \cdot 5{,}5 \cdot 6 \cdot 4280^2}{100 \cdot 63 \cdot 10^3} = 48\,\Omega,$$

$$X_\sigma = \frac{\sqrt{1 - \cos^2\varphi_l} u_l m_2 U_2^2}{100 S_T} =$$

$$= \frac{\sqrt{1 - 0{,}5^2} \cdot 5{,}5 \cdot 6 \cdot 4280^2}{100 \cdot 63 \cdot 10^3} = 83\,\Omega.$$

6. Arvutatakse valemiga 61 — 8 alaldajas areneva pingelangu arvväärtus, milleks eelnevalt määratakse pingelangud ΔU_f, ΔU_S, ΔU_{R2} ja $\Delta U_{X\sigma}$.

Filtris arenev pingelang määratakse orienteerivalt tabelist 61 — 1, mille andmeil saadakse

$$\Delta U_f = 0{,}007 \cdot U_{a0} \cdot 10^4 = 70 \text{ V}.$$

Pingelang klaaskestaga elavhõbesuunajas on ligikaudu 30 V, järelikult:

$$U_S = 2 \cdot 30 = 60 \text{ V}.$$

Pingelang transformaatoris:

$$\Delta U_{R2} = I_{a0} 2R_2 = 5 \cdot 2 \cdot 48 = 480 \text{ V}.$$

$$\Delta U_{X\sigma} = I_{a0} \frac{m_2 X_\sigma}{2\pi} = 5 \cdot \frac{6 \cdot 83}{2\pi} = 396 \text{ V}.$$

Seega üldine pingelang alaldajas on:

$$\Delta U_{al} = \Delta U_f + \Delta U_S + \Delta U_{R2} + \Delta U_{X\sigma} =$$

$$= 70 + 60 + 480 + 396 = 1006 \text{ V}.$$

Arvutuse lihtsustamiseks valitakse $\Delta U_{al} = 1000$ V.

7. Alaldaja tühijooksupinge tegelik kõrgus peab seega olema:

$$U_0 = U_{a0} + \Delta U_{al} = 10\,000 + 1000 = 11\,000 \text{ V}.$$

Saadud andmete järgi määratakse transformaatori lõplikud iseloomustussuurused.

8. Arvutatakse transformaatori sekundaarmähise faasi vahelduvpinge efektiivväärtus:

$$U_2 = 0{,}428U_0 = 0{,}428 \cdot 11 = 4{,}7 \text{ kV}.$$

9. Arvutatakse transformaatori keskmine näivvõimsus:

$$S_T = 1{,}26 \cdot I_{a0} U_0 = 1{,}26 \cdot 5 \cdot 11 = 69{,}2 \text{ kVA}.$$

Saadud S_T arvväärtus ümardatakse järgmise täisarvuni, seega $S_T = 70$ kVA.

10. Arvutatakse alaldaja väljandpinge vahelduvkomponendi arvväärtus filtri sisendil tabeli 57 — 1 andmetel:

$$U_{v1} = 0{,}057U_0 = 0{,}057 \cdot 1{,}1 \cdot 10^4 = 630 \text{ V}.$$

11. Arvutatakse filtri väljandklemmidel lubatava vahelduvkomponendi arvväärtus telefonilisel saatel:

$$U_{v2} = 0{,}001 \cdot 10^4 = 10 \text{ V}.$$

12. Sellest väljudes filtri silumistegur telefonilisel saatel peab olema:

$$k_{s1} = \frac{U_{v1}}{U_{v2}} = \frac{630}{10} = 63.$$

13. Arvutatakse vajalik filtri L ja C korrutis:

$$LC = \frac{10(k_{s1} + 1)}{m_2^2} = \frac{10(63 + 1)}{6^2} \quad 17{,}8 \text{ H. } \mu\text{F}.$$

14. Arvutatakse filtri kondensaatori minimaalne mahtuvus tingimusel, et $\Omega_m = 440$ ($F_m = 70$ Hz) ning moduleerimistegur $m_a = 1$:

$$C = \frac{m_a I_{a0} 10^6}{0{,}22 \cdot U_{a0} \Omega_m} = \frac{1 \cdot 5 \cdot 10^6}{0{,}22 \cdot 10^4 \cdot 440} = 5{,}2 \ \mu\text{F}.$$

Valitakse lähim standardmahtuvus, s. t. 6 μF.

15. Valitud C mahtuvusest sõltuvalt arvutatakse paispooli induktiivsus:

$$L = \frac{(L \cdot C)}{C} = \frac{17{,}8}{6} = 2{,}97 \ \text{H}.$$

Valitakse $L = 3$ H.

16. Järgnevalt kontrollitakse, kas arvutatud filter sobib ka telegraafilisel saatel.

Selleks arvutatakse R_{al} arvväärtus vastavalt Ohmi seadusele:

$$R_{al} = \frac{\Delta U_{al}}{I_{a0}} = \frac{1000}{5} = 200 \ \Omega.$$

Valides

$$\Delta I_a = 0{,}5 I_{a0} = 0{,}5 \cdot 5 = 2{,}5 \ \text{A},$$

saadakse suhte U_{al}/U_{a0} arvväärtus valemiga 58 — 21 arvutades:

$$\frac{\Delta U_{al}}{U_{a0}} = \frac{4 \cdot 3 \cdot 2{,}5}{\pi \cdot 6 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4 \cdot 200} = 0{,}8.$$

Sellest nähtub, et paispoolile on vaja rööbiti ühendada takisti, millel tekkiv pingelang ei ületaks $0{,}1 U_{a0}$. Telegraafilisel saatel areneb rööptakistil pingelang peamiselt ainult vahelduvvoolu komponendi toimel, kuna alalisvoolu komponent läbib paispooli.

Võttes anoodvoolu telegraafivõtme katkestusseisul nulliks, siis punktide saatel on alalisvoolu komponent 2,5 A.

Vahelduvvoolu esimese harmoonilise amplituud on siis:

$$I_{am} = \frac{4}{\pi} \cdot 2{,}5 = 3{,}2 \ \text{A}$$

ning selle toimel areneb rööptakistil R_r pingelang:

$$\Delta U_{Rr} = I_{am} R_r \ \text{V}.$$

Kuna tingimuste kohaselt ΔU_{Rr} ei tohi ületada $0{,}1 U_{a0} = 1000$ V, siis sellest väljudes leitakse rööptakisti R_r takistus:

$$R_r = \frac{\Delta U_{Rr}}{I_{am}} = \frac{1000}{3{,}2} = 312 \ \Omega.$$

Arvutatud R_r takistus on tunduvalt väiksem kui paispooli induktiivtakistus $X_L (\omega_f L = 237 \cdot 3 \approx \approx 700 \ \Omega)$.

Silumistegur k_{s2} arvutatakse valemiga 58 — 4, lisades sellesse faaside arvu $m = 6$:

$$k_{s2} = \sqrt{(R_r m_2 \omega C)^2 + 1} = \sqrt{(312 \cdot 6 \cdot 314 \cdot 6 \cdot 10^{-6})^2 + 1} = 3{,}66.$$

Järelikult pulseerimistegur s_3 on:

$$s_3 = \frac{0{,}057 \cdot 100}{3{,}66} = 1{,}56 \ \%,$$

mis rahuldab, sest see on väiksem lubatavast s_3 maksimaalsest väärtusest, mis oli 3%. Võib öelda, et takistus $R_r = 312 \ \Omega$ on sobiv.

17. Telegraafilisel saatel on filtri paispoolile rööbiti lülitatud takisti ning seetõttu filtris praktiliselt ülepingeid ei teki.

Telefonilisel saatel alaldaja käivitamisel filtri kondensaatoril arenev maksimaalne pinge, vastavalt valemile 58 — 11, on:

$$U_C \approx U_0 \left(1 + e^{-\frac{\delta_f \cdot \pi}{\omega_f}}\right) = 11 \cdot 10^3 \left(1 + e^{-\frac{75 \cdot \pi}{237}}\right) = 14{,}05 \cdot 10^3 \ \text{V},$$

sest

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{17{,}8 \cdot 10^{-6}}} = 237,$$

ja tegur δ_f on:

$$\delta_f = \frac{1}{2}\left(\frac{R_{al}}{L} + \frac{1}{CR}\right) = \frac{1}{2}\left(\frac{\Delta U_{al}}{L I_{a0}} + \frac{I_{a0}}{C U_{a0}}\right) = \frac{1}{2}\left(\frac{1000}{3 \cdot 5} + \frac{5}{6 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4}\right) = 75.$$

Koormuse äralangemisel tekib alaldaja filtri kondensaatoril pinge vastavalt valemile 58 — 12:

$$U_C = U_0 + I_0 \sqrt{\frac{L}{C}} = 11 \cdot 10^3 + 5 \sqrt{\frac{3}{6 \cdot 10^{-6}}} = 14{,}64 \ \text{kV}.$$

Nagu nähtub ei teki alaldaja käivitamisel ja ka koormuse äralangemisel filtris nii suurt liigpinget, mis oleks hädaohtlik suunajatele.

Kirjandus: 61.

61 — 6. Alaldaja transformaatorite konstruktiivarvutuse juhiseid.

Käesoleva teose mahu piiratuse tõttu kirjeldatakse alljärgnevalt ainult väikese võimsusega transformaatorite lihtsustatud konstruktiivarvutust, kuna suurema võimsusega transformaatorite konstruktiivarvutuseks tuleb kasutada erikirjandust. Alljärgnevalt kirjeldatav arvutusviis annab rahuldavaid tulemusi kuni 1 kVA transformaatorite konstruktiivarvutusel.

Arvestades vask-mähistraadi defitsiitsust ning kallist hinda, valitakse transformaatori terase ja vase kaalude suhe harilikult ligikaudu 2 : 1.

Transformaatori konstruktiivarvutusel lähtutakse selle keskmisest näivvõimsusest, mis määratakse valemiga 57 — 14.

Transformaatori teraskeha südamiku ristlõikepind S_t sõltuvalt lehtterase paksusest arvutatakse valemitega:

1) paremast transformaatori ehk dünamo lehtterasest paksusega 0,35 mm arvutatakse S_t valemiga

$$S_t = \sqrt{S_T} \text{ cm}^2, \quad (61 — 10)$$

milles S_T on transformaatori näivvõimsus,

2) harilikust keskmise kvaliteediga transformaatori lehtterasest paksusega 0,5 mm arvutatakse S_t valemiga:

$$S_t = 1{,}2\sqrt{S_T} \text{ cm}^2. \quad (61 — 11)$$

Transformaatori mähiste keerdude arvud määratakse valemiga:

$$w = \frac{10^4 U}{4{,}44 f B S_t}, \quad (61 — 12)$$

kus U on arvutatava mähise pinge efektiivväärtus, B on magnetvälja tihedus transformaatori teraskehas, mille arvväärtus sõltuvalt terase kvaliteedist valitakse 0,8 kuni 1,0 veebrit ruutmeetri kohta, f on toitevõrgu voolu sagedus ja S_t on teraskeha südamiku ristlõikepind cm².

Transformaatori teraskeha mõõdete arvutamiseks võib kasutada valemeid:

$$a_s = 0{,}9\sqrt{S_t} \text{ cm}, \quad (61 — 13)$$

$$c_s = 1{,}1\sqrt{S_t} \text{ cm}, \quad (61 — 14)$$

$$a_i = 0{,}6 a_s \text{ cm}. \quad (61 — 15)$$

Valem 61 — 15 on rakendatav ainult manteltüüpi teraskeha arvutamisel.

Transformaatorite mähistraatide läbimõõdud arvutatakse sõltuvalt voolutihedusest, mis tavaliselt valitakse järgmiselt.

1) Transformaatorites nimivõimsusega kuni 75 VA valitakse voolutihedus 2 A/mm² ning mähistraadi läbimõõt arvutatakse valemiga:

$$d = 0{,}8\sqrt{I} \text{ mm}, \quad (61 — 16)$$

kus I on arvutatavas mähises areneva voolu efektiivväärtus.

2) Transformaatorites nimivõimsusega 75 kuni 300 VA valitakse voolutihedus 1,6 A/mm² ning mähistraadi läbimõõt arvutatakse valemiga:

$$d = 0{,}9\sqrt{I} \text{ mm}. \quad (61 — 17)$$

3) Transformaatorites nimivõimsusega 300 kuni 1000 VA valitakse voolutihedus 1,3 A/mm² ning mähistraadi läbimõõt:

$$d = \sqrt{I} \text{ mm}. \quad (61 — 18)$$

Transformaatori teraskeha akna mõõdete arvutamiseks tuleb orienteerivalt määrata mähiste üldine ristlõikepind.

Mähiste ristlõikepindade arvutamiseks võib kasutada tabelit 61 — 3, milles on antud mähistraadi keerdude arv ühe cm² kohta. Selliselt arvutatud mähiste ristlõikepinnale tuleb juurde arvestada mähise aluse ja mähistevaheliste isoleermaterjalide ristlõikepinnad. Tuleb arvestada, et mähise aluse ja isoleerkihtide üldine ristlõikepind ületab tihti mähiste ristlõikepinna.

Arvutatud südamiku ja mähiste (ühes alusega ja isoleerkihtidega) ristlõikepindade järgi leitakse vastav standardtüüpi teraskeha. Kui aga soovitakse ise valmistada mittestandardset teraskeha, siis tavaliselt teraskeha akna mõõdete suhe valitakse:

$$\frac{h_a}{b_a} = 1{,}5.$$

Transformaatori teraseskadude võimsus arvutatakse valemiga:

$$P_t = 1{,}3 P_{t10} G_t B^2 \text{ W}, \quad (61 — 19)$$

kus P_{t10} on terases erikadu 1 kg kohta magnetvälja tihedusel 1 Wb/m², G_t on teraskeha kaal kg ja B on teraskehas esinev tegelik magnetvälja tihedus Wb/m².

Transformaatori vaseskadude arvutamiseks on eelnevalt vaja arvutada iga mähise aktiivtakistus. Mähise aktiivtakistuse arvutamiseks leitakse iga mähise keerdude keskmine pikkus l_k.

Silindrilistel mähistel on keerdude keskmine pikkus:

$$l_k = \frac{\pi (D_v + D_s)}{2} =$$

$$= 1{,}57 \cdot (D_{maks} + D_{min}) \text{ cm}, \quad (61 — 20)$$

kus D_v on mähise väline läbimõõt cm ja D_s on mähise sisemine läbimõõt cm.

Nelinurksetel mähistel keerdude keskmine pikkus arvutatakse valemiga:

$$l_k = 2(a_s + c_s + 4\delta_a) + \pi h_m \text{ cm}, \quad (61 — 21)$$

kus δ_a on mähise aluse paksus cm.

Tabel 61 — 3.

Mähistraatide keerdude arv 1 cm² kohta.

Vase läbimõõt mm	Ristlõike pind mm²	Keerdude arv 1 cm² kohta, kihilisel mähkimisel				
		ПЭ	ПШО	ПШД	ПБО	ПБД
0,05	0,00196	18000	10000	5300	—	—
0,06	0,00283	12600	8200	4600	—	—
0,07	0,00385	10000	6800	4000	—	—
0,08	0,00503	8200	5700	3520	—	—
0,1	0,00785	5700	4250	2800	2070	—
0,12	0,01131	4000	3320	2280	1720	—
0,14	0,0154	3130	2650	1900	1470	—
0,15	0,0177	2800	2400	1720	1360	—
0,16	0,0201	2500	2170	1600	1260	—
0,18	0,0254	2070	1800	1360	1100	—
0,2	0,0314	1720	1530	1180	940	665
0,22	0,0380	1400	1260	1020	835	595
0,25	0,0491	1140	1020	835	700	515
0,3	0,0707	810	740	630	540	413
0,35	0,0962	592	567	493	395	202
0,4	0,1257	470	450	395	325	245
0,5	0,1964	308	302	274	231	182
0,6	0,283	217	217	194	172	134
0,7	0,385	164	164	148	134	108
0,8	0,503	125	128	117	108	88
0,9	0,636	101	103	95	88,5	73,5
1,0	0,785	83	85	79	73,5	62,5
1,1	0,95	69	70	64	62,5	53,5
1,2	1,13	58,5	59,5	55	53,5	46,5
1,3	1,33	50,5	51	48	46,5	41
1,4	1,54	44,5	45	42	41	36
1,5	1,77	39	39,5	37	36	32,2
1,6	2,01	—	—	—	31,3	27,8
1,7	2,27	—	—	—	28	25
1,8	2,54	—	—	—	25,3	22,8
1,9	2,84	—	—	—	23	20,8
2,0	3,14	—	—	—	21	19

Transformaatori mähiste aktiivtakistused määratakse valemiga:

$$R = \frac{w \cdot l_k}{45 \cdot d^2}\ \Omega, \qquad (61 - 22)$$

kus l_k on antud mähise keerdude keskmine pikkus meetrites ja d on sama mähise läbimõõt millimeetrites.

Transformaatori ületemperatuur arvutatakse valemiga:

$$\vartheta_{ü} = \frac{P_{vt}}{14 \Sigma S_p \cdot 10^{-4}}\ ^{0}\mathrm{C}, \qquad (61 - 23)$$

kus P_{vt} on vases- ja teraseskadude summa vattides ja S_p on mähise üldine jahutuspind cm².

Maksimaalselt lubatav ületemperatuur on 70° C, s. t. kui võtta aluseks, et transformaatorit ümbritseva õhu maksimaalne temperatuur on +35° C (35 + 70 = = 105° C).

Antud valemite rakendamist selgitatakse alljärgneva näitega.

Näide 61 — 2.

Arvutada toitealaldaja raadiovastuvõtjale, mille madalsagedusvõimendaja sagedusriba on 60 kuni 6000 Hz, milles alaldaja filter ei tohi tekitada lineaarmoonutusi üle 0,1 dB. Raadiovastuvõtjale vajalik toitevoolu üldine tugevus on 80 mA. Toitealaldaja transformaatoril peab olema ka raadiovastuvõtja elektronlampide küttemähis 6,3 V, 1,6 A ja kenotroni küttemähis vastavalt valitavale tüübile. Raadiovastuvõtjale vajalikud toitevoolu tugevused on: elektrodünaamilise valjuhääldaja ergutusvoolu tugevus $I_{01} = 35$ mA, ergutuspinge $U_{01} = 260$ V; lõppastme voolutugevus $I_{02} = 36$ mA ning pinge $U_{02} = 240$ V; kolme esimese astme üldine alalisvoolu tugevus $I_{03} = 9$ mA ning pinge $U_{03} = 220$ V; lubatav pulseerimistegur valjuhääldaja ergutusmähise klemmidel $s_1 = 15\%$; lubatav pulseerimistegur lõppastmel $s_2 = 0{,}5\%$ ja lubatav pulseerimistegur kolmel esimesel astmel $s_3 = 0{,}1\%$.

Lahendus.

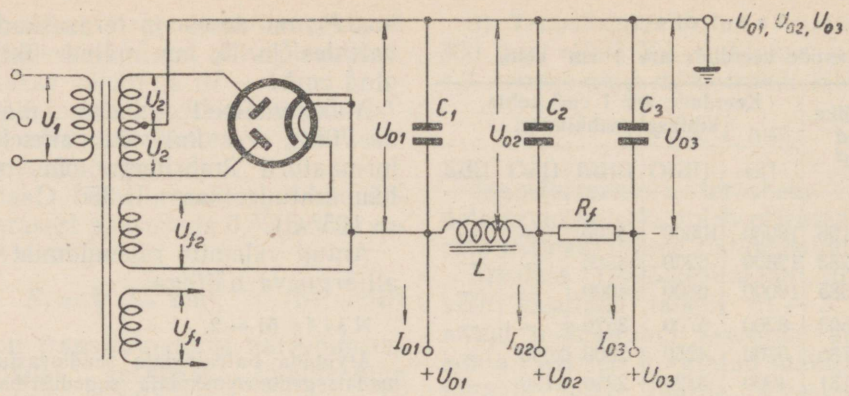
1. Antud andmeist nähtub, et projekteeritava toitealaldaja väljandvõimsus on ligikaudu 20 vatti ning pulseerimistegur peab olema küllalt väike. See tingib kondensaatorsisendiga filtri rakendamist ning terviktsükli-alaldaja valikut kujul, mille põhimõtteline skeem on näidatud joonisel 61 — 2.

2. Vajaliku väljandvõimsuse ja väljandpinge saamiseks on kõige ratsionaalsem rakendada kahe anoodiga kenotroni, milleks käesoleval juhul on 5Ц4С. Selle elektrilised iseloomustussuurused on: 1) küttepinge $U_f = 5$ V, 2) küttevool $I_f = 2$ A, 3) sisetakistus $R_i = 155\ \Omega$, 4) maksimaalne anoodkaovõimsus $P_{aomaks} = 8$ W, 5) tõkkepinge $U_t = 1400$ V ja 6) maksimaalne voolutugevus on 375 mA.

3. Tehniliste tingimuste kohaselt peab projekteeritav toitealaldaja andma kolm erineva kõrgusega ja erineva voolutugevusega alalispinget ning samuti erinevate pulseerimisteguritega. Peale selle ei tohi sagedusribas 60—6000 Hz raadiovastuvõtjas, läbi toitealaldaja, areneda astmetevahelisi parasiitsidestusi. Selle ärahoidmiseks on filter vaja koostada kahest järjestikku ühendatud Г-sektsioonist, nii nagu on näidatud joonisel 61 — 2.

Elektrodünaamilise valjuhääldaja ergutusmähisel lubatav pulseerimistegur $s_1 = 15\%$ on kondensaatorsisendiga filtri sisendklemmidel arenev pulseerimisteguri tavaline arvväärtus. Järelikult võib valjuhääldaja ergutusmähise lülitada rööbiti kondensaatoriga C_1.

Raadiovastuvõtja lõppastmes lubatava pulseerimisteguri $s_2 = 0{,}5\%$ saavutamiseks on vajalik Г-sektsioon, mille silumistegur $k_{s1} = 30$.



Joonis 61 — 2. Projekteeritava toitealaldaja põhimõtteline skeem.

Raadiovastuvõtja kolmes esimeses astmes lubatav pulseerimistegur $s_3 = 0{,}1\%$ saavutatakse teise Γ-sektsiooniga, mille silumistegur $k_{s2} = 5$.

4. Lähtudes Ohmi seadusest arvutatakse raadiovastuvõtja sisetakistus, s. t. koormustakistus R:

$$R = \frac{U_0}{I_0} = \frac{260}{80 \cdot 10^{-3}} = 3250\ \Omega.$$

5. Tabeli 57 — 3 andmetel määratakse orienteerivalt transformaatori sekundaarmähise faasi aktiivtakistus R_T:

$$R_T = 0{,}05R = 0{,}05 \cdot 3250 = 162{,}5\ \Omega.$$

6. Arvutatakse valemiga 56 — 28 ekvivalenttakistus R_e, valides suunajaks 5Ц4С, mille $R_i = 155\Omega$:

$$R_e = R_i + R_T = 155 + 162{,}5 = 317{,}5\ \Omega.$$

7. Arvutatakse valemiga 57 — 2, b teguri A arvväärtus:

$$A = \frac{\pi R_e}{2R} = \frac{\pi\, 317{,}5}{2 \cdot 3250} = 0{,}153.$$

8. Jooniselt 57 — 3 määratakse teguri A järgi lõikenurga Θ arvväärtus, mis on 41° ning järelikult $\cos\Theta = 0{,}755$.

9. Arvutatakse valemiga 57 — 3 transformaatori sekundaarmähise faasi pingeamplituud:

$$U_{2m} = \frac{U_0}{\cos\Theta} = \frac{260}{0{,}755} = 344\ \text{V}.$$

10. Transformaatori sekundaarmähise faasi pinge efektiivväärtus arvutatakse valemiga 57 — 4:

$$U_2 = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{344}{1{,}41} = 244\ \text{V}.$$

11. Jooniselt 57 — 3 määratakse tegurid F ja D, millelt nähtub, et $F = 6{,}6$ ja $D = 2{,}28$.

12. Suunajas areneva voolupulsi maksimaalne väärtus arvutatakse valemiga 57 — 6:

$$i_{2maks} = \frac{I_0 F}{m} = \frac{80 \cdot 6{,}6}{2} = 264\ \text{mA}.$$

Kuna kenotronis 5Ц4С on lubatud maksimaalne voolutugevus 375 mA, siis käesoleval juhul nimetatud suunaja sobib.

13. Transformaatori sekundaarmähise faasivoolu efektiivväärtus arvutatakse valemiga 57 — 7:

$$I_2 = \frac{I_0 D}{m} = \frac{80 \cdot 2{,}28}{2} = 91\ \text{mA}.$$

14. Suunajas tekkiv võimsuskadu on arvutatav valemiga 57 — 8:

$$P_S = I_2^2 R_i = 0{,}091^2 \cdot 155 = 1{,}29\ \text{W}.$$

Sellest nähtub, et tekkiv võimsuskadu on tunduvalt väiksem valitud kenotroni maksimaalsest lubatavast anoodkaost, mis on 8 W.

15. Suunajal areneva vastupinge maksimaalväärtus leitakse valemiga 8 — 10:

$$U_S = \frac{2U_0}{\cos\Theta} = \frac{2 \cdot 260}{0{,}755} = 690\ \text{V},$$

mis on tunduvalt madalam valitud kenotroni tõkkepingest (1400 V).

16. Arvutatakse valemiga 57 — 5 transformaatori ülekandesuhted kõigi kolme sekundaarmähise pingetest lähtudes:

$$\ddot{u}_a = \frac{U_2}{U_1} = \frac{244}{220} = 1{,}11;$$

$$\ddot{u}_{f1} = \frac{U_{f2}}{U_1} = \frac{6{,}3}{220} = 0{,}0286;$$

$$\ddot{u}_{f2} = \frac{U_{f2}}{U_1} = \frac{5}{220} = 0{,}0228.$$

17. Transformaatori primaarmähise voolu üldise efektiivväärtuse arvutamiseks tuleb eelnevalt määrata primaarmähise voolu komponendid, milliseid põhjustavad üksikud sekundaarmähised. Nii on anoodmähise poolt põhjustatav I_{a1} arvutatav valemiga 57 — 11, a:

$$I_{1a} = \ddot{u}_a \sqrt{2} I_2 = 1{,}11 \cdot \sqrt{2} \cdot 91 = 143\ \text{mA},$$

ning küttemähiste voolude toimel primaarmähises

arenevate voolu komponentide efektiivväärtuste arvutamiseks sobib valem 57 — 11, b:

$$I_{1f1} = \ddot{u}_{f1} I_{f1} = 0{,}0286 \cdot 1{,}6 = 45{,}8 \text{ mA};$$
$$I_{1f2} = \ddot{u}_{f2} I_{f2} = 0{,}0228 \cdot 2 = 45{,}6 \text{ mA}.$$

Seega primaarmähise voolu üldine efektiivväärtus on:

$$I_1 = I_{1a} + I_{1f1} + I_{1f2} = 143 + 45{,}8 + 45{,}6 = 234{,}4 \text{ mA}.$$

18. Transformaatori primaar- ja sekundaarmähiste näivvõimsused arvutatakse valemitega 57 — 12 ja 57 — 13:

$$S_1 = I_1 U_1 = 0{,}2344 \cdot 220 = 51{,}7 \text{ VA};$$
$$S_2 = I_2 U_2 m + I_{f1} U_{f1} + I_{f2} U_{f2} = 0{,}091 \cdot 244 \cdot 2 + 1{,}6 \cdot 6{,}3 + 2 \cdot 5 = 64{,}4 \text{ VA}.$$

19. Transformaatori keskmine näivvõimsus arvutatakse valemiga 57 — 14:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{51{,}7 + 64{,}4}{2} = 58{,}05 \text{ VA}.$$

20. Teraskeha ristlõikepind arvutatakse valemiga 61 — 10:

$$S_t = \sqrt{S_T} = \sqrt{58{,}05} = 7{,}62 \text{ cm}^2;$$

arvutuse lihtsustamiseks valitakse $S_t = 7{,}7$ cm².

21. Teraskeha tüüp määratakse tabeli 24 — 1 andmetel. Sellest tabelist selgub, et arvutatud S_t arvväärtusele vastab teraskeha tüüp III-25, mille teraslehtede mõõted on: $a_s = 25$ mm, $a_i = 15$ mm, $b_a = 25$ mm ja $h_a = 60$ mm.

Teraskeha paketi paksuse c_s arvutamiseks oletatakse, et terase täitetegur $k_t = 0{,}9$:

$$C_s = \frac{S_t}{a_s k_t} = \frac{7{,}7}{2{,}5 \cdot 0{,}9} = 3{,}43 \text{ cm}.$$

22. Arvutatakse valemiga 61 — 12 transformaatori mähiste keerdude arvud, milleks valitakse $B = 0{,}9$ Wb/m²:

$$w_1 = \frac{10^4 U_1}{4{,}44 f B S_t} = \frac{10^4 \cdot 220}{4{,}44 \cdot 50 \cdot 0{,}9 \cdot 7{,}7} = 1425 \text{ keerdu},$$

$$w_{21} = \frac{10^4 \cdot 244}{44{,}4 \cdot 50 \cdot 0{,}9 \cdot 7{,}7} = 1590 \text{ keerdu},$$

järelikult $w_2 = 2 \cdot 1590 = 3180$ keerdu.

$$w_{f1} = \frac{10^4 \cdot 6{,}3}{4{,}44 \cdot 50 \cdot 0{,}9 \cdot 7{,}7} = 41 \text{ keerdu},$$

$$w_{f2} = \frac{10^4 \cdot 5}{4{,}44 \cdot 50 \cdot 0{,}9 \cdot 7{,}7} = 33 \text{ keerdu}.$$

23. Arvutatakse mähistraatide läbimõõdud valemiga 61 — 16:

$$d_1 = 0{,}8 \sqrt{I_1} = 0{,}8 \sqrt{0{,}2344} = 0{,}387 \text{ mm}.$$

Tabelist 58 — 2 selgub, et lähim standard-läbimõõt on 0,38 mm.

$$d_2 = 0{,}8 \sqrt{I_2} = 0{,}8 \sqrt{0{,}091} = 0{,}242 \text{ mm}.$$

Tabelist 58 — 2 selgub, et lähim standard-läbimõõt on 0,25 mm.

$$d_{f1} = 0{,}8 \sqrt{I_{f1}} = 0{,}8 \sqrt{1{,}6} = 1{,}01 \text{ mm}.$$

Tabelist 58 — 2 selgub, et lähim standard-läbimõõt on 1,0 mm.

$$d_{f2} = 0{,}8 \sqrt{I_{f2}} = 0{,}8 \sqrt{2} = 1{,}13 \text{ mm}.$$

Tabelist 58 — 2 selgub, et lähim standard-läbimõõt on 1,16 mm.

24. Transformaatori mähiste ristlõikepinnad leitakse orienteerivalt tabeli 61 — 3 andmeil:

$$S_{w1} = \frac{w_1}{470} = \frac{1425}{470} = 3{,}04 \text{ cm}^2,$$

$$S_{w2} = \frac{w_2}{1140} = \frac{3180}{1140} = 2{,}79 \text{ cm}^2,$$

$$S_{wf1} = \frac{w_{f1}}{83} = \frac{41}{83} = 0{,}5 \text{ cm}^2,$$

$$S_{wf2} = \frac{w_{f2}}{58{,}5} = \frac{33}{58{,}5} = 0{,}57 \text{ cm}^2.$$

Seega mähiste üldine ristlõikepind on:

$$S_{w\ddot{u}} = S_{w1} + S_{w2} + S_{wf1} + S_{wf2} = 3{,}04 + 2{,}79 + 0{,}5 + 0{,}57 = 6{,}9 \text{ cm}^2.$$

Kuna eelpool orienteerivalt valitud teraskeha III-25 akna pind on 15 cm², siis võib oletada, et mähised ühes alusega ja isoleerkihtidega mahuvad sellele teraskehale.

25. Järgnevalt tuleb läbi viia teoreetiline mähiste paigutus alusele, mille mõõted kujunevad järgmiseks: aluse paksus = 1,5 mm, mähise pikkus $l_m = h_a - 2\delta_0 - 2\delta_{01} = 60 - 2 \cdot 1{,}5 - 2 \cdot 1{,}0 = 55$ mm.

Primaarmähise paigutus mähise alusele toimub kihi viisi, kusjuures iga kihi vahele asetatakse isoleerpaber paksusega 0,1 mm. Primaarmähise keerdude arv ühes kihis on:

$$w_{k1} = \frac{l_m}{d_{i1}} = \frac{55}{0{,}42} = 130 \text{ keerdu}.$$

Primaarmähise kihtide arv:

$$n_{w1} = \frac{w_1}{w_{k1}} = \frac{1425}{130} = 11 \text{ kihti}.$$

Primaarmähise kõrgus:

$$h_{m1} = n_{w1} d_{i1} + (n_{w1} - 1) \cdot 0{,}1 = 11 \cdot 0{,}42 + 10 \cdot 0{,}1 = 5{,}63 \text{ mm}.$$

Järgnevalt paigutatakse sekundaarmähis analoogiliselt primaarmähisele, kusjuures primaar- ja sekundaarmähise vahele asetatakse 0,5 mm paksune presspani kiht.

Sekundaarmähise keerdude arv kihis:

$$w_{k2} = \frac{l_m}{d_{i2}} = \frac{55}{0{,}275} = 200 \text{ keerdu}.$$

Sekundaarmähise kihtide arv:

$$n_{w2} = \frac{w_2}{w_{k2}} = \frac{3180}{200} = 16 \text{ kihti}.$$

Sekundaarmähise kõrgus:

$$h_{m2} = n_{w2} d_{i2} + (n_{w2} - 1)\ 0{,}1 = \\ = 16 \cdot 0{,}275 + 15 \cdot 0{,}1 = 5{,}9 \text{ mm}.$$

Sekundaarmähise peale asetatakse jällegi 0,5 mm paksusega presspani kiht ning järgnevalt paigutatakse elektronlampide küttemähis.

Elektronlampide küttemähise keerdude arv ühes kihis:

$$w_{kf1} = \frac{l_m}{d_{if1}} = \frac{55}{1{,}05} = 53 \text{ keerdu}.$$

Seega mähis jääb ühekihiline.

Selle mähise peale asetatakse jällegi 0,5 mm paksusega presspani kiht ning sellele mähitakse kenotroni küttemähis.

Kenotroni küttemähise keerdude arv ühes kihis:

$$w_{kf2} = \frac{l_m}{d_{if2}} = \frac{55}{1{,}22} = 45 \text{ keerdu}.$$

Järelikult ka kenotroni küttemähis mahub ühte kihti.

Järgnevalt arvutatakse transformaatori mähiste üldkõrgus ühes alusega ja mähise pealse 0,5 mm paksusega presspani kihiga:

$$h_{mü} = \delta_{a1} + \delta_a + h_{m1} + \delta_{m1} + h_{m2} + \delta_{m2} + h_{mf1} + \\ + \delta_{m3} + h_{mf2} + \delta_{m4} = 0{,}5 + 1{,}5 + 5{,}63 + 0{,}5 + \\ + 5{,}9 + 0{,}5 + 1{,}05 + 0{,}5 + 1{,}22 + 0{,}5 = 17{,}8 \text{ mm}.$$

Sellest selgub, et valitud teraskeha sobib, sest akna laius on 25 mm.

26. Transformaatoris arenevate pingelangude ja vaseskadude arvutamiseks leitakse mähiste aktiivtakistused. Selleks eelnevalt arvutatakse mähiste keerdude keskmised pikkused.

Primaarmähise keerdude keskmine pikkus on:

$$l_{k1} = 2(a_s + c_s + 4\delta_{a1} + 4\delta_a) + \pi h_{m1} = \\ = 2(2{,}5 + 3{,}43 + 4 \cdot 0{,}05 + 4 \cdot 0{,}15) + \pi \cdot 0{,}563 = \\ = 15{,}23 \text{ cm}.$$

Sekundaarmähise keerdude keskmine pikkus on:

$$l_{k2} = 2(a_s + c_s + 4\delta_{a1} + 4\delta_a) + \\ + \pi(2h_{m1} + 2\delta_{m1} + h_{m2}) = \\ = 2(2{,}5 + 3{,}43 + 4 \cdot 0{,}05 + 4 \cdot 0{,}15) + \\ + \pi(2 \cdot 0{,}563 + 2 \cdot 0{,}05 + 0{,}59) = 19{,}16 \text{ cm}.$$

Elektronlampide küttemähise keeru pikkus on:

$$l_{kf1} = 2(a_s + c_s + 4\delta_{a1} + 4\delta_a) + \\ + \pi(2h_{m1} + 2\delta_{m1} + 2h_{m2} + 2\delta_{m2} + h_{mf1}) = \\ = 2(2{,}5 + 3{,}43 + 4 \cdot 0{,}05 + 4 \cdot 0{,}15) + \\ + \pi(2 \cdot 0{,}563 + 2 \cdot 0{,}05 + 2 \cdot 0{,}59 + 2 \cdot 0{,}05 + 0{,}105) = \\ = 21{,}66 \text{ cm}.$$

Kenotroni küttemähise keeru pikkus on:

$$l_{kf2} = 2(a_s + c_s + 4\delta_{a1} + 4\delta_a) + \\ + \pi(2h_{m1} + 2\delta_{m1} + 2h_{m2} + 2\delta_{m2} + 2h_{mf1} + 2\delta_{m3} + \\ + h_{mf2}) = 2(2{,}5 + 3{,}43 + 4 \cdot 0{,}05 + 4 \cdot 0{,}15) + \\ + \pi(2 \cdot 0{,}563 + 2 \cdot 0{,}05 + 2 \cdot 0{,}59 + 2 \cdot 0{,}05 + \\ + 2 \cdot 0{,}105 + 2 \cdot 0{,}05 + 0{,}122) = 22{,}7 \text{ cm}.$$

Transformaatori mähistraatide pikkused on:

$$l_1 = l_{k1} w_1 = 0{,}1523 \cdot 1425 = 218 \text{ m}, \\ l_2 = l_{k2} w_2 = 0{,}1916 \cdot 3180 = 610 \text{ m}, \\ l_{f1} = l_{kf1} w_{f1} = 0{,}2166 \cdot 41 = 8{,}9 \text{ m}, \\ l_{f2} = l_{kf2} w_{f2} = 0{,}227 \cdot 33 = 7{,}5 \text{ m}.$$

Transformaatori mähiste aktiivtakistused arvutatakse valemiga 61 — 22:

$$R_1 = \frac{l_1}{45 d_1^2} = \frac{218}{45 \cdot 0{,}38^2} = 33{,}5\ \Omega,$$

$$R_2 = \frac{l_2}{45 d_2^2} = \frac{610}{45 \cdot 0{,}25^2} = 217\ \Omega,$$

$$R_{f1} = \frac{l_{f1}}{45 d_{f1}^2} = \frac{8{,}9}{45 \cdot 1{,}0^2} = 0{,}198\ \Omega,$$

$$R_{f2} = \frac{l_{f2}}{45 d_{f2}^2} = \frac{7{,}5}{45 \cdot 1{,}16^2} = 0{,}124\ \Omega.$$

Kontrolliks arvutatakse tegelik R_T:

$$R_T = \frac{R_2}{2} + R_1' = \frac{R_2}{2} + \ddot{u}_a^2 R_1 = \\ = \frac{217}{2} + 1{,}11^2 \cdot 33{,}5 = 142\ \Omega.$$

Orienteerival arvutusel saadi $R_T = 162{,}5\ \Omega$, seega tegelik R_T erineb orienteerivalt arvutatust nii vähe, et transformaatoris arenevad pingelangud ja vaseskaod ei ületa lubatud piiri.

27. Järgnevalt leitakse valemist 57 — 21 filtri sisendkondensaatori mahtuvus, milleks eelnevalt arvutatakse teguri p arvväärtus:

$$p = \frac{1}{m} - \frac{\Theta^0}{180^0} = \frac{1}{2} - \frac{41^0}{180^0} = 0{,}272.$$

Valemist 57 — 21:

$$C_1 = \frac{50p}{s_1 f R} = \frac{50 \cdot 0{,}272}{15 \cdot 50 \cdot 3250} = 5{,}6\ \mu\text{F}.$$

Arvutatud kondensaatori mahtuvus ei ole aga standardsuurus, mistõttu valitakse kondensaator C_1 mahtuvusega 8 μF ning leitakse selle klemmipinge tegelik pulseerimistegur valemiga 57 — 21:

$$s_1 = \frac{50p}{fRC_1} = \frac{50 \cdot 0{,}272}{50 \cdot 3250 \cdot 8 \cdot 10^{-6}} = 10{,}5\,\%.$$

28. Arvutatakse filtri esimese Γ-sektsiooni silumistegur:

$$k_{s1} = \frac{s_1}{s_2} = \frac{10{,}5}{0{,}5} = 21.$$

29. Arvutatakse filtri esimese Γ-sektsiooni LC_2 korrutis valemiga 58 — 7:

$$LC_2 = \frac{k_{s1} + 1}{\omega_1^2} = \frac{21 + 1}{4\pi^2 100^2} = 0{,}58 \cdot 10^{-4}.$$

30. Kondensaatori C_2 mahtuvuse valikuks määratakse selle minimaalne suurus valemiga 58 — 15, kusjuures raadiovastuvõtja lõpplambi $R_a + R_i = 10\,000\ \Omega$:

$$C_{2min} = \frac{1}{\omega_m(R_a + R_i)} \sqrt{\frac{1/N_m^2}{1/N_m^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{377 \cdot 10000} \sqrt{\frac{1/0{,}99^2}{1/0{,}99^2 - 1}} = 2{,}62\ \mu\text{F}.$$

Arvutatust selgub, et filtri kondensaatori C_2 toimel tekkivaid lineaarmoonutusi võib mitte arvestada, kui valida selle mahtuvus tunduvalt suurem valemiga 58 — 15 arvutatud mahtuvusest. Käesoleval juhul valitakse C_2 standardmahtuvusega 10 μF.

31. Sõltuvalt valitud C_2 mahtuvusest arvutatakse filtri paispooli induktiivsus avaldusest $LC_2 = 0{,}58 \cdot 10^{-4}$:

$$L = \frac{0{,}58 \cdot 10^{-4}}{C_2} = \frac{0{,}58 \cdot 10^{-4}}{10^{-5}} = 5{,}8\ \text{H}.$$

32. Arvutatakse paispooli lubatav maksimaalne aktiivtakistus:

$$R_L = \frac{U_{01} - U_{02}}{I_{02} + I_{03}} = \frac{260—240}{(36 + 9) \cdot 10^{-3}} = 445\ \Omega.$$

Paispooli konstruktiivarvutusel tuleb silmas pidada, et selle aktiivtakistus ei ületaks siin arvutatud arvväärtust, sest vastasel korral U_{02} muutub madalamaks ettenähtust.

33. Arvutatakse filtri teise Γ-sektsiooni silumistegur k_{s2}:

$$k_{s2} = \frac{s_2}{s_3} = \frac{0{,}5}{0{,}1} = 5.$$

34. Arvutatakse filtri teise Γ-sektsiooni takistus:

$$R_f = \frac{U_{02} - U_{03}}{I_{03}} = \frac{240—220}{9 \cdot 10^{-3}} = 2220\ \Omega.$$

Kuna arvutatud takistus on küllalt suur, siis võib oletada, et filtri teist Γ-sektsiooni saab koostada RC filtrina.

35. Filtri teise Γ-sektsiooni vajaliku kondensaatori C_3 mahtuvus arvutatakse valemist 58 — 4:

$$C_3 = \frac{\sqrt{k_{s2}^2 - 1}}{\omega R_f} = \frac{\sqrt{5^2 - 1}}{628 \cdot 2220} = 3{,}5\ \mu\text{F}.$$

Valitakse tegelikult lähim suurema standardmahtuvusega kondensaator, s. t. $C_3 = 4$ μF, millega filtri silumistegur suureneb ning sellega toitevoolu vahelduvkomponent väheneb.

36. Filtri takisti R_f valikul tuleb arvestada selles tekkivat võimsuskadu ning sellele vastavalt valitakse takisti.

Käesoleval juhul filtri takistis tekkiv võimsuskadu on:

$$P_R = I_{03}^2 R_f = (9 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2220 = 0{,}18\ \text{W}.$$

Seega sobib filtri takistuseks harilik masstakisti, võimsusega 0,25 või 0,5 W.

Paispooli konstruktiivarvutuse näide oli juba antud ülalpool (näide 58 — 1), seetõttu käesolevas näites seda enam ei korrata ning antud alaldaja arvutus on seega lõpetatud.

Kirjandus: 1 ja 59.

62. peatükk.

MASINAGREGAADID JA PÖÖRLEV- NING VIBRAATORMUUNDAJAD.

62 — 1. Raadioseadmete toitmiseks kasutatavate masinagregaatide liigid ja iseloomustussuurused.

Masinagregaate kasutatakse juhul, kui alaldajate rakendamine on võimatu või raskendatud. Eriti on aga masinagregaadid kasutusel reserv-toiteseadmetena. Niisugusel korral neid käitatakse sisepõlemismootoritega.

Raadioseadmetes rakendatakse alljärgnevaid masinagregaate: 1) laadimisagregaadid ja 2) rööptalitluses masinagregaadid.

Laadimisagregaadiks nimetatakse mootorgeneraatorseadet, mis koosneb mootorist ja alalisvoolu generaatorist ning millega laaditakse raadioseadme toitealliikatena kasutatavaid akumulaatorpatareisid. Tavaliselt kasutatakse laadimisagregaatides haruvoolugeneraatoreid.

Generaatori klemmipinget reguleeritakse ergutusvoolu tugevuse muutmisega reostaadi abil. Reostaadi üldine takistus arvutatakse valemiga:

$$R = (2 \text{ kuni } 3) R_i\ \Omega, \quad (62 — 1)$$

kus R_i on ergutusmähise aktiivtakistus.

Generaatori klemmipinge peab olema reguleeritav järgmistes piirväärtustes:

1) Hapeakumulaatori laadimiseks raken-

datava generaatori klemmipinge reguleerimise astmik peab olema:

$$U_{gen} = 2n \text{ kuni } 2{,}8n \text{ V}, \quad (62-2)$$

kus n on akumulaatorite arv patareis.

2) Leelisakumulaatorpatarei laadimiseks rakendatava generaatori klemmipinge peab omama järgmise reguleerimise astmiku:

$$U_{gen} = 1{,}2n \text{ kuni } 1{,}8n \text{ V}. \quad (62-3)$$

Akumulaatoripatarei kiirendatud laadimiseks arvutatakse generaatori võimsus alljärgnevate valemitega:

hapeakumulaatori laadimiseks

$$P_{gen} = \frac{I_{01} \cdot 2{,}4n}{10^3} \text{ kW}, \quad (62-4)$$

ja leelisakumulaatori laadimiseks

$$P_{gen} = \frac{I_{01} \cdot 1{,}5n}{10^3} \text{ kW}, \quad (62-5)$$

kus I_{01} on akumulaatorpatarei laadimisvoolu tugevus kiirendatud laadimisel.

Akumulaatorpatarei normaalseks laadimiseks arvutatakse generaatori võimsus järgnevalt:

hapeakumulaatorpatarei laadimiseks

$$P_{gen} = \frac{Q_{Ah} \cdot 2{,}4n}{\eta_{Ah} t_a \cdot 10^3} \text{ kW} \quad (62-6)$$

ja leelisakumulaatorpatarei laadimiseks

$$P_{gen} = \frac{Q_{Ah} \cdot 1{,}5n}{\eta_{Ah} t_a \cdot 10^3} \text{ kW}, \quad (62-7)$$

kus η_{Ah} on akumulaatori kasutegur ampertundide järgi ja t_a on akumulaatorpatarei normaalne laadimise kestus tundides.

Laadimisagregaadi mootori võimsus arvutatakse valemiga:

$$P_m = \frac{P_{gen}}{\eta_{gen}} \text{ kW}, \quad (62-8)$$

kus η_{gen} on generaatori kasutegur.

Laadimisagregaadi liinivõimsus arvutatakse valemiga:

$$P_L = \frac{P_m}{\eta_m} = \frac{P_{gen}}{\eta_{gen}\eta_m} \text{ kW}, \quad (62-9)$$

kus η_m on mootori kasutegur.

Laadimisagregaate ja akumulaatorpatareisid peab raadioseadmes normaalselt olema kaks komplekti, nendest üks töös ja teine reservis.

Rööptalitluses masinagregaadi voolu kasutatakse vahetult raadioseadme toitmiseks. Masinagregaadi väljandvoolu pulseerimisteguri vähendamiseks on selle väljandklemmidega ühendatud akumulaatorpatarei. Niisugusel juhul akumulaatorpatarei asendab madalläbistusfiltrit. Rööptalitluses seadmetes rakendatakse peamiselt haruvoolugeneraatoreid.

Rööptalitluses generaatori võimsus arvutatakse valemitega:

hapeakumulaatorpatareiga koos töötamiseks

$$P_{gen} = \frac{I_{0maks} 2{,}15n}{10^3} \text{ kW} \quad (62-10)$$

ja leelisakumulaatorpatareiga koos töötamiseks

$$P_{gen} = \frac{I_{0maks} 1{,}35n}{10^3} \text{ kW}, \quad (62-11)$$

kus I_{0maks} on keskmine maksimaalne koormusvoolu tugevus, arvestatud ühe tunni kestel.

Kui rööptalitluses masinagregaadiga selle töötamisel ühtlasi soovitakse laadida ka akumulaatorpatareid, siis arvutatakse generaatori võimsus valemitega:

hapeakumulaatorpatareiga koos rakendamisel

$$P_{gen} = \frac{(I_{0maks} + I_{01})2{,}4n}{10^3} \text{ kW} \quad (62-12)$$

ja leelisakumulaatorpatareiga koos rakendamisel

$$P_{gen} = \frac{(I_{0maks} + I_{01})1{,}5n}{10^3} \text{ kW}, \quad (62-13)$$

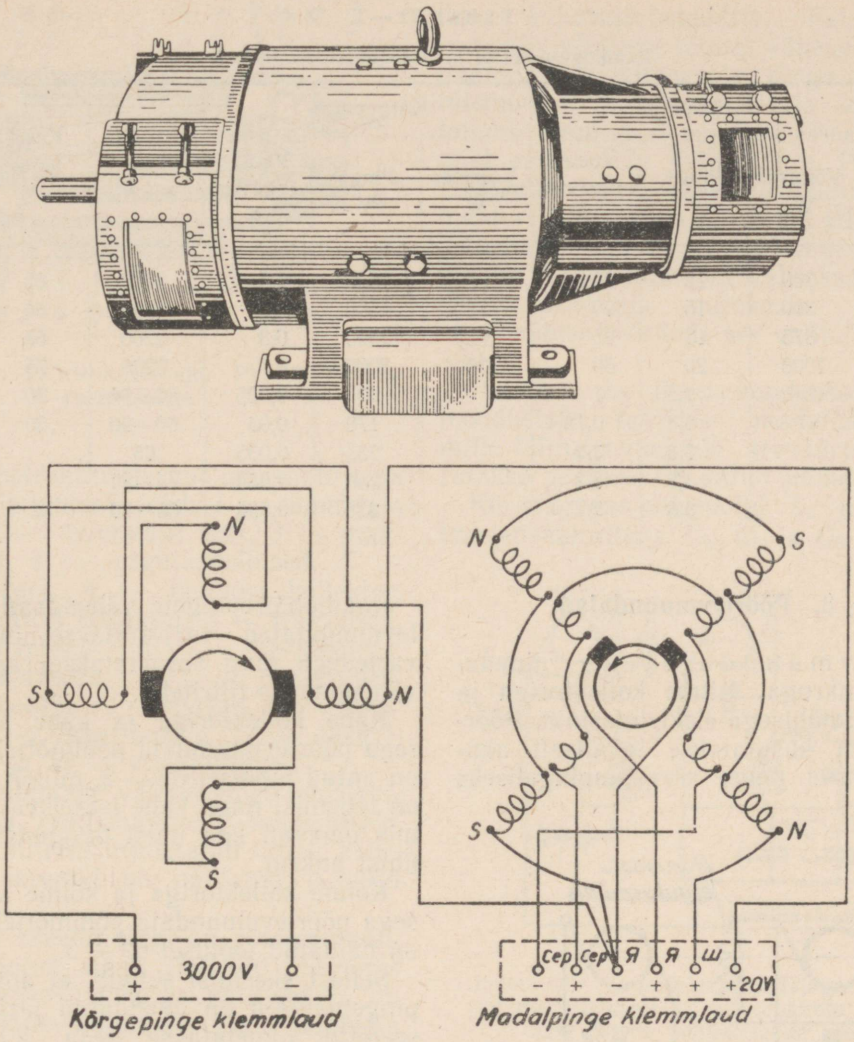
kus I_{0maks} on sama, mis valemis 62 — 10 ja I_{01} on akumulaatorpatarei normaalne laadimisvoolu tugevus.

Rööptalitluses masinagregaadi mootori ja liini võimsused arvutatakse valemitega 62 — 8 ja 62 — 9.

Kirjandus: 61.

62 — 2. Raadiogeneraatorid.

Raadiogeneraatoriteks nimetatakse mitme kollektoriga alalisvoolu generaatoreid, missuguseid kasutatakse vahetult raadioseadmete toitmiseks. Nii-



Joonis 62 — 1. Raadiogeneraatori РДН-2500 üldvaade ja selle põhimõtteline skeem.

sugustel generaatoritel on sageli kaks või rohkem ankrumähist ning igal mähisel on eraldi kollektor, et oleks võimalik saada erineva kõrgusega väljandpingeid.

Väikese võimsusega raadiogeneraatoritel on üks ühine magnetsüsteem ning üks ühine ergutusmähis, mida toidetakse madalpinge kollektorilt. Seetõttu sõltumatu madal- ja kõrgepinge reguleerimine ei ole võimalik.

Suure võimsusega raadiogeneraatoritel on iga mähis eraldi ankrul, mis asuvad ühisel teljel ning igal ankrul on eraldi ergutusmähisega omaette magnetsüsteem. Ergutusmähiseid toidetakse madalpinge kollektorilt. Niisuguse raadiogeneraatori iga väljandpinget on võimalik üksteisest sõltumata reguleerida.

Raadiogeneraatorid on eranditult varustatud pulseerimistegurit ja raadiohäireid vähendavate filtritega. Peale selle on raadiogeneraatorid enamuses varjestatud magnetiliste varjedega.

Raadiogeneraatori РДН-2500 üldvaade ja selle põhimõtteline skeem on antud joonisel 62 — 1.

Enamrakendatavamate raadiogeneraatorite iseloomustussuurused on antud tabelis 62 — 1.

Kirjandus: 56 ja 61.

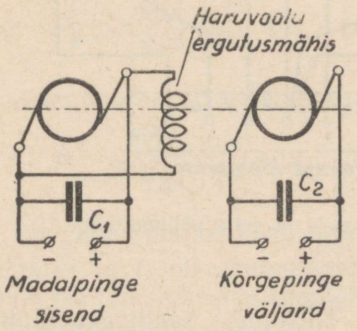
Tabel 62 — 1.

Raadiogeneraatorite iseloomustussuurused.

Tüüp	Madalpinge			Kõrgepinge			Pöörete arv minutis	Kasutegur η %	Kaal kg
	Võimsus W	Pinge V	Voolutugevus A	Võimsus W	Pinge V	Voolutugevus A			
РДС-750 А	300	15	20	750	1500	0,5	2200	65	112
РДС-750 Б	300	15	20	750	1500	0,5	1800	65	112
РДН-1000	375	15	25	750	2500	0,3	2200	67	112
РДН-2500	1000	20	50	2100	3000	0,7	2200	75	182
ДРП-1А		2,5	1		225	0,025	60—90	20	9,6
ДРП 1Б		5,3	0,75		170	0,03	60—90	20	10,1
ДРП-6А		3,8	3,2		235	0,035	65		
ДРП 6Г		3,8	3,2		235	0,035	75—80		
ДРП-6И		3,8	3,2		235	0,035	65—70		

62 — 3. Pöörlevmuundajad.

Pöörlevmuundajateks nimetatakse ühe ankruga, mitme kollektoriga ja mitme ankrumähisega elektrimasinat. Pöörlevmuundajat kasutatakse tavaliselt akumulaatorpatarei pinge kõrgemapingeliseks muundamisel.



Joonis 62 — 2. Kahe ankrumähisega pöörlevmuundaja põhimõtteline skeem. Vasakul — akumulaatorpatareist toituv mootori osa. Paremal — kõrgepinge generaatori osa.

Pöörlevmuundaja ankru madalpinge mähist ja ergutusmähist toidetakse akumulaatorpatareist, mille tagajärjel pöörleb ankur samuti kui tavalises elektrimootoris. Ankru kõrgepinge mähistest, vastavate kollektorite kaudu, saadakse raadioseadmele vajalikud kõrgepinged (anoodpinged).

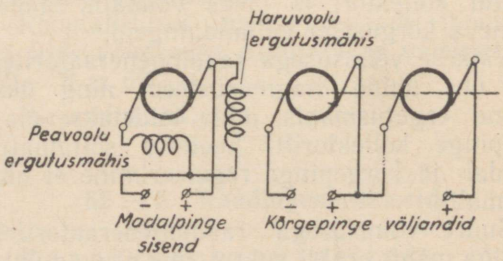
Raadiohäirepingete vähendamiseks pöörlevmuundajad varjestatakse magnetiliste varjedega ning varustatakse raadiohäirete vähendamise filtritega.

Kahe kollektoriga ja kahe ankrumähisega pöörlevmuundaja põhimõtteline skeem on antud joonisel 62 — 2, millelt selgub, et on tegemist nagu kahe iseseisva masinaga, mis omavad aga ühist magnetsüsteemi ja ühist ankrut.

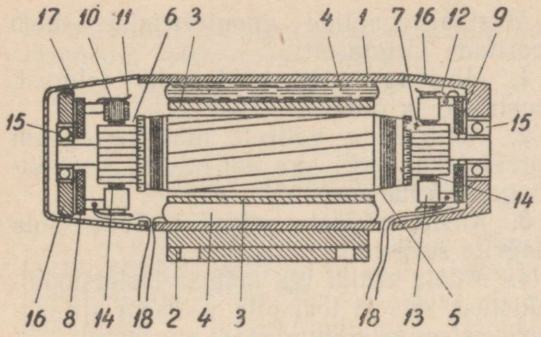
Kolme kollektoriga ja kolme ankrumähisega pöörlevmuundaja põhimõtteline skeem on näidatud joonisel 62 — 3.

Sellest skeemist selgub, et ankru kõrgepingemähised on ühendatud järjestikku ja seetõttu nimetatakse seda kaskaadmuundajaks, millest on võimalik saada erineva kõrgusega väljandpingeid.

Pöörlevmuundaja konstruktsiooni selgitamiseks on antud joonisel 62 — 4 РУН-10 konstruktiivskeem.



Joonis 62 — 3. Kolme kollektoriga ja kolme ankrumähisega pöörlevmuundaja põhimõtteline skeem.



Joonis 62 — 4. Pöörlevmuundaja РУН-10 konstruktiivskeem.

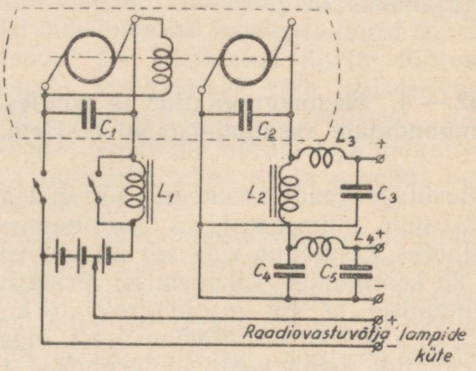
Sellel konstruktiivskeemil on numbritega tähistatud järgmised osad: *1* — muundaja teraskest, *2* — muundaja alus, *3* — magnetpoolused, *4* — ergutusmähised, *5* — ankur (rootor), *6* — mootori kollektor, *7* — generaatori kollektor, *8* — traaversid, *9* — traaversid, *10* — harjahoidja, *11* — harjavedru, *12* — harjavedru, *13* — harjahoidja, *14* — harjad, *15* — kuullaagrid, *16* — laagrihoidja, *17* — laagrihoidja kate ja *18* — voolujuhtmed.

Pöörlevmuundaja väljandpinge pulseerimisteguri ja raadiohäirete vähendamiseks kasutatakse filtreid. Nimetatud filtrite põhimõttelised skeemid on näidatud joonisel 62 — 5.

Niisuguse skeemi järgi on pöörlevmuundaja rakendatud autol ЗИС-110. Skeemis näidatud terassüdamikuga paispool L_1 on vajalik pöörlevmuundaja käivitamiseks ilma käivitusreostaadita. Paispooli L_1 induktiivtakistuse toimel väheneb pöörlevmuundaja käivitusvoolu tõuge ning selle tulemusena pöörlevmuundaja käivitamine toimub võrdlemisi sujuvalt. Peale käivitamist paispool L_1 lühistatakse. Paispool L_1 teraskeha koostatakse harilikult transformaatori lehtterasest Ш-19 või Ш-25 terasepaki paksusega 20 kuni 30 mm. Paispooli mähise traadi läbimõõt valitakse vastavalt pöörlevmuundaja toitevoolu tugevusele ning mähise keerdude arv valitakse 80 kuni 100.

Paispool L_2 ühes kondensaatoriga C_4 moodustab tavalise madalläbistusfiltri, mille lülituselementide arvväärtused määratakse peatükis 58 antud juhiste kohaselt.

Kõrgsagedus-paispoolid L_3 ja L_4 ühes kondensaatoritega C_2, C_3 ja C_5 moodusta-



Joonis 62 — 5. Pöörlevmuundajaga ühendatud madalläbistus ja raadiohäirete vähendamise filtrite põhimõtteline skeem.

Tabel 62 — 2.

Pöörlevmuundajate elektrilised iseloomustussuurused.

Tüüp	Madalpinge kollektori			Kõrgepinge kollektori			Kasutegur η %	Pöörete arv minutis
	pinge V	voolutugevus A	võimsus W	pinge V	voolutugevus A	võimsus W		
РУН-10	12,9	2,9	37,5	200	0,05	10	27	6000
РУН-1-А	24	1,4	33,6	200	0,05	10	29	6000
РУ-11-А	26	1,3	34	220	0,05	11	31	8500
РУ-11-Б	12	2,6	31,5	220	0,05	11	31	8500
РУН-30	12	6,3	76	450	0,07	30	42	6000
РУН-45-Б	12	8,9	107	450	0,1	45	42	8000
РУН-75-(РМ-2)	12	13	156	750	0,1	75	48	10000

vad raadiohäirete vähendamise filtrid. Paispoolide L_3 ja L_4 mähiste traadi läbimõõdud tuleb valida vastavalt neid läbivatele voolutugevustele ning nende induktiivsus arvutatakse raadiotehnika põhialustes antud kõrgsageduse tõkestusfiltrite arvutusvalemitega. Kondensaatorite C_2, C_3 ja C_5 mahtuvused valitakse harilikult 0,005 kuni 0,01 μF, kuid ka nende mahtuvusi on võimalik täpsemalt määrata raadiotehnika põhialustes antud filtrite arvutusvalemitega.

Kondensaator C_1 moodustab kõrgsagedusfiltri pöörlevmuundaja toitevooluringile ning C_1 valitakse harilikult mahtuvusega 10 000 pF.

Enamrakendatavamate pöörlevmuundajate elektrilised iseloomustussuurused on antud tabelis 62 — 2.

Kirjandus: 23.

62 — 4. Masinagregaatide ja pöörlevmuundajate ekspluatatsiooni eeskirju.

Masinagregaadi kasutegur sõltub teatavasti selle võimsusest ja koormamisest, kusjuures kasutegur väheneb nii võimsuse kui ka koormamise vähenemisel. Praktilisel kasutamisel ei või masinagregaati koormata alla 50—60% nimivõimsusest. Masinagregaatide kohta kehtivad järgmised eeskirjad:

1. Laadimisagregaatide ja rööptalitluses masinagregaatide generaatorid on harilikult lahtise ehitusviisiga, kuullaagritega, iseventileerivad haruvoolu masinad.

2. Laadimisagregaatide ja rööptalitluses masinagregaatide generaatorite klemmipinge, lähtudes nimiklemmipingest, peab olema reguleeritav 25 kuni 125%, kusjuures võimsus ei tohi muutuda. Astmelisel pinge reguleerimisel ei tohi pingeastme kõrgus ületada 2% generaatori nimiklemmipingest.

3. Masinagregaadi endamürapinge ei tohi 800 Hz sagedusel ületada 0,8% generaatori nimiklemmipingest.

4. Koormamisel 0 kuni 125% ei tohi masinagregaadis tekkida ebanormaalset müra.

5. Masinagregaadi mootori ja generaatori sidestamine peab toimuma vahetult, s. t. ketassiduriga.

Masinagregaatide monteerimist tuleb sooritada järgmiselt:

1. Masinagregaat puhastada tolmust, mustusest ja õlist.

2. Kontrollida väliselt masinagregaadi korrasolekut, eriti aga kollektorit, kontaktrõngaid ja harju.

3. Käsitsi pöörata ankrut ja kontrollida laagrite seisundit.

4. Mõõta eraldi iga mähise isolatsioonitakistust, mis ei tohi olla väiksem alljärgneva valemiga arvutatavast suurusest:

$$R_{is} = \frac{U_n}{10^3 + \frac{S}{10^2}} \text{ M}\Omega, \quad (62 - 14)$$

kus U_n on mähise nimipinge efektiivväärtus ja S on masina näivvõimsus kVA.

Kui mõõtmisel osutub isolatsioonitakistus lubatavast väiksemaks, mis sageli tekib mähiste isolatsiooni niiskumise tagajärjel, siis tuleb masina mähised kuivatada. Kuivatus toimub ventileeritavas soojas ruumis või veelgi rutemini saab kuivatada masina mähiseid elektrivooluga, milleks nendest lastakse läbi nii suure tugevusega vool, et mähiste temperatuur tõuseks kuni 90° C.

5. Monteerimise lõpetamisel kontrollitakse tingimata masinagreaadi töötamist kahe tunni vältel, mille kestel ei tohi esineda üheski masina osas lubamatult kõrget temperatuuri.

Masinagregaadi valveteenistuse reegleid.

Masinagregaadi käivitamise eel ja seiskamise järel tuleb toimida järgmiselt: 1) kontrollida kollektorit ja kontaktrõngaid ning vajaduse korral need puhastada, 2) kontrollida, et käivitus- ja ergutusreostaadid asuksid nullasendis, 3) kontrollida laagrite õlitaset, 4) kontrollida koormuse lüliti lülitusasendit ja 5) käivitamine käivitusreostaadiga peab toimuma sujuvalt.

Masinagregaadi töötamise ajal tuleb jälgida: 1) mõõteriistade näitamisi, 2) masinagregaadi pöörete arvu, 3) õlirõngaste pööramist, 4) kollektori- ja kontaktrõngaste sädelemist, 5) laagrite ja kollektori temperatuuri ja 6) masinagregaadi töötamise müra suurust.

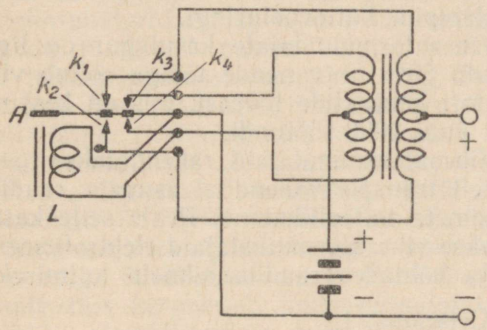
Peale masinagregaadi seiskamist puhastatakse liikuvad osad (kollektor, kontaktrõngad) ning kontrollitakse liikuvate osade

temperatuuri (temperatuuri kontroll peab järgnema seiskamisele vahetult).

Kirjandus: 56 ja 61.

62 — 5. Vibraatormuundajad.

Vibraatormuundajaks nimetatakse seadist, millega madal alalispinge muundatakse kõrgemaks vahelduv- või alalispingeks. Vibraatormuundaja töökäigu kirjeldamiseks kasutatakse joonisel 62 — 6 antud skeemi.



Joonis 62 — 6. Vibraatormuundaja põhimõtteline skeem.

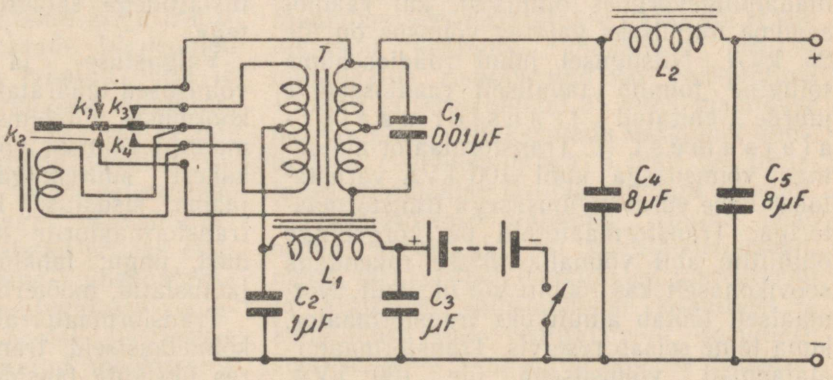
Sellel joonisel näidatud vibraatormuundaja töötamise põhimõte on järgmine: akumulaatorpatarei toidab pulseerivvooluga transformaatori primaarmähist, elektromagneti L, kontaktvedrude paari k_3, k_4 ning vibraatori ankru A koostöötamisel.

Kuna transformaatori primaarmähist toidetakse voolupulssidega keskelt, kusjuures mähise poolte toitmine toimub kordamööda ja vastusuunaliselt, siis transformaatori sekundaarmähises indutseeruva elektromotoorse jõu toimel areneb mittesiinuseline vahelduvvool. Sekundaarmähises tekkiva mittesiinuselise elektromotoorse jõu suurus sõltub transformaatori ülekandesuhtest $ü$ ja akumulaatori pingest. Sekundaarmähises saadud vahelduvvoolu alaldamiseks kasutatakse sageli sama vibraatorit, kusjuures alaldamine toimub kontaktvedrude k_1, k_2 vahel. Kuna sellise vibraatormuundaja väljandvool sisaldab suurel arvul harmoonilisi sagedusi, siis silumis- ja raadiohäirete-filtrite lülitamine selle väljandvooluringi osutub vältimatuks. Tugevate raadiohäirete põhjustajaks on kontaktvedrude vahel tekkiv sädelemine. Et tõkestada raadiohäirete pääsu raadiovastuvõtjasse selle küttevoolu juhtmete kaudu, selleks ühendatakse ka vibraatormuundaja toitejuhtmetesse madalläbistusfilter, nii nagu on näidatud joonisel 62 — 7.

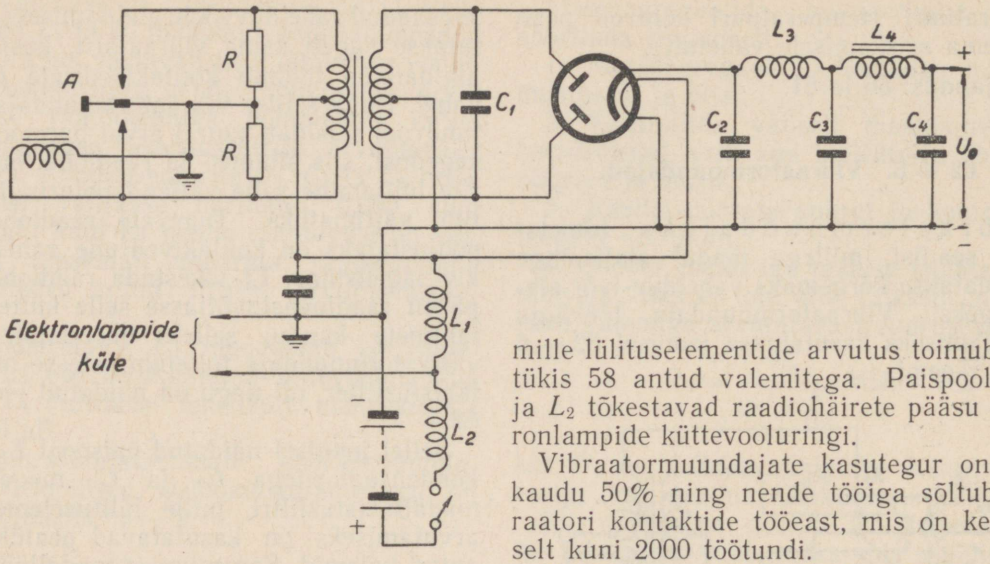
Sellel joonisel näidatud paispool L_1 ühes kondensaatoritega C_2 ja C_3 moodustab madalläbistusfiltri, mille lülituselementide arvutamiseks on kasutatavad peatükis 58 antud valemid. Samasuguse madalläbistusfiltri moodustavad kondensaatorid C_4, C_5 ja paispool L_2. Nimetatud filtrite lülituselementide arvutamisel võib pulseerivvoolu vahelduvkomponendi sageduseks valida 100, sest tegelikult vibraatormuundajas tekkiva mittesiinuselise voolu sagedus on 90 kuni 150 Hz.

Sageli rakendatakse vibraatormuundajas kontaktvedrude paari k_1 — k_2 asemel kenotroniga terviktsükli-alaldajat. Niisugusel juhul kujuneb vibraatormuundaja põhimõtteline skeem selliseks, nagu on näidatud joonisel 62 — 8.

Selles vibraatormuundajas takistid R on ligikaudu 100 Ω takistusega ja nende ülesandeks ühes kondensaatori C_5-ga on kontaktvedrude vahel tekkiva sädelemise vähendamine. Kondensaatorid C_1, C_2 ja



Joonis 62 — 7. Vibraatormuundaja teoreetiline skeem ühes vajalike filtritega.



Joonis 62 — 8. Kenotronalaldajaga vibraatormuundaja põhimõtteline skeem.

paispool L_3 tõkestavad raadiohäirete pääsu väljandvooluringi. Kondensaatorid C_3, C_4 ja paispool L_4 moodustavad silumisfiltri, mille lülituselementide arvutus toimub peatükis 58 antud valemitega. Paispoolid L_1 ja L_2 tõkestavad raadiohäirete pääsu elektronlampide küttevooluringi.

Vibraatormuundajate kasutegur on ligikaudu 50% ning nende tööiga sõltub vibraatori kontaktide tööeast, mis on keskmiselt kuni 2000 töötundi.

Vibraatormuundajaid rakendatakse peamiselt transportvahenditel asuvate raadioseadmete toiteallikatena. Peale selle kasutatakse vibraatormuundajaid elektrofitseerimata kohtades raadioseadmete toitmiseks.

Kirjandus: 1.

63. peatükk.

RAADIOSEADMETE TOITMINE KÕRGEPINGEVÕRGUST.

63 — 1. Raadioseadmete kõrgepingevõrgust toitmise põhialuseid.

Raadioseadmete kõrgepingevõrgust toitmine osutub ainult siis ökonoomsemaks madalpingevõrgust toitmisest, kui raadioseadme toitmiseks vajatav võimsus on üle 25 kVA. Niisugusel juhul raadioseadme toitmine toimub tavaliselt raadioseadme juurde ehitatud transformaator-alajaamast. Transformaator-alajaamad võimsusega kuni 100 kVA varustatakse kahe võrdse võimsusega transformaatoriga. Transformaatoreid on kõrgepinge õlilülitite abil võimalik töösse rakendada soovikohaselt kas rööbiti või üksikult. Normaalselt töötab ainult üks transformaator, kuna teine seisab reservis. Transformaator-alajaamad, võimsusega üle 100 kVA, varustatakse valgustusseadme-, jõuseadme- ja reserv-transformaatoriga.

Transformaatorite toitmine toimub tavaliselt kõrgepingevõrgu eriliinidest (kahest), mis õlilülitite kaudu on ühendatud transformaator-alajaama kõrgepinge jaotuslattidega. Transformaatorid omakorda on jaotuslattidega samuti ühendatavad õlilülititega.

Valgustuse- ja jõu-transformaatorite võimsused määratakse sõltuvalt vastavate koormuste üldvõimsusest. Reserv-transformaatori võimsus võetakse võrdne eelmisest kahest suuremaga. Transformaator-alajaama sisustuse hulka kuuluvad peale transformaatorite mitmesugused lisaseadmed, nagu: lahklülitid, õlilülitid, releed, jaotuslatid, mõõteriistad jne.

Transformaator-alajaamades kasutatakse kolmefaasiseid transformaatoreid, kusjuures üksikute faaside mähised ühendatakse kolmnurka või tähte. Primaar- ja sekundaarmähiste faaside mähised ühendatakse

kolmnurka või tähte. Primaar- ja sekundaarmähiste faaside mähised võivad olla ühendatud ka eri lülitustes, s. t. kolmnurk-täht või täht-kolmnurk. Neljajuhtmelises liinisüsteemis kasutatakse suurema võimsusega transformaatoreid kolmnurk-täht lülituses. Väiksema võimsusega transformaatoreid rakendatakse aga sageli tähtsiksak-täht lülituses. Transformaatori primaar, s. t. kõrgepinge-mähistel on harilikult haruühendused, millede rakendamisel on võimalik muuta transformaatori sekundaarmähise pinget ±5%.

Moskva transformaatori tehas (MT3) valmistab kaasajal kõik õliga jahutatavad transformaatorid erilise jahutussüsteemiga, mis on tunduvalt parem kõigist teistest seni tuntud jahutussüsteemidest ning tõendab jälle korduvalt meie tehnika üleolekut kapitalistlike riikide tehnika tasemest.

Võimsuslülititest on transformaator-alajaamades kasutusel peamiselt õlilülitid. Väiksemad õlilülitid monteeritakse selleks sobivale metallraamistikule, kuna suurema võimsusega õlilülitid on asetatud ratastega alusele, mis kergendab ümberpaigutamist. Õlilüliti sisselülitamine toimub tavaliselt ainult käsitsi, s. t. teenindava personali poolt, kas otseselt või kaugjuhtimise seadmega. Väljalülitamine toimub käsitsi ja ka liigvoolureleede abil juhul, kui mingi rikke tulemusena transformaatoris tekib liigvool. Liigvoolureleede kasutamisel on tingimata vaja monteerida vastav signaalvalgustuse seade. Signaalvalgustuse lambid lülitatakse selliselt, et sisselülitatud õlilülititega põleb punane signaaltuli ning väljalülitatud õlilülititega põleb roheline tuli. Signaalvalgustuse seadet toidetakse üldisest avariivalgustuse akumulaatorpatareist.

Lahklülitite abil eraldatakse kogu transformaator-alajaama sisseseade kõrgepinge võrgust. Lahklüliteid on lubatud välja ja sisse lülitada ainult koormuseta olukorras, selleks lülitakse eelnevalt välja vastav õlilüliti. Lahklülitite lülitamine toimub isoleeritud konkskepiga või sellekohase mehaanilise ajamseadmega. Madalpingepoolel asetatakse mõõteriistad selleks ettenähtud lülituskilbile ning ühendatakse otseselt kontrollimisele kuuluvatesse vooluringidesse. Kõrgepinge-poolel lülitatakse mõõteriistad selleks sobitatud mõõtetransformaatoritega, kusjuures mõõtetransformaatorid asetatakse jaotuslatte kandvale raudsõrestikule. Pingetransformaatori toitejuhtmetesse paigutatakse kaitsmed. Transformaator-alajaama elektrilise skeemi näitena on joonisel 63 — 1 antud keskmise võimsusega raadiosaatja alajaama põhimõtteline skeem. Joonisel on näidatud ka reserv-jõujaama lahterskeem.

Kirjandus: 56 ja 61.

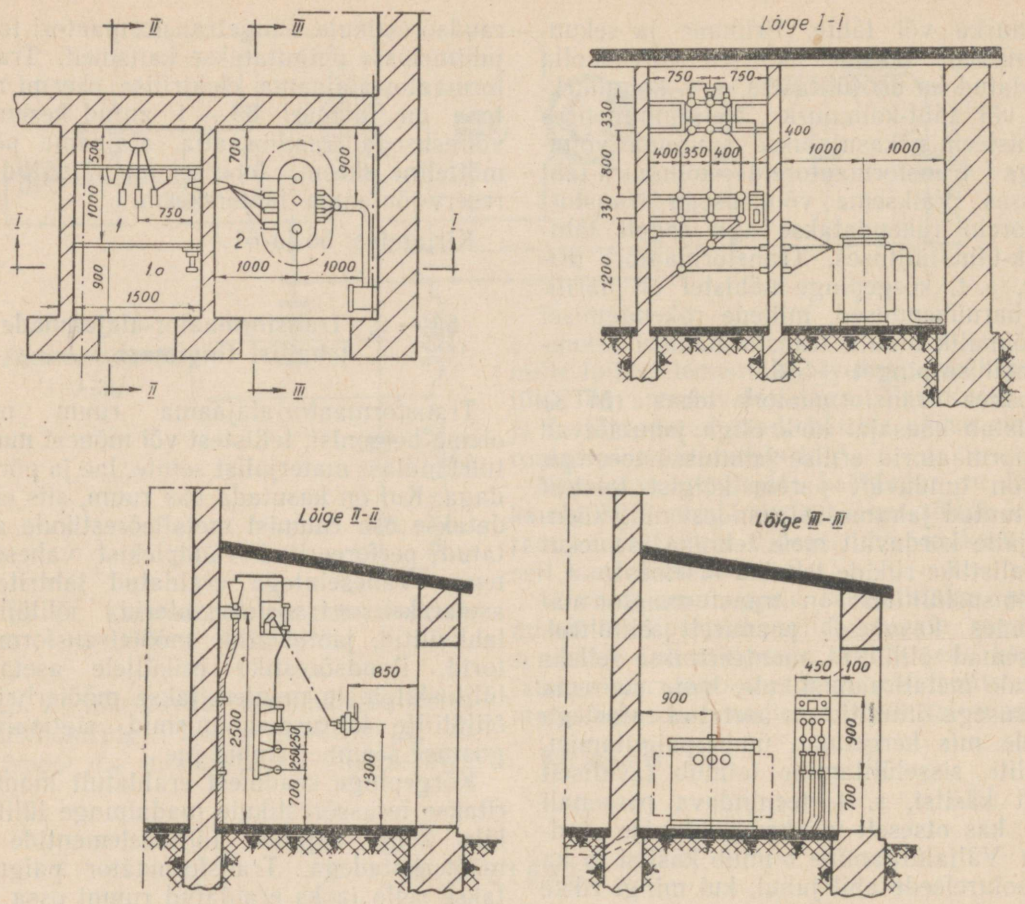
63 — 2. Transformaator-alajaamade tehnilisi tingimusi.

Transformaator-alajaama ruum peab olema betoonist, tellistest või mõnest muust tulekindlast materjalist seinte, lae ja põrandaga. Kui on kasutada üks ruum, siis eraldatakse osa ruumist metallsõrestikule asetatud perforeeritud raudplekist vaheseintega. Vaheseintega eraldatud lahtritesse asetatakse transformaatorid, õlilülitid, lahklülitid, jaotuslatid, mõõtetransformaatorid. Raudsõrestiku esiküljele asetatud lülituskilpidele monteeritakse mõõteriistad, õlilülitite lülitusmehhanismid, signaalvalgustuse seadme lambid jne.

Kõrgepinge seadmest eraldatult monteeritakse terassõrestikule madalpinge lülituskilp kõigi vajalike lülituselementide ja mõõteriistadega. Transformaator paigutatakse selle jaoks eraldatud ruumi ossa nii, et ümberringi jääks vaba talitusruum 750 kuni 1000 mm. Ruumi kõrgus oleneb transformaatori kõrgusest (minimaalne kõrgus 2200 mm), kusjuures see peab olema nii kõrge, et transformaatori teraskeha oleks võimalik vaatlusteks ja remondiks õlianumast välja tõsta.

Kõik transformaator-alajaama teraskonstruktsioonid tuleb hästi maandada. Maandamiseks kasutatakse vask- või terasjuhtmeid, kusjuures maanduse pealiini minimaalne ristlõikepind on vaskjuhtmel 16 mm² ja terasjuhtmel 35 mm², maanduse haruliinideks võib kasutada vaskjuhet minimaalse ristlõikepinnaga 6 mm² ja terasjuhet minimaalse ristlõikepinnaga 12 mm².

Transformaator-alajaama ruum peab olema varustatud eri ventilatsiooniseadmega, mis koosneb loomulikust juurdevoolu ja äratõmbe ventilatsiooni kanalitest ja kunstlikust imev-ventilatsiooni seadmest. Joonisel 63 — 2 on antud näitena transformaator-alajaama elektriseadme ruumilise asetuse skeem.



Joonis 63 — 2. Transformaator-alajaama elektriseadme ruumilise asetuse skeem.

Sellel joonisel asuvad ruumis 1 kõrgepinge lülitusseadmed ning osa sellest ruumist 1, *a* on kõrgepingeseadme teenindamise ruum. Ruumis 2 asub transformaator võimsusega 100 kVA, pingetega 6/0,25 kV. Kõrgepingekaabel 6 kV siseneb väljast kanali kaudu ruumi 1 lahklülitisse, mis nähtub hästi lõikel II — II. Samalt lõikelt selgub, et lahklüliti on varustatud mehaanilise ajamseadmega. Joonisel 63 — 2 ei ole näidatud madalpinge lülitusseadme asetust.

Kirjandus: 56 ja 61.

64. peatükk.

MITMESUGUSED LISAD.

64 — 1. Absoluutse praktilise MKSA mõõdusüsteemi dimensioonid ja ühikud.

NSV Liidu Ministrite Nõukogu juures asuva Mõõtude ja Mõõteriistade Komitee käskkirjaga nr. 43/0, 7. jaan. 1950. a. kehtestati NSV Liidus absoluutne praktiline MKSA mõõdusüsteem, milles põhidimensioonideks on pikkus [l], mass [m], aeg [t] ja vool [I] ning põhiühikuiks pikkusühik meeter, massiühik kilogramm, ajaühik sekund ja vooluühik amper. MKSA

mõõdusüsteemi rakendatakse praktikas mitteratsionaalsel ja ratsionaalsel kujul. Ratsionaalne MKSA mõõdusüsteem erineb mitteratsionaalsest MKSA mõõdusüsteemist seega, et valemites esineb kordaja 4π ainult sfäärilise probleemi lahendustes ja kõik teised valemid, kus ei esine sfäärilist ülesannet, ei sisalda ka kordajat 4π. Mitteratsionaalses MKSA mõõdusüsteemis kõik valemid mittesfääriliste sõltuvustega sisaldavad kordajat 4π ja sfääriliste ülesannete valemid ei sisalda sfääri iseloomustavat kordajat 4π. Ratsionaalse ja mitteratsionaalse mõõdusüsteemi valemite konstandid arvestavad ülalnimetatud kordajate erinevust ja lõpptulemus on mõlemal juhul sama.

Käesolevas raamatus kasutatakse ratsionaalset MKSA mõõdusüsteemi, kusjuures mõõteühikutena kasutatakse ka põhiühikute ala- ja kordühikuid, näiteks V/m asemel kV/cm või Vs/m² asemel Vs/cm² jne.

Alljärgnevas tabelis 64 — 1 on antud ratsionaalse MKSA mõõdusüsteemi dimensioonid ja ühikud ning üleminekutegurid endistesse mõõdusüsteemidesse.

64 — 2. Elektro- ja raadiotehnika valemeid.

1. Alalisvooluringides kehtivad valemid.

1) Ohmi seadus:

$$I_0 = U_0/R \text{ A}, \qquad (64-1)$$

millest

$$R = U_0/I_0 \ \Omega.$$

2) Võimsus:

$$P_0 = U_0 I_0 = I_0^2 R = U_0^2/R. \qquad (64-2)$$

3) Järjestikku ühendatud takistuste summaarne takistus:

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \ldots + R_n \ \Omega. \qquad (64-3)$$

4) Rööbiti ühendatud takistuste summaarse takistuse pöördväärtus:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \ldots + \frac{1}{R_n} \ 1/\Omega. \qquad (64-4)$$

Erijuhul, kui on rööbiti ühendatud kaks takistust, on:

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \ \Omega, \qquad (64-5)$$

$$I_{01} = \frac{I_0 R_2}{R_1 + R_2} \text{ A}, \qquad (64-6)$$

$$I_{02} = \frac{I_0 R_1}{R_1 + R_2} \text{ A}, \qquad (64-7)$$

$$\frac{I_{01}}{I_{02}} = \frac{R_2}{R_1}. \qquad (64-8)$$

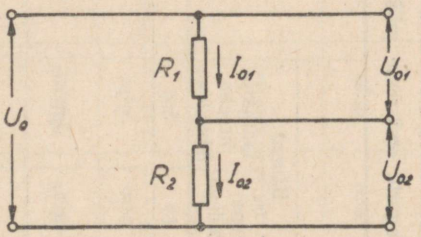
5) Kahest takistusest koosneva koormuseta pingejagaja osapinged ja üldine voolutugevus vastavalt joonisele (64 — 1) on:

$$U_{01} = \frac{U_0 R_1}{R_1 + R_2} \text{ V}, \qquad (64-9)$$

$$U_{02} = \frac{U_0 R_2}{R_1 + R_2} \text{ V}. \qquad (64-10)$$

Üldine voolutugevus pingejagajas:

$$I_0 = \frac{U_0}{R_1 + R_2} \text{ A}. \qquad (64-11)$$



Joonis 64 — 1. Koormuseta pingejagaja põhimõtteline skeem.

6) Kahest takistusest koosneva pingejagaja takistused vastavalt joonisele 64 — 2 on:

$$R_1 = \frac{U_0 - U_{02}}{I_{01}} \ \Omega, \qquad (64-12)$$

milles:

$$I_{01} = I_{02} + I_{03} \text{ A}.$$

$$R_2 = \frac{U_{02}}{I_{02}} \ \Omega, \qquad (64-13)$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{(U_0 - U_{02}) I_{01}}{I_{02} U_{02}}. \qquad (64-14)$$

7) Neljast takistusest koosneva pingejagaja takistused vastavalt joonisele 64 — 3 on:

$$R_1 = \frac{U_0 - U_{05}}{I_{01}} \ \Omega, \qquad (64-15)$$

Tabel 64 — 1.

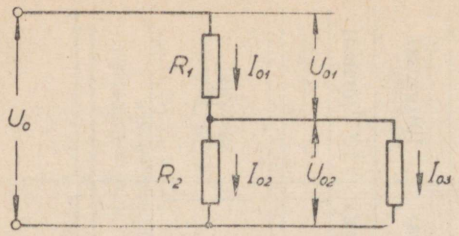
Absoluutse praktilise ratsionaalse MKSA mõõdusüsteemi dimensioonid ja ühikud ning üleminekutegurid endistesse mõõdusüsteemidesse.

Dimensiooni		Ühiku			Dimensioon	Üleminekutegur MKSA mõõdusüsteemist endistesse mõõdusüsteemidesse		
nimetus	tähis	nimetus	lühend: vene tähtedega	lühend: ladina ja kreeka tähtedega		CGSE	CGSM	CGS-Gaussi süsteemi
1	2	3	4	5	6	7	8	9
Põhidimensioonid								
Pikkus	l	meeter	*м*	m	m	10^2 (cm)	10^2 (cm)	10^2 (cm)
Mass	m	kilogramm	*кг*	kg	$\mathrm{kg} = \frac{\mathrm{VAsek}^3}{\mathrm{m}^2}$	10^3 (g)	10^3 (g)	10^3 (g)
Aeg	t	sekund	*сек*	sek	sek	1 (sek)	1 (sek)	1 (sek)
Vool	I	amper	*а*	A	A	$3 \cdot 10^9$	10^{-1}	$3 \cdot 10^9$
Tuletatud dimensioonid								
Kiirus	v	meetrit sekundis	*м/сек*	m/sek	m/sek	10^2	10^2	10^2
Kiirendus	a	meetrit sekundruudu kohta	*м/сек*^{2}	m/sek^2	m/sek^2	10^2	10^2	10^2
Energia, töö	W, A	džaul ehk vattsekund	*дж*	J Ws	$\frac{\mathrm{kgm}^2}{\mathrm{sek}^2} = \mathrm{J} = \mathrm{VAsek}$	10^7 (erg)	10^7 (erg)	10^7 (erg)
Jõud	F	njuuton ehk džaul meetrile	*н* *дж/м*	N J/m	$\frac{\mathrm{kgm}}{\mathrm{sek}^2} = \frac{\mathrm{J}}{\mathrm{m}}$	10^5 (düün)	10^5 (düün)	10^5 (düün)
Võimsus	P	vatt ehk džaul sekundi kohta	*вт*	W	$\frac{\mathrm{kgm}^2}{\mathrm{sek}^3} = \frac{\mathrm{J}}{\mathrm{sek}}$	10^7	10^7	10^7
Laeng, elektrihulk	q	kulon	*к*	C	A sek	$3 \cdot 10^9$	10^{-1}	$3 \cdot 10^9$

1	2	3	4	5	6	7	8	9
Potentsiaalide vahe ehk pinge	U	volt	*в*	V	$\frac{\text{kgm}^2}{\text{Asek}^3} = \frac{\text{J}}{\text{Asek}}$	$\frac{1}{300}$	10^8	$\frac{1}{300}$
Elektromotoorne jõud	E	volt	*в*	V	$\frac{\text{kgm}^2}{\text{Asek}^3} = \frac{\text{J}}{\text{Asek}}$	$\frac{1}{300}$	10^8	$\frac{1}{300}$
Elektrivälja tugevus	E	volti meetrile	*в/м*	V/m	$\frac{\text{kgm}}{\text{Asek}^3} = \frac{\text{N}}{\text{Asek}}$	$\frac{1}{3} \cdot 10^{-4}$	10^6	$\frac{1}{3} \cdot 10^{-4}$
Elektriline nihe	D	kulon ruutmeetrile	*к/м²*	C/m²	$\frac{\text{Asek}}{\text{m}^2}$	$4\pi \cdot 3 \cdot 10^{-5}$	$4\pi \cdot 10^5$	$4\pi \cdot 3 \cdot 10^{-5}$
Elektriline mahtuvus	C	farad	*ф*	F	$\frac{\text{A}^2\text{sek}^4}{\text{kgm}^2} = \frac{\text{Asek}}{\text{V}} = \frac{\text{sek}}{\Omega}$	$9 \cdot 10^{11}$ (cm)	10^{-9}	$9 \cdot 10^{11}$ (cm)
Takistus	R	oom	*ом*	Ω	$\frac{\text{kgm}^2}{\text{A}^2\text{sek}^3} = \frac{\text{V}}{\text{A}}$	$\frac{1}{9} \cdot 10^{-11}$	10^9	$\frac{1}{9} \cdot 10^{-11}$
Eritakistus	ϱ	oomi meetri kohta	*ом.м*	Ωm	$\frac{\text{kgm}^3}{\text{A}^2\text{sek}^3} = \frac{\text{Vm}}{\text{A}}$	$\frac{1}{9} \cdot 10^{-9}$	10^{11}	$\frac{1}{9} \cdot 10^{-9}$
Magnetvoog	Φ	veeber	*вб*	Wb	$\frac{\text{kgm}^2}{\text{Asek}^2} = \text{Vsek}$	$\frac{1}{300}$	10^8 (maksvell)	10^8 (maksvell)
Magnetvälja tihedus (induktsioon)	B	veebrit ruutmeetri kohta	*вб/м²*	Wb/m²	$\frac{\text{kg}}{\text{Asek}^2} = \frac{\text{Vsek}}{\text{m}^2}$	$\frac{1}{3} \cdot 10^{-6}$	10^4 (gauss)	10^4 (gauss)
Magnetvälja tugevus	H	amprit meetrile	*а/м*	A/m	A/m	$3 \cdot 10^7$	10^{-3} (örsted)	10^{-3} (örsted)
Magnetomotoorne jõud	F_m	amper	*а*	A	A			
Induktiivsus	L	henri	*гн*	H	$\frac{\text{kgm}^2}{\text{A}^2\text{sek}^2} = \frac{\text{Wb}}{\text{A}} = \frac{\text{Vsek}}{\text{A}} = \Omega\text{sek}$	$\frac{1}{9} \cdot 10^{-11}$	10^9	10^9
Magnetiline läbitavus	μ[1]	magn	*мгн*	mgn	$\frac{\text{H}}{\text{m}} = \frac{\text{Vsek}}{\text{Am}}$			
Dielektriline läbitavus	ε[2]	faradit meetrile	*ф/м*	F/m	$\frac{\text{F}}{\text{m}} = \frac{\text{Asek}}{\text{Vm}}$			

1) Vaakumi magnetiline läbitavus $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m $= 4\pi \cdot 10^{-9}$ H/cm.

2) Vaakumi dielektriline läbitavus $\varepsilon_0 = 8{,}855 \cdot 10^{-12}$ F/m $= 8{,}855 \cdot 10^{-14}$ F/cm.



Joonis 64 — 2. Koormusega pingejagaja põhimõtteline skeem.

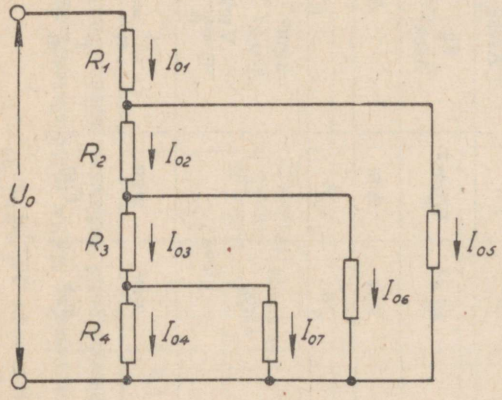
milles

$$I_{01} = I_{04} + I_{05} + I_{06} + I_{07} \text{ A.}$$

$$R_2 = \frac{U_{05} - U_{06}}{I_{01} - I_{05}} \Omega. \qquad (64 - 16)$$

$$R_3 = \frac{U_{06} - U_{04}}{I_{01} - (I_{05} + I_{06})} \Omega. \qquad (64 - 17)$$

$$R_4 = \frac{U_{04}}{I_{04}} = \frac{U_{04}}{I_{01} - (I_{05} + I_{06} + I_{07})} \Omega. \qquad (64 - 18)$$



Joonis 64 — 3. Neljast takistusest koosneva koormusega pingejagaja põhimõtteline skeem.

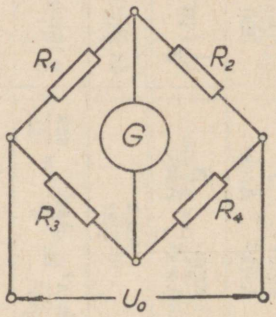
8) Tähte ühendatud takistuste ümberühendamine sellega ekvivalentsesse kolmnurka. Valemite tähised nähtuvad jooniselt 64 — 4.

$$R_{12} = \frac{R_1 + R_2}{R_3} + R_1 + R_2 \Omega. \qquad (64 - 19)$$

$$R_1 = \frac{R_{12} R_{13}}{R_{12} + R_{13} + R_{23}} \Omega. \qquad (64 - 20)$$

Valem 64 — 19 on kehtiv tähte ühendatud takistuste ümberarvutamiseks sellega ekvivalentse kolmnurga jaoks ja valem 64 — 20 on kehtiv kolmnurka ühendatud takistuste ümberarvutamiseks sellega ekvivalentse tähe jaoks.

9) Mõõtesillana ühendatud takistused vastavalt joonisele 64 — 5.



Joonis 64 — 5. Mõõtesilla põhimõtteline skeem.

Galvanomeetri osut asub nullasendis, kui

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4},$$

ehk

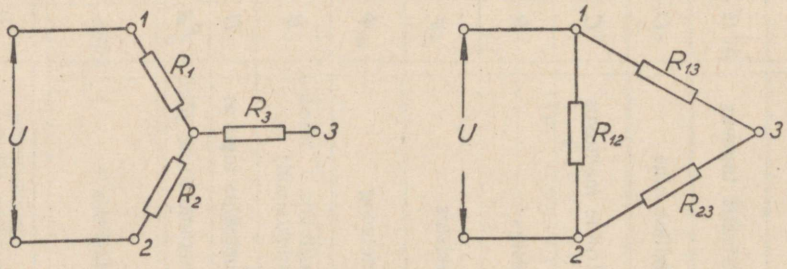
$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4},$$

ehk

$$R_1 R_4 = R_2 R_3. \qquad (64 - 21)$$

2. Vahelduvvooluringides kehtivad valemid.

1) Vahelduvpinge ja -voolu hetkväärtused:



Joonis 64 — 4. Ekvivalentsed täht- ja kolmnurklülitused.

$$u = U_m \sin \omega t \text{ V}, \quad (64-22)$$

$$i = I_m \sin \omega t \text{ A}. \quad (64-23)$$

2) Vahelduvpinge ja -voolu efektiivväärtused:

$$U = U_m/\sqrt{2} \text{ V}, \quad (64-24)$$

$$I = I_m/\sqrt{2} \text{ A}. \quad (64-25)$$

3) Vahelduvvoolu võimsus:

$$P = UI \cos \varphi \text{ W}. \quad (64-26)$$

$$P = I^2 Z \cos \varphi \text{ W}. \quad (64-27)$$

$$P = U^2/Z \cos \varphi \text{ W}. \quad (64-28)$$

4) Järjestikku ühendatud induktiivsuste summaarne induktiivsus:

$$L = L_1 + L_2 + L_3 + \ldots + L_n \text{ H}. \quad (64-29)$$

5) Rööbiti ühendatud induktiivsuste summaarse induktiivsuse pöördväärtus:

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \ldots + \frac{1}{L_n} \frac{1}{\text{H}}. \quad (64-30)$$

6) Induktiivtakistus:

$$X_L = j\omega L \ \Omega. \quad (64-31)$$

7) Järjestikku ühendatud mahtuvuste summaarse mahtuvuse pöördväärtus:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots + \frac{1}{C_n} \text{ 1/F}. \quad (64-32)$$

8) Rööbiti ühendatud mahtuvuste summaarne mahtuvus:

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots + C_n \text{ F}. \quad (64-33)$$

9) Mahtuvustakistus:

$$X_C = 1/j\omega C \ \Omega. \quad (64-34)$$

10) Järjestikku ühendatud aktiivtakistuse ja induktiivtakistuse näivtakistus:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \ \Omega. \quad (64-35)$$

Voolu ja pinge vahelise faasinihke nurga cos selles vooluringis:

$$\cos \varphi = \frac{R}{|Z|}. \quad (64-36)$$

Kaonurga tangens selles vooluringis:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{R}{\omega L}. \quad (64-37)$$

Vooluringi hüvetegur:

$$Q = \frac{\omega L}{R}. \quad (64-38)$$

11) Rööbiti ühendatud induktiivtakistuse ja aktiivtakistuse näivtakistus:

$$|Z| = \frac{R\omega L}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \ \Omega. \quad (64-39)$$

Voolu ja pinge vahelise faasinihke nurga cos selles vooluringis:

$$\cos \varphi = \frac{|Z|}{R}. \quad (64-40)$$

Selle vooluringi kaonurga tangens on:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{R}{\omega L}. \quad (64-41)$$

12) Järjestikku ühendatud aktiivtakistuse ja mahtuvustakistuse näivtakistus on:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2} \ \Omega. \quad (64-42)$$

Voolu ja pinge vahelise faasinihke nurga cos selles vooluringis:

$$\cos \varphi = \frac{R}{|Z|}. \quad (64-43)$$

Selle vooluringi kaonurga tangens on:

$$\operatorname{tg} \delta = R\omega C. \quad (64-44)$$

13) Rööbiti ühendatud aktiivtakistuse ja mahtuvustakistuse näivtakistus on:

$$|Z| = \frac{R}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \ \Omega. \quad (64-45)$$

Voolu ja pinge vahelise faasinihke nurga cos selles on:

$$\cos \varphi = \frac{|Z|}{R}. \quad (64-46)$$

Selle vooluringi kaonurga tangens on:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega RC}. \quad (64-47)$$

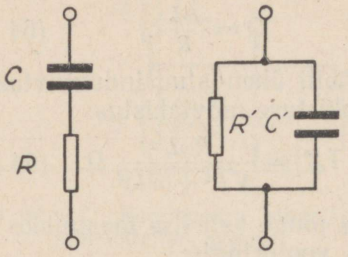
14) Järjestikku ühendatud aktiivtakistuse ja mahtuvustakistuse asendamine ekvivalentsete rööbiti ühendatud aktiivtakistuse ja mahtuvustakistusega. Valemite tähised nähtuvad jooniselt 64 — 6.

$$R' = \frac{1 + (\omega RC)^2}{R(\omega C)^2} \ \Omega. \quad (64-48)$$

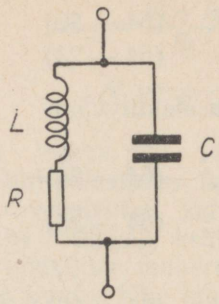
$$C' = \frac{C}{1 + (\omega RC)^2} \text{ F}. \quad (64-49)$$

15) Järjestikku ühendatud aktiiv-, induktiiv- ja mahtuvustakistuse näivtakistus on:

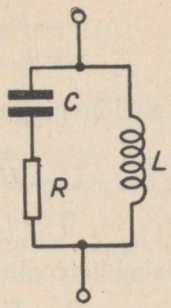
$$|Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2} \ \Omega. \quad (64-50)$$



Joonis 64 — 6. Ekvivalentsed skeemid.



Joonis 64 — 7. Aktiiv- ja reaktiivtakistuste järjestik- ning rööpühenduse skeem.



Joonis 64 — 8. Aktiiv- ja reaktiivtakistuste järjestik- ning rööpühendus.

16) Rööbiti ühendatud aktiiv-, induktiiv- ja mahtuvustakistuse näivtakistus on:

$$|Z| = \frac{R}{\sqrt{R^2(\omega C - 1/\omega L)^2 + 1}}\ \Omega. \quad (64-51)$$

17) Järjestikku ühendatud induktiiv- ja aktiivtakistus ning nendega rööbiti ühendatud mahtuvustakistuse näivtakistus tingimusel, et $R \ll \omega L$, on (joonis 64 — 7):

$$|Z| = \frac{\omega L}{\sqrt{(1-\omega^2 LC)^2 + (R\omega C)^2}}\ \Omega. \quad (64-52)$$

18) Järjestikku ühendatud mahtuvus- ja aktiivtakistus ning nendega rööbiti ühendatud induktiivtakistuse näivtakistus, tingimusel et $R \ll 1/\omega C$, on (joonis 64 — 8):

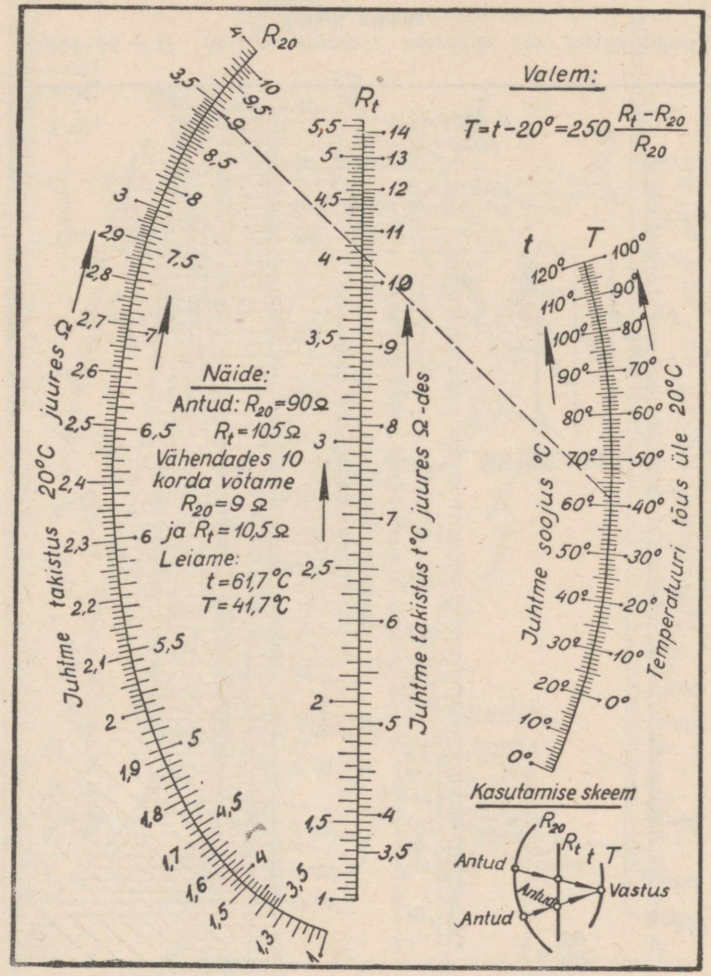
$$|Z| = \frac{\omega L}{\sqrt{(1-\omega^2 LC)^2 + (R\omega C)^2}}\ \Omega. \quad (64-53)$$

19) Võnkeringi omasagedus on:

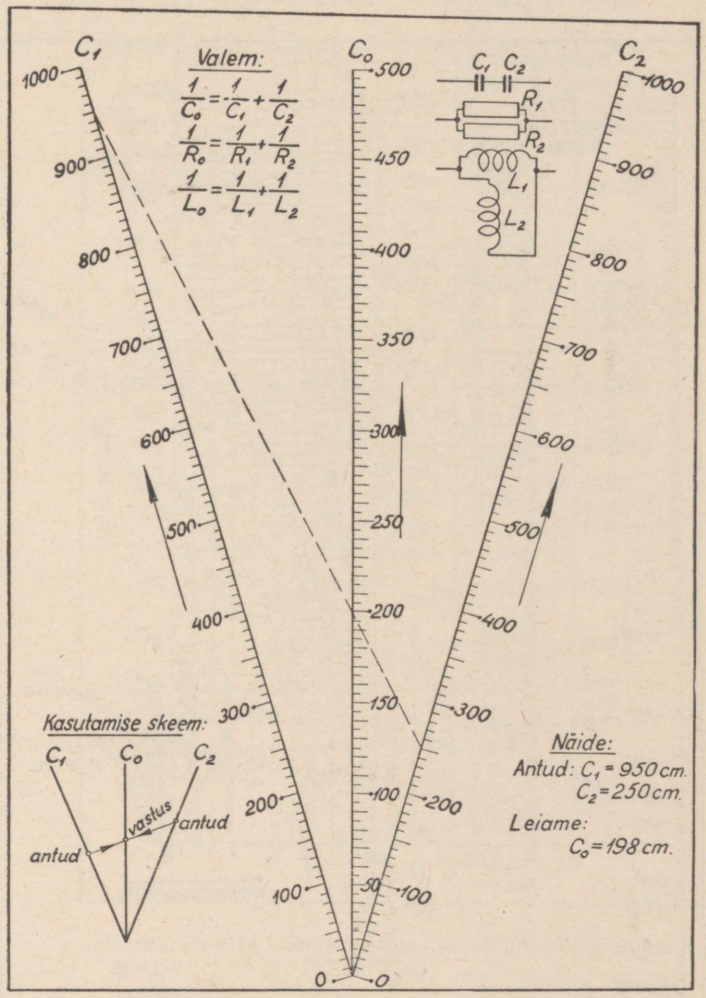
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\ \text{Hz}. \quad (64-54)$$

20) Elektromagnetilise laine pikkus on:

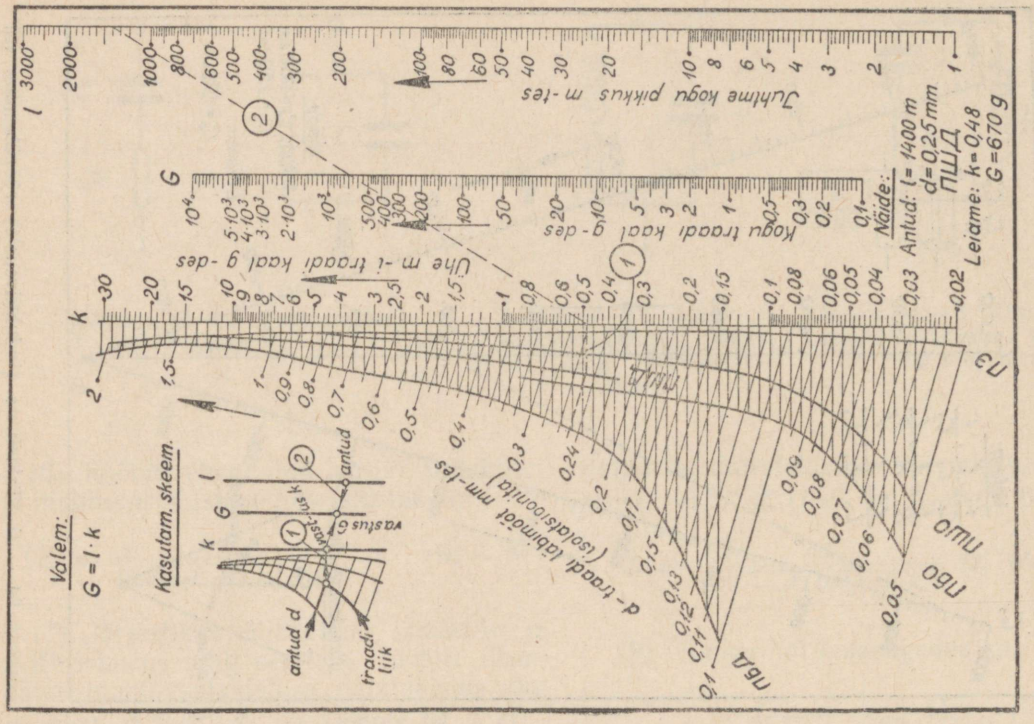
$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{f}\ \text{m}. \quad (64-55)$$



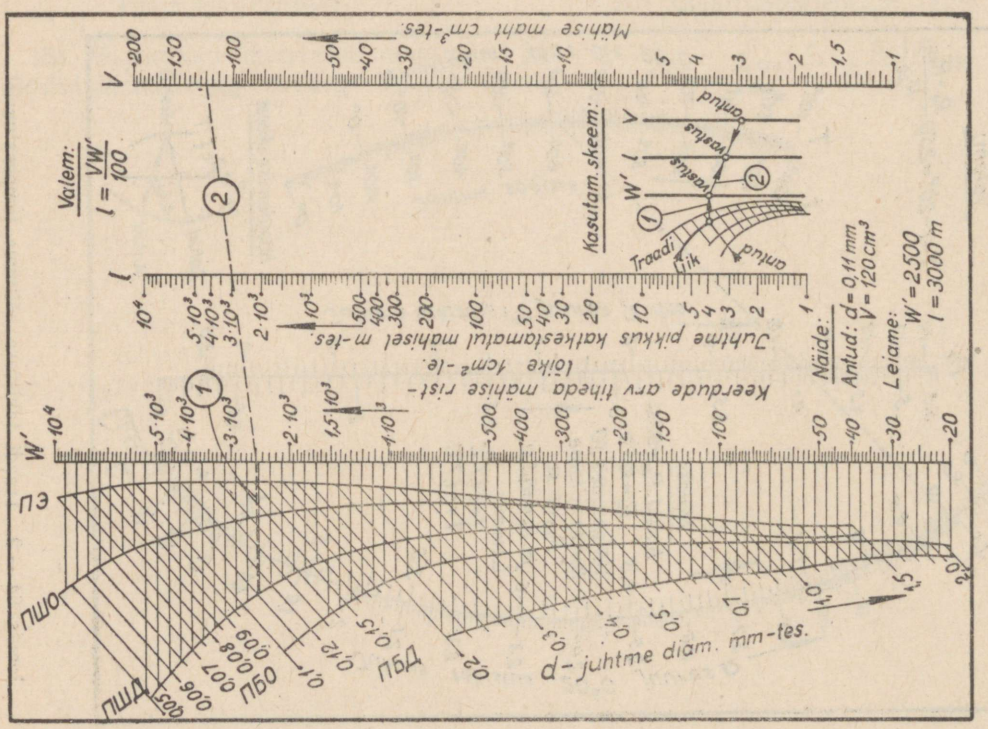
Joonis 64 — 9. Traadi takistuse sõltuvus temperatuurist.



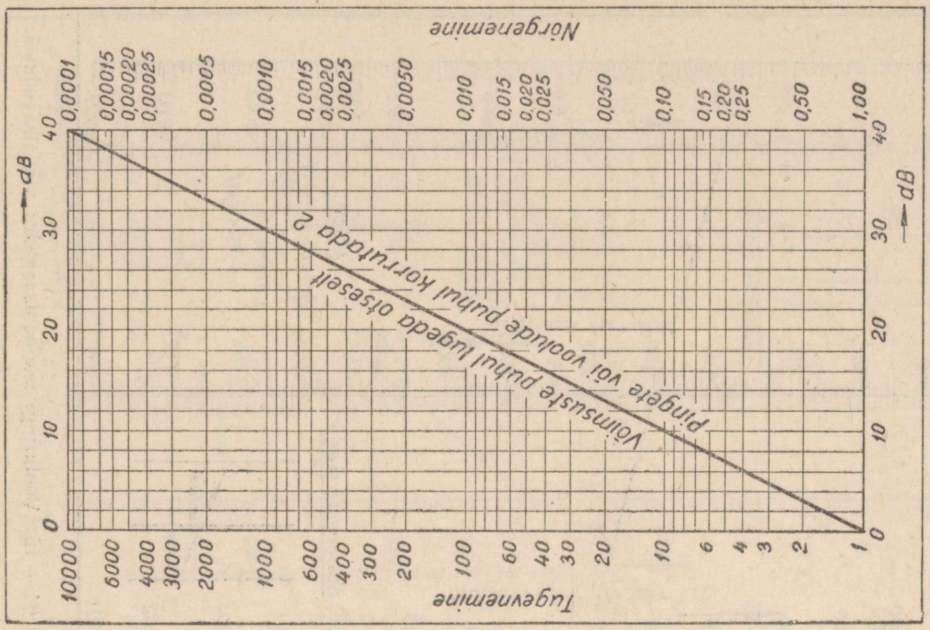
Joonis 64 — 10. Takistuste (induktiivsuste) rööpühendus või mahtuvuste järjestikühendus.



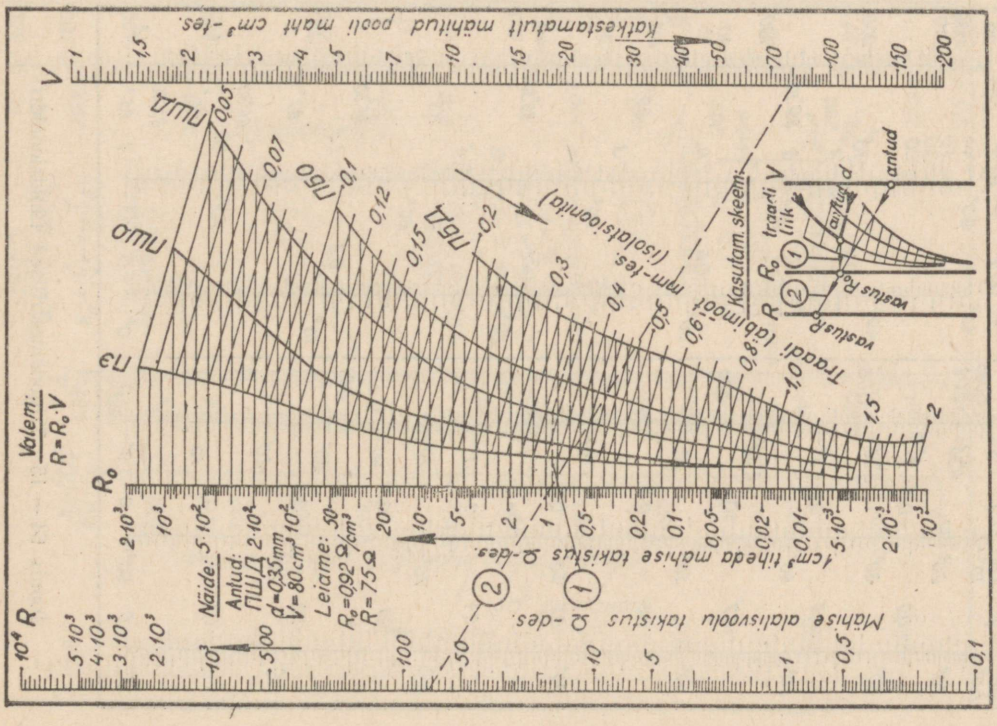
Joonis 64 — 12. Mähise arvutus: traadi kaal ja pikkus.



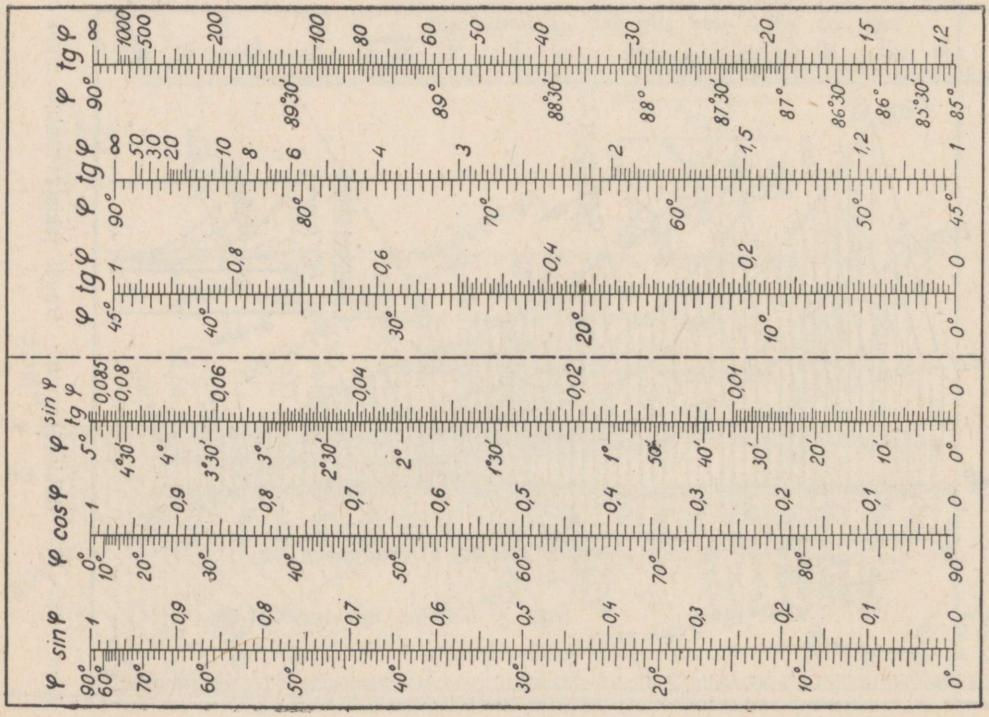
Joonis 64 — 11. Mähise arvutus: keerdude arv, ristlõikepind, traadi pikkus.



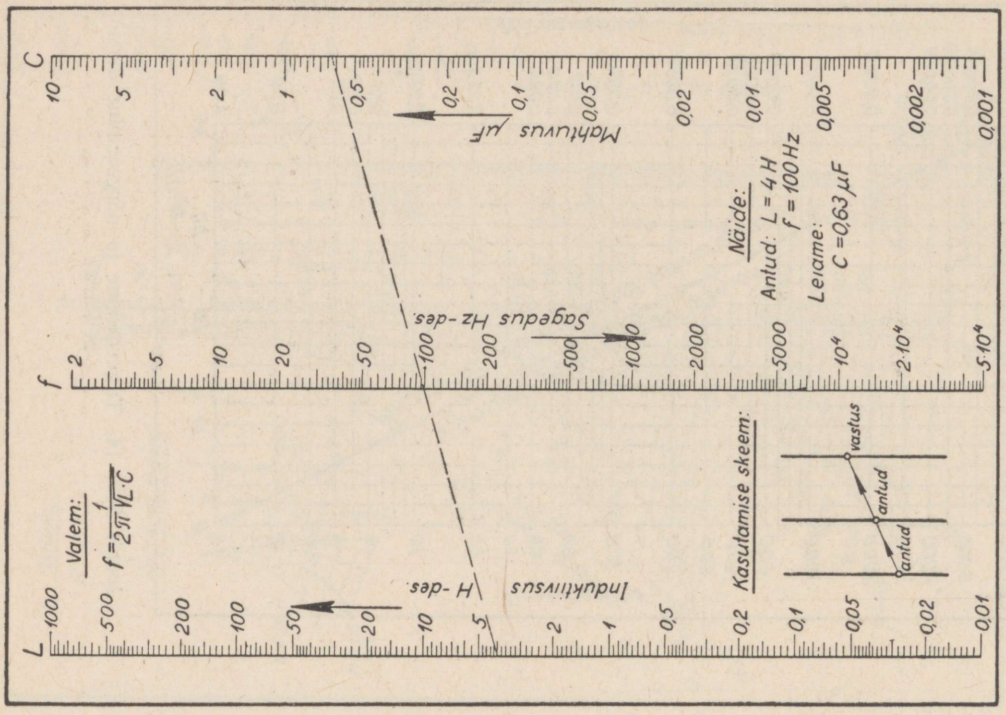
Joonis 64 — 14. Tugevnemine ja nõrgenemine detsibellides.



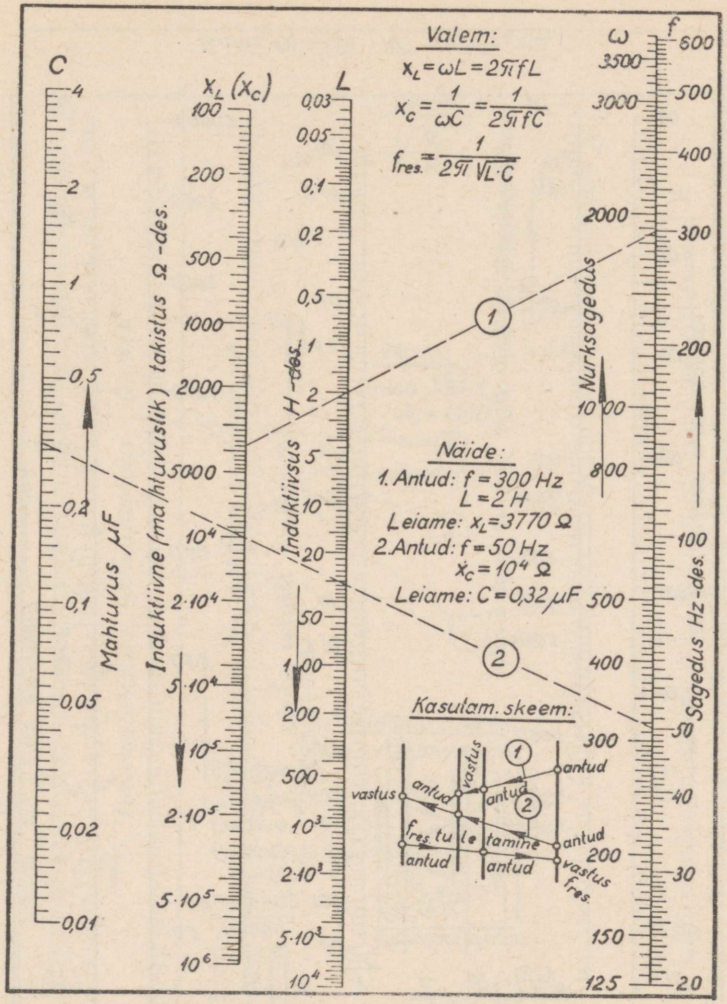
Joonis 64 — 13. Mähise arvutus: traadi takistus antud mahu järgi.



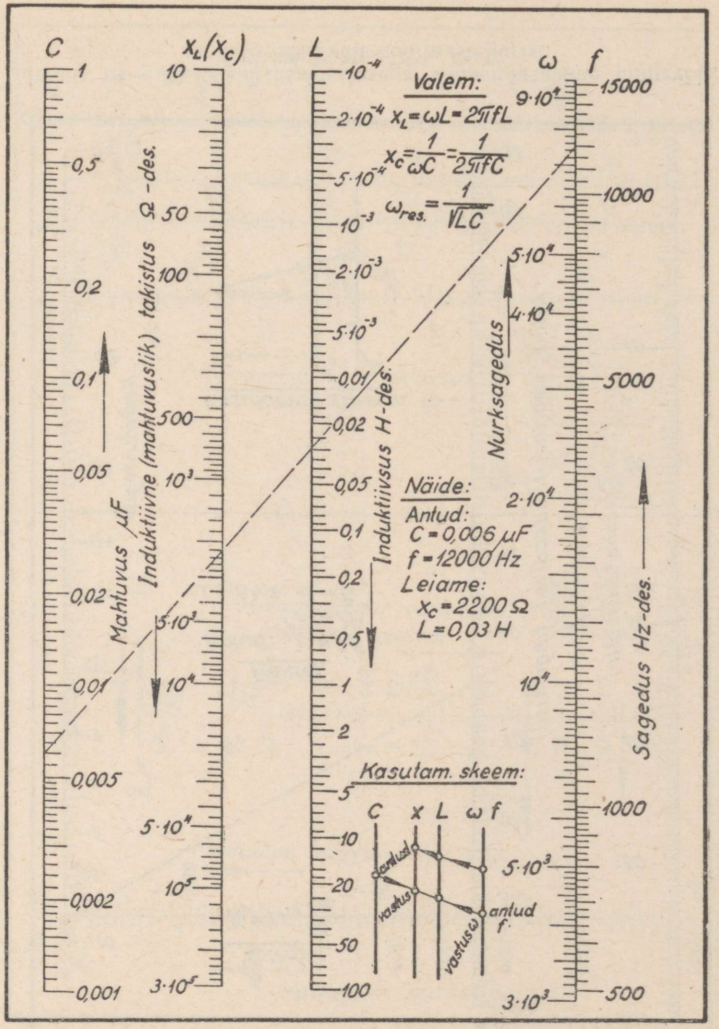
Joonis 64 — 15. Trigonomeetrilised funktsioonid.



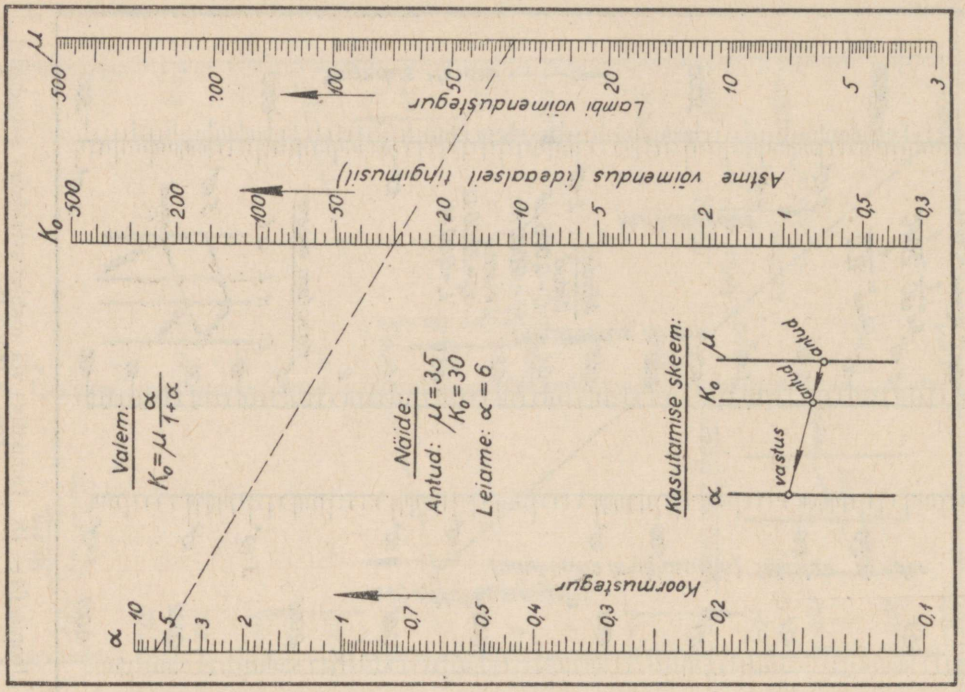
Joonis 64 — 16. Vooluringi resonantssagedus madalsagedusel.



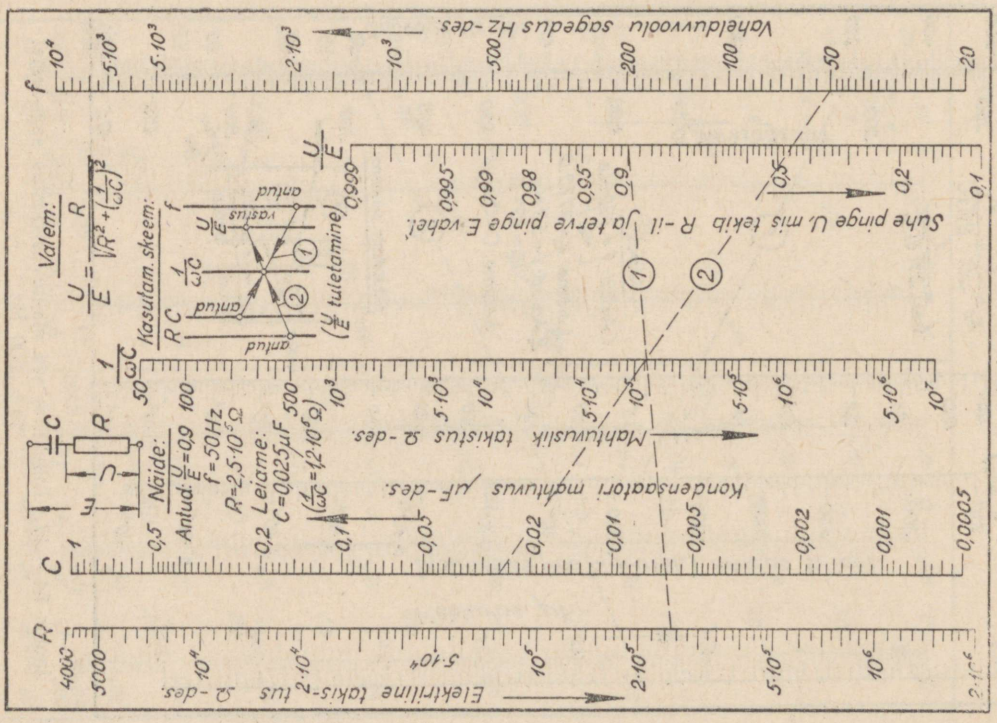
Joonis 64 — 17. Induktiiv- või mahtuvustakistus sagedustel 20 . . . 600 Hz.



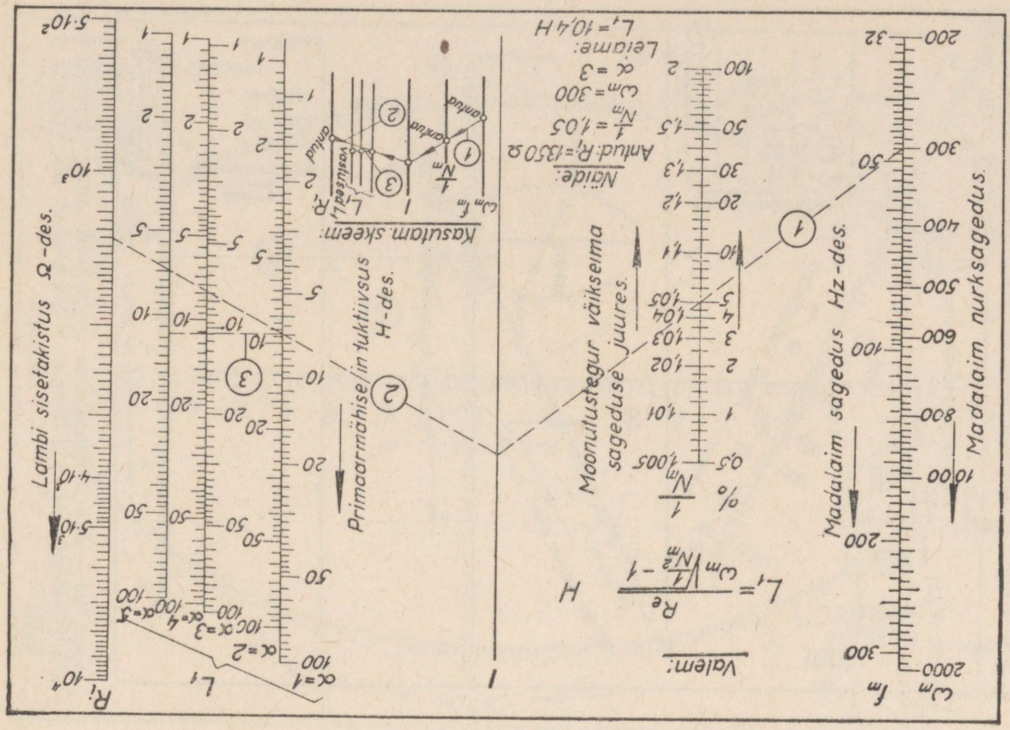
Joonis 64 — 18. Induktiiv- või mahtuvustakistus sagedustel 500 . . . 15000 Hz.



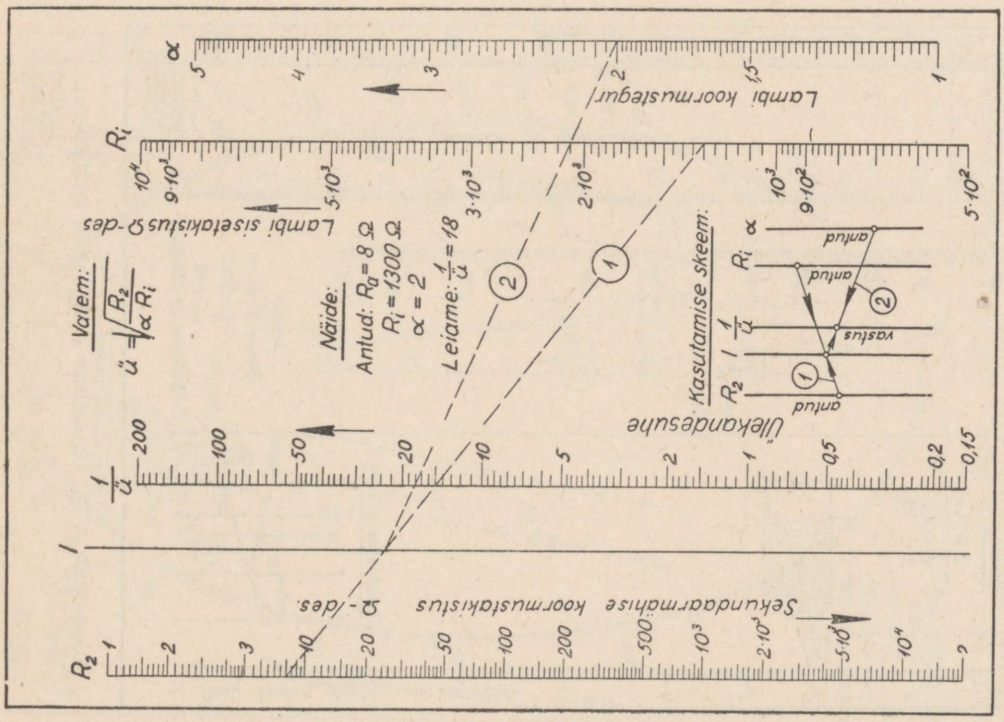
Joonis 64 — 20. Takistussidestusega võimendusastme pingevõimendus sõltuvalt koormustegurist.



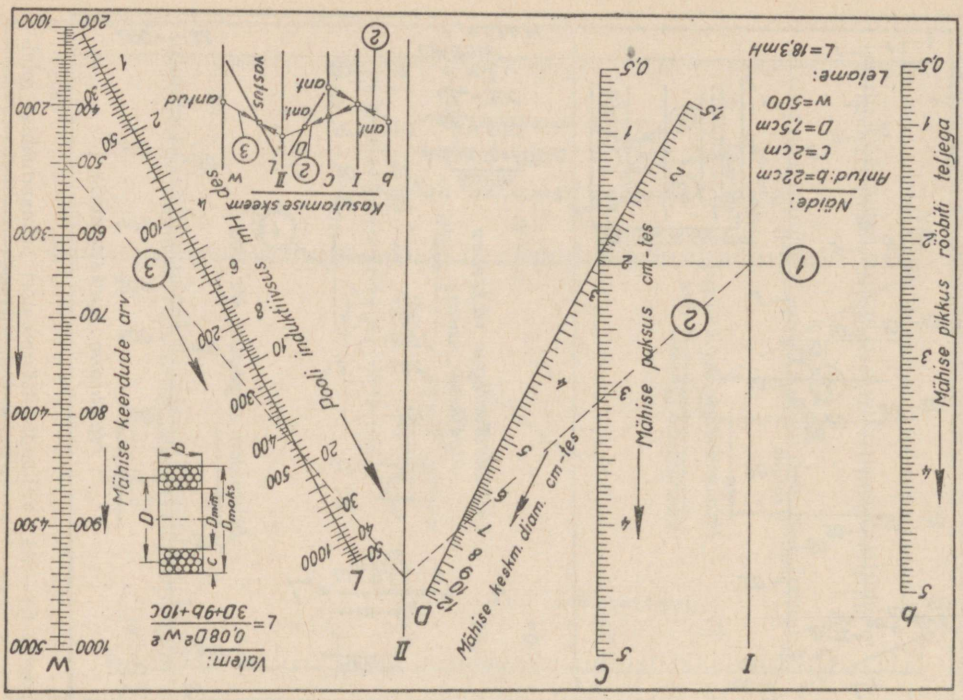
Joonis 64 — 19. *RC* pingejagaja.



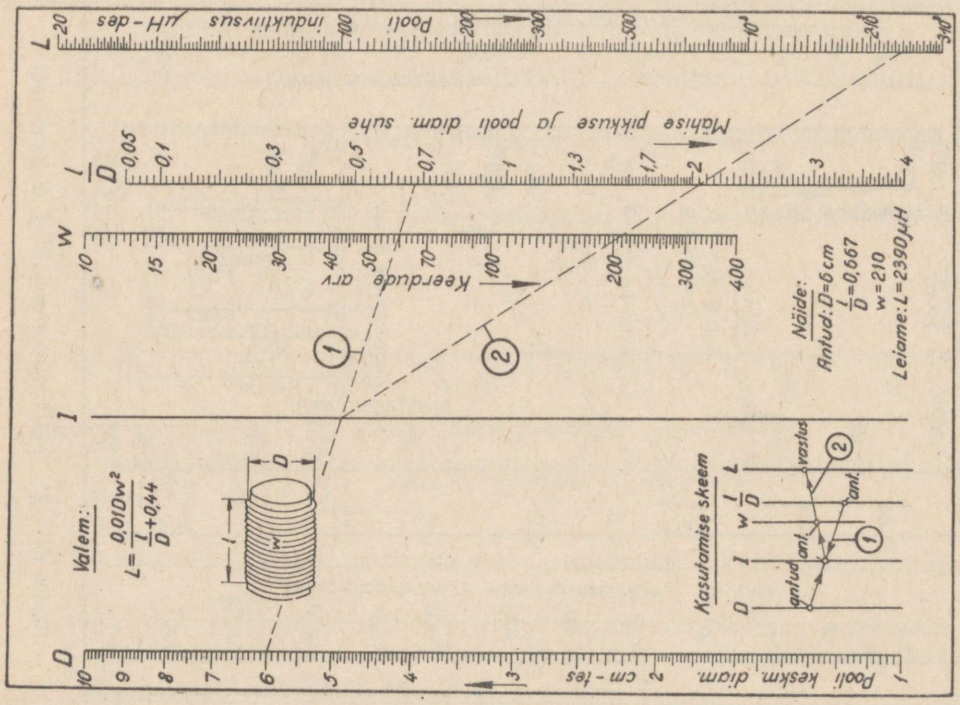
Joonis 64 — 22. Väljandtransformaatori primaarmähise minimaalne induktiivsus.



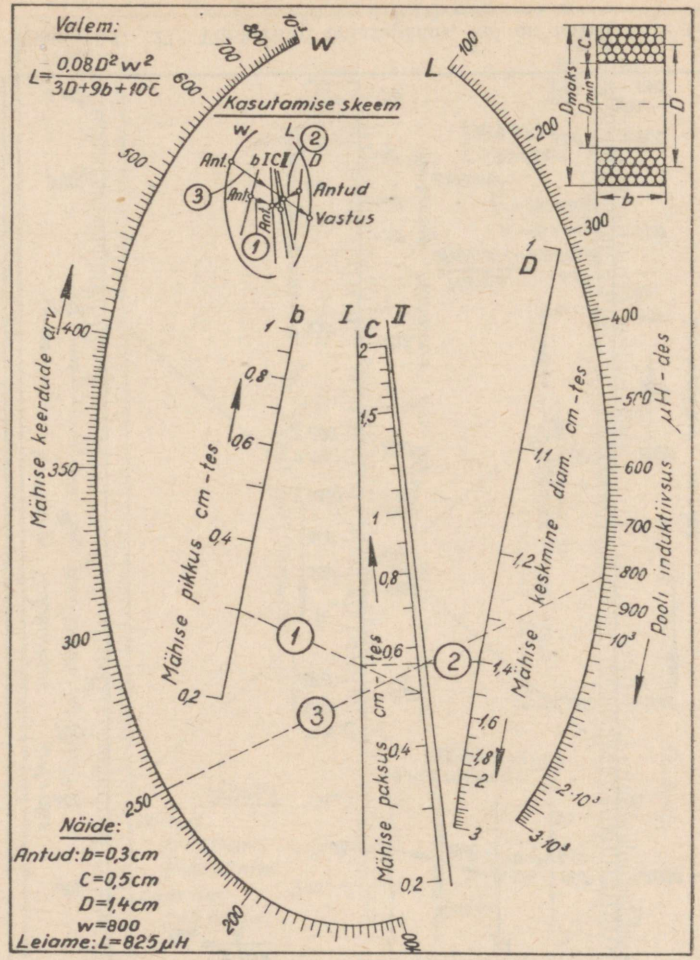
Joonis 64 — 21. Väljandtransformaatori ülekandesuhe.



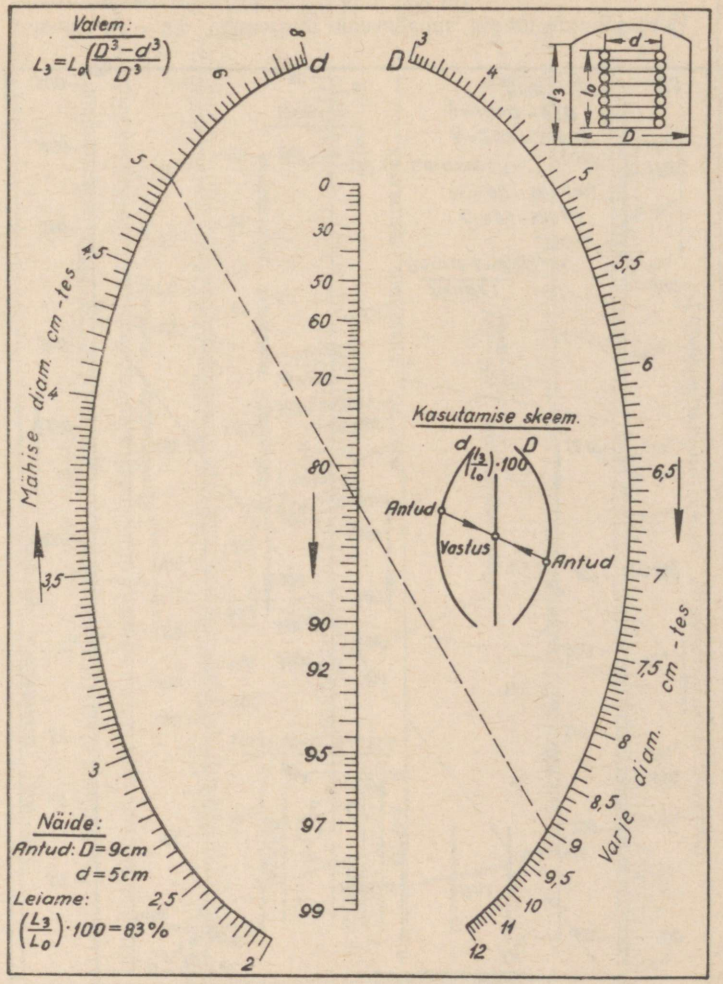
Joonis 64 — 24. Mitmekihilise suhteliselt suure läbimõõduga pooli induktiivsus, kui mähise ristlõikepind on sarnane ristkülikuga.



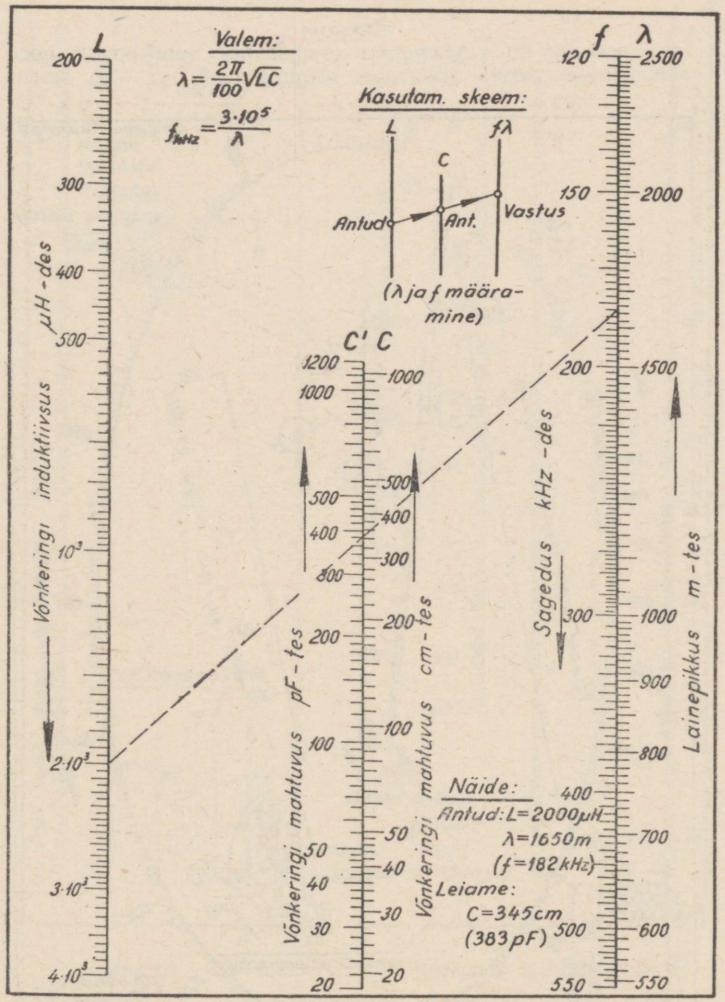
Joonis 64 — 23. Ühekihilise silinderpooli induktiivsus.



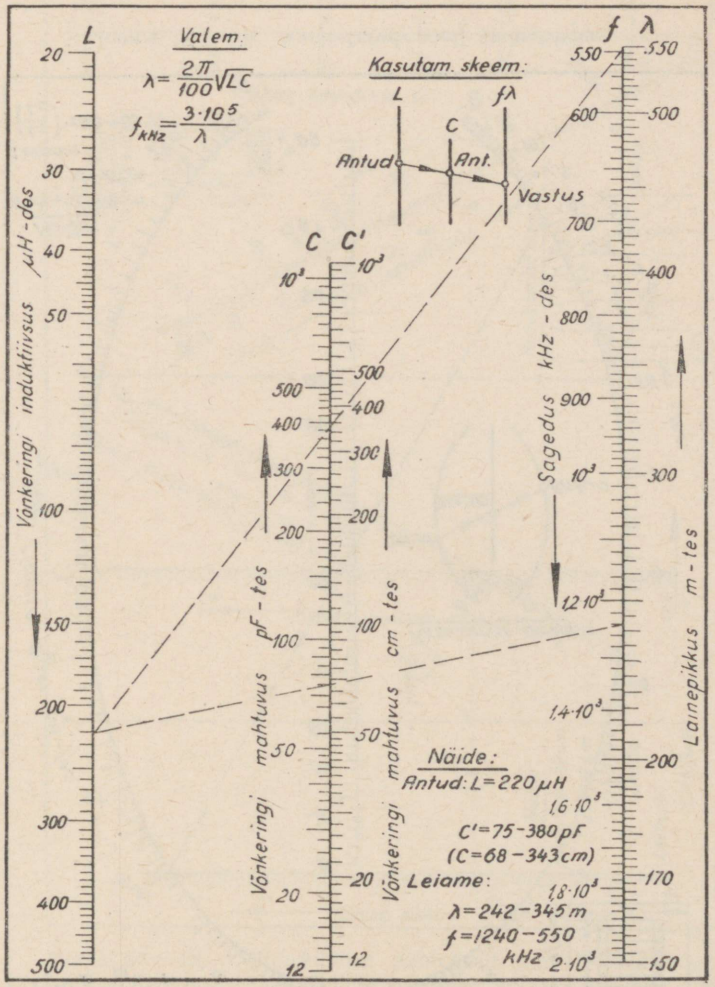
Joonis 64 — 25. Mitmekihilise suhteliselt väikse läbimõõduga pooli induktiivsus, kui mähise ristlõikepind on sarnane ristkülikuga.



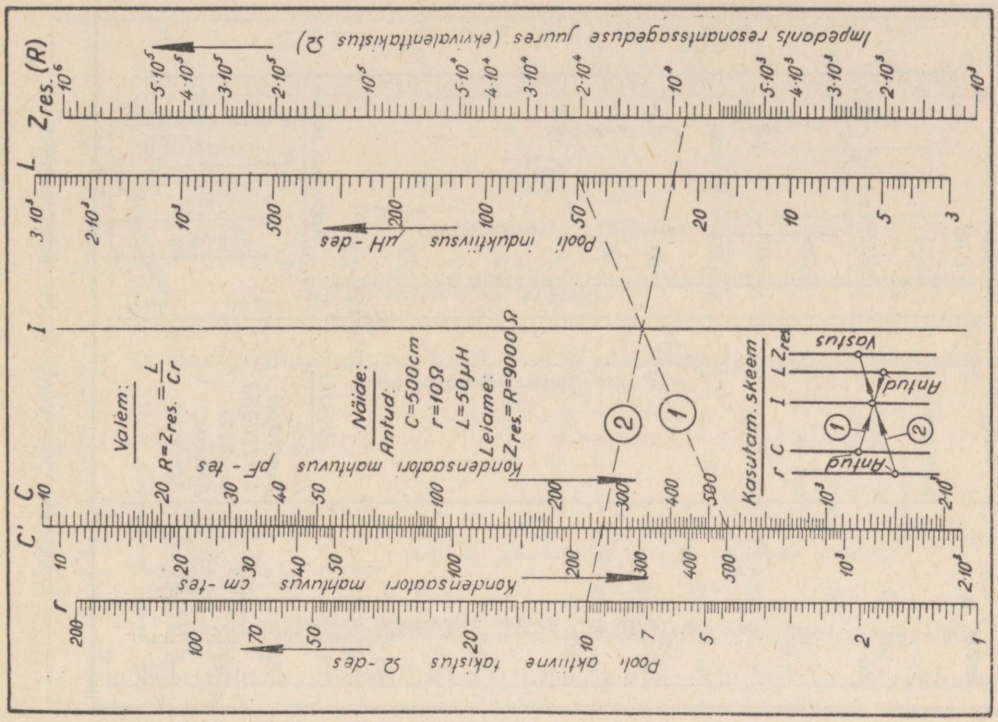
Joonis 64 — 26. Varjestatud pooli induktiivsus.



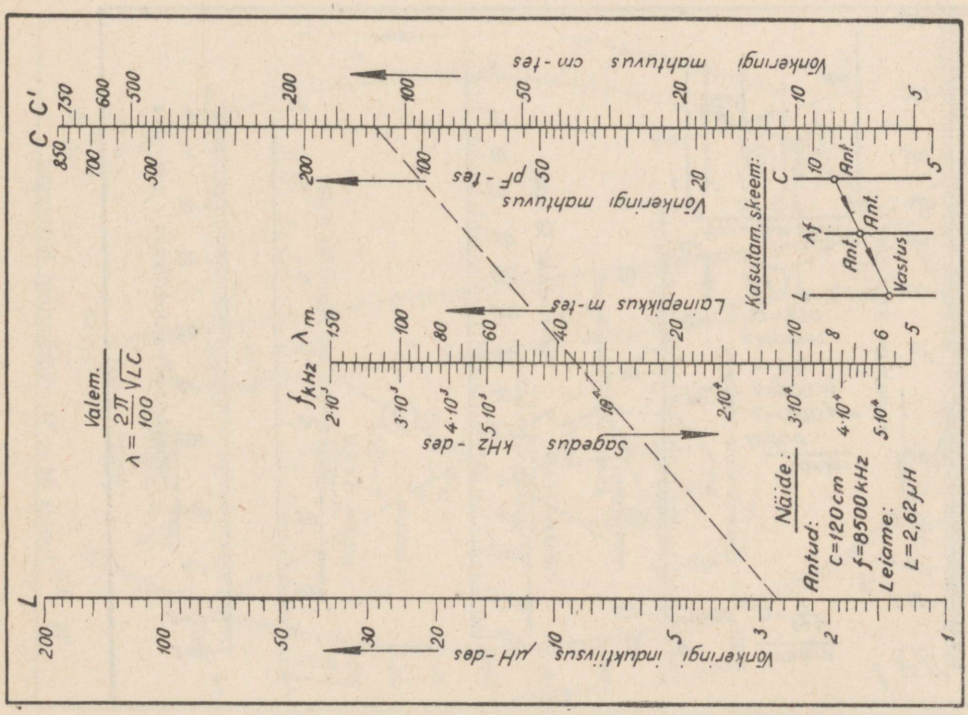
Joonis 64 — 27. Võnkeringi omasagedus, kui on antud L ja C ($\lambda = 550$ kuni 2500 m).



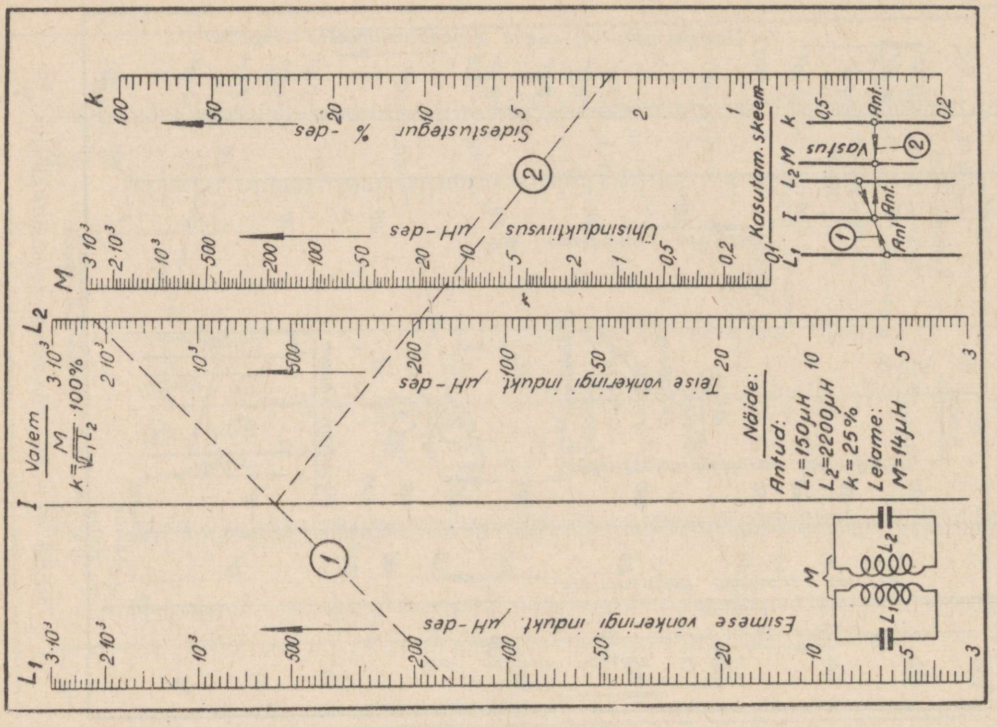
Joonis 64 — 28. Võnkeringi omasagedus, kui on antud L ja C ($\lambda = 150$ kuni 550 m).



Joonis 64 — 30. Võnkeringi resonantstakistus.

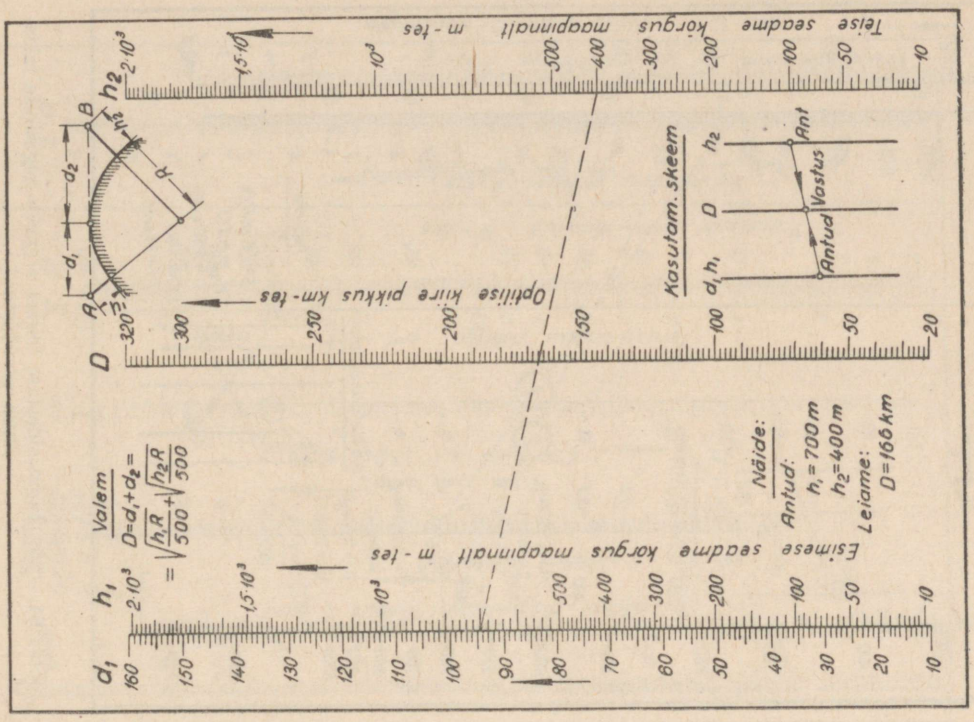


Joonis 64 — 29. Võnkeringi omasagedus, kui on antud L ja C ($\lambda = 50$ kuni 150 m).

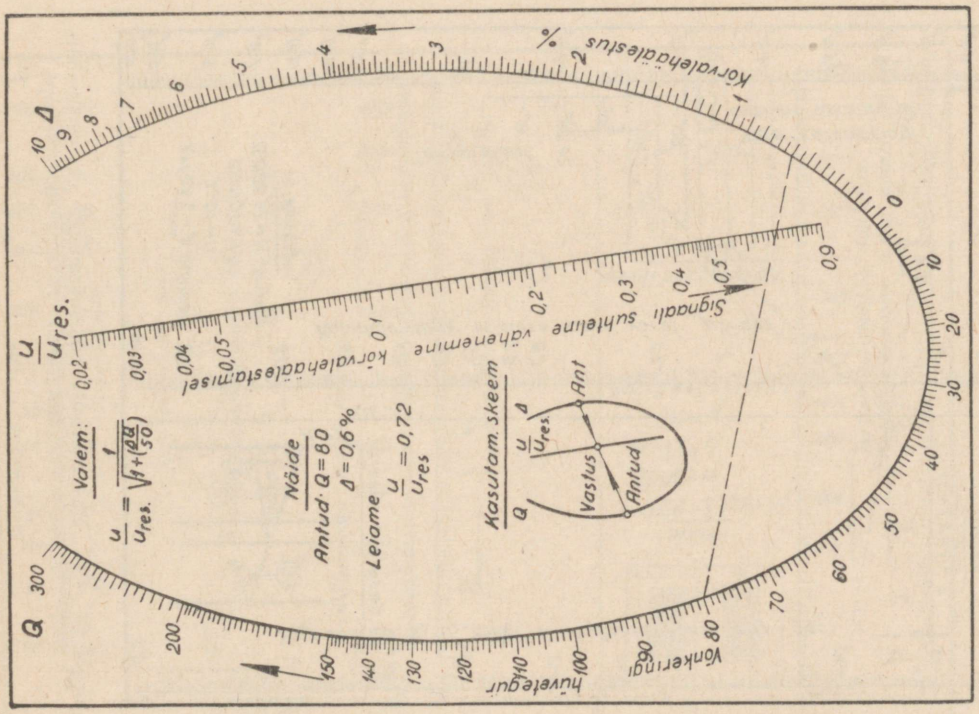


Joonis 64 — 31. Võnkeringi hüvetegur.

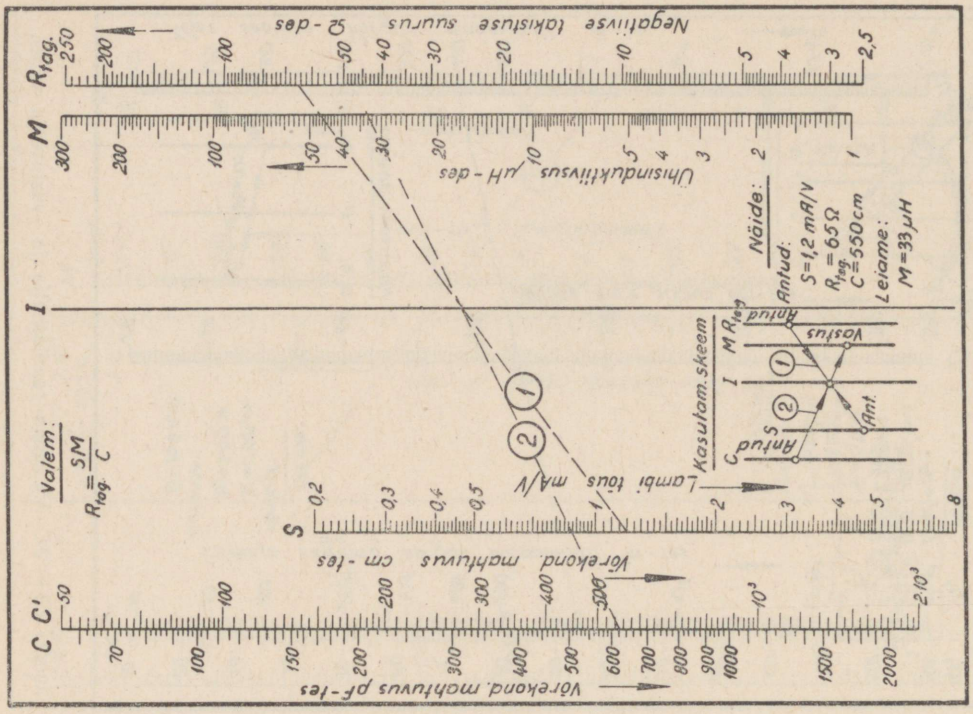
Joonis 64 — 32. Võnkeringide sidestustegur.



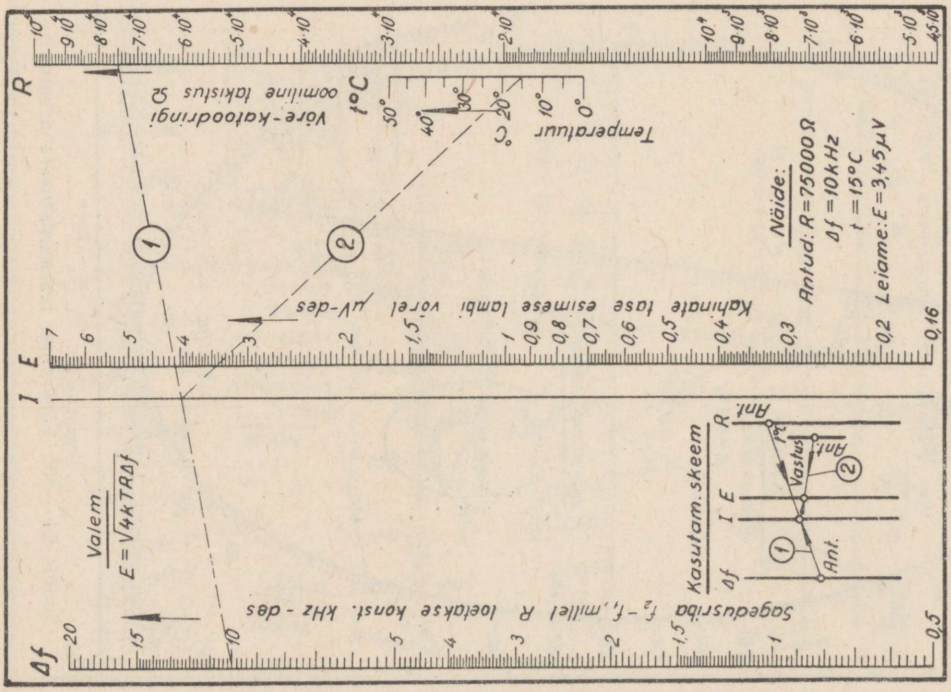
Joonis 64 — 34. Vahemaa raadiosaatja ja -vastuvõtja vahel.



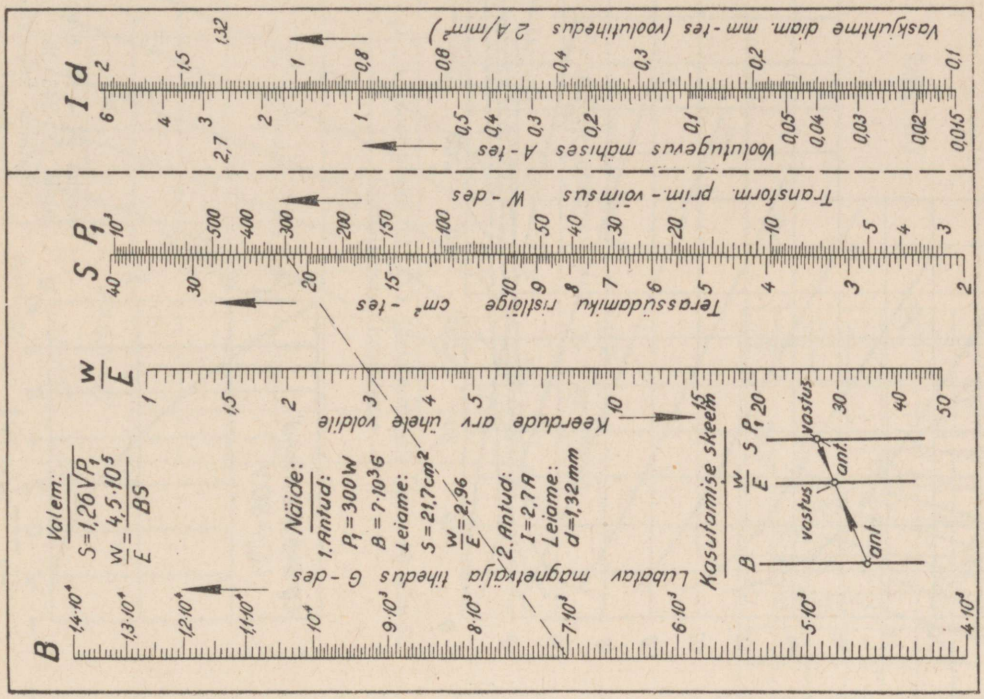
Joonis 64 — 33. Võnkeringi resonantskõvera arvutus.



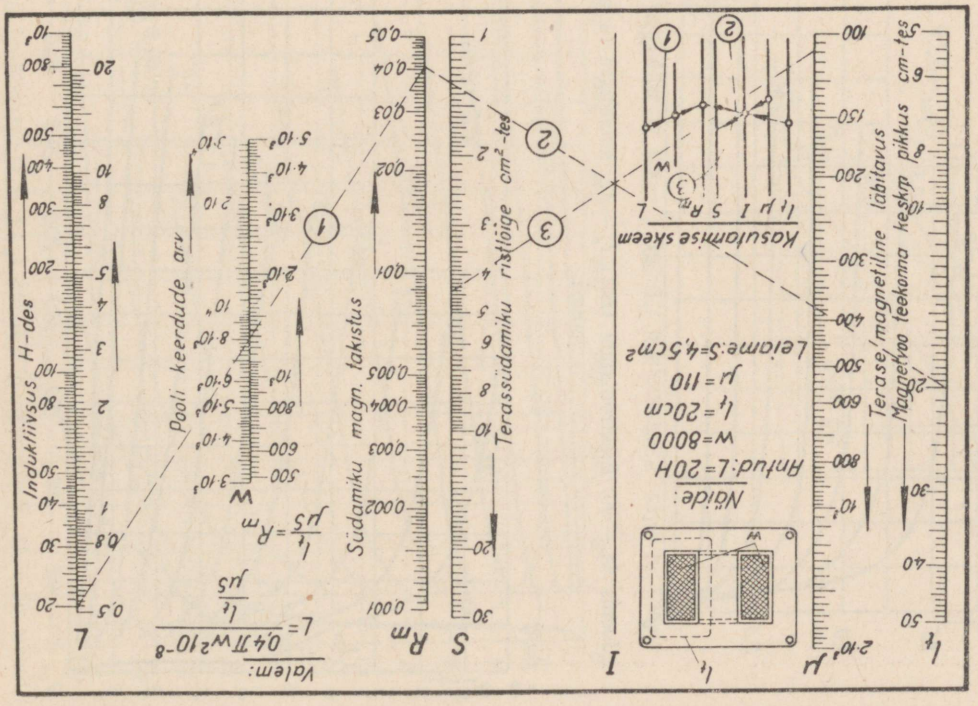
Joonis 64 — 36. Tagasisidestuse toimel areneva negatiivse takistuse arvväärtus.



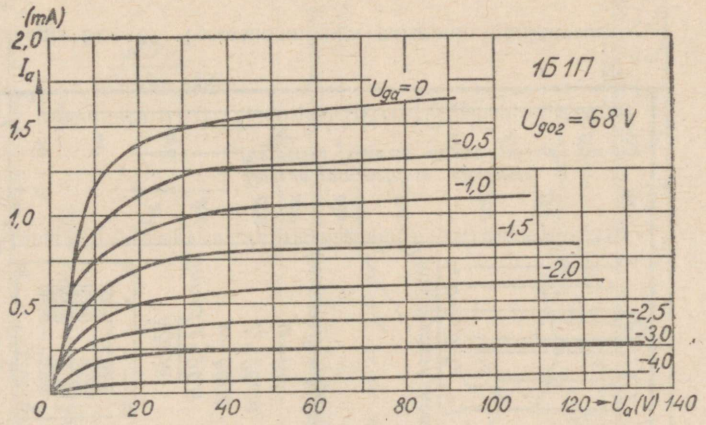
Joonis 64 — 35. Elektronlambi endamürapinge ekvivalentväärtus võrel.



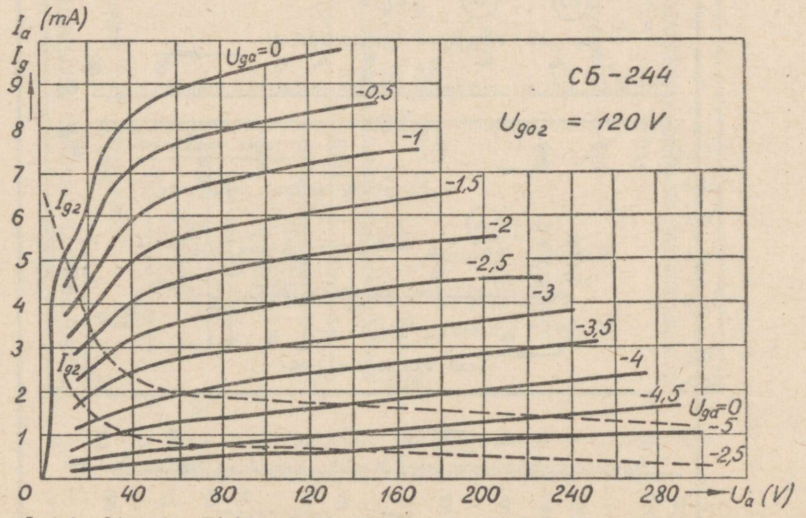
Joonis 64 — 38. Väikse võimsusega alaldaja transformaatori arvutus.



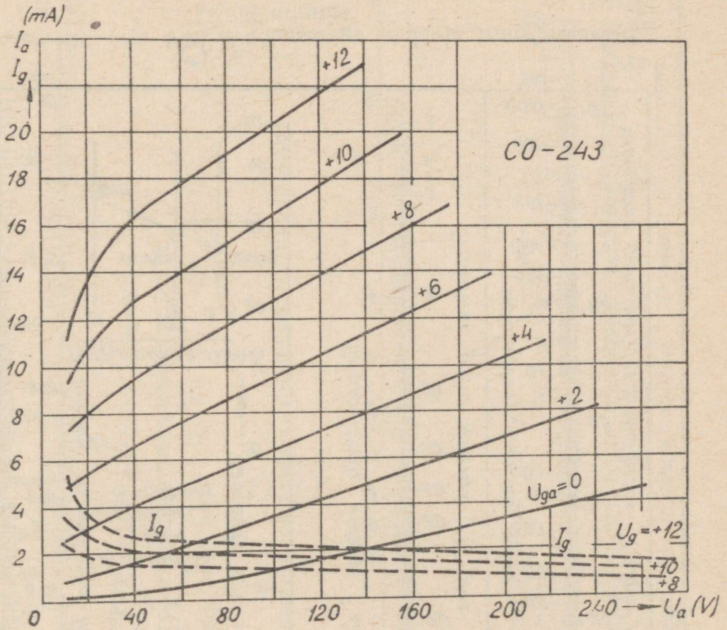
Joonis 64 — 37. Terassüdamikuga paispooli induktiivsus.



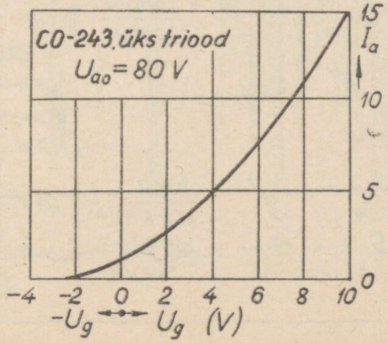
Joonis 64 — 39. Elektronlambi ІБІП $I_a - U_a$ staatilised tunnusjooned.



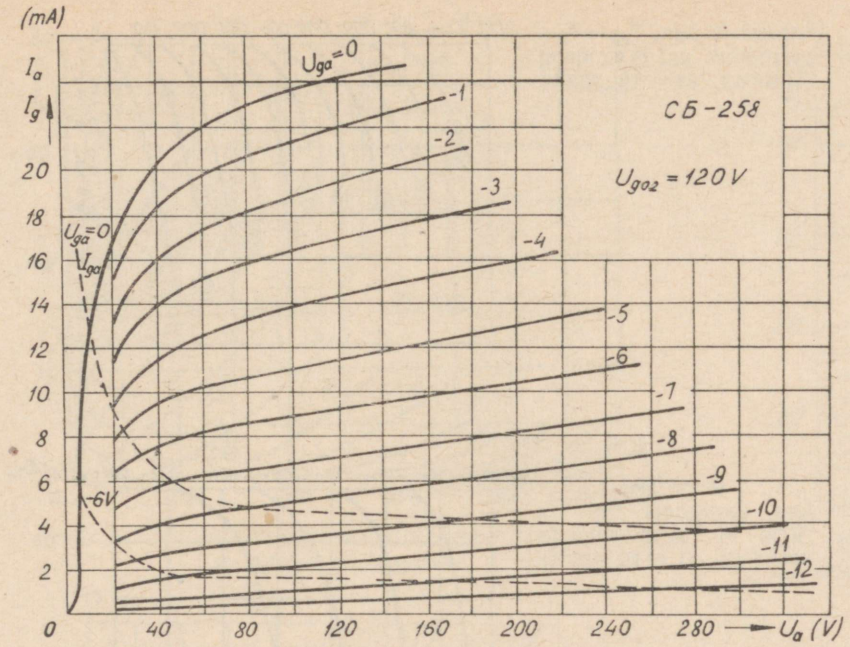
Joonis 64 — 41. Elektronlambi СБ-244 I_g, $I_a - U_a$ staatilised tunnusjooned.



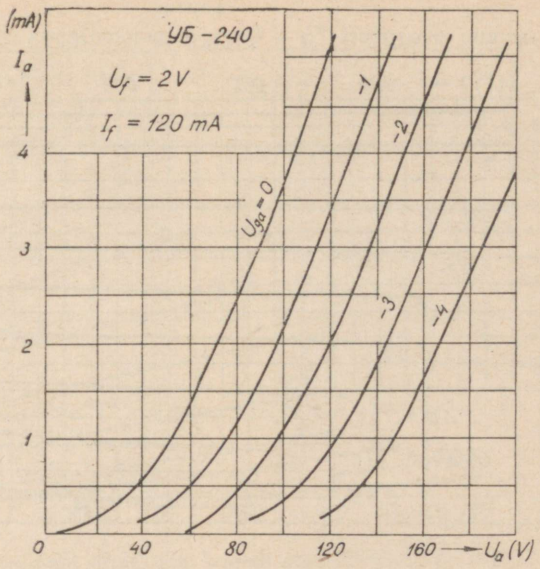
Joonis 64 — 40. Elektronlambi CO-243 ühe trioodi I_a, $I_g - U_a$ staatilised tunnusjooned.



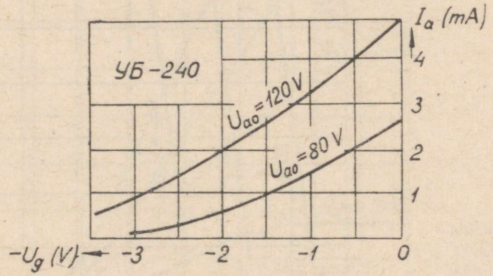
Joonis 64 — 42. Elektronlambi CO-243 ühe trioodi staatiline tunnusjoon $I_a - U_g$.



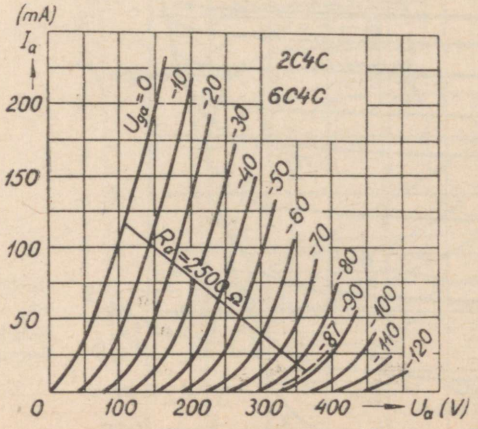
Joonis 64 — 43. Elektronlambi СБ-258 $I_a - U_a$ staatilised tunnusjooned.



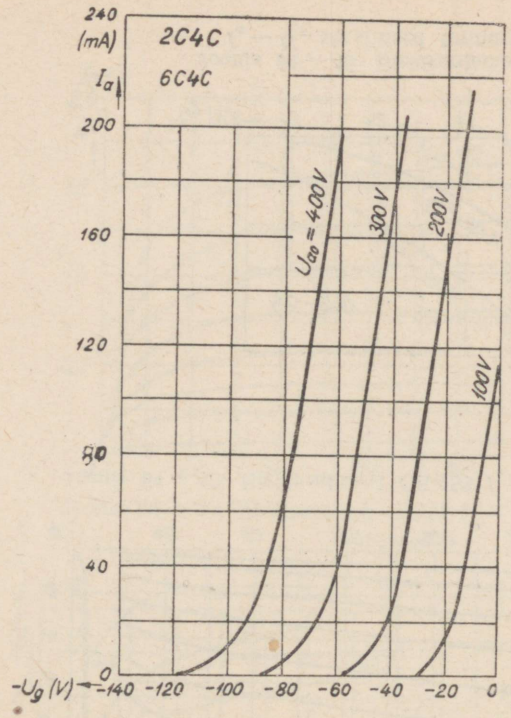
Joonis 64 — 44. Elektronlambi УБ-240 $I_a - U_a$ staatilised tunnusjooned.



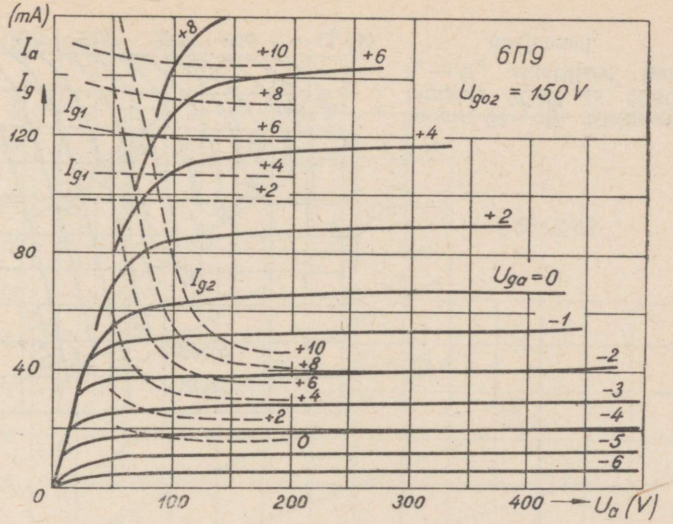
Joonis 64 — 45. Elektronlambi УБ-240 $I_a - U_a$ staatilised tunnusjooned.



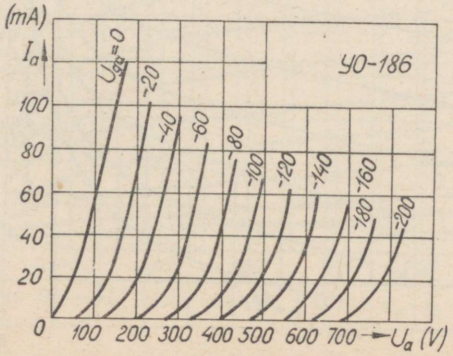
Joonis 64 — 46. Elektronlampide 2C4C ja 6C4C $I_a - U_a$ staatilised tunnusjooned.



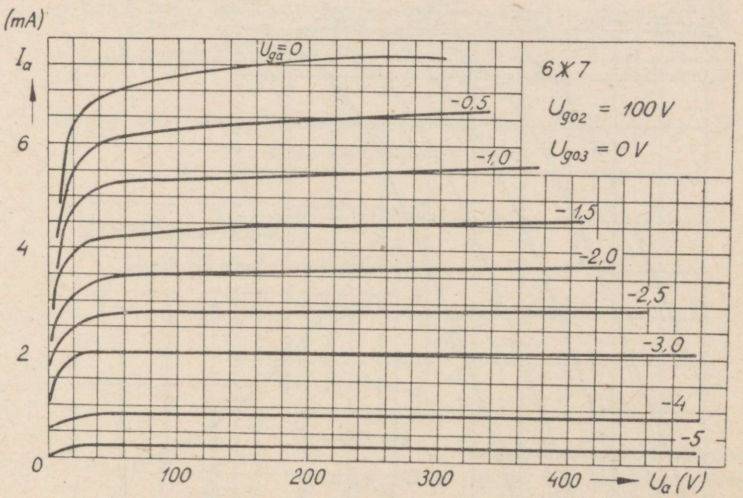
Joonis 64 — 47. Elektronlampide 2C4C ja 6C4C $I_a - U_g$ staatilised tunnusjooned.



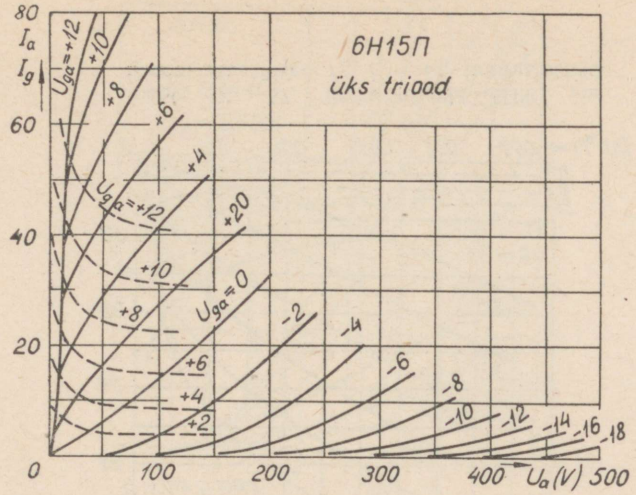
Joonis 64 — 48. Elektronlambi 6П9 $I_a - U_a$ staatilised tunnusjooned.



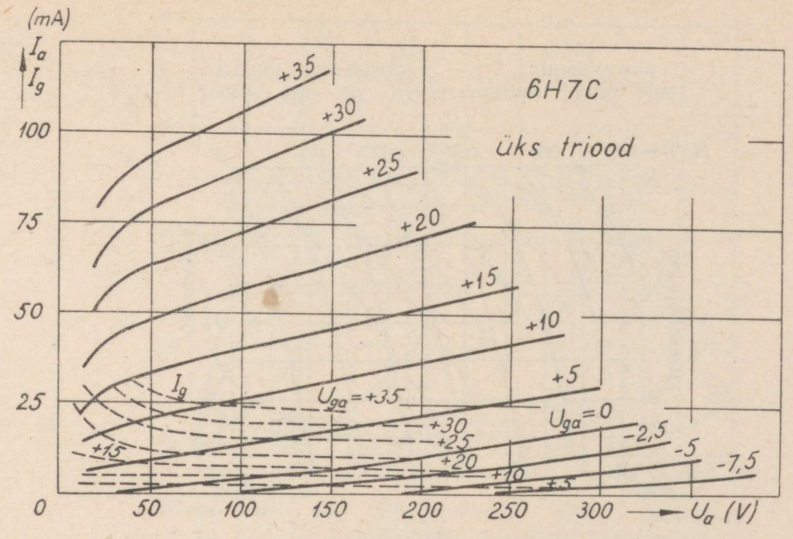
Joonis 64 — 49. Elektronlambi УО-186 staatilised $I_a - U_a$ tunnusjooned.



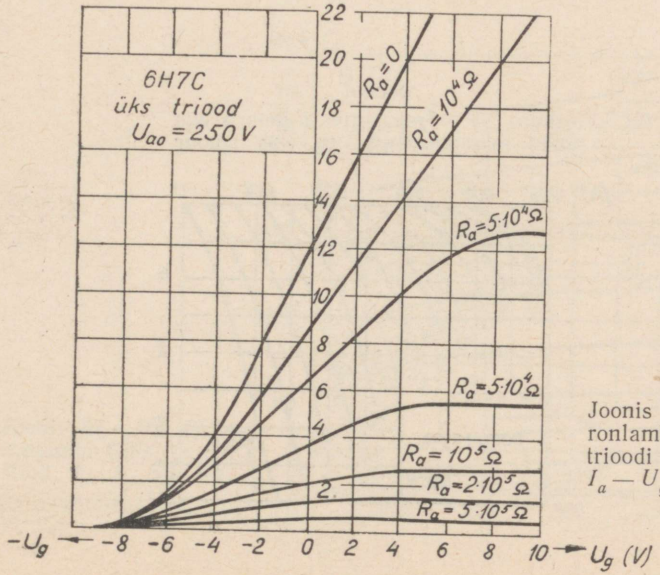
Joonis 64 — 50. Elektronlambi 6Ж7 $I_a - U_a$ staatilised tunnusjooned.



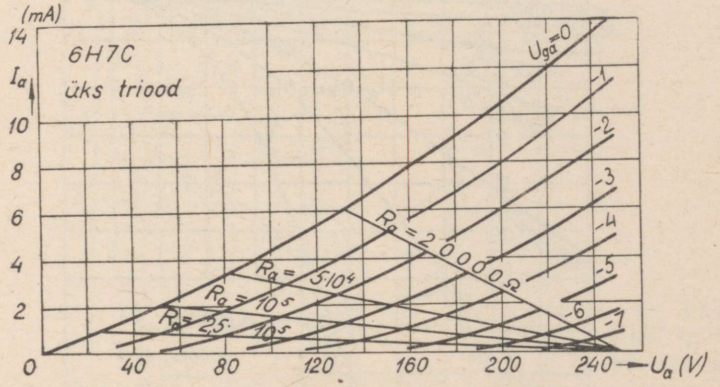
Joonis 64 — 51. Elektronlambi 6H15П ühe trioodi $I_a — U_a$ staatilised tunnusjooned.



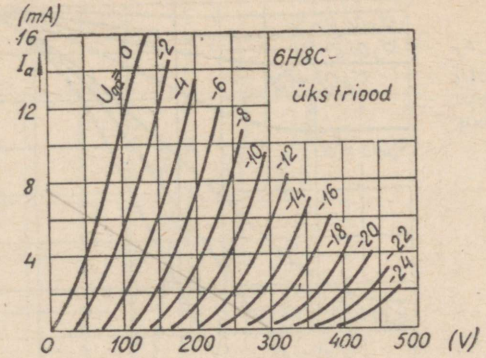
Joonis 64 — 52. Elektronlambi 6H7C ühe trioodi staatilised I_a, $I_g — U_a$ tunnusjooned.



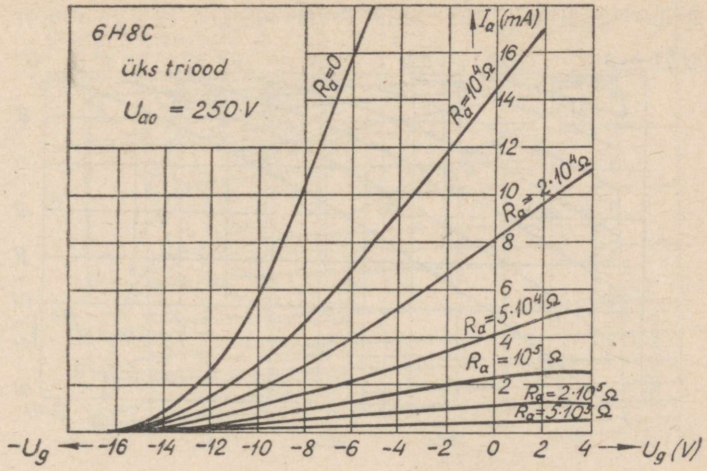
Joonis 64 — 53. Elektronlambi 6H7C ühe trioodi dünaamilised $I_a — U_g$ tunnusjooned.



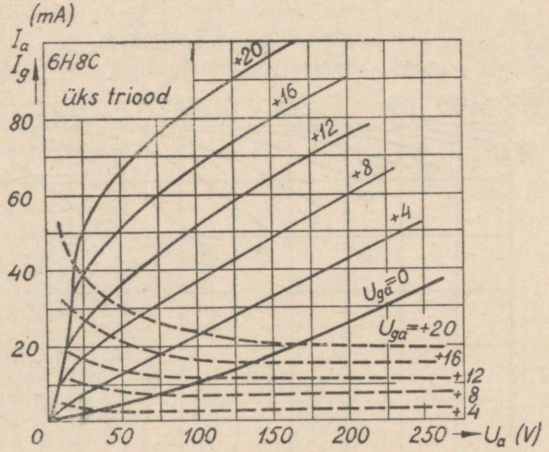
Joonis 64 — 54. Elektronlambi 6H7C ühe trioodi staatilised $I_a — U_a$ tunnusjooned.



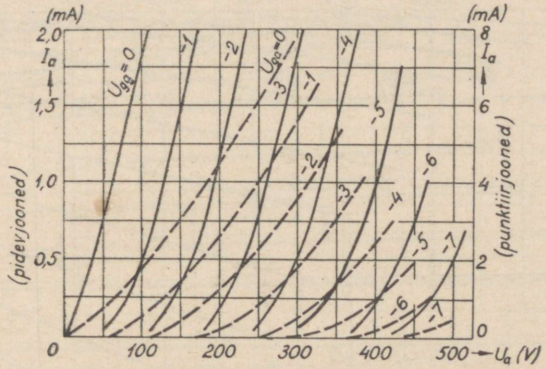
Joonis 64 — 55. Elektronlambi 6H8C ühe trioodi staatilised $I_a - U_a$ tunnusjooned.



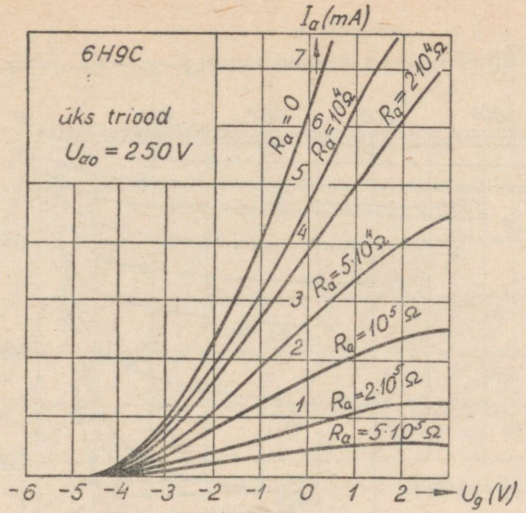
Joonis 64 — 56. Elektronlambi 6H8C ühe trioodi dünaamilised $I_a - U_g$ tunnusjooned.



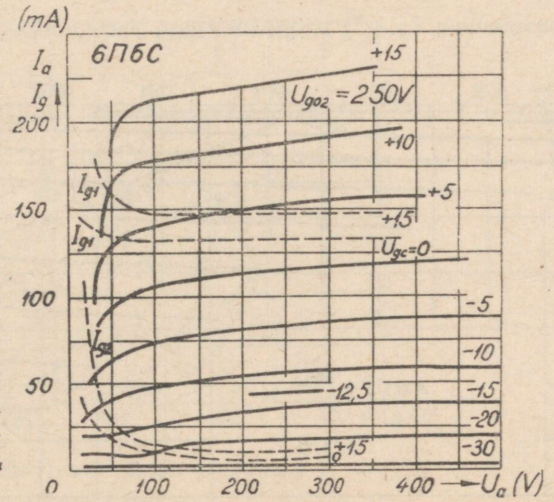
Joonis 64 — 57. Elektronlambi 6H8C ühe trioodi staatilised I_a, $I_g - U_a$ tunnusjooned.



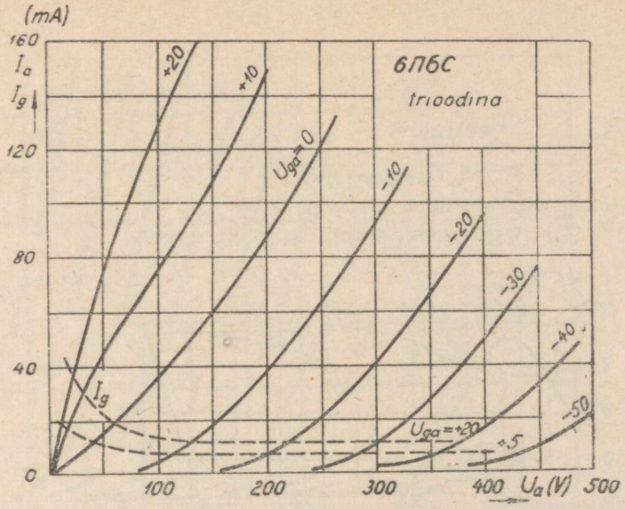
Joonis 64 — 58. Elektronlambi 6H9C ühe trioodi staatilised $I_a - U_a$ tunnusjooned.



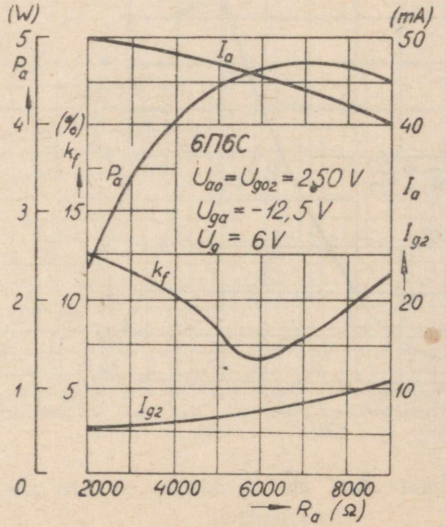
Joonis 64 — 59. Elektronlambi 6H9C ühe trioodi dünaamilised $I_a - U_g$ tunnusjooned.



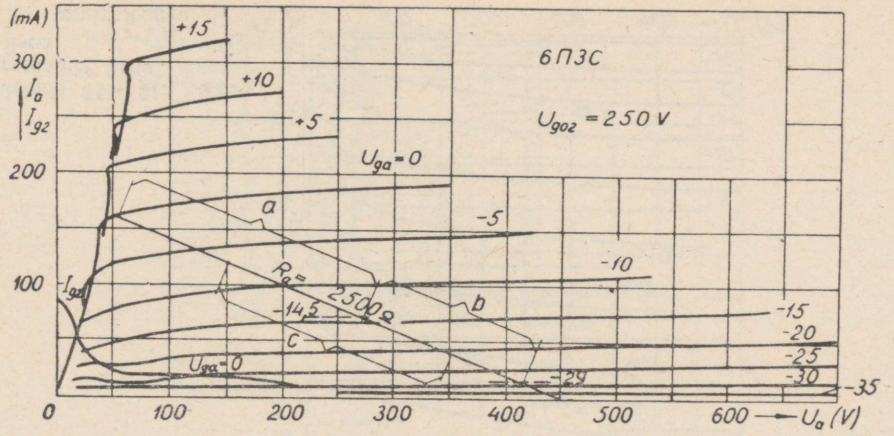
Joonis 64 — 61. Elektronlambi 6П6С staatilised I_a, I_g, $I_{g2} - U_a$ tunnusjooned.



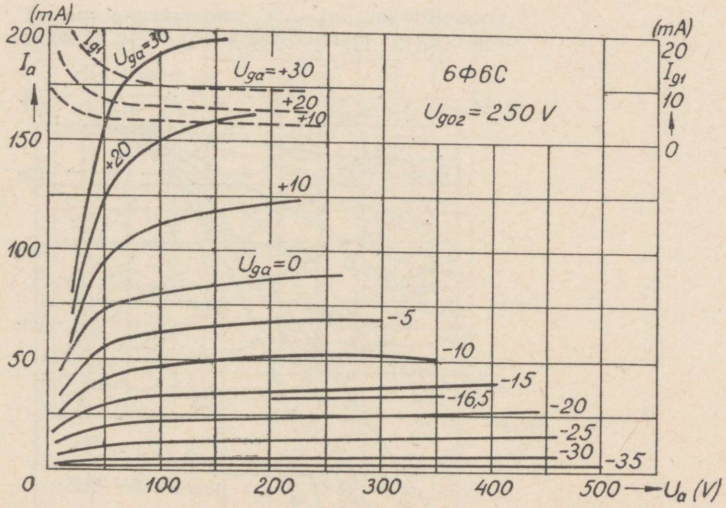
Joonis 64 — 60. Elektronlambi 6П6С staatilised I_a, $I_g - U_a$ tunnusjooned trioodina kasutamisel.



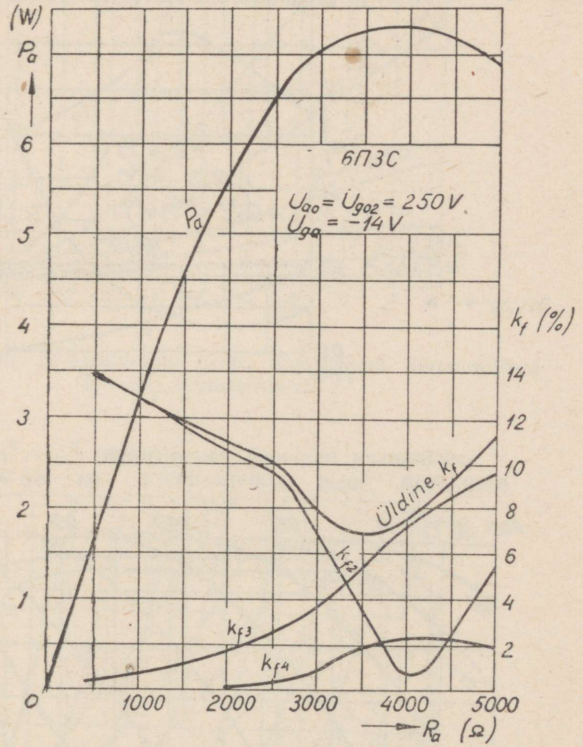
Joonis 64 — 62. Elektronlambi 6П6С I_a, P_a, k_f ja I_{g2} kõverad sõltuvalt anoodkoormustakistusest R_a.



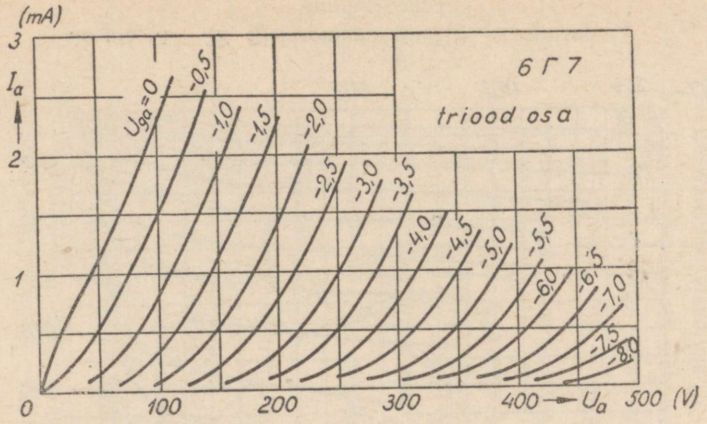
Joonis 64 — 63. Elektronlambi 6П3С staatilised $I_a - U_a$ tunnusjooned.



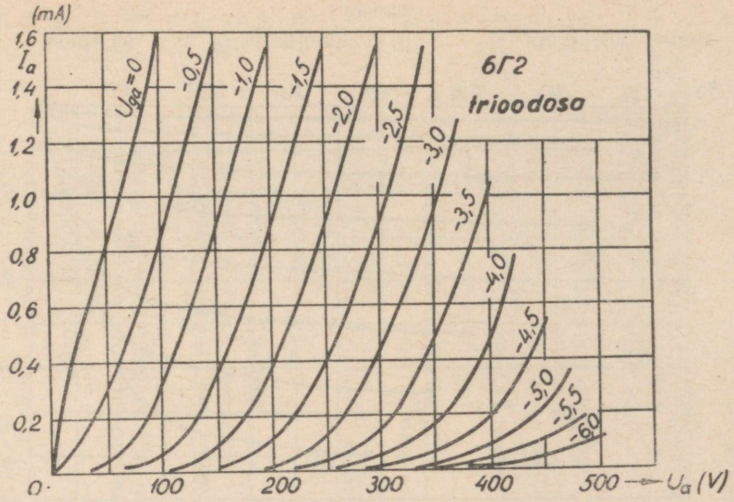
Joonis 64 — 65. Elektronlampide 6Ф6С staatilised $I_a - U_a$ tunnusjooned.



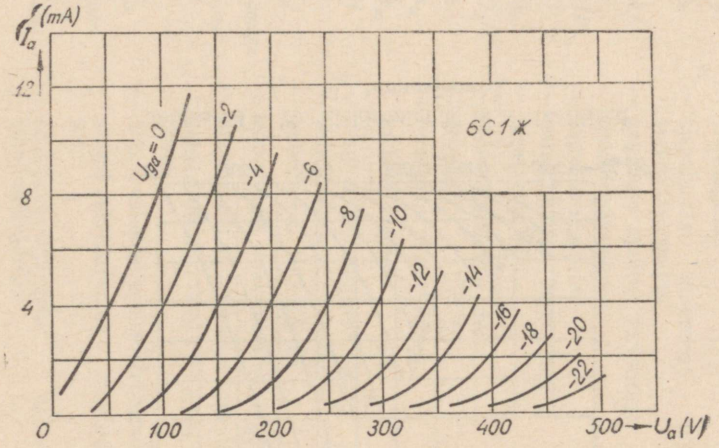
Joonis 64 — 64. Elektronlambi 6П3С P_a, k_{f2}, k_{f3}, k_{f4} ja k_f kõverad sõltuvalt anoodkoormustakistusest R_a.



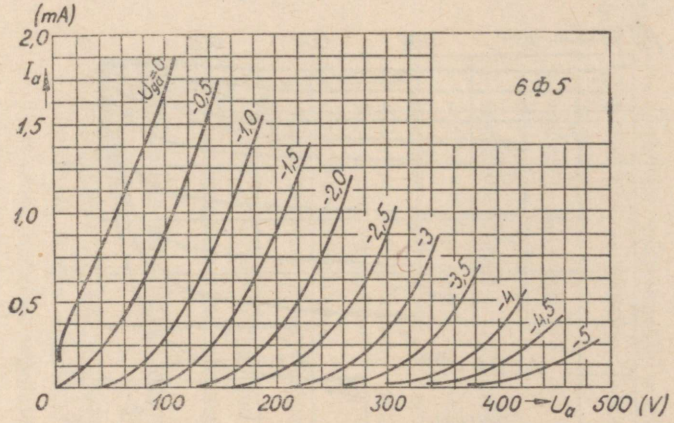
Joonis 64 — 66. Elektronlambi 6Г7 trioodosa staatilised $I_a - U_a$ tunnusjooned.



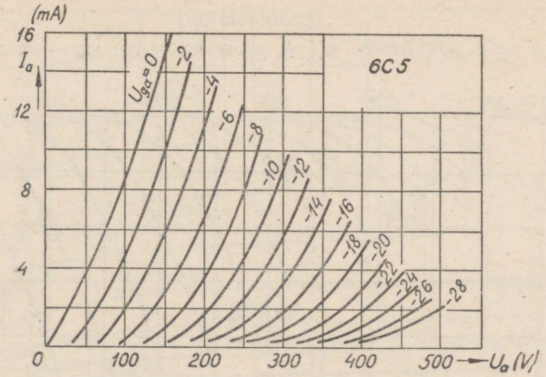
Joonis 64 — 67. Elektronlambi 6Г2 trioodosa staatilised $I_a - U_a$ tunnusjooned.



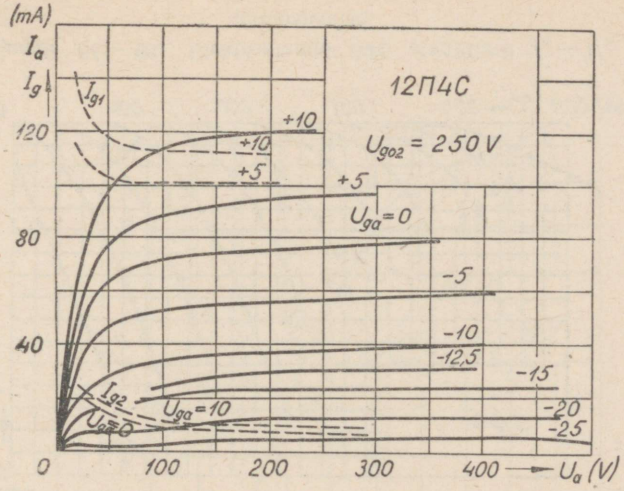
Joonis 64 — 68. Elektronlambi 6С1Ж staatilised $I_a - U_a$ tunnusjooned.



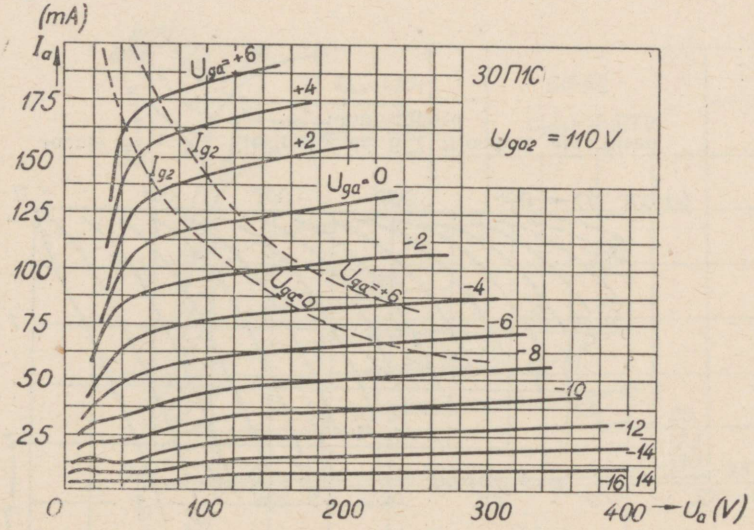
Joonis 64 — 69. Elektronlambi 6Ф5 staatilised $I_a - U_a$ tunnusjooned.



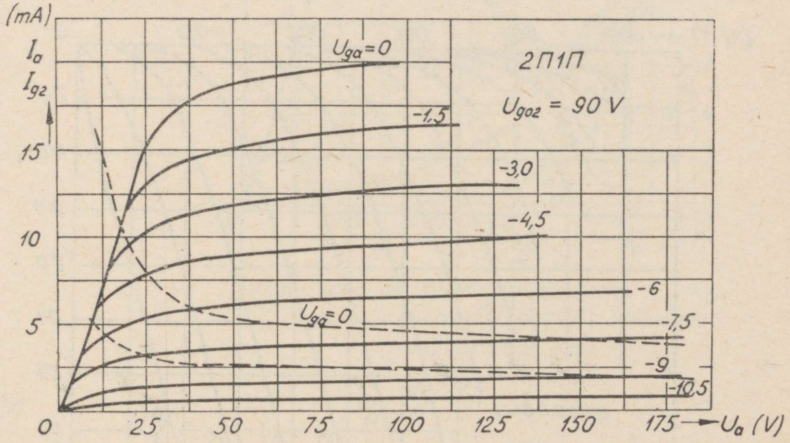
Joonis 64 — 70. Elektronlambi 6C5 staatilised $I_a - U_a$ tunnusjooned.



Joonis 64 — 71. Elektronlambi 12П4С staatilised $I_a - U_a$ tunnusjooned.



Joonis 64 — 72. Elektronlambi 3ОПІС staatilised $I_a - U_a$ tunnusjooned.



Joonis 64 — 73. Elektronlambi 2ППП $I_a - U_a$ staatilised tunnusjooned.

64 — 5. Skeemide ja valemite tähised.

Alljärgnevalt on antud ainult üldised tähiste tähendused, sest et nende kasutamisel on tekstis antud täpsem selgitus iga tähise kohta.

a — ruumi keskmine neeldumistegur, raadius
a_i — transformaatori teraskeha ikke laius
a_s — transformaatori südamiku laius
a_1 — materjali neeldumistegur
a_2 — ühe objekti neeldumistegur
A — anood, raadius, tegur, ruumi üldine neeldumine
b — reaktiivjuhtivus, laius, võnkepooli mähise pikkus
b_a — teraskeha akna laius
b_k — ketasmähise ketta paksus
B — magnetvälja tihedus, tegur
B_m — maksimaalne magnetvälja tihedus teraskehas
c — valguse ja elektromagnetiliste lainete levimise kiirus, mitmekihilise mähise kõrgus
c_s — terassüdamiku paksus
c_t — teraskeha paksus
C — mahtuvus
C_{ak} — elektronlambi anoodi ja katoodi vaheline mahtuvus
C_d — elektronlambi dünaamiline sisendmahtuvus
C_e — ekvivalentne mahtuvus
C_f — filterkondensaatori mahtuvus
C_g — võrekondensaatori mahtuvus
C_{ga} — elektronlambi võre ja anoodi vaheline mahtuvus
C_{gk} — elektronlambi võre ja katoodi vaheline mahtuvus
C_j — järjestik-kondensaatori mahtuvus
C_k — katoodkondensaatori mahtuvus, pöördkondensaatori mahtuvus
C_{kmaks} — pöördkondensaatori maksimaalne mahtuvus
C_{kmin} — pöördkondensaatori minimaalne mahtuvus
C_l — lülitusmahtuvus
C_L — pooli, mähise sisemahtuvus
C_P — parasiitmahtuvus
C_r — rööbitise kondensaatori mahtuvus
C_s — võimendusastme sisendmahtuvus, sidestuskondensaatori mahtuvus
C_t — tõkestuskondensaatori mahtuvus, trimmeri mahtuvus
C_T — transformaatori mähiste sisemahtuvus
C_v — võnkeringi mahtuvus
C_{vmaks} — võnkeringi maksimaalne mahtuvus
C_{vmin} — võnkeringi minimaalne mahtuvus
C_0 — algmahtuvus
d — läbimõõt, sumbumus
d_e — ekvivalentsumbumus
d_k — sumbumus kõrgetel sagedustel
d_m — sumbumus madalatel sagedustel
d_R — takistuse poolt tekitatav sumbumus
D — elektronlambi läbitavus, dünaamiline võimsusala, läbimõõt
e — naturaallogaritmi alus
E — elektromotoorne jõud, elektrivälja tugevus
E_A — antenni elektromotoorne jõud
E_e — ekvivalentgeneraatori elektromotoorne jõud
E_h — häireallika elektrivälja tugevus
f — sagedus
f_a — anoodvõnkeringi omasagedus
f_k — sagedusala kõrged sagedused
f_m — sagedusala madalad sagedused
f_{os} — ostsillaatorsagedus
f_p — piirsagedus
f_r — resonantssagedus
f_s — signaalsagedus
f_v — vahesagedus
f_0 — sagedusala keskmised sagedused, resonantssagedus
Δf — sageduse muutus (erinevus)
F — moduleerivsagedus
ΔF — sagedusriba laius
G — aktiivjuhtivus, tegur, kaal
G_t — teraskeha kaal
G_T — transformaatori kaal
h — kõrgus
h_a — teraskeha akna kõrgus
h_m — mähise kõrgus
H — magnetvälja tugevus, tegur
i — vahelduvvoolu hetkväärtus
i_a — anoodvoolu hetkväärtus
i_{amaks} — anoodvoolu maksimaalne tugevus
i_{amin} — anoodvoolu minimaalne tugevus
I — vahelduvvoolu efektiivväärtus, helitugevus
I_a — anood-vahelduvvoolu efektiivväärtus
I_{am} — anood-vahelduvvoolu amplituudväärtus
I_{am1} — anoodvahelduvvoolu põhisageduse amplituudväärtus

I_{am2} — anoodvahelduvvoolu teise harmoonilise amplituudväärtus
I_{aa} — anoodalalisvoolu tugevus
I_{a0} — anoodalalisvool elektronlambi tööpunktis
I_f — elektronlambi kütteniidi vahelduvvoolu efektiivväärtus
$I_{fü}$ — elektronlampide küttevoolu üldtugevus
I_{f0} — elektronlambi küttealalisvoolu tugevus
I_g — võre-vahelduvvoolu efektiivväärtus
I_{gm} — võre-vahelduvvoolu amplituudväärtus
I_{g0} — võre-alalisvoolu tugevus
I_{g02} — varivõre-alalisvoolu tugevus
I_{kesk} — pulseerivvoolu keskmine väärtus
I_{kr} — kriitiline alalisvoolu tugevus
I_L — toiteliini vahelduvvoolu efektiivväärtus
I_m — vahelduvvoolu amplituudväärtus
I_{p0} — pulseerivvoolu alalisvoolu komponent
I_s — elektronlambi küllastusvoolu tugevus
I_v — pulseerivvoolu vahelduvkomponendi maksimaalne väärtus
I_0 — alalisvoolu tugevus
I_{0l} — laadimisvoolu tugevus
j — imaginaarühik $= \sqrt{-1}$
J — voolutihedus, tegur
k — sidestustegur, tegur, harmoonilise tegur
k_f — mittelineaarmoonutustegur
k_{kr} — kriitiline sidestustegur
k_s — silumistegur
k_t — terase täitetegur
k_T — transformaatori mähiste kasutegur
k_v — mähise vase täitetegur
k_1 — transformaatori primaarmähise kasutegur
k_2 — transformaatori sekundaarmähise kasutegur
K — tegur, võimendus
K_T — transformaatori teraskeha tegeliku permeaabluse määramise tegur
K_φ — faasimoonutustegur
l — pikkus
l_k — mähise keeru keskmine pikkus
l_m — mähise pikkus
l_t — magnetvoo teekonna keskmine pikkus teraskehas
l_δ — õhupilu pikkus
$l_{ü}$ — mähistraadi üldpikkus
L — induktiivsus
L_a — anoodkoormuse induktiivsus
L_A — antenni induktiivsus
L_e — ekvivalentinduktiivsus
L_{os} — ostsillaatori võnkeringi induktiivsus
L_s — sidestuspooli induktiivsus
L_σ — puisteinduktiivsus
L_0 — induktiivsus madalatel sagedustel
m — maa, mass, tegur, faaside arv
m_a — amplituudmoduleerimise tegur
m_e — mähise elementide arv
m_f — sagedusmoduleerimise tegur
m_φ — faasmoduleerimise tegur
M — ühisinduktiivsus
n — arv, korrutistegur
n_s — mähise sektsioonide arv
n_w — mähise kihtide arv
N — magnetpoolus, lineaarmoonutustegur, heli, suhteline tugevus, nõrgenemine, tugevnemine, tegur
o — koordinaatide algpunkt
p — tegur, rõhk
p_δ — õhurõhk
P — aktiivvõimsus
P_a — elektronlambi väljandvõimsus
P_{aa} — toitevoolu võimsus
P_{a0} — anoodkadu
P_{a0maks} — maksimaalne anoodkadu
P_{gen} — generaatori võimsus
P_k — kaovõimsus katoodtakistis
P_m — mootorivõimsus
P_n — nimivõimsus
P_R — takistis tekkiv kaovõimsus
P_t — teraseskaovõimsus
P_{t1} — terases-erikadu magnetvälja tihedusel 1 Wb/m² juures
P_v — väljandvõimsus
P_0 — alalisvoolu võimsus
P_Σ — antenni kiirgusvõimsus
Q — võnkeringi hüvetegur
Q_{Ah} — primaarelemendi või akumulaatori mahutavus
Q_e — võnkeringi ekvivalentne hüvetegur
r — aktiivtakistus, raadius, kaugus
r_{al} — alaldaja sisetakistus
r_C — kondensaatori aktiivtakistus
r_e — ekvivalenttakistus
r_f — filtri aktiivtakistus
r_i — isolatsiooni takistus
r_L — mähise aktiivtakistus
r_0 — oomtakistus, ekvivalentse mahuga kera raadius

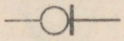
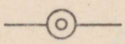
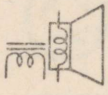
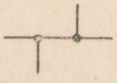
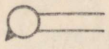
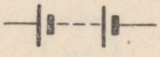
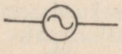
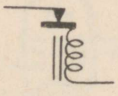
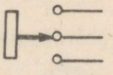
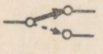
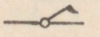
r' — taandatud takistus
R — takisti, takistus, tagasisidestuse takistus
R' — taandatud aktiivtakistus
R_a — anoodkoormustakisti, anoodkoormuse takistus
R_A — antenni aktiivtakistus
R_d — elektronlambi dünaamiline sisendtakistus
R_e — ekvivalenttakistus
R_f — filtertakisti, filtritakistus
R_g — võretakisti, võretakistus
R_i — elektronlambi sisetakistus vahelduvvoolule, sisetakistus
R_{is} — isolatsiooni takistus
R_k — katoodtakisti, katoodtakistus
R_r — rööbitine takisti
R_t — asetakistus teraseskadudele
R_0 — oomtakistus
s — pulseerimistegur
S — pind, elektronlambi tõus
S_d — elektronlambi dünaamiline tõus
S_m — elektronlambi muundustõus
S_t — teraskeha südamiku ristlõikepind
$S_{wü}$ — mähise üldine ristlõikepind
z — tegur
Z — impedants, näivtakistus
Z_a — anoodkoormuse impedants
Z_A — antenni impedants
Z_d — elektronlambi dünaamiline sisendimpedants
Z_e — ekvivalentimpedants
Z_f — filtri impedants
Z_v — valjuhääldaja impedants
t — aeg, varje paksus
$t_õ$ — õhutemperatuur C°
T — periood, reverberatsiooni kestus
T_a — absoluuttemperatuur
T_m — ühe telegraafimärgi saate kestus
u_a — elektronlambi anoodpinge hetkväärtus
u_g — elektronlambi võre vahelduvpinge hetkväärtus
U — vahelduvpinge efektiivväärtus
U_{aa} — toiteseadme pinge
U_{am} — elektronlambi anoodvahelduvpinge amplituud-väärtus
U_{a0} — elektronlambi anoodalalispinge
U_{ATH} — automaatse täpsushäälestusseadise pinge
U_{AVR} — automaatse võimenduse reguleerseadise pinge
U_C — kondensaatori klemmipinge
U_f — elektronlambi kütte vahelduvpinge efektiivväärtus
U_{fa} — elektronlambi alalisvoolu küttepinge
U_{ga} — elektronlambi võre-eelpinge
U_{gen} — generaatori pinge
U_{gm} — elektronlambi võrepinge amplituudväärtus
U_{g0} — elektronlambi võre-eelpinge tööpunktis
U_{kesk} — pulseerivpinge keskmine väärtus
U_m — vahelduvpinge amplituudväärtus
U_n — nimipinge efektiivväärtus
U_{osm} — ostsillaatorpinge amplituudväärtus
U_t — suunaja tõkkepinge
U_v — pulseerivpinge vahelduvkomponendi maksimaalne väärtus
U_0 — alalispinge kõrgus
$U_{\omega m}$ — kandevsageduspinge amplituudväärtus
$U_{\Omega m}$ — moduleeriva pinge amplituudväärtus
ΔU_{al} — alaldajas tekkiv pingelang
ΔU_{gen} — generaatoris tekkiv pingelang
ΔU_R — aktiivtakistusel tekkiv pingelang
ΔU_S — suunajas tekkiv pingelang
ΔU_X — reaktiivtakistusel tekkiv pingelang
v — kiirus
V — maht
V_t — teraskeha maht
w — keerdude arv
w_f — elektronlambi küttemähise keerdude arv
w_k — keerdude arv kihis
w_{ks} — keerdude arv ketasmähise sisemisel kettal
w_u — keerdude arv ühele voldile
W — energia, elektriline töö
W_l — laadimisel akumulaatorisse antav energia
W_t — tühjendamisel akumulaatorist saadav energia
$\ddot{u}$ — transformaatori ülekandesuhe
$\ddot{U}$ — väljandpinge stabiilsuse tegur
x — abstsisstelg, kaugus, pikkus
X — reaktiivtakistus
X_a — anoodkoormuse reaktiivtakistus
X_C — mahtuvustakistus
X_L — induktiivtakistus
X_σ — puiste reaktiivtakistus
y — ordinaattelg
Y — üldjuhtivus, näivjuhtivus
α — tegur, nurk, kattenurk, koormustegur, temperatuuritegur
β — nurk, tagasisidestuse pingetegur, tegur

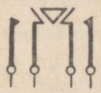
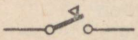
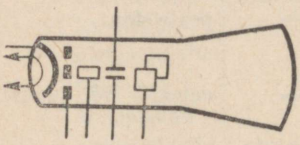
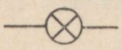
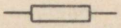
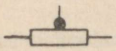
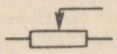
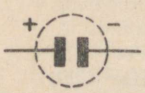
γ — tegur, nurk, erikaal
δ — paksus, vahe, sumbtegur, tegur
δ_a — mähise aluse paksus
δ_m — mähiste vahekaugus
δ_0 — mähise aluse otste paksus
δ_{01} — mähise aluse otsa ja teraskeha vahekaugus
$\mathrm{tg}\delta$ — dielektriku kaonurga tangens
$\Sigma\delta_m$ — mähistevahelise isolatsiooni üldpaksus
ε — dielektriline läbitavus
η — kasutegur
$\vartheta_{ü}$ — ületemperatuur
Θ — lõikenurk
λ — lainepikkus
μ — elektronlambi võimendustegur, magnetiline läbitavus
μ_t — terase magnetiline läbitavus
μ_0 — terase algpermeaablus
ν — helivälja võnkumiskiirus
ξ — anoodpinge kasutegur
ϱ — eritakistus
σ — puistetegur, selektiivsuse tegur
σ_{δ} — õhutihedus
Σ — summa märk
τ — ajakonstant
τ_g — võrekomplekti ajakonstant
φ — nihkenurk
φ_l — lühisnihkenurk
$\cos\varphi$ — võimsustegur
Φ — magnetvoog
ω — nurksagedus
ω_f — filtri omanurksagedus
ω_k — nurksagedus sagedusala kõrgetel sagedustel
ω_m — nurksagedus sagedusala madalatel sagedustel
ω_r — nurksagedus resonantssagedusel
ω_0 — nurksagedus sagedusala keskmistel sagedustel
Ω — moduleeriva sageduse nurksagedus

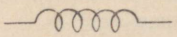
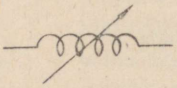
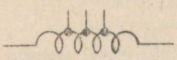
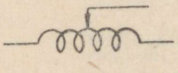
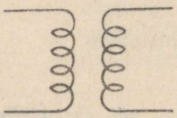
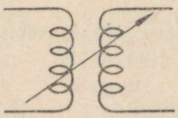
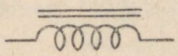
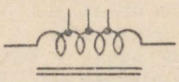
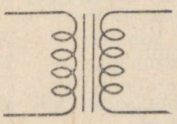
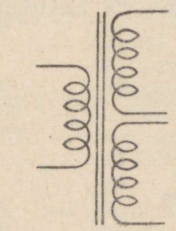
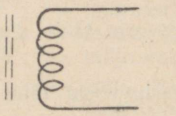
64 — 6. Lühendid.

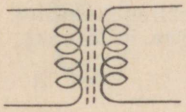
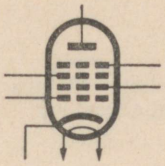
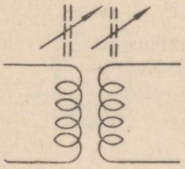
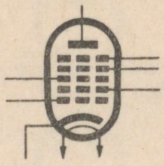
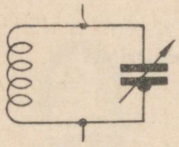
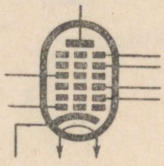
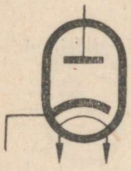
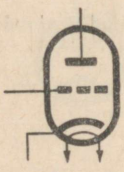
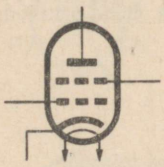
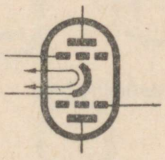
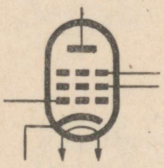
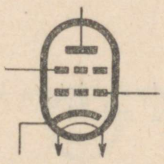
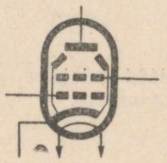
A — amper (mA — milliamper, μA — mikroamper), anood
ANT — antenn
ARR — automaatne sagedusriba laiuse reguleerseadis
ASV — avarsagedusvõimendaja
ATH — automaatne täpsushäälestusseadis
AVR — automaatne võimenduse reguleerseadis
B — Bell
cm — sentimeeter
D — diood
dB — detsibell
DEM — demodulaator
DET — detektor
EL — elektronlamp
EMJ — elektromotoorne jõud
F — farad (μF — mikrofarad, pF — pikofarad), filter
G — võre
G_v — varivõre
H — henri (mH — millihenri, μH — mikrohenri)
HP — helipea
HPS — hammaspingeseadis
Hz — herts (kHz — kiloherts, MHz — megaherts)
HVS — hammasvooluseadis
K — kineskoop, katood, lüliti
kHz — kiloherts
km — kilomeeter
kV — kilovolt
kΩ — kilo-oom
KSG — kõrgsagedusgeneraator
KSV — kõrgsagedusvõimendaja
LV — lampvoltmeeter
M — mikrofon
mA — milliamper
mH — millihenri
MHz — megaherts
MOD — modulaator
mm — millimeeter
msek — millisekund
MSV — madalsagedusvõimendaja
mV — millivolt
Np — Neper
OND — ondulaator
OS — ostsillaator
P — piiraja
pF — pikofarad
PG — pulsspinge-generaator
PJ — pingejagaja
RS — raadiosaatja
RV — raadiovastuvõtja
S — suunaja
SDET — sagedusdetektor
SEG — segusti
sek — sekund (msek — millisekund, μsek — mikrosekund)
SEL — selektor
SM — sagedusmuundaja
T — transformaator
TEL — telefon
TG — toongeneraator
TV — telegraafivõti
ÜKSG — ülikõrgsagedusgeneraator
ÜKSV — ülikõrgsagedusvõimendaja
V — volt (kV — kilovolt, mV — millivolt, μV — mikrovolt)
VH — valjuhääldaja
VM — väljandimõõtja
VSV — vahesagedusvõimendaja
W — vatt (kW — kilovatt, mW — millivatt, μW — mikrovatt)
μA — mikroamper
μH — mikrohenri
μF — mikrofarad
μsek — mikrosekund
μW — mikrovatt
Ω — oom (kΩ — kilo-oom, MΩ — megaoom)

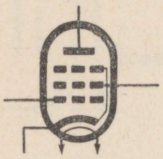
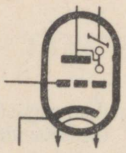
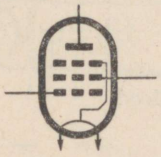
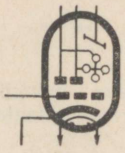
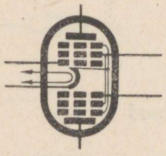
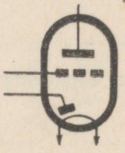
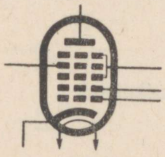
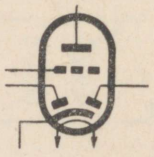
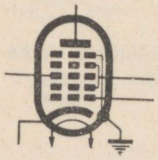
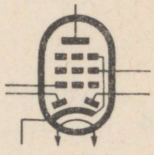
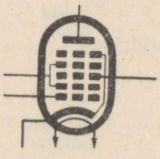
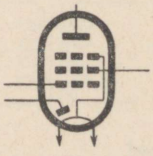
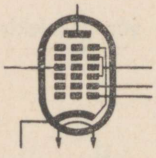
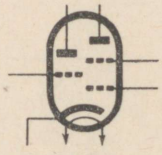
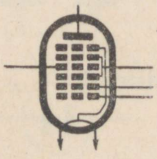
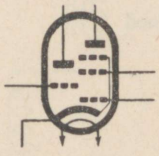
64 — 7. Joonistel kasutatavad leppemärgid.

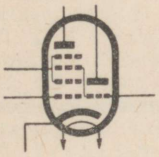
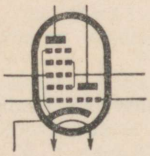
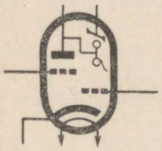
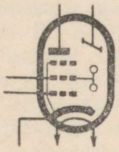
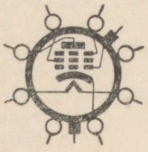
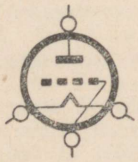
Nr.	Leppemärk	Seletus	Nr.	Leppemärk	Seletus
1.		antenn	17.		mikrofon
			18.		peatelefon
2.		reflektoriga antenn	19.		detektor või suunaja
3.		raamantenn	20.		alaldaja
4.		rombantenn	21.		valjuhääldaja (üldtähis)
5.		maa- või šassiiühendus			
6.		maaga või šassiiga ühendatud varje	22.		permanentdünaamiline valjuhääldaja
7.		varjestatud juhe, varje ühendatud šassiiga	23.		elektrodünaamiline valjuhääldaja
8.		juhtmete ühendused	24.		helipea
9.		juhtmete ristamine elektrilise ühenduseta	25.		kvartskristall
10.		klemm			
11.		akumulaator või kuivelement	26.		piesoelektriline kristall
12.		alalisvoolu elektrimasin	27.		lüliti
13.		vahelduvvoolu generaator	28.		astelüliti
14.		relee	29.		lainelüliti
15.		alalisvoolu tähis	30.		ümberlüliti
16.		vahelduvvoolu tähis	31.		pööratav lüliti

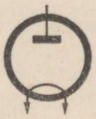
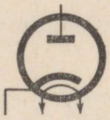
Nr.	Leppemärk	Seletus
32.		konnektorlüliti
33.		telegraafivõti
34.		elektronkiiretoru
35.		sädevahe
36.		liigvoolu kaitse
37.		elektrilamp
38.		takisti
39.		muudetav takisti
40.		pingejagaja
41.		potentsiomeeter
42.		kondensaator
43.		pöördkondensaator
44.		diferentsiaalkondensaator
45.		trimmerkondensaator
46.		kaksik-pöördkondensaator
47.		elektrolüütkondensaator

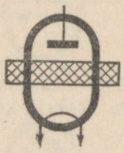
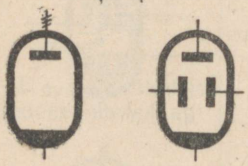
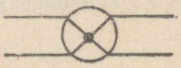
Nr.	Leppemärk	Seletus
48.		pool
49.		variomeeter
50.		väljavõtetega pool
51.		muudetava induktiivsusega pool
52.		õhksüdamikuga transformaator
53.		muudetava sidestusega transformaator
54.		terassüdamikuga paispool
55.		väljavõtetega paispool
56.		terassüdamikuga transformaator
57.		kahe sekundaarmähisega transformaator
58.		kõrgsagedusteras-südamikuga paispool

Nr.	Leppemärk	Seletus	Nr.	Leppemärk	Seletus
59.		kõrgsagedusteras-südamikuga transformaator	66.		heksood
60.		muudetava induktiivsusega transformaator	67.		heptood
61.		rööbitine võnkering	68.		oktood
62.		diood	69.		kaksikdiood
63.		triood	70.		kaksikdiood kahe katoodiga
64.		tetrood	71.		kaksiktriood
65.		pentood	72.		kahe võrega elektronlamp
			73.		jugatetrood

Nr.	Leppemärk	Seletus	Nr.	Leppemärk	Seletus
74.		kaudselt köetava katoodiga pentood	82.		elektron-indikaator (optiline indikaator)
75.		otseselt köetava katoodiga pentood	83.		kombineeritud elektron-indikaator
76.		kaksikpentood	84.		diood-triood
77.		sagedusmuundus-heptood (pentagrid)	85.		kaksikdiood-triood
78.		sagedusmuundus-heptood	86.		kaksikdiood-pentood
79.		segustusheptood	87.		otseselt köetava katoodiga diood-pentood
80.		kaudselt köetava katoodiga oktood	88.		triood-tetrood
81.		otseselt köetava katoodiga oktood	89.		triood-pentood

Nr.	Leppemärk	Seletus
90.		triood-heksood
91.		triood-heptood
92.		triood-elektronindikaator
93.		pentood-elektronindikaator
94.		tetrood 5 pistikulise sokliga
95.		pentood oktaalsokliga
96.		triood 4 pistikulise sokliga
97.		tõru-triood

Nr.	Leppemärk	Seletus
98.		otseselt köetava katoodiga kenotron
99.		kaudselt köetava katoodiga kenotron
100.		otseselt köetava katoodiga kaksik-kenotron
101.		kaudselt köetava katoodiga kaksik-kenotron
102.		kahe katoodiga kaksik-kenotron
103.		termister, (raud-vesinik-takisti, uraandioksüüd-takisti)
104.		huumtoru, huumlamp
105.		fotorakk
106.		gaas-fotorakk
107.		gasotron

Nr.	Leppemärk	Seletus	Nr.	Leppemärk	Seletus
108.		tiratron	112.		huumstabilisaatortoru
109.		gaaslahendustoru			
110.		magnetron	113.		alalisvoolu seadis
			114.		vahelduvvoolu seadis
111.		elavhõbe-aur suunaja	115.		termoelement

64 — 8. Kasutatud ja soovitatava kirjanduse nimestik.

1. Справочник по радиотехнике, под общей редакцией Б. А. Смиренина. Госэнергоиздат, 1950 г.
2. Г. Г. Гинкин — Справочник по радиотехнике. Госэнергоиздат, 1948 г.
3. И. Ю. Темпер, В. Е. Ошеров — Справочник радиолюбителя. Государственное Издательство Технической литературы, 1949 г.
4. A. Isotamm — Raadioamatööri käsiraamat. Eesti Riiklik Kirjastus, 1950. a.
5. Г. Дж. Рейх — Теория и применение электронных приборов. Госэнергоиздат, 1948 г.
6. Брюхе и Рекнагель — Электронные приборы. Госэнергоиздат, 1949 г.
7. A. Põdrus — Elektrovaakumseadised. RK „Pedagoogiline Kirjandus", 1949. a.
8. Б. Б. Гурфинкель — Приемно-усилительные электронные лампы. Госэнергоиздат, 1949 г.
9. Д. Брейнерд, Г. Кёлер, Г. Райх, Л. Фудруф — Техника ультравысоких частот. Госэнергоиздат, 1948 г.
10. А. И. Бройде — Радиотехнические устройства. Госэнергоиздат, 1949 г.
11. Г. В. Войшвилло — Общий курс радиотехники. Военное издательство, 1950 г.
12. Н. М. Изюмов — Курс радиотехники. Военное издательство, 1950 г.
13. Г. В. Войшвилло — Усилители низкой частоты. Связьиздат, 1939 г.
14. С. Н. Кризе — Усилители низкой частоты. Связьиздат, 1948 г.
15. Методы экспериментальной электроники — Составлено по материалам книги: R. Müller, R. J. Garman, M. E. Dros — Experimental Electronics. Издательство иностранной литературы, 1949 г.
16. И. Шинтльмейстер — Электронная лампа как прибор для физических измерений. Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1949 г.
17. В. В. Фурдуев — Электроакустика, Гостехиздат, 1949 г.
18. А. Качерович — Акустика киностудий и кинотеатров. Госкиноиздат, 1949 г.
19. Физические основы электротехники — под общей редакцией проф. доктора технических наук К. М. Поливанова. Госэнергоиздат, 1950 г.
20. И. В. Шор — Звуковая кинопередвижка. Госкиноиздат, 1949 г.
21. Б. П. Асеев — Основы радиотехники. Связьиздат, 1947 г.
22. С. М. Герасимов — Как читать радиосхемы. Госэнергоиздат, 1948 г.
23. Ajakiri „Радио", aastakäigud 1948, 1949, 1950, 1951 ja 1952.
24. М. В. Амалицкий, Ш. И. Гиршгорн, М. Н. Калантаров, К. А. Щуцкой — Радиосвязь. Государственное издательство по вопросам связи и радио, 1949 г.
25. Элементы и детали любительских радиоприемников (справочная книга), под общей редакцией В. В. Енютина. Госэнергоиздат, 1950 г.
26. В. Н. Логинов — Справочник по радиодеталям. Госэнергоиздат, 1949 г.
27. В. А. Михайлов — Расчет трансформаторов и дросселей. Госэнергоиздат, 1949 г.
28. Д. А. Конашинский — Электрические фильтры. Госэнергоиздат, 1949 г.
29. Л. В. Кубаркин — Мастерская радиолюбителя. Издательство «Советское радио», 1948 г.
30. А. А. Бенедиктов, А. С. Матвеенко — Передвижные усилительные устройства КПУ-156 и КПУ-46. Госкиноиздат, 1949 г.
31. A. D. Fortušenko — 50 aastat raadiot. RK „Teaduslik Kirjandus", 1946. a.
32. Р. М. Малинин — Усилители низкой частоты, часть I. Связьиздат, 1949 г.
33. М. В. Амалицкий — Основы радиотехники, часть I. Связьиздат, 1949 г.
34. М. В. Амалицкий — Основы радиотехники, часть II. Связьиздат, 1948 г.
35. V. A. Mihelson — Füüsika I. RK „Teaduslik Kirjandus", 1948. a.
36. Г. А. Ремез — Радиоизмерения. Связьиздат, 1948 г.
37. И. П. Жеребцов — Радиотехника для радиолюбителей. Связьиздат, 1949 г.
38. Л. Б. Слепян — Основы теории и расчета радиоприемников. Оборонгиз — 1939 г.
39. В. И. Сифоров — Радиоприемные устройства. Связьиздат — 1947 г.
40. А. А. Колосов — Резонансные системы и резонансные усилители. Связьиздат — 1949 г.
41. Н. Н. Крылов — Электрические процессы в нелинейных элементах радиоприемников. Связьиздат — 1949 г.
42. Н. М. Изюмов — Импульсные системы многоканальной радиосвязи. Военное издательство — 1947 г.
43. Е. А. Левитин, Ш. И. Гиршгорн, В. Н. Кракау, В. П. Певцов — Радиовещательные приемники. — КОИЗ — 1949 г.
44. Н. К. Игнатьев — Телевидение. Связьиздат — 1951 г.
45. А. Ф. Харвей — Высокочастотные электронные лампы — И*Л — 1948 г.
46. Г. З. Айзенберг — Антенны для магистральных радиосвязей. Связьиздат — 1947 г.
47. А. А. Пистолькорс — Антенны. — Связьиздат — 1947 г.
48. А. Я. Клопов и Е. И. Рассадников — Основы телевизионной техники — ГЭИ — 1951.
49. И. С. Гоноровский — Частотная модуляция и её применения. Связьиздат — 1948 г.
50. Д. Д. Сачков — Конструирование радио аппаратуры. ГЭИ — 1951 г.
51. Ajakiri „Радиотехника", aastakäigud 1947. a. kuni 1951. a.
52. Техника радиолокации. Часть I и II. Военное издательство. — 1949 г.
53. Е. А. Левитин — Параметры радиоприемников. ГЭИ — 1949 г.
54. Е. А. Левитин — Налаживание радиоприемников. ГЭИ — 1949 г.

55. Г. Г. Морозов и С. А. Гантман — Химические источники тока для питания средств связи. — Военное издательство 1949 г.
56. Инженерно-технический справочник по электросвязи VI, Электропитание. Связьиздат — 1948 г.
57. В. Шиллинг — Схемы выпрямителей, инвертеров и преобразователей частоты — ГЭИ — 1950 г.
1950 г.
58. Справочник по электропитанию установок связи — Военное издательство 1947 г.
59. И. Я. Чудновский — Усилительные и выпрямительные устройства. Госкиноиздат — 1949 г.
60. Элементы радиотехники под редакцией А. М. Бройде — ГЭИ — 1950 г.
61. Проф. Б. С. Комаров — Электропитание предприятий проводной связи. Связьиздат — 1949 г.
62. Техника высоких напряжений — под общей редакцией Л. И. Сиротинского — ГЭИ — 1951 г.
63. А. А. Фельдбаум — Введение в теорию нелитейных цепей — ГЭИ 1948.

64 — 9. Tabelite nimestik.

Tabel 2 — 1. Heli levimiskiirused mõnedes keskkondades.

Tabel 2 — 2. Mõnede muusikariistade helide ja inimhäälte ning mürade põhitooni sageduste ning nende tämbrit mõjutavate harmooniliste sagedusalad.

Tabel 2 — 3. Orienteerivad andmed suhteliste helitugevuste kohta.

Tabel 2 — 4. Ainete ja objektide neeldumistegureid.

Tabel 2 — 5. Mõnede mikrofonide iseloomustussuurused.

Tabel 2 — 6. Mõnede dünaamiliste valjuhäälduajate iseloomustussuurusi.

Tabel 9 — 1. Takistussidestusega pingevõimendajates enamkasutatavate elektronlampide rakendamiseks vajalike lülituselementide väärtused.

Tabel 13 — 1. Elektronlampide 6Ф5 ja 6C5 parameetrid sõltuvalt anoodkoormustakistustest.

Tabel 15 — 1. Väljandtransformaatorite kasutegurid sõltuvalt võimendaja väljandvõimsusest.

Tabel 15 — 2. Kasutatavamate pentoodide ja jugatetroodide U_{a0maks}, P_{amaks} ja i_{amaks} arvväärtused.

Tabel 18 — 1. Tüürastmetes enamkasutatavamate trioodide U_{a0maks}, R_i, P_{a0maks} ja U^2_{a0maks}/R_i arvväärtused.

Tabel 23 — 1. Magnetofoni helilindile salvestatud helilainepikkused sõltuvalt sagedusest ja helilindi kiirusest.

Tabel 24 — 1. Transformaatori teraskehade tüübid sõltuvalt ajakonstandist τ_1

Tabel 24 — 2. Orienteerivad andmed presspapist mähiste aluste paksuse kohta, sõltuvalt mähiste tööpingetest.

Tabel 27 — 1. Raadiotehnikas rakendatavad sagedusalad ja laineastmikud.

Tabel 27 — 2. Vastuvõetava raadiosaatja elektrivälja ja raadiohäirete elektrivälja tugevuste suhted sõltuvalt vastuvõtu liigist.

Tabel 28 — 1. Raadiovastuvõtjate keskmised tundlikkused.

Tabel 33 — 1. Mõnede elektronlampide $\varkappa$ arvväärtused.

Tabel 40 — 1. ГОСТ 5651-51 normid ringhäälingu vastuvõtjate klasside ja põhi iseloomustussuuruste kohta.

Tabel 47 — 1. Teguri F arvväärtused sõltuvalt suhtest D/b.

Tabel 47 — 2. Teguri B_s arvväärtused sõltuvalt suhtest b/c.

Tabel 47 — 3. Tegurite F ja G arvväärtused sõltuvalt teguri z arvväärtusest.

Tabel 47 — 4. Teguri k arvväärtus väikese kihtide arvuga poolides.

Tabel 47 — 5. Teguri k arvväärtus mitmekihilistes poolides.

Tabel 50 — 1. Raadiovastuvõtjate selektiivsuse mõõtmise tulemuste tabeli näide.

Tabel 52 — 1. Primaarelementide tüüpide tähistusviisid.

Tabel 52 — 2. Primaarelementide konstruktiivsed iseloomustussuurused.

Tabel 52 — 3. Primaarelementide elektrilised iseloomustussuurused.

Tabel 52 — 4. Kasutatavamate primaarelementide paremused ja puudused.

Tabel 53 — 1. Mõnede statsionaarsete hapeakumulaatorite C ja CK iseloomustussuurused.

Tabel 53 — 2. Akumulaatorite PH mõõted ja kaalud.

Tabel 53 — 3. Akumulaatorite PH elektrilised iseloomustussuurused.

Tabel 53 — 4. Anoodakumulaatorite mõõted ja kaalud.

Tabel 53 — 5. Anoodakumulaatorite elektrilised iseloomustussuurused.

Tabel 53 — 6. Starterakumulaatorite iseloomustussuurused.

Tabel 53 — 7. Starterakumulaatorite laadimisvoolud.

Tabel 53 — 8. Hapeakumulaatori elektrolüüdi erikaalud sõltuvalt akumulaatori tüübist.

Tabel 53 — 9. Väävelhappe vesilahuse saamiseks vajalik väävelhappe hulk ühe liitri destilleeritud vee kohta.

Tabel 53 — 10. Leelisakumulaatorite iseloomustussuurused.

Tabel 53 — 11. Leelisakumulaatori elektrolüüdi koostisosade suurused vastavalt erikaalule.

Tabel 53 — 12. Leelisakumulaatorite rikkeid ja nende kõrvaldamine.

Tabel 53 — 13. Hapevastuelementide koormusvoolud.

Tabel 53 — 14. Leelisvastuelementide iseloomustussuurused.

Tabel 54 — 1. Enamrakendatavate kenotronide iseloomustussuurused.

Tabel 54 — 2. Tungarite ja gasotronide konstruktiivsed iseloomustussuurused.

Tabel 54 — 3. Tungarite ja gasotronide elektrilised iseloomustussuurused.

Tabel 54 — 4. Tiratronide konstruktiivsed iseloomustussuurused.

Tabel 54 — 5. Tiratronide elektrilised iseloomustussuurused.

Tabel 54 — 6. Tiratronide rakenduslikud iseloomustussuurused.

Tabel 54 — 7. Klaaskestaga elavhõbesuunajate konstruktiivsed iseloomustussuurused.

Tabel 54 — 8. Klaaskestaga elavhõbesuunajate elektrilised iseloomustussuurused.

Tabel 55 — 1. Pulseerimistegurite arvväärtused sõltuvalt alaldaja toitevoolu ühe perioodi kestel arenevate pingepulsside arvust.

Tabel 56 — 1. Alaldajate kasutusalad.

Tabel 56 — 2. Alaldajate elektriliste iseloomustussuuruste suhted.

Tabel 56 — 3. Alaldaja transformaatori sekundaarmähise faasi sisetakistus sõltuvalt alaldaja väljandvõimsusest.

Tabel 57 — 1. Paispoolsisendiga koormusega alaldajate elektrilised iseloomustussuurused.

Tabel 58 — 1. Orienteerivad andmed lubatavate pulseerimistegurite kohta %-des.

Tabel 58 — 2. Mähistraatide andmed.

Tabel 60 — 1. Pingestabilisaatorites kasutatavate huumlampide elektrilisi andmeid.

Tabel 60 — 2. Ferroresonants-pingestabilisaatorite säästtransformaatorite konstruktiivsed andmed.

Tabel 60 — 3. Ferroresonants-pingestabilisaatorite paispoolide konstruktiivsed andmed.

Tabel 60 — 4. Raud-vesiniktakistite elektrilisi andmeid.

Tabel 61 — 1. Filtrites arenevad pingelangud sõltuvalt alaldaja väljandvõimsusest.

Tabel 61 — 2. Transformaatori lühispinge ja lühisnihkenurk sõltuvalt transformaatori keskmisest näivvõimsusest.

Tabel 61 — 3. Mähistraatide keerdude arv 1 cm^2 kohta.

Tabel 62 — 1. Raadiogeneraatorite iseloomustussuurused.

Tabel 62 — 2. Pöörlevmuundajate elektrilised iseloomustussuurused.

Tabel 64 — 1. Absoluutse praktilise ratsionaalse MKSA mõõdusüsteemi dimensioonid ja ühikud ning üleminekutegurid endistesse mõõdusüsteemidesse.

64 — 10. Tähestikuline sisunäitaja.

Abahajev, M. G. 494, 515
AB-klassi võimendaja 22, 118
aglomeraat 495, 500
ahelsidestus 233
ainusignaalne vastuvõtt 397
ajakonstant 66
A-klassi vastastaktvõimendaja 115
A-klassi võimendaja 22
A-klassi võimsusvõimendaja 97
Akimov, G. V. 494
akumulaator 503
akumulaatori päevik 513
alaldaja 544
alalispingevõimendaja 94
algklemmipinge 496
amplituudmoduleerimine 211
amplituudmoonutused ehk mittelineaarmoonutused 29
anooddetektor 301
anoodilähedane pingelang 529
anoodkadu 41
anoodkoormustakistus 41
„АРЗ-52" 382
Appel, I. 323
Automaatne häälestusseadis 342
automaatne ribalaiuse reguleerseadis 357
automaatne täpsushäälestusseadis 344
automaatne võimenduse reguleerseadis 350
automaatne võre-eelpinge 39
autotransformaatoriga pingeregulaator 585
avarsagedusvõimendaja 24, 144

baar 9
„Балтика" 386
„Беларусь" 390
bell 11
Berg, A. I. 8, 204
Bezladnov, N. L. 8
B-klassi võimendaja 23
Blavdzevitš, G. N. 494
Bogoljubov, N. N. 204
Bontš-Brujevitš, M. A. 6, 202, 493
Borusevitš 202
Braude, G. V. 204, 410
Bunimovitš, V. I. 205

C-klassi võimendaja 23

depolarisaator 495
detekteerimine 287
detektorvastuvõtja 361
detsibell 11
dinood 442
diooddetektor 291
dünaamiline tunnusjoon 41
dünaamiline võimsusala 31

eelpinge 38
elavhõbesuunaja 534
elektriline ja mehaaniline tugevus 193
elektrolüüdi erikaal 512, 520
elektrolüüt 512
elektrolüütkondensaator 594
elektromagnetilised lained 5, 201, 206
„Электросигнал-3" 382
Elterman, I. M. 494, 515

endaergutus 138
endamüratase 32
eraldusfilter 148

faasimoonutus 30
faasipööraja, faasi-inverter, faasinihutaja 128
faasmoduleerimine 213
Faraday, M. 5
foon 12
fotorakk 35
Frumkin, A. N. 494

gasotron 528
galettelement 500
Geništa, E. M. 203
germaaniumkristall 363
Geršun, A. L. 494
Gints 204
Gorelik, G. S. 204, 217

hammaspingeseadis 413
hammasvooluseadis 416
hapeakumulaator 504
harmoonilised sagedused 30
helidünaamika 13
helikõrgus 10
helinihe 9
helisagedus 9
helitugevus 9
helitugevus, suhteline 11
helivälja võnkumiskiirus 9
Hertz, H. 5
häälestusindikaator 348
hüvetegur 222

ikonoskoop 411
induktiivne antennisidestus 247
induktiivse tagasisidestusega ostsillaator 314
induktiivsuse arvutamine 176
induktiivsussidestusega võimendaja 73
„ИРПА" 378, 460
iseloomustussuurused 25
isetühjenemine 496, 503
„Искра-50" 378
Izjumov, N. M. 205

Jablotškov, P. N. 494
jahutussarved 534
Jakobi, B. S. 494
jaotuspooliga alaldaja 556
järellaadimine 511
järjestikune võnkering 222

kaadmiumnikkel-akumulaator 515
kahekordse sagedusmuundusega supervastuvõtja 372
kahjulik sidestus 149
kandevsagedus 205
kasutegur 32, 495, 503
Katajev, S. I. 7, 410
katooddetektor 304
katoodilähedane pingelang 529
kesksagedus 271
ketasmähis 176
kineskoop 412
kolmefaasine-alaldaja 551
Kosobrjuhov, B. A. 494

Kostenko, M. P. 494
Kotelnikov, V. A. 204
Kreitser, V. L. 203
Krize, S. N. 8
kriitiline sidestus 228
kristadüün 362
kristalldetektor 305
kristallfilter 396
Kristjakov 494
Krivolutski, N. S. 494
Krõlov, N. M. 204
kuivelement 499
kujutise täppimine 410
Kulešov, A. K. 378
Kuksenko, P. I. 202
Krutšinin, P. I. 384
kuuldeheli 9
kvadraatne detekteerimine 287
käivitusastmik 532
kõrgsagedustransformaator 227
kõrgsagedusvõimendaja 255
kõrvalsagedus 211

laadimine 510
laineimpedants ehk lainetakistus 222
lainepikkus 207
„Латвия" 391
Lebedev, V. M. 202
Lebedinski, V. K. 6
leelisakumulaator 515
Lenin, V. I. 6, 202
Lents, E. H. 494
lineaarne detekteerimine 287
Ljamin, P. N. 494
Ljapuntsov, T. G. 494
lõikenurk 292
lõppklemmipinge 496
Lõkov, S. V. 384
Lõzlov, B. S. 494
lülitusmahtuvus 51

madalsagedustransformaator 77
madalsagedusvõimendaja 24
magnetiline läbitavus 176
mahtuvuslik antennisidestus 242
mahtuvussidestusega ostsillaator 316
mahutavus 503
Mandelštam, L. I. 7, 204
manteltüüpi transformaator 175
Marconi, G. 201
Markov, S. S. 494
Maxwell, J. Cl. 5
Mehaaniline häälestusseadis 341
Mehaaniline ribalaiuse reguleerseadis 355
Mehaaniline võimenduse reguleerseadis 348
Mejerovitš 279
Melnikov, V. S. 203
Mints, A. L. 7, 202
Mitkevitš, B. F. 494
moduleerimistegur 211
Momot, E. G. 204
muundustõus 312
mürapiiraja 359, 397

neeldumistegur 13
negatiivne tagasisidestus 135
negatiivne takistus 316
Neiman, M. S. 205
Neiman, L. P. 494

neper 27
nimimahutavus 496
„Нева" 388
nulltase, helitugevuse, helivaljuse 12

ondulaator 395
optimaalne õhupilu 177
ostsillaator 314
otsevastuvõtja 361

Papaleksi, N. D. 7, 202, 494
parasiitsidestus 149
patareipäevik 513
permalloi 177
permeaablus 177
piiraja 399
pingekordistaja 555
pingeresonants 223
pingestabilisaator 586
pingevõimendaja 24
Pistolkors, A. A. 205
plasma pingelang 529
plokkivgeneraator 414
poolide arvutamine 466
pooltsükli-alaldaja 549
Popov, A. S. 5, 201
Popov, I. S. 494
positiivne tagasisidestus 135
primaarelemendid 495
puisteinduktiivsus 78
pulseerimistegur 572
pulss-amplituudmoduleerimine 433
pulss-faasmoduleerimine 434
pulss-laiusmoduleerimine 434
pulssraadioside 433
Puškarjov 499

raudnikkel-akumulaator 515
refleksvastuvõtjad 367
resonantssagedus 222
reverberatsiooni aeg 13
ribafilter 240
„Рига Б-912" 373
„Рига-6" 388
„Рига Т-755" 386
ristmoduleerimine 275
Rizkin, A. A. 8
roomsoolad 498
„Родина-47" 381
Rozentsveig, S. A. 494, 515
Rozing, B. A. 410
Rožanski, D. A. 6
ruumiakustika 13
Rõbkin, P. N. 5, 201
rööbitine võnkering 225
rööptoide 259

sagedusala 206
sagedusastmik 207
sagedusdetektor 400
sagedusmoduleerimine 214
sagedusmoonutused ehk lineaarmoonutused 29
sagedusmuundaja 307
segavmüradeta ruum 15
segusti 309
selektiivsus 244
sidestatud võnkeringid 226
sidestustegur 228
sidestustransformaator 77, 227

Siforov, V. S. 204, 255, 263, 280, 288
sildalaldaja 553
silinderpooli induktiivsus 466
silumistegur 573
sisendimpedants 51
sisendmahtuvus 51
sisendpingeallikad 16
sisendtakistus 51
sisendtransformaator 88
sisetakistus 53, 496, 503
Slepjan, L. B. 203, 288
Sobolev, V. M. 384
Spiridonov, P. M. 494
staatiline tunnusjoon 42
Stalin, J. V. 7, 202
starterakumulaator 505
suhteline magnetiline läbitavus 177
sulfateerumine 514
supertagasisidestus 338
supervastuvõtja 218
superregeneratiiv-vastuvõtja 217, 363
supervastuvõtja koosjooksu häälestamine 476
suunakarakteristik 18
säilimise kestus 496
südamiktüüpi transformaator 175

Širman, I. D. 205
Šorin, A. F. 6
Štšukin, A. N. 204

tagasisidestus 336
takistussidestusega võimendaja 52
takistus-transformaatorsidestusega võimendaja 89
„Таллин Б-2" 379
tasakaalustatud tagasisidestus 139
tasandaja 359
Tatarinov, V. V. 6
televisiooni-vastuvõtja 410
Temerin, S. A. 494
teraskeha 178
termister 591
terviktsükli alaldaja 550
Teumin, N. N. 203
tiratron 532
transformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendaja 261
transformaatori ülekandesuhe 78
transformaatorsidestusega võimendaja 77
transitron ostsillaator 316
Tsõkin, G. S. 8
tundlikkus 28
tunnetuslävi, kõrva 10
tunnusjooned 40
tunnusjoontesari 40
tämber 156
tõkkepinge 526
tööpunkt 40
töötamise stabiilsus 31

ultraheli 9
ultrakõrgsagedus ehk ülikõrgsagedus 207

vahesagedus 218
vahesagedusvõimendaja 269
valulävi, kõrva 11
varivõrepinge 38
varjestamine 472
vaseskadu 579
vastastaktvõimendaja 111
vastusidestus 135
Voišvillo, G. V. 8
Vologdin, V. P. 6, 493
Volženski, A. V. 494
vooluresonants 225
„VV-662" 386
väljandvõimsus 15, 495
võimendus 26
võimsusahendaja 152
võimsusavardaja 152
võimsusvõimendaja 24
võnkering 222
võredetektor 302
võre-eelpinge 39
võrekondensaator 53
võrepinge 53
võrevool 131

õhupilu, optimaalne 177
õõnesliin 437
õõsresonaator 437

ühik 460, 463
ühisinduktiivsus 468
ülekandesuhe 78
ülelaadimine 511
ülerealine täppimine 410
ülikõrgsagedusvõimendajad 281

Zeljah, E. V. 204

SISUKORD.

Eessõna 3

ESIMENE OSA.

MADALSAGEDUSVÕIMENDAJAD.

1. peatükk.

Sissejuhatus.

1 — 1. Raadiotehnika arengu ajaloost . . . 5
1 — 2. Madalsagedusvõimendajate rakendusalasid ja nende arengu lühiülevaade 7

2. peatükk.

Akustika ja elektroakustika.

2 — 1. Akustilised võnkumised ja nende liigitus 8
2 — 2. Heliväli ja seda iseloomustavad suurused 9
2 — 3. Heli tajumist iseloomustavad akustilised suurused 10
2 — 4. Ruumiakustika 13
2 — 5. Heli võimendamine ja ülekandmine . 14
2 — 6. Mikrofonid 16
2 — 7. Valjuhääldajad 17

3. peatükk.

Võimendajate töötamise põhimõtte kirjeldus ja liigitus.

3 — 1. Võimendajate töötamise põhimõtte kirjeldus 21
3 — 2. Võimendajate liigitus 22

4. peatükk.

Madalsagedusvõimendajate iseloomustussuurused.

4 — 1. Madalsagedusvõimendajate iseloomustussuuruste liigid 25
4 — 2. Pinge-, voolu- ja võimsusvõimendus . 25
4 — 3. Väljandpinge ja -võimsus 28
4 — 4. Tundlikkus 28
4 — 5. Sagedusalad 28
4 — 6. Lineaarmoonutused 29
4 — 7. Mittelineaarmoonutused 29
4 — 8. Faasimoonutused 30
4 — 9. Dünaamiline võimsusala 31
4 — 10. Töötamise stabiilsus 31
4 — 11. Endamüra tase 32
4 — 12. Kasutegur 32
4 — 13. Konstruktiivseid kaalutlusi ja nõudmisi 32

5. peatükk.

Madalsagedusvõimendajate sisend-, väljand- ja toitevooluringid.

5 — 1. Madalsagedusvõimendajate sisendringid 33
5 — 2. Madalsagedusvõimendajate väljandvooluringid 35
5 — 3. Madalsagedusvõimendaja toitevooluringid 36
5 — 4. Madalsagedusvõimendaja elektronlampide eelpingestamine 38

6. peatükk.

Elektronlampide tunnusjooni ja töörežiime.

6 — 1. Elektronlampide staatilised tunnusjooned 40
6 — 2. Tegevkoormusega elektronlampide dünaamilised tunnusjooned 41
6 — 3. Komplekskoormusega elektronlampide dünaamilised tunnusjooned 43
6 — 4. Elektronlampide tööliigid 45

7. peatükk.

Võimendajate ekvivalentskeemid.

7 — 1. Elektronlambi asendamine ekvivalentse pingegeneraatoriga 46
7 — 2. Elektronlambi asendamine ekvivalentse voolugeneraatoriga 48
7 — 3. Võimendusastme üldkujulise ekvivalentskeemi analüüs 48
7 — 4. Ekvivalentgeneraatori teoreem . . . 49

8. peatükk.

Võimendajate sisendjuhtivused ja väljandimpedantsid.

8 — 1. Elektronlampide dünaamilised sisendjuhtivused 50
8 — 2. Elektronlampide väljandimpedantsid 52

9. peatükk.

Takistussidestusega pingevõimendajad.

9 — 1. Takistussidestusega pingevõimendajate kirjeldus 52
9 — 2. Takistussidestusega pingevõimendajate iseloomustussuuruste sõltuvus nende koostiselementidest 57
9 — 3. Takistussidestusega pingevõimendajate arvutamise juhised 58
9 — 4. Varivõre-vooluringi impedantsi toime astme võimendusele 61
9 — 5. Katood-vooluringi impedantsi toime astme võimendusele 62
9 — 6. Takistussidestusega pingevõimendajate arvutamise erinevusi ristkülikukujuliste pingepulsside võimendamisel 66

10. peatükk.

Katoodväljandiga võimendajad.

10 — 1. Katoodväljandiga võimendajate kirjeldus 68
10 — 2. Katoodväljandiga võimendajate pingevõimendus 69
10 — 3. Katoodväljandiga võimendusastmete sisendmahtuvused 70
10 — 4. Katoodväljandiga võimendusastmete väljandtakistused 70
10 — 5. Katoodväljandiga võimendajate skeemid ja nende kasutamise võimalusi . 71
10 — 6. Katoodväljandiga võimendajate arvutamise juhiseid 72

11. peatükk.

Induktiivsussidestusega pingevõimendajad.

11 — 1. Induktiivsussidestusega pingevõimendajate kirjeldus 73
11 — 2. Induktiivsussidestusega pingevõimendajate arvutamise juhiseid 76

12. peatükk.

Transformaatorsidestusega pingevõimendajad.

12 — 1. Transformaatorsidestusega pingevõimendajate kirjeldus 77
12 — 2. Transformaatorsidestusega pingevõimendajate ekvivalentskeemid ja astme võimenduse arvutuse juhised . . . 78
12 — 3. Transformaatorsidestusega pingevõimendajate arvutamise juhiseid . . 82
12 — 4. Transformaatorsidestusega võimendusastmes arenevate võimenduste ning lineaar- ja faasimoonutuste määramine graafiliselt 85
12 — 5. Sisendtransformaatorite arvutamise erinevusi 88

13. peatükk.

Takistus-transformaatorsidestusega pingevõimendajad.

13 — 1. Takistus-transformaatorsidestusega pingevõimendajate kirjeldus 89
13 — 2. Takistus-transformaatorsidestusega pingevõimendusastme arvutamise juhiseid 91

14. peatükk.

Otsesidestusega võimendajad.

14 — 1. Otsesidestusega võimendajate kirjeldus 94
14 — 2. Otsesidestusega võimendajate töötamise stabiilsuse suurendamise võimalusi 96

15. peatükk.

A-klassi võimsusvõimendajad.

15 — 1. A-klassi võimsusvõimendajate kirjeldus 97
15 — 2. A-klassi võimsusvõimendajates rakendatavate elektronlampide dünaamilised tunnusjooned ja koormussirged 99
15 — 3. Aktiivse koormusega A-klassi võimendaja väljandvõimsuse, -pingeamplituudi, -vooluamplituudi, kasuteguri ja koormustakistuse arvutamine 101
15 — 4. A-klassi võimendajates arenevate mittelineaarmoonutuste arvutamine . 102
15 — 5. A-klassi võimsusvõimendajate töörežiimide valik 102
15 — 6. Trioodiga A-klassi võimsusvõimendajate arvutamine 103
15 — 7. Jugatetroodiga või pentoodiga A-klassi võimsusvõimendajate arvutamine 106

16. peatükk.

Vastastakt-võimsusvõimendajate kirjeldus ja A-klassi vastastakt-võimsusvõimendajate arvutamine.

16 — 1. Vastastakt-võimsusvõimendajate kirjeldus 111
16 — 2. Vastastakt-võimendusastmete arvutamiseks kasutatavad tunnusjooned . 114
16 — 3. A-klassi vastastakt-võimsusvõimendajate arvutamine 115

17. peatükk.

AB- ja B-klassi võimendajad.

17 — 1. AB- ja B-klassi võimendajate kirjeldus 118
17 — 2. AB-klassi võimsusvõimendajate arvutamine 120
17 — 3. B-klassi võimsusvõimendajate arvutamine 124

18. peatükk.

Vastastakt-võimsusvõimendajate tüürastmed.

18 — 1. A- ja AB-klassi vastastakt-võimsusvõimendajate tüürastmed 127
18 — 2. AB_2- ja B_2-klassi võimsusvõimendajate tüürastmed 131
18 — 3. Transformaatorita tüürastmed AB_2- ja B_2-klassi võimendajatele 134

19. peatükk.

Tagasisidestusega võimendajad.

19 — 1. Tagasisidestusega võimendajate omadused ja negatiivse pingetagasisidestusega võimendajad 135
19 — 2. Negatiivse tagasisidestuse mõju mittelineaarmoonutustele, mürapingetele ja väljandpinge stabiilsusele . . 136
19 — 3. Negatiivse tagasisidestuse mõju võimendaja lineaar- ja faasimoonutustele 137
19 — 4. Tagasisidestusega võimendajate endaergutus 138
19 — 5. Voolutagasisidestusega võimendajad 138
19 — 6. Diferentsiaal-tagasisidestusega võimendajad 139
19 — 7. Praktikas kasutatavad tagasisidestusega võimendajate skeemid 139

20. peatükk.

Madalsagedusvõimendajate lineaar- ja faasimoonutuste vähendamise võimalusi.

20 — 1. Lineaarmoonutuste vähendamise põhialused 142
20 — 2. Lineaarmoonutuste vähendamine *RC* filtriga kõrgetel sagedustel 142
20 — 3. Lineaar- ja faasimoonutuste vähendamine madalatel sagedustel . . . 142
20 — 4. Moonutuste vähendamine televisiooni ja raadiolokatsiooni seadmete avarsagedusvõimendajates 144

21. peatükk.

Parasiitsidestused madalsagedusvõimendajates.

21 — 1. Parasiitsidestuste liigid 146
21 — 2. Eraldusfiltrite arvutamise juhiseid . 148
21 — 3. Parasiitsidestused katoodtakistuste kaudu 149

22. peatükk.

Madalsagedusvõimendajate reguleerseadised.

22 — 1. Võimenduse reguleerseadised . . . 149
22 — 2. Dünaamilise võimsusala reguleerseadised 152
22 — 3. Helitämbri reguleerseadised . . . 156
22 — 4. Segustid 163

23. peatükk.

Magnetofoni võimendajad.

23 — 1. Magnetofoni võimendajatele esitatavaid nõudeid 165
23 — 2. Magnetofoni võimendajate skeeme . 169

24. peatükk.

Madalsagedustransformaatorite konstruktiivarvutus ja proovimine.

24 — 1. Madalsagedustransformaatorite konstruktiivarvutuse põhialused 175
24 — 2. Alalisvooluga eelmagneetimata madalsagedustransformaatorite konstruktiivarvutus 178
24 — 3. Alalisvooluga eelmagneeditavate madalsagedustransformaatorite konstruktiivarvutus 180
24 — 4. Madalsagedustransformaatorite mähiste alused 181
24 — 5. Madalsagedustransformaatorite mähiste konstruktiivarvutus 182
24 — 6. Madalsagedustransformaatorite proovimine 183

25. peatükk.

Madalsagedusvõimendajate projekteerimine ja proovimine.

25 — 1. Madalsagedusvõimendajate projekteerimine 187
25 — 2. Mõnede tööstuslike madalsagedusvõimendajate teoreetilisi skeeme ja iseloomustussuurusi 188
25 — 3. Madalsagedusvõimendajate proovimine 193

TEINE OSA.

RAADIOVASTUVÕTJAD.

26. peatükk.

Sissejuhatus.

26 — 1. Raadiovastuvõtjate arengu lühiülevaade 201
26 — 2. Nõukogude teadlaste tööd raadiovastuvõtjate teooria alal 204
26 — 3. Raadioside erinevusi traatsidest ja raadiovastuvõtjate üldised töötamise tingimused 205

27. peatükk.

Raadiotehnikas rakendatavad sagedusalad, raadiovastuvõtuks vajalikud elektrivälja tugevused ja kandevsageduse moduleerimise viisid.

27 — 1. Raadiotehnikas rakendatavad sagedusalad 206
27 — 2. Raadiovastuvõtuks vajalikud väljatugevused 207
27 — 3. Amplituudmoduleerimine 211
27 — 4. Faasmoduleerimine 213
27 — 5. Sagedusmoduleerimine 214

28. peatükk.

Raadiovastuvõtjate lahterskeemid, liigid ja iseloomustussuurused.

28 — 1. Raadiovastuvõtjate lahterskeemid . . 216
28 — 2. Raadiovastuvõtjate liigid 219
28 — 3. Raadiovastuvõtjate iseloomustussuurused 219

29. peatükk.

Raadiovastuvõtjates kasutatavad võnkeringid ja nende põhilised iseloomustussuurused.

29 — 1. Raadiovastuvõtjates kasutatavad võnkeringid 222
29 — 2. Järjestikused võnkeringid 222
29 — 3. Rööbitised võnkeringid 225
29 — 4. Induktiivse sidestusega võnkeringide üldomadused 226
29 — 5. Häälestamata primaarvõnkeringiga kõrgsagedustransformaatorid . . . 227
29 — 6. Samale sagedusele häälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatorid 228
29 — 7. Lahkhäälestatud võnkeringidega kõrgsagedustransformaatorid 236
29 — 8. Mahtuvuslik ja autotransformaatorsidestus 237
29 — 9. Sagedusest sõltuva sidestusega ehk segasidestusega võnkeringid 237
29 — 10. Ribafiltrid 240

30. peatükk.

Raadiovastuvõtjate sisendelemendid.

30 — 1. Raadiovastuvõtjate sisendelementide üldkirjeldus ja nendele esitatavad nõuded 241
30 — 2. Vastuvõtu antennide põhilisi iseloomustussuurusi 242
30 — 3. Mahtuvusliku sidestusega sisendelemendid 242
30 — 4. Induktiivse sidestusega sisendelemendid 247
30 — 5. Ribafiltritega sisendelemendid . . . 251
30 — 6. Ülikõrgsagedusalas rakendatavad sisendelemendid 254

31. peatükk.

Resonantsvõimendajad.

31 — 1. Resonantsvõimendajatele esitatavaid nõudeid ja nende liigid 255
31 — 2. Järjestikuse toitega kõrgsagedusvõimendajad 256
31 — 3. Rööbitise toitega kõrgsagedusvõimendajad 259
31 — 4. Autotransformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendajad 260
31 — 5. Transformaatorsidestusega kõrgsagedusvõimendajad 261
31 — 6. Kõrgsagedusvõimendajate arvutamise juhiseid 263
31 — 7. Kõrg- ja vahesagedusribavõimendajad 269
31 — 8. Ribavõimendajate arvutamise juhiseid 271
31 — 9. Resonantsvõimendajates arenevad moonutused 274
31 — 10. Elektrilised mürad, signaalpinge ja mürapinge suhte tähtsus resonantsvõimendajates 276

32. peatükk.

Lairibavõimendajad.

32 — 1. Lairibavõimendajatele esitatavad nõuded ja nende üldkirjeldus . . . 276
32 — 2. Üksikvõnkeringidega lairibavõimendajad 276
32 — 3. Kaksikvõnkeringidega lairibavõimendajad 278
32 — 4. Lahkhäälestatud võimendusastmetega lairibavõimendajad 278
32 — 5. Lairibavõimendaja optimaalne võimendusastmete arv, maksimaalne võimalik võimendus ja sagedusriba laius 279
32 — 6. Lairibavõimendajate arvutamise juhiseid 280

33. peatükk.

Ülikõrgsagedusvõimendajad.

33 — 1. Võimenduslampide sisendjuhtivus ülikõrgsagedustel 281
33 — 2. Meeterlainete võimendajad 283
33 — 3. Detsimeeterlainete võimendajad . . 286

34. peatükk.

Amplituuddetektorid.

34 — 1. Detektorite üldkirjeldus ja liigid . . 287
34 — 2. Detekteerimise füüsikalisi põhialuseid; kvadraatne ja lineaarne detekteerimine 288
34 — 3. Diooddetektor, selle sisendimpedants ning selles tekkivad moonutused . . 291
34 — 4. Diooddetektorite lülitusskeemid ja arvutamise juhiseid 298

34 — 5. Anooddetektorite kirjeldus 301
34 — 6. Võredetektorite liigid ja kirjeldus . . 302
34 — 7. Katooddetektorite kirjeldus 304
34 — 8. Kristalldetektorite kirjeldus 305

35. peatükk.

Sageduse muundajad.

35 — 1. Sageduse muundamise põhialuseid . 307
35 — 2. Sagedusmuundajatele esitatavaid nõudeid 313
35 — 3. Ostsillaatorid 314
35 — 4. Ostsillaatorite ja segustite sidestusviise 317
35 — 5. Kahekordne sageduse muundamine 318
35 — 6. Sagedusmuundus- ja segustuslambid ning nende valik 318
35 — 7. Raadiovastuvõtjates kasutatavad sagedusmuundajad 320
35 — 8. Sagedusmuundajate erinevusi ülikõrgsagedustel 326
35 — 9. Diood- ja kristallsegustid 327
35 — 10. Sagedusmuundajates arenevad kõrvalnähted ja moonutused 328
35 — 11. Sagedusmuundajate arvutamise juhiseid 330

36. peatükk.

Tagasisidestus ja supertagasisidestus.

36 — 1. Tagasisidestuse kasutamine raadiovastuvõtjates 335
36 — 2. Supertagasisidestuse kasutamine raadiovastuvõtjates 338

37. peatükk.

Raadiovastuvõtjate reguleerseadised.

37 — 1. Mehaanilised häälestusseadised . . 341
37 — 2. Elektrilised ja elektromehaanilised automaatsed häälestusseadised . . 342
37 — 3. Automaatsed täpsushäälestusseadised 344
37 — 4. Häälestusindikaatorid 348
37 — 5. Mehaanilised võimenduse reguleerseadised 348
37 — 6. Automaatsed võimenduse reguleerseadised 350
37 — 7. Mehaanilised ribalaiuse reguleerseadised 355
37 — 8. Automaatsed ribalaiuse reguleerseadised 357
37 — 9. Mürapiirajad ja tasandajad 359

38. peatükk.

Otsevastuvõtjad.

38 — 1. Kristalldetektor-vastuvõtjad 361
38 — 2. Tagasisidestusega otsevastuvõtjad . 363
38 — 3. Superregeneratiiv- (supertagasisidestusega) vastuvõtjad 363
38 — 4. Refleksvastuvõtjad 367

39. peatükk.

Supervastuvõtjad (superheterodüün-vastuvõtjad).

39 — 1. Supervastuvõtjate liigitus ja nende paremused ning puudused 371
39 — 2. Supervastuvõtjate vahesageduse ja ostsillaatorsageduse valik 371
39 — 3. Ribalaotuse teostamine supervastuvõtjates 372
39 — 4. Kahekordse sagedusmuundusega supervastuvõtjad 372

40. peatükk.

Ringhäälingu vastuvõtjad.

40 — 1. Ringhäälingu vastuvõtjate liigid ja iseloomustussuurused 373
40 — 2. Tööstuslike ringhäälingu vastuvõtjate kirjeldusi 373

41. peatükk.

Raadioside vastuvõtjad.

41 — 1. Raadioside vastuvõtjate liigid ja nende üldkirjeldus 393
41 — 2. Raadiotelegraafi vastuvõtjates rakendatavate piirajate ja elektronrelee töötamise põhimõtete kirjeldus . . 393
41 — 3. Raadiotelegraafi vastuvõtjates rakendatavad ondulaatorid 395
41 — 4. Kristallfiltrid ja ainusignaalne vastuvõtt 396
41 — 5. Raadioside vastuvõtjates rakendatavad mürapiirajad 397

42. peatükk.

Sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtmine.

42 — 1. Sagedusmoduleerimise paremused ja puudused 398
42 — 2. Sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtjates rakendatavad piirajad . . 399
42 — 3. Sagedusdetektorid 400
42 — 4. Sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtjate erinevusi 407

43. peatükk.

Televisiooni vastuvõtjad.

43 — 1. Televisiooni saadete vastuvõtmise põhialuseid 410
43 — 2. Hammaspingeseadised 413
43 — 3. Hammasvooluseadised 416
43 — 4. Televisiooni saate kandevsagedus-pinge moduleerimise meetod . . . 421
43 — 5. Hammaspingeseadiste generaatorite sünkroniseerimine sünkroonmärkide abil 422
43 — 6. Sünkroonmärkide eraldusseadised . 422
43 — 7. Sünkroonmärkide selektorid . . . 424

43 — 8. Kineskoobi toiteseadmed 426
43 — 9. Televisiooni helikanali vastuvõtjate erinevusi 428
43 — 10. Televisiooni kujutisekanali vastuvõtjate erinevusi 429
43 — 11. Televisiooni vastuvõtja antennide erinevusi 431

44. peatükk.

Pulssraadioside põhialused.

44 — 1. Pulssraadioside üldkirjeldus ja selle paremused 433
44 — 2. Pulssraadiosaadete moduleerimine ja demoduleerimine 433
44 — 3. Pulssraadiosaadete vastuvõtjad . . 436
44 — 4. Tsüklofon-kommutaatorid 441
44 — 5. Pulssraadioside kasutamise perspektiive 444

45. peatükk.

Raadiohäired ja nende vähendamise võimalusi.

45 — 1. Raadiohäirete üldkirjeldus ja liigid 445
45 — 2. Atmosfäärilised raadiohäired ja nende vähendamise võimalusi . . 445
45 — 3. Tööstuslikud raadiohäired ja nende vähendamise võimalusi 447
45 — 4. Raadiosaatjate poolt tekitatavad raadiohäired ja nende vähendamise võimalusi 448
45 — 5. Raadiovastuvõtjates arenevad ja neist põhjustatud raadiohäired . . 450

46. peatükk.

Raadiovastuvõtjate toitevooluringide erinevusi madalsagedusvõimendajate toitevooluringidest.

46 — 1. Raadiovastuvõtjate toitmisviisid . . 453
46 — 2. Automaatse võimenduse reguleerseadisega patareidest toidetava raadiovastuvõtja elektronlampide automaatne eelpingestamine 453
46 — 3. Raadiovastuvõtjate toitmine vahelduvvooluvõrgust 454
46 — 4. Raadiovastuvõtjate toitmine vahelduv- ja alalisvooluvõrgust (universaaltoide) 445
46 — 5. Raadiovastuvõtjate toitmine transportvahendeil 457

47. peatükk.

Raadiovastuvõtjate projekteerimine, konstrueerimine ja tootmine.

47 — 1. Raadiovastuvõtjate projekteerimine 458
47 — 2. Raadiovastuvõtja konstrueerimise põhialused 461
47 — 3. Eriotstarbeliste raadiovastuvõtjate konstrueerimise põhialused . . . 461
47 — 4. Raadiovastuvõtjate üksiktootmine . 463
47 — 5. Raadiovastuvõtjate vooltootmine . 463
47 — 6. Rahvamajanduslikke põhialuseid raadiovastuvõtjate projekteerimisel, konstrueerimisel ja tootmisel . . . 464
47 — 7. Võnkeringipoolide arvutamine ja konstrueerimine 466
47 — 8. Varjestamine 472

48. peatükk.

Raadiovastuvõtjate tööreziimide reguleerimine ja võnkeringide koosjooksu häälestamine.

48 — 1. Raadiovastuvõtjate tööreziimide reguleerimine 474
48 — 2. Raadiovastuvõtjate võnkeringide koosjooksu häälestamine 475

49. peatükk.

Raadiovastuvõtjate rikete avastamine ja ärastamine.

49 — 1. Raadiovastuvõtja rikete avastamise metoodika 477
49 — 2. Raadiovastuvõtjate rikete ärastamise juhiseid 479
49 — 3. Raadiovastuvõtjates sagedamini esinevaid rikkeid ja juhiseid nende ärastamiseks 480
49 — 4. Televisiooni vastuvõtjates esinevaid rikkeid 481

50. peatükk.

Raadiovastuvõtjate iseloomustussuuruste mõõtmine.

50 — 1. Raadiovastuvõtjate juures teostatavad mõõtmised 483
50 — 2. Raadiovastuvõtjate sagedusastmikkude piirsageduste mõõtmine ja skaala gradueerimise täpsuse määramine 485
50 — 3. Raadiovastuvõtja nimiväljandvõimsuse mõõtmine 485
50 — 4. Raadiovastuvõtjate endamüra taseme mõõtmine 486
50 — 5. Raadiovastuvõtjate tundlikkuse mõõtmine 486
50 — 6. Raadiovastuvõtjate selektiivsuse ja sagedusriba laiuse mõõtmine . . . 487
50 — 7. Supervastuvõtja tundlikkuse vähenemine peegelsageduskanalis ja vahesagedusega võrdsel sisendpinge sagedusel 488
50 — 8. Supervastuvõtja sageduskarakteristiku määramine 489
50 — 9. Supervastuvõtja tämbrireguleeritavuse määramine 489
50 — 10. Automaatse võimenduse reguleerseadise karakteristiku ülesvõtmine . . 490
50 — 11. Supervastuvõtja võimenduse regulaatori toime määramine 490

KOLMAS OSA.

TOITESEADMED

51. peatükk.

Toiteseadmete liigid ja iseloomustussuurused.

51 — 1. Vene ja nõukogude teadlaste töödest toiteseadmete arendamisel 493
51 — 2. Toiteseadmete liigid 494
51 — 3. Toiteseadmete iseloomustussuurused 495

52. peatükk.

Primaarelemendid.

52 — 1. Primaarelementide liigid ja iseloomustussuurused 495
52 — 2. Vask-tsink-märgelemendid 497
52 — 3. Süsi-tsink-märgelemendid 497
52 — 4. Õhkdepolarisaatoriga märgelemendid ВДСП 499
52 — 5. Süsi-tsink-kuivelemendid С . . . 499
52 — 6. Õhkdepolarisaatoriga kuivelemendid СМВД 499
52 — 7. Täidetavad elemendid В 500
52 — 8. Galettelemendid 500
52 — 9. Primaarelementide ekspluatatsioon ja säilitamine 500

53. peatükk.

Akumulaatorid, vastuelemendid ja akumulaatoriruumid.

53 — 1. Akumulaatorite liigid ja iseloomustussuurused 503
53 — 2. Hapeakumulaatorite konstruktsioone ja tüüpide märkimisviise 504
53 — 3. Statsionaarsete hapeakumulaatorite erinevusi 506
53 — 4. Transporteeritavate hapeakumulaatorite erinevusi 506
53 — 5. Hapeakumulaatorite ekspluatatsioon ja säilitamine 510
53 — 6. Hapeakumulaatorite rikked ja nende ärastamine 514
53 — 7. Üldandmed leelisakumulaatoritest . 515
53 — 8. Leelisakumulaatorite tüübid ja nende tähistusviis 518
53 — 9. Leelisakumulaatorite ekspluatatsioon ja säilitamine 519
53 — 10. Hapevastuelemendid 523
53 — 11. Leelisvastuelemendid 524
53 — 12. Akumulaatoriruumile esitatavad tehnilised tingimused 525
53 — 13. Akumulaatorite asetus akumulaatoriruumis 526

54. peatükk.

Suunajad.

54 — 1. Suunajate liigid ja iseloomustussuurused 526
54 — 2. Kenotronid 526
54 — 3. Gasotronid 528
54 — 4. Tiratronid 532
54 — 5. Klaaskestaga elavhõbesuunajad . . 534
54 — 6. Metallkestaga elavhõbesuunajad . . 537
54 — 7. Ignitronid 539
54 — 8. Huumsuunajad 540
54 — 9. Vaskoksüüdsuunajad 540
54 — 10. Seleensuunajad 541
54 — 11. Elektrolüütsuunajad 542
54 — 12. Pöörlevsuunajad 543
54 — 13. Vibraatorsuunajad 543

55. peatükk.

Alaldajate töötamise teoreetilised põhialused.

55 — 1. Alaldajate paremusi ja puudusi võrreldes teiste toiteseadmetega . . . 544
55 — 2. Alaldajate töötamise põhimõtte kirjeldus 544
55 — 3. Alaldaja kasutegur 545
55 — 4. Alaldaja väljandpinge ja -voolu pulseerimistegur 546
55 — 5. Alaldajate elektriline tugevus . . . 547
55 — 6. Alaldajatele esitatavaid tingimusi . 548
55 — 7. Alaldajate liigitus ja iseloomustussuurused 548

56. peatükk.

Alaldajate arvutuse põhialuseid.

56 — 1. Pooltsükli-alaldajad 549
56 — 2. Terviktsükli-alaldajad 550
56 — 3. Kolmefaasised alaldajad 551
56 — 4. Ühefaasised sildalaldajad 553
56 — 5. Kolmefaasised sildalaldajad . . . 554
56 — 6. Pinge kahekordistajad 555
56 — 7. Jaotuspaispooliga alaldajad . . . 556
56 — 8. Vologdini kaskaadalaldajad . . . 557
56 — 9. Kaskaadalaldajad 558
56 — 10. Alaldajate kasutusalad ja elektrilised iseloomustussuurused 562
56 — 11. Tüüritavad alaldajad 562

57. peatükk.

Alaldajate arvutamise juhiseid.

57 — 1. Kondensaatorsisendiga koormusega alaldajate lihtsustatud arvutamine . 564
57 — 2. Paispoolsisendiga koormusega alaldajate arvutamise juhiseid 569

58. peatükk

Filtrid.

58 — 1. Filtrite liigid ja iseloomustussuurused 571
58 — 2. Γ- ja П-filtrite arvutamine . . . 572

58 — 3. Alaldajate koormuse sisse- ning väljalülitamisel arenevad kujunemistoimused ja nende vähendamise võimalusi 573
58 — 4. Madalsagedusvõimendaja toitealaldaja filtrite arvutamise erinevusi . . 574
58 — 5. Raadiotelefonisaatja toitealaldaja filtrite arvutamise erinevusi . . . 575
58 — 6. Raadiotelegraafisaatja toitealaldaja filtrite arvutamise erinevusi . . . 576
58 — 7. Filtri paispoolide konstruktiivarvutuse juhiseid 578

59. peatükk.

Alaldajate väljandpingete reguleerimisseadised.

59 — 1. Alaldajate väljandpingete reguleerimisviise 583
59 — 2. Alaldajate väljandpingete reguleerimine alalisvoolu poolel 584
59 — 3. Alaldajate väljandpingete reguleerimine vahelduvvoolu poolel 584
59 — 4. Alaldajate väljandpingete reguleerimine nende suunajate elektriliste näitajate muutmisega 586

60. peatükk.

Alaldajate väljandpinge- ja voolustabilisaatorid.

61 — 1. Alaldajate projekteerimise üldjuhisaatorid 586
60 — 2. Elektronlampidega väljandpingestabilisaatorid (lampstabilisaatorid ehk elektronstabilisaatorid) 587
60 — 3. Ferromagnetilised väljandpingestabilisaatorid 588
60 — 4. Ferroresonants-väljandpingestabilisaatorid 589
60 — 5. Raud-vesiniktakistid 591
60 — 6. Termisterid (uraan-dioksüüdtakistid) 591

61. peatükk.

Alaldajate projekteerimise juhiseid.

61 — 1. Alaldajate projekteerimise üldjuhiseid 592
61 — 2. Alaldaja lülitusskeemi valiku juhiseid 593
61 — 3. Suunajate valiku juhiseid 593
61 — 4. Filtri lülitusskeemi ja lülituselementide valiku juhiseid 593
61 — 5. Alaldajate transformaatori elektriliste iseloomustussuuruste arvutamise juhiseid 594
61 — 6. Alaldajate transformaatorite konstruktiivarvutuse juhiseid 597

62. peatükk.

Masinagregaadid ja pöörlev- ning vibraatormuundajad.

62 — 1. Raadioseadmete toitmiseks kasutatavate masinagregaatide liigid ja iseloomustussuurused 603
62 — 2. Raadiogeneraatorid 604
62 — 3. Pöörlevmuundajad 606
62 — 4. Masinagregaatide ja pöörlevmuundajate ekspluatatsiooni eeskirju . . . 608
62 — 5. Vibraatormuundajad 609

63. peatükk.

Raadioseadmete toitmine kõrgepingevõrgust.

63 — 1. Raadioseadmete kõrgepingevõrgust toitmise põhialuseid 610
63 — 2. Transformaator-alajaamade tehnilisi tingimusi 611

64. peatükk.

Mitmesugused lisad.

64 — 1. Absoluutse praktilise MKSA mõõdusüsteemi dimensioonid ja ühikud . 612
64 — 2. Elektro- ja raadiotehnika valemeid . 613
64 — 3. Nomogrammid 619
64 — 4. Elektronlampide tunnusjoonte sarjû . 634
64 — 5. Skeemide ja valemite tähised . . . 643
64 — 6. Lühendid 646
64 — 7. Joonistel kasutatavad leppemärgid . 647
64 — 8. Kasutatud ja soovitatava kirjanduse nimestik 653
64 — 9. Tabelite nimestik 655
64 — 10. Tähestikuline sisunäitaja 657
Joonised 40 — 9, 40 — 11, 40 — 12, 43 — 44 ja 63 — 1 on viiel erilehel panderollitult raamatu lõpus.

Toimetaja A. Isotamm.

Tehniline toimetaja H. Veber.

Korrektorid R. Eliste ja A. Kiho.

Ladumisele antud 22. V 1952. Trükkimisele antud 15. XI 1952. Trükiarv 5000. Paber 56 : 79 1/8. Trükipoognaid 83,5 + 6 lisalehte. Formaadile 60 : 92 kohaldatud trükipoognaid 67,9. Arvutuspoognaid 68,6. MB-14395. Hans Heidemanni nimeline trükikoda, Tartu, Vallikraavi 4. Tellimise nr. 2050.

Hind rbl. 27.75.

На эстонском языке.

Ю. Эльгас

Радиоустройства

3—5

Trükivigu

Lk.	R i d a	On trükitud	Peab olema
9	parem veerg 1. alt	V_t	v_t
31	vasak veerg 17. alt	P_n	P_{min}
49	joonise 7 — 5 allkirjas	$Z_1 = R_i + Z$	$Z_1 = R_i + Z'$
60	vasak veerg 1. ülalt	elektronlambi tähis 6H7	6H7C
116		joonis 16 — 7	joonis 64 — 63, lk. 640
134	parem veerg 1. ülalt	Transformaatorite	Transformaatorita
161	joonistel 22 — 25	$R_3 — 1\ k\Omega$	$R_{11} — 270\ \Omega$
		$C_3 — 10\ \mu F$	$C_{10} — 20\ \mu F$
		$R_4 — 0{,}2\ M\Omega$	Z_a
206	parem veerg 17. ülalt	peatükis 29	peatükis 28
223	parem veerg 2. alt	jooniselt 4 — 4	jooniselt 29 — 4
332	valem 35 — 15	$f_1 = \sqrt[4]{f_{min} \ldots}$	$f_1 = \sqrt[4]{f^3_{min} \ldots}$
409	joonisel 42 — 18	elektronlambi tähis 6X6	6X6C
425	joonisel 43 — 36	t/RC	t_p/RC
456	joonisel 46 — 5	elektronlambi tähis 6ES	6ESC
640		joonis 64 — 63	joonis 16 — 7, lk. 116
Lisa	joonisel 40 — 11	elektronlambi tähis 6H7	6H7C
Lisa	joonisel 40 — 12	elektronlambi tähis 6H7	6H7C

ARH
B-1643

TÜ RAAMATUKOGU
1 0300 00417161 9