A. ISOTAMM

RAADIOAMATÖÖRI KÄSIRAAMAT



B-1834

A. ISOTAMM

RAADIOAMATÖÖRI KÄSIRAAMAT

TEINE, ÜMBERTÖÖTATUD TRÜKK

EESTI RIIKLIK KIRJASTUS
TALLINN 1958

«Raadioamatööri käsiraamatu» II ümbertöötatud trükis käsitletakse ulatuslikult mitmesuguseid raadiotehnilisi rakenduslikke probleeme, millega raadio erialal töötajad oma igapäevases töös kokku puutuvad. Eeskätt aga on raamat mõeldud meie raadiohuvilisele noorsoole, ALMAVÜ Raadioklubi liikmetele, oma raadiotehniliste teadmiste täiendamisel.

Peale kokkuvõtliku raadiotehnika üldiste teoreetiliste aluste käsitleb raamat üksikasjaliselt elektronlampide, madalsagedusvõimendajate, amatöörsaatjate ja amatööri praktikas esinevate mõõteriistade ehitust ja tööd. Nende seadmete konstrueerimiseks on antud piisavas ulatuses arvutuslikke andmeid. Erilist rõhku on raamatus pandud kõrgekvaliteediliste madalsageduslike ülekandeseadmete ja ultralühilaine-vastuvõtjate kavandamisele.

Ammendavalt on toodud teatmematerjali kodumaiste raadiolampide kohta tunnussarjade ja suuruste näol, mis on vältimatud mitmesuguste raadio- ja elektronseadmete konstrueerimisel.

2
Tartu Riikliku Ülikooli
Raamatukogu
43214

ARHIIVKOGU

SAATEKS.

Ajavahemikul, mis on möödunud «Raadioamatööri käsiraamatu» I trüki ilmumisest, on raadiotehnika rakendusalades toimunud tähelepandav areng. Esiteks, ringhäälingu-vastuvõtjate heliülekande kvaliteet on tunduvalt paranenud ja on nüüd lähenemas algupärandile. Seda on tinginud suuremate väljandvõimsuste ja väiksemate moonutustega võimendajad ning valjuhääldajate konstruktsioonide põhiline muutus. Teiseks, parema helikvaliteedi tagamiseks on võetud kasutusele ultralühilaineline levi, milles rakendatakse moodsat sagedusmodulatsiooni. Seega on kaasaegse ringhäälingu-vastuvõtja konstruktsioon muutunud märksa keerukamaks. Kolmandaks, helilisele ringhäälingu levile on lisandunud nüüd ka liikuva kujutise levi — kaugnägemine, mis lühikese ajaga on võitnud meil juba suure populaarsuse ja leviku. Neljandaks, rööbiti elektron- ja ioonseadistega on praktilises raadiotehnikas hakatud juurutama pooljuhtseadiseid — pooljuhtdioode ja pooljuhttrioode ehk transistore. Muidugi ei tähenda see veel, et pooljuhtseadised kujuneksid kõikjal tõsisteks rivaalideks elektronlampidele, kuid kindlasti avaldavad nad suurt mõju tuleviku raadioaparatuuri konstruktsioonile.

Loetletud põhjustel osutus vältimatuks käsiraamatu I trüki põhjalik ümbertöötamine, mis avaldub põhiliselt selles, et raadioaparatuuri konstrueerimiseks on antud rangem alus arvutusmaterjali viimistlemisega. Kuna raadioaparatuuri konstrueerimine pole mõeldav lampide tunnussarjadeta, siis on käsiraamatu uues trükis toodud ammendavad andmed kõigi kodumaiste elektronlampide kohta. Oluliselt on täiendatud ultralühilaineliste konstruktsioonide osa.

Kuna televisioonitehnika vajab meil nüüd juba põhjalikku käsitlemist, siis on jäetud endine teoreetiline tutvustav osa käsiraamatust välja. Samuti on välja jäetud ruumi säästmise huvides elektro- ja raadiotehnika üldalused.

Käsiraamat on endiselt mõeldud eeskätt ALMAVÜ Raadioklubis, tehnikumides ja mitmesugustes raadioringides õppivale noorsoole ja võib olla abiks ka raadio erialal töötajaile nende igapäevases töös.

Autor avaldab siinkohal oma siirast tänu neile raadiohuvilistele, kes käsiraamatu I trüki heatahtlikult vastu võtsid ja selle kohta oma kriitilisi arvamusi saatsid, mis olid kasuks II trüki käsikirja ettevalmistusel.

AUTOR.

SISSEJUHATUS.

RAADIOAMATÖRISM NÕUKOGUDE LIIDUS.

Ükski teine tehnika rakendusala pole läbi teinud nii ulatuslikku arengukäiku suhteliselt lühikese aja kestel kui raadio. Ükski teine tehnika-ala pole muutunud nii populaarseks ja kujunenud laiades rahvahulkades nii levinud harrastusalaks kui raadio. Tänapäeval on raadio oma universaalsuse tõttu õigustatult võitnud tähelepandava koha kõigi teiste tehnika-alade seas, sest raadio kaasabil on leidnud suurepärase lahenduse rida tähtsaid tehnilisi ja loodusteaduslikke probleeme.

Selles raadio arengukäigus peab eriliselt mainima kuulsat vene õpetlast Aleksander Stepanovitš Popovi, kes demonstreeris tema poolt leiutatud esimest raadiovastuvõtjat 7. mail 1895 Vene Füüsika-Keemia Ühingu füüsikaosakonna koosolekul. Sama seadmega, mis omas kõiki raadio vastuvõtuks vajalikke abinõusid, kaasa arvatud antenn, teostas Popov koos oma assistendi P. Rõbkiniga 24. märtsil 1896 esimese raadiotelegrammi üleandmise-vastuvõtmise 250 m vahemaal, mis koosnes sõnadest «Heinrich Hertz».

Hilisematel katsetel tegi Popov kindlaks raadiolainete neeldumise merel saatja ja vastuvõtja vahelt läbisõitvate laevade poolt. Nende tähelepanekute põhjal ennustas Popov raadiolainete kasutamise võimalust navigeerimise otstarbel, milline põhimõte tänapäeval on rakendatud moodsates radiolokatsiooniseadmetes.

NSV Liidu valitsus, hinnates kõrgelt raadio tähtsust üldse ja A. Popovi teeneid eriti, tunnistas oma otsusega 2. maist 1945 raadio leiutamise 50 aasta juubeli tähistamiseks 7. mai üleliiduliseks raadiopäevaks.

Möödunud poolsajandi kestel saavutatud tulemused on paljude teadlaste uurimuste ja katsetajate visa töö vili. Eriti suur osatähtsus selles arengulises töös oli katsetajail-amatööridel, kes oma katsete varal avastasid uusi raadio kasutusalasid, leiutasid uusi tehnilisi konstruktsioone, antennitüüpe jne.

Raadiolambi leiutamine tekitas suure pöörde edaspidises raadio arengus. Raadiojaamade arv tõusis päevast päeva ja kuna tolleaegsete kogemuste ning tõekspidamiste järgi kaugsideks olid kõlblikud ainult pikad lained, siis oldi peagi sunnitud rahvusvaheliselt otsima abinõusid eetri ülekoormamise ja segamiste vastu. Tulemuseks oli see, et amatöörid tõrjuti pikalainelisest piirkonnast välja ja neile jäeti kasutamiseks lained alla 200 m. Kuid sellega amatööridel avaneski soodne võimalus veelgi innukamalt katsetesse süveneda. Juba peatselt selgus, et amatööridel oli õnnestunud ainult mõnekümne-vatise võimsusega katta tuhandekilomeetrilisi ulatusi. See oli suureks sensatsiooniks tehnilisele maailmale: lahenes eetri ülekoormamise probleem, avanesid uued võimalused raadiojaamade paigutamiseks olemasolevatelt lainealadelt avaramaisse tingimustesse. Ent amatööridel tuli peagi laineala 200—100 m üle anda kasutamiseks üldteenistusele ning siirduda üha lühematele lainetele. Kuid ka siin amatööride võidutee jätkus — kasutatavad lained lühenesid, kaetavad ulatused suurenesid, võimsused vähenesid.

Tekkis uus ja moodne ajajärk, nn. «lühilaineajajärk», uue, lühilainelise tehnika ja seadmetega, mille loomises amatöörid etendasid kandvat osa. Seda arvestades jäeti edaspidistes rahvusvahelistes konventsioonides amatööridele kasutada rida lühilaineribasid: 160 m, 80 m, 40 m, 20 m ja 10 m, hiljem lisaks veel 5 m, 2½ m ja 1¼ m ribad. Samal ajal amatööride katsetusala siirdus nn. ultralühilainete piirkonda, mille kohta teooria näitas, et nende lainete levimine piirdub ainult optilise vaatekaugusega. Kuid ka siin tõid amatöörid kehti-

vasse teooriasse oma katsetega korrektiive. Amatööridel läks korda ka ultralühilaineil saavutada rekordiliste kaugustega ühendusi.

Kuid amatööride tegevus ei piirdu ainult lainete levimisküsimuste uurimisega, vaid nende teened on hindamatud paljude uute tehniliste konstruktsioonide loomises ja kasutuselevõtmises, uute antennitüüpide arendamises ja paljudes muudes küsimustes. Tänu suurtele tehnilistele teadmistele ja praktilistele kogemustele on amatöörid alati olnud hinnatavaiks osavõtjaiks uurimisretkedest, ekspeditsioonidest jne. Raadio praktiline rakendamine pole tänapäeval veel kaugeltki lõppjärku jõudnud. Ees seisab detsimeeter- ja sentimeeterlainete kasutamisvõimaluste uurimine ja rakendamine, mis annab amatööridele üha uusi suundi senise töö jätkamiseks.

Endisest kitsast kaugside loomise taotlemisest on tänapäeva raadio valgunud õige paljudesse suundadesse, on arenenud välja rida uusi raadioga lähemalt või kaudsemalt seotud omaette alasid. Ringhääling, traatringhääling, avalik reportaaž ja teadete edasiandmine on tunginud tihedalt meie igapäevasesse ellu.

Kuid peale ülalmainitu on raadio andnud rea seesuguseid asendamatuid esemeid. kui elektronmikroskoop, liikuvteenistuse ohutusseadmed, täpsusmõõteriistad, täpsuslugejad, arvutid, automaatlülitid mitmesugusteks eriotstarveteks, kaugjuhtimisseadmed ja loendamatul arvul seadmeid ja abinõusid kõigilt aladelt.

Tsaari-Venemaal, raadio sünnimaal, ei võetud Popovi suurt leiutist tõsiselt, raadiojaamade tellimised anti välismaa firmadele ning Popovil tuli katseid sooritada eraalgatusel oma ressurssidega. Alles Suure Sotsialistliku Oktoobrirevolutsiooniga tekkis raadio tähtsuse hindamises põhjalik pööre. Juba 1918. a. andis Lenin dekreedi raadiolaboratooriumi asutamiseks Nižni-Novgorodis, mis kujuneski Nõukogude Liidu raadio arenemise keskseks algbaasiks. Partei ja valitsuse väsimatu hoolitsuse tulemusena on Nõukogude Liidus raadio areng olnud väga produktiivne.

Tähtsa panuse raadiotehnika arengus on andnud oma põhjapanevate leiutistega vene ja nõukogude teadlased ja insenerid, kes väärikalt on jätkanud oma kaasmaalase A. Popovi poolt alustatud tööd.

Eriti tähelepandavad teened on Nižni-Novgorodi raadiolaboratooriumi juhatajal M. A. Brontš-Brujevitšil, kes valmistas esimesed kodumaised raadiolambid ja kelle juhtimisel ehitati kõik tolleaegsed riikliku tähtsusega raadioseadmed. Peale selle aga omab M. A. Brontš-Brujevitš hindamatuid teeneid veel selles, et tema vahetul juhtimisel võrsus Nižni-Novgorodi raadiolaboratooriumis kui esimeses nõukogude raadio uurimisinstituudis uus nõukogude raadioeriteadlaste kaader, kes viis nõukogude raadio ta tänapäeva tasemele.

Nõukogude teadlased akadeemikud L. I. Mandelstam ja N. D. Papaleksi lõid elektriliste võnkumiste teooria, akadeemik A. I. Berg koostas ostsillaatorite ja võimendajate arvutamise alused. Laiaulatuslikud on akadeemik M. Šuleikini tööd raadiojaamade ehitamise, uute lülituste arendamise ja antennide insenerilise arvutuse alal.

Mõeldamatu oleks tänapäeva raadio ilma kaudse küttega lampideta. Kaudse küttega ekvipotentsiaalse katoodi töötas välja nõukogude leidur A. Tšernõšov juba 1921. a.

Nõukogude teadlaste poolt on koostatud põhjapaneva tähtsusega uurimistöid raadiotehnika alal. Nõukogude teadlaste, inseneride ja tehnikute poolt on teostatud tähtsaid leiutisi kõigil raadiotehnika rakendusaladel.

Suure Isamaasõja kestel oli Nõukogude armee varustatud moodsa raadioside materiaalosaga, mis võimaldas teostada vägede eeskujulikku juhtimist ja koostööd väeliikide vahel, mis omakorda oli tähtsaks panuseks Nõukogude armee kuulsusrikkas võidus.

Sõjajärgsel rahvamajanduse taastamise ja arendamise perioodil mitte ainult taastati riiklik raadiosidevõrk, vaid ühtlasi asendati endised seadmed uute, tehniliselt täiuslikumatega, raadiosaatjate võimsust suurendati, raadiosidevõrku laiendati suurenenud nõudmiste kohaselt.

NSV Liidu Kommunistliku Partei XX kongressil vastuvõetud direktiivides rahvamajanduse arendamise kuuenda viie aasta plaani kohta nähakse ette eriti laiahaardeline programm raadio edasise väljaarendamise kohta meie maal.

Need direktiivid näevad ette ringhäälingujaamade võimsuse suurendamist 1956...1960. a. jooksul umbes 90% võrra, laialdast ultralühilaineliste ringhäälingusaatjate võrgu väljaehitamist NSV Liidu Euroopa-osas ning raadiofitseerimise edasist arendamist. Nähakse ette ülesanded meie raadiotööstusele, kes peab küllaldasel arvul välja laskma ringhäälingu-vastuvõtjaid, millega on võimalik vastu võtta vähemalt kolme leviprogrammi — üht pikk- või kesklainetel ja kaht ultralühilainetel.

Erakordselt suur on kuuendal viisaastakul sooritatavate tööde maht kaugnägemise alal. Viie aasta kestel tuleb välja ehitada ja käiku lasta vähemalt 63 uut televisioonikeskust täiendavalt neile, mis juba töötavad. Selle tööde kava lähema tõlgitsuse kohaselt saavad hiljemalt 1960. a. endale televisioonikeskused kõigi liiduvabariikide pealinnad ja paljud teised suured tööstuskeskused. Selleks et televisioonileviga

katta võimalikult suuri alasid, luuakse televisioonikeskuste ümbruses väikese võimsusega automaatselt toimivate retranslatsioonijaamade võrk. Eesti NSV-s ehitatakse retranslatsioonijaamad Kohtla-Järvele, Tartu, Viljandisse ja Pärnu, millega tagatakse kvaliteetne televisioonivastuvõtt peaaegu kogu vabariigi territooriumil.

Televisiooni areng NSV Liidus on suurel määral seotud ka kuuenda viie aasta plaanis ettenähtud grandioosse raadio-releeliinide süsteemi väljaehitamisega 10 000 km ulatuses, mille kaudu avaneb võimalus vahetada televisiooni programme Moskva ja liiduvabariikide pealinnade ja teiste suurte tööstus- ning kultuurikeskuste vahel.

Seega toimub käesoleval ajal meie kodumaal uus, murranguline raadiotehnika areng, et võimaldada meie määratu ulatustega territooriumi elanikkonnale kunstiliselt kõrgetasemeliste ja tehniliselt täiuslike leviprogrammide vastuvõttu nii helis kui ka kujutises.

Nende ülesannete täitmiseks vajab meie kodumaa uusi raadio erialal töötajaid, kes, omades algteadmisi raadiotehnilisel rakendusalal, võiksid edukalt sooritada raadioseadmete tootmist, teenindamist, hooldamist ja remontimist.

Erilist tähelepanu pööratakse Nõukogude Liidus raadioamatörismi arendamisele, millele pandi alus 24. veebruaril 1926 erakasutuslike raadiojaamade määruse avaldamisega.

Üks esimesi nõukogude lühilaineamatööre oli F. Lbov, kes 16/17. jaanuari ööl 1925. a. sooritas esimese üle 3000 km ulatusega kaugühenduse, kasutades selleks 10 ... 15-W võimsusega omakonstrueeritud saatjat.

Raadioamatööride arv kasvas NSV Liidus niivõrd kiiresti, et juba 1927. a. detsembris võttis üleliidulisest võistlusest osa üle 300 amatööri.

Raadioamatörism on kujunenud meie kodumaal kõige ulatuslikumaks kooliks, mis valmistab ette eriala töötajaid meie maa rahvamajanduse ja riigikaitse vajadusteks.

Ületamatud oma võimetelt on nõukogude raadioside-amatöörid, kes on saavutanud raadiotekstide vahetamise ja vastuvõtu kiiruse ning täpsuse alal uskumatult häid tagajärgi. Eeskätt tuleb mainida ALMAVÜ 1954. a. tšempioni moskvalast Leonid Labutinit, kes 12 tunni jooksul teostas 258 raadiosidet. Sama aasta novembris sooritas kiievlane J. Komissarenko rahvusvahelisel võistlusel 14 tunni kestel 413 kahepoolset sidet.

Raadiotekstide vastuvõtu kiiruses on saavutanud esikohti A. Volkova (Novosibirsk), kes võttis käsikirjas vastu 270 märki minutis, F. Rosljakov (Moskva) — kes võttis vastu masinkirjas 450 märki minutis, ja lõppeks N. Tartakovski (Kiiev), kes loeb lühikesi raadiogramme, kirjutamata nende tekste, kiirusega 560 märki minutis.

Ulatuslikud on üleliidulised raadionäitused, kus meie raadioamatöörid-konstruktorid näitavad pidevat tehnilist arenemist. Paljusid amatööride konstruktsioone juurutatakse edukalt meie rahvamajandusse.

Nõukogude amatöörid, võttes aktiivselt osa suurtest riiklikest ekspeditsioonidest ja teaduslikest retkedest, omavad suuri teeneid raadio arendamise alal. Polaarekspeditsioonidest on raadio-operaatorina osa võtnud paljud nimekad Nõukogude Liidu amatöörid.,

Arvestades nõukogude noorsoo ja kodanike suurt huvi raadioamatörismi vastu, koostasid ÜLKNÜ ja NSVL ALMAVÜ Keskkomitee ulatusliku kava raadioamatörismi arendamiseks meie maal, kusjuures raadioamatöörala juhtimine, erialaste kursuste tasuta korraldamine asjahuvilistele ning kvalifikatsioonikatsete korraldamine amatöörjaamas töötamiseks vajalike oskuste ja kogemuste saamiseks on pandud ALMAVÜ raadioklubidele.

ALMAVÜ raadioklubide poolt korraldatavaid raadioeriala kursusi on kolme liiki:

1. Algkursus, nn. raadiomiinimumi kursus, mis haarab algteadmisi praktilisest raadiotehnikast, ulatusega 120 õppetundi, korraldatakse asjahuvilistele ALMAVÜ algorganisatsioonide juures käitistes, asutistes, koolides jne.

2. Lühilaineradistide kursus, mis kujuneb algkursuse jätkuks ja haarab 390 õppetundi, võetakse läbi ALMAVÜ Vabariikliku Raadioklubi ja tema filiaalide juures rajoonilinnades korraldatavail kursustel. Selle kursuse sooritamine annab kursuslastele radist-operaatori kutse ning õiguse raadiojaamades, kaasa arvatud amatöörjaamades, operaatorina töötamiseks.

3. Raadiomeistrite kursus kujutab endast kõrgema tasemega kursust, mis organiseeritakse ALMAVÜ Vabariikliku Raadioklubi juures. Kursuse ulatuseks on ette nähtud 390 tundi. Kursuse lõpetajad omandavad praktilisi teadmisi ja kogemusi raadioseadmete iseseisvaks remontimiseks ja konstrueerimiseks.

Peale mainitud kursuste töötavad ALMAVÜ Vabariikliku Raadioklubi ja tema filiaalide juures veel lühilaine-, konstruktorite- ja televisiooni sektsioonid. Sektsioonides töötades rakendavad amatöörid omandatud teadmisi praktiliste tööde teostamiseks. Samuti toimub sektsioonides raadioamatööride erialase kvalifikatsiooni tõstmine.

Lühilaine ja ultralühilaine raadiojaamu on kolme liiki:

1. Kollektiivsed raadiojaamad raadioklubide, nende filiaalide ja ALMAVÜ organisatsioonide juures, mis on määratud kasutamiseks neile amatööridele, kes ei oma individuaalseid jaamu.

2. Individuaalsed saate-vastuvõtujaamad, mis on amatööri enda koduses kasutuses.

3. Individuaalsed vastuvõtujaamad, mis samuti on amatööri isiklikus koduses kasutamises.

Igale ühte loetletud liiki kuuluvale amatöörjaamale hangitakse ALMAVÜ Vabariikliku Komitee taotlusel jaama ehitamise luba koos jaamas töötamise loa ja kutsungiga.

Amatöörjaama võib avada ainult jaama ehitamis- ja tööloa omamisel.

Kvalifikatsiooni ja jaamas töötamise praktilise staaži järgi vormistatakse loal lubatav saatevõimsus ja kasutatavad laineribad. Algajatel lubatakse kasutada saatjat väljandvõimsusega kuni 10 W ja laineribasid 160 ja 80 m.

Vormistatud lühilaine amatööril on õigus:

1. Loa kohaselt pidada sidet «eetri kaudu» NSV Liidu ja teiste maade amatööridega (kuuldejaama omanikul — ainult vastu võtta teiste amatööride poolt vahetatavaid teateid) ja vahetada nendega Üleliidulise QSL-büroo kaudu tehnilisi teatmekaarte, nn. QSL-kaarte, sooritatud sidede tõendamiseks.

2. Osa võtta kõigist üleliidulistest, vabariiklikest jne. võistlustest NSV Liidu, vabariigi jne. tšempioni — parima raadiooperaatori nimele.

3. Osa võtta kõigist üleliidulistest ja vabariiklikest raadioside võistlustest, mis kujutavad samuti individuaal-kollektiivseid võistlusi suurima arvu kaugühenduste sooritamises võistluse kestel.

4. Osa võtta raadionäitustest, s. o. esineda neil väljapanekutega parimate raadioseadmete ja -abinõude väljaselgitamiseks, osa võtta reast muudest raadiotehnilistest üritustest ja võistlustest. Võistlustel ja näitustel selgunud parimaid amatööre autasustatakse diplomitega ja hinnaliste esemetega.

Raadioklubid ja nende filiaalid on raadioamatööride keskseks õppe- ja eksperimentaalse töö baasideks. Raadioamatööride käsutuses on klubi rikkalikud mõõteabinõud ja -riistad oma isiklike seadmete kontrollimiseks ja viimistlemiseks. Samuti on klubi raamatukogu avatud kasutamiseks laialdasele amatööride perele.

Seega annab raadioamatöörala organisatsioon Nõukogude Liidus kõigile asjahuvilistele kõik võimalused amatöörtööst osavõtuks, oma raadiotehnilise kvalifikatsiooni järjekindlaks tõstmiseks ja laialdase uurimis-katsetamistöö sooritamiseks.

Kuid raadioamatöörala ei piirdu ainult sellega. Raadioamatörismi harrastus- ja viljelemisaladesse kuuluvad peale selle veel loendamatud kitsamad alad, mis eespool on juba nimetatud.

Eelkõige aga ootab amatööre ees uus lai tööpõld ultralühilainete viimisel «rahva sekka». Arvestades seniseid viljakaid tulemusi ja tõsist indu oma harrastusalasse, saavutavad nõukogude raadioamatöörid ka tulevikus üha uusi ja uusi töövõite.

ESIMENE OSA.

RAADIO VOOLURINGID JA ELEMENDID.

1. peatükk.

ELEKTRILINE JUHTIVUS JA TAKISTUS.

1. — 1. ELEKTRILINE JUHTIVUS JA TAKISTUS.

Elektrotehnika põhialustest on teada, et elektrivooluks nimetatakse elektrilaengute korrapärastatud liikumist. Sellisteks elektrilaenguteks võivad olla vabad elektronid, positiivsed või negatiivsed ioonid ning ioniseeritud molekulide rühmad. Vastavalt sellele võib aine omada elektron-, ioon- või segajuhtivust, sõltuvalt sellest, kas laengukandjateks on elektronid, ioonid või üheaegselt elektronid ja ioonid.

Elektrivool saab tekkida ainult siis, kui aines on olemas vabu elektrilaenguid. Kuna eri ained sisaldavad selliseid vabu laenguid erineval määral, siis vastavalt sellele erineb ka nende elektrijuhtivus.

Elektrivoolu moodustavad laengud põrkavad aines liikudes oma teekonnal alatasa kokku aine aatomite, molekulide ja ioonidega. Kokkupõrkamise tagajärjel osa laengute liikumisenergiast muundub soojuseks ning aine ise avaldab liikuvatele laengutele vastupanu — t a k i s t u s t. Seejuures üldine elektriline takistus oleneb mitte ainult aine omadustest, vaid ka aine kui vooluhi geomeetrilistest mõõdetest ning temperatuurist. Materjalide elektrilist takistust iseloomustab nende e r i t a k i s t u s ϱ, mis tuletatakse takistuse üldvalemist

$$R = \varrho \frac{l}{q} \; [\Omega]; \quad \varrho = \frac{Rq}{l} \left[\frac{\Omega \text{ mm}^2}{\text{m}} \right],$$

kus arvutatava juhtme pikkus l on mõõdetud meetrites, ristlõige q — mm².

Dielektrikute ja pooljuhtide eritakistust määratakse harilikult m a h u e r i t a k i s t u s e g a ϱ_v, milleks nimetatakse 1 cm pikkuse küljega kuubi takistust, mõõdetuna selle vastaskülgedelt. Mahueritakistust arvutatakse $\Omega \cdot$cm-es.

Takistuse sõltuvust temperatuurist väljendatakse materjali takistuse temperatuuriteguriga α, mis näitab üheoomise takistuse muutumist temperatuuri muutumisel 1° C võrra. Järelikult, kui materjali takistus R_{t_1} temperatuuril t_1 on teada, siis takistus R_{t_2} temperatuuril t_2 arvutatakse valemiga:

$$R_{t_2} = R_{t_1} \; [1 + \alpha \; (t_2 - t_1)] \; [\Omega].$$

Toodud avaldised on kehtivad takistuse arvutamisel alalisvooluringides. Vahelduvvoolu, eriti aga kõrgsagedusvoolu puhul tuleb arvestada tegeliku takistuse suurenemist voolutiheduse ebaühtlase jaotumise tõttu juhtme ristlõikes ning lisakadude tekkimise tagajärjel juhtme isolatsioonimaterjalis jms. Seda nn. kõrgsagedustakistust käsitletakse lähemalt p. 3—4.

Andmed tähtsamate elektrijuhtide kohta on toodud lisas nr. 1.

1. — 2. TAKISTITE TÜÜPE.

Raadioseadmeis kasutatavaid takisteid liigitatakse ehitusviisi järgi püsivtakisteiks ja muudetavaiks takisteiks. Kasutatava takistusmaterjali järgi jaguneb kumbki rühm omakorda veel kahte alarühma: traattakistid ja masstakistid.

Püsiv-traattakisteid valmistatakse takistustraadist, mis on mähitud bakeliidist või keraamilisest ainest alusele. Valmistooted tavaliselt kaetakse kas lakiga või klaasglasuuriga. Mõõteriistades kasutatavad eeltakistid mähitakse väikese takistuse temperatuuriteguriga ja termo-emj-ga manganiintraadist.

Püsiv-masstakistites kasutatakse takistusmaterjaliks söe- või grafiidipulbrit, mis on segatud sobivas vahekorras side- ja täiteainetega. Püsiv-masstakisteid on põhiliselt kahte liiki: ühed nn. ruumtakistid on terviklikult valmistatud takistusmaterjalist, teistel kaetakse keraamiline või klaasalus õhukese takistusmaterjalist kihiga ning lakitakse.

Ruumtakisteid valmistatakse nimiväärtustes 5Ω kuni 10 kΩ ja maksimaalse töötemperatuuriga kuni +120°C. Nende eeliseks on, et nad taluvad lühiajalist ülekoormust.

Kattekihiga takisteid valmistatakse mitut tüüpi: plastmassist kestas TO, normaalmõõdetega keraamilise alusega BC, eriotstarbelised ja väikesemõõtelised keraamilise alusega УЛМ ja teised.

TO-tüüpi takisteid toodetakse nimiväärtustes 300Ω ... 10 MΩ ning nende poolt talutava võimsusega (taluv-võimsusega) 0,25, 0,75 ja 1,5 W. Takistuse ajalise muutumise tõttu asendatakse TO-tüüpi takistid viimasel ajal enamasti BC-tüüpi või teiste paremate takistitega.

Stabiilseid BC-tüüpi takisteid valmistatakse nimiväärtustes 51Ω ... 10 MΩ, lubatavate tolerantsidega nimiväärtusest ±5%, ±10% ja ±20%, töötemperatuuriga —60 ... +100° C, taluv-võimsusega 0,25, 0,5, 1,0, 2,0, 5,0 ja 10 W ja nimitööpingega 250 ... 1500 V.

Väikegabariidilisi УЛМ-tüüpi takisteid toodetakse nimiväärtustes 27Ω ... 1 MΩ, lubatavate tolerantsidega nimiväärtusest ±5%, ±10% ja ±20%, töötemperatuuriga —60 ... +100° C, taluv-võimsusega 0,12 W, nimitööpingega kuni 100 V ja mõõdetega $d = 2$ mm, $l = 6$ mm.

Kõik loetletud masstakistid omavad negatiivset takistuse temperatuuritegurit, mis BC-tüüpi takistitel on (5 ... 20). 10^{-4} 1° C kohta ja УЛМ-tüüpi takistitel — (8 ... 20). 10^{-4} 1° C kohta.

Peale loetletute valmistatakse eriotstarbeks (mõõteseadmetes jms. kasutamiseks) veel suure stabiilsusega ja kõrget temperatuuri taluvaid metalliseeritud kattekihiga УЛМ-tüüpi takisteid, nimiväärtustes 100Ω ... 10 MΩ, taluv-võimsusega 0,5 ... 2 W, töötemperatuuriga —60 ... +120° C ja temperatuuriteguriga ± (7 ... 10) 10^{-4} 1° C kohta.

Mass- ja metalliseeritud takisteid valmistatakse tabelis 1—1 toodud nimiväärtustes. Takistite nimiväärtuste märkimiseks kasutatakse mõnikord värvuste koodi (lisa nr. 2). Ülevaate saamiseks meie tööstuse poolt toodetavate püsivtakistite kohta on kokkuvõtlikud andmed toodud lisas nr. 3.

Tabel 1—1.

Püsiv-masstakistite nimiväärtused.

(ГОСТ 2825-49).

Ω				MΩ		
10	100	1000	10 000	0,1	1,0	10
11	110	1100	11 000	0,11	1,1	
12	120	1200	12 000	0,12	1,2	
13	130	1300	13 000	0,13	1,3	
15	150	1500	15 000	0,15	1,5	
16	160	1600	16 000	0,16	1,6	
18	180	1800	18 000	0,18	1,8	
20	200	2000	20 000	0,2	2,0	
22	220	2200	22 000	0,22	2,2	
24	240	2400	24 000	0,24	2,4	
27	270	2700	27 000	0,27	2,7	
30	300	3000	30 000	0,3	3,0	
33	330	3300	33 000	0,33	3,3	
36	360	3600	36 000	0,36	3,6	
39	390	3900	39 000	0,39	3,9	
43	430	4300	43 000	0,43	4,3	
47	470	4700	47 000	0,47	4,7	
51	510	5100	51 000	0,51	5,1	
56	560	5600	56 000	0,56	5,6	
62	620	6200	62 000	0,62	6,2	
68	680	6800	68 000	0,68	6,8	
75	750	7500	75 000	0,75	7,5	
82	820	8200	82 000	0,82	8,2	
91	910	9100	91 000	0,91	9,1	

Muudetavad traattakistid valmistatakse takistustraadist, mis on mähitud fiiber-, hetinaks- või muust isoleerainest ribale, mille ühel küljel libiseb kontaktvedru. Sõltuvalt mähkimisviisist või alusriba kujust toodetakse muudetavaid takisteid, millede takistus muutub võrdeliselt või mittevõrdeliselt libiseva kontaktvedru pöördumisnurgaga. Neid valmistatakse nimiväärtusega kuni 50 kΩ ja kasutatakse alalis- ja vahelduvvooluringides reostaatide ning potentsiomeetritena.

Muudetavais masstakisteis kinnitatakse grafiidisegu kiht hetinaksist või presspapist alusele, millel libiseb kontaktvedru. Kuna takistusmaterjali on võimalik alusele kinnitada väga mitmesuguses kontsentratsioonis ja gabariidis, siis valmistatakse muudetavaid masstakisteid, kas sellistena, millel takistus muutub võrdeliselt libiseva kontaktvedru pöördenurgaga (lineaarselt), või eri seaduse kohaselt (logaritmiliselt jne.). Neid kasutatakse raadioseadmeis nii madal- kui ka kõrgsagedusvooluringides reostaatide ja potentsiomeetritena.

Muudetavaid masstakisteid valmistatakse järgmiste tüüpidena: BK — koos ühisele võllile asetatud tugevvoolulülitiga,, TK, СП ja väikesemõõtelised СПО. Neist BK ja TK toodetakse taluv-võimsusega kuni 0,5 W, СП on mõeldud kasutamiseks neil juhtudel, kui nõutakse suuremat taluv-võimsust (0,5 ... 2 W) ning töökindlust; СПО-tüüpi muudetavaid masstakisteid valmistatakse taluv-võimsusega 0,15 ... 2,0 W ja kasutatakse väikemõõdetega seadmeis.

Valmistatavate muudetavate masstakistite nimiväärtuste kohta on toodud andmed tabelites 1—2, 1—3 ja 1—4.

Tabel 1—2.

Muudetavate СП-tüüpi masstakistite nimiväärtused.

Ω	Ω	MΩ	MΩ
2 500	25 000	0,25	2,5
3 600	36 000	0,36	3,6
5 000	50 000	0,5	5,0
7 500	75 000	0,75	7,5
10 000	100 000	1,0	
15 000	150 000	1,5	
20 000	200 000	2,0	

Märkused: 1. Muudetavaid takisteid toodetakse (sõltuvalt takistuse muutumisest) lineaarsetena — tähisega A, logaritmilistena — tähisega Б, eksponentsetena — tähisega B.

2. Nimiväärtusest, mis tähistatakse kΩ, kõrvalekaldumised on piirides ± 25%.

Näide: Tähis TK-25A-0,5 tähendab lülitita TK-tüüpi lineaarselt muudetavat masstakistit, mille nimiväärtus on 25 kΩ ja taluvõimsus 0,5 W.

Tabel 1—3.

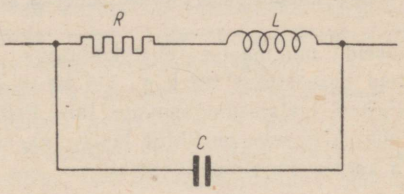
Muudetavate СП-tüüpi masstakistite nimiväärtused.

(ГОСТ 5574-50).

Ω	Ω	Ω	MΩ	MΩ
	1000	10 000	0,1	1,0
	1500	15 000	0,15	1,5
	2200	22 000	0,22	2,2
	3300	33 000	0,33	3,3
470	4700	47 000	0,47	4,7
680	6800	68 000	0,68	

1—3. TAKISTITE INDUKTIIVSUS JA MAHTUVUS.

Iga takisti omab peale takistuse veel induktiivsusest ja mahtuvusest tingitud ebatakistust. Induktiivsus areneb takistit läbiva voolu magnetvälja toimel. Mahtuvus esineb takistis nii väljandjuhtmete endi kui ka väljandjuhtmete ja takistikeha ning takisti osade vahel. Sellele vastavalt võib takistit kujutada joonisel 1—1 toodud ekvivalentskeemiga, mis koosneb järjestikustest tegevtakistusest R ja induktiivsusest L ning neile rööbitisest mahtuvusest C.



Joon. 1 — 1. Takisti ekvivalentskeem.

Masstakistite pulul on induktiivsuse ja mahtuvuse mõju suhteliselt väike. Sageduse tõustes suureneb järjestikune induktiivtakistus ωL ja väheneb rööbitine mahtuvustakistus $\frac{1}{\omega C}$. Seejuures on mahtuvustakistuse mõju takistuse üldväärtusele (eriti ruumtakistite puhul) suurem, võrreldes induktiivtakistusega, mistõttu sageduse tõustes üldiselt takistuse üldväärtus mõnevõrra langeb. Pindtakistite puhul aga on L ja C mõju märksa väiksem.

Tabel 1—4.

Muudetavate СПО-tüüpi masstakistite andmeid.

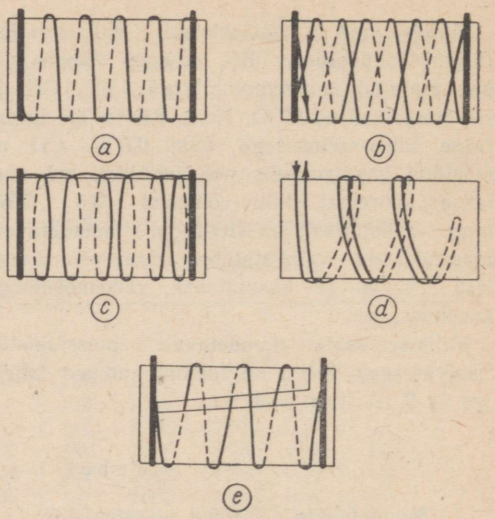
Tüüp	Taluv-võimsus temperatuuril 80°C (W)	Keha diameeter (mm)	Keha kõrgus (mm)	Tööpinge piirväärtus (V)	Takistuse nimiväärtused
СПО-0,15	0,15	9,5	9,5	100	100Ω ... 1,0 MΩ
СПО-0,5	0,5	15,6	11,2	250	100Ω ... 1,0 MΩ
СПО-2	2,0	28	15	600	47Ω ... 4,7 MΩ

Traattakistitel kujuneb induktiivtakistuse osatähtsus õige tunduvaks. Seepärast kasutatakse

traattakistite valmistamisel reaktiivtakistuse vähendamiseks eri mähkimisviise. Induktiivsuse vähendamiseks peab iga mähise keerd haarama võimalikult väikest pindala ning mähise üldise pindala vähendamiseks tuleb kasutada võimalikult suure takistusega mähistraati. Samuti on soovitav, et naaberkeerdudes voolaks vool vastassuunas. Keerdudevahelise mahtuvuse vähendamiseks tuleb mähis asetada nii, et naaberkeerdude vaheline pinge oleks võimalikult väike.

Joonisel 1 — 2 on näidatud mõned tüüpilisemad traattakistite mähkimise viisid, millega taotletakse ebatakistuse tunduvat vähendamist. Neis kõigis kasutatakse mähise aluseks õhukest vilku.

Selliseid minimaalse ebatakistusega traattakisteid kasutatakse nii k.-s.- kui ka m.-s.-atenuaatorites, takistusmagasinides jms. Eriti väikese ebatakistusega on lihtne lapik- (*a*), silmus- (*c*) ja kaheksakujuline (*e*) mähis.



Joon. 1 — 2. Väikese ebatakistusega traattakistite mähkimisviise: *a* — lihtne lapik-, *b* — Ayrton-Perry, *c* — silmus-, *d* — lihtne bifilaar-, *e* — kaheksakujuline mähis.

2. peatükk.

MAHTUVUS JA KONDENSAATORID.

2—1. KONDENSAATOR.

Kondensaatori moodustavad mistahes kujuga kaks teineteisest dielektrikuga eraldatud vooluhuti. Kui rakendada plaatidele potentsiaalide vahe, siis salvestub plaatidele elektrilaeng. Kondensaatori mahtuvus

$$C = \frac{Q}{U},$$

kus C on mahtuvus faradites, Q — elektrilaeng kulonites ja U — potentsiaalide vahe ehk pinge voltides.

Kondensaatori dielektrikusse elektriväljana salvestuvat energiat saab väljendada valemiga:

$$W_C = \frac{1}{2} CU^2 \text{ [Wsek]},$$

kus C on mahtuvus faradites ja U — pinge voltides.

Kondensaatori mahtuvus oleneb kondensaatori plaatide pinnast, plaatide vahekaugusest ja dielektriku omadusest. Rööbitiste plaatidega kondensaatori mahtuvus määratakse valemiga

$$C = 0{,}0884\,\varepsilon \frac{S}{d} \text{ [pF]},$$

kus ε on kasutatava dielektriku suhteline dielektriline läbitavus ehk dielektrikukonstant, S — ühe plaadi pindala cm² ja d — plaatide vahekaugus cm.

Kasutatavamate dielektrikute omaduste kohta on toodud andmed lisas nr. 2.

2—2. DIELEKTRIKU LÄBILÖÖGIPINGE.

Dielektrikus on elektronid tugevasti seotud aatomituumadega, mistõttu dielektrikule rakendatava pinge mõjul ei saa peaaegu üldse tekkida voolu. Kuid pinget ei saa tõsta piiramatult. Kui rakendatav pinge ületab teatud kriitilise väärtuse, siis toimub dielektriku läbilöök, s. t. ta kaotab oma isoleerivad omadused. Seda kriitilist pinget nimetatakse dielektriku läbilöögipingeks. Dielektriku läbilöögipinge väärtust dielektriku kihi paksusühiku kohta nimetatakse dielektriku läbilöögitugevuseks ja mõõdetakse tavaliselt kilovoltides dielektriku kihi paksuse 1 cm kohta (kV/cm).

Dielektriku läbilöögitugevus ei ole püsiv suurus, vaid sõltub dielektriku temperatuurist, pinge all hoidmise kestusest, rakendatava pinge iseloomust (k.-s. pinge puhul on läbilöögitugevus väiksem kui m.-s. või alalispinge puhul) ja kokkupuute keskkonnast (dielektrikut kattev tolm, niiskus jne. vähendab läbilöögitugevust).

Läbilöök tekib sel teel, et dielektrikut läbiv elektrivool, vaatamata oma väikesele väärtusele, tõstab dielektriku temperatuuri. Selle tulemusena aga väheneb dielektriku takistus, sest dielektriku takistuse temperatuuritegur on negatiivne. Seetõttu vool pidevalt suureneb, kuni toimub läbilöök leeklahendusena, mis hävitab tahke dielektriku.

2—3. DIELEKTRIKU KAOTEGUR.

Ükski isolatsioonimaterjal ei ole oma isoleerivate omaduste poolest täiuslik, vaid kõigis neis absorbeerub teatav hulk võimsust, kui neile rakendada vahelduv potentsiaalide vahe[1].

Selle tulemusena osa kondensaatorile antud elektrilaengust muutub dielektrikus soojuseks, mille võrra kondensaatorist tagasisaadav tühjenemislaeng kujuneb sisseantavast laengust väiksemaks. Sääraseid kadusid nimetatakse võimsuskadudeks ehk dielektrilisteks kadudeks ja nad sõltuvad dielektriku materjalist ja kondensaatorile antava pinge suurusest ning sagedusest.

Võimsuskadude suurus määratakse tavaliselt kindlaks dielektriku kaoteguriga ehk kaonurga tangensiga (tg δ)[2]. Mida väiksem on aine kaotegur, seda otstarbekam on ta kondensaatori dielektrikuna kasutamiseks, eriti neis vooluringides, kus kadusid tuleb vähendada miinimumini.

2—4. DIELEKTRIKU TEMPERATUURITEGUR.

Dielektrikukonstant pole suuremal osal dielektrikuks kasutatavatel ainetel siiski püsiv suurus, vaid sõltub dielektriku temperatuurist.

Dielektrikukonstandi muutumist sõltuvalt temperatuurist väljendab dielektriku temperatuuritegur, mis näitab dielektrikukonstandi muutumist protsentides temperatuuri tõustes 100°C võrra. (Andmed on toodud lisas nr. 3.)

Põhilisel osal dielektrikutest on see tegur positiivne, kuid on ka aineid (keraamilised materjalid), mille dielektriku temperatuuritegur on negatiivne, s. t. temperatuuri tõustes temperatuuritegur väheneb. Selliseid, negatiivse temperatuuriteguriga materjale kasutatakse edukalt raadiotehnikas võnkeringide parameetrite kompenseerimiseks neil juhtudel, kui soovitakse sageduse suurt stabiilsust sõltumata temperatuuri muutumisest.

2—5. KONDENSAATORITE TÜÜPE.

Kondensaatoreid võib liigitada mitmeti, lähtudes nende ehitusest, tööpingest, kasutusalast ja dielektrikust või selle järgi, kas nende mahtuvus on püsiv või muudetav.

a) **Püsivkondensaatorid.** Püsivkondensaatorid jagunevad kasutatava dielektriku järgi viide põhirühma: paber-, vilk-, keraamilised, polüstürool- ja elektrolüütkondensaatorid.

Paberkondensaatorites kasutatakse dielektrikuks impregneeritud paberit, kondensaatori plaatideks kas õhukest metallkarda või mehaanilisel teel paberdielektrikule sadestatud metallikihti (metalliseeritud paberit). Hermeetilise ehitusviisi puhul on paberkondensaatorite elektrilised näitajad küllaldased nende kasutamiseks alalis- ja vahelduvvooluringides. Kõrgsagedusvooluringides, eriti võnkeringides, on nende kasutamine suhteliselt suure võimsuskao tõttu piiratud.

Tabel 2—1.

KCO-tüüpi vilk-kondensaatorite mahtuvuste nimiväärtused

(ГОСТ 2519-49).

pF	pF	pF	pF
10	100	1000	10 000
	110	1100	
12	120	1200	12 000
	130	1300	
15	150	1500	15 000
	160	1600	
18	180	1800	18 000
20	200	2000	20 000
22	220	2200	
24	240	2400	25 000
27	270	2700	
30	300	3000	30 000
33	330	3300	
36	360	3600	
39	390	3900	40 000
43	430	4300	
47	470	4700	50 000
51	510	5100	
56	560	5600	
62	620	6200	
68	680	6800	
75	750	7500	
82	820	8200	
91	910	9100	

[1] Võimsuse absorbeerumist isolaatoris põhjustavad paljud tegurid, nagu voolu lekkimine isolaatori materjalis — isolatsioonitakistuses, elektriline hüsterees, elektronide eraldumine teravikelt jne., mis kõik kokku põhjustavad isolaatori kuumenemist ja seega võimsuskadusid.

[2] Võimsuskadude tagajärjel kujuneb kondensaatori dielektrikut läbiva üldise vahelduvvoolu nihkenurk φ rakenduspinge U ja temaga faasis oleva kaovoolu suhtes väiksemaks kui 90° kaonurga δ võrra. Sel juhul kondensaatori võimsuskadu $P_k = UI \cos \varphi$ ehk $P_k = UI \sin \delta$. Kuna raadiotehnikas kasutatavate kondensaatorite kaonurk δ on tavaliselt väga väike, siis asendatakse nurga δ siinus selle nurga tangensiga, sest väikeste nurkade sin ja tg on peaaegu võrdsed; kaotegur väljendatakse harilikult tgδ. Kaotegurit on võimalik leida valemiga $\mathrm{tg}\delta = 2\pi fRC$, milles f — sagedus Hz, R — ekvivalentne kaotakistus Ω, C — mahtuvus F.

Paberkondensaatoreid toodetakse meil enamuses järgmiste tüüpidena:

1) МКВ — väikesemõõteline, niiskuskindel, hermeetiliselt suletud metallkestades; tööpinged 160, 260 ja 500 V ja mahtuvused 0,05 ... 8 μF;

2) КБ — hermetiseerimata, silindrilistes paberkestades; tööpinged 200, 400 ja 600 V ja mahtuvused 4700 pF ... 0,5 μF;

3) КБГ — hermetiseeritud, silindrilistes keraamilistes kestades ja silindrilistes või kandilistes metallkestades; tööpinged 200, 400, 600, 1000 ja 1500 V ning mahtuvused 470 pF ... ... 10 μF; peale selle valmistatakse veel kõrgepingelisi, kuni 30 kV tööpingega КБГ-tüüpi hermetiseeritud paberkondensaatoreid;

4) КБМ — õlipaber-dielektrikuga, hermetiseeritud metallkestades; tööpinged 0,75, 1, 1,5, 2, 3, 4 ja 5 kV ja mahtuvused 0,05 ... 10 μF;

5) КМБГ — hermeetiline metalliseeritud paberiga; tööpinged 160, 250, 400 ja 600 V ja mahtuvused 0,1 ... 50 μF.

6) МБГО, МБГП, МБГЦ, МБГЧ — metalliseeritud paberdielektrikuga kondensaatorid, hermetiseeritud metallkestades; tööpinged 150 ... ... 1500 V ja mahtuvused 0,05 ... 30 μF.

7) БМ, БГМ ja МБМ on väikesemõõtelised paberdielektrikuga kondensaatorid; tööpinged 100, 400 ja 160 V ja mahtuvused 510 pF ... ... 1,0 μF; mõõted on vastavalt tüübile ja mahtuvusele $d = 5 \ldots 14$ mm, $l = 11 \ldots 31$ mm.

Vilk-kondensaatorid leiavad kasutamist kõikjal, eriti aga kõrgsagedusvooluringides, omavad väga väikest kaotegurit ja kõrget läbilöögipinget. Võrdlemisi suurte mõõdete ja kalliduse tõttu valmistatakse neid ainult väiksemates mahtuvussuurustes.

Vilk-kondensaatoreid toodetakse meil järgmiste tüüpidena:

1) КСО — plastmassiga kaetud; ehitusviisi ja mõõdete järgi toodetakse 13 alltüüpi КСО-1 ... ... КСО-13; tööpinged 250 ... 7000 V ja mahtuvused 10 ... 50 000 pF; andmed КСО-tüüpi kondensaatorite mahtuvuse nimiväärtuste kohta on toodud tabelis 2—1;

2) СГМ — väikesemõõtelised hermetiseeritud vilk-kondensaatorid; tööpinged 250 ... 1500 V ja mahtuvused 100 ... 10 000 pF;

3) КСГ — hermeetiseeritud, metallkestades; tööpinged 500 ja 1000 V ning mahtuvused 470 pF ... 0,1 μF.

Keraamilised kondensaatorid oma suhteliselt väikeste kadude, väikeste mõõdete ja muude heade elektriliste omaduste tõttu leiavad kasutamist peamiselt kõrgsagedusvooluringides, eeskätt võnkeringides. Kuna keraamilistes kondensaatorites kasutatakse mitmesuguse mahtuvuse temperatuuriteguriga dielektrikut, siis on nad võnkeringides temperatuurimõjude kompensaatoritena asendamatud.

Meie tööstuse poolt toodetakse keraamilisi püsivkondensaatoreid järgmiste tüüpidena:

1) КТК — torukondensaatorid, valmistatakse viies mõõdus, КТК-1 ... КТК-5, nimimahtuvused 2 ... 1000 pF.

2) КДК — ketaskondensaatorid, valmistatakse kolmes mõõdus, КДК-1 ... КДК-3, nimimahtuvused 3 ... 130 pF;

3) КГК — hermetiseeritud kondensaatorid, valmistatakse viies mõõdus, КГК-1 ... КГК-5, nimimahtuvused 5 ... 1000 pF.

Kõik loetletud tüüpi keraamilised kondensaatorid on ette nähtud töötamiseks alalispingel kuni 500 V ja kõrgsageduspingel kuni 250 V. Sõltuvalt dielektriku temperatuuritegurist liigitatakse neid nelja rühma ja tähistatakse ning märgistatakse tabelis 2—2 toodud andmete kohaselt.

Peale loetletud keraamiliste kondensaatorite toodetakse meie tööstuse poolt veel järgmisi väikesemõõtelisi keraamilisi kondensaatoreid:

1) lapikkondensaatorid КП1 ... КП4, tööpinge 250 V ja nimimahtuvused 30 ... 1500 pF;

2) torukondensaatorid КТ1 ... КТ3, tööpinge 500 V ja nimimahtuvused 180 ... 620 pF;

3) ketaskondensaatorid ultralühilaine astmikus kasutamiseks КДУ-1 ... КДУ-5, nimimahtuvused 1 ... 51 pF;

4) ketaskondensaatorid m.-s.-astmikus kasutamiseks КДС-1 ... КДС-3, tööpinge 250 V ja nimimahtuvused 1000 ... 6800 pF;

5) lapikkondensaatorid m.-s.-astmikus kasutamiseks КПС-1 ... КПС-4, tööpinge 250 V ja nimimahtuvused 510 ... 40 000 pF;

6) miniatuursed ketaskondensaatorid КДМ, alalis-tööpinge 60 V ja nimimahtuvused 1 ... ... 1500 pF; diameeter $d = 4 \ldots 5$ mm;

7) miniatuursed torukondensaatorid КТМ, alalis-tööpinge 60 V ja nimimahtuvused 1 ... ... 3000 pF; mõõted: $d = 4$ mm, $l = 10$ mm;

Tabel 2—2.

Keraamiliste kondensaatorite КТК, КДК ja КГК tähistamine nende dielektriku temperatuuriteguri järgi.

Rühm	Dielektriku temperatuuritegur $\frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}{(t_2 - t_1)\,\varepsilon_1}\left[\frac{1}{°C}\right]$	Märkimisvärvus
Д	$-(700 \pm 100) \cdot 10^{-6}$	Punane
М	$-(50 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	Helesinine
Р	$+(30 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	Hall
С	$+(110 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	Tumesinine

8) miniatuursed kandilised kondensaatorid КПМ, alalis-tööpinge 60 V ja nimimahtuvused 30...3000 pF; mõõted: $l = 10$ mm; $h = 3$... ...5 mm.

Polüstüroolkondensaatorid omavad väga väikest kaotegurit ja väga suurt isolatsioonitakistust (10 000...50 000 MΩ), mistõttu nad võivad edukalt asendada nii vilk- kui ka keraamilisi kondensaatoreid k.-s.-vooluringides. Polüstüroolkondensaatoreid valmistatakse meil järgmiste tüüpidena:

1) ПО, ПОВ ja ПСО — normaalmõõdetega; tööpinged 300 V, 10...15 kV ja 500 V ning nimimahtuvused vastavalt 51...30 000 pF, 390 pF ja 470...10 000 pF;

2) ПМ-1 ja ПМ-2 — väikesemõõtelised; alalis-tööpinge 60 V, nimimahtuvused 100...1000 pF ja mõõdetega $d = 3{,}5$...5,0 mm, $l = 8$... ...12 mm.

Elektrolüütkondensaatoreid kasutatakse nende suure kaoteguri tõttu ainult madalsageduslike pulseerivvoolude puhul, kus neis tekkivad võimsuskaod pole olulised. Kuid arvestades nende suuri mahtuvusi, mis ulatuvad 10 000 μF, on nad sageli asendamatud. Peale suure kaoteguri piiravad nende kasutamist veel lülitatavate pingete kindel polaarsus ja lubatav maksimaalne tööpinge, mis ulatub kuni 600 V. Elektrolüütkondensaatoreid valmistatakse kaht liiki — märgade ja kuivadena.

Käesoleval ajal toodab meie tööstus järgmisi elektrolüütkondensaatoreid:

1) КЭ — silindrikujulises alumiiniumkestas; tööpinged 8...500 V ja nimimahtuvused 2...2000 μF; töötemperatuur —60(—40)... ...+60°C;

2) КЭ-Н — silindrikujulises alumiiniumkestas; tööpinged 300 V ja 450 V, nimimahtuvused 80 ja 150 μF; töötemperatuur —10...+60°C;

3) ЭФ — silindrikujulises alumiiniumkestas; tööpinge 300 V ja nimimahtuvused 800 ja 1300 μF; töötemperatuur —10...+40°C;

4) КЭГ — kandilises metallkestas, hermetiseeritud; tööpinged 8...500 V ja nimimahtuvused 2...2000 μF; töötemperatuur —60(—40)... ...+60°C;

5) ЭГ — silindrikujulises alumiiniumkestas; tööpinged 125...500 V ja 6...100 V, nimimahtuvused 2...2000 μF; töötemperatuur —60 (—40)...+60(+85)°C.

6) ЭМ — väikesemõõtelised, alumiiniumist silindrikujulises kestas; töötemperatuur —40... ...+70°C; kasutatakse peamiselt transistoridega lülitustes, kus tööpinged on madalad. Andmed on toodud tabelis 2—3.

Peale loetletud püsivkondensaatorite liikide leiavad kõrgsagedusvooluringides kõrgete pingete puhul kasutamist veel õhk- ja suruõhk- (gaas-) kondensaatorid, milledel on väga väike kaotegur.

b) Muudetava mahtuvusega kondensaatorid.

Muudetava mahtuvusega kondensaatorid valmistatakse metallplaatidest, kusjuures dielektrikuks on enamasti õhk. Seega neis tekkivad kaod sõltuvad peamiselt tugimaterjalist. Seepärast kasutatakse paremates kondensaatorites kõrgeväärtuslikke isolaatoreid, nagu kvartsi, steatiiti ja teisi keraamilisi materjale.

Muudetava mahtuvusega kondensaatorid, või üldisema nimetusega pöördkondensaatorid, leiavad kasutamist peamiselt kõrgsageduslikes võnkeringides. Vastavalt kasutamisotstarbele valmistatakse neid mahtuvuse muutmise järgi neljal kujul: mahtuvusvõrdelised, lainevõrdelised, sagedusvõrdelised ja logaritmilised. Need nimetused on tuletatud sellest, missuguse reegli kohaselt muutub kondensaatori mahtuvus sõltuvalt rootorpaketi pöördenurgast, s. o. kas pöördenurgaga on võrdeline mahtuvus või lainepikkus jne.

Õhk- ja seega ka pöördkondensaatorite tähtsamate elektriliste omaduste hulka kuulub veel

Tabel 2—3.

Väikesemõõteliste elektrolüütkondensaatorite ЭМ andmeid

Nimimahtuvus (μF)	Nimitööpinge (V)						
	4	6	10	15	20	30	60
	Mõõted $d \times l$ (mm)						
0,5	—	—	—	—	—	—	4,5×15
1,0	—	—	—	—	—	4,5×15	—
2,0	—	—	—	4,5×15	—	4,5×18	6×15
3,0	—	—	4,5×15	4,5×18	4,5×18	—	6×20
5,0	4,5×15	4,5×15	4,5×18	6×15	6×15	6×20	—
10,0	4,5×18	4,5×18	6×15	6×20	—	—	—
15,0	—	6×15	6×20	—	—	—	—
20,0	6×15	6×20	—	—	—	—	—
25,0	6×20	—	—	—	—	—	—

nende läbilöögipinge määramine, mis on eriti oluline saatja kondensaatorite valikul.

Tubastes tingimustes arvestatakse õhkkondensaatorite läbilöögipinge tippväärtuseks keskmiselt 1000 volti 1 mm õhuvahe kohta.

Peale õhkkondensaatorite kasutatakse raadioseadmetes veel tahke dielektrikuga, muudetava mahtuvusega kondensaatoreid, milles dielektrikuks on peamiselt hetinaks, polüstürool, vilk ja keraamilised ained. Hetinaks-dielektrikuga kondensaatorid töötavad suhteliselt suurte kadudega ja seepärast on nende kasutamine piiratud. Keraamilise ja vilkdielektrikuga reguleeritavad kondensaatorid leiavad üldist kasutamist võnkeringide järelhäälestamiseks trimmer- ja lühenduskondensaatoritena.

Peale tavaliste ühekordsete pöördkondensaatorite leiavad raadioseadmeis kasutamist veel liit-pöördkondensaatorid, milles kaks või enam kondensaatorit on mehaaniliselt ühendatud kokku ühisele raamistikule ja milles liidetud kondensaatorite mahtuvuse reguleerimine toimub ühise rootorvõlli abil. Seejuures rootorvõll võib olla elektriliselt ühendatud kõigi liidetud kondensaatorite rootorpakettidega või neist isoleeritud.

Vastavalt sellele, kuidas muutuvad üksikute liidetud kondensaatorite mahtuvused, eristatakse kahte liiki liit-pöördkondensaatoreid: ühtseid ja diferentsiaalseid. Esimesel juhul toimub kõigi liidetud kondensaatorite mahtuvuste muutumine rootorvõlli pööramisel rangelt ühise reegli järgi, s. o. võlli pööramisega teatud kraadide arvu võrra ühes või teises suunas suurenevad või vähenevad võrdselt koos kõigi liidetud kondensaatorite mahtuvused. Ühtseid liit-pöördkondensaatoreid valmistatakse kas kaksik-, kolmik- või nelik-kondensaatoritena.

Teisel juhul muutuvad kahe liidetud kondensaatori mahtuvused nende ühise rootorvõlli pööramisel vastupidiselt, s. o. ühe kondensaatori mahtuvuse suurenemisel teise kondensaatori mahtuvus väheneb. Seejuures säilitatakse harilikult mõlema kondensaatori mahtuvuste liitväärtus ligikaudu konstantsena.

Ühtseid liitkondensaatoreid kasutatakse vastuvõtjates ühenupu-häälestamisel ja kaksikkondensaatoritena, nn. lõhestatud staatoriga kondensaatoritena saatjate võnkeringide sümmeetrimiseks. Diferentsiaalsete liitkondensaatorite kasutamine piirdub peaaegu eranditult tagasiside regulaatorina otsevastuvõtja detektorastmes.

Keraamilisi trimmerkondensaatoreid tüüp КПК valmistatakse 250 V kõrgsagedus- ja 500 V alalistööpingele kolmes mõõdus, tähistega КПК-1, КПК-2, КПК-3; nende mahtuvuse nimiväärtused on toodud tabelis 2—4.

Tabel 2—4.

Keraamiliste trimmerkondensaatorite mahtuvuse nimiväärtused pF.

КПК-1		КПК-2		КПК-3	
Alg-mahtuvus maks.	Lõpp-mahtuvus min.	Alg-mahtuvus maks.	Lõpp-mahtuvus min.	Alg-mahtuvus maks.	Lõpp-mahtuvus min.
2	7	6	60	6	60
4	15	10	100	10	100
6	25	25	150	25	150
8	30	75	200	75	200
		125	250	125	250
		200	325	200	325
		275	375	275	375
		350	450	300	450

3. peatükk.

INDUKTIIVSUS JA ÜHISINDUKTIIVSUS.

3—1. INDUKTIIVSUS.

Induktiivsuseks nimetatakse vooluringide omadust toimida vooluringi läbiva voolu muutustele vastu, s. o. säilitada juhtmes esialgset elektrilist olukorda. See vastutoime ilmneb vastu-emj. indutseerumises vooluringis, kui selles kulgev vool muutub.

Indutseeritud vastu-emj. sõltub käsitletava vooluringi ja seda ümbritseva keskkonna magnetilistest omadustest ning voolu muutumise kiirusest (di/dt), s. o.

$$e = -L\frac{di}{dt}\ [\mathrm{V}].$$

Avaldises on L vooluringi iseloomustussuurus — induktiivsustegur ehk lihtsalt induktiivsus, mida mõõdetakse henrides (H).

Voolu muutumisel salvestub vooluringi ümbritsevas magnetväljas energia

$$W_L = \tfrac{1}{2} LI^2\ [\mathrm{Wsek}],$$

kus L on induktiivsus henrides ja I — vool amprites.

3—2. POOLIDE JA JUHTMETE INDUKTIIVSUS.

a) Poolide liigitus. Nagu eelmises punktis mainitud, sõltub juhtmete induktiivsus vooluhtme enda ja magnetringi omadustest. Juhtme pikendamisega induktiivsus suureneb, juhtme läbimõõdu suurendamisega — väheneb. Teatud pikkusega juhtme mähkimisel poolina, seega ta magnetvälja keskendamisel, tõuseb induktiivsus tunduvalt. Seepärast praktikas kasutatavaid, keskendatud induktiivsusega vooluringi lülisid tuntaksegi üldnimetuse all — p o o l i d.

Pooli induktiivsus sõltub keerdude arvust, pooli pikkusest ja läbimõõdust ning pooli südamikuks kasutatava aine (õhk, raud) magnetilisest läbitavusest. Keerdude arv ja läbimõõdu suurendamisega pooli induktiivsus tõuseb, pooli pikkuse suurendamisega üldiselt langeb.

Kui pooli kuju, s. o. läbimõõdu ja pikkuse suhe, jätta muutmatuks, siis muutub pooli induktiivsus võrdeliselt ta mõõdetega ning keerdude arvu ruuduga.

Kasutamisotstarbe järgi jagunevad poolid kahte pearühma:

h ä ä l e s t u s p o o l i d, milledelt nõutakse, et nad omaksid induktiivsust võimalikult puhtal kujul, s. o. minimaalse elektrilise takistuse ja mahtuvusega ning väikeste kadudega, ja

p a i s p o o l i d, milledes takistuse ning kadude äärmine piiramine tavaliselt ei oma esmajärgulist tähtsust, kuid milledes on oluline väike sisemahtuvus.

Ehitusviisi järgi võib poole jaotada kõrgsageduspoolideks ja madalsageduspoolideks.

Madalsageduspoolid ehitatakse peaaegu eranditult raudsüdamikule, kuna kõrgsageduspoolid, milledelt nõutakse äärmiselt väikesi kadusid, mähitakse erilistele kaovaesest materjalist (immutatud presspapist, bakeliidist, keraamilistest ainetest ja polüstüroolist) poolialusele kas õhksüdamikpoolidena või paigutatakse poolid erilisest pulbristatud rauast valmistatud kõrgsagedusrauast südamikele.

Kõigis alljärgnevais poolide arvutusis on induktiivsus väljendatud mikrohenrides ja mõõted — sentimeetrites.

b) Sirge ümmarguse vaskjuhtme induktiivsus. Sirge ümmarguse vaskjuhtme induktiivsus, kui tagasitulev juhe asub kaugel, arvutatakse valemiga:

$$L = 0{,}002\, l\, (2{,}303 \lg \frac{4l}{d} - 1 + \delta)\ [\mu H],$$

kus l on juhtme pikkus, d — juhtme läbimõõt, δ — juhtme läbimõõdust ja sagedusest sõltuv tegur (tabel 3—1).

Tabel 3—1.

δ väärtusi induktiivsuste arvutamiseks

Juhtme läbimõõt mm	δ suurus sagedustel		
	$f = 10^6$ Hz	$f = 10^7$ Hz	$f = 10^8$ Hz
0,1	0,249	0,195	0,066
0,2	0,237	0,102	0,033
0,5	0,125	0,042	0,013
1,0	0,066	0,022	0,007
2,0	0,032	0,011	0

c) Kahe rööbitise ümmarguse vaskjuhtme induktiivsus. Kahe paralleelse juhtme puhul arvutatakse juhtmete induktiivsus valemiga:

$$L = 0{,}004\, l\, (2{,}303 \lg \frac{2D}{d} - \frac{D}{l} + \delta)\ [\mu H],$$

kus l on juhtme pikkus, d — juhtmete läbimõõt, D — juhtmete tsentrite vahekaugus.

d) Ühekihilise õhksüdamikuga silinderpooli induktiivsus. Ühekihilise õhksüdamikuga silinderpooli induktiivsus

$$L = \frac{0{,}0395 r^2 W^2}{b} k\ [\mu H]$$

Tabel 3—2.

Pooli kujuteguri k väärtusi

$\frac{2r}{b}$	k	$\frac{2r}{b}$	k	$\frac{2r}{b}$	k	$\frac{2r}{b}$	k	$\frac{2r}{b}$	k
0,1	0,9588	1,1	0,6673	2,2	0,5025	4,0	0,3654	6,8	0,2633
0,2	0,9201	1,2	0,6475	2,4	0,4816	4,2	0,3551	7,0	0,2584
0,3	0,8838	1,3	0,6290	2,46	0,4758	4,4	0,3455	7,4	0,2491
0,4	0,8499	1,4	0,6115	2,6	0,4626	4,6	0,3364	7,8	0,2406
0,5	0,8181	1,5	0,5950	2,8	0,4452	4,8	0,3279	8,0	0,2366
0,6	0,7885	1,6	0,5795	3,0	0,4292	5,0	0,3198	8,5	0,2272
0,7	0,7609	1,7	0,5649	3,2	0,4145	5,4	0,3050	9,0	0,2185
0,8	0,7351	1,8	0,5511	3,4	0,4008	5,8	0,2916	9,5	0,2106
0,9	0,7110	1,9	0,5379	3,6	0,3882	6,0	0,2854	10,0	0,2033
1,0	0,6884	2,0	0,5255	3,8	0,3764	6,4	0,2739	15,0	0,1527

ja keerdude arv

$$w = \frac{5{,}03}{r}\sqrt{\frac{Lb}{k}},$$

kus r on pooli raadius, mõõdetuna pooli ja juhtmete tsentrite vahel, w — keerdude arv, b — pooli (mähise) pikkus ja k — kujutegur, mis sõltub pooli läbimõõdu ja pikkuse suhtest; kujuteguri k suurused on toodud järgnevas tabelis ja graafiliselt joonisel 8.

Optimaalne, s. o. antud juhtme pikkuse juures maksimaalse induktiivsusega silinderpool saadakse siis, kui $2r/b = 2{,}46$. See suhe ei ole väga kriitiline, kuid induktiivsus langeb võrdlemisi järsult, kui suhe on palju väiksem optimaalsest.

N ä i d e: Arvutada ühekihilise õhksüdamikuga silinderpooli induktiivsus, kui poolialuse läbimõõt on 2,6 cm, mähis koosneb 18 keerust 2-kordse siidisolatsiooniga 0,5 mm läbimõõduga traadist ja mähise pikkus on 1,08 cm.

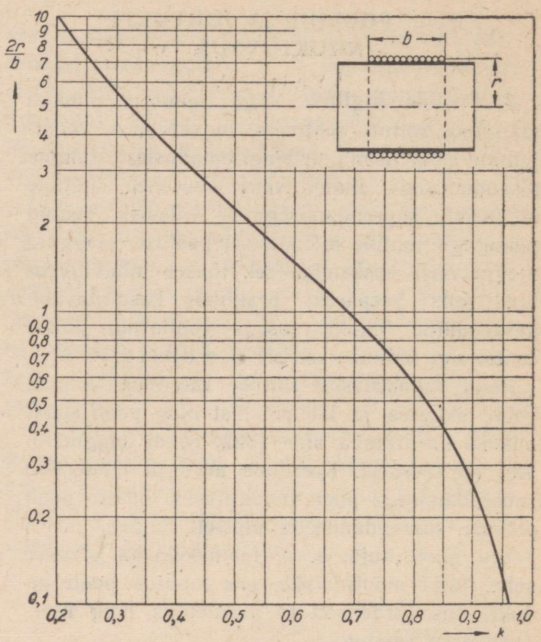
Induktiivsuse arvutame valemiga:

$$L = \frac{0{,}0395\, r^2 w^2}{b}\, k\ [\mu\text{H}].$$

Leiame tabelist 3—2 (või graafikust joon. 3—1) kujuteguri k; käesoleval juhul $2r$ = poolialuse läbimõõt + traadi läbimõõt koos isolatsioonikattega = 2,6 + 0,06 = 2,66 cm. $b = 0{,}06 \cdot 18 = 1{,}08$ cm; $\frac{2r}{b} = \frac{2{,}66}{1{,}08} = 2{,}46$, seega optimaalne. Sellele vastav $k = 0{,}47$. Asetades väärtused valemisse, saame $L = \frac{0{,}0395 \cdot 1{,}33^2 \cdot 18^2}{1{,}08}$ $0{,}47 = 9{,}98$ µH, seega ≈ 10 µH.

e) Mitmekihilise õhksüdamikuga silinderpooli induktiivsus. Mitmekihilise õhksüdamikuga silinderpooli arvutamiseks võib kasutada lihtsustatud valemeid:

$$L = \frac{L_0 w^2 D}{1000}\ [\mu\text{H}] \text{ ning } w = \sqrt{\frac{1000\, L}{L_0 D}},$$



Joon. 3 — 1. Graafik ühekihilise õhksüdamikuga silinderpooli kujuteguri k leidmiseks. Vertikaalteljele on paigutatud mähise keskmise läbimõõdu suhe mähise pikkusega ($2r/b$), horisontaalteljele pooli kujuteguri k vastavad väärtused.

kus L_0 on pooli kujutegur ja on toodud tabelis 3—3 ning graafiliselt joonisel 3—2, w — keerdude arv, D — pooli üldläbimõõt. L_0 leidmiseks on tarvis teada mähise pikkuse ja üldläbimõõdu suhet $\frac{b}{D}$ sõltuvalt mähise kõrguse ja üldläbimõõdu suhtest $\frac{h}{D}$. Tabel ja graafik on ühtlasi kasutatavad ka ühekihilise silinderpooli induktiivsuse arvutamiseks, kui suhe $\frac{h}{D}$ võtta võrdseks nulliga (kõver 0,0). Kuna mitmekihilise pooli induktiivsus sõltub õige tunduvalt veel

Tabel 3—3.

Pooli kujuteguri L_0 väärtusi

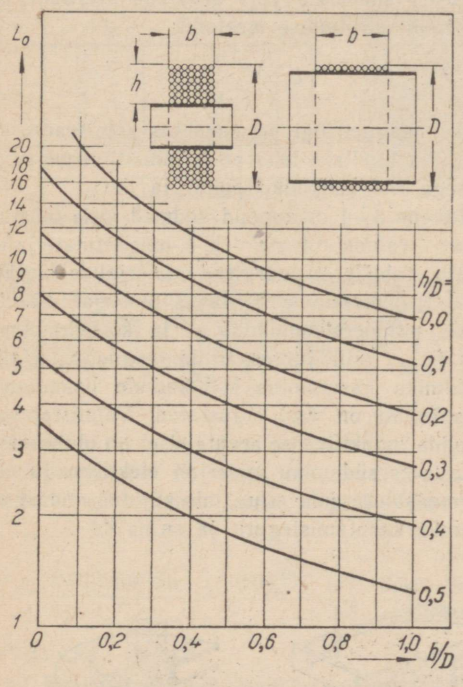
D — pooli üldläbimõõt, b — mähise pikkus, h — mähise kõrgus.

$\frac{h}{D}$ \ $\frac{b}{D}$	0,000	0,125	0,250	0,375	0,500	0,625	0,750	1,0	1,5	2,0
0,0	∞	18,68	14,43	12,02	10,37	9,167	8,213	6,795	5,062	4,038
0,1	17,46	12,92	10,52	8,93	7,78	6,90	6,28			
0,2	11,51	9,10	7,58	6,49	5,68	5,00	4,50			
0,3	7,82	6,33	5,31	4,57	4,00	3,59				
0,4	5,26	4,27	3,59	3,08	2,69	2,48				
0,5	3,48	2,82	2,37	2,03	1,78	1,62				

mähkimisviisist (ristmähis, tihemähis jne.), siis käesolev arvutusmeetod annab ainult keskmised lihtsustatud väärtused, mis praktikas on küllaldased.

Mitmekihilise silinderpooli valmistamisel tuleb silmas pidada seda, et mitmekihiline silinderpool omab maksimaalset induktiivsust siis, kui mähise ristlõige on ruudukujuline, s. o. $b = h$ ja kui mähise keskmise läbimõõdu D_k ja mähise kõrguse h suhe $\frac{D_k}{h}$ (joon. 3—2 järgi $\frac{D-h}{h}$) võrdub 3,02, s. o. $D = 4{,}02\ h$ või $h = 0{,}249\ D$.

Joonisel 3—2 näidatud mitme- ja ühekihilise pooli mõõdete suhted on optimaalsed.



Joon. 3 — 2. Graafik mitmekihilise õhksüdamikpooli kujuteguri L_0 leidmiseks. Horisontaalteljele on paigutatud mähise pikkuse ja läbimõõdu suhe (b/D), vertikaalteljele pooli kujuteguri L_0 vastavad väärtused olenevalt mähise kõrguse ja mähise läbimõõdu suhtest (h/D). Graafik on kasutatav ühe- ja mitmekihiliste poolide arvutamiseks, kusjuures ühekihiliste poolide juures h/D võrdub nulliga (kõver 0,0). Graafikul toodud mitmekihilise ja ühekihilise pooli mõõdete suhted on optimaalsed, s. o. antud juhtmepikkuse juures saavutatakse maksimaalne induktiivsus.

Näide: Arvutada õhksüdamikuga mitmekihiline silinderpool vahesagedustrafole, kui on antud, et pooli $L = 1120$ µH, $D = 2{,}5$ cm, $b = h = 0{,}625$ cm (seega mõõted ligikaudu optimaalsed).

Leiame kõigepealt pooli kujuteguri L_0. Suhe $\frac{b}{D} = \frac{0{,}625}{2{,}5} = 0{,}25$; suhe $\frac{h}{D}$ = samuti 0,25 (sest $b = h$); seega L_0 tuletub tabelist 3—3 toodud $\frac{b}{D}$ suhte 0,250 tulbast ja omab keskväärtust $\frac{h}{D}$ suhete 0,2 ja 0,3 vahel, s. o. $L_0 = \frac{7{,}58 + 5{,}31}{2} \approx 6{,}45$. Edasi

$$w = \sqrt{\frac{1000\,L}{L_0 D}} = \sqrt{\frac{1000 \cdot 1120}{6{,}45 \cdot 2{,}5}} \approx 264.$$

Jääb veel määrata, millise läbimõõduga traat täidab parajasti ülesandes antud mähise ruumi. Mähise ruum $S = bh = 0{,}625 \cdot 0{,}625 = 0{,}391$ cm²; 1 keeru kasutada olev ruum $s = \frac{0{,}391\ \text{cm}^2}{264} \approx$ $\approx 0{,}00148$ cm² ehk 0,148 mm², millesse mahuks neljakandiline isolatsioonikihita traat ristlõike küljega $a = \sqrt{0{,}148} = 0{,}385$ mm. Ettenähtud ruumi täielikul kasutamisel osutub sobivaks traadiks 0,3 mm email- + siidisolatsiooniga traat. Email- või siidisolatsiooniga traatide puhul on otstarbekam kasutada praktilisi traatide mähkimise andmeid, mis on toodud traatide tabelis (lisa nr. 4).

f) Raudsüdamikuga kõrgsageduspoolide induktiivsus. Raudsüdamikuga poolides tõuseb induktiivsus tunduvalt raua suure läbitavuse (permeaabluse) tõttu. Kuid arvestades suuri kadusid, mis raudsüdamikus tekivad pöörisvoolude tõttu, kasutatakse kõrgsageduspoolides ainult tolmustatud ja väikesekaolise sideainega survemenetlusel toodetud mass-südamikke, mis on tuntud kõrgsagedusraua nimetuse all. Kuigi raua tolmustamisega viiakse pöörisvoolukaod väikeseks, samuti kohaste rauasortide valikul ümbermagneetimise (hüstereesi) kaod on väikesed, siiski on raudsüdamiku puhul lisakaod poolis paratamatud, kusjuures kaod tõusevad eriti kõrgetel sagedustel. Kuid tingituna tõhusast uurimistööst kõrgsagedusraua tootmisel on raudsüdamikpoolide kvaliteet seevõrra tõusnud, et nende kasutamine sagedustel isegi kuni 100MHz on täiesti põhjendatult kujunenud üldiseks. Rauas tekkivad lisakaod kompenseeruvad pooli juhtme lühenemise tõttu vähenenud takistuskadude arvel täielikult. Samal ajal raudsüdamikuga pool omab tunduvalt väiksemaid mõõteid kui samade omadustega õhksüdamikpool, rauast moodustatud magnetringi tõttu on tal ka väga väikesed puisteväljad, mille tulemusena poolide varjestamine osutub sageli tarbetuks. Peale selle võimaldavad nad peaaegu alati induktiivsust suuremal või väiksemal määral muuta, mis on väga oluline raadioseadmete järelhäälestamisel ja mis õhkpoolide juures on

raskesti teostatav. Sageduse tõustes kasvavad rauaskaod tunduvalt, mistõttu kõrgemate sageduste juures raudsüdamikpoolid asendatakse õhksüdamikpoolidega.

Ehitusviisilt võib kõiki raudsüdamikpoole liigitada kahte põhirühma: lahtise magnetringiga ja suletud magnetringiga poolideks, ning mõlemaid rühmi omakorda püsivateks ja reguleeritavateks. Joonisel 3—3 on toodud tüüpilisemaid poolide konstruktsioone lõikes. Joonisel kujutavad *a*, *b*, *c* ja *d* lahtise magnetringiga, *e*, *f* ja *g* — suletud magnetringiga poole; *a*, *b*, *e* ja *g* on püsiva, *c*, *d*, *f* — reguleeritava ehitusviisiga, milles reguleerimine toimub südamiku või südamikku täiendavalt asetatava kõrgsagedusrauast reguleerimiskruvi abil. On arusaadav, et suletud magnetringiga poolid omavad võrdse juhtmepikkuse juures suuremat induktiivsust — vähenenud magnetilise tõkestuse tõttu. Sõltuvalt kasutatavast materjalist omavad seesugused raudsüdamikud permeaablust keskmiselt 1,6 ... 18. Poolimähise materjaliks kasutatakse sageli kõrgsageduslitset, millega säästetakse tunduvalt kõrgsagedustakistuslikke kadusid.

Arvestades seda, et toodetavad kõrgsageduspoolide raudsüdamikud erinevad nii materjalilt kui ka valmistusviisilt, on võimatu anda universaalset valemit seesuguste poolide induktiivsuse arvutamiseks. Induktiivsus sõltub mitte ainult südamikus kasutatava materjali permeaablusest, magnetringist, s. o. kas magnetring on suletud või avatud, ja südamiku materjali kogusest, vaid samuti eelmagneetimisest alalisvoolu läbilaskmisel pooli mähisest, mis tekib alati, kui pool on lülitatud elektronlambi anoodringi. Eelmagneetimise tagajärjel väheneb permeaablus μ ja vastavalt ka pooli induktiivsus. Seda omadust kasutatakse mõnikord vastuvõtja automaatsel või kaughäälestamisel, lülitades vajaliku suurusega eelmagneetimisvoolu pooli erimähisele.

Ligikaudseks ja lihtsamaks raudsüdamikpooli induktiivsuse arvutusmeetodiks, kui on teada raudsüdamiku läbitavus, on arvutada induktiivsus õhksüdamikpooli arvutusviisil ja saadud induktiivsuse väärtus (L_1) korrutada südamiku permeaablusega (μ):

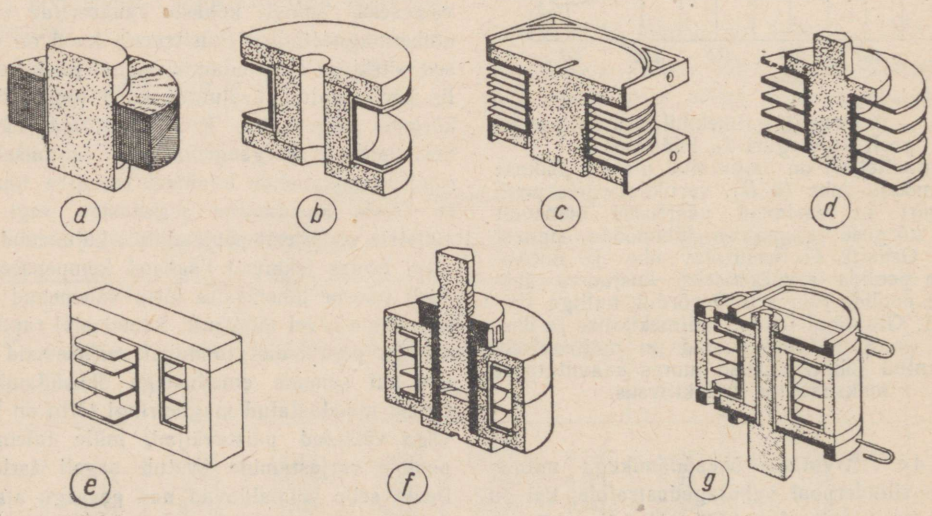
$$L \approx L_1 \mu,$$

või keerdude arvutamisel algul kindlaks teha pooli induktiivsus raudsüdamiku eemaldamisel, millisele suurusele (L_1) arvutada keerdude arv õhkpooli arvutamise meetodil:

$$L_1 \approx \frac{L}{\mu}.$$

Kui magnetringi permeaablus pole teada, siis tuleb ta kindlaks teha pooli induktiivsuse mõõtmisega raudsüdamiku puhul ja ilma.

Tabelis 3—4 on toodud andmed meie tööstuse poolt valmistatavate k.-s.-magnetmaterjalide kohta. Tabelis on märgitud materjalide algläbitavus μ_0, efektiivne läbitavus materjali kasutamisel silindersüdamikuna μ ja kõrgeim sagedus f_{max}, mille juures antud magnetmaterjalist südamiku kasutamine k.-s.-kadude lisandumise seisukohalt on veel õigustatud. Valmistatavate poolide induktiivsuse arvutamisel on olulisemaks suuruseks südamiku materjali efektiivse ja algpermeaabluse suhe μ/μ_0, mis kujutab endast südamiku kasutamistegurit ja on



Joon. 3 — 3. Tüüpilisi raudsüdamikega kõrgsageduspoolide konstruktsioone.
Joonise ülemisel real (*a*, *b*, *c*, *d*) on toodud lahtise magnetringiga, alumisel real suletud magnetringiga poolid. Reguleeritava südamikega poolid on *c*, *d*, *f*.

— silindersüdamiku puhul (joon. 3—3*a*) 0,25 ... 0,35,

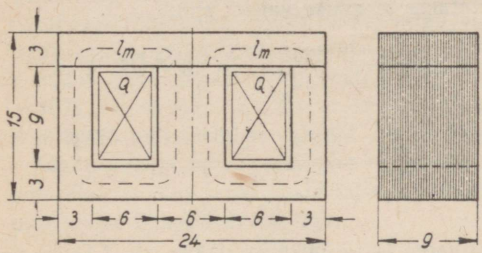
— poolsuletud südamiku puhul (joon. 3—3*b*, *c*, *d*) 0,3 ... 0,4,

— täiesti suletud südamiku puhul (joon. 3—3, *e*, *f*, *g*) 0,4 ... 0,5.

Suletud magnetringiga pooli arvutamine on lihtsam, sest sel puhul kehtib üldvalem:

$$L = \frac{0{,}01256 w^2 S}{l_m} \mu \ [\mu H],$$

kus w — keerdude arv, S — raua ristlõige cm², l_m — magnetringi keskmine pikkus cm, μ — antud kõrgsagedusraua läbitavus.



Joon. 3 — 4. Suletud magnetringiga pooli induktiivsuse arvutamise näide. Mõõted on mm; Q — mähise ristlõige. Magnetringi pikkus $l = 2\,(9 + 3 + 6 + 3) = 42$ mm ehk 4,2 cm; magnetringi ristlõige $S = 6 \cdot 9 = 54$ mm² ehk 0,54 cm².

Näide: arvutada joonisel 3—4 toodud pooli induktiivsus, kui on teada, et $w = 111$, $\mu = 10$, magnetringi andmed joonise järgi $S = 0{,}54$ cm² ja $l_m = 4{,}2$ cm.

$$L = \frac{0{,}01256 w^2 S \mu}{l_m} = \frac{0.01256 \cdot 111^2 \cdot 0{,}54 \cdot 10}{4{,}2} =$$

$= 199$ µH.

g) Raudsüdamikuga madalsageduspoolide induktiivsus. Õhukestest raudplekkidest koostatud südamikuga poole kasutatakse tehnilise ja helisagedusega vooluringides.

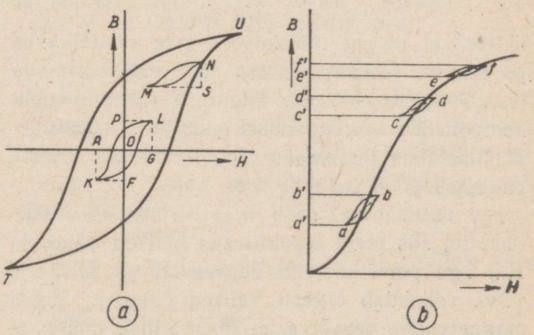
Poolide induktiivsus sõltub kasutamistingimustest, s. o. kas pooli läbib ainult vahelduvvool või vahelduvvoolu komponenti sisaldav alalisvool. Voolu tugevnemisel muude võrdsete tingimuste juures pooli induktiivsus langeb raua magnetilise läbitavuse vähenemise tagajärjel, kuid mitte võrdeliselt.

Enamikul juhtudel raadioseadmeis kasutatavaid madalsageduslikke (m.-s.) raudsüdamikpoole läbib vahelduvvool (v.-v.) suhteliselt suure alalisvoolu (a.-v.) komponendiga, mille tagajärjel raud küllastub ja vahelduvvoolu toimimispunkt nihkub magneetimiskõvera põlvikusse. Selle tulemusena pooli induktiivsus väheneb (joon. 3 — 5) ja ainult vahelduvvoolu tugevnemisel ulatub v.-v. toimimispiirkond tagasi üle põlviku, kusjuures induktiivsus samuti vastavalt suureneb. Järelikult neis tingimustes raudsüdamikpooli induktiivsus väheneb a.-v. komponendi suurenemisel ning suureneb v.-v. komponendi suurenemisel.

Tabel 3—4.

Kõrgsageduslike magnetmaterjalide andmeid.

Magnetmaterjal	Alg läbitavus μ_0	Efektiivne läbitavus silindersüdamikuna μ	Kõrgeim kasutatav sagedus f_{max} (MHz)
Magnetiit	6 ... 9		2,0
Alsifer РЧ-6	5 ... 6		30,0
Alsifer РЧ-9	9 ... 10	1,6 ... 3,0	2,5
Alsifer ФИ-25	20 ... 24		1,0
Karbonüülraud СЦР-А		1,5 ... 1,8	0,2
Karbonüülraud СЦР-Б		1,7 ... 1,9	2,5
Karbonüülraud СЦГ, СЦТ-А		2,0 ... 2,4	0,2
Karbonüülraud СЦГ, СЦТ-Б	9 ... 10	1,9 ... 2,3	2,5
Karbonüülraud СЦШ-А		2,0 ... 2,5	0,2
Karbonüülraud СЦШ-Б		2,2 ... 2,5	2,5
Karbonüülraud СБ-А		2,7 ... 2,5	0,2
Karbonüülraud СБ-Б		5,0 ... 6,5	2,5
Karbonüülraud П-4	11		30 ... 50
Oksüfer-200	200		2,0
Oksüfer-400	400		0,1
Ferriit НЦ-40	40	2,0 ... 10	1,0
Ferriit НЦ-100	100	5,0 ... 25	1,0
Ferriit НЦ-250	250	10 ... 50	1,0



Joon. 3 — 5. Induktiivsuse vähenemine alalisvooluga eelmagneetimisel.

Induktiivsuse vähenemine alalisvooluga magneetimise ehk eelmagneetimise tagajärjel seletub pooli südamiku molekulide polariseerumisega. Südamikku läbiv alalisvoolu komponent tekitab südamikus alalise magnetvoo, mis vähendab südamiku molekulaarmagnetite liikuvust ja seega ühtlasi magnetilist läbitavust. Võrdeliselt südamiku läbitavuse vähenemisega väheneb aga ka pooli induktiivsus.

Joonisel 3—5 selgub lähemalt eelmagneetimisest tingitud läbitavuse vähenemine magneetimisvoolu vahelduvvoolu komponendi suhtes. Joonisel 3—5*a* on kujutatud magneetimiskõverad *TU* ja *KL* suureamplituudilisele ja väikeseamplituudilisele vahelduvale ergutusvoolule. Kui rakendada poolile algul ainult väikeseamplituudiline ergutusvool (magneetimiskõver *KL*), mis arendab väljatugevust väärtusega *OG* ja millele tekib vastav väljatihedus *OP*, siis läbitavus võrdub *OP*/*OG*. Kui seejärel lülitada poolile täiendavalt suureamplituudiline vahelduvvool (magneetimiskõveraga *TU*) ning piirata järsku ta edaspidine suurenemine punktis *N*, mis on analoogiline alalisvooluga eelmagneetimisega samas punktis, siis väikeseamplituudiliselt vahelduvvoolult arendatav magneetimiskõver *KL* siirdub uuele töökohale *MN*. Seejuures selgub kujukalt, et väljatugevuse *H* endiseks jäädes (*MS* = *RG*) väljatihedus *B* väheneb märgatavalt (*SN*<*FP*). Seega võrdsed vahelduvvoolust arendatavad väljatugevuste muutused magneetimiskõvera eri lõikudes kutsuvad esile erinevaid väljatiheduse muutusi, kusjuures eelmagneetiva väljatugevuse tõustes väljatiheduse muutused järjest vähenevad, muutudes küllastumisel praktiliselt nulliks.

Joonisel 3-5*b* on kujutatud kolm juhtu võrdsete väljatugevuse muutuste *ab*, *cd*, *ef* puhul, millele vastavalt vähenevad järjekorras väljatiheduse muutused *a'b'*, *c'd'*, *e'f'*. Magneetimisergutuse vahelduvvoolu komponendist arendatava väljatiheduse ja väljatugevuse suhet eelmagneetimise tingimustes nimetatakse lisapermeaabluseks $\mu_\Delta = \frac{\Delta B}{\Delta H}$. Joonisest selgub ühtlasi, et magneetimiskõvera igas vaadeldavas punktis on lisapermeaablus alati väiksem sama punkti permeaablusest. Ergutuse vahelduvvoolu komponendi suurendamisel muutub lisapermeaabluse tõus järsumaks ning vastavalt sellele suureneb pooli induktiivsus.

Kui raudsüdamikpooli magnetringi sisse viia õhkpilu, siis pooli induktiivsus üldiselt väheneb. Kui aga pooli läbivad üheaegselt nii a.-v. kui v.-v., vähendab õigesti valitud õhkpilu üldist magnetvoogu seevõrra, et magnetiline läbitavus v.-v. toimimisel tegelikult tõuseb koos induktiivsusega. Seepärast raudsüdamikpoolid, mis on ette nähtud üheaegselt a.-v. ja v.-v. kandmiseks, valmistatakse tavaliselt õhkpiluga.

Õhkpiluta raudsüdamikpooli induktiivsuse arvutamiseks kasutatakse järgmist valemit:

$$L = \frac{1{,}256\ w^2 S}{l}\ \mu_r \cdot 10^{-8}\ [\mathrm{H}],$$

kus w on keerdude arv, S — puhas raua ristlõikepind cm², mille tegelikud mõõted on plekkidevahelise isolatsiooni tõttu umbes 10% suuremad, l — magnetringi pikkus cm, μ_r — suhteline läbitavus ehk permaablus, leitakse magneetimiskõverast, arvestades sõltuvust voolust. Induktiivsus saadakse henrides.

Õhkpiluga raudsüdamikpooli induktiivsus arvutatakse järgmise valemi abil:

$$L = \frac{1{,}256\ w^2 S}{l'_\delta}\ 10^{-8}\ [\mathrm{H}],$$

seejuures l'_δ kujutab redutseeritud õhkpilu:

$$l'_\delta = l_\delta + 1{,}1\ \frac{l}{\mu_r},$$

kusjuures l_δ — õhkpilu pikkus cm, l ja μ_r — nagu eelmises valemis.

Näide: 1) Arvutada õhkpiluta raudsüdamikuga paispooli induktiivsus, kui on antud: $w = 3000$, $S = 6$ cm², $l = 16$ cm, $\mu_r = 1000$.

$$L = \frac{1{,}256\ w^2 S}{l}\ \mu_r \cdot 10^{-8} =$$

$$= \frac{1{,}256 \cdot 9 \cdot 10^6 \cdot 6 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 10^{-8}}{16} \approx 42{,}2\ \mathrm{H};$$

2) Arvutada sama paispooli induktiivsus, kui sisse on viidud õhkpilu $l_\delta = 0{,}1$ cm.

$$l'_\delta = l + 1{,}1\ \frac{l}{\mu_r} = 0{,}1 + 1{,}1\ \frac{16}{1000} = 0{,}1176;$$

$$L = \frac{1{,}256\ w^2 S}{l'_\delta}\ 10^{-8} = \frac{1{,}256 \cdot 9 \cdot 10^6 \cdot 6 \cdot 10^{-8}}{0{,}1176} \approx$$

$\approx 5{,}73$ H.

Siit selgub, et õige väikese õhkpilu sissetoomisega, mis käesoleval juhul moodustab vaid 0,6% magnetringi üldpikkusest, vähenes induktiivsus 7,5-kordselt. Õhkpilu suurendamisel induktiivsus väheneb veelgi ning õhkpiluga pool hakkab käituma enam õhkpooli taoliselt. Teiste sõnadega, õhkpiluga raudsüdamikpool kujutab endast säärase ehitusviisiga õhksüdamikpooli, mille pikkus on äärmiselt väike võrreldes tema magnetvoo üldtee pikkusega ümber pooli.

Nagu öeldud eespool, tekib õhkpilu sissetoomise vajadus raudsüdamikpoolis siis, kui pooli läbiv alalisvoolu komponent on suhteliselt suur, võrreldes liidetud vahelduvvooluga, viies pooli induktiivsuse madalamale, kui see oli ette nähtud vooluringi õigeks toimimiseks. Võttes luba-

tavaks piiriks a.-v. komponendi liitumisel tekkivat 20% induktiivsuse langust sellest induktiivsuse väärtusest, mida pool omas ainult v.-v. komponendi läbilaskmisel, võib raudmaterjali andmete põhjal välja arvutada, millal on õigustatud õhkpilu sisseviimine pooli raudsüdamikku.

Kui a.-v. komponendist arendatav lisaväljatugevus H_{av} osutub suuremaks kui

legeeritud plekil (vähese Si lisandusega) —0,67 AK/cm,
tugevasti legeeritud plekil (suure Si lisandusega) —0,63 AK/cm,
legeeritud plekil vähese Ni lisandusega —0,47 AK/cm,

siis on õhkpilu sisseviimine tarvilik, kuna aga väiksemad väljatugevused õigustavad südamiku kasutamist õhkpiluta. Suure läbitavusega niklisisaldusega materjalid, nagu permalloi (78,5% Ni + 21,5% Fe), megaperm, mümetall (74% Ni + + 20% Fe + Mn, Co, W) ei talu üldse a.-v. koormust.

Alalisvooluga eelmagneetimise tingimustes arvutatakse m.-s.-paispoolide ja trafode raudkehas optimaalne õhkpilu avaldisega

$$l_{\delta} = \frac{wI_0}{800} \text{ [mm]},$$

milles I_0 — mähist läbiv alalisvool amprites A, w — mähise keerdude arv.

Näiteks, kui lambi anoodringi lülitatud legeeritud rauast südamikuga m.-s.-paispooli läbib anoodvool 2,1 mA ja paispool omab 4100 keeru juures induktiivsust 40 henrit ning ta südamiku keskmine pikkus on 13 cm, siis maksimaalselt lubatav keerdude arv cm kohta 20% induktiivsuse languse puhul võib olla

$$\frac{0{,}67}{2{,}1 \cdot 10^{-3}} \approx 319 \text{ K/cm}$$

ja üldine maksimaalselt lubatav keerdude arv $w = 319 \cdot 13 \approx 4150$.

Järelikult käesoleval juhul 2,1 mA a.-v. läbilaskmisel õhkpiluta raudsüdamikpoolist on induktiivsuse vähenemine lubatavais piires, langedes 40 henrilt umbes 32 henrile. Suurema a.-v. korral osutub õhkpilu sisseviimine vältimatuks.

h) Varjestatud poolide induktiivsuse korrigeerimine. Poolide elektromagnetiliste ja elektrostaatiliste väljade välismõju neutraliseerimiseks asetatakse poolid hea juhtivusega metallist[1] (vask, alumiinium) varjestustopsidesse. Pooli läbivate voolude toimel indutseeruvad varje seintes voolud, mis oma väljadega vähendavad pooli induktiivsust, kusjuures induktiivsuse vähenemine suureneb varje lähendamisega poolile. Pooli varjes indutseeruvad voolud põhjustavad võimsuskadusid, mis võetakse poolist. Et hoida kadude suurus mõistlikes piirides ja et pooli induktiivsus ei väheneks üle 15%, ei tohi varje läbimõõt olla väiksem kui kahekordne pooli läbimõõt ning varje peab asuma pooli otstest vähemalt pooli läbimõõdu kaugusel.

Kuna varjestatult pooli induktiivsus erineb induktiivsusest varjestamata olekus, s. o. väärtusest, mida käsitletakse arvutustes, siis on tarvilik teada, millise protsendi võrra teatava varjestuse juures tuleb induktiivsus arvutustes võtta suuremana.

Induktiivsuse vähenemine varjestamisel sõltuvalt mähise pikkuse ja mähise läbimõõdu suhtest $\frac{b}{d}$ ning mähise läbimõõdu ja varje läbimõõdu suhtest $\frac{d}{D}$ on graafiliselt toodud joonisel 3—6 üldise reduktsioonitegurina k.

Kui L on pooli induktiivsus varjestamatult, L_v — induktiivsus varjestatult ja w — pooli keerdude arv varjestamatult, w_v — keerdude arv varjestatult, siis

$$L_v = L\ (1 - k)$$

ja juurdearvatav induktiivsuse % (L%), et saavutada õiget L väärtust varjestatult:

$$L\% = \left(\frac{1}{1-k} - 1\right) 100 \text{ ning } L = L_v \left(\frac{1}{1-k}\right)$$

Juurdearvatav keerdude % õige L väärtuse saavutamiseks varjestatult

$$w\% = \sqrt{\left(\frac{1}{1-k}\right)} \cdot 100 \text{ ning } w = w_v \sqrt{\frac{1}{1-k}}\ .$$

Kui varjestustops on ruudukujuline, siis ekvivalentse ümmarguse topsi läbimõõt

$$D = 1{,}2\ A \text{ ja } A = \frac{D}{1{,}2}\ ,$$

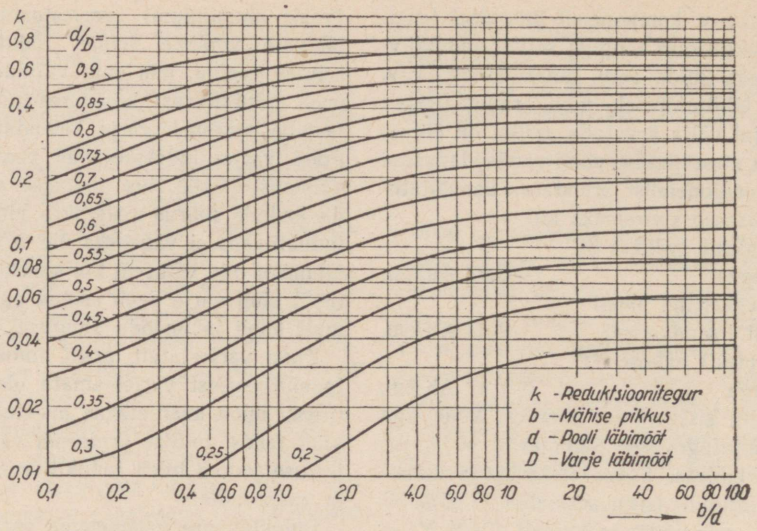
kus A on ruudukujulise topsi külg.

Näide: Pool, mille mõõted $b = 4$ cm, $d = 2$ cm, $L = 200$ µH, $w = 220$, on paigutatud varjestustopsi, mille $D = 4$ cm. Kui palju väheneb pooli L varjestatult ja millised L ja w suurused valida poolile, et säilitada varjestatult 200 µH?

$\frac{b}{d} = \frac{4}{2} = 2$; $\frac{d}{D} = \frac{2}{4} = 0{,}5$; millele graafikust vastav $k = 0{,}18$.

Seega pooli L väheneb $L_v = L\ (1-k) = 200\ (1 - 0{,}18) = 164$ µH.

[1] Madalsageduslike seadmete, näit. paispoolide ja trafode varjestamine elektromagnetiliste väljade neutraliseerimiseks pole teostatav hea juhtivusega metallist varjestustopsidega, sest varjestustopside seinte paksus kujuneks tohutult suureks. Seepärast kasutatakse neil puhkudel varjematerjaliks raudplekki, mis ei tarvitse olla tavaliselt kuigi paks, kuna juba 2 . . . 3 mm paksune raudpleki kiht, omades suurt läbitavust, väldib praktiliselt puisteväljade hajumise.



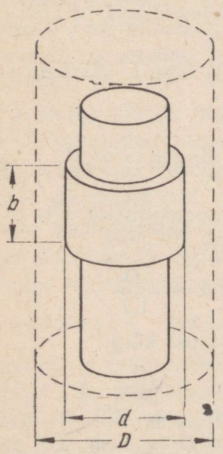
Joon. 3 — 6. Graafik induktiivsuse reduktsiooniteguri k leidmiseks varjestatud poolide puhul.

Et säilitada pooli L varjestatult 200 µH, peab varjestamatult

$$L = L_v \left(\frac{1}{1-k}\right) = 200 \frac{1}{1-0{,}18} = 244\ \mu H$$

ja keerdude arv

$$w = w_v \sqrt{\frac{1}{1-k}} = 220 \sqrt{\frac{1}{1-0{,}18}} = 243$$



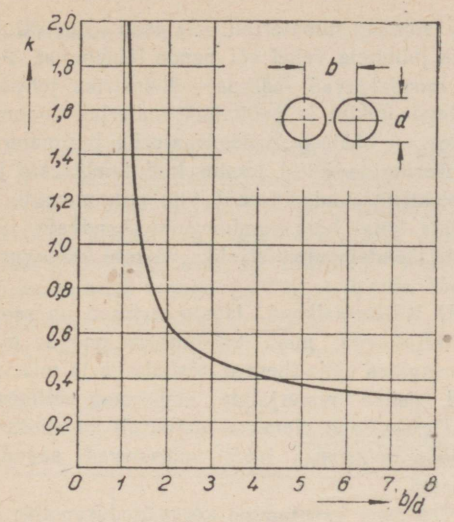
Joon. 3 — 7. Varjestatud poolide induktiivsuse korrigeerimine.

Tingituna pooli ja varje omavahelisest elektri- ja magnetväljade sidestusest väheneb pooli induktiivsus, mida korrigeeritakse graafikult (joon. 3 — 6) saadava reduktsiooniteguri k abil. Joonisel tähistab b — mähise pikkust, d — mähise läbimõõtu, D — varje läbimõõtu. Varje pikkust graafikus pole arvestatud, kuna on mõeldud, et ta otsad ulatuvad üle mähise otste vähemalt mähise läbimõõdu võrra. Kuna graafikus ei arvestata pooli tegelikke mõõteid, vaid nende suhteid, siis pole oluline, kas nad on väljendatud mm või cm, on vaid tähtis, et nad oleksid väljendatud ühistes mõõtühikutes.

i) Ühekihiliste silinderpoolide omamahtuvus. Kõikjal, kus asetseb kaks metalleset, omavad need esemed omavahel elektrilist mahtuvust. See on kehtiv ka üksikute poolikeerdude kohta, vaatamata sellele, et nad poolitraadi kaudu on üksteisega ühendatud. Kõrvuti asetsevate poolikeerdude vaheline mahtuvus on suurem kui eemalasetsevate keerdude vaheline mahtuvus. Kui säärase mahtuvuse juures, mida käesoleval juhul nimetatakse pooli oma- ehk sisemahtuvuseks, dielektrikuks oleks vaakuum või õhk, siis ta ei avaldaks energeetiliselt mingit mõju pooli toimele. Tegelikult aga pooli sisemahtuvuses esinevad dielektrikuna peamiselt poolitraadi isolatsioonikiht ja poolialuse materjal, mis põhjustavad õige tunduvaid üldisi kadusid (keskmiselt 15—30% kõigist pooli kõrgsageduslikest kadudest) kõrgsageduslike voolude läbimisel poolist. Seepärast tuleb väga hoolikalt valida traadi liik, s. o. tema isolatsiooni ning poolialuse materjal, mis peab olema võimalikult väikeste dielektriliste kadudega (tg δ). Võrdlemisi väikesi kadusid omab emailkate ja siidisolatsioon, poolialustes — keraamilised ained nagu steatiit jt. (lisa nr. 3). Kuid igal juhul on tarvilik, et pooli sisemahtuvus hoitaks väiksena. Ükski selles suunas tarvitusele võetud abinõu ei osutu liigseks, eriti kõrgemate sageduste puhul.

Pooli sisemahtuvus sõltub, arvestamata dielektrikut, pooli ja poolitraadi läbimõõdust ja naabruses asetsevate keerdude vahekaugusest, kuid ei olene (silinderpooli juures) keerdude arvust ja pooli pikkusest. Silinderpoolide juures saab sisemahtuvust kindlaks määrata järgmise valemi järgi:

$$C_0 = kD\ [pF],$$



Joon. 3 — 8. Graafik pooli omamahtuvusteguri k määramiseks, b — kõrvutiasuvate juhtmete telgedevaheline kaugus cm, d — isolatsioonikihita juhtme läbimõõt cm.

kus C_0 — pooli omamahtuvus, k — omamahtuvustegur, mille väärtused saadakse graafikust (joon. 3—8) sõltuvalt pooli keerdudevahelise kauguse b (cm) ja poolitraadi läbimõõdu d (cm) suhtest, D — pooli diameeter cm.

See valem on õige eeldusel, et keerud asuvad õhus. Poolialuse ja juhtme isolatsioonimaterjal tegelikult suurendab valemiga saadud väärtust, eriti kui need materjalid omavad suurt dielektrikukonstanti.

Peale kadude, mis paratamatult tekivad pooli omamahtuvuses pooli lülitamisel võnkeringi, suureneb pooli omamahtuvuse võrra võnkeringi üldmahtuvus, mida võnkeringide arvutamisel tuleb arvestada.

3—3. ÜHISINDUKTIIVSUS.

Kui asetada kaks pooli sääraselt, et ühte neist läbiva voolu toimel tekkiv magnetväli mõjutab ka teist pooli, siis magnetvälja muutumisel indutseerub teises poolis, samuti kui esimeseski poolis, emj.

Säärane indutseeritud emj. sarnaneb induktiivsusliku emj.-ga ja arvutatakse valemiga

$$e = -M \frac{dI}{dt} \text{ [V]},$$

kusjuures M nimetatakse *ühisinduktiivsusteguriks* ehk lihtsalt *ühisinduktiivsuseks* ning mõõdetakse samuti kui induktiivsustki henrides.

Ühisinduktiivsus sõltub poolide induktiivsustest ja kummalegi poolile mõjuva ühise magnetvälja tugevusest, mis omakorda oleneb poolide vahekaugusest, nende suhtelisest asetusest ja magnetringis (poolisüdamikus) kasutatava aine läbitavusest.

Kahte ühisinduktiivsust omavat pooli nimetatakse *sidestatud* poolideks, kusjuures sidestuse suurus näitab ühisinduktiivsuse tegeliku väärtuse suhet ühisinduktiivsuse võimaliku maksimaalse väärtusega. Sidestuse suurus võrdub ühega, kui poolid asetsevad ühises ruumalas, mis praktikas on teostatav sel teel, et üks pool valmistatakse metalltorust, kuna teine pool asetatakse isoleerituna esimesse pooli, s. o. torusse. Ainult sel juhul haarab kogu esimesest poolist tekitatud magnetväli terviklikult teist pooli, muudel juhtudel tekib suuremal või vähemal määral magnetvälja hajumine *puisteväljana*. Poolide eemaldamisel teineteisest nõrgeneb side ja vastavalt väheneb ka ühisinduktiivsus.

Kui kaks ühisinduktiivsust omavat pooli lülitada ühisesse vooluringi järjestikku, siis juhul, kui kummagi pooli magnetväljad on ühesuunalised, on nende üldine induktiivsus

$$L = L_1 + L_2 + 2M,$$

ja kui ühe pooli otsad ümber vahetada, võrdub üldine induktiivsus

$$L = L_1 + L_2 - 2M,$$

kus L_1 ja L_2 kujutavad kummagi pooli induktiivsusi ja M — nende ühisinduktiivsust.

Praktiliselt rakendatakse säärast seadet muudetava induktiivsusena, kui ehitusviisilt üks poolidest teha oma telje ümber teise pooli suhtes pööratavaks. Seesugust seadet nimetatakse *variomeetriks*.

3—4. KÕRGSAGEDUSTAKISTUS.

Reegel, millega arvutatakse takistust alalisvooluringis, pole küllaldane takistuse määramiseks vahelduvvooluringis. Katseliselt selgub, et vahelduvvoolu läbimisel juhtmest on soojuse eraldumine suurem kui seda lihtsad arvutused näitavad. Soojuskadude suurenemine tuleneb efektiivtakistuse suurenemisest vahelduvvoolu puhul, tingituna muutuvate elektromagnetiliste ja elektrostaatiliste väljade tekkimisest. Sageduse tõustes juhtme efektiivtakistus suureneb, omandades mitmekordse väärtuse, võrreldes alalisvoolu takistusega. Erinevalt takistusest alalisvoolu puhul nimetatakse vahelduvvoolu juures suurenenud juhtmetakistust efektiivtakistuseks. On arusaadav, et kõrgsageduslikes vooluringides tuleb takistused viia võimalikult väikesteks, et vältida liigseid kadusid.

Kõrgsageduslikke kadusid põhjustavad peamiselt järgmised tegurid.

a) Pöörisvoolud (fukoovoolud). Kui vahelduvvoolu kandva juhtme läheduses asub teisi juhtmeid või metallesemeid, mida haarab voolujuhtme ümber tekkiv magnetväli, siis magnetvälja tekkimiseks kulunud energia ei kandu samasse juhtmesse vooluenergiana tagasi terviklikult, vaid osa indutseerub lähedalasuvais esemeis nn. p ö ö r i s v o o l u d e näol. Kuna iga metall normaaltemperatuuril omab alalisvoolu takistust, muutub osa energiast takistuses soojuseks ja tuleb kõrgsageduskaona maha arvata. Säaraseid kadusid arvestatakse kui lisatakistusest põhjustatud kadusid ja neile ekvivalentset takistust nimetatakse k õ r g s a g e d u s t a k i s t u s e k s.

Praktikas esinevad seesugused kaod poolide ja juhtmete ümber asuvais metallvarjetes, mille ülesandeks on piirata hajuvväljade levimist teistesse vooluringi osadesse. Sääraste kadude vähendamiseks tuleb varjematerjaliks valida väikese alalisvoolu takistusega metallid, nagu vask, alumiinium, ja varjed paigutada võimalikult eemale varjestatavaist juhtmeist või poolidest.

b) Pinnaefekt (skin-efekt). Lisaks pöörisvooludele, mis tekivad väljaspool juhtme keskkonda, tekivad pöörisvoolud veel juhtme enda materjalis. Need pöörisvoolud ise omavad seesugust suunda, mis neutraliseerib algvoolu juhtme tsentrumis ja suurendab pinnal voolavat voolu. Tulemuseks on nähtus, et voolutihedus ei ole kõigis juhtme ristlõike üksikpunktides ühesuurune, vaid kontsentreerub pinna kihti, millest tulebki nimetus p i n n a e f e k t.

Pinnaefekti mõju vähendamiseks tuleks kasutada võimalikult väikese läbimõõduga juhet. Et aga seejuures ei suureneks alalisvoolu takistus, siis peab üksiku peene juhtme asemel kasutama vastavat peenikeste isoleeritud juhtmete punutist — kiudtraati ehk nn. litset. Samuti vähendatakse pinnaefektist tingitud kadusid juhtme pealispinna suurendamisega, kasutades täisjuhtme asemel õhukese seinaga toru. Kuna ultrakõrgsageduste puhul kogu vool kontsentreerub paari sajandiku mm paksusse pinnakihti, siis õhukeseseinalise torujuhtme kasutamisega mitte ainult suurendatakse kasulikku ristlõiget, vaid kõrvaldatakse ka kadude keskkond juhtme südamikus. Üldiselt osutub paremaks kasutada kesk- ja madal-raadiosagedustel juhtmematerjaliks (eeskätt poolides) litset, kõrgematel sagedustel — toru.

c) Dielektrilised kaod. Dielektrilised kaod tekivad juhtmete isolatsiooni ja dielektriku ebatäiuslikkusest. Kõrgsagedusringides tuleb vaadelda dielektrikuna mitte ainult tõelist, kondensaatorite plaatide vahel asuvat dielektrikut, vaid iga isolatsioonimaterjali, mis asub pinge all olevate juhtmete vahel või nende lähikonnas. Poolis moodustavad säärase dielektriku juhtmete isolatsioonikiht ja poolialuse materjal, vooluringides — häälestuskondensaatorite tugimaterjal, võnkeringide lülitid, lambisoklid, lambipesad jne. Dielektrilisi kadusid saab viia miinimumini, kui valida kõigi kõrgsagedusvoolu kandvate juhtmete isolatsioonimaterjaliks väikese kaoteguriga (tgδ) aineid.

d) Hüstereesikaod. Hüstereesikaod on seotud materjalidega, mida kasutatakse poolide magnetringides väljatiheduse tõstmiseks ja mis tekivad nende materjalide ümbermagneetimisest. Hüstereesjkaod olenevad materjali koostisest ja valmistamisviisist ning suurenevad sageduse tõustes.

K.-s.-raua kasutamine kõrgsageduspoolide südamikena on õigustatud ainult sagedusteni keskmiselt kuni mõnikümmend MHz. Praeguste k.-s.-raudsüdamikega saavutatavad paremused ei kompenseeri kadusid üle selle sageduspiiri tõustes.

e) Kiirguskaod. Peale loetletud kadude levib osa magnetvälja energiast ruumi, juhtmesse tagasi pöördumata. Seda liiki kadusid nimetatakse k i i r g u s k a d u d e k s ning võetakse arvesse ekvivalentse kiirgustakistusena. Kiirguskaod suurenevad sageduse tõustes ja sõltuvad vooluringi kujust ning asetusest ruumis.

Kõiki loetletud kadusid, mida ei teki alalisvooluringides ja mida nende väiksuse tõttu ei arvestata ka tehnilise sagedusega vahelduvvoolu puhul, tuleb tõsiselt arvestada kõrgsagedusringides ekvivalentse kõrgsagedustakistusena.

3—5. POOLIDE JA KONDENSAATORITE HINDETEGUR *Q*.

Kõrgsagedusringides kasutatavaid poole ja kondensaatoreid hinnatakse nende kadude suhtelise suuruse järgi. Kuna suurema induktiivsusega pooli valmistamiseks läheb rohkem juhet ja suurema mahtuvusega kondensaatoris dielektrilise materjali hulk on suurem, siis on arusaadav, et vastavalt induktiivsuse või mahtuvuse suurenemisele suurenevad ühtlasi ka nende kõrgsageduskaod, s. t. ekvivalentsed kõrgsagedustakistused. Teiselt poolt suurenevad kõrgsageduskaod üldiselt ka sagedusega. Seepärast on nii poolide kui ka kondensaatorite headuse võrdlemise aluseks nende takistuse ja kõrgsagedustakistuse suhe, mida nimetatakse h i n d e t e g u r i k s ja väljendatakse *Q*-ga.

Poolide puhul

$$Q = \frac{2\pi f L}{R},$$

kondensaatorite puhul

$$Q = \frac{1}{2\pi f C R},$$

kus f on hertsides, L — henrides, C — faradites ja R — kõrgsagedustakistus oomides.

Pooli ja kondensaatori hindeteguri järgi hinnatakse ühtlasi ka selle vahelduvvooluringi headust, millesse nad on lülitatud. Kesk- ja kõrgsageduste puhul on kondensaatori kaod suhteliselt väikesed ja seepärast vooluringi headuse määrajaks on peamiselt pooli Q.

Q omab vooluringide omaduste määramisel suurt tähtsust. Ta näitab, kui suur on poolist ja kondensaatorist koosneva vooluringi (mida sel puhul nimetatakse võnkeringiks) pingevõimendus resonantsi korral, s. o. mitu korda on pooli otstel saadav pinge kõrgem võnkeringi toiteks rakendatud pingest. Samuti on võnkeringi sageduste eraldusvõime ehk selektiivsus võrdeline võnkeringi Q-ga jne.

Tabelis 3—5 on toodud Q väärtusi tüüpiliste poolide ja kondensaatorite kohta.

Tabel 3—5.

Kondensaatorite ja poolide Q väärtusi.

Nimetus	Q väärtus sagedustel				
	100 kHz	456 kHz	1 MHz	10 MHz	100 MHz
Paberdielektrikuga kondensaator . . .	50. . .100				
Vilkdielektrikuga kondensaator	200. . .300		50. . .200		
Keraamilise dielektrikuga kondensaator			50. . .300		
Õhkdielektrikuga pöördkondensaator hetinaksist staatoritugedega	2 000		700	200	
Sama keraamiliste staatoritugedega . .	8 000		3 000	1 000	
Õhksüdamikuga, tiheda mähisega varjestatud litsepoolid		80. . .100			
Samad k.-s.-raudsüdamikuga		120. . .160			
Õhksüdamikuga ristmähispoolid			100. . .120		
Samad k.-s.-raudsüdamikuga			175. . .200		
Vähekaolised silinderpoolid, diam. 25—70 mm			180. . .500	150. . .400	
Vähekaolised k.-s.-raudsüdamikuga poolid			150. . .300		
Transmissioonliin-resonaator					10 000. . .15 000
Kvartskristall	100 000				

4. peatükk.

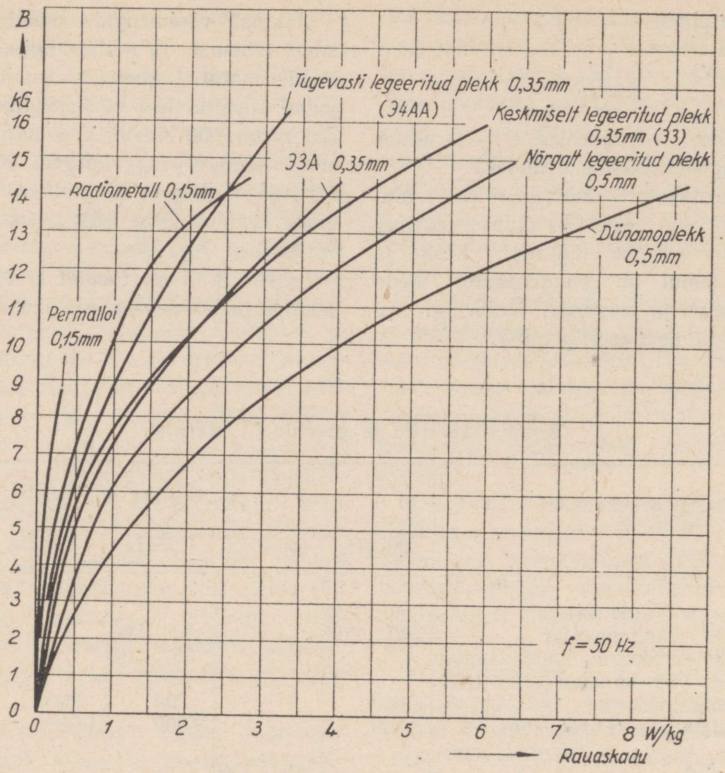
MAGNETMATERJALID.

4—1. PEHMED MAGNETMATERJALID.

Pehmeid magnetmaterjale kasutatakse m.-s.-paispoolide, trafode jms. seadiste südamikes. Neid materjale iseloomustavad suur magnetiline algläbitavus ja võimalikult väike koertsitiivjõud. Need omadused on vajalikud selleks, et vahelduva magneetimisergutuse puhul südamikus arenevad võimsuskaod oleksid minimaalsed. Südamiku võimsuskaod koosnevad: a) pöörisvoolukadudest ja b) hüsteres- ehk ümbermagneetimiskadudest.

Pöörisvoolukadude vähendamiseks sulandatakse südamiku metallisse lisandeid (Si, Mo jt.), millega suurendatakse selle eritakistust, ja lõhestatakse massiivne südamik pikuti magnetvoo suunda õhukesteks, üksteisest isoleeritud metalllehtedeks. Hüstereesikadude vähendamiseks taotletakse, et südamiku metall (Fe) oleks puhas kahjulikest lisanditest (C, S, P jt.), mis suurendavad koertsitiivjõudu. Eriti väikeste hüstereesikadudega on raua ja nikli ning koobalti sulamid.

Südamiku materjali headust hinnatakse katselisel teel koostatud kõverate järgi, mis väljendavad südamikus arenevat kaovõimsust vattides südamiku materjali kg kohta sõltuvalt magnetvälja tihedusest (B) ja magneetimisvoolu sagedusest (f). Üldjuhul on südamiku mahuühikus arenevad pöörisvooludest tingitud võimsuskaod võrdelised sageduse (f), väljatiheduse (B) ja pleki paksuse (või osakese läbimõõdu) (t) ruu-



Joon. 4 — 1. Magnetimaterjalide rauaskao kõveraid. Rauaskadu arvutatakse vattides materjali kg kohta.

duga ning pöördvõrdelised südamiku materjali eritakistusega (ϱ). Nendega liituvad hüstereesikaod on ligikaudu võrdelised maksimaalse väljatihedusega astmes 1,6.

Joonisel 4—1 on toodud graafik elektrotehnilistes lehtterastes arenevate võimsuskadude kohta sõltuvalt väljatihedusest *B*.

a) Elektrotehnilised lehterased leiavad kõige laialdasemat kasutamist m.-s.-trafode ja paispoolide südamikes. Elektrotehnilist terast toodetakse meil markides Э1, Э2, Э3 ja Э4, milles numbrid tähistavad ligikaudselt räni protsenti sulamis. Loetletud markide tähistele lisatakse tähed A või AA, mis tähistavad sulami puhtuse astet kahjulikest lisandeist. Seega lehtterase mark Э4AA tähistab 4% Si sisaldusega kõrgendatud headusega elektrotehnilist terast.

Elektrotehnilisi teraseid kasutatakse raadioseadmete toitetrafodes ja paispoolides maksimaalse väljatihedusega B_m kuni 10 kGs (kilogaussi), m.-s.-võimendajate sisend-, väljand- ja vahetrafodes harilikult $B_m = 5 \ldots 6$ kGs; algläbitavusega 400.

Peale loetletute toodetakse meil eriliiki magnet-lehteraseid markidega ВП, ХВП ja ВПТ, mille algläbitavused on märksa kõrgemad, võimsuskaod aga väiksemad, võrreldes elektrotehniliste lehterastega.

b Pehmete materjalide erisulamid, mida koostatakse rauast, niklist ja koobaldist, omavad eriti suuri algläbitavusi ning väga väikesi võimsuskadusid.

Selles materjalide liigis omavad erilist tähtsust raua ja nikli sulamid, milles niklisisaldus ulatub 45 ... 78,5% ja millele mõnikord lisatakse väga vähesel määral juurde vaske, molübdeeni, kroomi. Neid sulameid nimetatakse üldiselt permalloideks. Molübdeeni lisandamine permalloi sulamisse (Mo-permalloi) suurendab materjali eritakistust ja vähendab sellega võimsuskadusid ning on seetõttu eriti sobiv kasutamiseks kõrgematel sagedustel.

Raua ja koobalti sulameid, mida nimetatakse permendüürideks, iseloomustab kõrge läbitavus suurte väljatiheduste puhul, mis võimaldab neid kasutada tugeva eelmagneetimise puhul. Permalloisid saab aga kasutada ainult seadmetes, kus eelmagneetimist ei esine, sest suure väljatiheduse puhul langeb nende lisapermaablus μ_Δ järsult.

4—2. KÕVAD MAGNETMATERJALID. PÜSIVMAGNETID.

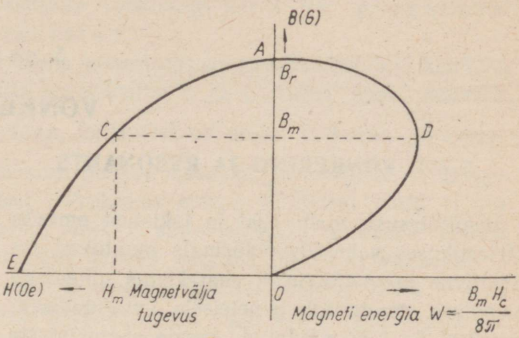
Raadiotehnikas kasutatakse paljudel juhtudel püsiv- ehk permanentmagneteid. Kui vahelduvvooluga töötavate poolide südamikeks kasutatavailt materjalidelt nõuti võimalikult kitsast hüstereesisilmust, et vähendada hüstereesikadusid ja suurendada läbitavust, siis püsivmagnetitelt nõutakse vastupidi äärmiselt laia hüstereesisilmust, s. o. suurt koertsitiivjõudu koos suure ning püsiva jääk-väljatihedusega.

Raadioseadmeis leiavad permanentmagnetid kasutamist peamiselt valjuhääldajais ja mikrofonides, millede heaks töötamiseks on vajalik suur väljatihedus õhupilus ning väljatiheduse säilivus. Lisaks materjali omadustele mõjutab magnetvälja omadusi magnetringi konstruktsioon: magnetringi pikkus, ristlõige, õhkpilu mõõted ja magneti üldine kuju.

Püsivmagnetite materjali headust hinnatakse magneti poolt ümbritsevas keskkonnas arendatava maksimaalse magnetenergiaga magneti mahu 1 cm³ kohta:

$$W = \frac{B_m H_m}{8\pi} \text{ [erg/cm}^3\text{]}.$$

Joonisel 4—2 on kujutatud püsivmagneti lahtimagneetimiskõver *ECA* ja magnetenergia kõver *BDO*. Jooniselt nähtub, et maksimaalse jääkväljatiheduse B_r puhul, mis areneb õhkpiluta püsivmagnetis, võrdub ta koertsitiivjõud H_c nulliga ning et väga suure õhkpilu puhul väheneb



Joon. 4 — 2. Püsivmagneti lahtimagneetimis- ja magnetienergia kõver.

Tabel 4—1.

Püsivmagnetite materjalide andmeid.

Materjali nimetus	Koertsitiivjõud H_c (Oe)	Jääk-väljatihedus (G)	Maks. magnetenergia (erg/cm³)	Suhteline kaal magnetenergia ühiku kohta	Koostis % (ülejäänu on Fe)
Süsinikteras	25 ... 35	10 200 ... 12 000	$7{,}1 \cdot 10^3$	26,7	C = 0,45
Kroomteras EX2, EX3	60 ... 65	9 000 ... 9 500	$11 \cdot 10^3$	17,2	Cr = 2 ... 3, C = 1
Volframteras EB, EBA	58 ... 68	10 000 ... 11 300	$12 \cdot 10^3$	15,8	W = 5, C = 1
Koobaltterased:					
EK-5	90	9 000	$15 \cdot 10^3$	12,6	Co = 5, Cr = 5
EK-10	130	9 000	$20 \cdot 10^3$	9,5	Co = 10, Cr = 5, W = 1,59
EK-15	200	9 000	$25 \cdot 10^3$	7,6	Co = 15, Cr = 8, Mo = 1,5
EK-30	240	9 200	$37 \cdot 10^3$	5,1	Co = 30, Cr = 5, W = 5
Alni	450 ... 550	5 000 ... 6 000	$52 \cdot 10^3$	3,6	Al = 12,5, Ni = 25, Cu = 5
Alnisi	800	4 000	$56 \cdot 10^3$	3,4	Al = 14, Ni = 34, Si = 1
Alniko	450 ... 580	6 750 ... 8 000	$61 \cdot 10^3$	3,1	Al = 10, Ni = 17, Co = 12, Cu = 6
Sulam KC	775 ... 975	6 500 ... 7 000	$83 \cdot 10^3$	2,3	Co = 18 ... 35, Ni = 15 ... 19, Al = 6 ... 9, Ti = 12
Magniko	520 ... 650	12 200 ... 12 500	$190 \cdot 10^3$	1	Co = 24, Si = 13, Al = 8, Cu = 3

väljatihedus järsult. Järelikult saadakse maksimaalne magnetenergia punktis D, millele vastab väljatihedus B_m ja koertsitiivjõud H_m.

Magnetmaterjalide võrdlemiseks magnetenergia seisukohalt kasutatakse suhtelise kaalu mõistet. Seejuures võetakse teatud materjali kaaluühiku poolt arendatav magnetenergia ühikuks ja jagatakse see teiste materjalide kaaluühiku magnetenergiaga. Nii saadud suhteline kaal näitab, mitu korda tuleb võtta antud magnetmaterjali rohkem või vähem, võrreldes ühikuks võetud materjaliga, sama suure magnetenergia saamiseks.

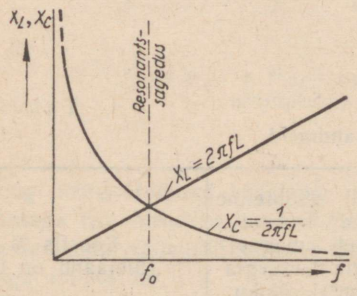
Tabelis 4—1 on toodud püsivmagnetites kasutatavate eri materjalide võrdlusandmed, kusjuures võrdlusühikuks on võetud parima magnetsulami — magniko magnetenergia. Tabelist nähtub, et süsinikterasest valmistatud püsivmagnet on võrdse magnetenergia puhul 27 korda raskem magniko sulamist tehtud magnetist.

5. peatükk.

VÕNKERINGID.

5 — 1. VÕNKERING JA RESONANTS

Induktiivsust, mahtuvust ja takistust omavas järjestikuses vahelduvvooluringis muutuvad induktiivne ja mahtuvuslik ebatakistus toitepinge sageduse muutmisel teineteisele vastupidiselt. Joonisel 5—1 on näidatud nende ebatakistuste muutumise kulg sõltuvalt sagedusest: sageduse



Joon. 5 — 1. Kõverad näitavad, kuidas järjestikuses vooluringis induktiivne ja mahtuvuslik ebatakistus muutuvad sõltuvalt sageduse muutmisest.

tõustes induktiivtakistus X_L suureneb sirgjooneliselt, mahtuvustakistus X_C aga väheneb kõverjooneliselt. Joonisest selgub ühtlasi, et kindlate väärtustega L ja C ebatakistused on võrdsed ainsa kindla sageduse f_0 puhul. Kuna takistused X_L ja X_C on vastunimelised, siis nende väärtused f_0 puhul vastastikku tasakaalustuvad, faasinihe vooluringile rakendatud pinge ja toiteallikast võetava voolu vahel muutub nulliks ning vooluring hakkab käituma nii, nagu oleks sinna alale jäänud ainult tegevtakistus R. Seda näitab ka järjestikuses vahelduvvooluringis elektrilisi suurusi siduv põhivalem:

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}\right)^2}},$$

milles reaktiivtakistuste $2\pi fL$ ja $\frac{1}{2\pi fC}$ võrdsuse puhul valem omandab alalisvooluringi kohta kehtiva valemi kuju

$$I = \frac{U}{R}.$$

Olukorda, mil vahelduvvooluringi lülitatud induktiivsuse ja mahtuvuse reaktiivtakistused on võrdsed, nimetatakse r e s o n a n t s i k s, sagedust, millel see olukord tekib, nimetatakse r e s o n a n t s s a g e d u s e k s ehk võnkeringi o m a s a g e d u s e k s (f_0), ja vooluringi, milles resonantsnähtus ilmneb — v õ n k e r i n g i k s.

Füüsikaliselt tuleb resonantsnähtust vaadelda kui võnkeringi perioodilist v õ n k u m i s t, mille juures poolis magnetvälja varutud energia muundub võnkeringis areneva voolu kaudu kondensaatori elektrivälja energiaks. Järgneval veerandtsüklil elektrivälja energia muundub uuesti magnetvälja energiaks. Sama nähtus kordub iga jätkuva pooltsükliga.

Kuna magnetvälja energia $W = \frac{LI^2}{2}$ ja elektrivälja energia $W = \frac{CU^2}{2}$ siis resonantsi korral

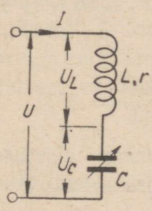
$$LI^2 = CU^2.$$

See varutud väljaenergia võnkumine jätkub võnkeringis ka siis, kui katkestada võnkeringi ühendus vooluallikaga (eeldusel, et võnkering moodustab omaette suletud vooluringi). Kuid tegelikult raugevad siis säärased vabad võnkumised peagi võnkeenergia muundumise tõttu võnkeringi tegevtakistuses soojuseks. Sellest järeldub, et võnkumiste säilitamiseks peab väliss vooluallikas katma võnkumisprotsessis tekkivad kaod, mis raadioseadmeis kasutatavais võnkeringides ei piirdu ainult võnkeringis endas tekkivate kahjulike soojuskadudega, vaid sisaldavad ka võnkeringile lülitatavais koormustes arenevaid kasulikke kadusid.

Lülituslikult eristatakse kahesuguseid elektrilisi võnkeringe: järjestikuseid ja rööbitisi. Kuigi mõlemad võnkeringid koosnevad ühtedest ning samadest elektrilistest suurustest, käituvad nad elektriliste väärtuste poolest erinevalt.

5. — 2. JÄRJESTIKUNE VÕNKERING

Järjestikuseks võnkeringiks nimetatakse vooluringi, mis koosneb järjestikku lülitatud tegevtakistusest (R), induktiivsusest (L) ja mahtuvusest (C) ning nendega järjestikku ühendatud toitepingest (U) (joonis 5—2). Resonantsi kor-



Joon. 5 — 2. Järjestikune võnkering.

ral võrdub toitepinge sagedus võnkeringi omasagedusega (f_0) ning järjestikuse võnkeringi induktiivtakistus mahtuvustakistusega, s. o.

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC},$$

millest resonantssagedus

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \text{ [Hz]}.$$

Viimane valem määrab võnkeringi resonantssageduse hertsides, kui induktiivsus ja mahtuvus avaldada vastavalt henrides ja faradites. Kui valemis avaldada induktiivsus mikrohenrides (μH) ja mahtuvus pikofaradites (pF) ning sagedus megahertsides (MHz), siis omandab valem praktilisema kuju, mida kasutatakse harilikult võnkeringide arvutamisel:

$$f_o = \frac{159{,}15}{\sqrt{LC}} \text{ või } LC = \frac{25330}{f_o^2}.$$

Nagu nähtub, ei mõjuta võnkeringi järjestikune tegevtakistus (R), mis alati esineb tegelikus võnkeringis pooli juhtmetakistuse näol, resonantssagedust. Kuna järjestikuses võnkeringis resonantsi puhul induktiivne ja mahtuvuslik ebatakistus tasakaalustuvad, osutub võnkeringi läbiva voolu (I) ainsaks määrajaks võnkeringi tegevtakistus (R), kusjuures nende seos rakenduspingega (U) väljendub lihtsa Ohmi seadusega.

Sellest selgub, et järjestikune võnkering moodustab välisele vooluallikale resonantsi korral, s. o. kui rakenduspinge sagedus võrdub võnkeringi resonantssagedusega, väga väikese takistuse. Kuna samal ajal nii võnkeringi induktiivsus kui ka mahtuvus esitavad neid läbivale voolule üksikult võetuna suuri ebatakistusi, siis arenevad nende klemmidel pinged U_L ja U_C, mis tavaliselt on tunduvalt kõrgemad rakenduspingest endast:

$$U_L = I \cdot 2\pi fL \text{ [V] ja } U_C = \frac{I}{2\pi fC} \text{ [V]}.$$

Seepärast nimetatakse resonantsjuhtumit järjestikuse võnkeringi korral ka pingeresonantsiks.

Kuna resonantssageduse määrab LC korrutis, siis on võimalik L ja C suhet soovi kohaselt muuta. Eelnevast on selge, et suhte $\frac{L}{C}$ suurenemisel pinged tõusevad, vähenemisel — langevad. Praktikas otsene võrdelisus siiski ei pea paika, sest L suurenemisega suureneb ühtlasi takistus R, mis pingesid vastavalt vähendab.

Kui toitepinge sagedust muuta, jättes L ja C väärtused endiseks, siis need uued sagedused pole enam käesoleva võnkeringi resonantssagedusteks ning voolu ei saa määrata endiselt lihtsa Ohmi seaduse alusel, sest vool ei ole enam faasis toitepingega, vaid nihkub faasis toitepingest ning võnkeringi läbiv vool väheneb. Sel puhul määratakse vool üldsustatud vahelduvvooluringi kohta kehtiva valemiga (5—1). Faasinihe on positiivne, kui induktiivtakistus X_L osutub mahtuvustakistusest X_C suuremaks, ja negatiivne, kui X_C on suurem kui X_L.

Püsivate L ja C väärtustega võnkeringis arenevа voolu sõltuvust sagedusest ja takistusest kujutatakse graafiliselt resonantskõveratena, mis on toodud näitena joonisel 5—3.

Olgu järjestikuse võnkeringi $L = 2533$ μH, $C = 250$ pF, toiteallika pinge $U = 0{,}1$ V. Säärase võnkeringi resonantssagedus

$$f_o = \frac{159{,}15}{\sqrt{LC}} = \frac{159{,}15}{\sqrt{2533.250}} = 0{,}2 \text{ MHz ehk } 200 \text{ kHz}.$$

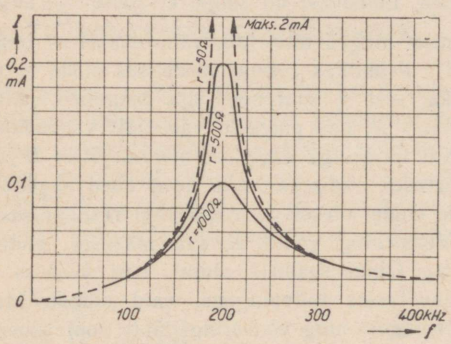
Kui võnkeringi takistus R on 500 Ω, siis võnkeringi resonantssageduse puhul läbiv vool

$$I = \frac{U}{R} = \frac{0{,}1}{500} = 0{,}0002 \text{ A ehk } 0{,}2 \text{ mA}.$$

Kui takistus $R = 1000$ Ω, siis vool $I = \frac{U}{R} = \frac{0{,}1}{1000} = 0{,}1$ mA ja kui $R = 50$ Ω, siis vool $I = \frac{U}{R} = \frac{0{,}1}{50} = 2$ mA.

Resonantssagedusest erinevate sageduste puhul vool nõrgeneb, kusjuures väikese takistusega vooluringis ($R = 50$ Ω) langeb vool sageduse muutudes väga järsult, suure takistusega

vooluringis ($R = 1000$ Ω) aga on voolu langus lame. Võnkeringi resonantskõverate kuju ja teravuse järgi otsustatakse võnkeringi omaduste üle, millest olulisim on võnkeringile lülitatud sageduste eraldamisvõime. Võnkeringi suhtelist eraldamisvõimet nimetatakse võnkeringi s e l e k t i i v s u s e k s, mis näitab resonantssagedusel ning resonantsist teatud arvu kilohertside võrra kõrvale häälestatud sagedusel pooli klemmidel tekkivate pingete suhet. Tavaliselt koostatakse voolu resonantskõverate asemel pinge resonantskõverad, mis oma kujult on sarnased joonisel 5—3 toodud kõveraile. Pinge resonantskõverate järgi on võimalik arvuliselt kindlaks määrata võnkeringi selektiivsust.



Joon. 5 — 3. Järjestikuse võnkeringi resonantskõveraid erinevate võnkeringi takistuste puhul.

Eeltoodud näite kohaselt resonantssagedusel tekkiv pinge U_L ja U_C võrdub IX_L ja IX_C, seega juhul, kui $R = 500$ Ω:

$X_L = 2\pi fL = 6{,}28 \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 2533 \cdot 10^{-6} = 3183$ Ω

ning $U_L = IX_L = 0{,}0002 \cdot 3183 = 0{,}6366$ V.

Samuti ka

$$X_C = \frac{I}{2\pi fC} = 3188 \text{ Ω ning } U_C = IX_C = 0{,}6366 \text{ V.}$$

Resonantsist välja viies

$$I = \frac{U}{Z},$$

kusjuures

$$Z = \sqrt{R^2 + (X'_L - X'_C)^2}$$

Sagedusel, mis on 40 kHz võrra resonantssagedusest madalam, s. o. 160 kHz puhul

$$X'_L = 2\pi fL = 2550 \text{ Ω ja}$$

$$X'_C = \frac{1}{2\pi fC} = 3978 \text{ Ω,}$$

$X' = X'_L - X'_C = 2550 - 3978 = -1428$ Ω

ning

$Z = \sqrt{500^2 + (-1428)^2} = 1512$ Ω ja

$$I' = \frac{U}{Z} = \frac{0{,}1}{1512} = 0{,}0000662 \text{ A ehk } 0{,}0662 \text{ mA.}$$

Pooli klemmidel arenev pinge

$U'_L = I'X'_L = 0{,}0000662 \cdot 2550 = 0{,}1688$ V.

Seega selektiivsus 40 kHz võrra sageduse resonantsist väljaviiduna

$$S'_{40\text{kHz}} = \frac{U'_L}{U'_L} = \frac{0{,}6366}{0{,}1688} = 3{,}78.$$

Arvutades võnkeringi selektiivsust, mille $R = 50$ Ω, muude suuruste muutmata jätmisel, leiame, et

$$U_L = 6{,}366 \text{ V ja } U'_L = 0{,}1785 \text{ V,}$$

millest

$$S'_{40\text{kHz}} = \frac{6{,}366}{0{,}1785} = 35{,}7.$$

Näitest selgub, et võnkeringi takistuse vähendamisega 10 korda suureneb selektiivsus samuti ligikaudu 10 korda, millest tuleb järeldada, et võnkeringi selektiivsus on ligikaudu pöördvõrdeline võnkeringi takistusega.

Resonantskõverate analüüsil selgub, et võnkeringi elementide, s. o. pooli ja kondensaatori klemmidel tekkivad pinged U_L ja U_C on resonantsi korral suuremad toitepingest U. Kuna need pinged on võrdelised voolu I ja ebatakistuse korrutisega —

$$U_L = I2\pi fL \text{ [V]}$$

ja I on pöördvõrdeline vooluringi takistusega

$$I = \frac{U}{R} \text{ [A], millest } U = IR \text{ [V],}$$

siis pooli klemmipinge ja toitepinge suhe

$$\frac{U_L}{U} = \frac{I2\pi fL}{IR} = \frac{2\pi fL}{R} = Q$$

Viimane valem määrab seega võnkeringi võimenduse, mis võrdub varem käsiteldud võnkeringi hindeteguriga Q.

Käesoleva näite kohaselt, kui võnkeringi $R = 500$ Ω, siis

$$Q = \frac{2\pi fL}{500} = \frac{3183}{500} = 6{,}366.$$

Kui $R = 50$ Ω, siis pingevõimendus ja seega $Q = 63{,}66$ ja kui $R = 15{,}92$, Ω, siis nii pingevõimendus kui ka $Q = 200$.

Et ka selektiivsus on pöördvõrdeline takistusega, siis võnkeringi Q on ühtlasi ka võnkeringi selektiivsuse näitajaks.

Kuna võnkering koosneb nii L kui C, siis on otstarbekam võnkeringi Q väljendada üldkujul, asendades f võnkeringi üldvõrrandiga

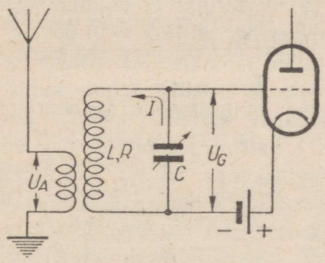
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

$$Q = \frac{2\pi fL}{R} = \frac{2\pi L}{R2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Kokku võttes — suure pingevõimenduse ja selektiivsuse saamiseks peab võnkering omama suurt Q, s. o. võimalikult väikest kõrgsagedustakistust R ja suurt L ja C suhet.

5 — 3. RÖÖBITINE VÕNKERING.

Rööbitine võnkering (joon. 5—4), koosneb samuti induktiivsusest L, mahtuvusest C ja võnkeringi takistusest R, kuid toitepinge U lülitatakse võnkeringi rööbitiselt. Seesmiselt võib rööbitist võnkeringi vaadelda kui järjestikust võnke-



Joon. 5 — 4. Rööbitine võnkering, kujutatud vastuvõtja sisendlülitusena.

ringi, kuna temas toimuvad füüsikalised protsessid on identsed järjestikuse võnkeringiga. Rööbitise võnkeringi käitumine välise toitepinge suhtes on põhiliselt vastupidine järjestikusele võnkeringile.

Resonantsi korral, s. o. kui võnkeringi $X_L = X_C$ ja kui võnkeringis tsirkuleerivad voolud I_L ja I_C on teineteisest faasis nihutatud 180° võrra, moodustab võnkering välisele toiteallikale väga suure näivtakistuse (impedantsi), mis juhul, kui võnkeringil tegevtakistust ei oleks, võrduks lõpmatusega.

Kui rööbitise võnkeringi Q on suurem kui 10, väljendatakse ta impedants resonantsi puhul

$$Z_r \approx \frac{(2\pi f_0 L)^2}{R} = X_L Q = Q^2 R = \frac{L}{CR}$$

ning resonantssagedust järjestikuse võnkeringi kohta kehtiva valemiga

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Tegelikult impedants väheneb tegevtakistuse suurenemisel ja seega suureneb ka võnkeringi toiteks minev vool I_0. Võnkeringis tsirkuleeriv seesmine vool aga, vastupidi, väheneb:

$$I_L \approx \frac{U}{2\pi fL} = I_c \approx U2\pi fC \text{ [A]}.$$

Kuna võnkeringis tsirkuleeriv vool $I_f \approx I_C$ on alati suurem toitevoolust I_0, siis nimetatakse rööbitise võnkeringi puhul resonantsnähtust ka vooluresonantsiks.

Tsirkuleeriva ja toitevoolu suhte määrab võnkeringi hindetegur Q:

$$\frac{I_L}{I_o} = \frac{2\pi f_0 L}{R} = Q$$

või

$$\frac{I_C}{I_o} = \frac{1}{R \cdot 2\pi f_0 C} = Q.$$

Asendades f_0 võnkeringi üldvõrrandiga $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, saame:

$$I_L = I_c \approx \frac{U \cdot 2\pi\sqrt{LC}}{2\pi L} \approx U\sqrt{\frac{C}{L}} \text{ [A]},$$

mis näitab, et võnkeringis tsirkuleeriv vool on võrdeline U ja $\sqrt{\frac{C}{L}}$.

Seega rööbitises võnkeringis on Q vooluvõimenduse näitajaks.

Resonantssagedusest erinevail sagedusil võnkeringi impedants väheneb. Samuti nõrgeneb ka võnkeringis tsirkuleeriv vool, kuid ühtlasi tugevneb toitevool. Seetõttu järjestikuste võnkeringide voolu resonantskõverad on väga sarnased rööbitiste võnkeringide impedantsi kõveratega. Praktikas ilmneb see kujukalt võnkeringide häälestamisel, kui rööbitise võnkeringi, näiteks saatja võimendusastme toitejuhtmesse, lülitada voolu mõõtja. Häälestuskondensaatori pööramisel vool resonantssagedusele lähenemisel nõrgeneb, resonantssagedusele jõudmisel tekib järsk voolu langus, millest üleminekul vool uuesti tugevneb.

Näide: Olgu saatja anoodringi lülitatud rööbitine võnkering, mille

$$R = 2{,}26\ \Omega,\ L = 10\ \mu\text{H},\ C = 48{,}8\ \text{pF},$$
$$f = 7{,}2\ \text{MHz};\ U = 1000\ \text{V}.$$

Siis resonantsi korral võnkeringi impedants

$$Z = \frac{(2\pi fL)^2}{R} = \frac{(6{,}28 \cdot 7{,}2 \cdot 10^6 \cdot 10^{-5})^2}{2{,}26} = 91000\ \Omega$$

ja toitevool

$$I_O = \frac{U}{Z} = \frac{1000}{91000} = 0{,}011\ \text{A}.$$

Kui jätta arvestamata R, tsirkuleerib võnkeringis vool

$$I_L = \frac{U}{2\pi fL} = \frac{1000}{6{,}28 \cdot 7{,}2 \cdot 10^6 \cdot 10^{-5}} = 2{,}21 \text{ A.}$$

Vooluvõimendus seega

$$\frac{I_L}{I_O} = \frac{2{,}21}{0{,}011} = 200,$$

millega võrdub ühtlasi ka võnkeringi Q:

$$Q = \frac{2\pi fL}{R} = \frac{6{,}28 \cdot 7{,}2 \cdot 10^6 \cdot 10^{-5}}{2{,}26} = 200.$$

Seega resonantsi korral muutub anoodvool suhteliselt väikeseks, moodustades käesoleval juhul ainult 0,011 amprit ehk 11 milliamprit.

Kui võnkering sidestada järgneva võimendusastmega või antenniga, kandub sellest võnkeringile tagasi nn. k o o r m u s t a k i s t u s, mis avaldub võnkeringile lülitatud rööbitise takistusena, vähendades vastavalt võnkeringi Z. Kui sidestatud koormus on puhttakistuslik, siis ta võnkeringi ebatakistusi (X_L ja X_C) ei muuda. Kui aga võnkeringiga sidestatav koormus on reaktiivne, näiteks liiga lühike või liiga pikk antenn või sobitamata toiteliin, vajab võnkering järelhäälestamist.

Võnkeringiga rööbiti liituvat koormustakistust võib alati ümber muuta ekvivalentseks järjestikuseks takistuseks. Kui R_k on rööbitine koormustakistus, siis ekvivalentne järjestikune takistus

$$R'_k = \frac{X_L^2}{R_k} = \frac{(2\pi fL)^2}{R_k} \text{ või } \frac{X_C^2}{R_k} \text{ [Ω]}$$

ning võnkeringi järjestikune koondtakistus

$$R = R_O + R'_k \text{ [Ω].}$$

Oletame, et eeltoodud näites oli võnkeringiga sidestatud antenn, mis kujutas endast rööbitist koormustakistust $R = 10\,000$ Ω. Sel juhul ekvivalentne järjestikune takistus

$$R'_k = \frac{(2\pi fL)^2}{R_k} = \frac{(6{,}28 \cdot 7{,}2 \cdot 10^6 \cdot 10^{-5})^2}{10\,000} = 20{,}5 \text{ Ω.}$$

Võnkeringi koondtakistus

$$R = 2{,}26 + 20{,}5 = 22{,}76 \text{ Ω,}$$

võnkeringi impedants $Z' = \frac{(2\pi fL)^2}{R} = 9000$ Ω,

toitevool $I'_O = \frac{U}{Z} = \frac{1000}{9000} = 0{,}111$ A

ja võnkeringi hindetegur

$$Q' = \frac{I_L}{I_O} = \frac{2{,}21}{0{,}111} = 20.$$

Koormuse mõju võnkeringi Q-le saab tunduvalt vähendada, kui koormustakistus sobitada õigesti võnkeringi impedantsiga, sest võimsuse ülekandmine vooluallikalt tarbijale on maksimaalne mõlema takistuse võrdsuse puhul. Tavalisemaks sobitusviisiks ebavõrdsete impedantside puhul on lülitada koormus transformaatoriliselt pooli haruühenduste külge sääraselt, et kogu pooli keerdude w_1 ja haruühenduste vahel asetsevate keerdude w_2 suhe võrduks ruutjuurega võnkeringi ja koormuse impedantside suhtest:

$$\frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}.$$

Käesoleval juhul oleks keerdude suhe $\frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{91000}{10000}} \approx 3$, s. o. kui pool omaks 12 keerdu, tuleks koormus lülitada mitte terve pooli, vaid ainult 12:3 = 4 keeru vahele.

Käesolevast näitest selgub veel üks iseloomustavaid võnkeringi omadusi seoses võnkeringi koormuse ja võnkeringi Q muutumisega. Koormamata võnkering, mille $Z = 91\,000$ Ω, tarvitas võnkumisrežiimi säilitamiseks võnkeringis pidevalt toitevoolu $I_0 = 0{,}011$ A, mis kulus takistuses soojuskadude katteks $P_O = I_O^2 \cdot Z = 0{,}011^2 \cdot 91\,000 = 11$ vatti, see on identne võnkeringi seesmise soojuskaoga $I_L^2 R_O = 2{,}21^2 \cdot 2{,}26 = 11$ vatti[1]. Koormatult rööbitise koormustakistusega $R_k = 10\,000$ Ω, tõusis toitevool $I_0 = 0{,}111$ A, mis kulus samuti võnkumisrežiimi säilitamiseks uues olukorras

$$P' = I_O^2 \, Z' = 0{,}111^2 \cdot 9000 = 111 \text{ vatti}$$

ja millest võnkeringi enda takistuses muutus soojuseks endiselt $I_L^2 \cdot R_O = 11$ vatti, kuna ülejäänud $I_L^2 R_k = 2{,}21^2 \cdot 20{,}5 = 100$ vatti kandus üle koormusesse.

Ideaalse, s. o. takistuseta, lõpmata suure Q-ga võnkeringi puhul jätkuks kord alanud võnkumisprotsess lõpmatuseni, lisavõimsust toiteallikast võtmata. Kõigis tegelikkudes võnkeringides aga kord alanud võnkumisprotsess ilma täienduseta välisest energiaallikast kustuks lühema või pikema aja kestel, sõltuvalt kadude suurusest, s. o. võnkeringi Q-st, kusjuures võnkumiste amplituudi kustumine toimub logaritmilise kõverjoone järgi aja suhtes.

Teisel äärmisel juhul, kui võnkeringi ekvivalentne järjestikune takistus muutub liiga suureks, ja nimelt kui

$$\frac{R^2}{4L^2} > \frac{1}{LC'}$$

[1] Käesolevates arvutustes pole arvestatud takistuse mõju sagedusele, mis aga tulemusi muudaks ainult väga vähesel määral, kui Q väärtused ületavad 10.

s. o. kui võnkeringi $Q \ll 1/2$, lakkavad võnkumised üldse ning võnkering muutub aperioodiliseks.

Seega iga võnkeringi võnkumisprotsess on seotud kindla energiabilansiga — kord võnkuma hakanud võnkering tarvitab püsiva võnkumisrežiimi säilitamiseks lisaenergiat kadudeks kuluva energiahulga arvel.

6. peatükk.

SIDESTATUD VÕNKERINGID.

6 — 1. VÕNKERINGIDE SIDESTUSVIISE.

Kaht võnkeringi, mis omavad ühiseid impedantse, nimetatakse sidestatud võnkeringideks. Seejuures seda vooluringi, mis energiat üle annab, nimetatakse primaarseks võnkeringiks, energiat vastuvõtvat vooluringi — sekundaarseks võnkeringiks. Ühine impedants, mis võib olla kas takistuslik, induktiivne või mahtuvuslik, on asetatud sidestatud võnkeringides nii, et tema toimel ühe võnkeringi vool tekitab teises võnkeringis voolu.

Sidestuse suurust võnkeringide vahel määratakse sidestusteguriga k, mis sõltub nende ühisest impedantsist Z_M ning kummagi võnkeringi samanimelistest ühistest impedantsidest Z_1, Z_2 (takistuslik, induktiivne või mahtuvuslik), millede kaudu sidestus on teostatud:

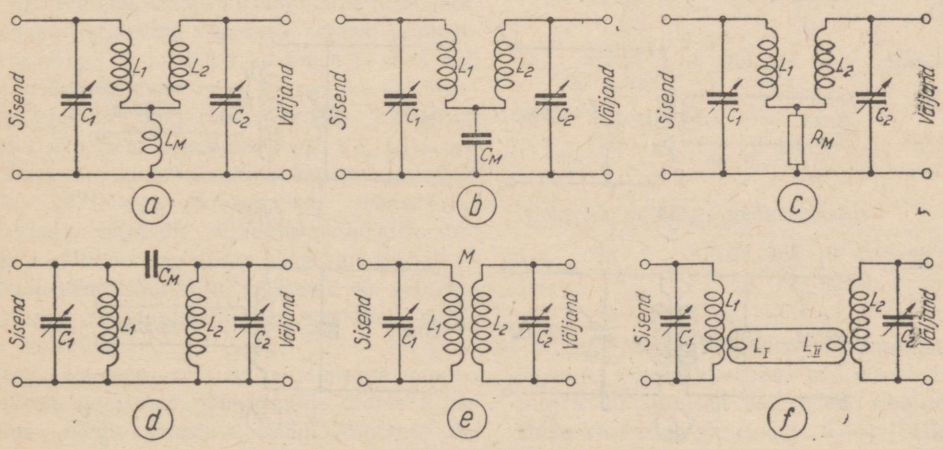
$$k = \frac{Z_M}{\sqrt{Z_1 Z_2}}.$$

Seega takistussidestuse puhul Z asendatakse R-ga, induktiivse sidestuse puhul Z_M vastab ühisinduktiivsusele M ja Z_1, Z_2 vastab L_1 L_2; mahtuvusliku sidestuse puhul on need suurused vastavalt C_M C_1 ja C_2. Sidestustegur k võib muutuda 0 kuni 1 ja väljendatakse tavaliselt %-des. Kui sidestustegur k on väike, omavad võnkeringid nõrka sidestust, sidestusteguri k lähenedes 1-le muutub sidestus tugevaks.

Lülituselt jaotatakse sidestusi otsesteks ja kaudseteks sidestusteks. Esimesel juhul sidestab ühine impedants võnkeringe otseselt (joon. 6 — 1 *a, b, c*), teisel juhul sidestatakse võnkeringid ühiste magnet- või elektriväljadega, s. o. ühisinduktiivsuste (joon. 6 — 1 *e, f*) või mahtuvuste (joon. 6 — 1 *d*) kaudu.

a) Otsesidestus. Kolm tüüpilisemat otsesidestuse juhtu on näidatud joonisel 6 — 1 *a, b* ja *c*. Kõigis neis tekib sidestus impedantside kaudu, mis on ühised nii primaarsetele kui ka sekundaarsetele võnkeringidele: primaarses vooluringis tsirkuleeriv vool läbib ühtlasi ka ühised impedantsid, mille otstel tekkivad pingelangud kanduvad üle sekundaarsesse võnkeringi. Seetõttu suureneb sidestus ühise impedantsi suurenemisega. Takistussidestuse ja induktiivsidestuse puhul sidestus tugevneb R või L suurendamisega, mahtuvusliku sidestuse puhul C vähendamisega. Kui mõlemad võnkeringid on häälestatud ühisele sagedusele ja võnkeringide Q-d on suured, siis maksimaalse võimsuse ülekandeks jätkub suhteliselt nõrgast sidest.

b) Kaudne sidestus. Kaudse mahtuvussidestuse puhul (joon. 6—1*d*) suureneb sidestus ühise mahtuvuse C_M suurendamisega. Maksimaalse võimsuse ülekandmiseks kujuneb C suu-



Joon. 6 — 1. Võnkeringide sidestusviise.

rus õige väikeseks, moodustades kõrgemate sageduste puhul 2—10 *pF*.

Kaudse induktiivsidestuse puhul (joon. 6—1*e*) sidestus suureneb ühisinduktiivsuse M suurendamisega, s. o. poolide L_1 ja L_2 magnetväljade vastastikuse mõjutuse suurendamisega.

Joonisel 6 — 1*f* toodud nn. lüli- ehk ahelsidestus kujutab endast samuti induktiivsidestust, kus kahe pooli L_1 ja L_2 vahel on vahetalitajaks ühendusliin, mis ise on ühisinduktiivsustega sidestatud nii L_1 kui L_2-ga. Lülisidestustes ühendusliini poolid tavaliselt valmistatakse õige väikese induktiivsusega ja koosnevad 1...3 keerust, kuid nad vajavad seejuures õige tugevat magnetilist sidet sidestatavate poolidega L_1 ja L_2.

Lülisidestust kasutatakse neil kordadel, kui ehituslikel põhjustel pole otstarbekas tavalist induktiivsidestust rakendada, näiteks kui sidestatavad võnkeringid asuvad teineteisest eemal, antenni sidestamiseks jne.

Joonisel 6 — 2 on toodud üksikasjalisemalt kaudse induktiivsidestuse puhul kasutatavaid lülitusi. Lülitust *a*, milles primaarmähis L_1 on häälestamata, kasutatakse peamiselt vastuvõtjate juures antenni sidestamiseks vastuvõtja sisendastmega. Sellise lülitusega saavutatakse järgmist: häälestatult, s. o. resonantssagedusel toimub antennist sekundaarsesse võnkeringi indutseeritud pingete võimendamine, mille tulemusena sekundaarne võnkering eraldab välja ainult häälestatud resonantssageduse, juhtides ta vastuvõtjasse edasiseks võimendamiseks või detekteerimiseks, kuna kõik teised antennis indutseeritud sagedused jäävad võimendamata ja eraldamata. On oluline, et sekundaarse võnkeringi Q oleks suur, sest Q väärtus määrab pingevõimenduse suuruse ja ühtlasi vastuvõetavate sageduste eraldusvõime — selektiivsuse.

Kui näiteks resonantssagedusel antenni kaudu häälestatud võnkeringi indutseeritud pinge $U = 0{,}05$ V ja võnkeringi $Q = 200$, siis võnkeringi väljandis saadav pinge $U_{LC} = UQ = 0{,}05 \cdot 200 = 10$ volti.

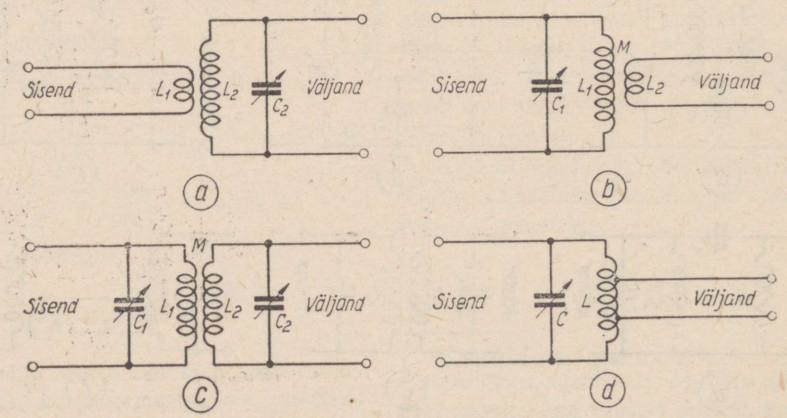
Lülitust *b*, milles sekundaarmähis on häälestamata, kasutatakse peamiselt saatjates kõrgsagedusvõimendaja sidestamiseks takistusliku koormusega, näiteks antenniga, kõrgsagedusvõimsuse ülekandmiseks.

Nii lülitust *a* kui ka *b*, mis koosnevad ainult ühest häälestatud võnkeringist, kasutatakse üldiselt siis, kui on tarvis kas takistuslikku sisend- (lülitus *a*) või väljandkoormust (lülitus *b*) energia ülekandmiseks sobitada võnkeringiga ja seega taotleda optimaalset energia ülekandmist. Kogu füüsikaline olukord sarnaneb seejuures koormuse sobitamisele pooliga, kui takistus ühendada pooli haruühenduste vahele (lülitus *d*); vahe seisab ainult selles, et haruühenduste vahel asetsev induktiivsus asendatakse ühisinduktiivsusega.

On arusaadav, et sidestatud koormus kandub tagasi võnkeringi, vähendades tema impedantsi ja Q-d; kui koormus sisaldab reaktiivkomponenti, peegeldub ka see võnkeringi ja võnkering vajab endise olukorra säilitamiseks vastavat järelhäälestamist.

6 — 2. KÕRGSAGEDUSTRANSFORMAATOR.

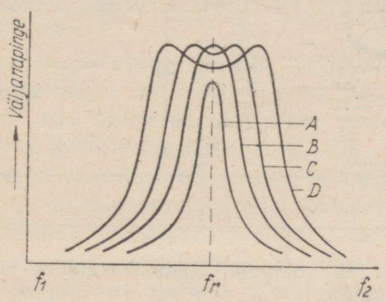
Joonisel 6 — 2*c* on toodud kaudse induktiivsidestusega lülitus, milles nii primaarne kui ka sekundaarne võnkering on häälestatud ja mida nimetatakse harilikult kõrgsagedustransformaatoriks ehk lihtsalt kõrgsagedustrafoks. Kõrgsagedustrafosid kasutatakse vastuvõtjates selektiivsuse tõstmiseks ja seejuures kitsama või laiema sagedusriba ühtlaseks läbilaskmiseks, saatjates — võimsuste ülekandmiseks neil juhtudel, kui koormus peale takistuse omab veel reaktiivkomponenti, näiteks kui antenni toidetakse häälestatud toiteliini kaudu.



Joon. 6 — 2. Induktiivselt sidestatud võnkeringid.

Samuti kui eespoolvaadeldud häälestatud ja häälestamata võnkeringide komplekti puhul, kandub ka kahe häälestatud võnkeringi sidestamisel (sõltuvalt sidestuse suurusest) sekundaarse võnkeringi takistus primaarsesse võnkeringi, mille tagajärjel võnkeringi Q väheneb. Kuid peale selle on kahes sidestatud häälestatud võnkeringis sidestuse suurus väga oluline võnkeringide komplekti kui terviku selektiivsusele.

Kui mõlemad võnkeringid on häälestatud ühele ja samale sagedusele f_r (joon. 6 — 3), siis sidestuse suurenemisega tõuseb vastavalt ka pinge sekundaarses võnkeringis. Sekundaarne



Joon. 6 — 3. Sidestatud kahe häälestatud võnkeringi resonantskõveraid sõltuvalt sidestuse suurusest.

pinge, olles primaarsest pingest faasis nihutatud 180° võrra, mõjub vähendavalt primaalsele pingele ja seega ka primaarsele voolule, mis vastab ekvivalentse lisatakistuse sissetoomisele primaarsesse võnkeringi ja mille tagajärjel vastavalt primaarse võnkeringi Q väheneb.

Sidestuse jõudes k r i i t i l i s e väärtuseni paneb primaarse võnkeringi Q pidev vähenemine piiri sekundaarse võnkeringi pinge tõusule (kõver B) ning sellise kriitilise väärtuse ületamisel hakkab sekundaarne pinge uuesti langema (kõverad C ja D). Samal ajal muutub sidestatud võnkeringide komplekti käitumine resonantssagedusest erinevate sageduste suhtes: primaarse võnkeringi Q ja seega ka pinge ja vool neil sagedusil kujunevad isegi suuremaks kui resonantssagedusel ning sekundaarsesse võnkeringi kandub üle terve sageduste riba. Kui toita primaarset võnkeringi muutuva sagedusega, kuid püsiva väärtusega pingega, siis sekundaarse vooluringi väljandis saadavate võimendatud pingete sõltuvus sagedusest omab graafiliselt ligikaudu püstküliku kuju, väiksema või suurema langusega resonantssagedusel vastavalt sidestuse suurusele.

Seega sidestuse suuruse muutmisega muutub põhiliselt sidestatud võnkeringide üldine selektiivsus: nõrga sidestuse puhul kantakse üle ainult resonantssagedus, sidestuse suurenedes üle kriitilise väärtuse kantakse üle terve sageduste riba, kusjuures ülekantava riba laiuse määrab sidestustegur. Kriitilise sidestuse juures on pinge võimendus ja ühtlasi võimsuse ülekanne resonantssagedusel maksimaalne.

Ülekriitiliselt sidestatud häälestatud võnkeringide komplekte, mis üldiselt on tuntud r i b a f i l t r i t e n a, kasutatakse väga laialdaselt vastuvõtjates, millega saavutatakse ühtlast pingevõimendust kogu moduleeritud sageduste riba ulatuses.

Kui ribafiltri (joonis 6 — 2c) ülekriitiliselt sidestatud võnkeringide hindetegurid Q_1 ja Q_2 on ligikaudu võrdsed, siis saab vajaliku sidestusteguri k ja võnkeringide Q_1 ja Q_2 arvväärtused kindlaks teha järgmiste ligikaudsete valemitega, tingimusel, et resonantskõvera harjadel ei tõuseks pinge üle 1,2-kordse pingeväärtuse kesksagedusel f_0:

$$k = \frac{\Delta f}{1{,}2\, f_o} \text{ ja } \sqrt{Q_1 Q_2} = \frac{1{,}75}{k},$$

milles Δf on läbilaskeriba laius kHz, f_o — läbilaskeriba kesksagedus kHz.

N ä i d e: Arvutada vahesagedusvõimendajale ribafilter, mille läbilaskeriba laius on 10 kHz, riba keskmise sageduse absoluutväärtus 465 kHz, pingete suhe resonantskõvera harjal ja kesksagedusel on 1,2.

Rakendades eeltoodud valemeid, leiame algul sidestusteguri $k = \frac{\Delta f}{1{,}2\, f_o} = \frac{10}{1{,}2 \cdot 465} = 0{,}019$ ning juhul kui $Q_1 = Q_2 = Q$, leitakse $Q = \frac{1{,}75}{0{,}019} = 92$.

Eeldades, et võnkeringide häälestamiseks resonantssagedusele vajatakse kondensaatoreid mahtuvustega $C = 200$ pF, arvutatakse järgnevalt valemist

$$LC = \frac{25330}{f_o^2}$$

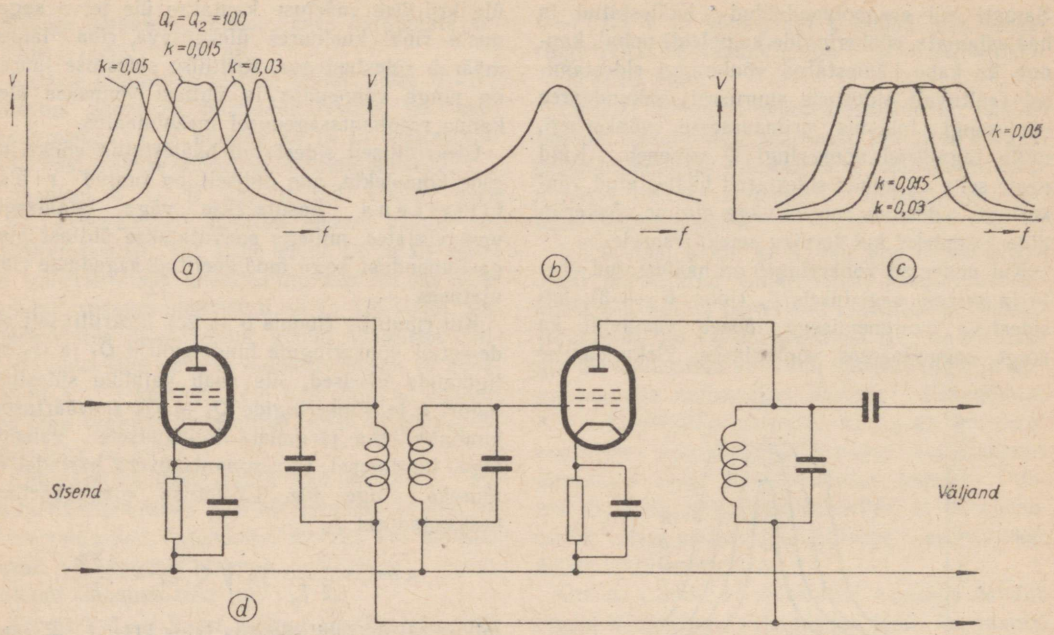
võnkeringide $L = \frac{25330}{Cf_o^2} = \frac{25330}{200 \cdot 0{,}465^2} = 585$ µH ning lõpuks leitakse valemist

$$Q = \frac{2\pi fL}{R}$$

võnkeringide kõrgsagedustakistus

$$R = \frac{2\pi f_0 L}{Q} = \frac{6{,}28 \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 585 \cdot 10^{-6}}{92} = 18{,}6\,\Omega.$$

Väga head läbilaskeriba resonantskõvera kuju on võimalik saada, kui võimendajas kasutada ülekriitiliselt sidestatud ribafiltrit koos lihtsa võnkeringiga (joonis 6—4). Selle saavutamiseks tuleb täita tingimus:



Joon. 6 — 4. Head läbilaskeriba resonantskõvera kuju on võimalik saada kasutades ribafiltrit koos lihtsa võnkeringiga.
a — kahe võrdse $Q = 100$ ülekriitiliselt sidestatud ja ühisele sagedusele häälestatud võnkeringi resonantskõverad; *b* — üksikvõnkeringi, mille $Q = 50$, resonantskõver; *c* — kõverate *a* ja *b* korrutis; *d* — vastava resonantsvõimendaja põhimõtteline skeem.

$$Q_3 = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2},$$

kus Q_1 ja Q_2 käivad sidestatud võnkeringide ja Q_3 — üksikvõnkeringi kohta. Kui $Q_1 = Q_2 = Q$, siis Q_3 võrdub $\frac{1}{2} Q$.

Q_3 valemi tingimuse täitmine ei sõltu sidestustegurist *k*. Järelikult sidestustegurit sidestatud võnkeringide vahel muutes muutub ainult läbilaskeriba laius, ent võimenduse sagedus-karakteristiku kuju jääb endiseks, nagu nähtub jooniselt 6—4*c*.

6 — 3. KAHJULIKUD SIDESTUSED.

Raadioseadmete voolu- ja võnkeringide vahel tekib alati sääraseid sidestusi, mis pole ette nähtud lülituskavades ning mis tekitavad kahjulikke nähtusi kogu seadme toimes. Nende tekkimist põhjustavad voolu- ja võnkeringidest hajuvad elektri- ja magnetväljad ning ühised vooluringide takistused. Seepärast raadioseadmetes nähakse ette rida konstruktiivseid abinõusid, mis kas hävitavad täielikult või vähendavad vajalikul määral nende kahjulike sidestuste mõju.

Hajuvate elektriväljade mõju suureneb sidestatavate esemete pindalade ja pingetega, väheneb mõjutavate esemete vahekauguse suurendamisega. Hajuvate magnetväljade mõju on võrdeline vooluringi voolu tugevusega, keerdude arvuga ning voolujuhtme läbimõõduga ja pöördvõrdeline kauguse ruuduga mõjutavast vooluringist.

Nii elektri- kui ka magnetvälja sidestuste tõkestamiseks kasutatakse metallilist varjestamist, s. o. juhtmed ja esemed, milles hajuväljad tekivad või millesse nende pääs tuleb tõkestada (tarbe korral mõlemad), ümbritsetakse hea elektrilise juhtivusega metallist, näiteks vasest või alumiiniumist varjetega. Neis varjetes elektrilised jõujooned lühistuvad, magnetilised jõujooned tekitavad pöörisvoole, mis oma magnetväljadega neutraliseerivad algmagnetvälja mõju. Kuna indutseeritud pöörisvoolud on võrdelised sagedusega ja varje elektrilise juhtivusega, siis madalamal sagedusel peab varje seinapaksus võrdse neutraliseeriva mõju saavutamiseks olema suurem. Hajuvmagnetväljade neutraliseerimiseks madalatel ja tehnilistel sagedustel kasutatakse seepärast hea magnetilise juhtivusega, s. o. kõrge läbitavusega ferromagnetilisi materjale.

Tegelikkuses kasutatavaid varjeid võib liigitada kolme põhigruppi: 1) varjestustopsid keskendatud elektri- või magnetvälja allikate, nagu kondensaatorite ja poolide ümber või vaheseintena nende vahel, 2) varjestustorud või

-sukad vahelduvpingete ja -voolude all asuvate juhtmete ümber, 3) varjestusekraanid ehk nn. Faraday-ekraanid, mis valmistatakse tiheda, üksteisest isoleeritud peenikestest vaskjuhtmetest valmistatud võrguna. Seesuguste ekraanide ülesandeks on neutraliseerida elektrivälju, kuid läbi lasta magnetvälju; neid kasutatakse kõrg- ja madalsagedustrafode mähiste vahel kahjulike mahtuvuslike sidestuste kõrvaldamiseks.

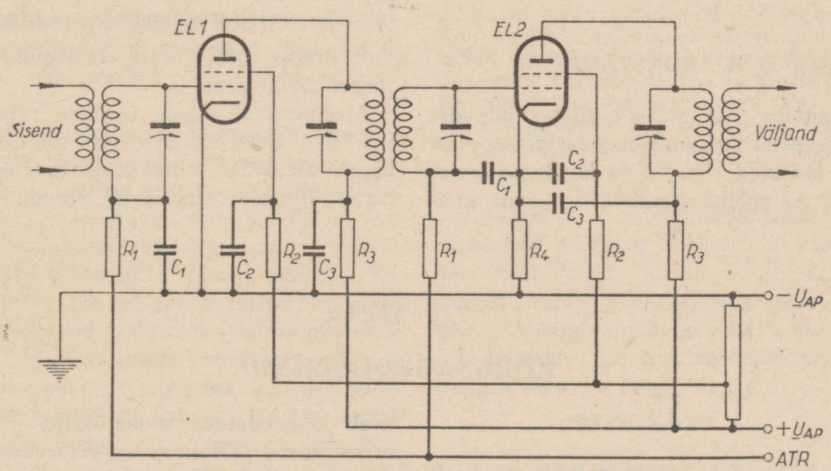
Varjed omavad täielikku mõju ainult siis, kui nad on hästi maandatud, s. o. ühendatud neutraalse pingega. Isoleerituna omavad varjed potentsiaale ja muutuvad seega ise sidestuse vahendajaiks.

Kuna varjestamine põhineb varjestusmaterjalis hajuvväljadest tekitatavate voolude vastumõjule, mis kujutavad soojuseks muutuvaid elektrilisi kadusid algallika arvel, siis on arusaadav, et varjestatavate poolide ja kondensaatorite Q varjestamise tagajärjel väheneb. Seda peab tõsiselt arvestama raadioseadmete ehitamisel, et varje asuks kadude piiramise eesmärgil varjestatavaist esemeist mõistlikul kaugusel.

Väga tülikaiks osutuvad sidestused, mis tekivad vooluringide ühiste takistuste kaudu. Tavaliselt põhjustab säärast sidestust ühise voolualika sisetakistus, mille klemmidel tekivad vahelduvpinged välisvooluringide enda voolutarbimise muutumise tagajärjel. Seesugused vahelduvpinged kanduvad üle kõigile ühisest vooluallikast toituvaile vooluringidele, mis mõjub häirivalt nende toimele, eriti siis, kui vooluringid kujutavad erineva tasemega võimendusastmeid. Häired võivad avalduda moonutustena, võimenduse nõrgenemisena või võimendusastmete-vahelise võnkumisena.

Seesuguseid kahjulikke sidestusi välditakse eriliste, nn. lahtisidestus- ehk eraldusfiltrite lülitamisega iga vooluringi toitejuhtmesse, mille ülesandeks on neutraliseerida toiteallika sisetakistuse klemmidel tekkivaid vahelduvpinge komponente. Eraldusfiltrid koosnevad järjestikustest takistitest ja vooluringile rööbitistest kondensaatoritest. Mõnikord asendatakse takisti paispooliga, kui alalisvoolu pingelang takistites pole lubatav.

Joonisel 6—5 on toodud kaks vahesageduse võimendusastet, mis toituvad ühisest anoodpinge allikast ja saavad automaatse eelpinge samuti ühisest allikast ATR. Lülituses takistikondensaatori komplektid R_3C_3 kujutavad anoodringide eraldusfiltreid, R_2C_2 — varivõreringide ja R_1C_1 — automaatse eelpinge (ATR) eraldusfiltreid.



Joon. 6 — 5. Eraldusfiltrite lülitamine.

Lülitus kujutab kaheastmelist vahesagedusvõimendajat, mille mõlemad astmed toituvad ühisest anoodpinge allikast ja saavad automaatse eelpinge samuti ühisest allikast ATR. Säärases lülituses normaalselt kasutatavad eraldusfiltrid on joonisel näidatud jämedate joontega: R_1C_1 — eelpinge filtrid, R_2C_2 — varivõre filtrid, R_3C_3 — anoodi filtrid. Tuleb tähelepanu juhtida sellele, et võimenduslambi EL2 filterkondensaatorid C_1, C_2, C_3 on ühendatud maanduse asemel vahetult katoodile. See on selleks, et lahti sidestada EL2 võre-, varivõre- ja anoodringe, mis omavad ühist takistust — katoodtakistit R_4. Katoodtakisti ülesandeks on anda lambile automaatset võre-eelpinget, millega liitub ATR eelpinge. Sel puhul lambi EL2 lülitusse kuuluvad R_1C_1, R_2C_2 ja R_3C_3, toimivad ühtlasi eraldusfiltritena lambi enda vooluringides katoodtakisti R_4 suhtes.

Eraldusfiltrites dimensioneeritakse takistite ja paispoolide arvväärtused neid läbivate voolude ning neis lubatavate alalisvoolu pingelangude järgi. Kondensaatorid valitakse nii, et nende ebatakistused ei ületaks 10% takistuse või paispooli näivtakistusest kõige madalamal võimendataval sagedusel. Peale selle on filter seda mõjuvam, mida suurem on *RC* korrutis, kuid samal ajal ei tule kondensaatorit valida liiga suurena, mis omakorda kondensaatori aeglustatud tühjenemisperioodi tagajärjel võib põhjustada lülituse tegevuse perioodilist blokeerimist ehk nn. «podisemist».

Näide: Joonisel 6—5 vahesageduse võimenduslampide anoodvoolud $I_A = 5$ mA normaalse anoodpinge $U_A = 250$ V puhul; anoodi toiteallika pinge $U_{AP} = 260$ V; vahesagedus $f_i = 475$ kHz. Arvutada anoodi eraldusfilter.

Lubatav pingelang filtertakistuses R_3 võrdub $U_{AP} - U_A = 260 - 250 = 10$ V; takistus $R_3 = \frac{U_{AP} - U_A}{0{,}005} = 2000\ \Omega$. Kondensaatori C_3 maksimaalne ebatakistus sagedusel $f_i = 475$ kHz võib olla $X_C = 2000 \cdot 10\% = 200\ \Omega$; $X_C = \frac{1}{2\pi f C}$, millest $C_3 = \frac{10^6}{2\pi f X_C} =$

$= \frac{10^6}{6{,}28 \cdot 475 \cdot 10^3 \cdot 200} = 0{,}00168\ \mu F$ ehk 1680 pF. Kuna 1680 pF kujutab minamaalset väärtust, siis tegelikult tuleks lülitada kondensaator 2000...5000 pF.

6 — 4. AJAKONSTANT.

Raadioseadmeis kasutatakse paljudel juhtudel erilisi alalisvooluringe, mis moodustatakse kas järjestikku lülitatud takistist ja kondensaatorist või takistist ja poolist. Teatavasti ei oma kondensaatori laadimis- ja tühjenemisvool kogu laadimis- või tühjenemisaja vältel ühtlast suurust, vaid muutub logaritmilise kõverjoone järgi. Samuti ei omanda pooli läbiv vool normaalset tugevust vooluringi lülitamisel kohe, vaid alles teatud aja möödumisel, kusjuures vool tugevneb samuti logaritmilise kõverjoone järgi. Mõlemal juhul on voolu muutumise kestus võrdeline elektriliste suurustega: kondensaatori puhul mahtuvusega, pooli puhul induktiivsusega (eeldusel, et rakenduspinge säilis püsivana).

Kui kondensaatorile või poolile lülitada vooluringi järjestikku takisti, on võimalik voolu muutumise kestust muude võrdsete tingimuste juures soovikohaselt muuta. Takisti järjestikku lülitamine kondensaatoriga pikendab, takisti järjestikku lülitamine pooliga lühendab voolu muutumise kestust. Takisti — kondensaatori puhul takistuse ja mahtuvuse korrutist *RC*, takisti — pooli puhul induktiivsuse ja takistuse jagatist *L/R* nimetatakse vastavate vooluringide ajakonstantideks, kusjuures *R*, *C* ja *L* arvutatakse vastavalt oomides, faradites ja henrides. Takisti — kondensaatori puhul ajakonstant, s. o. *RC* korrutis näitab aega sekundites, mille kestel klemmipinge, mida kondensaator omas tühjenemise algul, langeb $1/e$, s. o. umbes 37% algväärtusest (e — naturaallogaritmide alus, võrdub 2,718...).

Takisti — pooli puhul ajakonstant, s. o. *L/R* jagatis näitab aega sekundites, mis on tarvilik voolu arendamiseks väärtuseni, $1 - \frac{1}{e}$ s. o. umbes 63%, arvates ta lõpliku püsivväärtuseni jõudmiseni.

Ajakonstandi õigele valikule rajanevad paljud, eriti elektronlampidega seotud lülitused, nagu vastuvõtja automaatne tundlikkuse regulaator, filtrid, lainepulsside vormimine jne.

7. peatükk.

KÕRGSAGEDUSLIINID.

7 — 1. ÜLDMÕISTE.

Kõrgsagedusliinide all mõeldakse üldiselt ühendusliine kõrgsagedusvõimsuste ülekandmiseks generaatorist tarbijani. Kuna aga liinid elektriliselt sarnanevad võnkeringidega, omades nii induktiivsust ja mahtuvust kui ka takistust, siis neid kasutatakse ka võnkeringidena vastuvõtjates ja saatjates.

Füüsikaliselt kujutab liin endast sirget juhet või juhtmete paari, mille mõõted on ruumiliselt niivõrd suured, et voolu kulgemisel piki liini tuleb arvestada ka voolu levimiskiirust, mis tavaliselt keskendatud võnkeringide juures jäeti arvestamata.[1] Olulisemaks erinevuseks tavaliste võnkeringide ja liinide vahel on nende *L*, *C* ja *R* jaotus. Tavalises võnkeringis on nii induktiivsus kui ka mahtuvus keskendatud eraldi võrdlemisi puhtal kujul ja ainult takistus, mis võnkumisprotsessis omab kaudset osatähtsust, on jaotatud pooli juhtmes ja kondensaatori dielektrikus ekvivalentse kõrgsagedustakistusena. Pooli

[1] Täpsemalt, keskendatud võnkeringide juures arvestatakse voolu levimiskiirust lõpmata suurena.

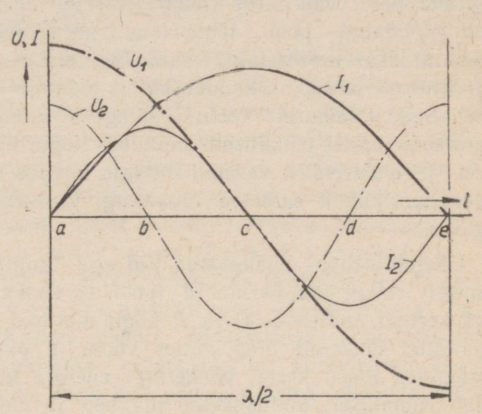
sisemahtuvus võrreldes pooli induktiivsusega ja kondensaatori induktiivsus võrreldes kondensaatori mahtuvusega on suhteliselt väga väikesed, mida sagedustel kuni 30 MHz tavaliselt ei arvestata.

Liinides on kõik neli elektrilist suurust — takistus *R*, induktiivsus *L*, mahtuvus *C* ja dielektriku lekkivus, millele vastav juhtivus on *G*, jaotatud kogu liini pikkusele ühtlaselt: liini iga väikseim osa sisaldab võrdeliselt kõik neli suurust ning omab seega kõiki liini omadusi. *L*, *C*, *R* ja *G* suhtelised väärtused sõltuvad liini konstruktsioonist, kuid homogeensest liinis, mille juhtmete vahekaugus, juhtmete läbimõõt, materjal ja kuju ega juhtmete vaheline dielektrik ei muutu, jäävad nad konstantseks.

Kui rakendada elektrivoolu pulss liini algusesse, siis hakkab ta liikuma piki liini. Kui liin oleks lõpmata pikk, siis voolupulsi amplituud väheneb liikumise kestel pidevalt liini takistuse ületamise tagajärjel, sumbudes täielikult lõpmatuses. Reaalses liinis aga, mille pikkus on piiratud ja mille juhtmepaari lõpus koormus puudub, leviv voolupulss, jõudes liini lõppu, peegeldub sealt ja kulgeb tagasi piki liini. Areneb veelainetusega analoogiline protsess: avara veekogu pinnal tekitatud laine nõrgeneb levides ja lõpuks sumbub, piiratud pinnal peegeldub laine tõkestuselt tagasi.

Kui voolupulsi asemel rakendada liini algusesse vahelduvpinge, kulgeb vool liini lõppu, kust ta pidevalt tagasi peegeldub. Kui liin on küllaldaselt pikk, võrreldes voolu kulgemisteega ühe tsükli kestel, s. o. laine pikkusega, kuid küllalt lühike selleks, et ei ole märgata peegelduva energia vähenemist, siis väljuva ja peegelduva voolu faaside vahe muutub liini pikkusega — igas vaadeldavas eri punktis on faaside vahe erinev, kuid ühes ning samas vaadeldavas punktis konstantne. Seega piki liini leiduvad punktid, kus mõlemad voolud on faasis või kus voolud on teineteise suhtes nihutatud 180° võrra, kõigis muudes punktides aga on faasinihe vahepealne. Punktides, milledes mõlemad voolud asetsevad faasis, on resulteerivvool võrdne kahekordse vooluamplituudiga; punktides, milledes voolud on faasis nihutatud 180° võrra, võrdub resulteerivvool nulliga. Säärast resulteerivvoolu muutust piki liini nimetatakse seisevlaineks. Punkte, kus vool on maksimaalne, nimetatakse voolupuhmadeks, punkte, kus vool võrdub nulliga, nimetatakse voolusõlmedeks. Samasuguseid seisevlaineid tekitab piki liini ka pinge, kusjuures pingepuhmad asuvad voolusõlmedes ja pingesõlmed voolupuhmades.

Kui liini pikkus vastab täpselt poolele toitevoolu lainepikkusele, siis tekib liinis ainult üks seisevlaine, mispuhul liin kujutab toitevoolu sagedusele häälestatud võnkeringi. Kuid erinevalt keskendatud võnkeringist võngub säärane liin-võnkering peale nimetatud põhisageduse veel teistel suurematel sagedustel, mis kujutavad lihtsat mitmekordset põhisagedust ja mida nimetatakse harmooniliseks sageduseks. Meenutame, et harmooniliste sageduste käsitlemisel nimetatakse põhisagedust ennast esimeseks harmooniliseks sageduseks, kahekordset põhisagedust — teiseks harmooniliseks, kolmekordset — kolmandaks jne.



Joon. 7 — 1. Seisevlaine kujutus avatud k.-s.-liinilõigus, mille pikkus võrdub põhisageduse poole lainepikkusega $\lambda/2$. U_1 ja I_1 kujutavad pinge ja voolu paiknemist põhisagedusel, U_2 ja I_2 — sama teisel harmoonilisel. Liini alguses ja lõpus asuvad nii põhi- kui ka harmoonilise sageduse pingepuhmad U_1, U_2 ja voolusõlmed I_1, I_2. Seejuures põhisagedusel on poole laine pikkusega liinis ainult üks voolupuhm, teisel harmoonilisel samas liinis kaks voolupuhma jne.

Joonisel 7—1 on kujutatud põhi- ja teise harmoonilise sageduse pingete ja voolude jaotus piki häälestatud kõrgsagedusliini lõiku, mille pikkus võrdub põhisageduse poole lainepikkusega. Avatud liinilõigu puhul asuvad liini otstes nii põhi- kui ka harmooniliste sageduste voolusõlmed ja pingepuhmad.

7 — 2. ÜHEJUHTMELINE KÕRGSAGEDUSLIIN.

Eelmises punktis käsitleti kõrgsagedusliinis toimuvaid nähtusi ideaalsel kujul, ilma kõrgsagedustakistuseta, kusjuures tagasipeegelduv vool oli täiesti võrdne, kuid 180° võrra algvooluga faasis nihutatud. Tegelikult omab aga liin takistust ja piiratud isolatsioonitakistust, mille tulemusel tagasipeegelduva voolu amplituud väheneb. Kuid üldiselt sääraste häälestatud

liinilõikude takistus, võrreldes samaväärsete keskendatud L ja C võnkeringidega, on suhteliselt väike ning hindetegur Q seega suur.

Ühejuhtmelises häälestatud liinilõigus tõuseb kõrgsagedustakistus peale selle veel tunduvalt kiirgustakistuse arvel, mida ei esinenud keskendatud parameetritega võnkeringis. Nimelt tekib ühejuhtmelises häälestatud liinis võnkumisprotsessi kestel magnet- ja elektrivälja varutud energia hajumine ja vastavalt sellele täiendav vooluamplituudi langus, mis avaldubki ekvivalentse kiirgustakistusena. Keskendatud võnkeringis pooli ümber tekkiv magnetväli, tingituna pooli väikestest ruumilistest mõõdetest, oli koondatud pooli lähemasse ümbruskonda. Samuti asus keskendatud võnkeringi elektriväli praktiliselt tervikuna kondensaatori plaatide vahel. Selle tulemusel voolu ja pinge võnkumisprotsessi kestel tsükliliselt muutudes kogu magnet- ja elektrivälja varutud energia kandus tagasi terviklikult samasse võnkeringi vooluenergiana.

Ühejuhtmeline häälestatud liin aga kujutab endast ruumi lahtiharutatud homogeenset võnkeringi, milles L, C ja R kogu ulatuses on jaotatud ühtlaselt ning milles voolu ja pinge tsüklilise tõusu kestel võnkeringi energia kandub ruumiliselt ulatuslikesse magnet- ja elektriväljadesse. Kuna magnet- ja elektrivälja levimiskiirus ruumis on piiratud valguse kiirusega (c = 300 000 km/sek), siis tsüklilise protsessi arenemine väljades jääb ajaliselt maha tsüklilise protsessi käigust võnkeringis endas. Osa väljaenergiat, mis lahkus juhtmest tõusva veerandtsükli lõpul, jõuab tagasi juhtmesse juba järgneva kahaneva veerandtsükli kestel. Suurem osa väljaenergiat, mis ruumiliselt haaras suuremaid ulatusi, ei jõua tagasi enne vastupidise väljaenergia levimist võnkeringi juhtmest, mis areneb järjekordse tõusva negatiivse veerandtsükli kestel. Sellises olukorras lakkab algvälja sõltuvus võnkeringist ning väli muutub iseseisvaks, ruumis vabalt levivaks elektromagnetiliseks laineks. Seda välja osa, mille energia kandus tagasi juhtmesse, nimetatakse induktsioonväljaks, vabanenud välja osa — kiirgusväljaks. Kiirgumise teel võnkeringist lahkunud energiakogust käsitletakse kiirgusenergiana ja ekvivalentset tegevtakistust, millel kiirgusenergia arenes — kiirgustakistusena.

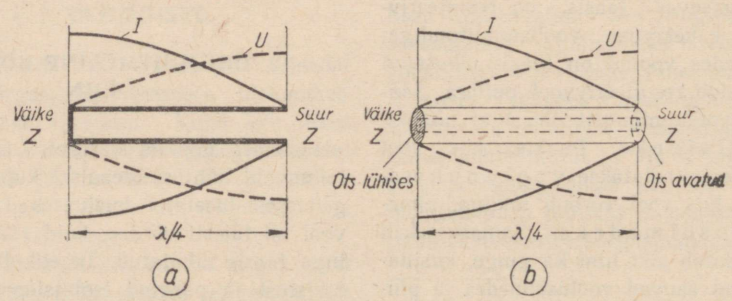
Oma väljasirutatud kuju tõttu loob ühejuhtmeline kõrgsagedusliin soodsa olukorra võnkeringi energia kiirgamiseks ruumi ja seepärast leiab ta kasutamist peamiselt antennina nii saatjates kui ka vastuvõtjates. Viimasel juhul ei täida antenn küll kiirgamise ülesandeid, kuid loob soodsad tingimused ruumis leviva elektromagnetilise energia muundumiseks antenni juhtmes vooluenergiaks.

7 — 3. KAHEJUHTMELINE KÕRGSAGEDUSLIIN.

Energia avarate kiirgumisomaduste tõttu pole ühejuhtmeline liin otstarbekas kasutamiseks vooluenergia juhtliinina, millelt nõutakse võimalikult kaovaba energia ülekandmist. Seepärast niisugustel juhtudel ühejuhtmeline liin asendatakse kahejuhtmelise liiniga, mille juhtmetes voolud kulgevad vastupidises suunas ning nende väljad on vastupidised liini igas vaadeldavas punktis.

Kahejuhtmelist liini võib vaadelda kui seesugust ühejuhtmelist liini, mis on jaotatud keskelt pooleks ja mille mõlemad pooled on keskelt pööratud üksteisele rööbiti (joon. 7—2*a*). Sel puhul jääb juhtme pikkus endiseks, kuid liini pikkus väheneb kahekordselt: häälestatud poole lainepikkusega liin muutub veerandi lainepikkusega liiniks. Häälestamisel resonantssagedusele säärane liin käitub endiselt, kuid piki liini vaadates asub voolupuhm nüüd lühises olevas liiniotsas, voolusõlm avatud liiniotsas, pingepuhm ja -sõlm — vastupidiselt. Vastavalt sellele omab avatud ots suurt, lühiots väikest impedantsi.

Kuigi säärase kahejuhtmelise liini väljadel ei ole endist ruumilist hajuvust, siiski pole nad



Joon. 7 — 2. Seisevlained veerandlaine-lühisliinilõikudes:
a — avatud liin, *b* — koaksiaalliin.

täielikult piiratud juhtmete vahekaugusega — osa väljaenergiast ulatub kaugemale ja paratamatult kiirgub ruumi. Seepärast on praktikas enam levinud nn. koaksiaalliin (joon. 7 — 2b), milles üks juhtmeist kujutab varjestussilindrit keskmise juhtme ümber. Säärase koaksiaalliini puhul on väljad piiratud täielikult silindri seesmise ruumiga, mistõttu energia kiirgumine on võimatu, vaatamata sellele, et liinis kujunevad endiselt seisevlained. Lisaks sellele, et koaksiaalliinis ei teki kiirguskadusid, väheneb ta takistus veel silindri suurenenud juhtiva pinna tagajärjel, mistõttu koaksiaalliini Q on tunduvalt suurem kui teistel liinidel, rääkimata keskendatud L ja C võnkeringidest.

Kahejuhtmelisi liine, eeskätt kaablikujulisi koaksiaalliine, kasutatatakse nende suure Q tõttu väga paljudel juhtudel, nagu *vooluenergia juhtliinina* ehk *transmissioonliinina*, häälestatud võnkeringidena saatjates ja vastuvõtjates, transformaatoritena vooluallika ja tarbija impedantside sobitamiseks vooluenergia ülekandmisel, kõrgsagedusfiltritena jne. Eriti laialdane on kahejuhtmeliste liinide kasutamine üli- ja ultrakõrgsagedustehnikas, kus tavalised keskendatud parameetritega LC võnkeringid lakkavad toimimast.

7 — 4. JUHT- EHK TRANSMISSIOONLIIN.

a) Häälestamata transmissioonliin. Mitte alati pole võimalik saatja või vastuvõtja vahetus läheduses leida sobivat asukohta antenni püstitamiseks, mis omaks ruumis vaba ulatust. Neil juhtudel kasutatakse raadioseadme ja antenni vaheliseks energia ülekandmiseks transmissioonliine, mille pikkus tavaliselt ületab kasutatava lainepikkuse mitmekordselt. Seesugustelt transmissioonliinidelt nõutakse, et nad oleksid kiirgusvabad ja omaksid võimalikult väikesi kadusid.

Seni käsitletud liinide pikkus piirdus häälestussageduse poole lainepikkusega, milles peegeldumise tagajärjel tekkis seisev laine. Kui kujutada ette lõpmata pikka liini, mille lähteotsa lülitada kõrgsageduspinge, siis tekib piki liini pidev voolu edasiliikumine valguse kiirusega. Liini takistuse ületamisel väheneb voolu amplituud järjekindlalt ja muutub liini lõpus — lõpmatuses — nulliks. Säärases lõpmata pikas liinis ei saa peegeldumist ja seega ka seisvaid laineid tekkida. Voolumõõtjaga piki liini voolu tugevust jälgides selguks, et vool on konstantne kõigis vaatluspunktides, kui mitte arvestada pidevat, reeglipärast ja väga aeglast nõrgenemist takistuskadude tagajärjel.

Säärane liin omab lähteotsas kindlat puhtakujulist takistuslikku impedantsi, nn. *lainetakistust* (Z_0), mis on ühesugune kõigile sagedustele. Järelikult lõpmata pikk liin ei häälestu, tal puudub iseloomustav resonantssagedus.

Seda laineimpedantsi võib teisiti vaadelda kui igale liinile omapärast, iseloomustavat suurust, mis sõltub ta füüsikalistest ja elektrilistest mõõdetest iga lõpmata väikese liini pikkuse ühiku kohta ja mis tuletub esinevate pingete ja voolude suhetena selles vaadeldavas liinilõigus. Peale selle laineimpedants oleneb veel liini keskkonda moodustava aine elektrilistest ja magnetilistest omadustest (ε, μ), s. o. juhtme- ja isolatsioonimaterjalist, kuid ta ei olene liini pikkusest.

Kui seesugune lõpmata pikk liin lõigata katki vajalikus kauguses ning lõikekohas eraldatud liini otsa lülitada jätkuva liiniga, s. o. liini laineimpedantsiga võrdne takistus, siis jäävad eraldatud liinilõigule kõik endise lõpmata pika liini elektrilised omadused. Seesugusel lõpmata pikast liinist tuletatud reaalse pikkusega *häälestamata transmissioonliinil* on rida paremusi, võrreldes teiste nn. *häälestatud transmissioonliinidega*, mida käsitleti eespool. Häälestamata liini iseloomustavaimaks omaduseks on seisevlainete puudumine kogu liini pikkuses, kuna kõigis teistes liinides tekib seisevlaineid suuremal või vähemal määral. Seisevlaine tekib liinis kõigil juhtudel, kui liini väljandots ei lõpe liini laineimpedantsiga võrdse takistusliku väljandimpedantsiga. Sama liini laineimpedantsiga võrdsustamise vajadus on nõutav ka sisendimpedantsi suhtes.

Ebavõrdsete laine- ja väljandimpedantside korral liinis tekkiva seisevlaine *harisuhe*, s. o. voolude (või pingete) suhe liini puhma- ja sõlmpunktides määratakse valemiga:

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{Z_o}{Z_v} \text{ või } \frac{Z_v}{Z_o},$$

milles I_p, I_s on voolud puhma- ja sõlmpunktides, Z_o — liini laineimpedants ja Z_v — liini väljandimpedants. Kui näiteks 600-oomine liin lõpeb 71-oomise takistusega või 71-oomine liin 600-oomise takistusega, siis seisevlaine harisuhe võrdub $\frac{600}{71} = 8{,}45$, s. o. kui sõlmpunktis vool võrduks 0,1 A, oleks puhmapunktis vool $0{,}1 \cdot 8{,}45 = 0{,}845$ A. Kui aga 71-oomine liin toidaks antenni, mis häälestatult omab 71-oomist takistuslikku impedantsi, siis resonantssagedusel seisevlaine harisuhe võrduks $\frac{71}{71} = 1$, mis tähendab, et liin toimib häälestamata liinina, mille kõikides punktides on vool konstantne.

Seisevlaine puudumise tõttu pole häälesta-

mata transmissioonliini pikkus seotud kasutatava sagedusega ja seega on liini pikkuse ja sageduse valik täiesti vaba. Kuna kõrgsageduslikud kaod liinis tõusevad kasutatava pinge suurenemisel ja võivad tõusta pingepuhmades õige suurteks, siis on häälestamata transmissioonliin teistest liinitüüpidest tunduvalt kaovaesem.

Kõik loetletud paremused asetavad häälestamata liini eelistatud seisukorda, mistõttu ta leiab standardset kasutamist peamiselt koaksiaalkaabli kujul nii raadiojaamades antenni toiteliinina kui ka raadioseadmetes ühendusliinina. Koaksiaalkaablina võimaldab kaabli kate maandamist ja seega paigutamist maasse võimalike vigastuste vältimiseks.

Transmissioonliini valmistamisel või valikul on tarvis teada ta laineimpedantsi Z_o, mis võrdub üldkujul:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \ [\Omega],$$

milles L ja C on µH ja µF, arvestatud liini pikkuse ühiku kohta (m, km).

Õhkisolatsiooniga kahejuhtmelise transmissioonliini laineimpedants

$$Z_o = 277 \lg \frac{b}{r} \ [\Omega],$$

milles b on juhtmete tsentrumite vahekaugus, r — juhtmete raadius (b ja r arvutatud ühistes mõõtühikutes — cm, mm).

Koaksiaalkaabli laineimpedants

$$Z_o = \frac{138{,}5}{\sqrt{\varepsilon}} \lg \frac{D}{d} \ [\Omega],$$

milles ε — kaabli seesmine õhu ja isolatsioonimaterjali resulteeriv dielektrikukonstant, D — kaablimantli seesmine diameeter, d — kaablisoone väline diameeter (D ja d arvutatud ühistes mõõtühikutes — cm, mm).

Kui koaksiaalkaabli mantli ja soone vaheliseks dielektrikuks on peamiselt õhk ja hõredalt paigutatud kõrgeväärtuslikust keraamilisest materjalist nagu frekventast, steatiidist või stürofleksist isolaatorid — toed, siis $\varepsilon \approx 1{,}18$, mispuhul

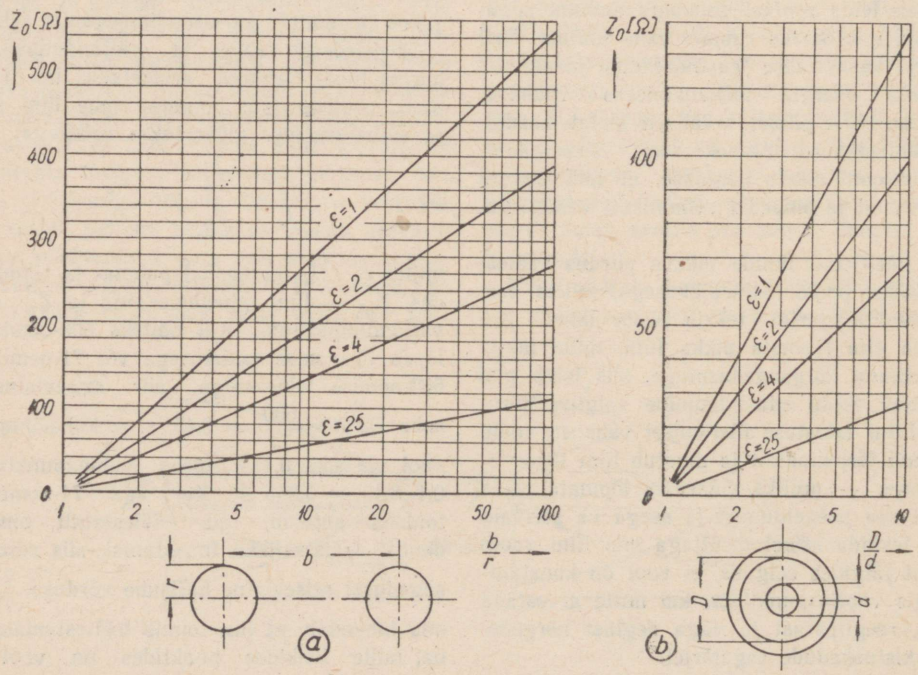
$$Z_o = 127{,}6 \lg \frac{D}{d} \ [\Omega].$$

Kui mantli ja soone materjaliks on vask, siis kaabel omab minimaalseid kadusid, kui kaabli $\frac{D}{d}$ võrdub 3,6, mispuhul

$$Z_o = 127{,}6 \lg \frac{D}{d} = 127{,}6 \cdot 0{,}5563 = 71 \ \Omega.$$

Joonisel 7 — 3 toodud kõverate abil saab kindlaks määrata avatud liini (a) ja koaksiaalliini (b) laineimpedantsi graafiliselt.

Häälestamata transmissioonliinina võib kasutada ka ühejuhtmelist liini, kui ta sisend- ja väljandimpedantsid on sobitatud liini laineim-



Joon. 7 — 3. Kõverate sarjad avatud liini (a) ja koaksiaalliini (b) laineimpedantsi Z_o määramiseks.

pedantsiga. Kuigi ühejuhtmeline liin pole kiirgusvaba, pole otste sobitamisel vool liinis suur ning seega ei kujune ka kiirguskaod liiga suureks. Ühejuhtmelise liini laineimpedants sõltub paljudest teguritest, nagu juhtme läbimõõdust, kõrgusest maapinnast, ümbritsevaist ehitistest jne., kuid ta keskmise väärtusena võib arvestada umbes 500 oomi. Üldiselt aga on ühejuhtmelist liini väga raske sobitada õigesti sisendja väljandimpedantsidega ja seetõttu tekivad temas alati suuremal või vähemal määral seisevlained ja seega ühtlasi kiirguskaod.

b) Häälestatud transmissioonliin. Kui transmissioonliini otsad ei lõpe liini laineimpedantsiga võrdsete impedantsidega ja need impedantsid resonantssagedusel ei kujuta puhtakujulist takistust, siis paratamatult tekivad liinis seisevlained. Seejuures võimsuse ülekandeprotsessis tuleb seisevlainete puhul eraldada kolme erinevat juhtu, kusjuures on eeldatud, et liini väljandimpedants alati jääb puhttakistuslikuks:

1) kui liini pikkus vastab täpselt veerandlaine pikkusele $\left(\frac{\lambda}{4}\right)$ või veerandlaine paaritule kordsele $\left[\frac{\lambda}{4}(2n-1)\right]$,

2) kui liini pikkus vastab täpselt poollaine pikkusele $\frac{\lambda}{2}$ või poollaine kordsele $\left(\frac{\lambda}{2}n\right)$,

3) kui liini pikkus ei vasta täpselt ei veerandlainele ega poollainele ega nende kordsetele, vaid omab vahepealset väärtust.

Üldine määratlus, et raadiolained kui elektromagnetilised lained levivad valguse kiirusega (300 000 km/sek), on sellisel üldkujul kehtiv ainult vaakuumi ja ioniseerimata õhu keskkonna kohta. Kui aga elektromagnetiline laine levib muus keskkonnas, siis ta levimiskiirus muutub sõltuvalt keskkonna dielektriku-konstandist ja permeaablusest:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}} = \frac{3 \cdot 10^5}{\sqrt{\varepsilon\mu}} \text{ [km/sek]}.$$

Kuna transmissioonliinides laine levimiskeskkonnaks on mitte ainult õhk, vaid erimaterjalidest valmistatud isolaatorid, liinihoidjad ja lõpuks voolukandvad liinijuhtmed ise, mis omavad > 1 dielektriku-konstanti või permeaablust, siis sellistes liinides, eriti koaksiaalkaablis, laine levimiskiirus vältimatult väheneb.

Kooskõlas sellega tuleb teha vahet liini elektrilise ja füüsikalise pikkuse vahel, kusjuures liini füüsikaline pikkus kujuneb alati lühemaks liini elektrilisest pikkusest.

Vabas ruumis lainepikkus

$\lambda = \frac{c}{f}$ või meetrites $\lambda = \frac{300}{f}$, kus f on MHz.

Veerandlaine füüsikalist, s. o. liini tegelikku pikkust arvutatakse valemiga:

$$l = \frac{75\,k}{f} \text{ [m]},$$

milles l — liini tegelik pikkus, f — sagedus MHz, k — redutseerimistegur, mis kujuneb eri liinitüüpide juures vastavalt:

kahejuhtmelisel õhuliinil	$k = 0{,}975$
kahejuhtmelisel toruliinil	$k = 0{,}95$
koaksiaalkaablil (õhkisolatsiooniga)	$k = 0{,}85$
koaksiaalkaablil (kummi-isolatsiooniga) punutud juhtmepaaril (kummi-isolatsiooniga)	$k = 0{,}56 \ldots 0{,}65$

Näiteks veerandlaine pikkusega õhkisolatsiooniga koaksiaalkaabli tegelik pikkus sagedusel juures 14,2 MHz kujuneks $\frac{75 \cdot 0{,}85}{14{,}2} = 4{,}49$ m.

Täpse veerandlaine pikkusega või veerandlaine paaritu-kordse pikkusega liin $\frac{\lambda}{4}(2n-1)$, mille väljandimpedants resonantssagedusel on takistuslik, omab sisendotsas alati takistuslikku impedantsi, vaatamata sellele, et väljandimpedants pole võrdne liini laineimpedantsiga. Seda sisendotsas avalduvat takistuslikku impedantsi arvutatakse

$$Z_s = \frac{Z_o^2}{Z_v} \text{ [Ω]},$$

milles Z_s — sisendimpedants, Z_v — väljandimpedants, Z_o — laineimpedants. Seega veerandlaine pikkusega liin käitub kui impedantside transformaator, võimaldades sobitada sisendis ja väljandis olevaid eri suurusega impedantse, millise ülesande täitmiseks teda sageli praktikas rakendataksegi.

Näide. Millist takistuslikku impedantsi avaldab antenn saatjale, kui saatja ja antenni vaheliseks sidestuseks kasutatakse $Z_o = 600\ \Omega$ laineimpedantsiga veerandlaine-pikkust transmissioonliini ja kui antenni impedants toitepunktis $Z_v = 70\ \Omega$?

$$Z_s = \frac{Z_o^2}{Z_v} = \frac{600^2}{70} \approx 5140\ \Omega.$$

Kui veerandlaine-pikkune liin ühest otsast lühistada, siis on võimalik teda kasutada kui pidevalt muudetavate impedantside sobitamistransformaatorit. Kuna lühistatud liiniotsa impedants võrdub nulliga ja lahtise otsa impedants lõpmatusega, siis liini juhtmetelt võetud haruühenduspunktide vahekaugused annavad igasuguseid võimalikke impedantse.

Lõpuks, kui lühiühendatud otsaga veerandlaine-pikkune liin lülitada lahtise otsaga võnkeringi või teise liini külge ja lühiühendatud ots maandada, siis säärane liinilõik moodustab eeskujuliku isolaatori resonantssagedusel, kuna lahtise otsa impedants on lõpmata suur. Samal ajal teistele sagedustele ja alalisvoolu toitevoolule säärane isolaator moodustab lühise.

Tarbe korral võib impedantside transformaatorina või isolaatorina võtta tarvitusele ühe veerandlainelise lüli asemel ükskõik millise paaritu arvu lülisid. Sel puhul liini pikkus vastavalt suureneb, kuid ta omadused säilivad.

Täpse poollaine või poollaine kordse pikkusega liin $\left(\frac{\lambda}{2} n\right)$ omab sisendotsas alati väljandimpedantsiga võrdset takistuslikku impedantsi ja kujutab seega impedantside transformaatorit ülekandesuhtega 1 : 1. Kui seesuguse liini väljand- ja sisendimpedantsid võrduvad laineimpedantsiga, siis muutub ta häälestamata transmissioonliiniks.

Poollaine-liine kasutatakse kas puhtal kujul või kombineeritult veerandlaine-lülidega transmissioonliinina.

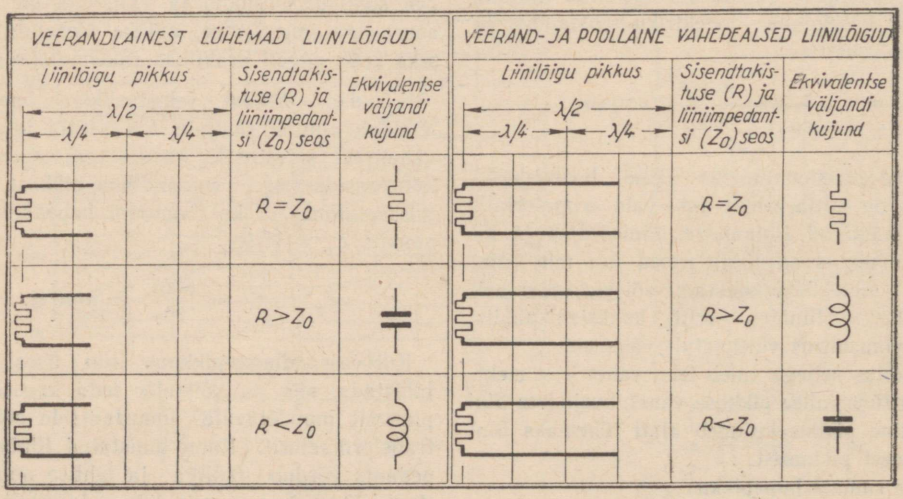
Veerand- või poollaine pikkusega ebavõrdne liin omab sisendotsas alati reaktiivset impedantsi, vaatamata sellele, et väljandotsa on lülitatud takistuslik impedants. Seejuures veerandlainest lühema liini sisend on induktiivne, kui väljandimpedants on väiksem laineimpedantsist, ja mahtuvuslik, kui väljandimpedants on suurem laineimpedantsist. Kui liin on veerandlainest pikem, kuid poollainest lühem, on nähtused vastupidised. Samade nähtuste kordumine jätkub iga järgmise veerandlaine juurdelülitamisel.

Veerandlaine pikkusega ebavõrdseid liinilõike kasutatakse sisendile avaldava reaktiivse tagasimõju tõttu kui tavalise võnkeringi elemente — induktiivsusi ja mahtuvusi — kõrgsageduspaispoolidena ja filterkondensaatoritena. Kõrgsagedusliinilõiku, mille väljandimpedants koosneb laineimpedantsile võrdsest takistusest, võib kasutada ebatakistusvaba takistina. Eri liiki liinilõikude omadused on toodud joonistel 7 — 4 ja 7 — 5.

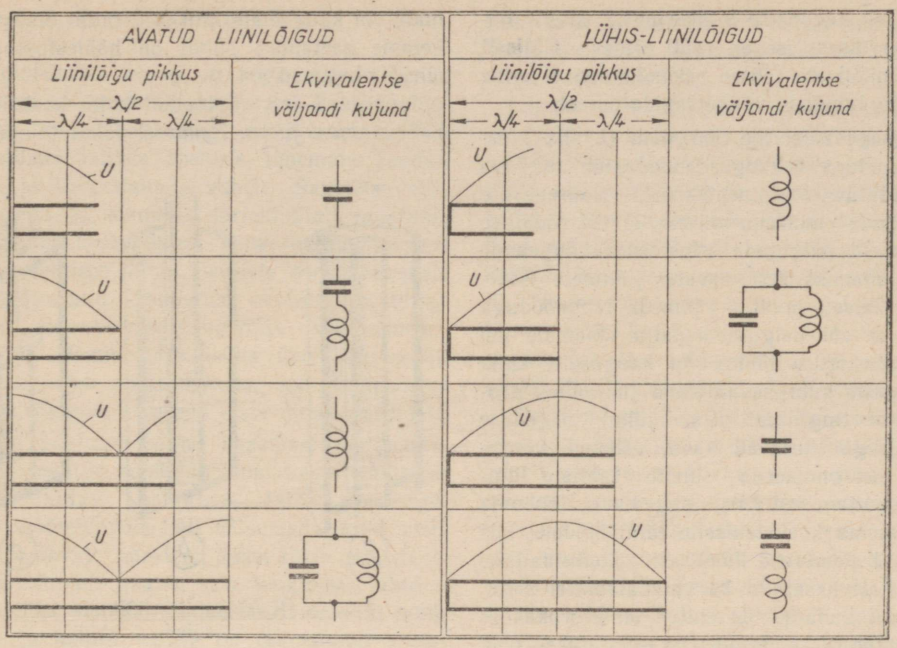
Nagu eeltoodust selgub, käituvad transmissioonliinilõigud erinevais töötingimustes erinevalt ja neist võib tuletada ning nendega võib asendada praktikas kõiki võnkeringi üksik-elemente ning nende kombinatsioone. Eriti suur tähtsus on sellisel asendamisel ultra- ja ülikõrgsagedustehnikas, kus tavalised keskendatud L ja C võnkeringid lakkavad olemast võnkeringideks ja nende asendamine sobivate liinilõikudega on ainsaks väljapääsuks.

c) Transmissioonliin võnkeringina. Klassikaline keskendatud L ja C võnkering on rakendatav raadioseadmeis senikaua, kui pooli mähiseks kasutatud juhtme pikkus veel pole võrreldav kasutatava lainepikkusega, kui pooli omamahtuvus ja kondensaatori omainduktiivsus ei mõju häirivalt võnkeringi toimele ning kui pooli ja kondensaatori vahelised ühendusjuhtmed vajaduse korral koos lainelülititega ei moodusta nimetamisväärset osa pooli juhtmepikkusest.

Ettenägeliku ja hoolika raadioseadme ehitusviisi juures saab neid nõudeid täita keskmiselt sagedusteni kuni 30 MHz ($\lambda = 10$ m). Sagedustega seda piiri ületades muutub sellise võnkeringi normaalne toime küsitavaks. Pooli omamahtuvus ja ühendusjuhtmete vaheline mahtu-



Joon. 7 — 4. Takistusega lõppevate liinilõikude ebatakistus sõltuvalt liini- ja sisendimpedantsist.

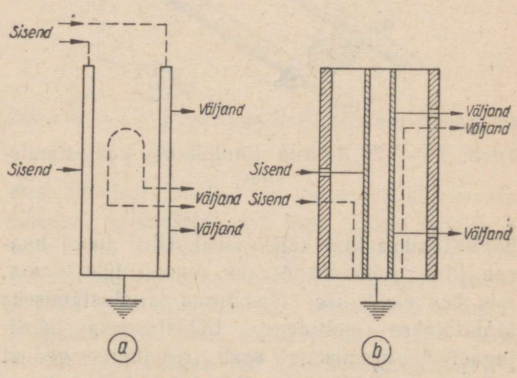


Joon. 7 — 5. Avatud ja lühistatud liinilõigud võnkeringi elementidena. Joonisel on kujutatud liinilõikude elektrilised omadused sõltuvalt liinilõigu pikkusest.

vus, millele tuleb juurde arvata veel lambi mahtuvus, võivad kujuneda summaarselt niivõrd suureks, et ettenähtud sagedusele häälestamiseks isegi ühekeeruline pool osutub paljuks. Sel juhul pooli ja kondensaatori vahelised ühendusjuhtmed omavad tõenäoliselt suuremat induktiivsust kui pool ise ning häälestuskondensaatori lülitamine võnkeringi arusaadavalt langeb üldse ära. Võnkeringi ühekeerulise pooli lahtiharutatud juhtme pikkus koos ühendusjuhtmetega kujunevad võrreldavaiks kasutatava lainepikkusega, mille tulemusena suurem osa võnkeringi energiast kiirgub vahetult võnkeringist välja. Ja kui oletadagi, et käsitletav võnkering kujutas saatja väljandringi, mis oli mõeldud antenni toitmiseks, siis väljakiirgunud võimsus muundub soojuseks juba saatja enda metallosades, raamistikus ja muudes esemetes, pääsemata üldse välja saatja ruumist.

Selliselt ebamääraselt võnkeringilt, milles üksikelementide ülesanded on segi paisatud ja üksikelemendid ise on töösse rakendatud ebasoodsais tingimustes, pole oodata õigeid tulemusi: võnkeringi rakendatud võimsused muunduvad kadudeks kas otseselt võnkeringis endas või väljakiirgunult. Võnkeringi Q muutub väga väikeseks, võnkeringis toimuvate füüsikaliste protsesside suunamine kujuneb võimatuks, mistõttu seesuguste võnkeringide kasutamisest sagedustel üle 100 MHz tuleb täielikult loobuda.

Loetletud põhjustel on sagedustel üle 100 MHz (λ alla 3 m) üldiselt võnkeringidena kasutamisele võetud transmissioonliini lõigud, milles ei esine keskendatud võnkeringi puudusi. Veerandlainelises liinis või veerandlaine paaritu-kordse pikkusega liinis, mille üks ots on lühistatud ja teine avatud, tekib tavalise rööbitise võnkeringiga väga sarnane võnkumisprotsess. Seesugune liin omab lahtises otsas resonantssagedusel suurt impedantsi. Kui lahtisele otsale lülitada liini resonantssagedusega pinge, siis lühistatud otsas arenevad suure Q tõttu suhteliselt tugevad voolud. Resonantssagedustest erinevail sagedusil transmissioonliinilõik käitub samuti vä-

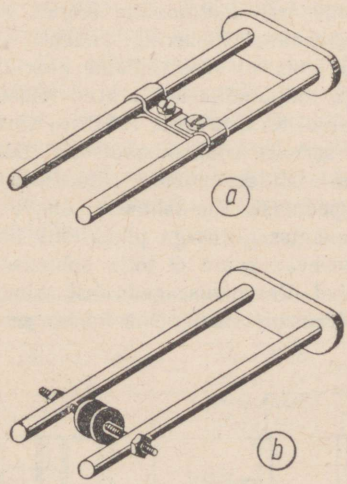


Joon. 7 — 6. Toiteliinilõikude sidestamine: *a* — kahejuhtmelise veerandlaineliini, *b* — koaksiaalveerandlaineliini puhul. Induktiivne sidestamine on näidatud joonitatuna.

ga sarnaselt tavalisele võnkeringile, kuigi füüsikaline protsess ise on veidi erinev. Üldiselt selliste liinilõikude töösse rakendamine ei erine kuigi palju tavaliste võnkeringide omast.

Ülikõrgsagedustel üle 300 MHz (λ alla 1 m) liini juhtmete vahekaugus moodustab tunduva osa kasutatavast lainepikkusest. Suurenevate kiirguskadude mahasurumiseks ei või rööbitise liini juhtmeid paigutada teineteisest kaugemale kui 1/10 lainepikkusest, arvates juhtmete tsentrumitest. Teiselt poolt — jämeda läbimõõduga juhtmeid ei või paigutada palju lähemale kui juhtme kohekordse läbimõõdu kaugusele, kuna siis omakorda suurenevad kaod juhtmetes pöörisvooludest tingituna. Igal juhul sageduse suurenemisega tõusevad kaod, väheneb võnkeringi Q, mis omakorda sunnib lahtiste liinilõikude kasutamisest neil sagedustel loobuma ja üle minema koaksiaalseile liinilõikudele, kus kiirguskaod puuduvad täielikult. Koaksiaalliine võiks edukalt kasutada ka madalamatel sagedustel, kuid kuna nende ehitus on keerukas ja reguleerimine raskendatud, siis eelistatakse neid eriti sagedustel üle 300 MHz.

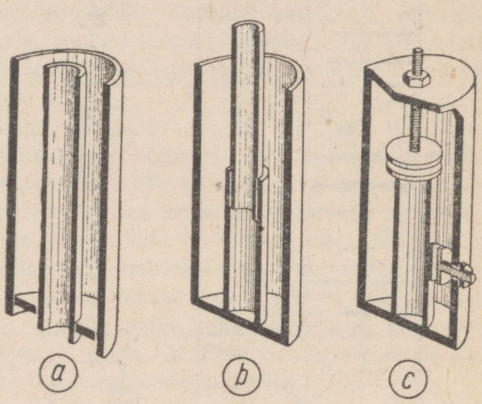
Liin-võnkeringide praktilisi ehitusviise on näidatud joonistel 7 — 7 ja 7 — 8. Joonisel 7 — 7



Joon. 7 — 7. Avatud liinilõikude häälestamisviise.

häälestatakse liini kahel viisil. Ühel juhul haarab liini juhtmeid-torusid vasest lühistusaas, mis hea elektrilise ühenduse kindlustamiseks kinnitatakse poltidega. Lühistusaasa edasitagasi liigutamisega saab resonantssagedust suurtes piirides muuta. Teisel juhul toimub resonantssageduse reguleerimine reguleeritava vahekaugusega kaheplaadilise kondensaatori abil. Kondensaatorit võib paigutada kas lähemale või kaugemale liini lühistatud otsast. Kaugemale asetamise puhul on häälestussageduse piirid suuremad.

Joonisel 7 — 8 on toodud kolm koaksiaalliini häälestamise juhtu. Esimesel juhul toimub hää-



Joon. 7 — 8. Koaksiaalliinilõikude häälestamisviise.

lestamine lühiseketta liigutamisega piki liini telge. Säärane häälestusmeetod võimaldab katta võrdlemisi suuri sagedusalasid. Teisel juhul reguleeritakse häälestussagedust seesmise toru-juhtme teleskoobilise pikendamise-lühendamisega. Kolmandal juhul toimub häälestamine abikondensaatoritega. Abikondensaator moodustatakse mantli ja seesmise toru-juhtme vahel. Juhul, kui kondensaatori üks plaatidest asetseb piki liini telge, on mõlemad liini otsad lühistatud. See variant võimaldab sagedust muuta võrdlemisi suurtes piirides. Teise variandi järgi, kus kondensaatorit reguleeritakse mantli küljelt, on sageduse muutmise võimalus piiratum.

Peale loetletud konstruktsioonide kasutatakse veel prismakujulisi koaksiaalliinilõike, mille paremuseks on see, et liini mantel ise võib olla ühtlasi ka kogu seadme monteerimisaluseks.

Kõigil juhtudel, mil häälestamiseks kasutatakse lisa-häälestuskondensaatoreid, kujunevad liini pikkused tegelikult väiksemaks, kui seda annab arvutus. Samuti muudavad liinidimensioone liinile külgelülitatavate lampide sisemahtuvused ja muud vooluringi elemendid.

Kuna säärastes liin-võnkeringides isolatsioonimaterjale peaaegu ei kasutata (koaksiaalliin kujutab isegi puhtmetallilist konstruktsiooni), siis dielektrikus ja isolatsioonimaterjalis tekkivaid kadusid neis ei esine. Koaksiaalliinis pole võimalikud isegi kiirguskaod, kuna mantel piirab täielikult võnkeringi väljasid.

7 — 5. ÕÕNESLIIN.

Raadiotehnika areng on kogu aeg kulgenud sageduste suurenemise suunas, et kaotada lünka, mis veel tänapäevalgi on jäänud elektromagnetiliste lainete spektris lühemate raadiolainete ja soojuslainete vahele. Sageduse suurenemisega on sunnitud järjekindlalt muutuma ka tehnika: keskendatud võnkeringide asemele astuvad lahtised liinid, lahtiste liinide asemele koaksiaalkaablid. Seesugust evolutsiooni tingib kadude suurenemine sageduse suurenemisel, kusjuures ülemineku vajadus ühelt süsteemilt teisele kujuneb paratamatuks, kui lainepikkus läheneb võnkuva süsteemi enda dimensioonidele.

Samal põhjusel on ka koaksiaalliini kasutamine õigustatud senikaua, kuni kaabli läbimõõt pole võrreldav kasutatava laine pikkusega. Kaabli mõõteid võib küll vähendada, kuid siiski ainult teatavate piirideni, kuna tuleb arvestada, et liini juhtmete paaris, s. o. keskmises juhtmes ja mantlis, on vastassuunalised voolud ning juhtme ja mantli vahele on rakendatud pinge. Järelikult peavad kaabli dimensioonide vähendamisega vähenema ka rakendatavad võimsused, et hoida tõusvaid soojuskadusid lubatavais piirides ja samuti vältida dielektriku läbilöömist.

Elektromagnetiliste lainete levimise teoreetiline uurimine ja katsed näitavad, et laine levimiseks kaablis pole seesmine juhe üldse oluline ning et laine võib levida ka ilma seesmise juhtmeta kaabli mantli õõnsuses, samuti kui ta levib väljaenergiana ruumis. Sel puhul koaksiaalkaabel muutub õõnesliiniks.

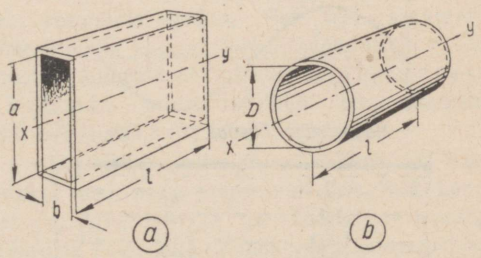
Lihtsamal kujul koosneb õõnesliin metalltorust, mille ühte otsa rakendatakse kõrgsageduslik laineenergia. Rakendatud laineenergia kulgeb piki toru tarbijani, mis asetseb toru teises otsas, jäädes kogu aeg toru füüsikalistesse piiridesse. Toru ise kujutab sel puhul laineenergia ümber juhtivat kesta, mille varjestus väldib ühtlasi ka väliseid häireid. Seega, juhtides laineenergiat kindlas dielektrilises keskkonnas, sarnaneb õõnesliin teataval määral koaksiaalliiniga.

Peale selle pole oluline, et õõnesliini kest tingimata kujutaks endast metallilist elektrivoolu juhtivpinda. Laineenergia ohjeldamiseks kindlapiirilises juhtkanalis on tähtis, et juhtkanali seintes tekiks välja deformeerumine — peegeldumine. Seesugune laine tagasipeegeldumine tekib alati, kui levimisel laine siirdub madalama murdumisindeksiga keskkonnast kõrgema murdumisindeksiga keskkonda (näiteks valguslaine peegeldub veepinnalt, raadiolaine peegeldub ioniseeritud õhkkonna kihtidest jne.). Järelikult on võimalik raadiolainet juhtiva õõnesliini kesta valmistada dielektrilistest materjalidest, mille dielektriku-konstant ε on suurem kui 1. Seejuures tuleb eelistada väikesekaolisi aineid nagu polüstürool jt.

Lõpuks pole oluline, et õõnesliinis raadiolainet juhtiva keskkonna moodustaks õhk, vaid selleks võib olla iga väikesekaoline dielektrik. Kuna elektromagnetilise laine levimiskiirus väheneb ε suurenedes, siis rakendatakse sääraseid liine neil juhtudel, mil aeglustatud, s. o. faasiliselt hilineva laineenergia kasutamine on tarvilik. Teades keskkonna ε ja seega laine levimiskiirust selles keskkonnas, on võimalik toota igasuguse faasilise hilinemisega laineenergiat, kui vastavalt dimensioneerida liini pikkus.

Elektromagnetilise laineenergia levimise protsess piki õõnesliini erineb koaksiaalliinist peamiselt sellega, et koaksiaalliini juhe ja mantel esinevad kogu liini pikkuses vastassuunaliste voolude kandevjuhtmetena. Õõnesliinides kulgeb vool ühes suunas ainult kesta ühes osas ning vastassuunaliselt kesta teises osas. Vaatamata sellele, et kest kui tervik omab kõikjal ühtlast elektrijuhtivust, ei teki nende kohalike voolude vahel siiski lühist.

Õõnesliinis levivat energiat tuleb vaadelda kui puhtakujulist väljaenergiat, mis levimisel tugineb õõnesliini pikiteljele xy (joon. 7—9). Energia levimisprotsessi tuleb käsitleda kui väljaenergia lainelist liikumist, mille juures nii risti kui ka piki liini avalduvad vastavad väljade tihenemised ja hõrenemised. Joonisel 7—10 *a* on kujutatud pinge paiknemine piki liini ja koos sellega elektrivälja suund ja tihe-

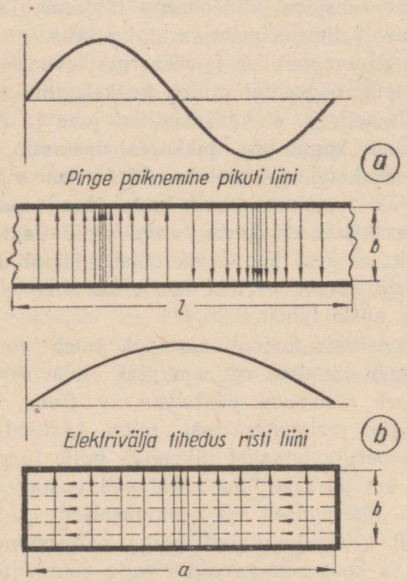


Joon. 7 — 9. Praktikas kasutatavaid õõnesliine.

dus. Joonisel 7—10 *b* on kujutatud elektrivälja tiheduse paiknemine risti liini, millest selgub, et teljejoonel on väljatihedus maksimaalne, mis järjekindlalt väheneb õõnesliini seintele lähenemisega (püstkülikulise liini kitsa seina suunas). Magnetväli paikneb elektriväljale risti (joon. 7—10 *b*) ja kulgeb piki liini kontsentriliste jõujoonte koondistena (joon. 7—10 *c*).

Säärast väljade paiknemist õõnesliinis käsitletakse kui väljaenergia kahe eraldi komponendi kulgemise tulemust piki õõnesliini, mis edasilii-

kumisel pidevalt peegelduvad edasi-tagasi liini vastaspoolsetel seintel. Mõlema komponendi vastupidiste laineharjade kokkupuutepunktides õõnesliini seintel elektriväljad vastastikku hävivad. Nende kokkupuutepunktide tihedus piki õõnesliini seinu sõltub liini laiusest *(a)* ja lainepikkusest: mida lühem teatud laiusega liini juures on lainepikkus, seda sagedamad on kokkupuutepunktid, mida pikem on lainepikkus, seda hõredamalt asuvad kokkupuutepunktid. Kui lõpuks leviva energia poollaine pikkus ligikaudu



Joon. 7 — 10. Pinge ja väljade paiknemine ning väljade tihedus õõnesliinilõigus.

võrdub või on suurem õõnesliini laiusest, areneb energia komponentide vahel liini laiuti seinte piirides kohapealne vastastikune põrkamine ning energia ülekandmine liini kaudu lakkab. Sellega seletub nähtus, et energia ülekandmiseks õõnesliini kaudu peab energia võnkesagedusele vastav lainepikkus olema lühem teatavast kriitilisest lainepikkusest — lõikelainepikkusest.

Eeltoodust selgub oluline vahe õõnesliini ja koaksiaalliini vahel. Õõnesliini kaudu saab laineenergiat juhtida ainult väga lühikestel, sentimeetrilistel lainetel, kusjuures kasutatav lainepikkus kindlamõõtelise liini juures ei või ületada teatavat kriitilist piiri. Kuid samal ajal iga õõnesliin võib laineenergiat juhtida lõpmata arvu elektri- ja magnetvälja paiknemistega. Eelnev käsitlus käis ainult ühe lihtsama väljade paiknemisviisi kohta. Iga säärast välja paiknemisviisi nimetatakse laine levitüübiks. Kõiki laine levitüüpe jaotatakse kahte põhirühma — ristimagnetiliseks, tähistusega *TM* (harvem ka *E*), ja ristielektriliseks, tähistusega *TE* (harvem *H*). Kumbagi levitüübi rühma iseloomustab nende väljade suunamine: ristimagnetilisel rühmal asetseb kogu magnetväli risti laineenergia levimissuunaga ning ainult elektrivälja komponendi suund on levimissuunaga ühine; ristielektrilisel rühmal asetseb kogu elektriväli risti laineenergia levimissuunaga ja ainult magnetvälja komponent on levimissuunaga ühine.

Kindlamõõtelise õõnesliini juures kõigist laineenergia levitüüpidest, mida eritletakse numbriliste indeksitega (näiteks $TE_{0,1}$, $TE_{1,0}$, $TE_{2,0}$, $TM_{0,1}$, jne.), omab erilist tähtsust põhilevitüüp $TE_{1,0}$, mis kujutab endast võimaliku madalaima sagedusega levitüüpi, millega veel on võimalik teostada laineenergia ülekandmist õõnesliini kaudu.

Kaugelt suuremal osal juhtudel on praktilist rakendamist leidnud püstkülikuline õõnesliin, milles laineenergia saatmiseks kasutatakse peaaegu eranditult põhi-levitüüpi. Põhi-levitüübi ($TE_{1,0}$) väljade paiknemine püstkülikulise õõnesliini juures on lähemalt kujutatud joonisel 7—10.

Laineenergia ülekandmiseks põhi-levitüübiga peavad püstkülikulise õõnesliini mõõted ületama teatud miinimumväärtusi, kuid samal ajal ei tohi nad ületada teatud maksimaalväärtusi, et vältida kõrgemaastmeliste levitüüpide tekkimist. Sellistele tingimustele vastab õõnesliin, kui ta laiema külje (*a*) seesmine mõõt võrdub 0,6 kuni 1,0 ülekantava signaali lainepikkusega ning kitsama külje (*b*) seesmine mõõt võrdub ligikaudu (kuid ei ületa) 0,5 lainepikkusega. Tavaliselt valitakse ristkülikulise õõnesliini külgede suhe

$a : b = 2$. Need mõõted on optimaalsed, mille juures veel ei arene kõrgemaastmelisi levitüüpe ning energia ülekande kasutegur ja ülekantav võimsus on maksimaalsed. Ümar-õõnesliine (joon. 7—9 *b*) harilikult välditakse, kuna nende mõõted on väga kriitilised iga ülekantava laineenergia levitüübi suhtes. Peale selle võib iga väiksemgi deformatsioon liini ümaruses esile kutsuda väljade ebasoovitavat polariseerumist, mis raskendab väljandis ülekantava energia käsitsemist.

Võrreldes koaksiaalkaabliga[1] on energia ülekandmisel õõnesliiniga kaod mitmekordselt väiksemad. Samuti on märgatavalt suuremad ülekantavad võimsused tingituna dielektriku läbilöögipingest. Peale selle on õõnesliini paremuseks mehaanilise väljatöötamise lihtsus ja odavus, kuna langeb ära seesmise voolujuhtme kinnitamise ja tsentreerimise probleem. Õõnesliini seinte paksuse määrab ära vaid nõutav mehaaniline tugevus ja kaal. Praktiliselt valmistatakse õõnesliinid messingust või vasest 1 kuni 2 mm seinapaksusega. Nii näiteks võimaldab 50×25 mm õõnesliin 6 cm lainel üle kanda maksimaalselt kuni 1200 kW võimsust, kusjuures võimsuse nõrgenemine liini 1 m pikkuse kohta on kõigest 0,036 dB, mis võrreldes koaksiaalkaabliga on väga väike, rääkimata tavalistest avatud liinidest.

Õõnesliini kasutamist piiravad ainult ta mõõted ja kaal ning kindlamõõtelise õõnesliini juures kasutatavate sageduste ulatused, nagu on käsitletud eespool. Kuid sagedustel üle 10 000 MHz (lainepikkustel alla 3 cm) kujuneb õõnesliin koaksiaalliiniga võrreldes igal juhul palju kompaktsemaks ning on tänapäeval neil sagedustel ainsaks energia ratsionaalseks ülekande seadiseks.

Põhiliselt erineb õõnesliinide juures energia teistest liinidest sisendus ja väljamine, milleks kasutatakse erilist sidestustehnikat (käsitletakse allpool õõsresonaatorite juures). Kuid ühtlasi lihtsustub laineenergia väljakiirgamine ruumi, mis toimub alati, kui õõnesliini ots on avatud. Samuti lihtsustub õõnesliinist väljakiirgava energia keskendamine kas laia ning õhukesse või punktitaoliselt suunatud vihku eksponentselt avaneva vastavakujulise toru kaudu. Energia keskendumist suurendavad märgatavalt paraboolsed metallreflektorid, kui õõnesliini avatud kiirgav ots paigutada reflektori tulipunkti.

7—6. ÕÕSRESONAATORID.

Õõnesliine kasutatakse ainult ülikõrgsagedusil, s. o. sentimeetrilistel lainepikkustel. Nende kasutamise otstarve ei piirdu elektromagnetilise laineenergia ülekandmisega saatjast tarbijani, vaid analoogiliselt teiste liinidega võidakse neid kasutada samahästi «võnkeringidena» — õõsresonaatoritena ja impedantside transformaatoritena õõnesliini sidestamisel koaksiaalliini või antenniga jne. Nad omavad suuri hindetegureid *Q*.

Õõsresonaatorit lihtsaimal kujul võib vaadelda kui miniatuursest võnkeringist tuletatud õõnesliini lõiku. Joonisel 7—11 on kujutatud säärase õõsresonaatori kujunemise skeem: *a* — on näidatud võnkering keskendatud *L* ja *C*, *b* — kondensaatori plaadid on asendatud kahe rööbitise kettaga ja pool on asendatud ketastevahelise ühendusjuhtmega. Seda ühendusjuhet võib omakorda asendada rea rööbitiste juhtmetega perifeerselt ketaste servadel ning lõpuks kõik rööbitised juhtmed asendada metallsilindri lõiguga *(c)*. Sellise ümbermoodustamisega üksiku ühendusjuhtme induktiivsus väheneb tunduvalt, sest silindri külje pinda võib vaadelda kui lõpmatult suure arvuga võrdse induktiivsusega rööbiti ühendatud juhtmeid. Resulteeriv induktiivsus võrdub sel puhul üksiku juhtme induktiivsusega, jagatult juhtmete arvuga. Induktiivsuse vähenemisega vastavalt tõuseb resonantssagedus. Sel teel saavutatud õõnesliinilõik kujutab teatud sagedustele häälestuvat kompaktset veerandlainеresonaatorit, millel on kõik veerandlainelise liini omadused.

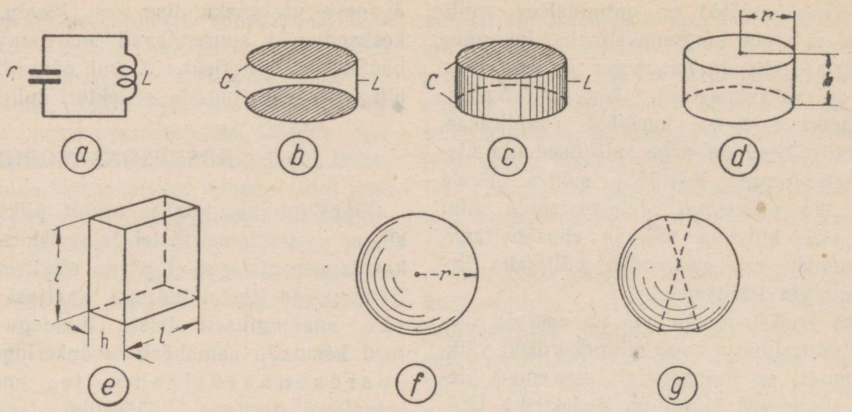
Peale silindrikujulise õõnesliinilõigu *(d)* kasutatakse veel, nagu eespool oli märgitud, kandilist *(e)*, sfäärilist *(f)* ja kooniliste avadega sfäärilist lõiku *(g)*. Nende resonantssagedused sõltuvad õõnsuse mõõdetest ja kasutatava laine tüübist. Pikematel lainetüüpidel resonants-lainepikkused on:

silindrilisel lõigul	2,61 *r*
kandilisel lõigul	1,41 *l*
sfääril	2,28 *r*
kooniliste avadega sfääril	4 *r*

Silindrilise ja kandilise lõigu lainepikkus pikemail lainetüüpidel ei olene kõrgusest *h*, kui kõrgus on väiksem poolest lainepikkusest. Teistel lainetüüpidel kõrgus peab vastama lainepikkuse kordsele.

[1] Koaksiaalkaablis vaadeldakse energia levi alg-levitüübina *(TEM)* koos esimese kõrgemaastmelise levitüübiga ($TE_{1,1}$). Lainepikkuse lühenedes muutub energia levi üha enam viimatimainitud tüübiliseks, mille maksimaalne levi võimaldav lainepikkus arvutatakse $\lambda_{max} = \frac{2\pi\sqrt{\varepsilon}\,(a+b)}{2}$, kus *a* — seesmise juhtme välisdiameeter, *b* — välismantli seesmine diameeter, ε — liini dielektrikukonstant. Normaalselt koaksiaalliin töötab alla sellise levitüübi lainepikkuse.

TRÜ Raamatukogu

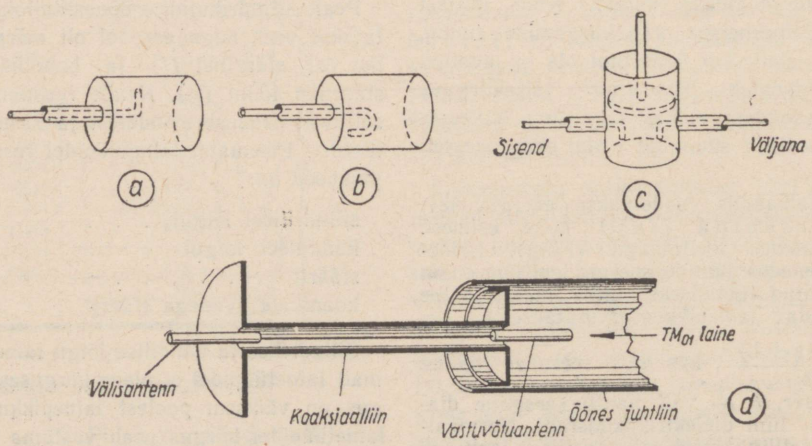


Joon. 7 — 11. Õõsresonaatori kujunemine ja mitmesuguseid õõsresonaatoreid.

Õõsresonaatoreid häälestatakse mitmel viisil. Levinenumaid neist on kolvitaoline häälestusviis (joon. 7—12 *c* ja *d*). Kolvi edasi-tagasi liigutamisega muudetakse õõsresonaatori seesmisi mõõteid ja vastavalt sellele resonantssagedust. Säärased õõsresonaatorid omavad väga suurt hindetegurit (1000 ja suuremat) ning lampgeneraatoriga õieti sidestatuina arendavad küllalt kõrgeid ja seejuures stabiilseid sagedusi. Samuti kasutatakse neid vastuvõtja juures häälestusresonaatoritena.

Õõsresonaatorite ja õõnesliinide sidestamist koaksiaalliinidega laineenergia üleandmiseks sooritatakse harilikult sidestusvardaga (*a* ja *c*) või sidestusaasaga (*b*), mis kujutavad endist koaksiaalliini seesmise juhtme pikendust õõnsuses. Esimesel juhul (*a, c*), s. o. sidestusvarda kasutamisel, toimub sidestus elektrivälja kaudu, kusjuures sidestus on maksimaalne, kui varras asub piki elektrivälja. Teisel juhul (*b*) on tegemist sidestamisega magnetvälja kaudu, mispuhul maksimaalse sidestuse saamiseks sidestus-aas oma pinnaga peab asuma risti magnetväljaga. Sidestusvarda või -aasa pööramisega saab sidestust muuta suurtes piirides. Säärast sidestusviisi kasutatakse laineenergia õõsresonaatorisse sissetoomiseks kui ka väljaviimiseks. Joonisel 7—12 *c* on kujutatud silindriline häälestatav õõsresonaator reguleeritava sisendiga ja väljandiga. Joonisel 7—12 *d* on kujutatud õõnesliini sidestamine koaksiaalkaabliga $TM_{0,1}$ tüüpi laineenergia üleandmiseks koaksiaalkaablile ning sealt edasi antenni. Peale üldtüüpi antenni kasutatakse laineenergia kiirgamiseks ruumi erilisi ruuporseadmeid.

Toodud näidetest selgub, et õõnesliinid ja -resonaatorid võimaldavad sooritada suure efektiivsusega kõiki neid ülesandeid väga lühikestel sentimeetrilistel lainetel, mida pikemail laineil teostatakse keskendatud *LC*-võnkeringidega või tavaliste liinilõikude-resonaatoritega.



Joon. 7 — 12. Õõsresonaatorite sidestamise ja häälestamise mooduseid.

7—7. ERILIIKI VÕNKERINGID.

Suure hindeteguriga võnkeringide saamiseks, mis on tarvilik eeskätt resonantssageduse stabiliseerimiseks, kasutatakse eri ehitusviisiga võnkeringe.

a) Keskendatud *LC*-resonaator. Keskendatud *LC*-resonaator kujutab endast poolekeerulist toroidi, mille moodustavad massiivne (või torutaoline) metallsüdamik ja sellele otstesse asetatud metallkettad (joon. 7 — 13*a*). Ketaste välisservad on pikendatud silindertorudena, mis asetsevad vaheldumisi ja moodustavad kondensaatori. Kinnise ehitusviisi tõttu on nii elektrikui magnetväljad peaaegu terviklikult koondatud resonaatori õõnsusse, mille tagajärjel kiirguskadusid ei saa tekkida. Samuti on väikesed ka muud kõrgsageduslikud kaod, kuna resonaatori massiivne keha on valmistatud hea juhtivusega materjalist (näiteks vasest).

Sellise resonaatori induktiivsus

$$L = 0{,}002\, l \ln \frac{D_1}{D_0} \quad [\mu H]$$

ja mahtuvus

$$C = \frac{2{,}416\, l}{\lg \frac{D_1}{D_0}} \quad [pF],$$

milles l — cm. D_1 ja D_0 ühistes mõõtühikutes (cm, mm).

Säärane võnkering omab väga suurt Q ja on kasutatav sagedustel keskmiselt 300 MHz.

b) Pottresonaator. Pottresonaator (joon. 7 — 13*b*) on ehituslikult väga sarnane eelkirjeldatud resonaatoriga. Keskmine massiivne (või toru-) südamik moodustab induktiivsuse, mahtuvus on koondatud silindrite ja põhjade vahelisse keskkonda. Kuna väljad on täielikult suletud välise potiga, siis kiirguskaod puuduvad täielikult, mistõttu resonaator omab väga suurt hindetegurit.

Pott-tüüpi resonaatori induktiivsus

$$L = 0{,}0117\, l \lg \frac{D_1}{D_0} \quad [\mu H]$$

ja mahtuvus

$$C = \frac{0{,}6225\, l}{\lg \frac{D_2}{D_1}} + \frac{0{,}1775\, D_1^2}{h} \quad [pF],$$

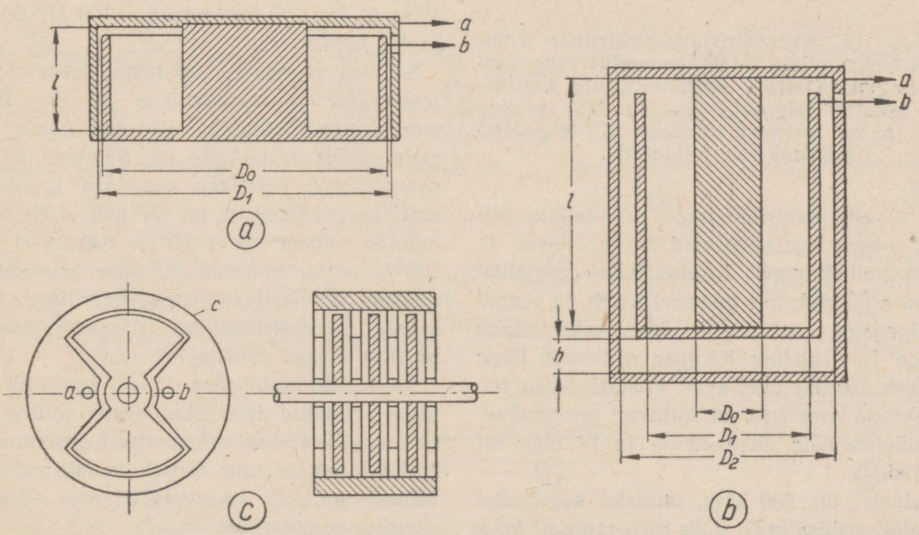
kus mõõted on ühistes mõõtühikutes (cm).

Nii käesoleval kui ka eelmisel juhul resonantssagedus arvutatakse üldise valemi järgi; lainepikkust võib arvutada valemiga

$$\lambda = 0{,}1884 \sqrt{LC} \quad [cm],$$

milles L on μH ja C — pF.

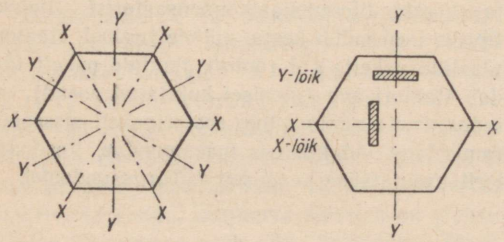
c) Liblikresonaator. Eelmised resonaatori tüübid olid mõeldud kindlale sagedusele ja seega ei võimaldanud tervel sagedusribal häälestamist. Joonisel 7 — 13*c* kujutatud nn. «liblikresonaator» võimaldab häälestamist võrdlemisi suurel sagedusribal, säilitades seejuures veel küllaldaselt suure Q. Seesugune resonaator on tuletatud tavalisest diferentsiaalkondensaatorist. Induktiivsus keskendub kesta, millele tugineb staatori plaatide pakett. Kui rootori plaatide pakett täidab staatori ava (joonisel kujutatud asend), on induktiivsus minimaalne, rootoripaketi sissepööramisel on induktiivsus maksimaalne. Resonaatorit kasutatakse peamiselt ülikõrgsagedustel.



Joon. 7 — 13. *a* — keskendatud *LC*-resonaator, *b* — pottresonaator, *c* — liblikresonaator. Resonaatorite lülituskohad on *a* ja *b*; *c* on haruühendi võtmiseks.

d) Piesoelektrilised kristallid. Mõne kristallilise materjali, näit. kvartsi, turmaliini, senjetisoola kristallidest täpselt väljalihvitud plaadid või pulgad omavad erilisi piesoelektrilisi omadusi, mis avalduvad selles, et elektriliselt laetuna ilmnevad neis mehaanilised pinged ja, ümberpöördult, mehaanilise surve alla asetatuna tekivad plaadi vastaskülgedel elektrilaengud. Säärast omadust kasutatakse raadiotehnikas mehaanilise energia muundamisel elektriliseks energiaks, näiteks kristallmikrofonis, grammofoni elektrimembraanis, stetoskoobis, või elektrilise energia muundamiseks mehaaniliseks energiaks, näiteks kristallvaljuhääldaja ja kristallheliplaadilõikaja puhul. Õige lõikega kristall kujutab endast mehaanilist vibraatorit, mida võib käsitleda kui elektrilist väga suure Q-ga järjestikust võnkeringi, mispuhul ta resonantssagedus oleneb kristalli lõiketüübist, lõigu paksusest ja pikkusest.

Kvartskristalli leidub looduses kuuetahuliste prismadena, mille otsad lõpevad tavaliselt püramiididega. Säärases kristallis eritletakse kolme liiki telgi (joon. 7 — 14): püramiidide tippe ja seega prismat läbivat Z- ehk optilist telge, Z-teljele risti asuvat, prisma vastasseisvaid nurki



Joon. 7 — 14. Kvartskristalli elektriliste X-telgede ja mehaaniliste Y-telgede asetus ning vastavad lõigud. Kristalli optiline Z-telg kujutab prisma pikutist telgjoont, kulgeb läbi prisma tsentri ja on perpendikulaarne XY-telgedega (joonisel pole näidatud).

läbivat X- ehk elektrilist telge, ja Z-teljele risti asuvat, prisma vastasseisvaid tahke läbivat Y- ehk mehaanilist telge. Looduslikust kristallist tehtavad erilõigud, mis geomeetriliselt on seotud XYZ-telgedega, määravad ära rakendatava võimsuse ja sageduse kõrguse olenevalt lõigu mõõdetest. Samuti määravad kristalli lõigu teljed sageduse konstantsuse sõltuvalt temperatuurist. Tüüpilisemaid lõike on X- ja Y- ning eri AT-lõigud.

Sagedustel üle 500 kHz, millistel sagedustel resonantssageduse määrajaks on peamiselt kristallplaadi paksus, kujuneb sageduse ja kristallplaadi paksuse suhe

$$f = \frac{k}{b},$$

milles f on sagedus MHz, b — plaadi paksus mm ja k — ühtsustegur. Kvartskristalli juures k võrdub vastavalt kristalli lõikele:

X-lõik — 2,86	AT-lõik — 1,68
Y-lõik — 1,96	BT-lõik — 2,47

Sagedustel üle 10 MHz kujuneb kristall väga õhukeseks ja seega kasutamisel õrnaks, mistõttu neid kõrgemaile sagedustele tavaliselt ei lihvita, vaid neil sagedustel kasutatakse töötamiseks kristalli harmoonilisi sagedusi, harilikult kolmandat harmoonilist.

Kristalli kasutamist raadioseadmeis tingib sageduse stabiliseerimise vajadus. Kristalli enda resonantssagedus on väiksemal või suuremal määral sõltuv temperatuurist, mis omakorda oleneb lõike tüübist. Sageduse muutumist sõltuvalt temperatuurist väljendatakse erieguriga, mis näitab hertside arvu muutumist põhisagedusest iga megahertsi ja iga °C kohta. X-lõigu juures tegur on negatiivne, s. o. temperatuuri tõustes sagedus langeb; sageduse langus võrdub ühe °C ja ühe MHz kohta 15 kuni 25 Hz. Seega 7 MHz lihvitud X-lõikega kristalli sagedus väheneks temperatuuri tõustes 1°C võrra keskmiselt $7 \cdot 20 = 140$ Hz ja temperatuuri tõustes 40°C võrra $140 \cdot 40 = 5600$ Hz. Kui kristalli oleks kasutatud saatjas sageduse kolmekordistamisel, siis sageduse triivimine sellel sagedusel, s. o. 7 MHz $\cdot 3 = 21$ MHz, oleks ulatunud 5,6 kHz $\cdot 3 = 16{,}8$ kHz, mida tuleb pidada lubamatult suureks.

Y-lõikega kristallide sageduse muutus on veelgi suurem ja kõigub piirides — 20 Hz ühe MHz ja ühe °C kohta kuni +100 Hz ühe MHz ja °C kohta.

Suurte sageduse muutuste tõttu sõltuvalt temperatuurist asendatakse X- ja Y-lõigud moodsamate lõikudega, mis toodetakse XY-telgede suhtes erinurkade all. Sääraste lõikudega saavutatakse vajalikku sageduse konstantsust. Eriti kõrgeväärtuslik on GT-lõik, mille sagedus muutub vähem kui 1 Hz temperatuuri tõustes 100°C võrra. Selliseid GT-lõike kristalle kasutatakse peamiselt sagedusstandardidena. Erilõikeliste kvartskristallide omaduste kokkuvõte tuuakse allpool tabelis 7 — 1.

Sageduse stabiilsuse kindlustamiseks asetatakse kristallid termostaatidesse, milles temperatuur säilitatakse automaatselt püsivana. Kuna kristalli temperatuur tõuseb temale rakendatud võimsusega, siis koormatakse neid võimalikult väikeste võimsustega.

Teistest piesoelektrilistest kristallidest omab turmaliin kvartsiga võrdseid elektrilisi omadusi,

Tabel 7 — 1.

Kvartskristallide erilõikude omadusi.

Lõiketüüp	Sageduse muutumine Hz/MHz/°C	Kasutatavad sagedused piirid ja muud omadused
X	—15...—25	2000...10000 kHz
Y	—20...+100	100... 6000 kHz
AT	0...+20	300... 5000 kHz
BT	0...—20	4500...10000 kHz
CT	0...—40	Alla 500 kHz, pikivõnkumine
DT	0...—30	Alla 500 kHz, pikivõnkumine
ET	0...—40	Harmooniliselt võnkuv *CT*
FT	0...—40	Harmooniliselt võnkuv *DT*
GT	⩽ 1	
MT	—20...+5	50...100 kHz, pikivõnkumine
NT	—15... 0	4... 50 kHz, pikivõnkumine

eriti kõrgemail sagedusil, mis ulatuvad kuni 30 MHz, kuid turmaliin kui poolvääriskivi leiab oma kalliduse tõttu vähest kasutamist. Senjetisoola kristalle sageduse stabiliseerimiseks ei kasutata.

7 — 8. TEHISLIINID.

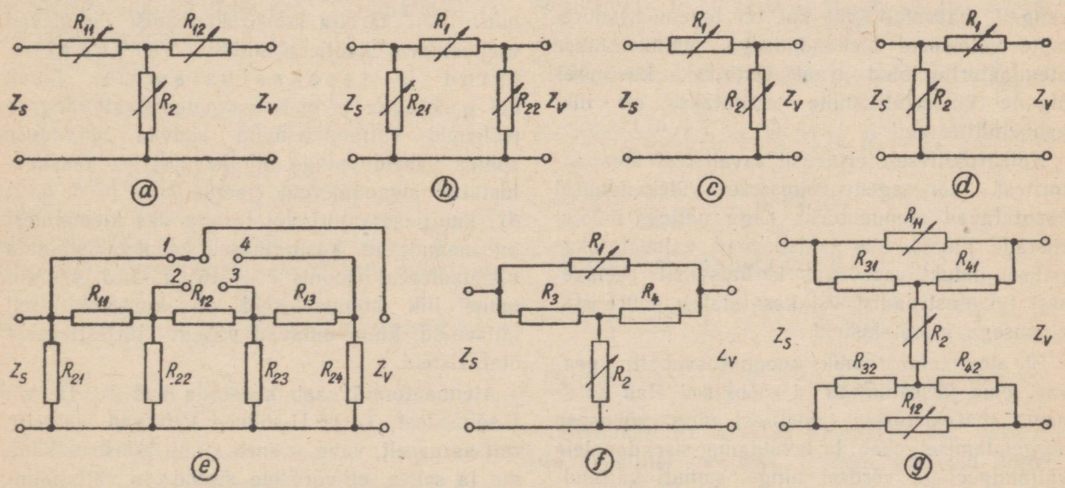
Tehisliiniks laiemas mõttes nimetatakse säärast väikemõõtelist kompaktset seadet, mis oma elektrilistelt suurustelt vastab tegelikule liinile ja mida vajaduse korral kasutatakse tegeliku liini asendamiseks. Järelikult peab tehisliin omama kõiki tegeliku liiniga võrdseid elektrilisi suurusi ning asendatuna tegeliku liiniga ei tohi ta nii vooluallikas (sisendpoolel) kui ka tarbijas (väljandpoolel) esile kutsuda uusi moonutusnähtusi.

Raadioseadmetes leiavad tehisliinid kasutamist väga mitmesugustel juhtudel, millest tähtsamad on: 1) kui on tarvis tekitada vooluringi lülituselementide vahel ülekantava võimsuse, pinge või voolu nõrgendamist ehk sumbuvust kindlates vahekordades või annustes, 2) kui on tarvis lülituselementide vahel kadudevabalt üle kanda energiat ainult soovitavas sagedusalas, samal ajal tõkestades energia pääsu suuremal või väiksemal määral väljaspool seda sagedusala. Esimest liiki tehisliine nimetatakse sumblülideks, teist liiki tehisliine — sagedusfiltriteks. Nii ühed kui ka teised koosnevad kas üksikutest või üksteisega liidetud П-, Т-, Г-kujulistest sõlmedest ja leiavad kasutamist nii kõrg- kui ka madalsageduslikes seadmeis.

7—9. SUMBLÜLID JA ATENUAATORID.

Sumblüliks nimetatakse takistitest koostatud vooluringi lõiku, mis on ette nähtud jääva suurusega sumbuvuse tekitamiseks sisendklemmide, s. o. vooluallika — generaatori ja väljandklemmide, s. o. tarbija vahel. Siinjuures võivad nii generaatori kui ka tarbija enda impedantsid olla kas võrdsed või mittevõrdsed.

Atenuaatoriks nimetatakse takistitest koostatud vooluringi lõiku, mis on ette nähtud



Joon. 7 — 15. Tarvitatavamaid atenuaatorite tüüpe: *a* — *T*-tüüpi, *b* — П-tüüpi, *c* ja *d* — Г-tüüpi, *e* — mitmesõlmeline tasakaalustamata atenuaator, *f* — tasakaalustamata *T*-tüüpi sildatenuaator, *g* — tasakaalustatud *T*-tüüpi sildatenuaator.

generaatori ja tarbija vahele kindla reegli kohaselt muudetava sumbuvuse tekitamiseks. Seega atenuaatori ülesandeks on vähendada generaatorilt saadavat energiat soovitavas kindlalt muudetavas vahekorras üleandmiseks tarbijale. Seejuures energia vähendamisel ei tohi atenuaator generaatoris ega ka tarbijas esile kutsuda mingisuguseid moonutusi ega mõjutusi, mis võivad tekkida siis, kui atenuaatori sisend- ja väljandtakistus (Z_s ja Z_v) pole vastavalt sobitatud generaatori ja tarbija sisetakistusega (R_G ja R_k) või kui atenuaator ise omab ebatakistuslikku iseloomu, s. o. sisaldab peale R veel L või C. Atenuaatorit tuleb käsitada kui liinilõiku, milles on rakendatavad liinidega ühised töötamise põhimõtted.

Atenuaator kujutab endast eri liiki potentsiomeetrite süsteemi, milles takistuse säilivus vooluallika ja tarbija suhtes teostatakse sellega, et ülekantava võimsuse vähendamisel, mil potentsiomeetri kontaktliist liigub kõrgemalt pingeastmelt madalamale, lülitatakse väljandringiga järjestikku lisatakistid, nn. järjestikused õlatakistid. Ülekantava võimsuse suurendamisel lülitatakse järjestikused õlatakistid vastavalt välja. Järjestikuste õlatakistite takistus dimensioneeritakse selliselt, et iga lülitusastmel, nii vooluallikalt tarbija poole vaadatuna kui ka tarbija poolt vooluallika poole vaadatuna, takistuse üldväärtus jääks konstantseks.

Kui atenuaatorile esitatavad nõuded pole väga rangelt ette kirjutatud ning teatavad kõrvalekaldumised takistuse säilivuses on lubatavad, rakendatakse atenuaatorina töösse eri liiki süsipotentsiomeetrite komplekte, milles nii järjestikuste kui ka rööbitiste õlgade takistuse muutumine toimub eelnimetatud reegli kohaselt. Neil juhtudel, mil takistuse säilivuse nõue on rangelt määratud, või kui on tegemist suuremate võimsuste ülekandmisega, valmistatakse atenuaatorite õlad traattakistitena, kusjuures õlgade ümberlülitamine teostatakse eri liiki astmelülitite abil.

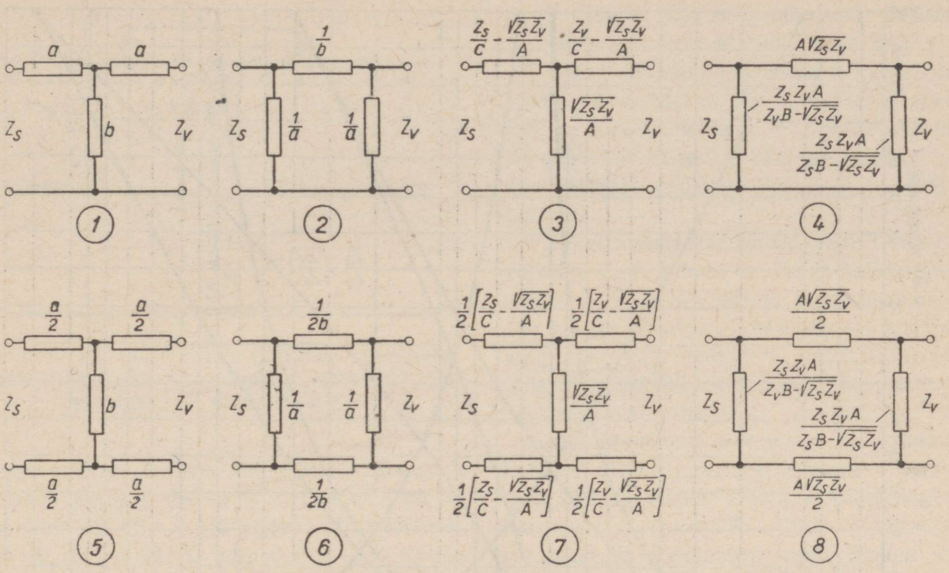
Konstruktiivselt erinevad tavalistest atenuaatoritest kõrgsagedusvõimsuste ülekandmisel kasutatavad atenuaatorid, nagu näiteks mõõteriistade juures, kus takistusõlad valmistatakse erilisel induktiivsusvabal kerimisviisil peenikesest takistustraadist või kasutatakse suure stabiilsusega masstakisteid.

Et atenuaator toimiks moonutusvabalt, peavad tema järjestikused ja rööbitised õlad koosnema ebatakistuseta takistitest ning võimsuse nõrgendamisel peab ta avaldama sisendpoolele väljandpoolega võrdset ning samuti väljandpoolele sisendpoolega võrdset impedantsi. Kui atenuaator sisendi- või väljandi-poolel avaldaks vooluallikale või tarbijale muutuvat impedantsi, oleksid moonutused vältimatud. Säärased moonutusvõimalused tekiksid näiteks juhul, kui atenuaator on lülitatud helisageduse võimendaja lõppastmesse, valjuhääldajasse üleantava võimsuse reguleerimiseks. Teatavasti lõpplamp töötab minimaalsete moonutustega siis, kui ta koormuse impedants on optimaalne; väljandimpedantsi suurendamisel või vähendamisel sellest optimaalkoormusest suureneb väljandisse ülekantavate harmooniliste sageduste suhteline sisaldus, mis avaldub otseselt moonutuses — helirikkes. Kui valjuhääldaja oli lõpplambi optimaalse koormusimpedantsiga õigesti sobitatud, siis atenuaatori vahelelülitamisel säilib sobivus senikaua, kuni atenuaator ei kutsu esile lõpplambi väljandis impedantsi muutust. Analoogiline on olukord alati, kui on tegemist võimsuste ülekandmisega vooluallikast tarbijani, hoolimata sellest, kas ülekandmine toimub vahetult või liini kaudu ja kas on tegemist väikeste, mikrovatiste (näit. mikrofon) või suurte, kilovatiste võimsustega (näit. saatja modulaator). Teiselt poolt, reaktiivsusega atenuaator toimiks muutuva impedantsi tõttu diskrimineerivalt ülekantavaile sagedustele ja kutsuks seega omakorda esile moonutusi ülekantavate sageduste spektris. Seepärast on tarvilik, et atenuaator eriti kõrgematel sagedustel oleks võimalikult ebatakistuseta.

Kui vooluallikas töötab lõpmata suurde koormustakistusse (näit. A-klassi pingevõimendaja võrering), millele rakendatakse ainult vahelduvpinge ning võimsust ei kulutata, siis pinge nõrgendamine lihtsustub ja rahuldavaid tulemusi saavutatakse lihtsa suurtakistusliku potentsiomeetriga. Kõigil muudel juhtudel on atenuaatori lülitamine vältimatu.

Sõltuvalt vooluallika — generaatori ja koormuse — tarbija konstruktsioonist jagunevad atenuaatorid kahte põhiliiki: tasakaalustatud ja tasakaalustamata. Juhul, kui generaator ei oma maapotentsiaali ning ta mõlemad väljandklemmid asuvad maanduse suhtes vahelduvpinge all, kasutatakse tasakaalustatud atenuaatoreid (joonis 7 — 16 *5, 6, 7, 8*); kui generaatori või tarbija üks klemmidest on maandatud, kasutatakse tasakaalustamata atenuaatoreid (joonis 7 — 16 *1, 2, 3, 4*). Viimane liik atenuaatoreid on konstruktiivselt lihtsamad, kuna omavad vähem järjestikuseid õlatakisteid.

Atenuaatoreid saab koostada kas T-, П- või Г-sõlmedest. T- ja П-sõlmed käituvad elektriliselt sarnaselt, vahe seisneb ainult konstruktsioonis ja selles, et võrdsete sisend- ja väljandimpedantside puhul kujunevad П-sõlmedes kasutatavad rööbitised ja järjestikused takistid suuremateks, mis esitab konstruktiivseid raskusi.



Joon. 7 — 16. Sumblülide tüüpe ja nende arvutuslikke andmeid:
1, 2, 5, 6 — võrdsete sisend- ja väljandimpedantside (Z , Z) vahele lülitamiseks, *3, 4, 7, 8* — ebavõrdsete sisend- ja väljandimpedantside vahele lülitamiseks. Ülemisel real 1, 2, 3, 4 — tasakaalustamata sumblülid, alumisel real 5, 6, 7, 8 — tasakaalustatud sumblülid. Tüüpide järgi: *T*-tüüpi sõlmed — *1, 5* (nimetatakse ka *H*-sõlmeks), *3, 7* (ka *H*), П-tüüpi sõlmed — *2, 6, 4, 8*.

Seepärast praktikas asendatakse harilikult П-tüüpi atenuaatorid T-tüüpi atenuaatoritega. T- ja П-tüüpi atenuaatoreid iseloomustab nende sisend- ja väljandimpedantside (Z_s ja Z_v) säilivus ning sõltumatus vooluringi sisse viidava sumbuvuse suurusest. Seejuures on võimalik neid konstrueerida sõltuvalt vajadusele kas võrdsete või mittevõrdsete sisend- ja väljandtakistustele.

Lihtsamal juhul, kui atenuaatori sisend- ja väljandimpedantsid on omavahel võrdsed ($Z_s = Z_v$) ja ühtlasi atenuaator on sobitatud nii generaatoriga kui ka tarbijaga, arvutatakse ta elemendid järgmiselt.

T-tüübi puhul

$$R_1 = R_s a = R_s \left(\frac{\alpha - 1}{\alpha + 1} \right) \text{ ja}$$

$$R_a = R_s b = R_s \left(\frac{2\alpha}{\alpha^2 - 1} \right),$$

milles $R_1 = R_{11} = R_{12}$ (joonis 7—15 *a*), R_s on atenuaatori sisendtakistus ja võrdub antud juhul Z_s, $\alpha = \frac{U_s}{U_v} = \sqrt{\frac{P_s}{P_v}}$ ning abitegurid $a = \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1}$, $b = \frac{2\alpha}{\alpha^2 - 1}$.

П-tüübi puhul

$$R_1 = R_s \frac{1}{b} = R_s \left(\frac{\alpha^2 - 1}{2\alpha} \right) \text{ ja } R_2 = R_s \frac{1}{a} = R_s \left(\frac{\alpha + 1}{\alpha - 1} \right),$$

milles $R_2 = R_{21} = R_{22}$ (joonis 7 — 15*b*), muud suurused nagu eespool.

N ä i d e. Arvutada 10 dB sumbuvusega atenuaator, mille $Z_s = Z_v = R = 100\ \Omega$.

Algul leitakse α avaldisest

$X_{dB} = 10 \lg \left(\frac{P_s}{P_v} \right)$; antud juhul

$10 = 10 \lg \left(\frac{P_s}{P_v} \right)$ ning $\lg \sqrt{\frac{P_s}{P_v}} = 1$, millest

antilog $\frac{P_s}{P_v} = 10$ ja $\alpha = \sqrt{\frac{P_s}{P_v}} = \sqrt{10} = 3{,}16$.

T-tüüpi atenuaatori puhul $R_1 = R \left(\frac{\alpha - 1}{\alpha + 1} \right) =$

$= 100 \cdot \frac{3{,}16 - 1}{3{,}16 + 1} = 52\ \Omega$ ja $R_2 = R \left(\frac{2\alpha}{\alpha^2 - 1} \right) =$

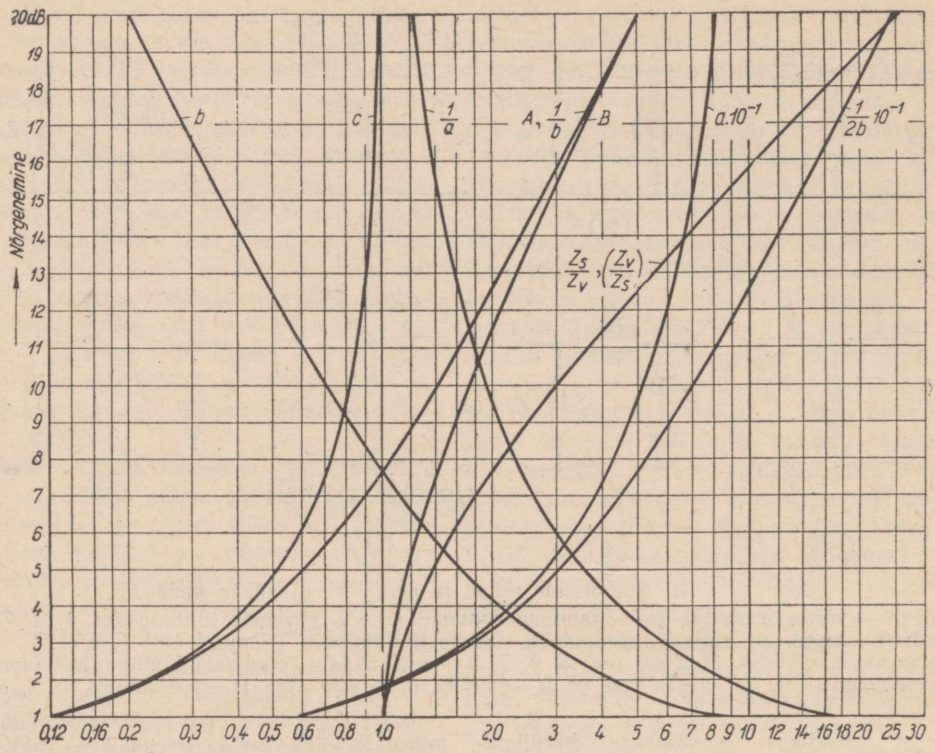
$= 100 \cdot \frac{2 \cdot 3{,}16}{3{,}16^2 - 1} = 70\ \Omega$.

П-tüüpi atenuaatori puhul

$R_1 = R \left(\frac{\alpha^2 - 1}{2\alpha} \right) = 100 \cdot \frac{3{,}16^2 - 1}{2 \cdot 3{,}16} = 142\ \Omega$ ja

$R_2 = R \left(\frac{\alpha + 1}{\alpha - 1} \right) = 100 \cdot \frac{3{,}16 + 1}{3{,}16 - 1} = 192\ \Omega$.

Atenuaatorite arvutus lihtsustub, kui kasutada graafilist meetodit. Selleks vastavad abitegurid a, b, $\frac{1}{a}$, $\frac{1}{b}$ leitakse joonisel 7 — 17 toodud kõveratelt ning nende rakendamine nähtub jooniselt 7 — 16.



Joon. 7 — 17. Sumblülide konstandid (A, B, C, a, b, $\frac{1}{a}$, $\frac{1}{b}$, $\frac{1}{2b}$) ja maksimaalsed $\frac{Z_s}{Z_v}$ või $\frac{Z_v}{Z_s}$ suhted.

Juhul kui $Z_s \neq Z_v$, siis kasutatakse T- ja Π-tüüpi atenuaatorite arvutamisel abitegureid

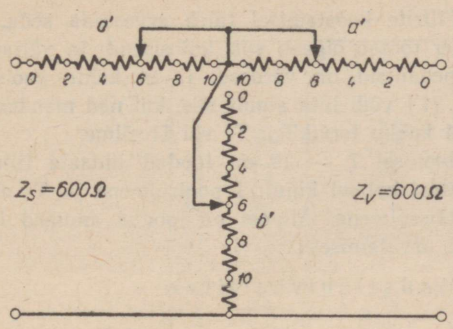
$$A = \frac{1}{b} = \frac{\alpha^2 - 1}{2\alpha}, \quad B = \sqrt{\frac{1}{b^2} + 1} = \sqrt{\left(\frac{\alpha^2 - 1}{2\alpha}\right)^2 + 1} \text{ ja } C = \frac{1}{a + b} = \frac{\alpha^2 - 1}{\alpha^2 + 1}.$$

Vastavad arvutusvalemid on toodud joonisel 7 — 16. Ühtlasi on võimalik abitegureid A, B, C leida graafiliselt jooniselt 7 — 17.

Näited. 1) Arvutada raadio translatsioonivõrgule T-tüüpi tasakaalustamata võrdsete sisend- ja väljandimpedantsidega $Z_s = Z_v = R = 600\ \Omega$ atenuaator helitugevuse reguleerimiseks, milles teostatakse nõrgendamine 2 dB kaupa 0 kuni 10 dB (joonis 7 — 18).

Atenuaatori järjestikuste õlgade a' ja rööbitise õla b' takistuste arvutamiseks leitakse abitegurid a ja b graafikust (joonis 7 — 17) vastavalt nõrgenemisastmetele 2, 4, 6, 8 ja 10 dB (0 dB puhul loomulikult $a' = 0$ ja $b' = \infty$). Leitud a ja b järgi tuletuvad õlatakistuste tegelikud väärtused $a' = R_s a = R_v a$ ja $b' = R_s b = R_v b$, mis käesoleva näite kohaselt kujunevad järgmisteks:

Nõrgendamine dB	a	b	a' [Ω]	b' [Ω]	Kontaktidevahelised üksiktakistid Ω	
					Õlas a	Õlas b
0	0	∞	0	∞	—	∞
2	0,115	4,31	69	2580	69	1320
4	0,226	2,10	136	1260	67	457
6	0,332	1,34	199	803	63	235
8	0,431	0,946	258	568	59	146
10	0,520	0,703	312	422	54	422
				Kokku	312	2580



Joon. 7 — 18. Astmeliselt lülitatav atenuaator. Astmete juures toodud numbrid vastavad nõrgendamisele detsibellides.

Seega on arvutatava atenuaatori a-õlgade väärtused alates 0 dB — 0 Ω (takistus on lühises) kuni 10 dB — 312 Ω ja b-õla väärtused alates 10 dB — 422 Ω kuni 0 dB — ∞ (b-õlg on katkestatud). Lüliti kontaktidevahelised takistite väärtused on toodud viimases kahes tulbas. Atenuaator vajab kolmekordset 6-kontaktilist astmelülitit.

Arvutatud atenuaator ei kutsu moonutusi esile ei sisendis ega väljandis, kuna igal nõrgendusastmel Z_s ja Z_v jäävad konstantseks, s. o. võrduvad 600 Ω. Kontrollides näiteks 6 dB astet, selgub, et sisendilt vaadatuna

$$Z_s = \frac{(a'_v + Z_s)\,b'}{a' + Z_s} + a = \frac{(199 + 600)\,803}{199 + 600 + 803} + 199 = 600\ \Omega.$$

2) arvutada Π-tüüpi tasakaalustamata ebavõrdsete sisend- ja väljandimpedantsidega $Z_s = 500$ Ω, $Z_v = 200$ Ω atenuaator, nõrgendamisega 20 dB.

Graafikust leiame: $A = 4{,}95$ ja $B = 5{,}05$, millest sõlme rööbitine sisendõlg (joon. 7 — 16, *4*) võrdub

$$\frac{Z_s Z_v A}{Z_v B - \sqrt{Z_s Z_v}} = 713\ \Omega \text{ ja}$$

rööbitine väljandõlg

$$\frac{Z_s Z_v A}{Z_s B - \sqrt{Z_s Z_v}} = 430\ \Omega \text{ ning}$$

järjestikune õlg

$$A\sqrt{Z_s Z_v} = 1567\ \Omega.$$

Ebavõrdsete sisend- ja väljandimpedantside suhe piirab ära minimaalse nõrgendamise dB, ehk teiste sõnadega — kindla suurusega nõrgendamise puhul on impedantside maksimaalne suhe piiratud. Näiteks graafiku (joon. 7—17) järgi võib 10 dB nõrgendamisel impedantside maksimaalne suhe ulatuda kuni 3,02.

Γ-tüüpi atenuaator koosneb kahest takistist (joonis 7 — 15*c*, *d*) R_1 ja R_2, mille arvväärtused on valitud selliselt, et sumbuvuse muutmisel jääb kas sisendimpedants (joonis 7 — 15*c*) või väljandimpedants (joonis 7 — 15*d*) konstantseks.

Γ-tüüpi atenuaator on odavam T-tüüpi atenuaatorist, kuna temas on ainult kaks reguleeritavat õlga R_1 ja R_2, ent ta puuduseks on see, et sumbuvuse muutmisel säilitatakse konstantsena ainult üks impedantsidest. Kasutatakse siis, kui ühisele generaatorile ühendatakse mitu eraldi reguleeritavat tarbijat.

Mitmesõlmeline atenuaator koosneb reast Π-tüüpi sõlmest, mis on arvutatud selliselt, et igas sõlmes tekiks vajatava väärtusega pinge nõrgenemine (joonis 7 — 15*e*). Arvutamisel kasutatakse Π--atenuaatori kohta toodud arvutusvalemeid, erinevusega, et vahemiste rööbitiste õlgade (R_{22}, R_{23}) arvväärtused on arvutussuurustest (R_{21}, R_{24}) kaks korda väiksemad.

Mitmesõlmelisi atenuaatoreid kasutatakse signaalgeneraatorites ja teistes mõõteseadmetes.

T-tüüpi sildatenuaatorite põhimõttelised skeemid on näidatud joonisel 7 — 15*f*, *g*. Kui takistused valida selliselt, et $R_3 = R_4 = R_s$ ja $R_1 R_2 = R_s^2$, siis atenuaatori sisendtakistus on jääv ja võrdub R_s, sõltumata sumbuvuse muutmisest. Generaatoriga ja tarbijaga sobitatult määratakse

$$a = \frac{U_s}{U_v} = \frac{R_1 + R_s}{R_s}.$$

T-tüüpi sildatenuaatorid sarnanevad elektriliselt lihtsate T-tüüpi atenuaatoritega, ainsa vahega, et neis kasutatakse ainult kahte muudetavat takistit kolme asemel.

7 — 10. SAGEDUSFILTRID.

Sagedusfiltrid (ehk lihtsalt filtrid) kujutavad endast kunstlikke liinilõike, mis on määratud voolu tõkestamata ülekandmiseks soovitavas sagedusribas, samal ajal kui nad suuremal või vähemal määral maha suruvad kõik muud sagedused. Ülekantavate ja tõkestatavate sagedusribade vahelist piirsagedust nimetatakse lõikesageduseks. Toimimise iseloomu järgi eraldatakse madalläbivusfiltreid (joon. 7 — 19, *1, 2, 3, 4*), kõrgläbivusfiltreid (joon. 7 — 19, *5, 6, 7, 8*), ribaläbivusfiltreid (joon. 7 — 19, *9, 10, 11, 12*) ja ribatõkestusfiltreid (joon. 7 — 19 *13, 14, 15, 16*).

Praktikas leiavad filtrid raadioseadmetes õige laialdast kasutamist. Madalläbivusfiltreid

kujutavad näiteks võrgualaldaja filter ja eraldusfiltrid, millest lastakse läbi ainult alalisvool, kuna vahelduvvooludele läbipääs väljandisse tõkestatakse, või detektorfiltrid, milles tõkestatakse läbipääs ainult kõrgsagedusvooludele, kuna samal ajal helisageduslikud voolud lastakse läbi väljandisse. Kõrgläbivusfiltreid kasutatakse näiteks siis, kui vastuvõtja lõppastme väljandisse on lülitatud kaks erinevate sagedusomadustega valjuhääldajat. Sel puhul filtreeritakse kõrgemad helisagedused tavaliselt üle 2000 Hz ja juhitakse kõrghelilise ülekandega valjuhääldajasse, kuna madalamad, alla 2000 Hz sagedused juhitakse madalsageduslikku valjuhääldajasse. Tarbekorral täiendatakse filtrit sel puhul veel madalläbivusfiltriga. Ribaläbivusfiltrid (üldisemalt tuntud ribafiltrite nimetuse all) on kasutusel kõigis supervastuvõtjate vahesagedusvõimendajais. Ribatõkestusfiltreid kasutatakse mõnikord raadiovastuvõtja heli korrigeerimiseks, et üles paisutada madalamaid ja kõrgemaid helisagedusi, samal ajal osaliselt tõkestades keskmisi sagedusi 1000 ja 2500 Hz vahel.

Et saavutada võimalikult täiuslikku filtreerimis-efekti, koostatakse filtrid tavaliselt puhtakujulistest ja kaovaestest (suur Q) induktiivsustest ja mahtuvustest. Ainult neil juhtudel, kui soovitakse väiksemat filtrimõju, lisatakse filtrielementidele juurde vajalikul määral takistust (R).

Filtrid arvutatakse nii, et filtritunnusimpedants võrduks sisend- ja väljandimpedantsiga, millised tavaliselt on takistuslikud. Kui sisend- ja väljandimpedantsid teineteisest erinevad, siis valitakse filtritunnusimpedants vahepealse suurusega. Filtrielementideks on soovitav kasutada õhksüdamikega induktiivsusi, kuna raudsüdamikega induktiivsustel L on sõltuv voolust ja seega muutlik.

Ülekantavate sageduste ribades nimetamisväärset nõrgenemist ei teki, kui filtrielementide Q on suured. Kuid lõikesagedustel ja sagedustel, mis asuvad väljaspool läbilaskesagedusi, on nõrgenemine seda tunduvam, mida suurem on filtrielementide Q ja mis tekib nende sageduste peegeldumise ja üldise võimsuse vähenemise tagajärjel.

Filtrid koosnevad samuti kui takistuslülidki T- ja Π-tüüpi filtersõlmedest. Omakorda vaadeldakse nii T- kui Π-filtersõlme tuletatuna lihtsast T-poolsõlmest. Elektriliselt on T- ja Π-sõlmed sarnased ja nende toimimine filtreerimisel on võrdne. Võrdsete elementide suuruste puhul on eri tüüpi filtersõlmedel erinevad impedantsid, seepärast tuleb tüübi valikul otsustada, kumba neist on antud juhul otstarbekam kasutada.

Filtrite koostamisel tuleb arvestada seda, et filter töötab õigesti siis, kui sisend- ja väljandimpedantsid on võrdsed, ja et kahte poolsõlme (Γ) võib liita ainult siis, kui nad moodustavad kokku tervikliku T- või Π-sõlme.

Joonisel 7 — 19 on toodud lihtsate filtrite lülitusi kolmel kujul: Γ-poolsõlmena ja T- ning Π-täissõlmena. Allpool on toodud andmed filtrite arvutamiseks.

Madalläbivusfilter:

$$L_1 = \frac{R}{\pi f}; \quad C_2 = \frac{1}{\pi f R}.$$

Kõrgläbivusfilter:

$$L_2 = \frac{R}{4\pi f}; \quad C_1 = \frac{1}{4\pi f R}.$$

Ribaläbivusfilter:

$$L_1 = \frac{R}{\pi(f_2 - f_1)}; \quad L_2 = \frac{(f_2 - f_1)R}{4\pi f_1 f_2};$$

$$C_1 = \frac{f_2 - f_1}{4\pi f_1 f_2 R}; \quad C_2 = \frac{1}{\pi(f_2 - f_1)R}.$$

Ribatõkestusfilter:

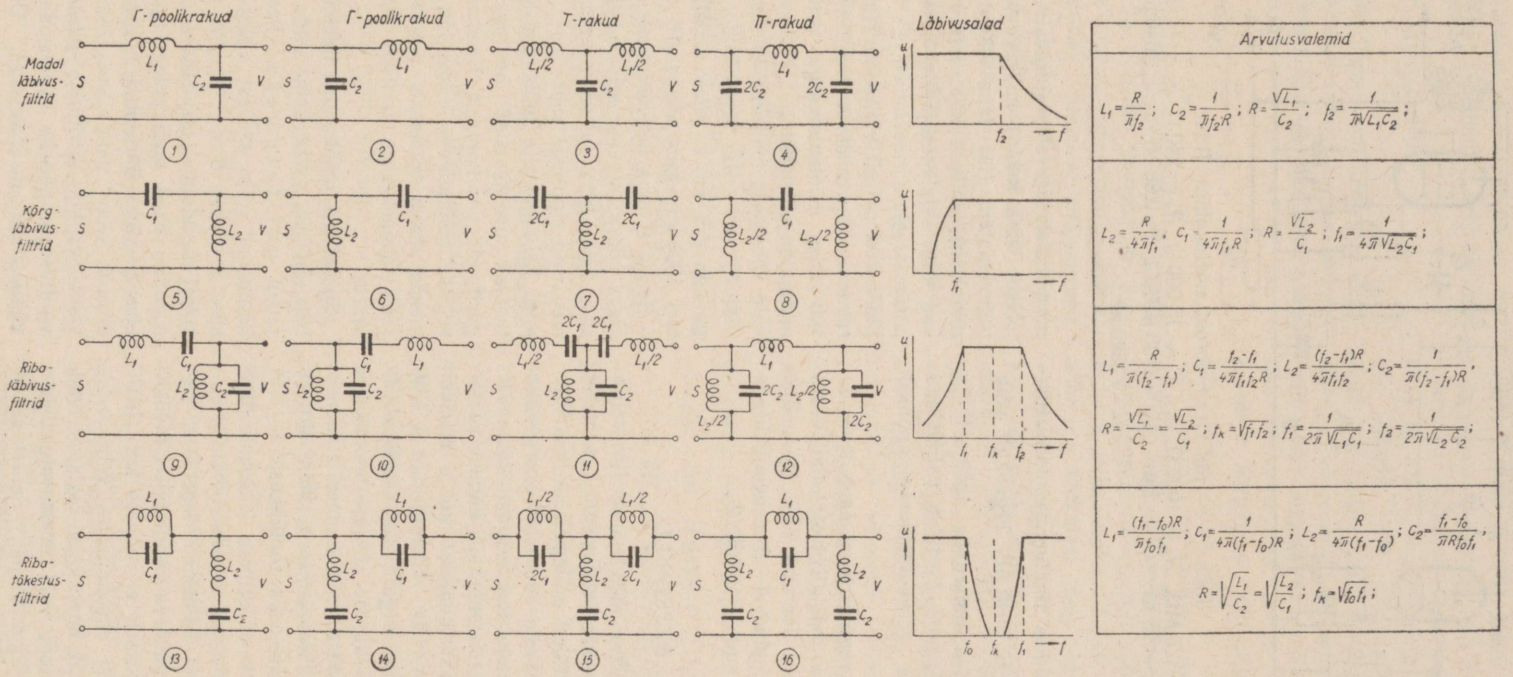
$$L_1 = \frac{(f_2 - f_1)R}{\pi f_1 f_2}; \quad L_2 = \frac{R}{4\pi(f_2 - f_1)};$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi(f_2 - f_1)R}; \quad C_2 = \frac{f_2 - f_1}{\pi R f_1 f_2}.$$

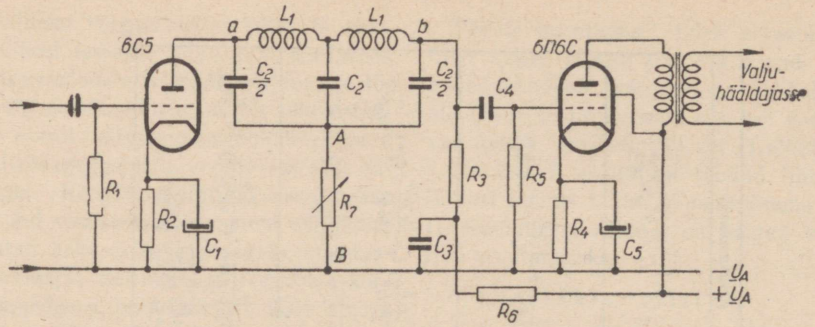
Valemeis on L henrides, C — faradites, f — lõikesagedus, f_1 ja f_2 — riba piirsagedused hertsides, R — sisend- ja väljandtakistused.

Näide: Arvutada grammofoni nõelakahinafilter madalsagedusvõimendaja lõpp- ja eelneva astme vahele lülitamiseks lõikesagedusega $f = 7000$ Hz, lülitus on toodud joonisel 7 — 20. Eelvõimendaja lambi 6C5 sisetakistus on 10 000 Ω. Filtri õigeks töötamiseks peaks sellega võrduma ka väljandtakistus R_3. Kuid arvestada tuleb, et töötingimustes, takistussidestuses 6C5 sisetakistus tõuseb, mistõttu antud olukorras väljandtakistuseks sobib $R_3 = 15\,000$ Ω, millele baseerub edaspidine arvutuskäik. Suurema filtreerimismõju saamiseks koostame filtri kahest Π-rakust joonise 7 — 19, *4* kohaselt.

Madalläbivusfiltri arvutusvalemite järgi $L_1 = \frac{R}{\pi f} = \frac{15\,000}{3{,}14 \cdot 7000} = 0{,}68$ henrit ja $C_2 = \frac{1}{\pi f R} = \frac{1}{3{,}14 \cdot 7000 \cdot 15\,000} = 3040$ pF. Seega filtri lõplikud andmed kujunevad $L_1 = L_1 = 0{,}68$ henrit, filtri otsmised harukondensaatorid $\frac{C_2}{2} = \frac{3040}{2} = 1520$ pF; kuna filter koosneb kahest järjestikku lülitatud Π-sõlmest, siis mõlema sõlme keskmised harukondensaatorid sum-



Joon. 7 — 19. Filtrite põhitüüpe.



Joon. 7 — 20. Grammofoni nõelakahina filter.
$R_1, R_5 = 0{,}5$ MΩ, $R_2 = 1000$ Ω, $R_3, R_6 = 15\,000$ Ω, $R_4 = 240$ Ω, $R_7 = 10\,000$ Ω;
$C_1, C_5 = 25$ μF, $C_3 = 2$ μF, $C_4 = 0{,}05$ μF; $L_1 = 0{,}68$ H, $C_2 = 3040$ pF,
$\frac{C_2}{2} = 1520$ pF.

meeruvad, andes üldise mahtuvuse väärtuse $\frac{C_2}{2} + \frac{C_2}{2} = C_2$, s. o. 3040 pF. Tegelikult võib mahutuvuse suurused ümardada 1500 pF ja 3000 pF. Filtri paispoolid L_1 tuleb valmistada õhksüdamikpoolidena (arvutuslikud andmed 3 — 2*e*).

Filtreerimis-efekti reguleerimist saab teostada filtrites kasutatavate induktiivsuste alalisvoolu takistuse muutmisega. Joonisel 7 — 20 toodud lülituses tuleks sel puhul *A*—*B* vahele lülitada muudetav takistus umbes 10 000 Ω.

7—11. DETSIBELL.

Elektro-raadiotehnikas mõõdetakse toitevõimsust ja genereeritavaid võimsusi praktilistes mõõtühikutes — vattides, millega saadakse täpne ettekujutus võimsuste suurusest energeetika seisukohalt. Kui näiteks üks valgustuslamp vajab toiteks 50 vatti võimsust, siis kümme samasugust lampi tarbivad kümme korda rohkem võimsust, s. o. 500 vatti. Samuti, kui 1 kW võimsusega elektrimootoriga käitatakse töökojas ühte tööpinki, siis kümne säärase mootoriga käitatava tööpingi töösse rakendamisel suureneb võimsuse tarbivus kümnekordselt, kuid ühtlasi suureneb kümnekordselt ka tootlikkus.

Akustiliste ja elektroakustiliste võimsuste juures ei anna säärane lihtne arvutusviis siiski vajalikku ülevaatlikkust võimsuste tegelikul rakendamisel, s. o. inimkõrva mõjutamisel helilainete võimsustega. Nimelt ei tunneta kõrv helivõimsuste muutumisi absoluutsetes vahekordades, nagu sääraseid muutumisi registreerivad tehnilised mõõteriistad, vaid muutuvate võimsuste vahekordade logaritmina. Sellist kõrva kompresseerivat omadust tuleb vaadelda kui looduse poolt kaasaantud omadust automaatselt helitugevuste järgi reguleeruda, kuna kõrv peab suutma vastu võtta helivõimsusi alates kõige nõrgemaist, vaevalt tajutavaist (tasane sosin, lehtede nõrk kahin) helitugevustest kuni kõige tugevamateni (lähedane äikese kärgatus, suurtüki lask), millede võimsuste vahekorrad ulatuvad kuni sajale miljonile! Neis piirides, tänu automaatsele kaitsevõimele, ei teki kõrvale harilikult veel mingit vigastust. Kui rakendada säärastesse tingimustesse elektrimõõteriist, näiteks 100-vatise mõõteulatusega vattmeeter, siis ta näitamine piirdubki 1 ... 100 vatiga ning kaetavate võimsuste maksimaalne suhe parimal juhul ulatuks vaid 1:100. Mis juhtuks sama vattmeetriga aga siis, kui ta peaks mõõtma 100 vati asemel 1000-kilovatist võimsust?

Seega ei oma helivõimsuste absoluutsed väärtused kõrva tajuvuse seisukohalt praktilist tähtsust, kuna kõrv tunnetab helitugevuste muutumisi vaid muutuste suhte logaritmina. Seepärast ongi helitugevuste mõõtmine üle viidud absoluutselt mõõtmisviisilt helitugevuste suhete logaritmide arvutamisele. Loomulikult ei saa seesugune mõõtmisviis baseeruda võimsuste lugemisele alates võimsuste nullväärtustest, nagu seda rakendatakse harilike elektrimõõteriistade juures.

Suhtelistel mõõtmistel tuleb mõõtmiste võrdluse aluseks võtta ühik, mida nimetatakse sel puhul n u l l t a s e m e k s. Praktikas on välja kujunenud mitu säärast elektroakustilise võimsuse nulltaset, 6 mW, 1 mW, 12,5 mW jt., milledest sagedamini tarvitatavam on esimene, s. o. 6 mW. Kuid alati polegi tarvilik mõõtmiste aluseks võtta üldtuntud nulltaset, vaid taseme aluseks võib valida soovi kohaselt igasugust võimsust, kui mõõtmine piirdub ainult üldise võrdlusega, näiteks võimendajalt arendatava võimenduse määramisega. Üldtuntud taseme rakendamine on vajalik siis, kui tahetakse määrata võimsusi nende tasemete suhtelisel alusel.

Sellistel mõõtmistel leitakse algul elektroakustilise seadme, näiteks võimendaja väljand-

võimsuse P_v ja sisendvõimsuse P_s väärtused, millede suhtest võetakse kümnendlogaritm. Tuletatud logaritm näitab võimendust bellides (B).

$$V_B = \lg_{10} \frac{P_v}{P_s} \text{ [B]}.$$

Bell kujutab siiski liiga suurt võimsuste muutust, seepärast võetakse rakendatavaks ühikuks kümme korda väiksem ühik — üks kümnendik belli, detsibell (dB).

$$V_{dB} = 10 \lg_{10} \frac{P_v}{P_s} \text{ [dB]}.$$

See võrdlusühik, detsibell, võrdub võimsuste vahekorraga 1,26 ja näidates võimenduse korral võimsuse suurenemist, nõrgenemise korral (näiteks atenuaatoris) võimsuse vähenemist 26% võrra, vastab keskmiselt sellisele võimsuse muutumisele, mida kõrv parajasti tajub helitugevuse muutumisena.

Kui näiteks võimendaja sisendvõimsus, mis saadakse kristallmikrofonilt, on 10^{-3} μW ja võimendaja väljandvõimsus võrdub standardse nullise tasemega väljandiga 6 mW, siis võimendajalt arendatav võimsuse võimendus detsibellides

$$V'_{dB} = 10 \lg \frac{P_v}{P_s} = 10 \lg \frac{6 \cdot 10^{-3}}{10^{-9}} =$$

$$= 10 \lg 6 \cdot 10^6 = 10 \cdot 6{,}778 = 68 \text{ dB}.$$

Tavaliselt ei piisa 6 mW võimsusest praktiliseks otstarbeks, näiteks valjuhääldaja toiteks, mispuhul jätkatakse võimsuse edaspidist võimendamist lisavõimendajas. Kui valjuhääldaja toiteks oleks tarvis 10 vatti, siis säärast väljandvõimsust arendava võimendaja võimendus

$$V'' = \frac{P_v}{P_s} = \frac{10}{0{,}006} = 1666$$ ning väljendatuna detsibellides

$$V''_{dB} = 10 \lg 1666 = 10 \cdot 3{,}222 = 32 \text{ dB}.$$

Mõlema võimendaja üldine võimendus detsibellides saadakse võimendajate võimenduse tasemete lihtsa liitmisega:

$$V_{dB} = V'_{dB} + V''_{dB} = 68 + 32 = 100 \text{ dB}.$$

Saadud tulemus annab võimendajast säärase käsituse, et kõrvaga tajutavalt on mikrofoni võimsus võimendajas kasvanud valjuhääldajani jõudes keskmiselt 100-kordselt.

Seesugune võimenduste arvutamise viis annab mitte ainult parema ettekujutuse võimsuse suurenemisest (võimsuste otsesel arvutamisel vastaks vaadeldaval juhul üldvõimendus 10^{10}), vaid lihtsustab ka võimsuste arvutamist. Kui võtta võimsuse nullise taseme (0 dB) aluseks standardne 6 mW, siis vastavad nii võimendajate kui ka mikrofoni võimsustele täiesti kindla suurusega väärtused. Kuna eelvõimendaja võimendus võrdus 68 dB, mis oli tarvilik mikrofoni võimsuse tõstmiseks nullisele tasemele (0 dB — 6 mW), siis mikrofoni võimsus on ilmselt —68 dB; miinusmärk näitab seda, et mikrofoni võimsus on nullise tasemega võimsusest väiksem (murdarvu logaritm on negatiivne). Samal ajal arendab lisavõimendaja, tõstes võimsust nullisest tasemest kõrgemale, väljandvõimsust +32 dB; pluss-märk näitab seda, et lisavõimendaja väljandvõimsus on nullise tasemega võimsusest suurem. Sel teel määratakse elektroakustilise võimenduskanali iga lüli võimsus võimsuse tasemena detsibellides, alates elektroakustilistest võimsuse allikatest ning lõpetades võimendaja väljandvõimsusega, mis on tarvilik ruumi või saali täitmiseks helivõimsusega. Näiteks kristallmikrofonil $P_v = -60 \ldots -90$ dB, süsimikrofonil $P_v = -11 \ldots -34$ dB, helipeal $P_v = -15 \ldots -25$ dB jne. Elektroakustilise võimsuse algallika (mikrofoni) ja heliülekandeks rakendatava võimsuse allika (valjuhääldajat toitva võimendaja väljandi) vahelist üldvõimendust saab soovi kohaselt jaotada üksikute võimendajate vahel.

Kui näiteks saali katmiseks helivõimsusega on tarvis valjuhääldajaid toita 60-vatise võimsusega, mis vastab $P_{dB} = 10 \lg \frac{60}{0{,}006} = +40$ dB, ja kasutades lintmikrofoni, mille väljandvõimsus võrdub —97 dB, siis vajalik võimsuse üldine võimendus kujuneb 40 dB + 97 dB = 137 dB. Vajalik võimendus tuleb ära jaotada mitme võimendaja, mikrofoni eelvõimendaja, vahevõimendaja ja lõppvõimendaja vahel. Mikrofoni eelvõimendajas võimendatakse mikrofoni väljandvõimsus kuni nullise tasemeni (—97 ... 0 dB, s. o. võimendusega +97 dB), vahevõimendajas nullisest tasemest mingi vahepealse võimsuseni, näiteks +30 dB (0 ... ... +30 dB, s. o. võimendusega +30 dB), ja lõppvõimendajas vahepealsest väärtusest lõppväärtuseni (+30 ... +40 dB, s. o. võimendusega +10 dB).

Määranud kindlaks võimenduse jaotuse võimendajate vahel[1], leitakse võimsuste tegelikud väärtused logaritmide taandamise teel:

[1] Tegelikult arvutatakse võimendajale juurde veel lisavõimenduse varu, et saavutada nõutavat väljandvõimsust ka siis, kui mikrofon ei arenda normaalset ettenähtud võimsust või kui üksikud võimendajad asuvad hajuli ning on ühendatud üksteisega liinide kaudu, milles tekib võimsuse nõrgenemine. Kui arvestada mikrofoni sisendvõimsuse langust —10 dB ja liinis tekkivat võimsuse nõrgenemist —5 dB, tuleks üldist võimendust suurendada +15 dB võrra, s. o. 137 + 15 = 152 dB.

$$P_v = 0{,}006 \text{ antilg } \frac{V_{dB}}{10} \text{ [W]}.$$

Käesoleval juhul lõppvõimendaja väljandvõimsus $P_v = 0{,}006 \text{ antilg } \frac{40}{10} = 60$ W ja ta sisendvõimsus $P_s = 0{,}006 \text{ antilg } \frac{30}{10} = 6$W, mis on ühtlasi vahevõimendaja väljandvõimsuseks; vahevõimendaja sisendvõimsus võrdub 0 dB, s. o. 0,006 W, mis on ühtlasi eelvõimendaja väljandvõimsuseks, ning eelvõimendaja sisendvõimsus $P_s = 0{,}006 \text{ antilg } \frac{-97}{10} = 1{,}2 \cdot 10^{-12}$ W, mis on ühtlasi mikrofoni väljandvõimsuseks.

Analoogiliselt võimendusega toimub arvutamine detsibellides ka nõrgenemisel, mis leiab kasutamist peamiselt liinide ja atenuaatorite rakendamisel. Kuna nõrgenemine kujutab endast negatiivset võimendust ja avaldub murrulise suhtena, mille logaritm on negatiivne, siis nõrgenemine väljendataksegi miinus-detsibellidena (—dB). Detsibellidega arvutamisviisil lihtsustub atenuaatorite koostamine, milles nõrgenemine peab toimuma astmete kaupa võrdsete annustena, kõrvaga ühtlaselt tajutavana, sujuvalt, näiteks 1 või 2 dB kaupa astmelt.

Nõrgenemisena detsibellides näidatakse tavaliselt ka võimendaja lineaarseid moonutusi, mis arusaadavalt annab palju selgema ettekujutuse võimendaja käitumisest kui selliste moonutuste näitamine protsentides.

Samuti kui võimsuse võimendamist (või nõrgenemist), arvutatakse detsibellides ka pinge või voolu võimendamist. Kuid seejuures tuleb arvestada, et pinge või voolu võimendust (või nõrgenemist) ei saa asendada lihtsal teel võimsuse võimendamisega (või nõrgenemisega). Peab meenutama, et pinge ega vool üksinda ei kujuta veel võimsust, vaid võimsus saadakse kas pinge ja voolu korrutisena või pinge või voolu ruuduna; viimasel juhul on oluline, millisele koormustakistusele on rakendatud pinge või millist koormustakistust läbib vool.

Kui näiteks vastuvõtja lõppastme ergutamiseks A-klassi režiimis rakendatakse 15 mW ergutusvõimsust (20-voldise pingega), 26 700-oomise sisendtakistuse klemmidel ning 5-oomise võnkepooliga valjuhääldajasse kantakse üle 3-vatine väljandvõimsus, siis valjuhääldaja võnkepooli klemmidel arenev pinge $U = \sqrt{PR} = \sqrt{3 \cdot 5} = 3{,}87$ V. Seega võimendaja ja valjuhääldaja vahel asetseva sobitustrafo toimena areneb tegelikult pinge nõrgenemine ($V_U = \frac{3{,}87}{20} = 0{,}194$), sellele vaatamata võimsuse võimendus on suur ($V_P = \frac{3}{0{,}015} = 200$). Säärane näiliselt mõttetu tulemus on tingitud sellest, et kummalgi juhul arenes pinge erinevate väärtustega koormustakistuste R_s = 26 700 oomi, R_v = 5 oomi) klemmidel. Järelikult võib pinge võimendust (või nõrgenemist) arvutada ainult siis, kui võrreldavad pinged arenevad võrdsete koormustakistuste klemmidel. Sama on kehtiv ka voolu võimenduse (või nõrgenemise) kohta. Võimsuste võimendamise arvutamine on koormustakistuste väärtustest sõltumatu.

Kuna võimsus pole võrdeline pingega ega vooluga, vaid nende ruutväärtustega, siis pinge ja voolu võimendus (või nõrgenemine) väljendatakse detsibellides, eeldusel, et sisend- ja väljandtakistused on võrdsed ($R_s = R_v = R$):

$$V_{dB} = 10 \lg \frac{P_v}{P_s} = 10 \lg \frac{U_v^2}{R} : \frac{U_s^2}{R} =$$

$$= 10 \lg \left(\frac{U_v^2}{U_s^2}\right) = 10 \lg \left(\frac{U_v}{U_s}\right)^2 = 20 \lg \frac{U_v}{U_s} \text{ ja}$$

$$V_{dB} = 10 \lg \frac{P_v}{P_s} = 10 \lg \frac{I_v^2 R}{I_s^2 R} = 10 \lg \left(\frac{I_v}{I_s}\right)^2 =$$

$$= 20 \lg \frac{I_v}{I_s}.$$

Sellest järeldub, et pinge ja voolu võimenduse (või nõrgenemise) arvutamisel detsibellides tuleb algul nii sisend- kui ka väljandväärtused üle kanda võrdsetele takistustele, eeldusel, et pingete ja voolude faasilised vahekorrad säilitatakse; võrdsete võimenduste juures kujunevad pingete või voolude detsibellide arvud kaks korda suuremaks vastavatest võimsuste detsibellide arvudest, sest võimsuste suhe kujutab pingete või voolude ruutude suhet.

Kokku võttes, detsibellide süsteemi rakendamine võimenduste ja nõrgenemiste arvestamisel elektroakustilises ülekandekanalis lihtsustab märgatavalt kogu arvutuskäiku, täpsustab kanali iga üksiklüli elektrilisi väärtusi ja annab parema ettekujutuse nende toiminguist.

Rööbiti detsibellide süsteemiga on levinud, eriti telefonitehnikas, veel teine, nn. neprite süsteem, mis põhimõtteliselt sarnaneb detsibellide süsteemiga, kuid erineb sellega, et võimsuste suhted arvutatakse naturaallogaritmide alusel.

$$V = \ln \frac{P_v}{P_s} \text{ (neprit)}.$$

Võimenduste ülekandmist ühelt süsteemilt teisele saab teostada järgmiste ülekandeteguritega:

1 nepper = 8,7 dB; 1 dB = 0,115 neprit.

Tabel 7—2.

Detsibellide tabel.

dB	Pingete (voolude) suhted	Võimsuste suhted	dB	Pingete (voolude) suhted	Võimsuste suhted	dB	Pingete (voolude) suhted	Võimsuste suhted
—10	0,316	0,100	9	2,82	7,94	36	63,1	3 981
—9	0,355	0,126	10	3,16	10,0	38	79,4	6 310
—8	0,398	0,159	11	3,55	12,6	40	100	10 000
—7	0,447	0,200	12	3,98	15,9	42	126	15 849
—6	0,501	0,251	13	4,47	20,0	44	159	25 119
—5	0,562	0,316	14	5,01	25,1	46	200	39 811
—4	0,631	0,398	15	5,62	31,6	48	251	63 096
—3	0,708	0,501	16	6,31	39,8	50	316	100 000
—2	0,794	0,631	17	7,08	50,1	55	562	316 200
—1	0,891	0,794	18	7,94	63,1	60	1000	10^6
0	1,00	1,00	19	8,91	79,4	65	1778	$3{,}162 \cdot 10^6$
+1	1,12	1,26	20	10,0	100	70	3162	10^7
+2	1,26	1,59	22	12,6	159	75	5623	$3{,}162 \cdot 10^7$
+3	1,41	2,00	24	15,9	251	80	10 000	10^8
+4	1,59	2,51	26	20,0	398	85	17 780	$3{,}162 \cdot 10^8$
+5	1,78	3,16	28	25,1	631	90	31 620	10^9
+6	2,00	3,98	30	31,6	1000	95	56 230	$3{,}162 \cdot 10^9$
+7	2,24	5,01	32	39,8	1585	100	100 000	10^{10}
+8	2,51	6,31	34	50,1	2512	200	10^{10}	10^{20}

Arvutamistel detsibellide süsteemis tuleb kasutada kas logaritmide tabelit või arvutuslükatit. Arvutamise hõlbustamiseks tuuakse järgnevalt ülevaatlik detsibellide tabel pingete, voolude ja võimsuste suhete kohaselt.

Käesoleva tabeli järgi saab tuletada igasugusele ümardatud detsibellide arvule vastavat võimendust või, ümberpöördult, võimendusele vastavat detsibellide arvu.

Näited: 1) Leida 137 dB võimsuse võimendusele tegelik võimenduse väärtus.

Lahutades 137 dB = 100 dB + 30 dB + 7 dB, leiame tabelist vastavad võimendused $V = 10^{10} \cdot 10^3 \cdot 5{,}01 = 5{,}01 \cdot 10^{13}$.

2) Leida võimsuse nõrgenemisele $-V = 0{,}25$ vastav väärtus detsibellides.

Tabelist võimsuse nõrgenemisele 0,251 vastab —6 dB.

3) Leida võimendusastme pingevõimendus detsibellides, kui võimendusastme sisend- ja väljandtakistused on võrdsed ja saadav pingevõimendus arvuliselt võrdub 50.

Tabelist võimendusele 50,1 vastab +34 dB.

TEINE OSA.

ELEKTRONLAMBID.

8. peatükk.

ELEKTRONLAMPIDE PÕHITÜÜPE.

8 — 1. KAHE ELEKTROODIGA LAMP — DIOOD.

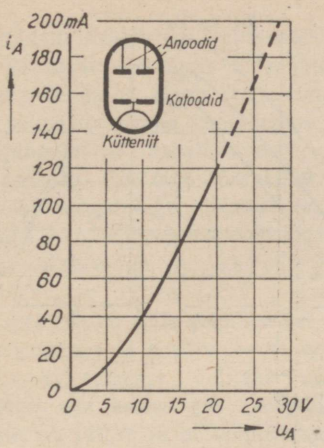
Kahe elektroodiga vaakuumlamp — diood — kujutab endast lihtsaimat elektronlampi, mis koosneb kas otsese või kaudse küttega katoodist ja ühest või kahest anoodist. Viimasel juhul kumbki anood moodustab koos ühise või eraldi katoodiga omaette dioodisüsteemi.

Sõltuvalt termilise emissiooni omadusest juhib elektronlamp eletronide voolu ainult ühes suunas, s. o. katoodilt anoodile. (Konventsionaalse käsitlusviisi järgi vaadelduna juhib elektronlamp elektrivoolu anoodilt katoodile.) Kui lülitada anoodidele vahelduvpinge, siis tekib elektronide vool ainult positiivse pooltsükli kestel, kuna negatiivsel pooltsüklil, mil anoodile on rakendatud negatiivne pinge, on elektronide vool suletud. Seega diood (samuti ka iga teine elektronlamp) kujutab endast elektronilist seadist, mis muundab vahelduvvoolu ühesuunaliseks pulseeriv-vooluks. Vahelduvvoolu ühesuunaliseks muundamise protsessi nimetatakse *suunamiseks* ja vastavat muundamisseadist *suunajaks*. Seadet, mida kasutatakse kas tehnilise või kõrgsagedusliku vahelduvvoolu muundamiseks alalisvooluks ja mis koosneb suunajast, madalläbivusfiltrist ja tarbekorral toitetransformaatorist, nimetatakse *alaldajaks*.

Praktikas tekib suunamise järele raadioseadmeis vajadus kahel juhul: tehnilise vahelduvvoolu muundamisel püsivaks alalisvooluks, mis on tarvilik elektronlampide anoodtoiteks ning eelpingestuseks ja kõrgsagedusvoolude muutmisel pulseerivaks alalisvooluks, mida kasutatakse moduleeritud kõrgsagedusvoolude detekteerimisel ehk demoduleerimisel. Esimesel juhul muundab diood suhteliselt suuri kõrgepingelisi võimsusi, teisel juhul on tegemist vaid mõnevoldiste pingetega ja väiksemate kui 1-mA vooludega.[1]

Katoodi küllastusvoolu saavutamiseni on dioodi läbiv anoodvool I_A võrdeline anoodpingega U_A kaks-kolmandikus astmes. Dioodi toime iseloomustamiseks koostatakse iga toodetava tüübi kohta valmistaja poolt *staatiline tunnusjoon*, mis näitab anoodi ja katoodi klemmidele rakendatava anoodpinge U_A ja anoodvoolu i_A suhet. Joonisel 8 — 1 on toodud tüüpiline staatiline tunnusjoon kahe dioodiga lampsuunajale 5Ц4С. Tavalisemaid vaakuumlampsuunajaid on 1Ц1С, 5Ц3С, 5Ц4С, 6Ц5С.

[1] Täpsemalt, suunatud vahelduvvool kujutab endast kompleksvoolu, mis sisaldab domineeriva komponendina alalisvoolu ja lisaks vahelduvvoolu harmoonilisi. Tehnilise vahelduvvoolu muundamisel alalisvooluks filtreeritakse väljandis vahelduvvoolu harmoonilised välja, kasutades ära vaid alalisvoolu komponenti. Kõrgsagedusvoolude demoduleerimisel kasutatakse ära moduleeritud vahelduvvoolu komponent, kusjuures kõrgsageduse harmoonilised filtreeritakse välja; suunamisprotsessis tulenev alalisvoolu komponent osutub demoduleerimisel liigseks, kuigi teda võidakse rakendada eriotstarbeks, näiteks võimenduslampide tundlikkuse automaatseks reguleerimiseks.



Joon. 8 — 1. Kahe dioodiga kaudse küttega lampsuunaja 5Ц4С staatiline tunnusjoon. Küttevoolu andmed $U_F = 5$ V, $I_F = 2$ A; maksimaalne vahelduv anoodpinge $U_A = 400$ V, maksimaalne alalisanoodvool $I = 125$ mA, keskmine pingelang lambis 125 mA-se anoodvoolu puhul 20 volti.

8 — 2. GASOTRON.

Kui vaakuumdiood täita hõrendatud elavhõbeda-auruga või inertgaasiga, näiteks argooniga, siis muutuvad seesuguse lambi tööprotsess ja omadused. Gaasi keskkonnast eralduvad positiivsed ioonid neutraliseerivad ruumlaengu, mistõttu pingelang lambis muutub madalaks ja püsivaks, keskmiselt 15 volti. Seejuures lambis tekkiv pingelang ei sõltu mingil määral suunatava voolu tugevusest. Lambi kasutamispiirid nii pingete kui ka voolude suhtes määratakse kindlaks katoodi võimsusega ning katoodi ja anoodi vahelise kaugusega.

Olulisemaks tunnussuuruseks gasotronide, samuti kui vaakuum-alalduslambigi, juures on lambi maksimaalne vastupinge tippväärtus, mis kujutab endast seda kõrgeimat pinget, mida lamp suudab taluda vastupidises suunas tööpingega. Sellise kriitilise pingeväärtuse ületamine põhjustab lambis leegi tekkimise, mis viib lambi hävimisele. Ühefaasilise terviktsükli lülituses siinuselise rakenduspinge puhul on vastupinge tippväärtus keskmiselt 1,41 korda suurem vahelduvpinge efektiivväärtusest (ilma filterkondensaatorit lülitamata). Pooltsükli lülituses võib sisendkondensaatoriga filtri puhul vastupinge tippväärtus tõusta 2,8 korda suuremaks rakenduspinge efektiivväärtusest.

Gasotrone kasutatakse suurema võimsusega alalduseadmeis, milledelt nõutakse suurt sõltumatust koormusest, s. o. head alaldatud pinge stabiilsust ja suurt kasutegurit. Tüüpilisemaid gasotronide esindajaid on ВГ-129, ВГ-161, ВГ-163.

8 — 3. GAASTRIOOD — TIRATRON.

Gaastriood kujutab endast eespoolkirjeldatud elavhõbeda auruga lampsuunajat, mille katoodi ja anoodi vahele on asetatud kolmas elektrood — võre. Sellele võrele antakse negatiivne eelpinge, millega reguleeritakse gaasi ioniseerumist ja anoodvoolu tekkimist. Võre negatiivse eelpinge vähendamisega tekib anoodvool, misjärel võre kaotab edaspidise anoodvoolu tüürimise võime seni, kuni ei katkestata anoodpinge. Kui gaastrioodi võrele anda vahelduvpinge, mis anoodpinge suhtes on faasis nihutatud sääraselt, et võrepinge võimaldab anoodvoolu tekkimist ainult tsükli teatava osa kestel, siis voolab anoodvool ainult selle tsükli osa kestel. Valides vajaliku faasinihke, on võimalik reguleerida anoodvoolu kestust alates väga väikesest tsükli osast kuni pooltsükli kestuseni. Sel teel reguleeritakse suunatud voolu suurtes piirides. Tüüpilisemaid väikese võimsusega gaastrioode on tüübid ТГ-212, ТГ-160, ТГ1-0,1/0,3 ja ТГ1-1,3.

8 — 4. ELAVHÕBE-LEEKSUUNAJA.

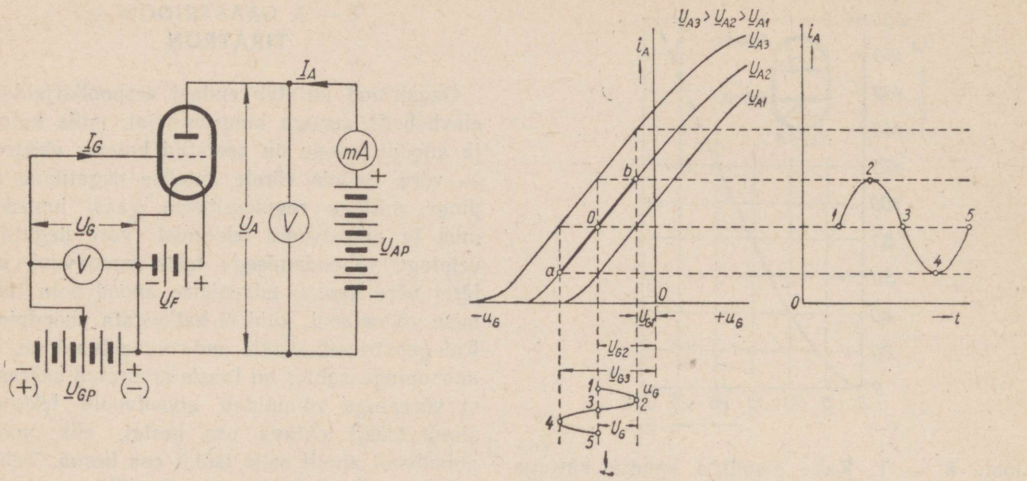
Elavhõbe-leeksuunajas puudub kõetav katood, suunamine toimub elektrileegi abil kuumana hoitava elavhõbedast katoodi ja anoodi vahel. Elektrileegi mõjul katoodile langev elavhõbe pidevalt aurab, säilitades lambi kestas ioniseeritud aurude keskkonna. Leeksuunajas tekkiv pingelang samuti võrdub keskmiselt 15 voldiga.

Käivitamiseks on elavhõbe-leeksuunajal abianood, mille abil tekitatakse startimisel elektrileek. Ühtlasi vajab leeksuunaja mehhaanilist seadet, millega startimisel kallutatakse lambikesta sellise nurga alla, et abianoodi ja elavhõbe-katoodi vahel tekiks leek.

8 — 5. KOLME ELEKTROODIGA LAMP — TRIOOD.

a) Trioodi üldomadusi. Kui dioodi katoodi ja anoodi vahele paigutada traadist spiraal või metallvõrk, siis avaneb võimalus suurtes piirides muuta katoodilt anoodile suunduvat elektronide voolu. Sellist spiraali- või võrgutaolist elektroodi nimetatakse tüürvõreks ehk lihtsalt võreks ning võrega lampi ennast kolme elektroodiga lambiks ehk trioodiks.

Kui kolme elektroodiga lambile lülitada vastavalt joonisele 8 — 2 küttepinge (U_F), anoodpinge (U_A) ja astendatav võre eelpinge (U_G), s. o. kui moodustada kütte-, anood- ja võreringid, ning anoodvoolu mõõtmiseks lülitada anoodringi milliampermeeter ja pingete mõõtmi-



Joon. 8 — 2. Kolme elektroodiga lambi anoodvoolu — võrepinge $i_A - u_G$ sõltuvust iseloomustav tunnusjoon, mille sirgjoonelist osa $a - b$ kasutatakse võimenduse otstarbel. Vasakul lülitus tunnusjoonte ülesvõtmiseks.

seks anood- ja võreringi voltmeetrid, siis selgub, et suhteliselt väikesed võrepinge muutused kutsuvad esile võrdlemisi suuri anoodvoolu muutusi. Seejuures võrepinge negatiivsemaks muutmisel nõrgeneb anoodvool, võrepinge negatiivse väärtuse vähendamisel anoodvool tugevneb.

Sellisel teel saadud võrepinge muutustest olenevad anoodvoolu muutused annavad graafikusse kantuna trioodi anoodvoolu — võrepinge ($i_A - u_G$) staatilise tunnusjoone. Trioodi omaduste uurimiseks koostatakse säärased kõverad erinevail anoodpingetel (U_{A_1}; U_{A_2} jne.). Sellise tunnusjoonte sarja lähemal käsitlusel selgub, et võrdset anoodvoolu muutust võib tekitada kas anoodpinge muutmisega, jättes võrepinge püsivaks, või võrepinge muutmisega, jättes anoodpinge püsivaks, kuid selleks vajalik anoodpinge muutus on tunduvalt suurem vastavast võrepinge muutusest. See nähtus omabki kõigi võrega elektronlampide juures erilist tähtsust, kuna ta annab võimaluse võreringis — sisendringis — suhteliselt väikeste pingemuudatustega esile kutsuda suuri anoodvoolu muutusi anoodringis — väljandringis.

Võre suur mõju anoodvoolu tüürimisel seisab selles, et võre asub katoodi vahetus läheduses, s. o. elektronidest tekitatud ruumlaengu keskkonnas. Võrepinge negatiivseks muutumisel surutakse katoodi pinnalt kiirgunud negatiivselt laetud elektronide pilv koomale katoodi lähedusse, mille tulemusena anoodvool nõrgeneb; negatiivse võrepinge vähendamisel liiguvad positiivse anoodpinge toimel elektronid suurendatud kiirusega läbi võre avauste anoodile, mille tulemusel anoodvool vastavalt tugevneb.

Seni kui võre jääb katoodi suhtes negatiivseks, võrele elektrone ei kogune ning võreringis voolu ei teki. Kui aga võrele rakendada katoodi potentsiaal, siis osa elektrone koondub katoodist kiirgumisel saadud kiirenduse tagajärjel võrele ning võreringis tekib võrevool (I_G), mis võrepinge positiivsemaks muutmisel suureneb. Vastavalt võre kaugusele katoodist tekib nõrk võrevool juba siis, kui võre on veel 1 ... 1,5 voldi võrra katoodist negatiivsem. Harilikes tingimustes on võrevoolud anoodvooludest siiski tunduvalt nõrgemad ja võrduvad keskmiselt 1% anoodvoolust. Saatelampides võivad positiivsed võrepinged sageli ulatuda võrreldavaisse väärtustesse anoodpingetega, millele vastavalt suurenevad ka võrevoolud. Elektronlambi omaduste lähemaks uurimiseks, mis on vajalik eriti saatja lülituste projekteerimisel, koostatakse analoogiliselt anoodvoolu — võrepinge tunnusjoontele võrevoolu — võrepinge tunnusjooned, mis on kujult sarnased anoodvoolu — võrepinge tunnusjoontega.

Kui jälgida lähemalt trioodi $i_A - u_G$ tunnusjooni, siis selgub, et nende kõverus pole ühtlane kogu ulatuses, vaid väiksemate eelpingete juures osutuvad nad võrdlemisi sirgjoonelisteks. Tunnusjoontes tekivad põlvikud suurte negatiivsete võrepingete juures, s. o. punktides, kus anoodvoolude väärtused lähenevad nullile, ja positiivsete võrepingete juures, kui anoodvoolud lähenevad küllastusväärtustele. Seepärast harilikes võimendajates töötatakse lampide tunnusjoonte sirgjoonelises osas, mis asub negatiivsete võrepingete rajoonis (joonis 8 — 2 lõik $a\,b$) ja milles võrevoolud veel ei teki. Sellega vähendatakse moonutusi, mis tekivad ($i_A - u_G$) ebavõrdelisuse tagajärjel põlvikuis. Sellistes töötingi-

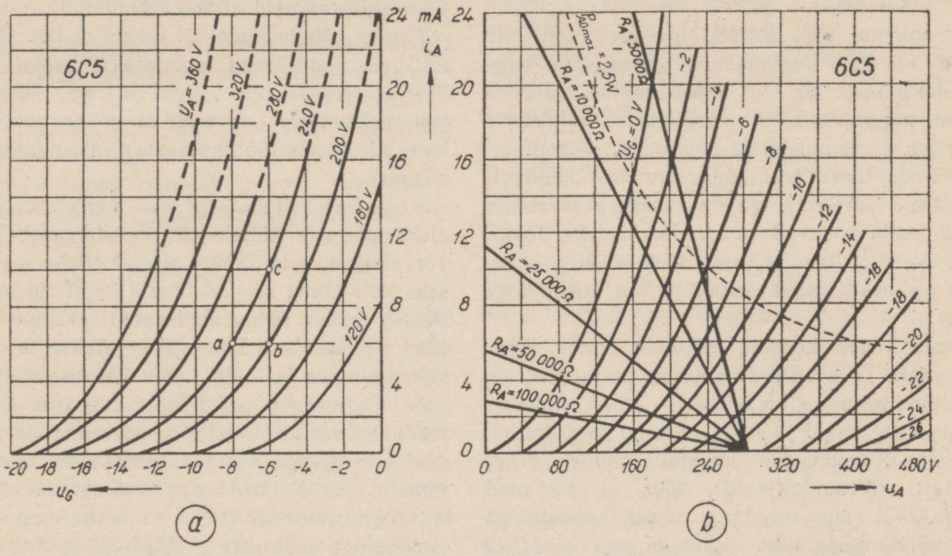
mustes toimub anoodringi võimsuse tüürimine ilma et võimsust võreringis üldse kuluks, sest võrele on rakendatud ainult pinge ilma vooluta.

Kuna võimenduslampe kasutatakse peamiselt vahelduvpingete ja vahelduvvoolu võimsuste võimendamiseks, siis õige töörežiimi säilitamiseks kindla anoodpinge juures rakendatakse sisendringi, s. o. võimenduslambi võrele kindel negatiivne alalispinge, nn. **eelpinge** ($\underline{U}_G$), millele liidetakse võimendatav vahelduvpinge (u_G) ja mis kõigub selle eelpinge kui tugipunkti ümber negatiivses ja positiivses suunas. Ühtlasi on oluline, et eelpinge valitaks tunnusjoone sirgjoonelise osa keskpaigas (eranditega, millest hiljem on juttu) ja et võimendamiseks võreringi rakendatava vahelduvpinge amplituud (U_G) ei ulatuks ühelt poolt negatiivse põlviku ja teiselt poolt võrevoolude tekkimise piirkonda, tav anoodvoolu vahelduvkomponent amplituudiga I_A vahelduvpinge u_G võrele rakendamisel.

Lisaks i_A—u_G tunnusjoontele, mis koostatakse püsivate anoodpingete juures, omavad erilist tähtsust veel anoodvoolu-anoodpinge i_A—u_A tunnusjooned, mis koostatakse püsivate eelpingete juures või tuletatakse i_A—u_G tunnusjoontest (joon. 8 — 3*b*).

b) Trioodi iseloomustussuurusi. Elektronlambi olulisemaiks iseloomustussuurusteks on **tõus** (S), **võimendustegur** (μ) ja **sisetakistus** (R_i), mis määravad ära lambi headuse ja lambi kasutamiskõlblikkuse eri otstarveteks.

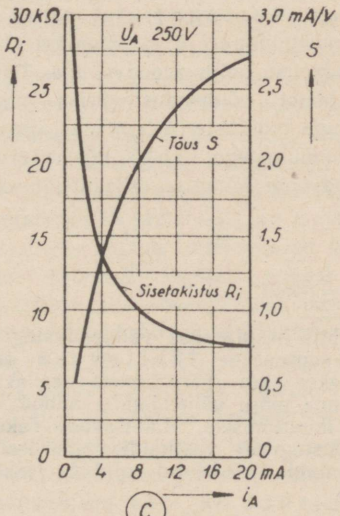
Tõus. Elektronlambi tõus (S) näitab anoodvoolu muutumist sõltuvalt võrepinge muutumisest, ehk, teiste sõnadega, anoodvoolu tüürimise määra võrepinge poolt. Tõus on olulisemaid ise-



Joon. 8 — 3. Trioodi 6C5 tunnusjooni: *a* — anoodvoolu — võrepinge i_A—u_G tunnusjooned, *b* — anoodvoolu — anoodpinge i_A—u_A tunnusjooned, *c* — tõusu S ja sisetakistuse R_i sõltuvus anoodvoolust i_A püsiva anoodpinge $\underline{U}_A = 250$ juures.

kuna vastasel korral tekib ebalineaarsus võrepinge ja anoodvoolu vahel ning seetõttu on võimendamisel moonutused vältimatud. Kui aga võimendatavate vahelduvpingete amplituud ületab kasutatava lambi tunnusjoone sirgjoonelise osa nimetatud piirid, tuleb tõsta anoodi toitepinget $\underline{U}_A$ või valida võimendajaks teine lambi tüüp, mille tunnusjooned vastavad ülesseatavaile tingimustele.

Püsiva anoodpinge ($\underline{U}_A$) ja püsiva eelpinge ($\underline{U}_G$) puhul kujuneb anoodringis kindla väärtusega alalisanoodvool $\underline{I}_A$, millele tugineb vas-



loomustussuurusi elektronlambi juures, kuna ta annab üldise ettekujutuse lambi sobivusest. Kui anoodvoolu muutusi (ΔI_A) mõõta milliamprites ja võrepinge muutusi (ΔU_G) voltides, siis tõus

$$S = \frac{\Delta I_A}{\Delta U_G} \text{ [mA/V]},$$

kusjuures on eeldatud, et $U_A = \text{const}$.

Joonisel 8 — 3 on toodud tüüpilisema kaudse küttega trioodi 6C5 tunnusjooned, millest saab tuletada lambi tõusud iga üksiku tööpunkti kohta. Kui punktis *a* (joon. 8 — 3*a*), anoodpinge U_A võrdudes 240 V ja võrepinge $U_G = -8$ V, anoodvool $I_A = 6$ mA, siis võrepinge U_G nõrgendamisel 2 voldi võrra, s. o. 6 voldile, suureneb anoodvool I_A *10* milliamprini, s. o. 4 mA võrra. Järelikult käesoleval juhul tõus

$$S = \frac{\Delta I_A}{\Delta U_G} = \frac{10-6}{8-6} = \frac{4}{2} = 2 \text{ mA/V}.$$

Elektronlambi tõus sõltub õige tunduvalt nii anood- kui ka võrepingest. Tunnusjoonte sirgjoonelises osas on tõus maksimaalne, väheneb suurte negatiivsete ja positiivsete eelpingete juures, s. o. tunnusjoone muutudes horisontaalseks. Seda tõusu muutumise omadust sõltuvalt negatiivse võre-eelpinge suurusest kasutatakse sageli lambi võimenduse reguleerimiseks. Joonisel 8 — 3*c* on toodud lambi 6C5 tõusu muutumine olenevalt anoodvoolust püsiva anoodpinge juures.

Lambi konstruktsioon mõjutab lambi tõusu järgmiselt. Tõus on seda suurem, mida suurema emissioonivõimega on katood, mida suurema pinnaga on anood ja mida lähemal asub katoodile võre. Kui vanematüübilistel lampidel, milles kasutati volfram-kütteniiti, tõus ei ületanud 0,5 mA/V, siis moodsate oksüüdkatoodidega vastuvõtulampide tõus ulatub praegu kuni 12 mA/V ning saatelampide juures isegi 100 mA/V.

V õ i m e n d u s t e g u r (μ) näitab elektronlambi anoodpinge (U_A) ja võrepinge (U_G) muutuste suhtelist mõju anoodvoolule. Teiste sõnadega, lambi võimendusteguriks nimetatakse anoodpinge muutuste (ΔU_A) suhet vastavate võrepinge muutustega (ΔU_G), mis on tarvilik võrdse anoodvoolu muutuse esilekutsumiseks[1], s. o.

$$\mu = \frac{\Delta U_A}{\Delta U_G},$$

kus $I_A = \text{const}$.

[1] Rööbiti kasutatakse võimendustegurile vastupidist suurust — l ä b i t a v u s t (*D*), mida vaadeldakse kui võre poolt esilekutsutavat anoodpinge mõju vähendamist anoodvoolu vastavale muutumisele. Läbitavuse rakendamine võimendustegurile vastupidise suurusena ei tekita lampide käsitlusel olulisi raskusi, sest $D = \frac{1}{\mu}$.

Joonisel 8 — 3*a* toodud tunnusjoonte järgi tuletub lambi 6C5 võimendustegur järgmiselt: Anoodvoolu muutust 6 kuni 10 mA saab esile kutsuda kahel teel: kas muutes anoodpinget punktist *b* punkti *c*, s. o. 200 voldilt 240 voldile, võrepinge jättes püsivaks —6 V, või muutes võrepinget punktist *a* punkti *b*, s. o. —8 voldilt —6 voldile, anoodpinge jättes püsivaks 240 voldile. Seega.

$$\mu = \frac{\Delta U_A}{\Delta U_G} = \frac{240-200}{8-6} = \frac{40}{2} = 20.$$

Trioodide juures võimendustegur ei muutu palju, vaid tunnusjoonte sirgjoonelises osas jääb praktiliselt püsivaks.

Lambi võimendustegur on seda suurem, mida tihedam on võre, mida jämedam on võret moodustav traat ning mida lähemal asub võre katoodil. Sõltuvalt lambi tüübist omavad trioodid võimendustegureid alates 3 kuni 100.

Lambi võimendustegur omab olulist tähtsust eriti siis, kui lampi kasutatakse pingevõimenduse otstarbeks, sest võimendustegur näitab ühtlasi maksimaalset teoreetilist võimendust, mida lamp ideaalseis töötingimustes on suuteline sooritama.

S i s e t a k i s t u s (R_i). Kuna anoodvool elektronlambis sõltub nii anoodpingest kui ka võrepingest, siis lambi sisetakistuse määramiseks pole Ohmi seadus lihtsal kujul rakendatav. Pealegi ei ole lambi alalisvoolu takistusel praktilist tähtsust, sest lamp rakendatakse töösse vahelduvpingete ja neist tulenevate vahelduvvoolude tingimuses. Sel puhul on palju olulisem teada, kuidas ja millistes piirides muutub anoodvool anoodpinge vastaval muutmisel. Seepärast nimetatakse elektronlambi sisetakistuseks tema vahelduvvoolu takistust, mis kujutab endast anoodpinge muutuste (ΔU_A) suhet anoodpinge muutuse tagajärjel esilekutsutava anoodvoolu muutusega (ΔI_A), püsiva võre-eelpinge juures:

$$R_i = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A} \text{ [Ω]},$$

kui $U_G = \text{const}$.

Kui anoodpinge muutusi mõõta voltides ja anoodvoolu muutusi milliamprites, siis tuleb saadud suhte väärtus korrutada 1000-ga, et sisetakistus väljenduks oomides.

Joonisel 8 — 3*a* tuletub trioodi 6C5 sisetakistus järgmiselt. Kui $U_G = -6$ V, kutsub anoodpinge muutus punktist *c* punktini *b*, s. o. 240 V kuni 200 V, esile anoodvoolu muutuse 10 mA kuni 6 mA, seega

$$R_i = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A} \; 1000 = \frac{(240-200)\;1000}{10-6} =$$

$$= \frac{40\,000}{4} = 10\,000\ \Omega.$$

Sisetakistus sõltub lambi ehitusest ning lambile antavast anood- ja võrepingest. Tavalistes trioodides esineb sisetakistus õige suurtes piirides — alates 800 Ω-st suuremate võimsuslampide juures ja lõppedes 100 000 Ω-ga pingevõimenduslampide juures.

Joonisel 8 — 3*c* on toodud trioodi 6C5 sisetakistuse muutus olenevalt anoodvoolust püsiva anoodpinge juures.

Kokkuvõte iseloomustussuurustest. Kui lambi tõusu ja sisetakistuse muutumiskäiku joonisel 8 — 03*c* lähemalt jälgida, siis selgub, et nad muutuvad teineteisega pöördvõrdeliselt, samal ajal võimendustegur jääb praktiliselt püsivaks. Kui korrutada tõusu ja sisetakistuse võrrandid omavahel, siis saadav korrutis võrdub võimendusteguriga

$$SR_i = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A} \frac{\Delta I_A}{\Delta U_G} = \frac{\Delta U_A}{\Delta U_G} = \mu.$$

Sellest järeldub, et iga elektronlambi juures tõusu ja sisetakistuse korrutis on püsiv suurus ja võrdub lambi võimendusteguriga. Seega on võimalik kahte neist suurustest teades arvutada kolmandat, tundmatut.

Lambi headuse näitajaks lambi kasutamisel võimendajana on lambi tõusu ja võimendusteguri korrutis

$$G = S\mu.$$

Kuna konstruktiivseil põhjustel pole võimalik suurendada mõlemat tegurit korraga, siis lambi headuse näitaja on pigem kompromisslahenduseks, mille juures valitakse kas suur tõus või suur võimendustegur võimendusliigis kasutamise otstarbekuse seisukohalt. Et teatavail juhtudel on otstarbekam kasutada suure võimendusteguriga ja vastavalt ka suure sisetakistusega või väikese võimendusteguriga ja väikese sisetakistusega lampe, siis vastavalt sellele toodetaksegi lampe väga erinevate iseloomustussuurustega.

Peale loetletud iseloomustussuuruste eristatakse elektronlampide juures rakendatavaid võimsusi ja nende suhteid järgmiselt:

Anoodi toitevõimsus. Anoodi toitevõimsuseks P_A nimetatakse alalisvoolu võimsust, mida lamp tööolukorras tarbib anoodi toiteallikast. Anoodi toitevõimsust arvutatakse kui anoodi toitepinge (toiteallika pinge) U_A korrutist keskmise toitevooluga I_A. Seega

$$P_A = U_A I_A.$$

Väljandvõimsus. Väljandvõimsuseks P_v nimetatakse anoodringis genereerunud vahelduvvoolu võimsust põhisagedusel; teda arvutatakse anood-vahelduvpinge ja põhisagedusliku anood-vahelduvvoolu efektiivväärtuste korrutisena

$$P_v = U_{Aef} \cdot I_{Aef} = \frac{U_A}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_A}{\sqrt{2}} = \frac{U_A I_A}{2}.$$

Väljandvõimsus koormusel P_k on see osa genereerunud vahelduvvoolu võimsusest, mis tegelikult antakse üle tarbijale, s. o. koormustakistuse klemmidele; teda arvutatakse

$$P_k = P_v \eta_T = \frac{U_A I_A}{2} \cdot \eta_T,$$

kus η_T on lambi anoodringi lülitatud trafo kasutegur.

Anoodi kaovõimsuseks P_{AO} nimetatakse anoodi toitevõimsuse P_A ja väljandvõimsuse P_v vahet, mis lambis muutub soojuseks

$$P_{AO} = P_A - P_v.$$

Jõudeolukorras, mil lamp anoodil vahelduvvoolu võimsust ei arenda, kulub kogu toitevõimsus P_A kaovõimsuseks P_{AO}.

Lambi valmistaja poolt kindlaks määratud maksimaalset anoodi kaovõimsust P_{AOmax} pole lubatav mingil juhul ületada, sest et vastasel korral väheneb lambi kasulik tööiga tunduvalt.

Joonisel 8 — 3*b* on punktiirjoonega piiratud trioodi 6C5 maksimaalselt lubatud anoodi kaovõimsuse ala.

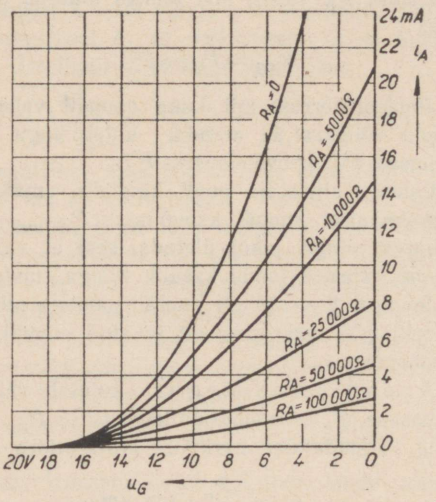
Anoodi kasutegur kujutab väljandvõimsuse P_v ja anoodi toitevõimsuse P_A suhet ning väljendatakse harilikult protsentides

$$\eta_A = \frac{P_v}{P_A} 100 \ (\%).$$

c) Dünaamilised tunnusjooned. Seni käsitletud lampide $i_A - u_G$ tunnusjooni nimetatakse staatilisteks tunnusjoonteks, kuna nad koostati anoodtoitepinge lülitamisega vahetult lambi anoodile, kusjuures anoodpinge jäi püsivaks. Tegelikult aga lülitatakse anoodringi järjestikku anoodi toitepinge allikaga alati koormus, mille klemmidel tekib anoodvoolu läbimise tagajärjel pingelang ja mille võrra muutub lambi anoodile rakendatav pinge võrreldes anoodtoitepingega. Kuna koormusel tekkiv pingelang on võrdeline anoodvooluga, siis anoodile tegelikult rakendatav pinge (anoodvoolu muutumise tagajärjel tööprotsessis) on muutuv suurus. Kui näiteks anoodi toitepinge on 250 V ja anoodringi koormus kujutab endast 50 000-oomist takistust, siis anoodvoolude läbimisel 1, 2, 3, 4 mA tekivad koormustakistuses pingelangud 50, 100, 150 ja 200 volti ning anoodile rakendatav pinge väheneb ja võrdub vastavalt 200, 150, 100 ja 50 voldiga. Anoodpinge languse tagajärjel väheneb vastavalt lambi tunnusjoone tõus. Saadud väärtuste graafilisel ülesmärkimisel tuletub uus, nn. töö- ehk dünaamiline

tunnusjoon. Selleks, et lambi tööst täielikku ettekujutust saada, on tarvis koostada lambile sääraste dünaamiliste tunnusjoonte sari erinevaile anoodkoormustele, nagu see on näidatud joonisel 8 — 4. Neist dünaamilistest tunnusjoontest selgub, et anoodvoolu lõikepunkt, s. o. punkt, kus negatiivse pinge tõusmisel anoodvool katkeb, on kõigile tunnusjoontele ühine, kuid tunnusjoone tõus on seda väiksem, mida suurem on koormus.

Joonisel 8 — 4 on kujutatud trioodi 6C5 dünaamiliste tunnusjoonte sari tegevtakistusliku anoodkoormuse puhul.



Joon. 8 — 4. Trioodi 6C5 dünaamiliste anoodvoolu — võrepinge $i_A - u_G$ tunnusjoonte sari takistusliku anoodkoormuse puhul püsiva anoodpinge $U_A = 280$ V juures.

Näivtakistusliku koormuse puhul on dünaamiliste tunnusjoonte kulg erinev.

Palju lihtsam ja praktilisem on lambi töökäiku uurida anoodvoolu — anoodpinge tunnusjoonte (joon. 8 — 3*b*) abil. Sellisel käsitlusviisil kujuneb lambi töökäik tegevtakistusliku koormuse puhul sirgjooneliseks, mille lõikepunktid staatiliste tunnusjoontega määravad kindlaks muutuvate võrepingete, anoodvoolude ja anoodpingete suurused. Selliseid töökäiku kujutavaid sirgjooni nimetatakse koormusjoonteks. Kui tõmmata koormustakistustele vastavad koormusjooned, on võimalik kindlaks määrata lambi sobivaim töörežiim, mis vastaks võimendajale ülesseatud nõuetele, ning arvutada saadav võimendus, moonutuste protsent jne.

Sellised koormusjooned tõmmatakse nurga all, mille tõus võrdub koormustakistuse pöördväärtusega. Joonisel 8 — 3*b* on näidatud lambi 6C5 koormusjooned koormustakistustele $R_A = 5000\,\Omega$, 10 000 Ω, 25 000 Ω, 50 000 Ω ja 100 000 Ω anoodi toitepinge $U_A = 280$ voldi juures. Takistusliku anoodkoormuse puhul nad algavad horisontaalteljel ühisest anoodi toitepinge punktist 280 V ja kulgevad vertikaaltelje $\frac{U_A}{R_A}$ vastavatesse lõikepunktidesse $\left(\frac{280}{5000} = 0{,}056\text{ A ehk }56\text{ mA}, \frac{280}{10\,000} = 0{,}028\text{ A ehk }28\text{ mA}, \frac{280}{25\,000} = 0{,}0112\text{ A ehk }11{,}2\text{ mA}, \frac{280}{50\,000} = 0{,}0056\text{ A ehk }5{,}6\text{ mA ja } \frac{280}{100\,000} = 0{,}0028\text{ A ehk }2{,}8\text{ mA}\right)$.

Koormusjoontest selguvad anoodvoolu muutumise väärtused ja piirid sõltuvalt võrepinge muutustest. Näiteks võrepinge U_G muutumisel —17 kuni 0 V ulatuvad anoodvoolu I_A muutused 10 000-oomise koormustakistuse juures 0 ... 13 mA ja 25 000-oomise koormustakistuse juures 0 ... 6,8 mA.

Ühtlasi selguvad koormusjoontega ka koormustakistuse klemmidel arenevad pingelangud, mis kujutavad endast võimendusastme väljandpingesid ja mille maksimumväärtused vastavad väljandpingete amplituudidele. 10 000-oomise koormusjoone juures võrepinge muutumisel —16 kuni 0 voldini võrdub väljandpinge amplituud $\frac{280-150}{2} = 65$ V, 25 000-oomise koormusjoone juures samasugusel võrepinge muutumisel $\frac{280-110}{2} = 85$ V. Saadud väljandpingete väärtused on võimalikud maksimumväärtused, mida tegelikus olukorras ei saa ära kasutada, kuna nad ulatuvad ühelt poolt $i_A - u_G$ tunnusjoonte alumisse põlvikusse, s. o. anoodvoolu lõikepunkti, ja teiselt poolt nullise võrepingeni. Nagu eespool käsitletud, tekivad mõlema piirväärtuse piirkonnas õige tunduvad väljandpinge amplituudi moonutused. Seepärast tegelikus töös rakendatakse ainult koormusjoonte keskmist osa, milles anoodpinge muutused on ligikaudu võrdelised võrepinge muutustega. Ebavõrdelisust, mida arvutatakse protsentides, nimetatakse ebalineaarseks moonutusteguriks. Eelpinge määratakse kindlaks koormusjoone kasutatavat osa lõikavate võrepingete keskväärtusega.

Staatilises olukorras võrdus anoodi toitepinge (vooluallika pinge) alati lambi anoodile tegelikult rakendatava pingega ning anoodvoolu mõjutas ainult võrepinge, püsiva anoodi toitepinge juures.

Dünaamilises olukorras aga pole anoodile tegelikult rakenduv pinge enam endine, samuti muutub vastavalt ka anoodvool. Seetõttu kasutatakse lambi töökäigu selgitamiseks dünaami-

lises olukorras järgnevaid mõisteid ja tähistusi:

U_A — anoodi toitepinge;

U_{AO} — anood-alalispinge, s. o. anoodi ja katoodi vahele rakendatud alalispinge jõudeolukorras;

U_A — anood-vahelduvpinge amplituud;

U_k — vaheldupinge amplituud koormuse klemmidel;

U_G — võre-eelpinge toiteallika pinge;

U_{GO} — tegelik eel-alalispinge lambi võrel (arvatuna katoodi suhtes);

U_G — võre-vahelduvpinge amplituud;

I_{AO} — anood-alalisvool jõudeolukorras;

I_A — anood-vahelduvvoolu amplituud põhisagedusel;

I_{Amax}, I_{Amin} — anoodvoolu maksimum- ja miinimumväärtused;

I_k — koormusvoolu amplituud;

I_k — katoodvoolu alaliskomponent.

Anoodi alalis-toitepinge U_A ja eelpinge U_G puhul kujuneb anoodringis kindla väärtusega anood-alalisvool I_A millele tugineb anoodvoolu vahelduvkomponent amplituudiga I_A ja koormustakisti klemmidel anoodpinge vahelduvkomponent, amplituudiga U_A, kui võrele rakendatakse vahelduvpinge, amplituudiga U_G.

Koormusjoonte võrdlusel selgub ühtlasi, et koormustakistuse R_A suurenemisega muutuvad nad sirgemaks, mis näitab, et I_A — U_g seos muutub lineaarsemaks ning ebalineaarmoonutused väiksemaks. Sellest lähtudes tuleb trioodide pingevõimendajatena töösse rakendamisel täita üldine juhis

$$R_A \geq 2\,R_i\,.$$

Võimsusvõimendajana kasutamisel arendab triood maksimaalset väljandvõimsust tingimusel, kui

$$R_A = 2\,R_i\,,$$

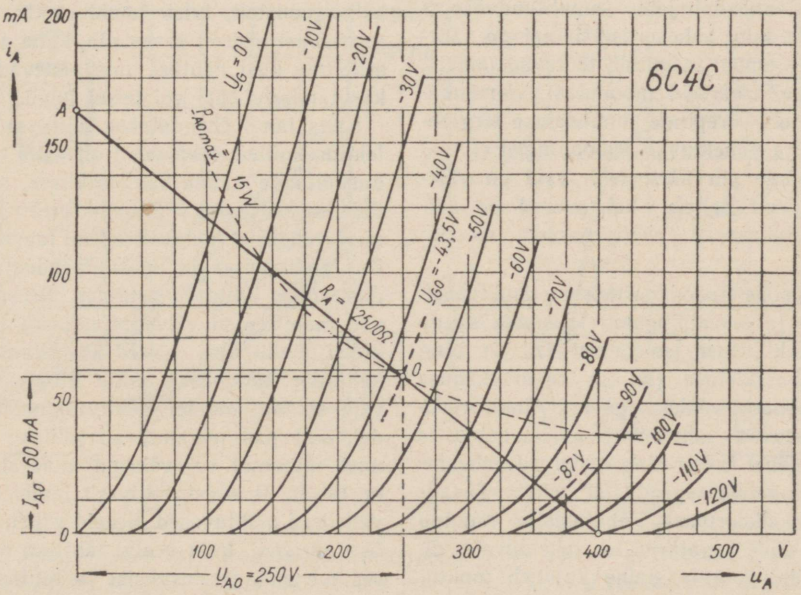
kuid ebalineaarmoonutuste vähendamise huvides sageli suurendatakse koormustakistust

$$R_A = 2\,R_i \ldots 4\,R_i\,,$$

kuigi sel puhul väljandvõimsus mõnevõrra langeb.

Näivtakistuslike koormuste puhul määrab koormusjoone tõusu koormusimpedants Z_A. Joonisel 8 — 5 on toodud võimsustrioodi 6C4C $i_A - u_A$ tunnussari, millel läbi tööpunkti *0* on tõmmatud koormustakistusele $R_A = 2500\,\Omega$ vastav koormusjoon. Algul määrati tööpunkt *O* kindlaks kasutada oleva anoodi toitepinge $U_{AO} = 250$ V väärtuse juurest püstitatud ristjoone ja eeldatud võre-eelpingele $U_{GO} = -43{,}5$ V vastava tunnusjoone ristumiskohas. Nagu nähtub, on U_{AO} väärtus valitud maksimaalselt lubatava anoodi kaovõimsuse $P_{AO\,max} = 15$ W kõverjoonel selleks, et lambi võimeid maksimaalselt ära kasutada.

d) Anood- ja võreringi pingete nihkumine faasis. Nagu selgub eelkäsitletust, mõjutab anoodringi lülitatud koormustakistus tunduvalt trioodi töötingimusi, võrreldes staatiliste töötingimustega (joonised 8 — 3, 8 — 4), avaldudes eeskätt anoodvoolu — võrepinge tõusu (*S*) vähenemises. Selline nähtus seletub sellega, et hetkel, kui võrepinge omab maksimaalset po-



Joon. 8 — 5. Võimsustrioodi 6C4C koormusjoone $R_A = 2500\,\Omega$ kujundamise selgitamiseks.

sitiivset väärtust, on ühtlasi maksimaalne ka anoodvool ning samal ajal on maksimaalne ka pingelang anoodringi koormustakistusel. Samal ajal anoodile rakendatava tegeliku pinge hetkväärtus (u_A) on minimaalne, sest ta võrdub püsiva anoodtoitepinge (U_A) ja koormustakistuses tekkinud pingelangu ($i_A R_A$) vahega ($u_A = U_A - i_A R_A$). Hetkel, mil võrepinge on minimaalne, s. o. omab maksimaalset negatiivset väärtust, on anoodvool minimaalne ning ühtlasi on minimaalne ka pingelang anoodringi koormustakistuses ja seega on maksimaalne anoodile tegelikult rakendatav pinge. Järelikult on vahelduvad anoodpinge muutused vastupidised neid esile kutsunud võrepinge muutustele: kui võrepinge omab maksimaalset väärtust (on positiivseim), on anoodpinge minimaalne, ja kui võrepinge omab miinimumväärtust (on negatiivseim), on anoodpinge maksimaalne. Teiste sõnadega, lambi vahelduvate võre- ja anoodpingete vahel tekib võimendamise puhul 180° faasinihe. Võrepinge vahelduv muutumine toimub võre-eelpinge kui keskväärtuse ümber ja anoodvoolu muutumine toimub sellise anoodvoolu keskväärtuse ümber, millise määrasid kindlaks püsivad võre-eelpinge ja anoodi toitepinge.

Kui anoodringi koormusimpedants on tegevtakistuslik, siis piirduvad anoodringis arenevad vahelduvpinged nullisest väärtusest kuni maksimaalse anoodi toitepinge väärtuseni. Kui aga anoodringi koormusimpedants on näivtakistuslik (paispool, trafo), milles nimetamisväärset a.-v. pingelangust ei teki ($U_A \approx U_{A0}$), kõiguvad vahelduvad anoodpinged anoodi toitepinge (U_A) kui keskväärtuse ümber: ideaalse lambi juures võib vahelduvate anoodpingete amplituudväärtus seega areneda kuni kahekordse toitepinge väärtuseni. Nagu eespool mainitud, töötavad lambid, et vältida ebalineaarseid moonutusi, võimendajana anoodvoolu-võrepinge tunnusjoone sirgjoonelises osas, ja vahelduvad anoodpinged ei ulatu kunagi nende piirväärtusteni, vaid on väiksemad, vastavalt sellele, kui suured on võimendamisel lubatavad ebalineaarsed moonutused.

Näivtakistuslike anoodkoormuste puhul vahelduvate võre- ja anoodpingete faasinihe sõltub koormuse reaktiivsuse iseloomust (L, C) ning koormuse ebatakistuse (X) ja tegevtakistuse (R) omavahelisest nihkenurgast. Ainult resonantsjuhul asuvad vahelduvad anoodvoolud ja -pinged omavahel faasis ning nihkuvad vahelduvatest võrepingetest täpselt 180° võrra. Tavaliselt aga anoodkoormuse ebatakistus muutub sagedusega, mille tagajärjel ka vahelduvate võre- ja anoodpingete faasinihe kujuneb muutuvaks suuruseks.

Seega näivtakistuslike anoodkoormuste puhul on faasinihe vahelduvates võre- ja anoodpingetes esinevast 180° paratamatu nähtus, mis avaldub f a a s i m o o n u t u s e n a. Oleneb võimendaja ülesandest, kas seesugused faasimoonutused on lubatavad ja millistes piirides. Kuna inimese kõrv pole suuteline faasimoonutusi eraldama, siis heliülekanneteks määratud tavalistes võimendusseadmeis harilikult faasimoonutuste vähendamiseks erilisi abinõusid ei kasutata, kuid televisiooniseadmeis, mõõteriistades jne., kus faaside õige vahekord omab isegi suuremat tähtsust kui amplituudide õigete väärtuste säilitamine, tuleb sellele pöörata erilist tähelepanu. Faasimoonutuste vähendamist saavutatakse lülituselementide õige dimensioneerimisega ja erilülituste, näit. vastusidestuse (negatiivse tagasiside) rakendamisega.

b) Lambi elektroodidevahelised mahtuvused. Elektronlambis moodustab iga elektroodide paar omaette väikese, mõne pikofaradilise mahtuvuse. Trioodi juures on säärasteks mahtuvusteks võre ja katoodi vaheline, võre ja anoodi vaheline ning anoodi ja katoodi vaheline mahtuvus. Dioodi juures on muidugi tegemist ainult ühe, s. o. anoodi ja katoodi vahelise mahtuvusega, kuna mitmevõreliste lampide juures on elektroodidevaheliste mahtuvuste kompleks keerukam.

Need elektroodidevahelised mahtuvused, olles oma väärtuselt suhteliselt väikesed, ei oma praktilist tähtsust töötamisel madalatel helisagedustel, millel nende ebatakistused on lambi sisend- ja väljandringi impedantsidega võrreldes suured, ning jäetakse neil juhtudel arvestamata. Sageduste tõustes, alates juba keskmistelt helisagedustelt, tuleb lambi elektroodidevahelisi mahtuvusi tõsiselt arvestada, kuna nad kutsuvad esile rea uusi nähtusi, mis panevad piiri lambi kasutamisele ühel või teisel juhul.

Kuna lamp ühendatakse lülitusse tervikkomplektina, milles elektroodid on välja toodud ühendusjuhtmete kaudu lambisoklisse, siis elektroodide mahtuvustega liituvad veel ühendusjuhtmete-vahelised mahtuvused nii lambi kestas, soklis, lambi pesas ja edasi ühendusjuhtmeis raadioseadme lülituselementides. Seesugused liituvad mahtuvused võivad tunduvalt tõsta lülituse üldisi mahtuvusi. Need mahtuvused esinevad kahjuliku nähtusena mitte ainult võimendajas, vaid samuti muudel elektronlambi rakendusaladel, sest nad moonutavad lülituse õiget töötamist suuremal või vähemal määral. Seepärast on tähtis, et konstruktiivselt lambi elektroodidevahelised mahtuvused oleksid vähendatud võimalike piirideni, kuid veelgi tähtsam on, et raadioseadme enda ehitusviisist ja lülituselementidest tingitud lisamahtuvused, mis liituvad lampide mahtuvustega, oleksid vähendatud miinimumini.

8 — 6. MITMEVÕRELISED LAMBID.

a) Nelja elektroodiga lamp — tetrood. Trioodi töösse rakendamisel võimendajana selgub kaks olulisemat puudust:

1) suhteliselt suur võre ja anoodi vaheline mahtuvus, mille kaudu osa anoodringis võimendatud võimsusest kandub tagasi võreringi ja põhjustab võimendusastme ebastabiilsust;

2) märgatav anoodpingete muutumise kahjulik tagasimõju võrepingete muutumisele tegelikus tööolukorras, mille tulemusena, eriti väikeste võimendusteguritega lampide juures, väheneb lambi tõus S ja seega ühtlasi võimendusastme võimekus.

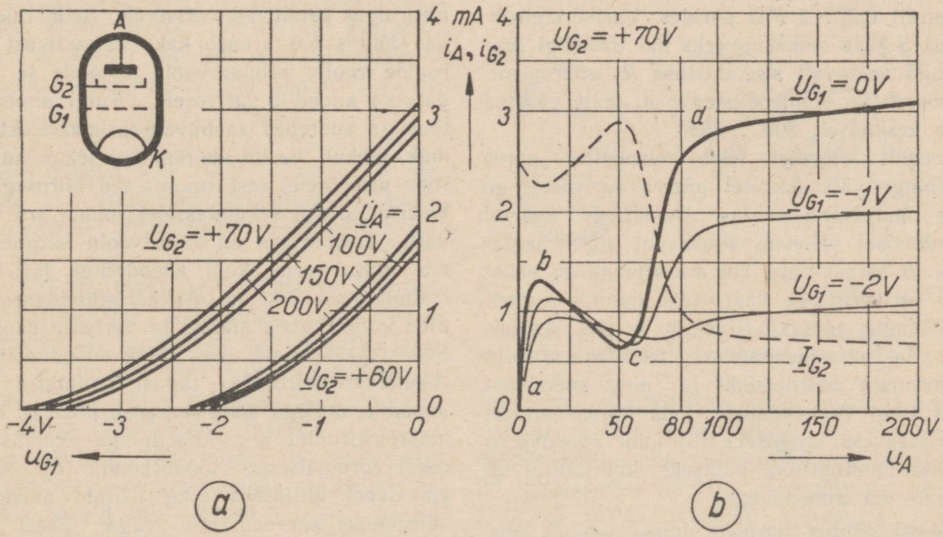
Neid puudusi on võimalik tunduvalt vähendada teise võre paigutamisega kolme elektroodiga lambi võre ja anoodi vahele, mispuhul lamp muutub nelja elektroodiga lambiks — tetroodiks.

Algul nelja elektroodiga lambi areng kulges võre ja anoodi vahelise mahtuvuse vähendamise suunas, mis oli tarvilik kõrgsagedusvõimendaja stabiilsuse, lihtsuse ja kompaktsuse tõstmiseks. Kuid esimeste kõrgsagedustetroodide ehk nn. varivõretetroodide ilmumisega, milles võre ja anoodi vaheline mahtuvus oli vähendatud kuni 0,01 pF, selgus, et lisaks sellele tetroodis anoodvoolu muutumine on praktiliselt sõltumatu anoodpingest, mistõttu tetrood leidis peagi rakendamist ka nn. võimsustetroodina. Vastavalt kasutamise otstarbele jagunevadki tetroodid kahte põhirühma: varivõretetroodid ja võimsustetroodid.

b) Varivõretetrood. Varivõretetrood koosneb trioodile sarnanevast katoodist, võrest ja anoodist, millele lisaks on paigutatud võre ja anoodi vahele teine õige tihe, võrgutaolise ehitusviisiga ja võret täielikult ümbritsev metallist varivõre. Kui varivõrele anda püsiv positiivne pinge, mis võrdub keskmiselt 30...40% anoodpingest, ning temas tekkivad vahelduvpinged lühistada kondensaatori kaudu katoodile, s. o. anda talle maanduspotentsiaal, siis säärane varivõre toimib võre ja anoodi vahel elektrostaatilise varjena. Seega väldib varivõre nii anoodi elektrivälja mõju võrele kui ka võre elektrivälja mõju anoodile. Varivõre kui elektrostaatilise varje tagajärjel muutuvad võre ja anoodi vahelised elektriväljad väga väikesteks ning nendevaheline mahtuvus väheneb 0,01...0,001 pF-ni.

Kuna anoodi elektriväli ei ulatu võre piirkonda, milles keskendub katoodi ruumlaeng, siis on arusaadav, et anood ei saa mõjutada katoodist väljakiirguvate elektronide voolu sellisel määral nagu trioodi juures ning anoodvool muutub praktiliselt anoodpingest sõltumatuks.

Katoodi ja varivõre vahelises osas toimuv füüsikaline protsess sarnaneb täielikult trioodis areneva protsessiga, kusjuures varivõre toimib trioodi anoodina. Samuti kui trioodiski antakse võrele negatiivne eelpinge ning sõltuvalt võrepinge muudatustest kujuneb varivõrele saabuvate elektronide hulk. Erinevaks trioodist kujuneb varivõre ja anoodi vahelises ruumalas füüsikaline protsess. Liikudes katoodilt läbi võre omandavad elektronid positiivse varivõre mõjul



Joon. 8 — 6. Kõrgsagedus-varivõretetroodi tunnusjooni: a — $i_A - u_{G1}$ tunnusjoonte sarjad püsivate varivõrepingete $U_{G2} = +60$ V ja $+70$ V juures; b — $i_A - u_A$ tunnusjoonte sari püsiva varivõrepinge $U_{G2} = 70$ V juures. Punktiirjoonega on näidatud varivõrevoolu i_{G2} muutumine sõltuvalt anoodpinge u_A muutmisest.

lisakiiruse, mille tõttu osa neist satub varivõrele, osa aga läbib varivõre avad ning tungib varivõre ja anoodi vahelisse ruumalasse. Elektronide edaspidine liikumine selles ruumalas sõltub nende kiirusest: suurema kiirusega elektronid, ületades varivõre mõjupiirkonna, jõuavad anoodile, väiksema kiirusega elektronid langevad varivõrele tagasi. Varivõrepinge tõstmisega omandavad katoodilt saabuvad elektronid vastavalt suurema kiirenduse, mille tulemusena tugevnevad korraga nii varivõre- kui ka anoodvool. Järelikult oleneb tetroodi anoodvoolu tugevus suurel määral varivõrepingest, samuti kui trioodi juures anoodvoolu tugevus sõltus anoodpingest (joon. 8 — 6*a*). Vaatamata sellele, et varivõre oma ehituselt on väga tihe, ja arvestades seda, et varivõreks kasutatava traadi läbimõõt on väike, on avade üldpind siiski suurem traadi pinnast, mistõttu varivõrevool tavaliselt ei kujune tugevamaks 20 ... 30% anoodvoolust.

Varivõretetroodi anoodvoolu-võrepinge tunnusjooned sarnanevad oma kujult üldiselt trioodi vastavate tunnusjoontega, erinedes viimastest peamiselt selles, et erinevate anoodpingete tunnusjooned asuvad üksteisele õige lähestikku, sest anoodvoolud anoodpingetest peaaegu ei olene. Kui aga muuta ühtlasi varivõrepinget, siis kaldub kogu tunnusjoonte sari kas vasakule (kui varivõrepinget kõrgendada) või paremale (kui varivõrepinget madaldada). Samal ajal tetroodi anoodvoolu-anoodpinge tunnusjooned erinevad trioodi vastavaist tunnusjoontest tunduvalt, võttes keskmiste ja kõrgemate anoodpingete osas peaaegu horisontaalse kuju. See on tingitud varivõretetroodi suurest sisetakistusest, mis asub keskmiselt 0,2 ... 2 MΩ piirides. Varivõretetroodi tõus S jääb samasuguseks kui trioodigi juures, kuid vastavalt sisetakistuse R_i suurenemisele tõuseb ka võimendustegur μ, mille väärtus ulatub keskmiselt 800 ... 2500.

Erinevalt trioodist tekib tetroodide juures anoodpinge vähendamisel püsiva varivõrepinge juures omapärane nähtus. Anoodpinge pideval vähendamisel väheneb anoodvool algul aeglaselt, kuid pärast seda, kui anoodpinge on vähenenud varivõrepinge väärtuseni, muutub anoodvoolu langus järsuks (joon. 8 — 6*b*). Anoodpinge edasisel vähendamisel tekib anoodvoolu nõrgenemises pöördepunkt (*c*) ning anoodvool näitab isegi tugevnemist, mis hiljem areneb uueks pidevaks languseks (*b*) kuni anoodvoolu väärtuse muutumiseni nulliseks, kui nullini on langenud ka anoodpinge.

Säärane nähtus tetroodi juures seletub suurendatud sekundaaremissiooni tegevuse ilmnemisega siis, kui anoodpinge on langenud alla varivõrepinge. Sekundaaremissiooni nähtus ilmneb alati positiivse pinge all olevates anoodides, kui neid pommitavad suure kiirusega saabuvad elektronid. Ta tekib niihästi trioodi kui ka tetroodi juures. Kui triood töötab negatiivse võrepinge režiimis, siis sekundaarelektronid võrele ei saabu, vaid lähtudes anoodilt satuvad võre negatiivse elektrivälja mõjupiirkonda, pöörduvad tagasi ja langevad uuesti anoodile. Sama nähtus kordub ka tetroodi juures senikaua, kui anood on varivõrega võrreldes positiivsem. Kui aga anoodpinge langeb alla varivõrepinge, muutub nii sekundaar- kui ka primaarelektronide liikumisprotsess anoodi ja varivõre vahelises ruumalas keerukamaks; seda on lihtsam käsitleda, kui vaadelda anoodvoolu arenemiskäiku alates anoodpinge lülitamise hetkest kuni ta normaalväärtuseni tõusmise hetkeni normaalsete anoodpingete juures (joon. 8 — 6*b*). Kui anoodpinge on null (*a*), siis võrdub ka anoodvool nulliga, sest anood ei tõmba varivõret läbinud elektrone külge. Säärased varivõret läbinud elektronid kanduvad tagasi varivõrele ja moodustavad selle ümbruses ruumlaengu. Anoodpinge tõstmisel väheneb varivõre ruumlaengu mõju ja sellele vastavalt kasvab pidevalt ka anoodvool (joonlõik *ab*). Punktis *b* omab anood küllaldast külgetõmbejõudu, et koguda kõik varivõre läbinud elektronid endale. Need elektronid, omades nüüd juba küllaldast kiirust, löövad kokkupõrkel anoodist välja sekundaarelektrone. Algul sekundaarelektronid langevad tagasi anoodile, kuid anoodpinge edasisel tõstmisel tõuseb veelgi primaarelektronide kiirus, millega koos suureneb ühtlasi ka sekundaarelektronide kiirus ja mille tagajärjel nad lahkuvad anoodi mõjupiirkonnast ning kanduvad varivõrele. Selle tulemusena (lõigus *bc*) areneb kaks vastastikust elektronide voolu: primaarvool anoodile ja sekundarvool anoodilt varivõrele. Kuigi anoodpinge tõusuga suureneb saabuvate primaarelektronide hulk, lahkub veelgi suurem arv sekundaarelektrone varivõrele, sest suurenenud kiirusega põrkamisel tõuseb sekundaarelektronide arv tunduvalt. Tulemuseks on anoodvoolu nõrgenemine, mis kestab seni, kuni anoodpinge järjekordse tõstmisega on loodud tasakaal sekundaarelektronide külgetõmbes anoodi ja varivõre poolt (*c*). Sellest peale algab uus järsk anoodvoolu kasv sekundaarelektronide tagasipöördumise arvel anoodile, millega koos suureneb pidevalt ka primaarelektronide arv. Anoodpinge jõudmisel tetroodi normaalsesse tööpiirkonda (*d*) muutub anoodvool ühtlaseks ning näitab anoodpinge edaspidisel suurendamisel väga väikest tugevnemist.

Lõigus *bc*, kus anoodvool anoodpinge tõusmisel väheneb, kujuneb tetroodi sisetakistus negatiivseks, mis põhjustab lambi töös ebastabiilsu-

se. Kuna negatiivne takistus võib kutsuda esile genereerumist, siis kasutatakse seda nähtust mõnikord kasulikult nn. d ü n a t r o n - o s t s i l l a a t o r i t e s.

Lõik, mille ulatuses anoodpinge U_A on madalam varivõrepingest U_{G_2}, kujutab endast võimenduse otstarbeks kasutamatut ala, mille tõttu tetroodi juures võimendatud pingete suurus on maksimaalselt piiratud anoodi toitepinge ja varivõrepinge vahega ($U_A - U_{G_2}$) ning võimendamiseks kasutatav ala $i_A - u_A$ tunnusjoonte sarjas asub punktist d paremal. Sellises tööpiirkonnas avaldab sekundaaremissioon tetroodi toimele pigem soodustavat mõju, sest anoodvool tugevneb, kuna samal ajal varivõrevool (kui lambi võimsusbilansis kasutu) isegi nõrgeneb.

c) Võimsustetrood. Võimsuslampide ülesandeks on anoodringi rakendatud alalisvoolu võimsuse muundamine soovitud sagedusega vahelduvvoolu võimsuseks võimalikult suure kasuteguriga. Trioodi tööprotsessis tekkiv anoodpinge muutumine kutsub esile anoodvoolu muutuse nõrgenemise, mis piirab anoodringis arenevate vahelduvvoolu võimsuste suuruse ja seega ka üldise võimendaja kasuteguri. Nimelt võrepinge negatiivse käigu ajal anoodvool nõrgeneb, mille tagajärjel anoodringis arenev ja seega anoodile mõjuv pinge peab vastavalt suurenema. Kuna trioodis anoodvoolu suurus pole sõltumatu anoodpingest, siis suureneva anoodpinge tagajärjel anoodvool uuesti tugevneb, s. o. mõjub vastupidiselt võre juhtimisele. Sama nähtus kordub ka võrepinge positiivse käigu ajal: anoodvoolu kasv anoodpinge vastava languse tõttu väheneb. Kuna anoodvoolu muutused vähenesid, siis vähenevad vastavalt ka pinge muutused anoodi koormustakistusel ning järelikult ka anoodringis saadavad vahelduvvoolu võimsused $\left(P_v = \frac{U_A I_A}{2}\right)$.

Tetroodi juures seda liiki piiramisi ei ole, sest seal jääb anoodvool võrejuhtimisest tingitud anoodpinge muutumisest praktiliselt sõltumatuks.

Kuid tetroodi juures tekib omakorda kasuliku võimsuse piiramine anoodpinge kasutamisulatuse vähenemise tagajärjel varivõrepinge võrra, mis on tingitud negatiivse sisetakistuse ja anoodvoolu-anoodpinge ebalineaarsuse ilmnemisest madalate anoodpingete juures.

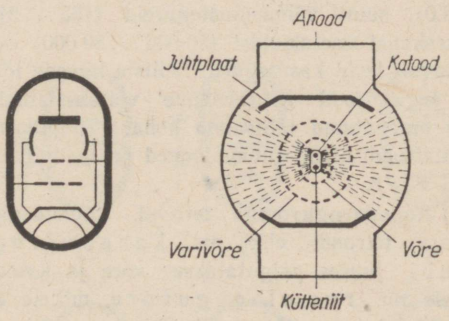
Sellise puuduse vältimiseks on moodsate võimsustetroodide juures tegelike vajaduste piirides ette võetud rida konstruktiivseid parandusi ja täiendusi, võrreldes esialgse varivõretetroodiga. Nende täienduste tõttu võivad praeguse aja võimsustetroodides anoodpinged kõikuda kõige madalamate väärtusteni, vaatamata sellele, et varivõrele antakse anoodpingega võrdne positiivne toitepinge, mille tulemuseks on tunduv kasuliku võimsuse tõus võrdse anoodi toitevõimsuse juures.

Olulisemad võimsustetroodide juures ettevõetud konstruktiivsed täiendused on järgmised:

1) Anoodi ja varivõre vahekauguse suurendamine, millega varivõre külgetõmbevõime anoodist emiteerunud sekundaarelektronidele väheneb ja teataval kriitilisel kaugusel ka negatiivse sisetakistuse tekkimine kaob.

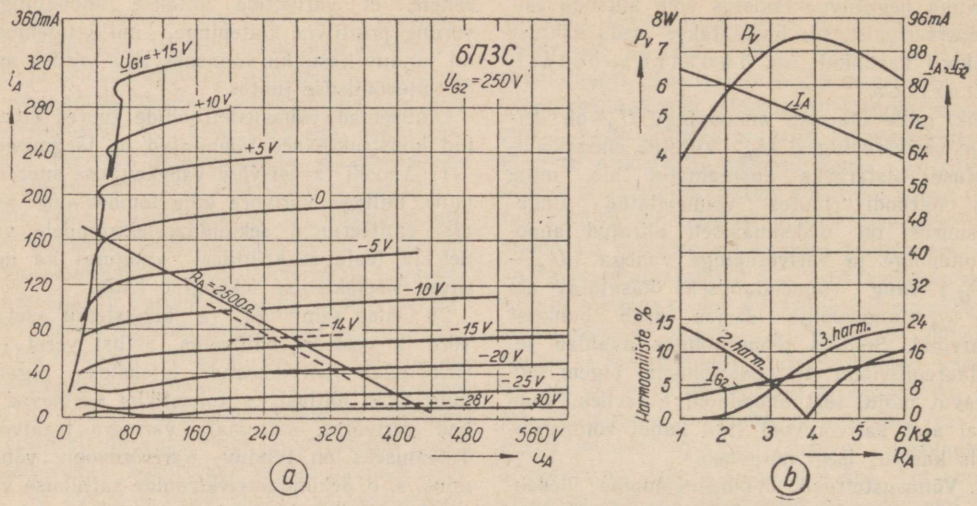
2) Ühtse sammuga ja kohastikku asetatud võre ja varivõre ehitusviis. Sellist võret läbiv elektronide vool lõhestub kitsasteks jugadeks ning läbib ühtlasi ka kohastikku asetsevad vahed varivõres, sattumata varivõre traatvõrku. Tulemuseks on tunduv varivõrevoolu vähenemine, s. o. sekundaarelektronide sattumise vähenemine varivõrele, sest keskendatult suunatud elektronide voolud, omades tugevat negatiivset elektrilaengut, tõkestavad vastassuunalist sekundaarelektronide liikumist varivõrele. Säärase ehitusviisi juures varivõre muutub võrdlemisi hõredaks, ta varjestusmõju väheneb ning vastavalt suureneb ka võre ja anoodi vaheline mahtuvus (0,1—0,8 pF), mis, olgugi väike võrreldes trioodi vastava mahtuvusega, võib osutuda mitteküllaldaseks kõrgsagedusvõimendajais.

3) Juhtplaatide asetamine rööbiti elektronide liikumissuunaga anoodi ja varivõre vahelisse elektrivälja mõjupiirkonda (joon. 8 — 7). Sellistele juhtplaatidele antakse negatiivne katoodipotentsiaal, mille tõttu katoodist väljakiirgunud ja võret ning varivõret läbinud elektronide voolud keskendatakse tihedalt kindlaisse piiristatud



Joon. 8 — 7. Jugatetroodi skemaatiline kujutus ja elektroodide asetus.

jugadesse. Juhtplaatide mõju anoodist emiteeruvatele sekundaarelektronidele on kahekordne: esiteks juhtplaadid vähendavad negatiivse laengu tagajärjel sekundaarelektronide kiirust ning piiravad nende levimise samadesse piiratud radadesse, kus levivad primaarelektronid, ja teiseks, keskendatud suure tihedusega primaarelektronide joad suruvad vastusattuvad sekundaarelektronid anoodile tagasi. Sel viisil väl-



Joon. 8 — 8. *a* — jugatetroodi 6П3С anoodvoolu — anoodpinge $i_A - u_A$ tunnusjooni 250 V varivõrepinge U_{G2} juures. Katkendjoon kujutab koormusjoont ilma signaalipingeta, pidevjoon — koormusjoont maksimaalse signaalipingega; *b* — jugatetroodi 6П3С anoodvoolu (I_A) ja varivõrevoolu (I_{G2}) väljandvõimsuse (P_v) ja 2. ning 3. harmoonilise sageduse sisaldus väljandis sõltuvalt koormustakistuse (R_A) muutumisest püsivate $U_A = U_{G2} = 250$ V ja $U_{G1} = -14$ V juures.

ditakse pea täielikult sekundaarelektronide pääs varivõrele ning kaotatakse negatiivse sisetakistuse ilmnemine võimsustetroodis ka madalamate anoodpingete puhul.

Need kolm ehituslikku põhimõtet on leidnud suuremal või väiksemal määral rakendamist moodsate nn. jugatetroodide juures, mille nimetus on tuletatud elektronide suunamisest jugadena juhtplaatide toimel. Jugatetroodid omavad suhteliselt suuri tõuse (4,1 ... ... 6,0), suuri võimendustegureid (135 ... 215) ja keskmisi sisetakistusi (10 000 ... 80 000) ning vastavalt head kasutegurit. Selliste hüvede tõttu on jugatetrood kõigi teiste võimsuslampide seas omandanud tähtsaima koha. Tüüpilisema jugatetroodi 6П3С tunnusjooned on toodud joonisel 8 — 8.

d) Ruumlaenguvõrega tetrood. Ruumlaenguvõrega tetroodi ehk nn. kahe võrega lambi juures paigutatakse võre ja katoodi vahele nn. ruumlaenguvõre, millele antakse positiivne pinge. Tingituna positiivsest pingest negatiivne ruumlaeng katoodi vahetus läheduses kompenseerub ning lambi anoodvooluvõrepinge tunnusjoone tõus suureneb tunduvalt. Sääraste lampidega saavutatakse suhteliselt madalate anoodpingetega, näiteks 10 ... 15 voldiga ja isegi 4,5 ... 6,0 voldiga küllaltki rahuldavaid tulemusi. Kuna väikese anoodpingega on piiratud ka väljandvõimsus, siis käesoleval ajal, mil tendets on väljandvõimsuse suurenemise suunas, on ruumlaenguvõrega tetroodide kasutamisest peaaegu täielikult loobutud.

e) Viie elektroodiga lamp — pentood. Pentoodides on tetroodi juures ilmneva negatiivse sisetakistuse nähtus kõrvaldatud kolmanda, nn. summutusvõre ehk sulgvõre paigutamisega varivõre ja anoodi vahele, millele antakse tavaliselt negatiivne katoodiga võrdne pinge. Ehituslikult kujutab endast sulgvõre väga hõreda koega metallvõrku, mille ülesanne ja toime on väga lähedane jugatetroodi juures kasutatavate juhtplaatide toimele. Anoodilt emiteeruvad sekundaarelektronid, sattudes sulgvõre negatiivse elektrivälja keskkonda, langevad suuremalt osalt anoodile tagasi ja ainult väike osa pääseb varivõrele. Kuna aga sulgvõre asub primaarelektronide liikumisteel, siis osa primaarelektrone satub sulgvõrele, mille tagajärjel pentoodide varivõrevoolud üldiselt on suuremad vastavate tetroodide varivõrevooludest. Osal pentoodidest tuuakse sulgvõre välja, väliseks ühendamiseks lülitusse, osal on sulgvõre juba lambi sees ühendatud katoodiga.

Üldiselt liigitatakse pentoode samuti kui tetroodegi varivõrepentoodideks ja võimsuspentoodideks, millede iseloomustussuurused on üksteisega ligikaudu võrreldavad, välja arvatud sisetakistus, mis varivõrepentoodide juures on alati suurem. Kõrgsagedusvõimendajais kasutatavaile varivõrepentoodidele tuleb suurendatud sisetakistus isegi kasuks, sest suure sisetakistusega lambi lülitamine rööbiti võnkeringiga avaldab võnkeringi Q-le ja selektiivsusele väiksemat mõju kui väiksema

sisetakistusega lamp. Seepärast ongi varivõrepentood oma eelkäija — varivõretetroodi — kasutamiselt täielikult välja tõrjunud.

Rööbiti tavaliste varivõrepentoodidega on välja arendatud eri liik nn. *muutliku tõusuga varivõrepentoode*, milles lambi tõus muutub logaritmiliselt võre-eelpinge muutmisega õige suurtes piirides. Seejärgi on need lambid tuntud *eksponentlampidena* ehk nn. muutuva μ-ga *lampidena*. Tõusu logaritmiline muutumine eeldab väga väikesi ebalineaarseid moonutusi suhteliselt suurte võrekäikude juures, mis tavaliste varivõrepentoodide juures tõuseksid suureks. Tüüpilisemal muutliku tõusuga varivõrepentoodil 6K7 on -3-voldise võre-eelpinge juures tõus 1,65 mA/V, kuid võre-eelpinge madaldamisega —52,5 voldile väheneb tõus pidevalt 0,002 mA/V-le. Seda omadust kasutatakse edukalt võimendusastmete võimenduse pidevaks reguleerimiseks kas automaatselt või käsitsi. Konstruktiivselt saavutatakse tõusu suurtes piirides muutumine sellega, et võre samm, s. o. võre tihedus, pole kogu võre ulatuses ühtlane, vaid muutlik. Muutliku tõusuga varivõrepentoodide anood- ja varivõrevoolud on madalate võre-eelpingete juures tublisti suuremad kui tavaliste varivõrepentoodide voolud.

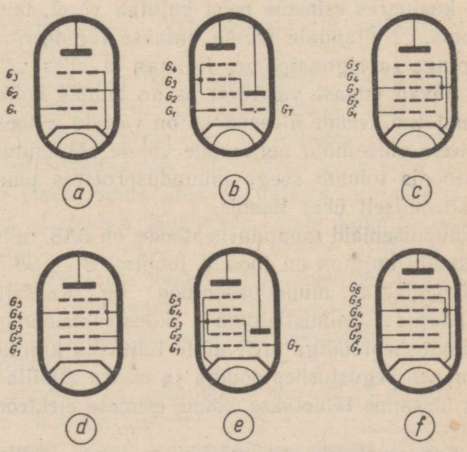
Samuti leiavad pentoodid õige laialdast kasutamist võimsuslampidena. Kuna aga võimsuslampidelt puhtpraktilistel kaalutlustel nõutakse muude võrdsete tingimuste juures võimalikult suurt kasutegurit, väikest sisetakistust ja ühtlasemaid anoodvoolu-anoodpinge tunnusjooni, siis võimsuslampidena on eelistatavamaks kujunenud jugatetroodid, milledel on kõik need paremused olemas. Eriti kindel on otsus jugatetroodide kasuks siis, kui küsimuses on suuremate võimsuste ülekandmine.

Kui tetroodide ja pentoodide võre ja anoodi vahelised mahtuvused varivõre toimel on väga väikesed, siis samal ajal nende sisend- ja väljandmahtuvused kujunevad suuremaks kui vastavatel trioodidel. Tetroodide ja pentoodide juures omavad nii võre kui ka anood mahtuvust ühtlasi ka varivõre suhtes, mis on vahelduvvoolule kondensaatori kaudu maandatud, järelikult asub võre ja katoodi vaheline mahtuvus rööbiti võre ja varivõre vahelise mahtuvusega ning üldine sisendmahtuvus staatilises olukorras võrdub mõlema summaga. Samal põhjusel suureneb anoodi ja katoodi vaheline mahtuvus anoodi ja varivõre vahelise mahtuvuse võrra. Sääraste lampide staatilised sisend- ja väljandmahtuvused kujunevad keskmiselt 5...10 pF suurusteks.

Ülikõrgsagedustel töötamiseks on välja arendatud eri liik varivõrepentoode, mis, omades tõuse kuni 9 mA/V ja enam, annavad küllaldast võimendust, vaatamata võnkeringide omaduste langemisele neil sagedusil. Sääraste lampide esindajaiks on pentoodid 6Ж1П, 6Ж3П, 6Ж4П, 6П9 jt.

f) Kuue elektroodiga lamp — heksood. *Heksood* kujutab endast nelja võrega eriotstarbelist lampi, mis on ette nähtud *sagedusmuundajana* superheterodüün-vastuvõtjates. Kuna muunduslambi ülesandesse kuulub peale signaalisageduse ja ostsillaatorsageduse segustamise ühtlasi ka ostsillaatorsageduse genereerimine, siis säärased heksood-tüüpi lambid ehitatakse peaaegu eranditult kombineerituna koos triood-ostsillaatoriga ühisesse lambikesta. Seepärast nimetatakse sellist liitlampi *trioodheksoodiks*. Tavaliselt heksood ja triood omavad ühist katoodi ning heksoodi kolmas võre on lambis kokku ühendatud trioodi võrega, kohapealse võnkesageduse vahetuks ülekandmiseks heksoodi süsteemi.

Heksoodis esimene võre toimib tavalise juhtvõrena, millel on muutlik tõus ja millele lülitatakse muudetav võre-eelpinge koos signaalipingega. Teine ja neljas võre on lambis ühendatud kokku ja toimivad varivõrena, vältides üheaegselt anoodpinge tagasimõju anoodvoolule, nagu tetroodigi juures, ning kolmanda võre mõju esimesele võrele. Kolmas võre saab trioodilt kohaliku sagedusega pingeid, mis muutuvad oma positiivsete ja negatiivsete amplituudväärtuste piirides. Selle tulemuseks on teise võre keskkonnas ruumlaengu tekkimine ning anoodvoolu sulgemine kolmanda võre negatiivsel pooltsüklil ja anoodvoolu läbilaskmine positiivsel pooltsüklil.



Joon. 8 — 9. Mitme elektroodiga ja liitlampide lülituslikke kujutusi: *a* — pentood, *b* — trioodheksood, *c* — segustusheptood ja moodne muundusheptood, *d* — vanemat tüüpi muundusheptood (pentagrid), *e* — triood-heptood, *f* — oktood.

Ühises elektronide voolus, mis saabub anoodile, sisalduvad üheaegselt nii signaalipingelt esimese võre kaudu kui ka kohalikult ostsillaatorpingelt kolmanda võre kaudu avaldatud jäljendid.

Kuna heksoodil puudub sulgvõre, siis tema anoodil võib samuti kui tetroodiski tekkida sekundaaremissioon ning põhjustada negatiivse sisetakistuse tekkimist.

g) Seitsme elektroodiga lamp — heptood. Heptood, samuti kui heksoodki, kujutab endast eriotstarbelist sagedusmuundus- või segustuslampi[1]. Ehitusviisilt ja töötamispõhimõttelt jagunevad heptoodid kolme rühma: segustusheptoodid, muundusheptoodid (pentagridid) ja muundus-trioodheptoodid.

Segustusheptood vajab muundajana töötamiseks eraldi ostsillaatorlampi. Oma ehituselt ta erineb triood-heksoodist sellega, et tal puudub trioodosa ja et heptoodosas neljanda võre ja anoodi vahele on asetatud viies võre — sulgvõre, millega välditakse anoodi sekundaaremissioonist tekkiv negatiivse sisetakistuse nähtus, mis heksoodis võis põhjustada lambi töö ebastabiilsust. Tüüpilisemaks selle rühma esindajaks on 6Л7, mille lülituslik kujutus on toodud joonisel 8 — 9*c*.

Muundusheptood kujutab endast heksoodi, millele esimese ja teise võre vahele on paigutatud nn. anoodvõre. Konstruktiivselt anoodvõre ei kujutagi endast võret tavalises mõistes, vaid ainult kahte võrede vahele asetatud metallvarrast. Muundusheptood erineb oma töötamispõhimõttelt teistest samalaadilistest lampidest sellega, et tema esimene ja teine võre toimivad ühtlasi kohaliku sageduse ostsillaatorina, kusjuures esimene neist kujutab võret, teine anoodi. Neljandale võrele antakse reguleeritav eelpinge ja signaalpinge. Kolmas ja viies võre kujutavad endast varivõret ja on lambis kokku ühendatud. Nende ülesandeks on vältida esimese ja teise võre mõju neljandale võrele. Muundusheptoodis toimub seega muundusprotsess puhtelektroniliselt ühes lambis.

Tüüpilisemaid muundusheptoode on 6A8, mille lülituslik kujutus on toodud joonisel 8 — 9*d*.

Kirjeldatud muundusheptood on kaasajal asendatud viimistletuma konstruktsiooniga muundusheptoodiga 6A7, mille lülituslik kujutus sarnaneb segustusheptoodiga ja milles ostsillaatori ülesanne täidetakse kolme esimese elektroodi — katoodi, 1. võre ja 2. võre abil maandatud anoodiga kolmpunktlülituses.

Muundusheptood oli esimesi eriotstarbelisi muunduslampe üldse ja püsis sellisena ainulaadsena võrdlemisi kaua. Vaatamata varivõrele pole temas ostsillaatorvõrede (G_1, G_2) mõju signaalvõrele (G_4) siiski kõrvaldatud, mistõttu ta ei ole suuteline tänapäeval oma ülesandeid enam eeskujulikult täitma, eriti lühilainete vastuvõtul, ja ta on andnud teed moodsamaile viimistletumaile esindajaile.

Triood-muundusheptood erineb triood-heksoodist ainult sellega, et neljanda võre ja anoodi vahele on asetatud viies võre — sulgvõre, millega välditakse negatiivse sisetakistuse nähtus. Seega triood-heptoodmuundaja kujutab käesoleval arenguastmel viimistletumat muunduslampi. Triood-heptoodi lülituslik kujutus on toodud joonisel 8 — 9*e*.

h) Kaheksa elektroodiga lamp — oktood. Oktood kujutab endast muundusheptoodi, milles viienda võre (varivõre) ja anoodi vahele on asetatud sulgvõre, millega välditakse negatiivse sisetakistuse tekkimist. Muud töötamisomadused on sarnased heptoodmuundajaga. Oktoodi lülituslik kujutus on näidatud joonisel 8 — 9*f* ja ta tüüpilisi esindajaid on 6И1П.

i) Liitlambid. Lampide praktilise rakenduse seisukohalt valmistatakse sageli lampe kombineerituna ühises lambikestas. Tüüpilisemaiks neist on, nagu eespool juba käsitletud, triood-heksood, triood-heptood. Väga sageli kasutatakse trioodide ja pentoodidega kombineeritud dioode, mille esindajaiks on kaksikdiood-triood (CO-185, 6Г2, 6Г7) kaksikdiood-pentood (CO-193, 6B8C), kaksikdiood (6X6C), kaksiktriood (6H7C, 6H8C, 6H9C). Tavaliselt liitlampidel on ühised katoodid, mõnede üksikute erinevustega, näit. 6X6C, millel kumbki dioodi süsteem on teineteisest täielikult isoleeritud.

8 — 7. LAMPIDE SISENDMAHTUVUS JA SISENDTAKISTUS.

Madalsageduse võimendamisel elektronlamp kujutab endast ideaalset seadist, mis ei tarvita sisendringis mingit võimsust väljandvõimsuse genereerimiseks. Sedasama võib osaliselt öelda elektronlambi kohta ka madal- ja keskraadiosageduste juures, eriti kui kasutatakse varivõrepentoode, milles võre ja anoodi vaheline mahtuvus on vähendatud praktilise piirini. Kuid alalejäänud lambi sisend- ja väljandmahtuvused piiravad ka siingi lülituse valikut.

Mahtuvust ja takistust, mis areneb dünaamilises, s. o. tööolukorras käsitletavas elektronlambi võre ja katoodi, s. o. sisendi klemmidel ja mis liitub rööbitisena eelneva võimenduslambi

[1] Segustuslambi all mõeldakse lampi, milles kaks erisageduslikku pinget segustatakse tuikesageduslike pingete saamiseks, mis anoodringis kombineeritult annavad mõlema sisendsageduse summa ja vahe. Muunduslamp kujutab endast eri tüüpi segustuslampi, milles üks sisendsagedustest tekitatakse lambi enda poolt.

anoodkoormustakistusega, nimetatakse vastavalt sisendmahtuvuseks C_s ja sisendtakistuseks Z_s. Nimelt väheneb lambi võre ja katoodi vahelise mahtuvuse C_{GK} ebatakistus sageduse suurenemisel; samuti väheneb sageduse suurenemisel ka anoodi ja katoodi vahelise mahtuvuse C_{AG} ebatakistus. Seesugused mahtuvuslikud ebatakistused, asudes rööbiti lambi anoodkoormustakistusega, põhjustavad üldise anoodtakistuse vähenemise ja seega sageduse tõustes ka võimenduse vastava langemise.

Kui näiteks võimenduslambi katoodi ja võre vaheline mahtuvus on 10 pF, siis ta ebatakistus 300 kHz ($\lambda = 1000$ m) sageduse juures $X_C = \frac{1}{2\pi fC} \approx 50\,000$ oomiga, kuid sagedusel 1,5 MHz ($\lambda = 200$ m) $X_c \approx 10\,000$ oomiga ning sagedusel 30 MHz ($\lambda = 10$ m) $X_c \approx$ ainult 500 oomiga.

Elektronlambi sisendmahtuvus tööolukorras suureneb, võrreldes ta väärtusega külmas olukorras. See sünnib osalt seetõttu, et kuumenemisega elektroodid paisuvad, kuid peamiselt katoodi-lähedase ruumlaengu tekkimise tõttu.

Suurte lambi sisend- ja väljandmahtuvuste tõttu pole seega võimalik kõrgsageduse võimendamist teostada takistus- või paispoolsidestusega, vaid ainsaks võimaluseks jääb võimendamine häälestatud võnkeringidega, milles lampide sisend- ja väljandmahtuvused liituvad rööbiti võnkeringi mahtuvusega.

Senikaua, kui on tegemist ainult võre ja katoodi või anoodi ja katoodi vaheliste mahtuvustega ja kui nad liituvad võnkeringi mahtuvusega, ei teki veel otseselt võimsuskadusid. Tegelikult aga need mahtuvused suurenevad elektroodide ühendusjuhtmete-vaheliste mahtuvuste võrra, mis ei asu enam lambi kestas, s. o. vaakuumis, vaid lambi soklis, lambi pesas jne., mille dielektrikuks kaugeltki ei ole enam endine ideaalne kaovaba dielektrik, vaid bakeliit, pertinaks jne. Seepärast on lambi sisend- ja väljandmahtuvustega alati seotud võimsuskaod, mis suurenevad sagedusega. Sääraseid võimsuskadusid vaadeldakse kui ekvivalentsel lambi sisendtakistusel tekkivaid soojuskadusid (I^2R).

Kuid sisend- ja väljandmahtuvused pole ainsaks lambi kahjuliku sisendtakistuse põhjuseks, vaid neile seltsivad teised nähtused, mida samuti vaadeldakse kui ekvivalentseid sisendtakistusi ja mis üksteisega rööbiti asudes moodustavad üldise, suhteliselt väikese, lambi sisendtakistuse.

Olulisemaks neist on elektronide piiratud liikumiskiirus lambis, mida tuleb tõsiselt arvestada ülikõrgeil sagedusil, kuna see paneb iga kindla ehitusviisiga lambi juures sagedusele piiri, millest üle võimendamine pole üldse võimalik. Neil ülikõrgeil sagedusil pole aeg, mis kulub elektronide liikumiseks katoodilt anoodile, sugugi enam tähtsusetu, võrreldes sisendpinge ühe võnkeperioodiga. Võrepinge muutumisega tekib hilinemine anoodvoolu muutumises. Kui näiteks võrepinge muutub suure kiirusega negatiivses suunas, tõukab võre elektrone, mis olid saabumas võrele eelmise positiivse pooltsükli kestel, tagasi katoodile. Samal ajal elektronid, mis parajasti jõudsid läbida võret, eemalduvad samuti võrelt, lähenedes anoodile (või varivõrele). Kuid seesugune olukord ei kujuta endast muud kui võrevoolu tekkimist võrelt sisendringi. Võrepinge muutudes positiivseks tekib analoogiline nähtus vastassuunaliselt. Võrevooluks vajalik võimsus võetakse sisendringist, mida võib asendada võimsuskaoga kindla suurusega sisendtakistuses (I^2R). Selline elektronide inertsist tingitud sisendtakistus väheneb pöördvõrdeliselt sageduse ruuduga ja langeb seega sageduse tõustes väga järsult. Kui teda sagedustel alla 15 MHz (λ üle 20 m) veel ei tarvitsenud arvestada, võib ta 60 MHz sagedusel ($\lambda = 5$ m) osutuda väiksemaks kui 2000 oomi.

Kolmandaks, samuti ainult ülikõrgsagedustel esinevaks sisendtakistuse vähenemise põhjuseks on lambi elektroodide, eriti katoodi ning nende ühendusjuhtmete induktiivsus, mille reaktiivtakistus, vaatamata nende väikestele mõõdetele, kujuneb küllaltki suureks sageduse tõustes, ületades märgatavalt elektroodide ja nende ühendusjuhtmete vahelise mahtuvustakistuse. Seepärast ülikõrgsagedusil tuleb ühendusjuhtmete induktiivsust arvestada õige tõsiselt.

Neid elektronlampide väga tõsiseid puudusi ülikõrgsagedustel saab osaliselt vähendada, kuigi mitte täiesti kõrvaldada:

1) elektroodide vahekauguse ja pindalade vähendamisega,

2) elektroodide ühendusjuhtmete lühendamisega miinimumini ja asetamisega üksteisest võimalikult kaugemale, s. o. juhtides nad lambist välja radiaalseis suundades; peale selle tehakse elektroodide ühendusjuhtmed mitmekordsetena, et sellega vähendada nende üldist induktiivsust,

3) dielektriliste kadude maksimaalse vähendamisega, kasutades lambis kõrgeväärtuslikku isolatsioonimaterjali ja sedagi võimalikult tagasihoidlikult,

4) anoodpinge tõstmisega, mis annab elektronidele suurema kiiruse,

5) lambi tõusu suurendamisega, mis säilitab võimenduse vähenenud sisendtakistuse puhul.

Need meetodid on üksteisega kohati vastuolus, kuid annavad üldise suuna miniatuursete lampide valmistamiseks, milledel oleks eriline elektroodide ehitus ja asetusviis ning milledes

elektroodide ühendusjuhtmed oleksid väga lühikesed ja toodaks välja võimalikult ilma soklita (tõrulambid ja sõrmlambid).

Veelgi suurematel, s. o. ultra- ja superkõrgsagedustel (sentimeeter- ja detsimeeterlainetel) pole need meetodid siiski küllaldased, vaid neil sagedustel rakendatakse eri põhimõttel töötavaid lampe (magnetronid, klüstronid jt.).

8 — 8. ULTRA- JA ÜLIKÕRGSAGEDUSLAMBID.

Sagedustel üle 60 MHz (lainepikkustel alla 5 m) tavalised lambid ja võnkeringid lakkavad töötamast või annavad ebarahuldavaid tulemusi. Eelmises punktis loetletud nõuete täitmiseks on välja arendatud eri liik miniatuurseid lampe, mida saab kasutada sagedustel kuni 400 MHz (lainepikkustel kuni 0,75 m). Seesuguseid miniatuurseid lampe iseloomustavad nende väikesed elektroodide ja ka üldmõõted ning kohati sokli täielik puudumine. Sel puhul elektroodid tuuakse lambikestast välja tugevate lühikeste juhtmetena, mille külge ühendatakse vahetult lülituselemendid.

Miniatuurlambid erinevad võimsuselt. Väiksemaid, nn. «tõrulampe», mis väliskujult ja suuruselt meenutavad tammetõrusid, kasutatakse eeskätt vastuvõtjates, kuid ühtlasi ka väikese võimsusega saatjates ja mõõteseadistes. Suuremaid lampe kasutatakse saatjates. Tüübilt valmistatakse neid dioodina, trioodina ja varivõrepentoodina. Sääraste trioodide sisend- ja väljandmahtuvused asuvad keskmiselt 1,0—2,0 pF piirides, võre ja anoodi vahelised mahtuvused tublisti alla 1 pF. Pentoodidel on sisend- ja väljandmahtuvused veidi suuremad, kuid võre ja anoodi vahelised mahtuvused on alla 0,02 pF.

Miniatuurlampide tüüpilisemaid esindajaid «tõrulampide» seeriast on 6С1Ж, 6Ж1Ж, 6К1Ж, sõrmlampide seeriast 6С1П, 6Н15П, 6Ж1П, 6Ж3П jt. ning üliminiatuurlampide seeriast 6Ж1Б, 6С6Б, 06П2Б jt.

Rööbiti miniatuurse ehituse põhimõttega on lambi sisendmahtuvuse ja elektroodide juhtmete induktiivsuse vähendamise eesmärgil leidnud praktilist rakendamist veel kaks suunda.

Esimesel puhul tuuakse kõik elektroodid lambikestast välja kahe-kolmekordsete juhtmetena, mille rööbiti ühendamisel üldine sisendinduktiivsus vastavalt väheneb. Kui säärane lamp lülitada koaksiaalliinilõigule, siis nii lambi sisendmahtuvus kui ka ühendusjuhtmete induktiivsus liitub liinilõigu vastavate elektriliste suurustega, mille tulemusena väheneb üheaegselt nii kiirguskadu kui ka *elektronide läbivusaja* mõju.

Teisel juhul vähendatakse elektroodidevahelisi mahtuvusi nende erilise seibitaolise ehitusviisiga, tavalise koaksiaalse ehitusviisi asemel. Ühtlasi vähendab seesugune ehitusviis ka ühendusjuhtmete induktiivsust, sest seibi võib vaadelda kui lõpmatut arvu rööbitisi juhtmeid, mille induktiivsused sel puhul samuti asetsevad rööbiti. Detsimeeter- ja sentimeeterlaine-tehnikas, kus võnkeringidena kasutatavad liinilõigud asendatakse õõsresonaatoritega, ehitatakse lamp sageli õõsresonaatoriga kokku ühisesse kesta. Sääraseid nn. majaklampe kasutatakse ostsillaatoreina sagedustel kuni 1000 MHz (lainepikkus 30 cm) ja isegi kuni 3000 MHz (lainepikkus 10 cm).

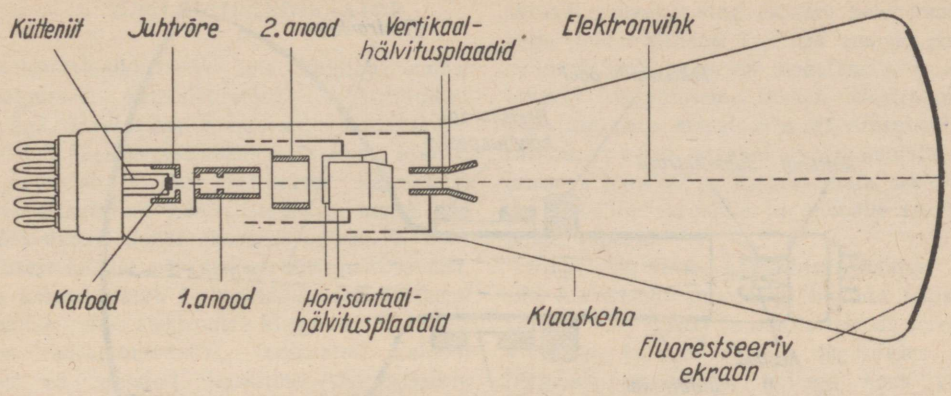
9. *peatükk.*

ERIOTSTARBELISED LAMBID.

9 — 1. ELEKTRONKIIRETORU.

Elektronkiiretoru kujutab endast elektronlampi, milles kuumutatud katoodist kiirgunud elektronidele antakse algul suur kiirus, seejärel koondatakse elektronid kitsasse vihku ja juhitakse *fluorestseerivale ekraanile*, mis elektronide vihu tabamuskohal hakkab helendama. Kitsas elektronvihk sarnaneb elektrilis-magnetilistelt omadustelt voolu juhtiva juhtmega ning välised magnet- ja elektriväljad avaldavad talle samasugust mehaanilist mõju kui voolujuhtmelegi. Kuna elektronide kaal ja inerts on väga väikesed, siis säärast vihku saab kasutada perioodiliselt muutuvate väljade suuruse ja kuju visuaalseks näitamiseks isegi kõrgetel sagedustel. Kuna elektronide vihk on üldisemalt tuntud katoodkiire nimetuse all, siis nimetatakse elektronvihu tekitamise ja visuaalse näitamise seadist ka *katoodkiiretoruks*.

Selleks, et koondada elektronide vihku võimalikult väikesele pindalale ja anda elektronidele küllaldast kiirust, mis on tarvilik valguefekti tekitamiseks fluorestseerivale ekraanile põrkamisel, on elektronkiiretoru ehitus tavalisest elektronlambist erinev. Kõigepealt kasutatakse väikesepinnalist kaudse küttega katoodi selleks, et elektronid kiirguksid võimalikult keskendatult. Katoodimaterjaliks kasutatakse suure emiteerimisvõimega aineid (näit. baariumoksüüdi),



Joon. 9 — 1. Elektrostaatilise hälvitusega elektronkiiretoru ehitus.

mis töötavad niivõrd madalail temperatuuridel, et katoodi hõõgumine ei häiri ekraanil vaadeldavat kujutist.

Katoodile järgneb silindrikujuline juhtvõre, mille ülesandeks on koondada katoodist kiirgunud elektronid ühtlasesse kitsasse vihku ja reguleerida ühtlasi ka vihu tihedust. Selleks antakse võrele negatiivne eelpinge, mille suuruse reguleerimisega muudetakse ühtlasi ekraanil tekkiva valguspunkti intensiivsust. Võrega saavutatud elektronvihu keskendumine pole aga küllaldane, kuna elektronid, olles negatiivselt laetud, mõjuvad üksteise suhtes eemaletõukavalt ja selle tulemusena vihk teel hajub. Selle mõju vähendamiseks asetatakse torus võre järele täiendavalt üks, kaks või rohkem silindrikujulist anoodi, mis positiivse pinge all olles annavad elektronidele lisakiirendust ja ühtlasi kontsentreerivad nad veelgi kitsamasse vihku. Seesugust anoodide süsteemi nimetatakse elektronläätsede süsteemiks, analoogiliselt optilisele läätsesüsteemile. Elektronläätsede süsteemi koos katoodi ja võrega nimetatakse elektronkahuriks ehk elektrongeneraatoriks. Tavaliselt esimesele anoodile antakse muudetav positiivne pinge, millega reguleeritakse elektronide vihu läbimõõt parajaks, kuna teisele anoodile antakse veelgi kõrgem, kuid püsiv pinge ja selle ülesandeks jääb peamiselt elektronidele lisakiiruse andmine (joon. 9 — 1). Elektronkiiretorus võib anoodide arv muutuda vastavalt sellele, kuidas konstruktiivselt on lahendatud elektronläätsede süsteem. Vanemates elektronkiiretorudes tekitatakse elektronide vihu kontsentreerimise otstarbel torus õige hõre gaasiatmosfäär, millest eraldunud ioonid tõkestavad elektronide vihu hajumist. Vähendatud elektronide vihu hajumise tõttu ei vaja gaasiga täidetud torud seevõrra kõrgeid anoodpingeid kui vaakuumtorud.

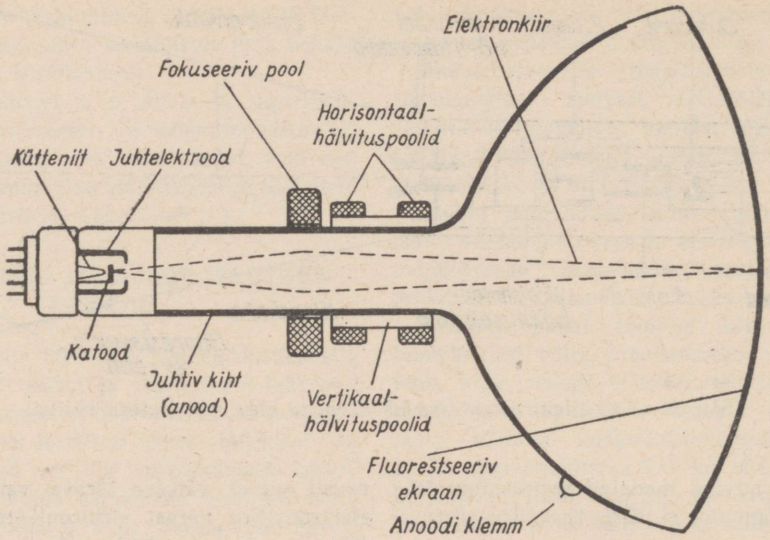
Selliselt keskendatud elektronvihk tekitab ekraanil ainult väikese terava valgustäpi. Kui elektronvihku pärast elektronläätsede süsteemi läbimist mõjutada elektri- või magnetväljadega, kaldub elektronvihk endiselt sirgjooneliselt teelt kõrvale, kusjuures hälvimise suund oleneb välja polaarsusest, hälvimise ulatus — välja tugevusest. Kui hälvitamist teostada tsükliliselt muutuva väljaga, hakkab liikuma ekraanil ka valgustäpp, joonestades ekraanile välja muutused.

Väiksemates torudes kasutatakse peamiselt elektrostaatilist elektronvihu hälvitamist. Selleks asetatakse elektronide vihu teele pärast tema teisest anoodist väljumist kaks paari hälvitusplaate, nagu on näidatud joonisel 9 — 1. Plaatide paarid on asetatud üksteise suhtes risti, millest üks paar hälvitab elektronvihku horisontaalselt, teine paar — vertikaalselt.

Üks plaat kummastki paarist ühendatakse harilikult kokku teise anoodiga, kuna teistele plaatidele antakse kõrge pingega liidetud vahelduvpinged, mis plaatide paaride vahel muutliku suurusega elektrivälju tekitades hälvitavad vastavalt elektronvihku. Kuna hälvitusplaatidele väliselt rakendatavad pinged tavaliselt omavad maapotentsiaali, siis anoodpinge positiivne poolus harilikult maandatakse.

Magnetilise hälvitamise juures (joonis 9 — 2) on toru üldehitus samasugune kui elektrostaatilise hälvituse juures, kuid puuduvad hälvitusplaadid. Selle asemel paigutatakse hälvitusplaatide asukohta kaks paari väliseid magnetimähiseid, milliseid läbiv vool tekitab vastavad hälvitus-magnetväljad.

Praktikas on veel kasutamist leidnud segahälvitussüsteemiga elektronkiiretorud, milles näiteks vertikaalne hälvitus teostatakse magnetiliselt, horisontaalne — elektrostaatiliselt, või ümberpöördult. Samuti valmistatakse eriotstarveteks, näiteks laboratoorseis mõõteabinõudes ja radareis kasutamiseks, kahe kuni kuue elektron-



Joon. 9 — 2. Magnetilise fokuseerimise ja hälvitusega elektronkiirtetoru ehitus.

kahuriga ja kallutussüsteemiga elektronkiiretorusid, milledes ühisele fluorestseerivale ekraanile kujutised projekteeruvad üheaegselt mitmelt elektronvihult.

Ekraan koosneb fluorestseerivate ainete kihist, millega kaetakse toru klaaskesta lapikpõhi. Sõltuvalt ainest omab tekitatav valgus eri värvust ning valgustuse kestust. Näiteks tsinksulfiidi fluorestseeruv-värvus on roheline, kaltsiumvolframaadil sinine, magneesiumvolframaat annab valge värvuse. Vastavalt otstarbele valitakse ekraanimaterjal kas lühema või pikema valgustuse kestusega, s. o. järelvalgustusega, mis võib ulatuda 10^{-7} sekundist kuni mitme minutini. Fotoülesvõteteks on sobivam sinine ja pikema järelvalgustusega ekraan, televisiooni otstarbeks (kineskoopides) on kohasem valge värvusega ja keskmise järelvalgustusega ekraan.

Oluliseks iseloomustussuuruseks elektronkiiretorude juures on elektronkiire hälvitustundlikkus, mis kujutab endast kiire 1 mm hälvitusulatuseks ekraanil vajatava elektrivälja *(E)* või magnetvälja *(H)* tugevuse väärtust mõõdetuna vastavalt mm/V ja mm/Oe. Elektronkiire hälvitusnurka φ määravad mõlema hälvitusviisi puhul järgmised seosed:

elektrostaatilisel hälvitusel $\varphi = \frac{E}{U_A} \cdot l$ ja

elektromagnetilisel hälvitusel $\varphi = \frac{H}{\sqrt{U_A}} \cdot l$,

kus E — elektrivälja tugevus, H — magnetvälja tugevus, U_A — kiirenduspinge, mis antakse kiirendusanoodile, ja l — hälvitusplaatide või hälvituspoolide pikkus pikuti kiirt.

Elektrostaatilise hälvitusega ja fokuseerimisega torusid kasutatakse peamiselt mõõtetehnikas, elektromagnetilise hälvitusega ja fokuseerimisega torusid aga põhiliselt televisioonivastuvõtjates kineskoopidena ja seda nimelt järgmistel põhjustel.

1. Nagu nähtub eeltoodud hälvitusnurga valemitest, väheneb magnetilistes torudes hälvitustundlikkus mitte pöördvõrdeliselt kiirenduspingega anoodil U_A, nagu elektrostaatiliste torude puhul, vaid ainult $\sqrt{U_A}$. Seetõttu magnetilise hälvitusega torudes, et suurendada kujutise heledust ekraanil, saab rakendada märksa kõrgemaid kiirenduspingeid (kuni 10 kV ja veelgi rohkem).

2. Magnetilise hälvitusega torudes on kiire hälvitusnurk märksa suurem, võrreldes elektrostaatilise hälvitusega torudega, kuna viimastes piirab hälvitusnurka hälvitusplaatide pikkus ja kaugus teineteisest. Seetõttu on magnetilise hälvitusega torud sama mõõdetega ekraani puhul elektrostaatilise hälvitusega torudest märksa lühemad ja kompaktsemad.

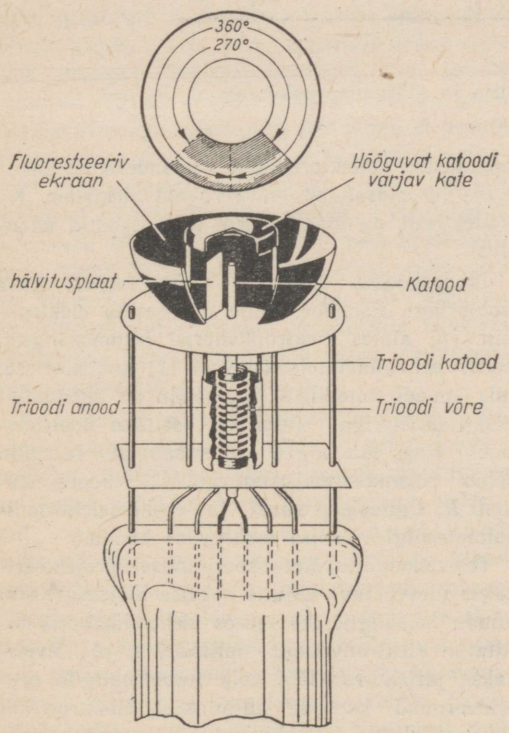
3. Magnetilise fokuseerimisega on võimalik saavutada märksa keskendatumat kiirt ja seega ekraanil teravamat valgustäppi, mis avaldub ülekantava kujutise detailide teravuse paranemises.

Moodsate elektronkiiretorude kallutustundlikkus on keskmiselt 0,2 ... 0,5 mm/V elektrostaatilise hälvituse puhul ja 0,04 ... 0,12 mm/Oe magnetilisel hälvitamisel.

9 — 2. HÄÄLESTUSINDIKAATOR.

Häälestusindikaatorit[1], mis kujutab endast miniatuurset katoodkiiretoru kokkuehitatult trioodiga, kasutatakse raadiovastuvõtjate saatejaamadele täpseks väljahäälestamiseks. Rööbiti sellega leiab häälestusindikaator kasutamist pingeindikaatorina mõõteriistades ja mujal.

Häälestusindikaator koosneb (joon. 9 — 3) tavalisest kaudse või otsese küttega trioodist, mille katood ulatub ühtlasi indikaatori süsteemi ja tekitab selles elektronide kiirgumist ühtlaselt kõigis radiaalsuundades. Indikaatori katoodi ümber on asetatud kooniline fluorestseeriv ekraan, millele antakse püsiv positiivne pinge. Positiivse ekraanipinge mõjul katoodist kiirguvate elektronide liikumine kiireneb ning põrgates vastu ekraani panevad nad selle helendama.

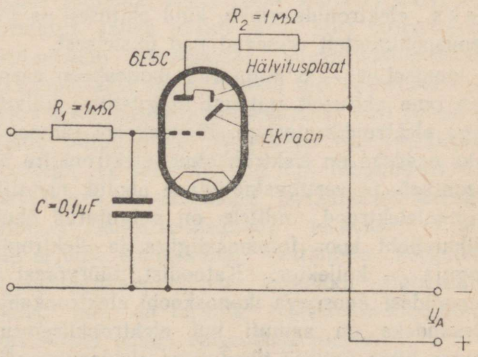


Joon. 9 — 3. Häälestusindikaatori ehitus. Negatiivse võrepinge juures on ekraan valgustatud terviklikult (360°), nullise pinge puhul tekib 90° valgustamata sektor (valgustatud sektor 270°, nagu on näidatud joonisel).

Katoodi ja ekraani vahele on katoodiga rööbiti paigutatud hälvitusplaat (mõnel lambitüübil 2—4 plaati), mis on otseselt ühendatud trioodi anoodiga. Kui anoodi pinge on võrdne ekraani pingega, siis ka hälvitusplaadi pinge võrdub ekraani pingega ning ekraani helendumine on kogu pinnal ühtlane. Kui aga anoodi, seega ka hälvitusplaadi pinge on madalam, s. o. ekraani pingest negatiivsem, lükkub elektronide vihk kallutusplaadist eemale ning hälvitusplaadi ümbruskonnas tekib ekraanil valgustamata sektor laiusega kuni 90°. Valgustamata sektori laius on võrdeline ekraanile ja anoodile rakendatud pinge vahega.

Pingevahe tekib häälestusindikaatori juures siis, kui trioodi anoodringi lülitada takisti (tavaliselt 1 ... 2 MΩ) ja muuta trioodi võrepinget. Võrepinge kõrgendamisega negatiivses suunas nõrgeneb anoodvool, millega koos väheneb pingelang anoodtakisti klemmidel. Küllalt negatiivse võrepinge juures muutub anoodvool nulliseks ning anoodpinge võrdub sel puhul ekraani pingega — ekraan helendub terviklikult. Võrepinge vähendamisel tekib anoodvool ja ühtlasi ka pingelang anoodtakistil, mille tagajärjel anood muutub ekraanist negatiivsemaks — ekraanil tekib valgustamata sektor.

Tüüpilisema häälestusindikaatori 6E5C juures 90° valgustamata sektori tekitamiseks on tarvis trioodi võrepinget vähendada 8 voldilt 0 voldile.



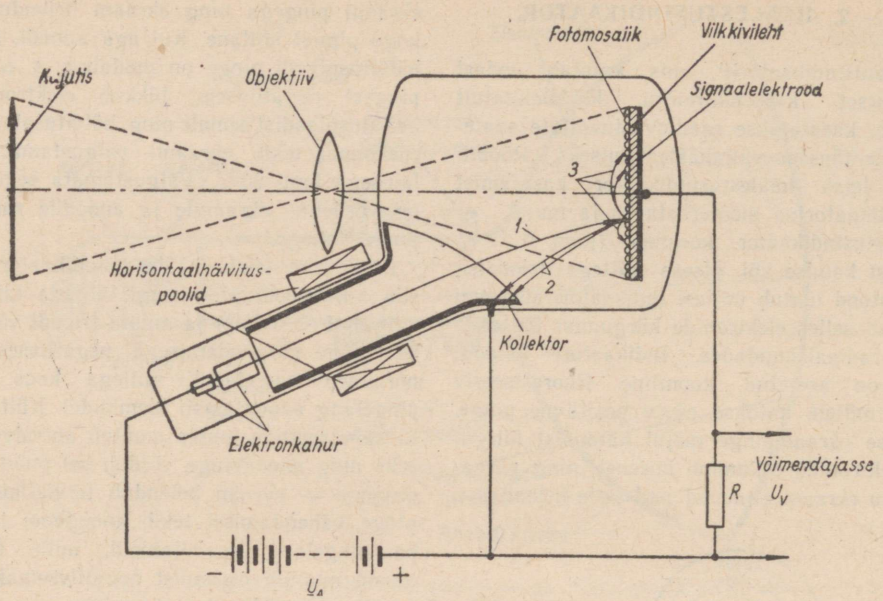
Joon. 9 — 4. Häälestusindikaatori lülitusskeem.

Peale lihtsa häälestusindikaatori valmistatakse indikaatoreid, milles kaks süsteemi toimivad ühisel ekraanil. Kuna kumbki süsteem omab eri tundlikkust, siis olenevalt trioodide ühisele võrele antud pingest kujunevad kummagi sektori nurgad erinevaiks. Selline indikaator võimaldab jälgida signaalipingete muutumist suurendatud tundlikkusega suurtes piirides. Joonisel 9 — 4 on kujutatud häälestusindikaatori lülitusskeem.

9 — 3. IKONOSKOOP.

Kaugnägemise algaastail kasutatud kujutise mehaanilistest ülesvõtteseadmetest on käesoleval ajal täielikult loobutud ning kujutise ülesvõtmiseks kasutatakse televisioonisaatjais praegu ainult moodsaid elektronseadiseid, millest levine-

[1] Rööbiti nimetusega häälestusindikaator tuntakse teda veel «maagilise silma» nimetuse all.



Joon. 9 — 5. Ikonoskoobi ehituse ja töötamise põhimõte.

numaid on ikonoskoop ja ortikon. Neis kõigis rakendatakse kujutise täppimiseks elektronide vihku, kuid ehituselt ja töötamispõhimõttelt erinevad nad üksteisest.

Joonisel 9 — 5 kujutatud ikonoskoop sarnaneb oma ehituselt mitmeti magnetilise hälvitusega elektronkiiretoruga. Ikonoskoobi tähtsamateks osadeks on elektronkahur, elektronkiire horisontaal- ja vertikaalhälvituse poolid, metallist signaalelektrood, millele on paigutatud õhuke vilkkiviileht koos fotomosaiigiga ja elektronide koguja — kollektor. Katoodist, tüürvõrest ja anoodidest koosneva ikonoskoobi elektronkahuri ülesandeks on samuti kui elektronkiiretorugi juures kitsa ühtlase tihedusega elektronide vihu tekitamine. Elektronvihu kallutamist teostatakse ikonoskoopides peamiselt magnetiliselt. Tingituna erinevast töötamisülesandest lähevad mõlemad seadised muis ehituslikes üksikasjades teineteisest lahku: elektronkiiretoru fluorestseeriv ekraan asendatakse ikonoskoobis fotomosaiigiga ning täiendatakse signaalelektroodiga ja elektronkollektoriga, mis on tarvilikud kujutise piltelementide pinnavalgustuse muundamiseks vastavateks signaalipingeteks.

Fotomosaiik koosneb väga suurest arvust üksteisest isoleeritud mikroskoopilistest fotorakukestest, mis on sadestatud õhukesele vilkkivilehele. Fotomosaiigiga kaetud vilk on kinnitatud metallist signaalelektroodile; seega omab iga mikroskoobiline fotorakk signaalelektroodi suhtes elektrilist mahtuvust. Ikonoskoobi kesta alumise osa sisekülgele sadestatud metallkiht moodustab kollektori, mille ülesandeks on koondada fotomosaiigist emiteeruvaid elektrone. Ka kollektorilt on klaaskestast välja toodud ühendus.

Ikonoskoobis (joonis 9 — 5) areneb kaks vooluringi. Esimene, mille moodustab elektronkiir (*1*) alates elektronkahurist fotomosaiigini, sellelt sekundaaremissioonvool (*2*) kollektorisse, mis anoodi toiteallika U_A kaudu on ühendatud elektronkahuriga. Teine on kasuliku koormusvoolu ring, mis algab fotomosaiigist ja mida läbib sekundaaremissioonvool (*2*), koormustakisti *R*, signaalelektroodi ja signaalelektroodi-fotomosaiigi vahelise mahtuvuse kaudu.

Televisioonülesvõtete sooritamisel projekteeritakse ülesvõetav kujutis optilise läätsesüsteemi kaudu mosaiigile, kusjuures elektronkahuris tekitatud elektronvihuga täpitakse, s. o. hälvitatakse järjekorras läbi kõik fotomosaiigile projekteerunud kujutise piltpunktid. Elektronvihu kulgemisel üle fotomosaiigi pinna areneb välise koormustakisti *R* klemmidel pinge, mille väärtus igal hetkel muutub vastavalt sellele, milline oli sel hetkel mosaiigi täpitava, fotorakkudest koosneva piltpunkti valgustus. Koormustakisti *R* klemmidel arenevat pinget kasutatakse kui kujutise signaalipinget (pärast vajalikku võimendamist) televisioonisaatja modulaatori tüürimiseks.

Üksikasjalisemal vaatlusel selgub, et töötamise ajal areneb ikonoskoobis järgmine füüsikaline protsess. Küllaldaselt intensiivse elektronvihu sattumisel täpitavale fotorakule emiteeruvad fotorakust sekundaarsed elektronid,

milledest osa langeb otsekohe tagasi fotoraku pinnale, ülejäänud osa kandub üle kas kollektorile (*2*) või teistele mosaiigi fotorakkudele (*3*). Kuna sekundaarelektrone emiteerub fotorakust mitmekordselt rohkem, kui saabub elektronide vihust, siis fotorakk ise muutub kontaktimise lõpuks kollektori suhtes positiivselt laetuks. Elektronide vihu eemaldumisel kandub vaadeldavale fotorakule pidevalt sekundaarelektrone teistelt elektronide vihu poolt täpitavailt mosaiigi rakkudelt, mille tagajärjel raku positiivne laeng aegamööda neutraliseerub ja muutub lõpuks 1½ voldi võrra kollektori suhtes negatiivseks.

Säärane laengu kiire muutumine negatiivsest positiivseks elektronvihuga kontaktimise hetkedel ja suhteliselt aeglane muutumine positiivsest negatiivseks elektronvihu kontaktimise vaheaegadel toimub kogu aeg nii valgustamata kui ka valgustatud fotorakkude juures. Vahe seisab ainult selles, et fotorakk emiteerib peale selle veel fotoelektrilisel teel elektrone, kui temale optiliselt läätselt projekteeritakse valgus. Selle tagajärjel valgustatud fotoraku pinge ei muutu kontaktimise vaheaja lõpuks niisama negatiivseks kui valgustamata fotoraku pinge ning järjekordsel kontaktimisel kandub valgustatud fotorakult kollektorile vähem sekundaarelektrone. Kuna fotorakult väljuv elektronide vool on võrdeline pinnavalgustusega, siis järelikult ka fotomosaiigi rakkudelt kollektorile kanduva elektronide voolu muutumine säilib võrdelisena raku valgustuse muutumisega.

Fotomosaiigi pinna täppimisel kontaktib elektronide vihk järjekorras kõik mosaiigi fotoelemendid. Selle tulemusena areneb mosaiigi ja kollektori vahel muutuva tugevusega elektronide vool — k u j u t i s e s i g n a a l i v o o l, mille väärtus igal hetkel on võrdeline samal hetkel täpitava mosaiigi pildielemendi valgustusega. Signaalvooluring sulgub koormustakistiga R ja kondensaatoritega, mida moodustavad signaal-elektrood ja fotomosaiik. Koormustakistis R arenev pingelang kujunebki ikonoskoobi väljandsignaalipingeks. Seejuures pole liigne tähele panna, et elektronvihu siirdumisel nõrgalt valgustatud fotomosaiigi piltpunktilt heledalt valgustatud piltpunktile langeb mosaiigilt kollektorile kanduv elektronide vool. Järelikult ikonoskoobi väljandpinge on negatiivse polaarsusega, mis tähendab, et kujutise heledale piltpunktile vastab negatiivne signaalipinge, tumedale piltpunktile — positiivne signaalipinge.

Ikonoskoobi suureks vooruseks, võrreldes teiste kujutise ülesvõtteseadmetega, tuleb pidada ta suhteliselt kõrgeid väljand-signaalipingeid, mida suudavad käsitada tavaliste elektronlampidega võimendajad. See nähtus seletub ikonoskoobi fotomosaiigi töötamispõhimõttel rajaneva l a e n g u t e s a l v e s t u m i s e g a. Kui näiteks täppimisel kujutis lahutatakse 40 000 piltpunktiks ja 1 sekundis vaheldub 25 r a a m i, siis kestab iga üksiku piltpunkti täppimine ainult 1/25 · 40 000, s. o. 1/1 000 000 sekundit ehk 1 mikrosekund. Kuna fotoelementidelt emiteeritavate fotoelektronide hulk on võrdeline pinnavalgustusega ja valgustusajaga, siis väga lühikese, 1-mikrosekundilise aja kasutamisel fotoemiteerimiseks oleks täpitava piltpunkti elektronivool ja ühtlasi ka signaalipinge väga väike. Ikonoskoobi mosaiigis kestab fotoelektronide emiteerumine ja seega laengu salvestumine iga piltpunkti fotorakkudes neile langeva valguse toimel kogu kahe teineteisele järgneva elektronivihu poolt sooritatava kontaktimise vaheaja, s. o. $^1/_{25}$ sekundit. Järelikult peaks laengute salvestamise tagajärjel laengute suurus ja ühtlasi signaalipinge tõusma kogu täpitava kujutise ulatuses $\frac{1}{25} : \frac{1}{1\,000\,000} = 40\,000$ korda.

Tegelikult aga saadakse elektronide hajumise tõttu sellest salvestatud laengust ära kasutada ainult 5 . . . 10%.

Kuid seesama, ühelt poolt soovitav salvestumisnähtus paneb teiselt poolt piiri ikonoskoobi kasutamisele moodsamas televisioonitehnikas, kus kasutatakse väga kõrgeid, üle 10 000 000 ulatuvaid piltpunktide arve sekundis. Neil juhtudel toimub piltpunktide täppimine niivõrd suurte kiirustega, et salvestumine, kui täppimisest tulenev inerts, halvab suure piltpunktide arvuga taotletud kujutise-ülekande teravuse. Peale selle ei oma ikonoskoop, vaatamata kõrgetele väljand-signaalipingetele, vajalikku valgustundlikkust, mis on tarvilik televisioon-ülesvõtete sooritamisel nõrga valgustuse juures.

Ikonoskoobi teisteks tõsisemateks puudusteks on «tumeda täpi» tekkimine ülekantavas kujutises ja ülekantava kujutise moondumine trapetsitaoliseks.

«Tumeda täpi» tekkimist ülekantava kujutise keskel põhjustab mosaiigist emiteeruva sekundaaremissiooni tagasikandumise ebaühtlus kogu fotomosaiigi pinnal, sest et keskmine elektronkiire poolt pommitatava mosaiigi fotoelemendi vahekaugus mosaiigi keskpunkti elementide suhtes on märksa väiksem kui mosaiigi servades asuvate elementide suhtes. Selle tulemusena muutub fotomosaiigi keskpunkt elektronkiire poolt täppimise hetkeks liigselt negatiivseks, mis vastab sellel tumeda täpi ilmnemisele.

«Tumeda täpi» kompenseerimist teostatakse suhteliselt keerukate kompenseerimislülituste abil, kusjuures reguleerimine ise peab toimuma pidevalt kogu televisiooni saateaja kestel.

Trapetsitaolist ülekantava kujutise moondumist põhjustab fotomosaiigi kallaknurk täppiva elektronvihu suhtes. Sellist kallakliku asetuse tõttu moonduvat fotomosaiigi projektsioonpinda korrigeeritakse elektronvihu täppimisulatuse vastava korrigeerimisega ridades.

9 — 4. ORTIKON.

Ortikonis, mille põhimõtteline ehitus on toodud joonisel 9 — 6, projekteeritakse kujutis optilise läätsesüsteemi abil õhukesele fotokatoodile, mille pinnalt emiteeruvad fotoelektronid pikutise magnetvälja toimel (pool asetseb silindriliselt toru jämeda otsa ümber, joonisel pole näidatud) koondatakse rööbitise vihuna fotomosaiigile. Sellega muundub valguskujutis elektroniliseks kujutiseks, kuna fotokatoodi pinna igast punktist emiteeruv fotoelektronide hulk on võrdeline vaadeldava punkti valgustusega. Fotomosaiigi alus on valmistatud niivõrd õhukesest klaaslehest, et ta elektriline juhtivus sügavusse on küllaldaselt hea, kuid pinda mööda moodustab üksikute fotorakkude vahel suure takistuse. Fotomosaiigi pinnale sattuvate fotoelektronide vihk lööb mosaiigist välja sekundaarelektrone, mis mosaiigi pinnalt lahkudes siirduvad kollektorisse. Sekundaarelektronide kaotamise tagajärjel mosaiigi fotorakud muutuvad positiivselt laetuks, kusjuures tugevama fotoelektronide kiiritusega fotorakkude laeng kujuneb suuremaks, nõrgema kiiritusega fotorakkude laeng väiksemaks, kiiritamata jäänud fotorakud jäävad neutraalseks.

Erinevalt ikonoskoobist toimub ortikoni juures mosaiigi täppimine niivõrd aeglase täppimis-elektronivihuga, et ta mitte ainult ei tekita mosaiigi fotorakkudes sekundaaremissiooni, vaid satub ainult positiivselt laetud fotorakkudele, jättes neutraalsed fotorakud täiesti puudutamata. Elektronvihu täppimine toimub magnetiliselt ortikoni kestale risti asuvate poolide abil.

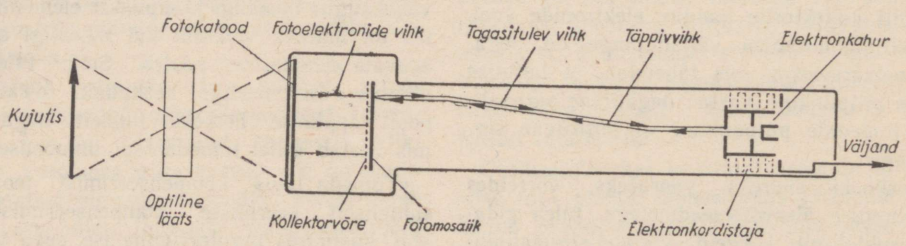
Fotomosaiigi fotorakkudega kontaktimisel täppimis-elektronvihk annab oma koosseisust ära ainult nii palju elektrone, kui palju on tarvilik fotorakkude positiivse laengu neutraliseerimiseks. Ülejäänud elektronvihu osa, olles moduleeritud kujutise piltpunktide valgustusega, pöördub tuldud teed tagasi ja kandub katoodist positiivsema pinge all olevale ketas-anoodile, kust vihu toimel emiteeruvad sekundaarelektronid ning jätkub võimendamine elektronkordistajas. Elektronkordistaja väljandis saadavad signaalipinged on mitusada korda kõrgemad kui tavalise ikonoskoobi väljandpinged. Säärane suure tundlikkusega televisiooniülesvõtte seade võimaldab teostada kujutise ülesvõtmist õige nõrga valgustuse juures, isegi tikutule valgusel. Tundlikkuse tõstmise saladus seisab ortikoni laengute salvestamise põhimõtte täielikumas rakendamises.

9 — 6. FOTORAKUD JA FOTOELEMENDID.

Tavaliste elektronlampide juures ilmneb sekundaaremissioon kahjuliku nähtusena, tekitades moonutusi lambi normaalses tööprotsessis. Sekundaaremissiooni tekkimise eeltingimuseks on hea emiteerimisvõimega pindade ja küllaldase kiirusega suunatud elektronide voolu või valguskiirituse olemasolu. Seejuures pole sugugi oluline, et emiteerivad pinnad oleksid kuumutatud olekus, nagu see on tarvilik primaarelektronide voolu tekitamisel termilise emissiooni puhul. Tavalise elektronlambi võres ja anoodis tekib sekundaaremissioon juba siis, kui neile on rakendatud kuumutatud katoodi suhtes 10-voldine positiivne pinge.

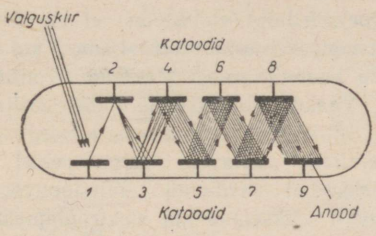
Sekundaaremissiooni nähtust, kui ebasoovitavat tavaliste elektronlampide juures, kasutatakse edukalt elektronkordistajais. Need kujutavad endist elektronlampe, milles elektronide vool võimendatakse külmadest katoodidest mitme järjekordse põrkamise teel väljalöödavate uute sekundaarelektronide paljunemise arvel. Säärased elektronkordistajad on muutunud mitte ainult tõsisteks võistlejateks tavalistele elektronlampidele, vaid teatavail juhtudel, näiteks võimendaja televisioon-ülesvõtte seadmeis, on nad muutunud asendamatuiks.

Joonisel 9 — 7 on kujutatud elektronkordistaja töötamispõhimõte, milles neli paari katoode (1 . . . 8) asuvad vastakuti, olles üksteise suhtes nihutatud; neile antakse järjekorras kõrge-



Joon. 9 — 6. Ortikoni ehituse ja töötamise põhimõte.

nev positiivne pinge. Esimesele neist (1) langeb valguskiir, mille mõjutusel temast lüüakse välja õige nõrk sekundaarelektronide vihk. See sekundaarelektronide vihk, saades positiivse pinge all olevalt teiselt katoodilt lisakiirenduse, põrkab vastu teist katoodi, kust lööb omakorda



Joon. 9 — 7. Elektronkordistajate ehituse üldpõhimõte.

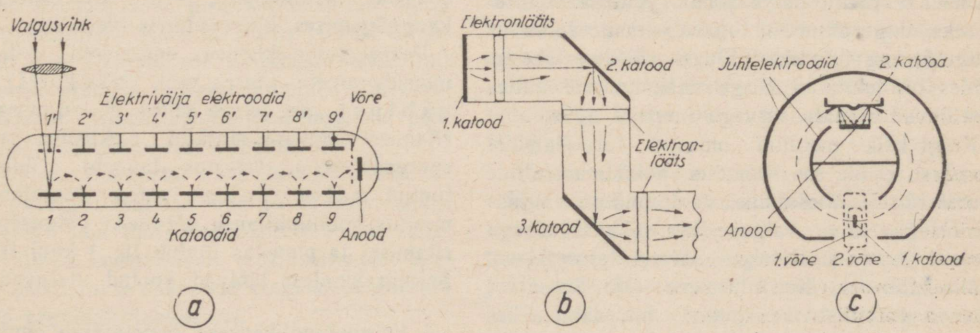
välja suurema arvu sekundaarelektrone. Säärane korduv sekundaarelektronide väljalöömine, s. o. endapaljundamine, jätkub järjekorras teisest kuni kaheksanda katoodini, kust lõplikult võimendatud elektronide vihk suundub anoodile. On selge, et anoodis saadav elektronide vool on võrdeline esimesele katoodile langeva valguskiire intensiivsusega. Fotorakuna toimivat esimest katoodi võib tarbe korral asendada kuumutatava katoodiga ning selles tekkivat primaarelektronide voolu reguleerida 1. ja 2. katoodi vahele asetatava võre kaudu nagu tavalise elektronlambi juures.

Sekundaaremissiooni soodustamiseks elektronkordistajais valmistatakse külmalt töötavad katoodid eriti kõrge emiteerimisvõimega ainest, näiteks tseesium-hõbeoksüüdist, mille juures iga elektron põrkamisel järgmise katoodiga lööb sellest välja 10 ... 12 sekundaarelektroni. Seega joon. 9 — 7 kujutatud elektronkordistaja võimendus $N = 10^{n-1} = 10^{8-1}$ s. o. $10^7 \ldots 10^8$.

Toodud lihtsa põhimõttelise lülituse juures on tõenäoline, et elektronide paljundamise protsess moondub, sest osa sekundaarelektrone juba esimestelt katoodidelt «hüppavad üle» anoodile, mõjutamata vahepealseid katoode. Sel puhul täielik paljundusefekt läheb kaduma ning saadav üldvõimendus kujuneb tunduvalt väiksemaks arvutatust. Seepärast hoitakse praktilistes lülitustes elektronide kulgemine kindlates roobastes kas magnetiliste või elektrostaatiliste abiväljade toimel. Vastavalt sellele liigitatakse elektronkordistajaid magnetilisteks ja elektrostaatilisteks elektronkordistajateks.

Joonisel 9 — 8*a* on toodud magnetilise elektronkordistaja lülitus. Selles, nagu eespool vaadelduski (joon. 9 — 7), katoodide 1, 2 ... 9 positiivsed pinged progressiivselt suurenevad. Sekundaarelektronidele lisakiiruse andmiseks on katoodidele vastakuti asetatud elektrivälja tekitamiseks eri elektroodid 1′, 2′ ... 9′, milledele antakse ühe astme võrra kõrgem pinge, s. o. elektrood 1′ saab 2. katoodi, elektrood 2′ saab 3. katoodi pinge jne. Ristiasuva magnetvälja mõjutusel, mis tekitatakse välise magnetimähisega (jõujooned on suunatud ülalt alla, risti joonise pinnale), kallutatakse kiirendatud sekundaarelektronid katoodidest 1 ... 9 vastasasuvate elektroodide 1′ ... 9′ suunas nurga all tagasi paremale, järgnevale katoodile, kust toimub uus järjekordne sekundaarelektronide väljalöömine. Säärane protsess jätkub alates 1. katoodilt 2-le lõppedes viimase, 9. katoodiga, millest kiirendatud elektronid koondatakse võre kaudu anoodile. Käesoleval juhul 1. katood toimib fotorakuna, mida kiiritatakse optilises läätses koondatud valgusvihuga.

Elektrostaatilises elektronkordistajas, mille ehituspõhimõte on kujutatud joonisel 9 — 8*b*, koondatakse katoodist kiirguvad elektronid elektrostaatilise elektronläätse abil vihku ja suunatakse 2. katoodile. Kuna 2. katood asetseb 1.-ga 45° nurga all, siis sealt kiirguvad sekundaarelektronid kulgevad risti primaarelektronidega. Järjekordse vihkukoondamisega järgneva elektronläätse poolt juhitakse sekundaarelektronide vihk 3. katoodile, kus tekib uus elektronide paljunemine. Seesugune protsess jätkub seni,



Joon. 9 — 8. Elektronkordistajate tüüpe: *a* — magnetiline elektronkordistaja, *b* — elektrostaatiline elektronkordistaja, *c* — sekundaarelektronlamp.

kuni lõpuks võimendatud elektronide vihk jõuab anoodile.

Kuigi seade oli algul mõeldud ja välja arendatud väga nõrkade fotoelektriliste voolude võimendamiseks, mida tavaline elektronlamp polnud suuteline teostama, on sekundaarelektronilist võimendamist hakatud kasutama koos normaalse kuumutatud katoodiga ja juhtvõrega. Väga lihtsa ehitusviisiga sekundaarelektronlambilt, milles tekitatakse ainult ühekordne elektronide paljunemine, saavutatakse suuri tõuse — 10...15 mA/V kohta, kuna mitmekordse paljundamisega suurenevad tõusud kuni 130 ja rohkem. Pealegi on säärased lambid kõlblikud kasutamiseks kuni 300 MHz, sest läbivusaja kaod on neil väikesed.

Üks sääraseid *sekundaarelektronlampe* on kujutatud joonisel 9 — 8*c*, milles kuumutatud esimesest katoodist väljakiirguvad elektronid tõmmatakse positiivse pinge all oleva teise võre poolt läbi esimese võre, mis on negatiivselt eelpingestatud ja esineb juhtvõrena. Seejärel elektronid satuvad kahe silindrikujulise juhtelektroodi vahelisse õõnsusse. Piiratuna negatiivselt laetud juhtelektroodidest, jätkavad elektronid teekonda ringikujuliselt seni, kuni nad põrkavad kokku teise katoodiga, millest väljalöödud sekundaarelektronid moodustavad lõpliku anoodvoolu.

Sekundaaremissiooni tõttu on sellise lambi tõus suhteliselt kõrge ja võrdub tüüp 4696 juures 14,5 mA/V, kusjuures võre ja anoodi vaheline mahtuvus on alla 0,005 pF.

9—6. FOTORAKUD JA FOTOELEMENDID.

Metallid, kui neid kiiritada valgusega, muutuvad fotoelektriliselt aktiivseks, s. o. hakkavad emiteerima elektrone, kusjuures emiteerimise intensiivsus on võrdeline pinnavalgustusega. Seadist, mis koosneb fotoelektriliselt elektrone emiteerivast katoodist ja elektrone vastuvõtvast elektroodist — anoodist, nimetatakse *fotorakuks*. Elektroodide pinna puhtuse säilitamiseks ning sõltumatu fotoemissiooni saamiseks paigutatakse fotorakud klaas- või kvartskesta, milles on tekitatud kõrge vaakuum või milles sisalduvad madala survega inertsed gaasid.

Kuigi kõik metallid omavad fotoelektrilist omadust, ei ole see omadus kõikide metallide juures siiski ühesugune, vaid muutub valguse värvusega, s. o. valguse lainepikkusega. Iga metalli juures eritletakse pikimat lainepikkust, millisel fotoelektriline emissioon tekib. Seepärast leiavad praktilist kasutamist fotorakkude katoodimaterjalina peamiselt seesugused metallid, millede aktiivne valgusspekter asub nähtava valguse ja infrapunase ning pikema ultravioletse valguse piirides. Säärasteks metallideks on tseesium, rubiidium, kaalium, naatrium ja liitium. Tavalised metallid nagu raud, vask, nikkel jne. muutuvad valgustundlikeks alles väga lühikese lainepikkusega ultravioletse valgusega kiiritamisel.

Fotoelektriline emissioon ei ole sõltuv katoodi temperatuurist nii kaua, kui seda ei mõjuta kuumutamisest tekkinud termiline emissioon. Vaakuumfotorakkude fotoelektriline emissioon on võrdeline pinnavalgustusega katoodimaterjalide vastavas valgusspektri lõigus. Fotorakkudelt saadavad emissioonvoolud on tunduvalt väiksemad kui elektronlampide emissioonvoolud. Nii näiteks kõige tundlikuma vaakuum-fotoraku vool 60-vatise valgustuslambi kiiritusel 25 cm kauguselt võrdub kõigest 10...20 μA.

Fotoelektrilisel teel emiteerunud elektronidele kiirenduse andmiseks lülitatakse, samuti kui elektronlampidegi juures, anoodi ja katoodi vooluringi vooluallikas pingega 60...100 volti. Vaakuum-fotorakkudelt saadav emissioonvool küllastub juba suhteliselt madalate anoodpingete juures (20...30 V), kuid gaas-fotorakkude emissioonvool tõuseb pidevalt anoodpinge tõustes (fotorakus tekkiva ioniseerimise tagajärjel). Kuigi gaas-fotorakud on suurema *valgustundlikkusega*[1] kui vaakuum-fotorakud, pole nad rakendatavad neil juhtudel, kus on tarvilik täpne pinnavalgustuse ja voolu muudatuste lineaarsusest kinnipidamine, eriti valgustugevuse muutumisel suurte sagedustega, näiteks televisioonisaate ülesvõttel, sest gaas-fotoraku fotovool omab teatavat inertsi. Muudeks, vähemtäpseteks ülesanneteks on gaas-fotorakk oma suurema tundlikkuse tõttu isegi otstarbekam.

Fotorakke kasutatakse valgustugevuse mõõtmiseks (fotomeetrias), fotokontrollseadmeis (liikuvate esemete loendamiseks valgusvihu katkemise teel, esemete liigitamiseks värvuste järgi jne.) ja voolu moduleerimiseks valguse intensiivsuse muutumise järgi (foto-telegraafis, kaugnägemises, kinoseadmeis jne.).

Peale fotoelektrilise emissiooni eritletakse mõnede ainete juures veel *fotojuhtivuse nähtust*, mis seisab selles, et valgusega kiiritamisel õhukese ainekihi elektriline juhtivus suureneb (s. o. takistus langeb). Üldisemalt tuntud *seleenraku* juures voolujuhtivuse muutus voolujuhtivuse võrdlusel valgusega kiiritamisel ja pimedas ulatub 10 : 1 kuni 1000 : 1. Seleenrakkudest läbivad voolud ulatuvad kuni

[1] Valgustundlikkuseks nimetatakse emiteeriva voolu tugevust mikroamprites valgusvoo ühiku kohta luumenites, s. o. μA/Lm.

Tabel 9 — 1.

Fotorakkude, fototakistite ja fotoelementide põhiparameetreid.

Tüüp	Katoodi koostis	Kesta täide	Tööpinge V	Süütepinge V	Tundlikkus µA/Lm	Maksimaalne spektraaltundlikkus Å
	Fotorakud					
ЦГ-3	Tseesiumoksüüd	gaas	240	300	150	7000 ... 8000 ja 3000 ... 4000
ЦГ-4	Tseesiumoksüüd	gaas	240	310	150	
ЦГН-4	Tseesiumoksüüd	gaas	90	140	100	
СЦГ-51	Antimon-tseesium	gaas	180	275	150	4500 ... 5000
СЦВ-51	Antimon-tseesium	vaakuum	90 ... 240	—	80	
	Fototakistid					
ФС-А1	Seleen	—	—	—	7 500	
ФС-А2	Seleen	—	—	—	50 000	
ФС-КО	Tallium	—	—	—	900 000	
ФС-К1	Tallium	—	—	—	1 200 000	
ФС-К2	Tallium	—	—	—	900 000	
	Fotoelemendid					
	Vaskoksüüd	—	—	—		100 ... 200 kuni 4000
	Talliumsulfiit	—	—	—		
	Seleen	—	—	—		400 ... 500

0,5 mA. Kuna seleenrakkudes pinnavalgustuse ja voolu suhe pole kuigi lineaarne, siis kasutatakse neid vaid vähem vastutusrikastel juhtudel ja peamiselt ainult indikaatoritena. Üldisemalt tuntakse selliseid fotoelektrilisi seadiseid *fototakistite* nimetuse all.

Lisaks eelmistele fotoelektrilistele seadistele — fotorakkudele leiavad kasutamist veel kolmandat liiki seadmed — *fotoelemendid*, milles valgusvoo kiirituse toimel areneb elektromotoorne jõud. Nende paremuseks on, et nad ei vaja töötamiseks lisa vooluallikaid; puuduseks on nende suur sisemahtuvus ja sõltuvus töötemperatuurist.

9 — 7. REGULAATORLAMBID.

Raadioseadmete korrapärase ja häireteta töötamise üheks eeltingimuseks on, et lampidele antavad toitepinged oleksid püsivad, vaatamata kohalike vooluallikate pingekõikumistele, ning et raadioseadmeis endis ei tekiks häireid käivitamisel, s. o. toitevoolude lülitamise hetkel, mil toidetavais esemeis (eeskätt lampides) ülieminekul külmast olekust kuumutatud olekusse pole veel tekkinud normaalne tööolukord.

Seesuguste puuduste vähendamiseks kasutatakse gaasiga täidetud seadiseid, mis, kuigi mitte alati oma töötamispõhimõttelt, siis vähemalt väliselt, meenutavad elektronlampe. Seepärast käsitletakse sääraseid esemeid käesolevas punktis regulaatorlampidena.

a) Barreter. Barretreiks nimetatakse sääraseid lisatakisteid, mis hoiavad neid läbiva voolu püsivana klemmipinge teatavais piirides muutumisel. Barretreid kasutatakse eeskätt järjestikku köetavate lampide küttevoolu püsivana hoidmiseks, eriti käivitushetkel. Et raadiolampide katoodid töötavad keskmiselt 600 kuni 700° C temperatuuridel, siis kütteniidi takistus üleminekul külmast olekust kuumutatud olekusse suureneb keskmiselt 10 ... 12 korda. Kuna lampide kütteniidid on dimensioneeritud töötamiseks kuumutatud olekus, siis lülitushetkel areneb küttevool samuti 10 ... 12-kordseks, mis kahjustab lampide normaalset kasutuse iga. Seepärast lülitatakse köetavaile lampidele järjestikku barreter, mis tunduvalt vähendab voolu kõikumist. Ühtlasi kasutatakse barretreid lampidega järjestikuselt lülitatuna ka patareiaparaatides, kus toitepinge muutub veelgi suuremates piirides, kuna lisaks kütteniitide takistuse muutumisele üleminekul külmast olekust kuumutatud olekusse muutub suurtes piirides veel küttepatarei või aku klemmipinge. Mõnikord lülitatakse barretrid raadioseadme võrgu toitetrafo primaarmähisega järjestikku, et vähendada võrgupinge kõikumistest tingitud toitevoolu muutumist ja säilitada seega pinge püsivust raadioseadmeis terviklikult.

Barreter koosneb tavaliselt vesiniku atmosfääri paigutatud rauast kütteniidist. Ta toimimispõhimõte rajaneb raua suurele takistuse temperatuuritegurile ning vesiniku heale soojusjuhtivusele. Barretrile elektripinge rakendamisel püsib lineaarsus pinge ja barretrit läbiva voolu vahel seni, kuni kütteniidi temperatuuri tõus on madal ja temperatuuri tõusust tingitud takistuse

juurdekasv väike. Kriitilise pinge juures muutuvad nii soojuse juurdekasv kui ka takistuse tõus seevõrra suurteks, et vool jääb praktiliselt püsivaks isegi pinge suurtes piirides muutumisel. Vesiniku atmosfääri hea soojusjuhtivuse tõttu tekib samal ajal teatud tasakaal soojuse juurdetuleku ja välisesse ümbruskonda ärajuhtimise vahel. Alles pärast teist pinge kriitilist piiri, mil vesiniku keskkond ei suuda enam juurdetulevat soojushulka vähendada ärajuhtimise teel, lõpeb barretri reguleerimistoime.

Sellise omaduse tõttu hoiab barreter tekkivate pingemuutuste korral voolu võrgus püsivana, kuid ei suuda vältida eelmainitud ülevoolu tekkimist seadme startimisel.

Seepärast kasutatakse barretreid koos u r d o k s t a k i s t i t e g a[1], mis omavad külmalt väga suurt, kuid soojalt, pärast voolu läbimist, väikest takistust. Seega hoiab urdoks-takistiga kombineeritud barreter küttevoolu püsivana teatavais toitepinge muutuste piirides ja ühtlasi kaitseb lampe ülevoolu eest startimisel.

Barreter-urdokseid valmistatakse normaalselt vooludele 0,05, 0,1, 0,2, 0,3, 0,4, 0,5 amprit reguleeritava pingega 1 ... 260 voldini.

b) Pingestabilisaator. Pingestabilisaatorid kujutavad endist kahe elektroodiga lampe, mille elektroodid on paigutatud hõredasse inertsete gaaside, tavaliselt neooni-heeliumi või argooni segu keskkonda. Seesugustes lampides katoode ei kuumutata, mistõttu madalatel pingetel elektronide vool on väga nõrk. Anoodpinge tõstmisega kriitilise, nn. s ü ü t e p i n g e n i, mis oleneb gaasi koostisest ja hõredusest ning võrdub keskmiselt 70 ... 180 voldiga, tekib lambis gaaside ioniseerumine; sellega kaasneb järsk anoodvoolu tõus ja omapärane helkimine elektroodidel, mis harilikult on roosaka või sinaka värvusega. Helkimise omaduse järgi tuntakse neid lampe üldisemalt h u u m l a m p i d e nimetuse all. Ioniseerumise nähtus seletub sellega, et katoodilt anoodile liikuvad elektronid omandavad süütepinge juures niivõrd suure kiiruse, et gaasi molekulid nendega kokku põrgates purunevad elektronideks ja positiivseteks ioonideks. Selliselt tekitatud vabad elektronid omandavad anoodi külgetõmbe mõjul samuti küllaldase kiiruse teiste gaasi molekulide purustamiseks. Säärase protsessi pideva arenemise tulemuseks on anoodvoolu järsk tõus, mis võib tõusta lambile ohtlike suurusteni. Seepärast lülitatakse huumlampidele vooluallikaga järjestikku piiramistakistus, millega välditakse voolu tõusmine üle lubatavate väärtuste. Pärast seda, kui ioniseerumine kord on tekkinud, võib anoodpinget teatud piirides vähendada alla süütepinge väärtuse, ilma et ioniseerumine katkeks. Alles tunduva anoodpinge vähendamisega kuni nn. k u s t u m i s p i n g e n i lakkab ioniseerumine, kusjuures anoodvool langeb järsult minimaalsele väärtusele. Süüte- ja kustumispinged pole huumlambi juures täpselt püsivad suurused, vaid kõiguvad väiksemais piirides, olenedes lambi töörežiimist. Korrapärase ja ühtlase koormusega pideval töötamisel on konstantsus praktiliseks otstarbeks küllalt suur, kuid peale pikemaajalist seismist tõusevad süüte- ja tööpinged. Normaalsete töötamisomaduste taastamiseks on tarvilik huumlampi enne töösse rakendamist mõne tunni kestel normaalse koormusvooluga «sisse töötada». Sama on kehtiv ka uute lampide kasutusele võtmisel.

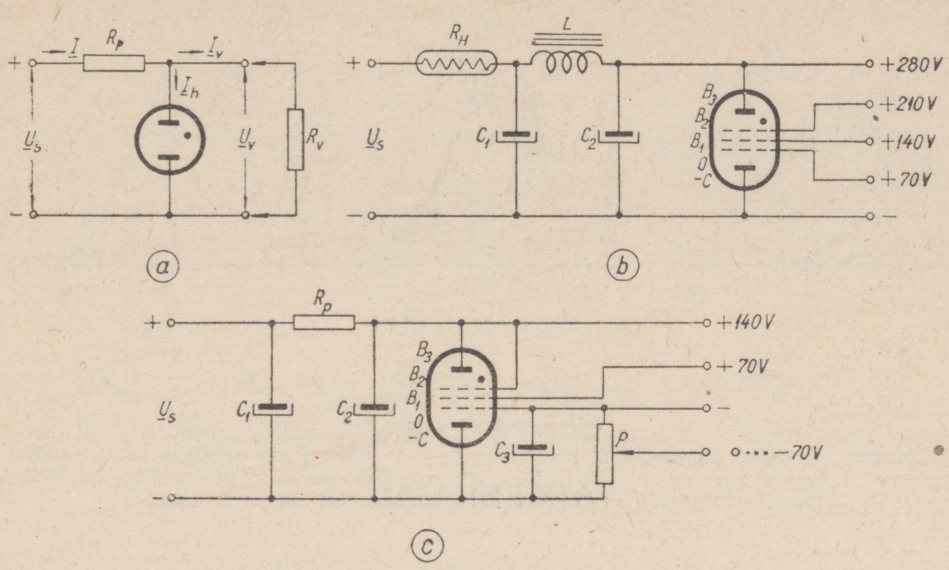
Huumlambi stabiliseerimisvõime seisab selles, et pärast süütumist suhteliselt väikesed pingekõikumised kutsuvad esile võrdlemisi suuri anoodvoolu muutusi. Näiteks 2-voldine pinge muutumine võib tekitada huumlambis 20-milliamprilise anoodvoolu muutuse. Selle omaduse ärakasutamiseks pinge stabiliseerimise otstarbel lülitatakse huumlamp rööbiti voolutarbijaga (R_v), milles soovitakse pinget stabiliseerida, ning vooluallikaga järjestikku lülitatakse p i i r a m i s t a k i s t u s R_p, vastavalt joonisele 9 — 9*a*. Stabiliseerimislülituse koostamisel tuleb arvestada, et huumlambi stabiliseerimisvõime säilib vaid süütepinge ja kustumispinge piirides, mistõttu toitepinge peab olema lambi süütepingest kõrgem vähemalt 30%. Kuna enamkasutatavate huumlampide anoodvool on piiratud harilikult 30 mA, siis pinge heaks stabiliseerimiseks tuleb toitevool jaotada nii, et keskmiselt 25% (5 ... 10 mA) läbiks huumlampi ja ülejäänud 75% (25 ... 20 mA) läheks koormusse.

Piiramistakistuse väärtuse piiravad ühelt poolt maksimaalselt lubatav huumlambi vool (I_{hmax}) nullise koormusvoolu juures ja teiselt poolt stabiliseerimiseks vajalik minimaalne huumlambi vool (I_{hmin}). Näiteks, kui toitepinge $U_s = 250$ V, tööpinge $U_v = 150$ V, maksimaalne huumlambi vool $I_{hmax} = 30$ mA, siis piiramistakistuse R_p minimaalväärtus

$$R_{p\,min} = \frac{U_s - U_v}{I_{h\,max}} = \frac{250 - 150}{0{,}03} \approx 3300\ \Omega.$$

Maksimaalne piiramistakistuse suurus määratakse keskmise koormusvoolu järgi. Üldiselt on pinge stabiliseerimine seda parem, mida suurem on piiramistakistus. Toitepinge kõikumiste puhul 10% piirides või koormusvoolu kõikumiste puhul 25% piirides säärane stabiliseerimisseadis kindlustab pingestabiilsust keskmiselt 1% ulatuses.

[1] Urdokstakisti valmistatakse uraani dioksüüdist.



Joon. 9 — 9. Pingestabiliseerimise lülitusi: *a* — tavalise huumlambiga, *b* — eritüüpi huumstabilisaatoriga —stabilovoldiga, *c* — reguleeritava eelpingega.

Tüüpilisemaid pingestabiliseerimiseks kasutatavaid huumlampe on СГ-1П, СГ-2С, СГ-3С ja СГ-4С.

Peale lihtsate huumlampide kasutatakse veel erilisi pingejagajaid-stabilisaatorlampe, nn. stabilovolte, mis eelmistest erinevad sellega, et katoodi ja anoodi vahele on lampi paigutatud mitu lisaelektroodi, millede vahel üldine stabiliseeritav pinge jaguneb mitmeks võrdseks osaks (joon. 9 — 9*b*). Seega stabilovolt kujutab endast ühisesse klaaskolbi paigutatud mitmekordset huumlampi, kusjuures iga kahe naaberelektroodi vahel stabiliseeritav pinge võrdub 70 voldiga. Stabilovoldi poolt stabiliseeritav pinge on harilikult 280 volti, mida stabilovolt jaotab astmeliselt 70 voldi kaupa, s. o. 280 V, 210 V, 140 V ja 70 V. Seejuures on stabiliseeritavad pinged üksteisest sõltumatud, vaatamata voolude muutumisele üksikuis haruühendustes. Toitepinge muutumisel 10% piirides vähenevad stabiliseeritud pinge kõikumised kuni 0,1%. Suure stabiliseerimisvõime tõttu parandab stabilovolt tunduvalt ka filtreerimist, mis tavalise paispoolist ja kondensaatoritest (L, C_1, C_2) koosneva filtriga osutus mitteküllaldaseks. Tarbe korral võib haruühendeid varustada täiendavate filterkondensaatoritega.

Kui stabiliseeritav pinge on alla 280 voldi, saab stabilisaatorit kasutada sel teel, et ühendada osa elektroode omavahel vajaduse järgi lühisesse.

Samuti kui lihtsa huumlambiga pingestabilisaatori puhul lülitatakse ka siin primaarvooluringi piiramistakistus R_p, mis joonisel 9 — 9*b* on asendatud barretriga R_H. Piiramistakistuse arvväärtuse määramine stabilovoldi juures toimub samal põhimõttel kui harilikugi huumlambi juures.

Kui anoodtoite miinusjuhtmeks kasutada katoodjuhtme asemel sellele järgneva elektroodi (O) väljejuhet, siis on võimalik seadmelt saada täiendavalt veel 70 V negatiivset eelpinget. Joonisel 9 — 9*c* on näidatud vastav lülitus, milles eelpinge on tehtud potentsiomeetri P abil reguleeritavaks 0 . . . —70 V. Samal joonisel on anood (B_3) ja sellele järgnev elektrood (B_2) ühendatud kokku, mistõttu pingestabilisaatorilt saadav anoodi toitepinge kujuneb kaheastmeliseks, +70 V ja +140 V.

Peale stabiliseerimisülesande kasutatakse huumlampe veel pingeindikaatoritena, pingepiirajatena ja elektronkiiretoru juures kallutuspinge generaatorina.

KOLMAS OSA.

VÕIMENDAJAD.

10. peatükk.

ELEKTRONLAMP VÕIMENDAJANA.

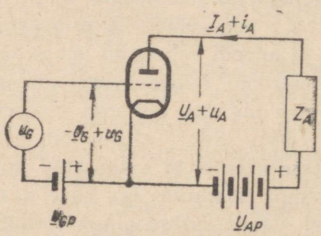
Kõigist elektronlambi laialdastest rakendusaladest on kõige rohkem levinud elektronlambi rakendamine võimendajana. Võimendajat kasutatakse siis, kui on tarvis nõrka vahelduvpinget või võimsust suurendada kasutamisotstarbele vastavate väärtusteni. Kuna võimendusprotsessi mõjutavad paljud muutlikud tegurid, nagu sagedus, võimendaja lülituselementide elektrilised omadused ja võimenduslamp ise, siis kujunevad võimenduse juures ilmnevad füüsikalised nähtused küllaltki keerukaks ja seepärast on käesolev peatükk mõeldud tervikuna võimendaja tööprotsessi lähemaks selgitamiseks.

10 — 1. VÕIMENDAMISE PÕHIMÕTE.

Nagu varem käsitletud, kutsub elektronlambi võrepinge muutmine esile anoodvoolu muutumise. Seesuguseid võrepinge ja anoodvoolu muutusi tuleb vaadelda kui alalise võre-eelpingega (U_G) ja alalise anoodvooluga (I_A) liidetud vahelduvaid võrepingeid (u_G) ja anoodvoole (i_A) mille amplituudväärtused on U_G ja I_A (joon. 10 — 1.) Kui võrepinge muutumine areneb alalise võrepinge U_G alusel perioodiliselt, näiteks siinuseliselt, siis muutub anoodvool samuti siinuseliselt võrepingele vastava alalise anoodvoolu I_A alusel.

Seni kui võre vahelduvpinge muutumine toimub tunnusjoone sirgjoonelises osas (joon. 10 — 2*a*), omab anoodi vahelduvvool täpset võrepinge kuju. See on kehtiv juhul, kui võrele rakendatakse nõrgad vahelduvpinged, mille ulatuses tunnusjoone keskosa võib vaadelda sirgjoonena.

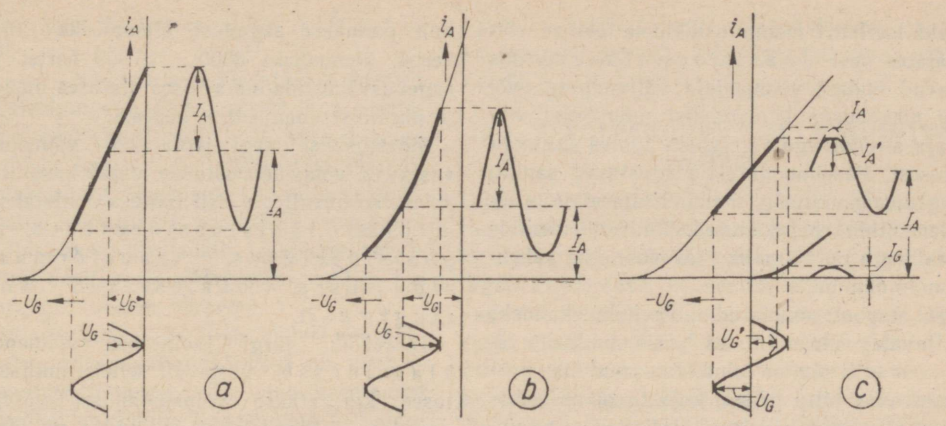
Kui aga võrepinge muutumine kandub tunnusjoone põlvikossa, lakkab lineaarsus, s. o. otsene



Joon. 10 — 1. Võimendaja põhimõtteline lülitus.

võrdelisus võrepinge ja anoodvoolu muutumises, ning anoodi vahelduvvool moonutub (joon. (10 — 2*b*). Võrekäigu positiivsel pooltsüklil anoodi vahelduvvoolu amplituud (I_A) kujuneb suuremaks kui negatiivsel pooltsüklil. Anoodi moonutatud vahelduvvool sisaldab endas peale põhisageduse, s. o. võre vahelduvpinge sageduse, veel rea uusi harmoonilisi sagedusi. Teatavasti saab iga mittesiinuselise kujuga voolu lahutada siinuseliste voolude reaks ehk harmoonilisteks, mis kujutavad endist põhisageduse mitmekordseid sagedusi. Seda liiki moonutusi nimetatakse *ebalineaarseks* ehk *amplituudmoonutuseks*.

Mõlemal vaadeldud juhul jäi võre katoodi suhtes kogu tsükli kestel negatiivseks, võret mõjutas ainult pinge ja seega võreringis võimsust ei



Joon. 10 — 2. Moonutusteta ja moonutustega võimendamine: *a* — moonutusteta võimendamine (võre-eelpinge on paras), *b* — moonutused anoodvoolus tööpunkti tunnusjoone põlvikusse paiknemise tõttu (võre-eelpinge on negatiivses suunas liiga kõrge), *c* — moonutused võrevoolu tekkimise tagajärjel (võre-eelpinge pole piisav).

kulunud. Kui aga võre vahelduvpinge amplituud muutub suuremaks kui võre-eelpinge ($U_G > \underline{U_G}$) s. o. positiivsemaks kui katood (joon. 10—2*c*), tekib positiivse tsükliosa kestel võrevool I_G samuti nagu positiivse anoodpinge puhul tekib anoodvool. Võrevoolu tekkimisel ei toimi võrering enam kadudeta, vaid selleks kulub võimsust, mida peab katma võre vahelduvvoolu allikas (eelmine võimenduslamp, mikrofon jne.). Paljudel juhtudel võre vahelduvvoolu allikas pole suuteline andma võimsust sellisel määral, et katta võrevoolu kadusid. Sageli võre vahelduvvoolu allikas omab suurt sisetakistust, mille tõttu võrevoolu läbimisel tekib allikas endas suur pingelang. Kuna see pingelang tekib ainult tsükliosa kestel, mil voolab võrevool, siis järelikult võrele antav pinge u'_G) ei kujuta enam tõetruud võre vahelduvvoolu allika (signaalipinge allika) pinge (u_G) kuju, vaid ta amplituud (U_G) väheneb võrevoolu kestel sisemise pingelangu võrra. Järelikult võrevoolu tõttu võre vahelduvpinge moonutub, mille tagajärjel tekib moonutus ka anoodi vahelduvvoolu amplituudis (I_A), mis samuti kuulub ebalineaarsete ehk amplituudmoonutuste liiki.

Kui signaaliallika sisetakistus on seevõrra väike, et temas võrevoolu voolamisel tekkiv pingelang on tähtsusetu, ja kui signaalallika võimsus suudab täielikult katta võrevoolu kadusid, siis selliseid moonutusi ei teki.

Võimendajas võivad tekkida mõlemad ebalineaarsed moonutused (põlvikul töötamise ja võrevoolu tõttu) korraga või üksikult, vastavalt sellele, kui suur on võrele rakendatava vahelduvpinge amplituud ja kuidas on valitud võre tööpunkt, s. o. alaline võre-eelpinge.

Kas ebalineaarsed moonutused on lubatavad või mitte, see oleneb võimendaja liigist: madalsagedusvõimendajais üldiselt hoitakse ebalineaarsed moonutused minimaalsetena, kuid kõrgsagedusvõimendajad töötavad tavaliselt just tunduvate amplituudimoonutustega.

Võimendamisel eritletakse veel teist liiki moonutusi, nn. l i n e a a r s e i d ehk s a g e d u s m o o n u t u s i, milliseid iseloomustab asjaolu, et kogu võrele rakendatava ühtlase amplituudiga sagedusastmiku üldkuju ei kandu täpselt üle anoodi koormusele, vaid sagedusastmiku ühes osas on amplituudid suuremad kui teises. Seejuures sagedusastmiku igas vaadeldavas osas negatiivsete ja positiivsete amplituudide väärtused ja kujud võivad jääda moonutamata. Teiste sõnadega, sagedusmoonutus avaldub erinevate sageduste ebaühtlases võimendamises.

Lampvõimendajas põhjustab lineaarseid ehk sagedusmoonutusi koormuse näivtakistuse sõltuvus sagedusest ning kõrgematel sagedustel veel lambi elektroodide-vaheline ja lülituse omamahtuvus. Seda liiki moonutusi saab vähendada miinimumini võimendusastmete sisend- ja väljandlülituse mooduse ja lülituselementide sobiva valikuga ning nad on väikseimad lülitustes, mis ei sisalda ebatakistuslikke lülituselemente.

Oleneb võimendaja ülesandest, kui suurtes piirides lineaarsed ehk sagedusmoonutused on lubatavad. Madalsagedusvõimendajalt nõutakse, et sagedusmoonutused oleksid minimaalsed kogu kuuldavate helisageduste spektris (16 . . . 20 000 Hz). Sageli aga erivajadused just tingivad suuri sagedusmoonutusi mõnes helispektri osas (Ringhäälinguvastuvõtja helikorrektsioon vastavalt kuulaja maitsele, magnetofoni võimendaja jms.). Kõrgsagedusvõimendajaile võidakse esitada tunduvalt kergemaid, kuid mõnikord ka eriti rangeid nõudmisi sagedusmoonutuste vähendamiseks.

Lisaks loetletud moonutusliikidele tekivad võimendajates veel *faasimoonutused*, mis kujutavad endast võimendaja väljandpinge või -voolu nihkenurga ebavõrdelist muutumist võimendaja sisendpinge või- voolu suhtes sõltuvalt sagedusest. Faasimoonutusi põhjustavad samuti kui sagedusmoonutusigi lambi elektroodide ja lülituselementide ebatakistused. Lülituselementide õige valikuga on võimalik faasimoonutisi vähendada miinimumini.

Nagu eespool nimetatud, pole heliülekandeks kasutatavates võimendajates faasimoonutuste vähendamine eriti oluline inimkõrva puuduliku reageerimisvõime tõttu neisse, kuid ta omab esmajärgulist tähtsust televisioonkujutise võimendajates ja kõigis neis seadmeis, mille tarbijaks on elektronkiiretoru.

Võimendajana toimides peab iga võimendusaste omama sidestusseadet nii sisendis kui ka väljandis ning töötamiseks vajalikke toitevoolu allikaid. Mitmeastmelises võimendajas võib eelmise astme väljandsidestus ühtlasi olla järgneva astme sisendsidestuseks.

10 — 2. VÕIMENDAJATE LIIGITUS.

Võimendajate juures elektronlamp toimib võimsuse muundajana, võttes anoodi toiteallikast alalisvoolu võimsust ja muutes selle vahelduvvooluvõimsuseks. Muundatud vahelduvvoolu võimsust kasutatakse kas võimendatud pinge tekitamiseks anoodvooluringi lülitatud takistuse klemmidel, mispuhul võimendajat nimetatakse *pingevõimendajaks*, või koormusele üleandmiseks, mispuhul võimendajat nimetatakse *võimsusvõimendajaks*.

Peale jaotamise võimsuse järgi liigitatakse võimendajaid veel võimendatava sagedusastmiku, sidestusviisi ja töörežiimi järgi.

Sagedusastmiku järgi jaotatakse võimendajaid põhiliselt kahte liiki: *madalsagedus-* ehk *helisagedusvõimendajaiks* ja *kõrgsagedus-* ehk *raadiosagedusvõimendajaiks*. Sellise jaotuse juures kujunevad piirsagedusteks mitte akustiliste helisageduste tajumise piirid, vaid pigem võimendajale esitatavad tehnilised nõuded ja ta tehniline väljaehitus. Madalsagedusvõimendajalt nõutakse üldiselt moonutusvaba ülekannet nii amplituudilt, sageduselt kui ka erijuhtudel faasilt kogu võimendavate sageduste spektris. Eritüüpi madalsagedusvõimendajalt nagu näiteks televisiooni seadmete kujutise piltpunktide sagedusel toimivalt *video-* ehk *avarsagedusvõimendajalt* võidakse nõuda moonutusteta võimendust alates nullisest sagedusest kuni miljonitesse hertsidesse ulatuvate sagedusteni. Kuuldavate helisageduste võimendamisel harilikult pannakse sageduse alampiiriks 16 ... 60 hertsi, ülempiiriks 8000 ... 16 000 hertsi. Kõrgsagedusvõimendajais sellises ulatuses moonutuste piiramist enamasti ei nõuta.

Sidestusviisi järgi jaotatakse võimendajaid vastavalt võimendusastmete vahel kasutatavaile sidestuselementidele. Nii näiteks eritletakse võimendajaid *takistussidestuses*, *paispoolsidestuses*, *transformaatorsidestuses*, *häälestatud võnkeringiga* jt.

Töörežiimi järgi jaotatakse võimendajaid *klassidesse*, vastavalt sellele, millises ulatuses kasutatakse võimendamisel võrepinge-anoodvoolu tunnusjooni ja kuidas on kindlaks määratud tunnusjoonel algtööpunkt.

A-klassi võimendajaks nimetatakse võimendajat, mille väljandringis (anoodringis) saadava voolu kuju praktiliselt sarnaneb sisendringi (võreringi) ergutuspingega. A-klassi võimendajas toimub võimendusprotsess kogu vahelduva sisendpinge tsükli kestel tunnusjoone sirgjoonelises osas. Võre peab olema eelpingestatud sääraselt, et sisendpinge positiivsel amplituudil ei tekiks võrevool ning et sisendpinge negatiivsel amplituudil anoodvoolu muutumine ei ulatuks tunnusjoone põlvikusse.

A-klassi võimendajates kasutatakse nii triioode kui ka pentoode.

A-klassi võimendaja režiimis töötavad tavaliselt kõik madalsageduspingevõimendajad ja väiksemad võimsusvõimendajad. Samuti töötavad A-klassi režiimis ka raadiovastuvõtja kõrg- ja vahesagedusvõimendajad.

AB-klassi võimendaja töötab suuremate alaliste võre eelpingetega kui A-klassi võimendaja. Sisendpinge (võre ergutuspinge) negatiivsel amplituudil anoodvool katkeb. Sisendpinge positiivne amplituud võib ulatuda kuni negatiivse eelpinge väärtuseni, mil võrevool veel ei teki, või kujuneda suuremaks kui võre-eelpinge, mille kestel tekib võrevool. Esimesel juhul nimetatakse võimendajat AB_1-*klassi võimendajaks*, teisel juhul — AB_2-*klassi võimendajaks*.

AB-klassi režiimis töötavat võimendajat kasutatakse peamiselt madalsageduse võimsusvõimendajana, mõnel juhul ka kõrgsagedusvõimendajana. Madalsageduse võimsusvõimendajana töötades peab võimendaja koosnema kahest *vastastakti* (puš-pulli) lülitatud lambist, mis on tarvilik tekkivate moonutuste hoidmiseks lubatud piirides. Kõrgsagedusvõimendajana töötades vastastaktlülitus pole nõutav. AB-klassi võimendajates kasutatakse põhimiselt võimsuspentoode ja jugatetroode nende i_A—u_G tunnusjoonte omapärase kõveruse tõttu.

AB-klassi võimendajate väljandvõimsus ja

anoodi kasutegur on suuremad kui A-klassi võimendajail.

B-klassi võimendaja töötab niivõrd suure võre-eelpingega, et anoodvool ilma sisendpingeta on praktiliselt null, s. o. võre-eelpinge võrdub lõikepunkti[1] väärtusega. Anoodvool voolab ainult sisendpinge positiivse pooltsükli kestel, negatiivsel pooltsüklil anoodvool on null. Positiivsel pooltsüklil võrepinge amplituud ulatub positiivsete väärtusteni, millise aja kestel harilikult voolab võrevool.

B-klassi võimendaja kujutab endast võimsusvõimendajat, milles väljandvõimsus on võrdeline sisendpinge ruuduga. Ta leiab kasutamist madalsagedusvõimendaja lõppastmena ja modulaatorina ning kõrgsagedusvõimendajana peamiselt moduleeritavale kõrgsagedusastmele järgnevais võimendusastmeis. Esimesel juhul on kahelambiline vastastaktlülitus vajalik, samuti kui AB-klassi võimendajagi puhul, teisel juhul vastastaktlülitus pole nõutav. B-klassi võimendajates kasutatakse eranditult trioode.

B-klassi võimendaja arendab suuri väljandvõimsusi ning omab suhteliselt kõrget anoodi kasutegurit, mille teoreetiline väärtus ulatub kuni 78,5%.

C-klassi võimendaja omab tunduvalt suuremat kui lõikepunkti väärtusega negatiivset eelpinget, Anoodvool voolab ainult sisendpinge positiivse pooltsükli väikese osa kestel. Normaalseks töötamiseks peab sisendpinge olema suur, mille amplituud sageli omab väärtusi, mis kutsuvad esile anoodvoolu küllastumise. Märgatavalt suurteks arenevad positiivsete võrekäikude ajal ka võrevoolud. C-klassi režiimi puhul on väljand õige tunduvalt moonutatud, mille taastamiseks on tarvilik häälestatud anoodi võnkering. Seepärast pole ta kasutamine madalsagedusvõimendajana võimalik.

C-klassi võimendaja kujutab endast võimsusvõimendajat, mida rakendatakse saatja võimendusastmeis ja ostsillaatoris enne moduleeritud astet. Ta arendab suuri väljandvõimsusi ja väga kõrgeid anoodi kasutegureid, mis ulatuvad 90%.

10 — 3. VÕIMENDUSASTMETE SIDESTUSVIISE.

Iga võimendusaste omab sisend- ja väljandringi, mis tuleb sidestada vastavalt võimendatavate pingete või võimsuste allikaga ja tarbijaga. Vaadeldava võimendusastme suhtes võivad selleks võimendatavate pingete või võimsuste allikaks ja tarbijaks olla teised võimendusastmed, kui võimendaja on mitmeastmeline. Nii sisend- kui ka väljandpoolel on sidestamise ülesandeks sobitada õigesti vooluallika ja tarbija impedantsid võimendusastme vastavate impedantsidega, et saavutada võimalikult maksimaalset pinge või võimsuse ülekannet ühtlase võimendusega kogu võimendatavate sageduste spektris.

Tegelikult sellise ülesande täitmine (eriti laias sagedusribas) on seotud raskustega, sest kasutatavate lülituselementide elektrilised väärtused, kaasa arvatud võimenduslambi elektroodidevaheliste mahtuvuste ebatakistused, muutuvad sagedusega. Tavaliselt on võimendatavate võimsuste vooluallikate sisetakistused võimendusastme võre ja katoodi vahelise sisendimpedantsiga võrreldes väga väikesed. Neil juhtudel, näiteks süsimikrofoni juures, näib olevat õigeks lahenduseks suure ülekandesuhtega sisendtrafo lülitamine vooluallika ja võimendaja sisendi vahele. Kuid madalsagedustrafode juures jõuab ülekandesuhe õige pea piirväärtuseni, mille ületamisel trafo mähiste sisemahtuvused ning puisteinduktiivsused kutsuvad esile tõsiseid lineaarmoonutusi. Seepärast sidestusprobleemi lahendamine võimendajas kujuneb pigem kompromisslahenduseks, mille juures harilikult tuleb kas ohverdada võimendust või võimsust või leppida vähemal või suuremal määral moonutustega. Lahendus ise seisab sobivaima lülituse ja lülituselementide suuruse valikus.

11. peatükk

MADALSAGEDUSVÕIMENDAJAD.

11 — 1. PINGEVÕIMENDAJAD

Pingevõimendaja töötamise tingimusi

Kõik madalsageduse pingevõimendajad töötavad A-klassi režiimis, mille põhiliseks tingimuseks on, et töökäik toimuks $i_A - u_G$ tunnusjoone sirgjoonelises osas. Selleks tuleb õigesti valida tunnusjoone sirgosa keskel tööpunkt O (joonis 11 — 1), milleks antakse lambi võrele katoodi suhtes õige negatiivne võre-eelpinge U_G ning töötatakse suhteliselt väikeste sisend- (võre vahelduv-) pingete amplituudidega U_G.

Kui S on lambi tunnusjoone tõus ja U_G sisendpinge amplituud, siis anoodvahelduvvoolu amplituud

[1] Lõikepunktiks nimetatakse võrepinge-anoodvoolu tunnusjoone kokkupuutepunkti võrepinge horisontaalteljega ja lõikepunkti väärtuse all mõeldakse võre-eelpinge väärtust, millel kokkupuude tekib.

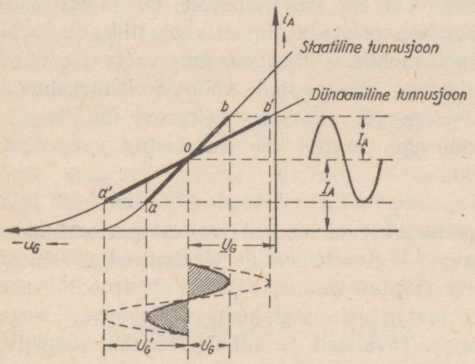
$$I_A = SU_G.$$

Kuid see on kehtiv seni, kuni lambi anoodringis koormustakistus Z_A puudub või on väike võrreldes lambi sisetakistusega R_i, s. o. staatilises olukorras.

Dünaamilises olukorras aga, kui lambi anoodringi on lülitatud koormustakistus Z_A, tekib sellel pingelang, amplituudiga

$$\Delta U_A = -I_A Z_A,$$

mille võrra lambi anoodile tegelikult rakenduv pinge väheneb ja vastavalt väheneb ka anood-



Joon. 11 — 1. Staatilise tunnusjoone muutumine anoodkoormuse tagajärjel dünaamiliseks tunnusjooneks.

vool, ning töökäik nihkub staatiliselt tunnusjoonelt dünaamilisele tunnusjoonele (joonis 11 — 1). Selleks, et säilitada anoodvoolu amplituud I_A endises väärtuses, peab sisendpinget U_G suurendama anoodpinge tagasimõju võrra $\Delta U_A/\mu$, mis kujuneb siis

$$U_G' = U_G + \frac{\Delta U_A}{\mu}$$

ning sel puhul väljandvoolu amplituud

$$I_A = S\left(U_G + \frac{\Delta U_A}{\mu}\right) = \mu \frac{U_G}{R_i + Z_A}$$

ja väljandpinge amplituud

$$U_A = -I_A Z_A = -\mu \frac{U_G Z_A}{R_i + Z_A}.$$

Seega lamp toimib kui vahelduvvoolu generaator, mida ergutatakse sisendpingega U_G ja mis omades sisetakistust R_i arendab anoodkoormustakistuse Z_A klemmidel väljandpinget U_A. Avaldise ees olev miinusmärk näitab, et genereeritav vahelduvpinge U_A on sisendpinge U_G suhtes 180° võrra faasis nihutatud. Väjandpinge U_A suhe sisendpingesse U_G kujutab astmelt saadavat pingevõimendust V.

$$V = \frac{U_A}{U_G} = \mu \frac{Z_A}{R_i + Z_A}.$$

Avaldisest selgub, et lambilt saadav pingevõimendus sõltub lambi võimendustegurist μ, mis on ühtlasi maksimaalseks võimalikuks pingevõimenduseks. Kindla võimendusteguriga lambi juures võimalikult suure pingevõimenduse saavutamiseks peab koormustakistus Z_A olema suur võrreldes sisetakistusega R_i, mida on hõlpsam teostada siis, kui lambi sisetakistus on väike. Sellistes tingimustes töötavad trioodid.

K.-s.-pentoodide rakendamisel pingevõimendajana on anoodpinge tagasimõjutus $(\Delta U_A/\mu)$ tühiselt väike ning võrreldes trioodiga saadakse neilt märksa suuremat pingevõimendust suhteliselt väikeste anoodkoormustakistuste puhul. Arvestades seda, et pentoodide kasutamisel pingevõimendajana $Z_A \ll R_i$, võib eelnevat võimendusvalemit mõnevõrra lihtsustada:

$$V = \mu \frac{Z_A}{R_i + Z_A} \approx \mu \frac{Z_A}{R_i} = SZ_A.$$

Eeltoodud valemites on anoodkoormustakistus Z_A antud üldkujul, mis sõltuvalt lülitusviisist ja võimendatavast sagedusest võib omada mistahes iseloomu.

11 — 2. ELEKTROODIDEVAHELISTE MAHTUVUSTE MÕJU VÕIMENDUSELE.

Lambile rakendatud vahelduva sisendpinge tagajärjel tekib võre ja katoodi vahelise mahtuvuse kaudu vool. Samal põhjusel tekib vool ka võre ja anoodi vahelise mahtuvuse kaudu. Lambi töötamisel võimendajana lülituvad vahelduvad väljand- ja sisendpinged järjestikuselt võre ja anoodi vahelise mahtuvuse kaudu ja asuvad üksteise suhtes faasis (katoodi suhtes vaadatuna on sisend- ja väljandpinged üksteise suhtes faasis nihutatud 180° võrra). Seega võrdub võre ja anoodi vahelisele mahtuvusele mõjuv vahelduvpinge mõlema pinge summaga, mis aktiivse anoodkoormuse R_A puhul on teineteisega faasis:

$$U = U_G + U_A = U_G + U_G V = U_G\ (1 + V).$$

Selle tagajärjel tekib võreringis reaktiivvool, mille väärtus

$$I_G = \frac{U}{X_{C\,AG}} = \frac{U_G(1+V)}{X_{C\,AG}} = \omega C_{AG} U_G\ (1+V),$$

ning võreringi lisanduv juhtivus

$$\frac{I_G}{U_G} = \omega C_G = \frac{\omega C_{AG} U_G (1+V)}{U_G},$$

millest

$$C_G = C_{AG}\ (1 + V).$$

Avaldisest nähtub, et aktiivse anoodkoormuse puhul kandub mahtuvus C_{AG} võimendatuna $(1 + V)$ korda võreringi.

Tegelikult koosneb lambi sisendmahtuvus C_s mahtuvuste C_{GK} ja C_G summast:

$$C_s = C_{GK} + C_{AG}\ (1 + V).$$

Võimendusastme anoodkoormustakistusega liituvad rööbiti peale järgneva võimendusastme sisendmahtuvuse C_s veel käsitletava võimendusastme väljandmahtuvus C_{AK} ning lambipesadest ühendusjuhtmetest jne. tekkiv montaažimahtuvus C_M, mille arvväärtus keskmiselt on 20 pF.

Seega üldine ekvivalentne rööbitine mahtuvus

$$C_O = C_{AK} + C_{GK} + C_{AG}\ (1 + V) + C_M,$$

mida kõrgema sagedusala võimendamisel tuleb tõsiselt arvestada.

Kui anoodkoormus omab reaktiivset komponenti, siis sisend- ja väljandpinged on endiselt järjestikku, kuid faasinihe, mis katoodi suhtes vaadatuna takistusliku koormuse korral oli 180°, muutub ning sisendringi kandub peale võre ja anoodi vahelise mahtuvuse võimendatud kujul veel takistus. Seejuures on oluline lisada, et kui anoodkoormus on mahtuvuslik, kandub võrele üle reaalse väärtusega positiivne takistus, mille arvel võreringis tekivad võimsuskaod. Kui aga anoodkoormus on induktiivne, siis ülekanduv takistus on negatiivne, mis näitab, et anoodringist kandub võimsus üle võreringi. Võimendaja juures säärane võimsuse ülekandmine võre ja anoodi vahelise mahtuvuse kaudu üldiselt on kahjulik nähtus, sest selle tagajärjel tekib võimendajas r e g e n e r e e r u m i n e. Nimelt on anoodringist negatiivse takistusega ülekantav pinge faasis võre sisendpingega, mistõttu üldine sisendpinge suureneb. Suureneva sisendpinge tagajärjel omakorda suureneb võimendatud pinge anoodringis, mis uuesti kandub tagasi võreringi, võrepinget veelkordselt suurendades jne. Kui lambi võre ja anoodi vahelise mahtuvuse kaudu anoodringist võreringi tagasikanduv võimsus on küllalt suur, kujuneb lambi võimendus lõpmata suureks. Sääraseis tingimustes töötav võimendaja hakkab i s e s e i s v a l t v õ n k u m a ehk o s t s i l l e e r u m a, ilma välise ergutuspinge (sisendpinge) kontrollita.

Kuna regenereerivas võimendajas väline ergutus enam mõjule ei pääse, siis sõltuvalt regenereerimise väärtusest kas tekivad võimendajas liiga suured moonutused või lakkab võimendaja üldse töötamast võimendajana, muutudes ostsillaatoriks. Regenereerumist võib esile kutsuda mitte ainult lambi sisemahtuvus, vaid regenereerumine võib tekkida igas suure võimendusega võimendajas, eriti mitmeastmelises, kui võimendaja sisendi ja väljandi vahel kujunevad säärased sidestused, mis suurendavad sisendpinge amplituudi.

Sellest kahjulikust nähtusest on vabad, kuivõrd küsimus puutub lambi võre ja anoodi vahelisse mahtuvusse, kõik varivõrelambid, s. o. varivõretetroodid ja pentoodid. Samal põhjusel väheneb ka tagasimõjutus kahjulikule sisendimpedantsile, mida trioodide juures peab arvestama juba alates sagedustest 3000 Hz.

11 — 3. A-KLASSI VÕIMSUSVÕIMENDAJA.

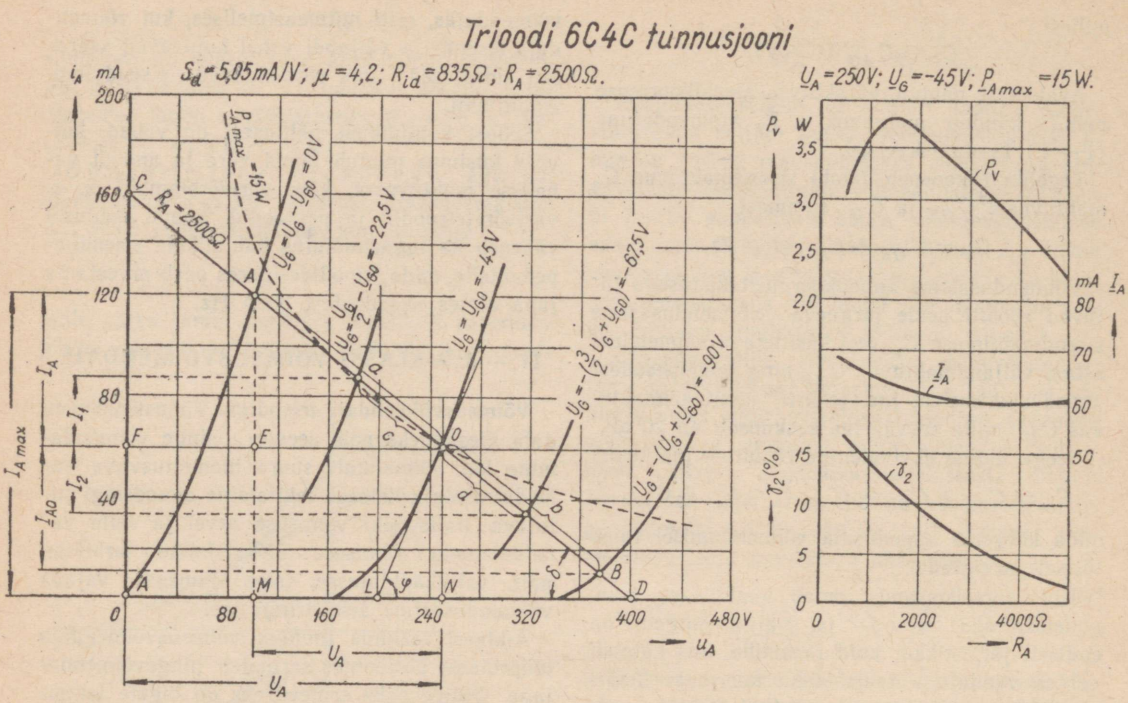
Võimsusvõimendaja trioodiga. Võimsusvõimendaja ülesandeks pole seevõrra pinge võimendamine kui võimalikult suure moonutusvaba vahelduvvoolu võimsuse tekitamine anoodringi juhitava alalisvoolu võimsuse arvel ja selle vahelduvvoolu võimsuse ülekandmine tarbijale, näit. valjuhääldajasse, teise võimsust vajava võimendusastme sisendringi jne.

A-klassi režiimis toimiva võimsusvõimendaja tööprotsess üldjoontes sarnaneb pingevõimendajaga. Olulisemaks erinevuseks on õigete lampide ja õigete koormustakistuste ning töötingimuste valik, et võimendajalt saada maksimaalset moonutusvaba võimsust.

Nagu varem käsitletud, oli suure pingevõimenduse saamiseks tarvilik, et välistakistus oleks lambi sisetakistusega võrreldes võimalikult suur. Maksimaalse väljandvõimsuse saamiseks peab lambi välistakistus teoreetiliselt võrduma, nagu iga elektrienergia generaatorigi juures, sisetakistusega $(R_A = R_i)$. Säärane tööolukord ei osutu tegelikult kõige sobivamaks väljandis esinevate moonutuste suure sisalduse tõttu.

Trioodi juures tuleb võimendamisel kõige rohkem esile ebalineaarmoonutus teisel harmoonilisel γ_2, mis omab väikeste anoodkoormuste puhul suuri väärtusi, langedes pidevalt koormustakistuse suurendamisel. Ent koos koormustakistuse suurenemisega väheneb aeglaselt aga ka väljandvõimsus. Seepärast kasutatakse praktikas a n o o d i k o o r m u s t e g u r e i d $\alpha = \frac{R_A}{R_{id}} = 2 \ldots 4$, milles R_A on anoodringi üldine k o o r m u s t a k i s t u s ja R_{id} trioodi dünaamiline sisetakistus tööpunktis.

Tüüpilise võimsustrioodi 6C4C tööomadused selgub joonisel 11 — 2 toodud $i_A - u_A$ tunnusjoonte sarjast. Määranud kindlaks kasutatava anoodtoitepinge $U_A = 250$ V ja võre-eelpinge $U_{GO} = -45$ V, saadakse graafiliselt tööpunkt *0*. Järgnevalt eeldatakse orienteerivalt $\alpha \approx 3$ ning leides kataloogist 6C4C staatilise $R_i = 800\ \Omega$, määratakse $R_A = \alpha R_i = 3 \cdot 800 \approx 2500\ \Omega$, mille järgi tõmmatakse läbi tööpunkti *0* kallak-



Joon. 11 — 2. Trioodi võimendusprotsessi graafiline kujundamine. Parempoolsel joonisel näidatakse tunnusjoonel keskmisi arvväärtusi.

nurga δ all koormusjoon *CD*, millel areneb kogu töökäik. Kallaknurk arvutatakse funktsioonist

$$\operatorname{ctg}\delta = R_A = \frac{\Delta u_A}{\Delta i_A} = \frac{400}{160 \cdot 10^{-3}} = 2500\ \Omega.$$

Ühtlasi leitakse lambi dünaamiline sisetakistus R_{id} tööpunktis *0* kolmnurgast *LON*, mis saadakse ristjoone langetamisega u_A teljele ning puutuja tõmbamisega tunnusjoonele $U_G = -45$ V tööpunktist *0*. Dünaamiline sisetakistus R_{id} arvutatakse:

$$\operatorname{ctg}\varphi = R_{id} = \frac{LN}{ON} = \frac{50}{60 \cdot 10^{-3}} = 835\ \Omega.$$

Võrevoolust hoidumiseks ei tohi võrepinge amplituud positiivse suunalisel pooltsüklil muutuda positiivseks. Sellega piiratakse võrepinge amplituud

$$U_{G\,max} \leqslant -U_{GO},$$

mis käesoleval juhul võrdub 45 V. Võrepinge positiivse amplituudväärtuse $U_G - U_{GO}$ juures tõuseb anoodvool $I_{A\,max} = I_A + I_A = 120$ mA, samal ajal langeb anoodpinge $U_{A\,min} = U_A - U_A = 100$ V. Võrepinge negatiivse amplituudväärtuse $-(U_C + U_{GO})$ juures langeb anoodvool $I_A - I'_A = 10$ mA, samal ajal tõuseb anoodpinge $U + U_A = 376$ V.

Saadav väljandvõimsus P_v võrdub anoodvahelduvvoolu ja anoodvahelduvpinge keskmiste efektiivväärtuste korrutisega:

$$P_v = \frac{I_{A\,max} - I_{A\,min}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{A\,max} - U_{A\,min}}{2\sqrt{2}} =$$

$$= \frac{(I_{A\,max} - I_{A\,min})\,(U_{A\,max} - U_{A\,min})}{8}\ [\mathrm{W}],$$

mis graafiliselt ligikaudu vastab kolmnurga *OEA* pinnale. Seega käesoleval juhul

$$P_v = \frac{(0{,}12 - 0{,}01) \cdot (376 - 100)}{8} = 3{,}8\ \mathrm{W}.$$

Anoodi alalisvoolu toitevõimsus

$$P_A = I_A U_A\ [\mathrm{W}]$$

ning käesoleval juhul $P_A = 0{,}06 \cdot 250 = 15$ vatti, mis graafiliselt võrdub nelinurga *ONHF* pinnaga. A-klassi töörežiimis võrdub anoodi toitevõimsus jõudehetkedel anoodi kaovõimsusega, mis määratakse kindlaks lambi valmistaja tehase poolt ning mida pole lubatav ületada lambi kasuliku tööea säästmise huvides.

Anoodi kasutegur $\eta_A = \frac{P_v}{P_A}$, mis käesoleval juhul on

$$\frac{3{,}8}{15} = 0{,}253 \text{ ehk } 25{,}3\%,$$

mida tuleb pidada trioodi puhul väga heaks.

Saadud väljandvõimsus pole moonutusvaba, sest anoodvoolu vahelduvkomponendid pole sümmeetriliste positiivse ja negatiivse võrepinge amplituudide puhul võrdsed: positiivsel pooltsüklil $+I_A = 120 - 60 = 60$ mA, kuna negatiivsel pooltsüklil $-I_A = 60 - 10 = 50$ mA. Samuti pole võrdsed ka anoodvoolude muutused pooltsüklites võrepingete muutmisel poolele amplituudväärtusele

$$\frac{U_G}{2} - U_{G0} \text{ ja } -\left(\frac{3}{2}U_G + U_{G0}\right),$$

mis vastab 30° faasi muutumisele.

Esimesel juhul on tegemist ebalineaarmoonutuse γ_2 tekkimisega teisel harmoonilisel, teisel juhul γ_3 tekkimisega kolmandal harmoonilisel.

Mainitud ebalineaarmoonutused määratakse graafiliselt kas anoodvooluväärtuste järgi mA või lihtsamalt neile vastavate joonlõikude kaudu [mm] järgmiste valemite abil

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{A\,max} - I_{A\,min}}{I_{A\,max} + I_{A\,min}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{a-b}{a+b}$$

ning

$$\gamma_3 = \frac{1}{2} \cdot \frac{a+b-2(c+d)}{a+b+c+d}.$$

Käesoleval juhul, leides graafiliselt joonlõikude a, b, c, d väärtused mm, arvutatakse

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{31{,}6 - 26{,}3}{31{,}6 + 26{,}3} = 0{,}0455 \text{ ehk } 4{,}55\% \text{ ja}$$

$$\gamma_3 = \frac{1}{2} \cdot \frac{31{,}6 + 26{,}3 - 2\,(14{,}3 + 14)}{31{,}6 + 26{,}3 + 14{,}3 + 14} =$$

$$= 0{,}015 \text{ ehk } 1{,}5\%.$$

Üldine harmooniliste sisaldus arvutatakse üldise ebalineaarmoonutusteguriga

$$\gamma_{ü} = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2 + \dots}$$

ning käesoleval juhul

$$\gamma_{ü} = \sqrt{4{,}55^2 + 1{,}5^2} = 4{,}8\%.$$

Väljamistrafo ülekandesuhe koormustakistusega sobitamiseks

$$ü = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_A}{R_k}},$$

milles R_A on sobivaim anoodkoormustakistuse väärtus, R_k — koormustakistus, w_1 ja w_2 — trafo primaar- ja sekundaarmähise keerdude arvud.

Ebasümmeetrilise γ_2 esinemist saab A-klassi võimendaja puhul kontrollida milliampermeetri lülitamisega anoodvooluringi, kusjuures mööteriista osuti hälve ülespoole näitab moonutuse olemasolu.

Võib juhtuda, et milliampermeetri hälve võrepinge amplituudidel langeb. See nähtus esineb siis, kui tööpunkt on valitud liiga positiivsena, s. o. kui võre-eelpinge on väike. Sel puhul võre vahelduvpinge positiivne amplituud ületab võre-eelpinge väärtuse, mille tagajärjel tekib võrevool. Võrevoolu tõttu, nagu varem käsitletud, muutub võre negatiivseks ning anoodvoolu tõus võrepinge positiivsel amplituudil kujuneb väiksemaks kui see tunnusjoonte järgi peaks olema. Järelikult ka sel juhul on tegemist moonutustega.

Normaalseks tuleb pidada A-klassi võimendaja töötamist, kui nõrga võrepoolse ülekoormamise juures anoodvool näitab võrdseid nõrku hälveid nii üles kui ka alla. Ideaalse A-klassi võimendaja juures, mis peab töötama moonutusvabalt, ei tohi anoodringi lülitatud voolumõõtja osuti normaalse koormamise puhul näidata hälveid ei suurenemise ega vähenemise suunas.

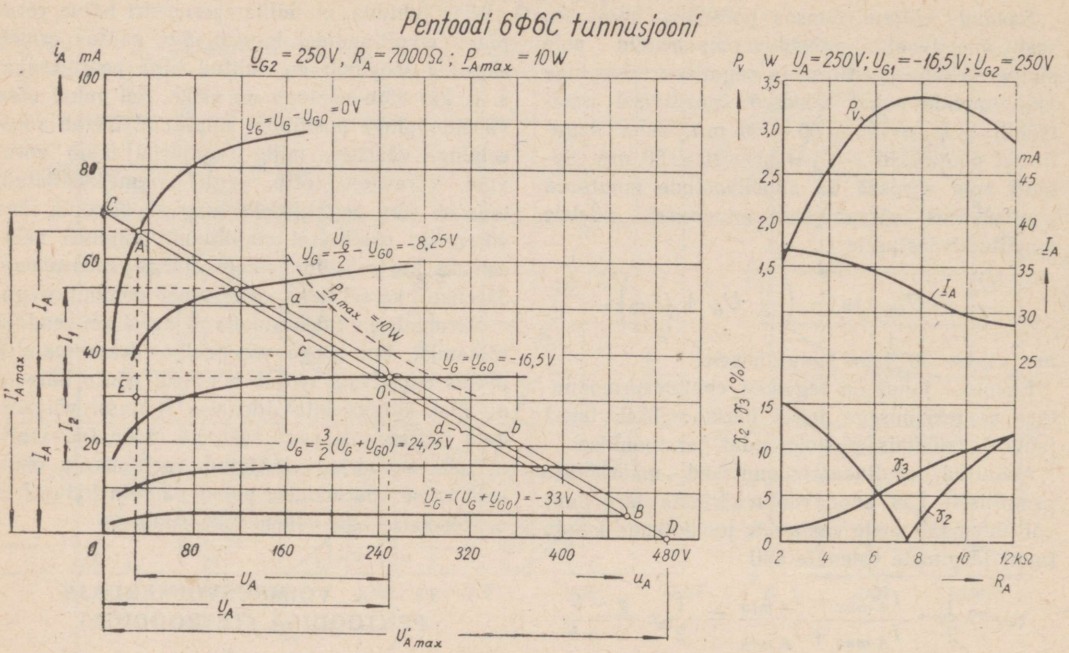
11 — 4. VÕIMSUSVÕIMENDAJA PENTOODIGA (TETROODIGA).

Kõik trioodi kohta käsitletu on üldiselt kehtiv ka pentoodi või tetroodiga võimsusvõimendaja suhtes. Olulisemaks erinevuseks mitme võrega võimsuslampide juures on (nagu pingevõimendusegi juures), et anoodi tagasimõjutus $\frac{\Delta U_A}{\mu}$ praktiliselt kaob. Sellega koos tõuseb märgatavalt anoodi alalisvoolu võimsuse kasutamine. Tulemuseks on, et võrdseid väljandvõimsusi, võrreldes trioodiga, saavutatakse mitme võrega lambilt tunduvalt väiksema võrepinge ja väiksema anoodi kaovõimsuse juures.

Mitme võrega võimsuslampe iseloomustab koos nende suure võimendusteguriga suur sisetakistus, mis raskendab tarbija (nagu valjuhääldaja jne., mis tavaliselt omavad madalat takistust) õigesti sobitamist.

Üldiselt on mitmevõrelampide sobitamine tarbijaga moonutuste allasurumise ja väljandvõimsuse vähendamise kompromissina kriitilisem kui trioodide juures. Praktiliselt õnnestub miinimumini alla suruda ainult teist harmoonilist, millist kompromissi taotletaksegi anoodkoormuse valikul. Kuid igal juhul jäävad alles kõrgemad paaritud harmoonilised, millede suhteliselt väikegi protsentuaalne sisaldus mõjub häirivalt, kui mitmevõrelampi kasutatakse lõppvõimendajana akustilisteks ülekanneteks. Allesjäävad moonutused kompenseeritakse harilikult eri lülitustega, millest täiuslikem on vastuside rakendamine. Muude väga oluliste paremuste tõttu (võrreldes trioodiga) on võimsuspentood ja -tetrood käesoleval ajal võitnud praktikas kahtlemata esikoha.

Sellise kompromissi alusel võrdub mitme võ-



Joon. 11 — 3. Pentoodi võimendusprotsessi graafiline kujutus.

rega võimsuslampide optimaalne anoodkoormus keskmiselt lambi alalisvoolu takistusega,[1] eeldusel, et lamp on rakendatud töösse õige töörežiimiga.

$$R_A = R_{av} = \frac{U_A}{I_A}.$$

Joonisel 11 — 3 on toodud tüüpilise võimsuspentoodi 6Ф6C tunnusjoonte sari, kusjuures tööpunktiks on valitud punkt *0*, millele vastab $U_A = 250$ V, $U_G = -16{,}5$ V ja $I_A = 34$ mA. Koormusjoon on tõmmatud optimaalsele anoodkoormusele $R_A = 7000$ oomi.

Optimaalsed töötingimused valitakse graafiliselt nii, et ebalineaarmoonutus teisel harmoonilisel $\gamma_2 \approx 0$, selpuhul joonlõigud *a* ja *b* on võrdsed.

Samuti kui trioodigi juures, piiratakse ka siin võrepinge amplituud U_G võre-eelpinge väärtusega U_G:

$$U_G \leqslant -U_{G0},$$

mis vaadeldaval juhul võrdub — 16,5 V.

Väljandvõimsus määratakse

$$P_v = \frac{(I_{A\,max} - I_{A\,min})\,(U_{A\,max} U_{A\,min})}{8} =$$

$$= \frac{(0{,}066 - 0{,}005)\,(460 - 32)}{8} = 3{,}27 \text{ W},$$

mis graafiliselt vastab kolmnurga *OEA* pindalale.

Anoodi toitevõimsus

$$P_A = I_A U_A = 0{,}034 \cdot 250 = 8{,}5 \text{ W},$$

mis on mõnevõrra väiksem 6Ф6C-le lubatavast maksimaalsest toitevõimsusest $P_{A\,max} = 10$ W.

Anoodi kasutegur

$$\eta_A = \frac{P_v}{P_A} \cdot 100 = \frac{3{,}27 \cdot 100}{8{,}5} = 38{,}5\%.$$

Teoreetiliselt võimsuspentoodide ja jugatetroodide anoodi kasutegurid võivad ulatuda kuni 50%.

Ebalineaarmoonutused arvutatakse graafiliselt sama meetodiga kui trioodide puhulgi:

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{a - b}{a + b} = \frac{41{,}3 - 40{,}0}{2\,(41{,}3 + 40)} =$$

$$= 0{,}008 \text{ ehk } 0{,}8\%,$$

mida väiksuse tõttu pole tarvis arvestada, ja

$$\gamma_3 = \gamma_{ü} = \frac{1}{2} \cdot \frac{a + b - 2\,(c + d)}{a + b + c + d} =$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \frac{41{,}3 + 40{,}0 - 2\,(24{,}0 + 25{,}3)}{41{,}3 + 40{,}0 + 24{,}0 + 25{,}3} =$$

$$= -0{,}066 \text{ ehk } 6{,}6\% \text{ (miinus märk näitab negatiivset ebasümmeetriat.}$$

Nagu nähtub, kujunes γ_2 tühiselt väikseks, sest et anoodkoormustakistus valiti optimaalsete töötingimuste järgi ($R_A = 7000\,\Omega$). Kui valida

[1] Lambi alalisvoolu takistuseks nimetatakse lambi sisetakistust, mida omab lamp staatilises olukorras, kui seda mõõta kindla väärtusega anood- ja eelpinge puhul lambi anoodi ja katoodi vahel alalisvoolu mõõteriistadega.

anoodkoormustakistus R_A optimaalsest suurem või väiksem, siis suureneb pentoodide ning jugatetroodide puhul järsult γ_2, sest et joonlõigud *a* ja *b* pole enam võrdsed.

Väljamistrafo ülekandesuhe

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_A}{R_k}}.$$

milles w_1 ja w_2 vastavalt primaar- ja sekundaarmähise keerdude arvud, R_A — valitud anoodi koormustakistus ja R_k — koormuse takistus.

11 — 5. A-KLASSI VASTASTAKTVÕIMENDAJA.

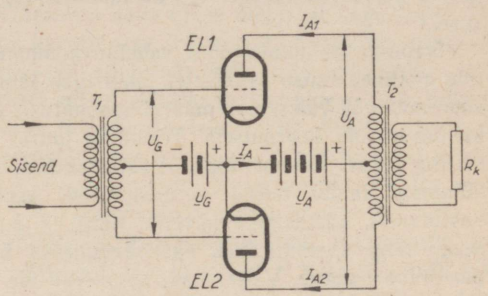
Kui on tarvis saada suuremat väljandvõimsust, kui üks lamp suudab anda, rakendatakse töösse ühe lambi asemel mitu. Eritletakse kahte mitmelambilist lülitusviisi: r ö ö b i t i s t ja j ä r j e s t i k u s t ehk v a s t a s t a k t l ü l i t u s t. Viimane neist on üldiselt tuntud ka puš-pulli nimetuse all.

Rööbiti võib lampe lülitada vabalt valitaval arvul, vastastaktis saab lampe lülitada ainult paaridena, kusjuures eeltingimuseks on, et paaris olevad lambid või lampide rühmad omaksid võrdseid elektrilisi iseloomustussuurusi. Põhimõtteliselt võrdub nii rööbitise kui vastastaktlülituse korral saadav väljandvõimsus ühe lambi võimsusega, korrutatuna lampide arvuga.

R ö ö b i t i s e s l ü l i t u s e s tööprotsess sarnaneb täielikult üksiku lambi tööprotsessiga. Rööbiti lülitatud lampe, nii trioode kui ka mitme võrega lampe, võib alati käsitleda kui ü h t e võimsamat koondlampi, milles vastavalt lampide arvule suureneb tõus ja anoodi kaovõimsus ning väheneb sisetakistus, kusjuures võimendustegur jääb endiseks. Järelikult jääb endiseks ka võre-eelpinge, kui anoodpinge ei muutu. Muidugi väheneb vastavalt ka optimaalne koormustakistus. Saadav koondvõimsus võrdub täpselt ühe lambi väljandvõimsusega, korrutatuna lampide arvuga, ning sisaldab sama protsendi moonutusi ning samas harmooniliste vahekorras kui üksiku lambi väljand.

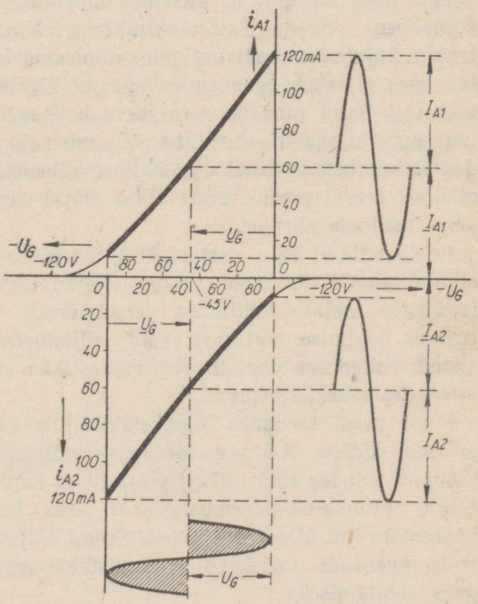
Kuigi rööbitine lampide lülitamine võimaldab lihtsal viisil väljandvõimsust suurendada, lampide arvu muutmisega soovi kohaselt isegi väljandvõimsust muuta, kujunevad väljamistrafod asjatult suurteks ja kulukateks, sest lampide arvu tõusuga suureneb anoodvool ja see tingib suurt trafo südamikku jne. Seepärast on vastastaktlülitus rööbitise lülituse praktikast peaaegu välja tõrjunud, kuna omab viimasega võrreldes rea paremusi.

A - k l a s s i v a s t a s t a k t v õ i m e n d a j a, mille põhimõtteline lülitus ja tööprotsessi kujutus on toodud joonistel 11 — 4 ja 11 — 5, kujutab endast kahelambilist lülitust, milles nii lampide sisend- kui ka väljandringid asetsevad üksteise suhtes järjestikku. Nagu nähtub joonisest 11 — 4, antakse mõlemale lambile ühine



Joon. 11 — 4. Vastastaktlülituse põhimõtteline kujutus.

sisendpinge U_G, mis erilise sisendlülituse kaudu (haruühendiga trafo, pingejagaja jne.) jaguneb kaheks sümmeetriliseks pooleks. Samal ajal eelpingestatakse mõlemad lambid ühiselt — A-klassi režiimi kohaselt. Sisendpinge sümmeetrilise jaotuse puhul, mis vastastaktlülituse juures peab olema kaks korda suurem üksikule lambile antavast võrepingest, töötab kumbki lamp harilikes A-klassi tingimustes. Kuid võrepinge vahelduvkomponendid ja neist sõltuvad anoodvahelduvvoolud on kummaski lambis 180° võrra faasis nihutatud. Kui lambi EL1 võrel areneb positiivne pooltsükkel, areneb lambi EL2 võrel



Joon. 11 — 5. A-klassi vastastaktvõimendaja tööprotsessi kujutus dünaamiliste tunnusjoontena kahe 6C4C tüüpi trioodi lülituses. $U_A = 250$ V, $U_G = -45$ V.

sümmeetriline negatiivne pooltsükkel ning järgneval pooltsüklil lampide osad vahetuvad. Samuti kujunevad vastassuunalisteks ka anoodvahelduvvoolud, mis ühisesse väljamistrafosse juhituna üksteisega liituvad ja kujundavad väljandis koormustakistusel R_A koondväljandvõimsuse.

Võrepinge — anoodvoolu vahelduvkomponentide ebalineaarsuse tagajärjel tekib igas lambis suuremal või väiksemal määral moonutusi, mis kanduvad üle koormusele. Trioodide juures on suurim teine harmooniline. Vastastaktlülituses kummagi lambi teised harmoonilised, asudes vastufaasis, vastastikku hävivad ning väljandis seega teine (samuti kõik paarisarvulised) harmooniline puudub. Väljandisse kanduvad üle ainult kõrgemad, paaritud harmoonilised. Kuna aga nende amplituudid on märgatavalt väiksemad kui väljandis hävinud teise harmoonilise amplituudid, siis on vastastaktvõimendaja väljandis üldine moonutuste protsent tunduvalt väiksem kui samade lampide töötamisel rööbiti. Kui aga piirata moonutuste protsent rööbitiste lampide moonutuste tasemega, siis vastastaktlülituselt saadav väljandvõimsus ning ühtlasi anoodi kasutegur kujunevad tunduvalt suuremaks kui rööbitiste lampide juures.

Teiseks oluliseks paremuseks vastastaktlülituse juures on, et alalised anoodvoolud I_A (olles kummalgi lambil võrdsed) voolavad väljamistrafo primaarmähiste pooltes vastassuunaliselt, mille tagajärjel nende poolt trafo südamikule avalduv eelmagneetimine hävib ning trafo südamikku mõjutab ainult kasulik vahelduvvoolu komponent. Seega vastastaktlülituse väljamistrafod kujutavad endist pigem võimsustrafosid tavalises mõistes, peamise vahega, et ülekantavad sagedused moodustavad terve helisagedusliku sagedusspektri. Seetõttu väljamistrafo südamik kujuneb väikeseks ja ühtlasi väheneb ka mähiste traadi pikkus, kuna trafo töötab suurte permeaabluste piirides.

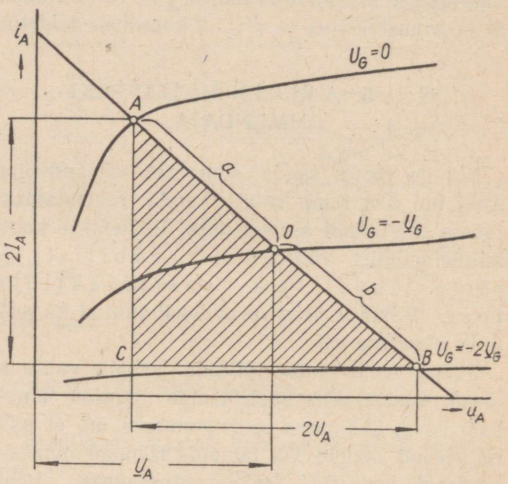
Peale selle ei vaja vastastaktlülitus ideaalselt silutud anoodi toitevoolu, nagu see on tarvilik tavalistes A-klassi lülitustes võrgumürade madalana hoidmise otstarbel, vaid väljamistrafos anoodi toitepinge ebaühtlused vastastikku summeerudes tasakaalustuvad.

Muus osas sarnaneb vastastaktlülituse tööprotsess üldiste A-klassi töötamispõhimõtetega. Lampide asudes lülituslikult järjestikku kujuneb nende optimaalne koormustakistus kaks korda suuremaks kui ühe lambi puhul. Seega väljamistrafo keerdude vahekord koormustakistuse õigeks sobitamiseks

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{2R'_A}{R_k}} = \sqrt{\frac{4R_i}{R_k}}$$

milles R'_A on optimaalseks koormustakistuseks A-klassis töötavale üksikule trioodile.

A-klassis vastastakti lülitatud võimsuspentoodide ja -tetroodide tööprotsess sarnaneb täielikult vastastakti lülitatud trioodide tööprotsessiga. Kuid tööreżiimi valikut on otstarbekam teostada graafiliselt, lähtudes tingimusest, et saadav väljandvõimsus oleks maksimaalne. Selleks kasutatakse ühe lambi $i_A - u_A$ tunnussarja (joonis 11 — 6), millel määranud kindlaks teada-



Joon. 11 — 6. Pentoodidega toimiva A-klassi vastastaktvõimendaja tööreżiimi graafiline määramine.

oleva anoodi toitepinge U_A ja eeldatava võreeelpinge $-U_G$ järgi tööpunkt. Läbi tööpunkti *0* tõmmatakse koormussirge *AOB* sellise nurga all, mille juures saadakse maksimaalne kolmnurga *ABC* pindala. Selpuhul pole oluline, et joonlõigud *a* ja *b* võrduksid, sest et vastastaktlülituse puhul teised harmoonilised (γ_2) niigi kompenseeruvad. Selliselt saadud graafikust tuletatakse väljandtrafo arvutamiseks vajalik optimaalne anoodkoormustakistus, mida vastastaktlülituste puhul harilikult nimetatakse anoodidevaheliseks koormustakistuseks R_{AA}, järgmiselt:

$$R_{AA} = \frac{2U_A}{I_A} = \frac{CB}{\frac{AC}{2}} = 2\,\frac{CB}{AC}.$$

Väljandtrafo ülekandesuhe

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_{AA}}{R_k}},$$

kus w_1 on kogu primaarmähise ja w_2 sekundaarmähise keerdude arv.

Kahelt lambilt saadav väljandvõimsus võrdub kolmnurga ABC poole pindalaga.

$$P_v = \frac{I_A}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2U_A}{\sqrt{2}} = I_A U_A = \frac{AC \cdot CB}{4}.$$

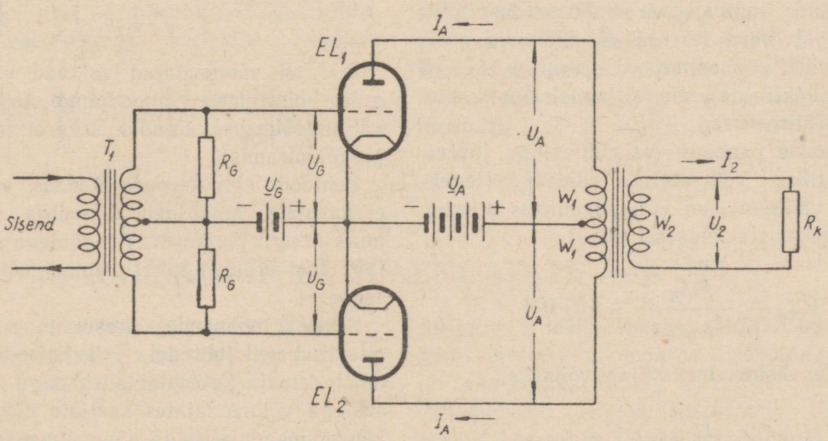
Peale võimsuse võimendamise kasutatakse vastastaktlülitust tarbe korral ka pingevõimendamiseks. Selline vajadus tekib eeskätt võimsate vastastaktvõimendajate eelastmetes, kus on tarvilik saavutada suhteliselt suuri, sümmeetrilisi ja väikese moonutusprotsendiga ergutuspingeid.

11 — 6. B-KLASSI VÕIMENDAJA.

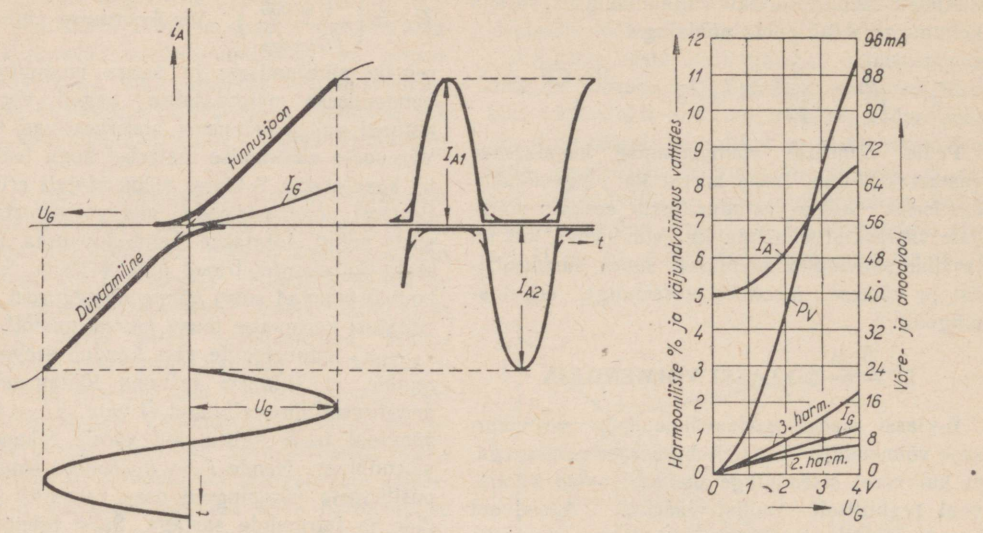
B-klassi madalsagedusvõimendaja on võimsuse võimendaja, mis töötab säärase eelpingega, et kui võrel sisendpinge puudub, omab anoodvool praktiliselt nullist väärtust. Anoodvool kasvab võrdeliselt võrepingega. Kuna seesugune töötamine tekitab väga tõsiseid moonutusi, sest negatiivse pooltsükli ajal lambi anoodvool täielikult katkeb, siis on B-klassi madalsagedusvõimendajas nõutav kahe sümmeetrilise lülitusega lambi rakendamine. Kahe lambi lülitamisega (joon. 11 — 7) säilitatakse koormustakistuses arenevate vahelduvvoolude ja pingete kujud sisendpingetega sarnastena.

B-klassi võimendajas kujunevad sisendpinge amplituudid seevõrra suurteks, et võrevoolude tekkimine on normaalseks nähtuseks. Tüüpilise B-klassi töörežiimi iseloomustuseks on see, et võrevool voolab kogu tsükli kestel, kusjuures ühe pooltsükli kestel võrevool tekib ühes lambis, teise pooltsükli kestel teises lambis. Sellega lihtsustub B-klassi võimendaja võre sidestuskomplekti arvutus, kuna võreringi võib vaadelda kui enam-vähem püsivat võimsust tarvitavat koormust, mille koormustakistuseks on võreringe ja võrevoolu keskväärtuste suhe $R_G = \left(\frac{U_{G\,keskm}}{I_{G\,keskm}}\right)$. Võrekoormuse ühtluse paremaks säilitamiseks ja seega moonutuste vähendamiseks paigutatakse sageli võrede ja katoodi vahele võimsust absorbeerivad takistid. Võrevoolu säilitamise otstarbel kogu tsükli kestel kasutatakse B-klassi võimendajais erilisi, nn. B-klassi võimsustrioode, mis väiksemate võimsuste puhul ehitatakse kombineerituna ühisesse kesta (kahekordne triood, näit. 6H7C.). Säärased lambid omavad suuri võimendustegureid ja sisetakistusi normaalse tõusu juures, mistõttu nende $i_A - u_G$ tunnusjoonte sari kandub seevõrra paremale, et B-klassi režiimis töötamiseks nad negatiivset võre-eelpinget ei vaja ($U_G = 0$) ning võrevool tekib niipea, kui võrele rakendatakse sisendpinge. Nende $i_A - u_G$ tunnusjoonte sari positiivsete võrepingete osas sarnaneb pentoodide ja tetroodide sarjaga. Selle tulemusel on anoodi toitevõimsuse ärakasutamine hea; anoodvoolu kasutamisele paneb piiri vaid anoodvoolu küllastumine väga kõrgete positiivsete võrepingete juures.

Tööprotsess B-klassi võimendajas areneb järgmiselt (joon. 11 — 7 ja 11 — 8). Sümmeetrilise sekundaarmähisega ergutustrafost T_1 juhitakse ergutusvõimsus lampide võreringi, mis arendab kummagi lambi võrel vastupidised pingeamplituudid U_G. Osa võreringi juhitud võimsusest hävib võrevoolude katteks lampides, osa hävib võretakistustes R_G (kui nad olid lülitatud). Eeldades, et ergutusvõimsus on küllaldane, et koormus on õigesti sobitatud eelneva ergutusastme lambiga ja et ergutustrafo alalisvoolu takistus on väga väike, ei teki moonutusi võredele antavate pingete kujus. B-klassi võimendajat arvutatakse alati koos ergutusastmega, mille juures lahendatakse korraga nii ergutusastmelt nõutava võimsuse kui ka ergu-



Joon. 11 — 7. B-klassi võimendaja põhimõtteline kujutus.



Joon. 11 — 8. B-klassi võimendaja tööprotsessi kujutus. Paremal kahekordse trioodi 6H7C iseloomustussuurused B-klassi režiimis töötamisel: $U_A = 300\ V$, $U_G = 0\ V$, $R_A = 10\,000\ \Omega$; ergutusastmes 6H7C mõlemad trioodid rööbiti: $U_A = 294\ V$, $U_G = -6\ V$, sisendtrafo suhe 5 : 1 (primaar jaotatud ½ sekundaariga).

tustrafo küsimus. Võredele antavate ergutuspingete amplituudide ja võreringi võimsuse vahekord selgub valemist

$$U_G = 1{,}41\sqrt{P_G R_G}$$

milles P_G on võreringi juhitav võimsus ja R_G — üldine võreringi koormustakistus.

Vastavalt võrepinge polaarsusele töötab korraga ainult üks lamp, mille tagajärjel lambid arendavad vaheldumisi pooltsüklilisi anoodvoole amplituudväärtustega I_A. Sääraste pooltsükliliste voolupulsside koondumisel väljamistrafo primaarmähises tekib sekundaarmähises vool amplituudiga I_2, millel on täpne võrepinge U_G kuju. Lampide tunnusjoonte ebalineaarsuse tõttu alumistel põlvikutel tekivad väljandvoolu pulsside pooltsüklites moonutused (joonisel 11 — 8 näidatud punktiirina), mis väljamistrafos vastastikku neutraliseeruvad.

Maksimaalse anoodi vahelduvpinge juures, mis teoreetiliselt võib ulatuda kuni U_A (tegelikult alati väiksem), on väljandvõimsus suurim.

Anoodkoormustakistus sel puhul

$$R_{AA} = \frac{4U_A}{I_{A\,max}} = 4R_i\ [\Omega].$$

Saadav maksimaalne väljandvõimsus

$$P_{v\,max} = \frac{I_{A\,max} \cdot U_A}{2}\ [W].$$

Anoodi toitevõimsus

$$P_A = 0{,}636 \cdot I_{A\,max} \cdot U_A\ [W]$$

ja anoodi maksimaalne kasutegur

$$\eta_A = \frac{P_{v\,max}}{P_A} \cdot 100 = \frac{\frac{I_{A\,max} \cdot U_A}{2}}{0{,}636\ I_{A\,max} \cdot U_A} \cdot 100 = 78{,}5\%.$$

Tegelikult saadavad anoodi kasutegurid on mõnevõrra väiksemad (50 ... 70%).

Väljamistrafo keerdude suhe

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{4U_A}{I_{A\,max} \cdot R_k}} = \sqrt{\frac{R_{AA}}{R_k}}.$$

B-klassi võimendajad vajavad väga hea reguleerimisvõimega anoodpinge toiteallikat, et väljandvõimsuse arendamiseks ei tekiks anoodpinge piiramisi.

Pentoode ega tetroode B-klassi võimendajana ei kasutata, kuna nad trioodiga võrreldes ei anna mingit paremust. Trioodidega saavutatakse juba teoreetiliselt maksimaalne võimalik kasutegur.

B-klassi võimendaja kasutamine on alati õigustatud neil juhtudel, kui anoodi kasutegur omab esmajärgulist tähtsust, nagu suurte võimsustega võimendajates saatjate modulaatoreina, kõnevõimendajaina ja lõppvõimendajaina patareivastuvõtjates.

11 — 7. AB-KLASSI VÕIMENDAJA.

Põhimõtteliselt AB-klassi võimendaja on võimsuse võimendaja. Ta töötamiseks vajalik võre-eelpinge valitakse B- ja A-klassi režiimide vahepealne nii et kummaski lambis anoodvool voolab rohkem kui sisendpinge pooltsükli (180°) ja vähem kui terviktsükli (360°) kestel. Seepärast vajab AB-klassi töörežiim kahe lambi sümmeetrilist lülitust, et tagada väljandi kuju sarnasust koormustakistuses võrepinge kujuga. Eristatakse kahte AB-klassi töörežiimi: AB_1 — kui võrepinge amplituud ei ületa võre-eelpinge väärtust, millega piiratakse täielikult võrevoolu tekkimine, ja AB_2 — kui võrepinge amplituud ületab võre-eelpinge ja osa tsükli ajal voolab võrevool.

a) AB_1-klassi lülituses tööprotsess sarnaneb pigem A-klassi vastastaktlülituse tööprotsessiga. Et võrering ei tarvita võimsust, võib ergutusastmes kasutada tavalist võimendajat isegi takistussidestuses, eeldusel, et ta suudaks arendada AB_1-klassi võimendaja normaalseks töötamiseks vajaliku amplituudiga moonutusvabu pingeid. Säärase töörežiimi juures tekivad kummagi lambi anoodvoolus suurtel võrepinge amplituudidel moonutused, mis väljamistrafos vastastikku tasakaalustavad, ja väljandvõimsus omab täielikult võrepinge kuju. Ühtlasi tasakaalustuvad väljandis kõik paarisarvulised harmoonilised. Anoodvoolu amplituud $I_{A\,max}$ võib ulatuda $\frac{1}{2}\frac{U_A}{R_i}$ väärtuseni ja maksimaalne võimalik väljandvõimsus

$$P_v = \tfrac{1}{2} I_A^2 R_A = \tfrac{1}{8} U_A I_{A\,max}\ [\mathrm{W}].$$

Anoodi toitevõimsus $P_A = 0{,}318 U_A I_{A\,max}$ [W] ning maksimaalne anoodi kasutegur $\eta_A = \frac{P_{v\,max}}{P_A} \cdot 100 = \frac{\frac{1}{8} U_A I_{A\,max}}{0{,}318 U_A I_{A\,max}} \cdot 100 = 39{,}3(\%)$. Et siin korraga töötab ainult väljamistrafo üks pool, nagu B-klassi võimendajaski, siis väljamistrafo keerdude vahekord

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{4R_i}{R_k}} = \sqrt{\frac{4U_A}{I_{A\,max} R_k}}.$$

Pentoodi ja tetroodi rakendamisel AB_1 töörežiimi on tööprotsess analoogiline trioodi tööprotsessiga. Selliste lampide anoodpinge tagasimõju puudumise tõttu on anoodi vahelduvvoolu amplituud I_A sõltumatu koormustakistusest R_A. Vahelduva anoodpinge amplituud U_A on piiratud anoodi alalispinge $\underline{U}_A$ väärtusega ($U_A = \underline{U}_A$). Kui koormustakistus $R_A = \frac{U_A}{I_{A\,max}}$, siis maksimaalne väljandvõimsus

$$P_{v\,max} = \tfrac{1}{2} U_A I_{A\,max}.$$

Anoodi toitevõimsus

$$\underline{P}_A = 0{,}636\, U_A I_{A\,max}\ [\mathrm{W}]$$

ning anoodi kasutegur

$$\eta_A = \frac{\frac{1}{2} I_{A\,max} U_A}{0{,}636\, I_{A\,max} U_A} \cdot 100 = 78{,}5(\%).$$

Samuti kui trioodidegi juures väljamistrafo keerdude vahekord

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{4U_A}{I_{A\,max} R_k}} = \sqrt{\frac{R_{AA}}{R_k}}.$$

b) AB_2-klassi võimendaja tööprotsess kujutab AB_1- ja B-klassi võimendajate tööprotsesside vahepealset: väikeste sisendpingete puhul, kui võrevool ei voola, töötab võimendaja AB_1-klassi režiimis, suurte amplituudidega sisendpingete puhul, kui voolab võrevool, B-klassi režiimis.

AB_2 klassi võimendajas kasutatakse tavalisi võimsustrioode või pentoode ja tetroode, millede anoodvoolu vähendamiseks sisendpingete puudumisel on tarvis anda suhteliselt suuri võre-eelpingeid (1,5 ... 2 korda suuremaid kui A-klassi puhul). Kuna olulisim osa AB_2-klassi tööprotsessist sarnaneb pigem B-klassi töörežiimiga, siis sarnanevad kõik arvutused B-klassi arvutustega. AB_2-klassi võimendaja vajab samuti kui B-klassi võimendajagi erilist ergutustrafot, mis peab katma võrekaod. Koormustakistus, väljandvõimsus ja väljamistrafo arvutatakse ühistel alustel B-klassi võimendajaga. Samuti kui B-klassi võimendaja juures, peab ka AB_2-klassi võimendaja anoodi toiteallikas omama head pingereguleerimist.

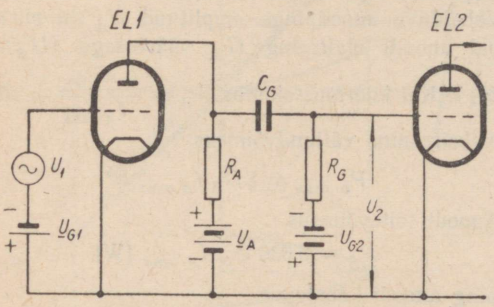
12. peatükk.

MADALSAGEDUSVÕIMENDAJATE ARVUTUS.

12 — 1. TAKISTUSSIDESTUSES PINGEVÕIMENDAJA LÜLITUS JA TÖÖTINGIMUSED.

Takistussidestuses pingevõimendajas, mille põhimõtteline lülitusskeem on toodud joonisel 12 — 1, tekib esimese võimendusastme lambi *EL1* võreringi rakendatud sisendpinge U_1 mõjul anoodtakistuse R_A klemmidel võimendatud väljandpinge. Õiges töörežiimis töötamiseks määratakse lambi *EL1* tunnusjoonel tööpunkt kindlaks negatiivse võre-eelpingega $\underline{U}_{G_1}$. Lambi

väljandpinge baseerub üldisele miinus- ehk maanduspotentsiaalile läbi anoodi toiteallika U_A, millel nimetamisväärset sisetakistust ei ole ja millest eeldame, et sellel pingelangu ei teki.



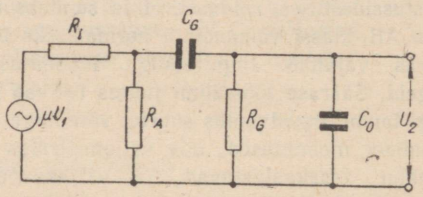
Joon. 12 — 1. Takistussidestuses pingevõimendaja põhimõtteline lülitusskeem.

Väljandpinge kõrge potentsiaal asetseb takisti R_A anoodi-poolses otsas ning on ühtlasi anoodi toiteallika plusspotentsiaali $+U_A$ all. Seepärast väljandpinge ülekandmiseks järgneva võimenduslambi *EL2* võrele edaspidiseks võimendamiseks on tarvis *EL1* anoodi ja *EL2* võre vahele lülitada võrekondensaator C_G, mis eraldab anoodpinge alaliskomponendi vahelduvkomponendist. Võrekondensaatori C_G mahtuvus peab olema nii suur, et selle reaktiivtakistusel ei tekiks märgatavat pingelangu ja seega ka võimenduse langust isegi madalaimal võimendataval sagedusel f_m.

Teise võimenduslambi EL2 võrele antakse negatiivne võre-eelpinge U_{G_2} võretakisti R_G kaudu selleks, et eelpinge allika väga väikese sisetakistuse tõttu võrering ei lühistuks. Seega võretakistus R_G peab olema küllalt suur võrreldes anoodtakistusega R_A, millega ta asub rööbiti, et ei tekiks nimetamisväärset anoodtakistuse üldväärtuse ja ühtlasi ka pingevõimenduse langust.

Ent C_G ja R_G arvväärtusi ei või piiramatult suurendada kahel põhjusel: 1) kondensaatori C_G isolatsioon pole ideaalne ning kondensaatori asudes suhteliselt kõrge positiivse anoodpinge all on võimalik positiivse laengu lekkimine võrele, mis kutsub esile võrevoolu, ja juhul kui võretakistus R_G on väga suur, nihkub võre tööpunkt tunnusjoone alumisse põlvikusse, mille tulemuseks on vältimatud moonutused, ja 2) sama võrevoolu võivad esile kutsuda juhuslikud kõrged signaalpinge positiivsed amplituudid, mille tulemus on analoogiline eelmisega. Seepärast nõutakse, et võrekondensaatori isolatsioonitakistus oleks vähemalt 100 MΩ. Võretakistuse maksimaalne arvväärtus määratakse kindlaks lampide valmistaja tehase poolt ning märgitakse lampide kataloogides. Üldiselt ulatuvad pingevõimenduslampide võretakistite arvväärtused 1...2 MΩ-ni, võimsuslampidel aga ainult 0,1...0,5 MΩ-ni.

Võimendusastme töökäigu lähemaks uurimiseks asendatakse põhimõtteline skeem ekvivalentskeemiga, mis on toodud joonisel 12—2. Ekvivalentskeem on tuletatud põhimõttelisest skeemist sel teel, et lamp on asendatud ekvivalentgeneraatoriga, mis arendab teoreetilist pingevõimendust μU_1 ja millega järjestikku on lülitatud lambi sisetakistus tööpunktis R_i ning välja on jäetud alalispingeallikad U_G ja U_A, kui järgmises arutluses tähtsusetud. Skeemi aga on sisse toodud varjatud kujul esinevad elektrilised suurused, käesoleval juhul ekvivalentne rööbitine mahtuvus C_0. Sellist võimendusastme ekvivalentskeemi saab käsitleda kui harilikku elektrilist skeemi ning arvutada pingevõimendust sõltuvalt ülekantavast sagedusest, lineaar-, faasimoonutusi jne.



Joon. 12 — 2. Takistussidestuses pingevõimendaja ekvivalentskeem.

Keskmises sagedusalas kujuneb võimendus täiesti ühtlaseks, sest et võimenduse määravad ainult tegevtakistused R_i, R_A ja R_G; keskmistel sagedustel on C_G ebatakistus tühiselt väike ja C_0 ebatakistus väga suur võrreldes tegevtakistustega. Ent madalail ja kõrgeil ülekantavail sagedustel on määravamaiks tegureiks just võrekondensaatori C_G ja rööbitise mahtuvuse C_0 arvväärtused. Võrekondensaatori ebatakistus suureneb sageduse langedes ja kuna ta mahtuvuse suurendamine eespool selgitatud põhjustel on piiratud, siis vältimatult peab võimendus varem-hiljem langema. Veelgi olulisema piiri paneb aga võimendusele ekvivalentne rööbitine mahtuvus mitte ainult kõrgematel sagedustel, vaid, nagu selgub hiljem, kogu sagedusalas. Kuna see mahtuvus asetseb rööbiti anood- ja võretakistusega ja ta ebatakistus väheneb sageduse tõustes, siis on ta sildav mõju seda suurem, mida suuremad on need sagedused. Järelikult neil juhtudel, kui on tarvis võimendada ühtlaselt suhteliselt laia sagedusala, näiteks alates 20...15 000 Hz, on vältimatu vähendada R_A ja tarbekorral ka R_G arvväärtust, millega koos väheneb astme võimendus koos lineaarmoonutusega kogu sagedusalas.

Tunduvalt soodsam on takistussidestuses võimendajana kasutada varivõrepentoode: nende sisendmahtuvus on tühiselt väike ja anoodi tagasimõjutus võrele praktiliselt puudub. Seepärast on varivõrepentoodide kasutamine takistussidestuses võimendajates alati õigustatud senikaua, kui võimendatavate pingete amplituudid on väikesed. Suurte amplituudidega sisendpingeid varivõrepentoodid ei suuda käidelda piiratud võrekäigu tõttu ning sel puhul tuleb tööse rakendada triood. Kuna aga suurema võrekäiguga trioodide võimendustegur on suhteliselt väike, siis tagasikanduv sisendmahtuvus ei kujune võimendaja hilisemates astmetes enam endiselt ohtlikuks.

Tuleb meenutada, et võrreldes mistahes muutüüpi pingevõimendajaga, saavutatakse takistussidestuses võimendajaga ühtlasem, s. o. vähimate lineaarmoonutustega võimendus laias sagedusalas. Peale selle on takistussidestuses võimendaja konstruktiivselt lihtne ja hinnalt odav.

Ainsaks takistussidestuse puuduseks on suur alalispingelang anoodtakistusel, mille tagajärjel langeb tunduvalt lambi dünaamiline tõus tööpunktis S_d; samavõrra suureneb sisetakistus ning väheneb saadav võimendus. Selleks et säilitada vajalikku võimendust, tuleb ühtlasi tõsta anoodi toitepinget U_{A_0}, mis viiks lambi töötamistingimused normaal-olukorda. Varivõrepentoodide kasutamisel on dünaamilise tõusu säilitamise probleem mõnevõrra keerukam, sest et alalispingelangu anoodtakistuses mõjutab õige tunduvalt veel varivõrepinge väärtus. Seepärast antakse pingevõimendajana toimivale varivõrepentoodile madal varivõrepinge U_{G_2}, igal juhul märksa madalam kui anoodile tegelikult rakenduv alalispinge U_A. Sellega väheneb märksa anoodvoolu alaliskomponent I_A ning vastavalt ka pingelang anoodtakistil. Maksimaalse S_d ja seega ka võimenduse saamise tingimus sõltuvalt eelpingest U_{G_1} määratakse graafiliselt $i_A - u_{G_1}$ dünaamiliselt tunnusjoonelt.

12 — 2. TAKISTUSSIDESTUSES PINGEVÕIMENDAJA VÕIMENDUS JA SAGEDUSKARAKTERISTIK.

Takistussidestuses pingevõimendaja ekvivalentskeemilt, joonis 12 — 2, on võimalik tuletada pingevõimenduse üldvalem

$$V = \frac{\mu}{\left[1 + \frac{R_i}{R_A} + \frac{R_i}{R_G}\right]\sqrt{1 + \left(\omega_k \tau_A - \frac{1}{\omega_m \tau_G}\right)^2}},$$

milles R_i, R_A ja R_G nähtuvad skeemilt $\omega_k = 2\pi f_k$ — kõrgeim ülekantav ringsagedus, $\omega_m = 2\pi f_m$ — madalaim ülekantav ringsagedus, $\tau_A = C_0 R$ — anoodringi ajakonstant ja $\tau_G = C_G R_G$ — võreringi ajakonstant. Anoodringi ajakonstandis on C_0 skeemi ekvivalentne rööbitine mahtuvus, mis määratakse, nagu eespool kirjeldatud (8 — 5*e*).

$$C_0 = C_v + C_s + C_M,$$

milles C_v on eelneva lambi väljandmahtuvus, C_s — astme sisendmahtuvus ja C_M — montaažimahtuvus ning R on ekvivalentne rööbitine skeemitakistus, mille moodustavad rööbitised takistused R_i, R_A ja R_G.

$$R = \frac{R_i R_A R_G}{R_i R_A + R_i R_G + R_A R_G}.$$

Keskmistel sagedustel, mil võimendaja skeemi ebatakistust omavad elemendid C_0 ja C_G võimendusele mõju ei avalda, areneb võimendajas maksimaalne võimendus tingimusel, et

$$\omega_k \tau_A = \frac{1}{\omega_m \tau_G};$$

siis võimendajas lineaar- ega faasimoonutusi ei teki ning võimendus

$$V_0 = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_A} + \frac{R_i}{R_G}} = \frac{\mu}{R_i} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_G}} = S_d R.$$

Avaldis näitab, et kesksagedustel võimendus võrdub lambi dünaamilise tõusu S_d ja ekvivalentse rööbitise takistuse R korrutisega.

Võimendajas tekkivad lineaarmoonutused M määratakse üldjuhul V ja V_0 valemite kaudu:

$$M = \frac{V_0}{V} = \sqrt{1 + \left(\omega_k \tau_A - \frac{1}{\omega_m \tau_G}\right)^2}$$

Madalatel sagedustel lineaarmoonutus, arvestades $\omega_k \tau_A$ vähesust neil sagedustel,

$$M_m = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_m \tau_G}\right)^2}$$

ning kõrgetel sagedustel jääb $\frac{1}{\omega_m \tau_G}$ samal põhjusel arvestamata, seega

$$M_k = \sqrt{1 + (\omega_k \tau_A)^2}.$$

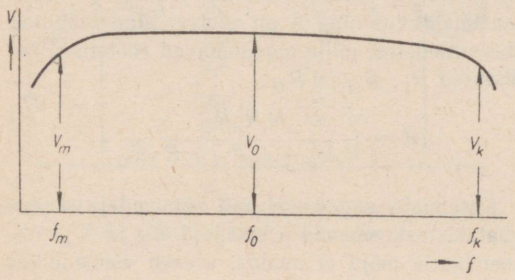
Joonisel 12 — 3 on toodud võimendaja sageduskarakteristik, mis kujutab graafiliselt võimenduse seost sagedusest.

Võimendaja arvutuskäigus harilikult on antud lubatavate lineaarmoonutuste M_m ja M_k piiri-

väärtused, mille järgi leitakse eelmistest valemitest vajalikud τ_G ja τ_A arvutusvalemid:

$$\tau_G = \frac{1}{\omega_m \sqrt{M_m^2 - 1}} \text{ ja } \tau_A = \frac{\sqrt{M_k^2 - 1}}{\omega_k}.$$

Määranud kindlaks τ_G ja τ_A, leitakse neist arvutuskäigus võimendusastme lülituselementide



Joon. 12 — 3. Takistussidestuses võimendusastme sageduskarakteristik.

arvväärtused R_A, R_G ja C_G kui eelnevalt oli valitud lambi tüüp, mille dünaamilised tunnussuurused tööpunktis teada on, ning oli eeldatud ekvivalentne rööbitine mahtuvus C_0.

Selleks et võimendaja sageduste läbilaskealas areneksid võimalikult väikesed lineaarmoonutused, peaksid lineaarmoonutustegurid M_m ja M_k oma väärtustelt võimalikult lähenema 1-le. See tähendab, et M_m ja M_k valemites $\tau_G = C_G R_G$ peaks olema võimalikult suur ja $\tau_A = C_0 R$ võimalikult väike. Esimese nõude täitmine ei esita mingeid raskusi, kuid C_0 ja R vähendamine on märksa komplitseeritum, sest et C_0 sõltub peamiselt võimendusastmele järgnevas võimendusastmes kasutatavast lambi tüübist ning selle töörežiimist, R aga peale käsiteldava astme lambi tüübi veel ta R_A-st. Järelikult M_k vähendamiseks tuleb muudes võrdsetes tingimustes vähendada R_A-d, mis tähendab võimenduse vähenemist keskmistel ja madalatel sagedustel.

Selleks, et kindlaks teha keskmistel sagedustel saadava pingevõimenduse väärtuse sõltuvalt kõrgemast ülekantavast sagedusest ja sellel lubatavast lineaarmoonutusest M_k, asendame võimenduse arvutamise valemis kesksagedusel V_0

$$R = \frac{\tau_A}{C_0} \text{ ning edasi } \tau_A = \frac{\sqrt{M_k^2 - 1}}{\omega_k}.$$

Saame

$$V_0 = S_d R = S_d \frac{\tau_A}{C_0} = \frac{S_d}{C_0} \frac{\sqrt{M_k^2 - 1}}{\omega_k}.$$

Avaldis näitab: 1) Suure pingevõimenduse saamiseks tuleb takistussidestuses võimendajas kasutada suure tõusu S_d ja väikese sisendmahtuvusega C_s lampi;

2) Mida laiem on võimendaja sageduste läbilaskeala ja mida väiksem on selles alas lubatav lineaarmoonutus M_k, seda väiksemaks kujuneb üldine võimendus V_0.

Vastavalt sellele on iga takistussidestuses pingevõimendaja arvutuse lähtealuseks õige lambitüübi valik. Valiku hõlbustamiseks kasutatakse mõnikord, eeskätt lairibavõimendajas, astme headustegurit H, mis kujutab endast kesksageduse võimendusteguri V_0 korrutist ülekantava kõrgeima piirsagedusega f_k, mille juures sageduskarakteristiku langus ei ületa näiteks 5% ning vastav lineaarmoonutus $M_k \leqslant 1{,}05$. Sellele tingimusele vastavalt saab määrata astme headusteguri

$$H = V_0 f_k = \frac{S_d}{C_0} \frac{\sqrt{M_k^2 - 1}}{2\pi} = \frac{S_d}{20\, C_0},$$

mille järgi valitakse sobiv lambitüüp. Teadaoleva lambitüübi puhul aga saab kindlaks määrata võimendusastmelt oodatavat võimendust.

Kui, näiteks, võimendusastmes kasutatakse lampi 6Б8С, mille $S_d = 1{,}0$, $C_v = 9$ pF ja järgneva astme $C_s = 12$ pF ning $C_M = 20$ pF, siis $C_0 = 9 + 12 + 20 = 41$ pF ning astme headustegur

$$H = \frac{S_d}{20\, C_0} = \frac{10^{-3}}{20 \cdot 41 \cdot 10^{-12}} = 1{,}2 \cdot 10^6.$$

Selline aste võib arendada võimendust

$f_k = 10$ kHz puhul $V_0 = \frac{H}{f_k} = \frac{1{,}2 \cdot 10^6}{10^4} = 120$

või $f = 15$ kHz puhul $V_0 = \frac{1{,}2 \cdot 10^6}{1{,}5 \cdot 10^4} = 80.$

Tabelis 12 — 1 on toodud tüüpilisemate m.-s.-võimendajates kasutatavate pentoodide tunnussuurused.

12 — 3. TAKISTUSSIDESTUSES PINGEVÕIMENDAJA ARVUTUSNÄIDE.

Arvutada m.-s.-pingevõimendaja vastavalt järgmistele tehnilistele nõuetele:

Sisendpinge amplituud $U_s = 40$ mV; väljandpinge amplituud $U_v = 45$ V, millega tüüritakse võimsusastet trioodiga 6С4С; kaetava sagedusala $f_m = 30$ Hz, $f_k = 15 \cdot 10^3$ Hz. Maksimaalselt lubatavad lineaarmoonutused kogu võimendaja kohta $M_m = M_k \leqslant 1{,}12$, ebalineaarmoonutused $\gamma \leqslant 2\%$. Anoodi toitepinge $U_{A_0} = 300$ V.

Arvutuskäik toimub järgmiselt.

1. Algul määrame võimendaja üldvõimenduse kesksagedustel

$$V_0 = \frac{U_v}{U_s} = \frac{45}{40 \cdot 10^{-3}} = 1125.$$

2. Kuna üks lamp ei suuda arendada 1125-kordset võimendust, siis tuleb kasutada mitut astet. Kahe astme puhul astmevõimendus

$$V_{01\text{-}2} = \sqrt{V_0} = \sqrt{1125} \approx 34,$$

mida on suuteline andma iga suure μ-ga triood. Kuid arvestades seda, et võimendaja peab arendama suhteliselt suure väljandpinge amplituudi $U_v = 45$ V väikese ebalineaarsuse juures, osutub otstarbekaks kasutada teises astmes keskmise μ-ga trioodi 6C2C. Trioodi 6C2C andmed on: $\mu = 20$, $R_i = 7700\ \Omega$, $C_{GK} = 3{,}8$ pF, $C_{AG} = 3{,}4$ pF, $C_{AK} = 3{,}3$ pF.

Tabel 12 — 1.

Takistussidestusega m.-s.-pingevõimendajates kasutatavate pentoodide tunnussuurusi.

Lambi tüüp	S_d (ma/V)	C_s (pF)	C_v (pF)	C_o (pF)	H
1Б1П	0,5	2,2	2,4	25	$1{,}0 \cdot 10^6$
6Б8С	1,0	4,0	9,0	33	$1{,}2 \cdot 10^6$
6Ж7	1,2	7,0	12,0	39	$1{,}5 \cdot 10^6$
6К7	1,2	7,0	12,0	39	$1{,}5 \cdot 10^6$
6Ж8	1,6	6,0	7,0	33	$2{,}4 \cdot 10^6$
6Б2П	1,7	4,2	4,1	28	$3{,}0 \cdot 10^6$
6Ж3	4,0	8,5	7,0	36	$5{,}5 \cdot 10^6$
6Ж4П	3,9	5,5	5,0	31	$6{,}3 \cdot 10^6$
6Ж3П	4,0	6,5	1,8	29	$6{,}9 \cdot 10^6$
6Ж1П	4,3	4,0	2,1	26	$8{,}3 \cdot 10^6$
6Ж6С	6,0	9,5	6,25	36	$8{,}3 \cdot 10^6$
6Ж4	8,0	11,0	5,0	36	$11 \cdot 10^6$

Märkus: 1) Käesolevas tabelis on ekvivalentse rööbitise mahtuvuse C_0 sisse arvatud montaažimahtuvus $C_M = 20$ pF.

2) Lampide dünaamilised tõusud S_d ja headustegurid H on arvutatud väikeste anoodi koormustakistuste tingimustes, suuremate koormustakistuste puhul nad osutuvad märksa väiksemateks.

3) Headustegurid H on arvutatud võimendaja sageduskarakteristiku langemise puhul kõrgeimal piirsagedusel 5% võrra, s. o. $M = 1{,}05$.

Arvestades seda, et trioodilt võidakse saada võimendust $V_0 \approx 0{,}75\ \mu$, siis orienteerivalt

$$V_{02} \approx 0{,}75 \cdot 20 = 15$$

Seega peab esimene võimendusaste arendama võimendust:

$$V_{01} = \frac{V_0}{V_{02}} = \frac{1125}{15} = 75,$$

mida saab anda harilik k.-s.-pentood. Valime lambiks 6Ж8, mille $C_{AK} = 7{,}0$ pF.

3. Jaotame lubatud lineaarmoonutused astmete vahel võrdselt

$$M_{1-2} = \sqrt{M} = \sqrt{1{,}12} = 1{,}06$$

4. Teeme kindlaks teise astme anoodringi rööbitise mahtuvuse C_0.

Kuna ülesandest on teada, et võimendaja toidab võimsustrioodi 6C4C, siis leiame algul selle sisendmahtuvuse.

Kataloogi andmetest nähtub, et 6C4C $\mu = 4{,}2$, $C_{GK} = 7$ pF, $C_{AG} = 16$ pF, $C_{AK} = 5$ pF ning $R_G \leqslant 0{,}5$ MΩ. Samuti on p. 2 teada, et 6C2C $C_{AK} = 3{,}5$ pF. Eeldades, et 6C4C arendab pingevõimendust $V_0 = 4$, leiame rööbitise mahtuvuse

$$C_0 = C_{AK2} + C_{GK3} + C_{AG3}(1 + V_{03}) + C_M = 3{,}5 + 7{,}0 + 16\ (1 + 4) + 25 = 115 \text{ pF};$$

Seejuures eeldatakse, et lülituse montaaži mahtuvus $C_M = 25$ pF.

5. Määrame M_k seisukohalt lubatava maksimaalse ekvivalentse takistuse R_2 väärtuse:

$$R_2 = \frac{\tau_{A2}}{C_{02}} = \frac{\sqrt{M_{k_2}^2 - 1}}{\omega_k C_{02}} = \frac{\sqrt{1{,}06^2 - 1}}{6{,}28 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 115 \cdot 10^{-12}} = 32 \text{ kΩ}.$$

Kuna 6C2C sisetakistus $R_i < 32$ kΩ, siis igasugune anoodkoormustakistus R_A rahuldab.

6. Küllaldase võimenduse saamiseks valime koormusteguri, s. o. anoodkoormustakistuse ja lambi dünaamilise sisetakistuse suhte $\alpha_2 = \frac{R_A}{R_{id}} \approx 5$, ning eeldades, et $R_{id} = 10$ kΩ, kujuneb anoodtakisti $R_{A2} = \alpha R_{id} = 5 \cdot 10 \cdot 10^3 = 50$ kΩ.

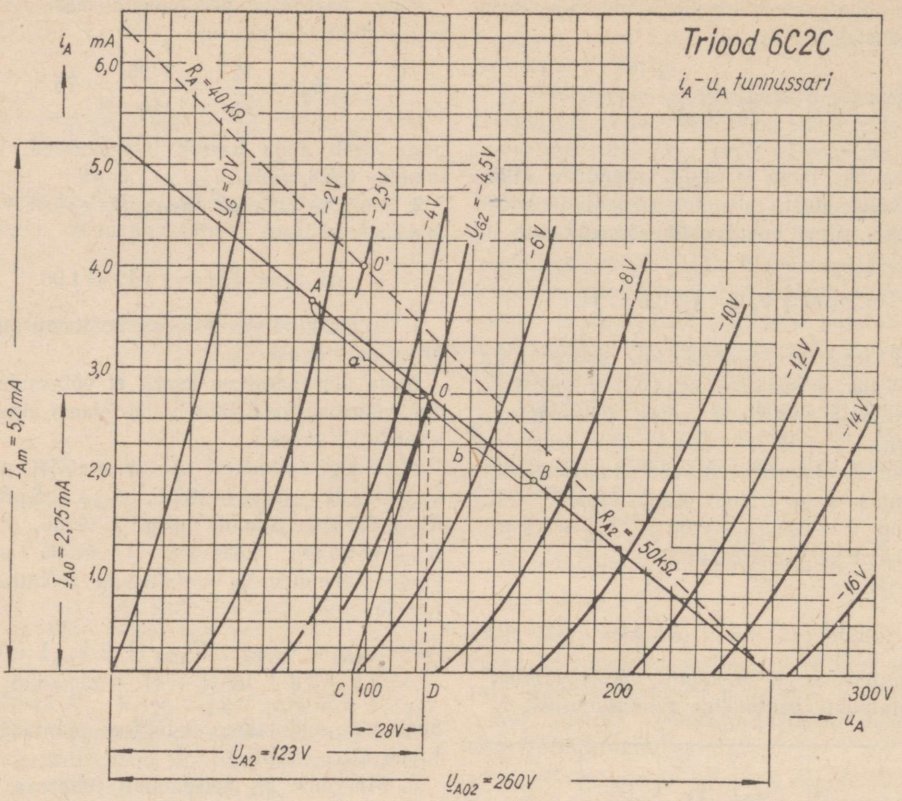
7. Määrame kindlaks teise astme võre-eelpinge. Selleks eelnevalt leiame ligikaudse võre vahelduvpinge amplituudi

$$U_{G2} = \frac{U_v}{V_2} = \frac{45}{15} = 3 \text{ V},$$

millele lisame võrevoolude vältimiseks —1,5 V. Seega $U_{G2} = -(U_{G2} + 1{,}5) = -4{,}5$ V.

8. Lubades anoodringi lülitavas lahtisidestustakistis pingelangu 40 V, kujuneb anoodi toitepinge $U_{A02} = 300 - 40 = 260$ V. Määrame kindlaks I_{Am}.

Dünaamilise tunnusjoone ehk koormussirge tõmbamiseks ja hiljem sellel tööpunkti



Joon. 12 — 4. Trioodi 6C2C $i_A - u_A$ tunnussari, millele on tõmmatud koormussirge takistusel $R_A = 50\ \text{k}\Omega$.

0 leidmiseks määrame anoodvoolu I_{Am2} väärtuse, mis läbiks lülitust siis, kui lambis pingelangu ei esineks, s. o. kui $R_l = 0$

$$I_{Am2} = \frac{U_{A02}}{R_{A2}} = \frac{260}{50 \cdot 10^3} = 52 \cdot 10^{-3}\ \text{A} = 52\ \text{mA}.$$

Teades U_{A02} ja U_{G2} tõmbame $i_A - u_A$ tunnussarjal koormussirge ja märgime sellel tööpunkti *0*.

9. Määrame tunnussarjalt kindlaks dünaamilise sisetakistuse R_{id} tööpunktis *0*, tõmmates selleks tunnusjoonele $U_{G2} = -4{,}5$ V punktis 0 puutuja ning määrates saadud △ COD (joonis 12 — 4).

$$R_{id} = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A} = \frac{CD}{OD} = \frac{28}{2{,}75 \cdot 10^{-3}} \approx 10\ \text{k}\Omega.$$

10. Määrame teise astme võimendusteguri

$$V_{02} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_A} + \frac{R_i}{R_G}} =$$

$$= \frac{20}{1 + \frac{10 \cdot 10^3}{50 \cdot 10^3} + \frac{10 \cdot 10^3}{500 \cdot 10^3}} = 16{,}4,$$

mis on veidi suurem eeldatust (15).

Määrame lõplikult kindlaks sisendpinge amplituudi

$$U_{G2} = \frac{U_v}{V_{02}} = \frac{45}{16{,}4} = 2{,}75\ \text{V},$$

seega tööpunkt oli valitud õigesti.

11. Võrekondensaatori mahtuvuse määramiseks leiame esmalt võreringi ajakonstandi τ_{G2}:

$$\tau_{G2} = \frac{1}{\omega_m \sqrt{M_{m_2}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \cdot 30 \sqrt{1{,}06^2 - 1}} = 15{,}3 \cdot 10^{-3}\ \text{sek};$$

millest $C_{G2} = \frac{\tau_{G2}}{R_{G2}} = \frac{15{,}3 \cdot 10^{-3}}{500 \cdot 10^3} =$

$$= 0{,}0306 \cdot 10^{-6}\ \text{F},$$

Lähim standardsuurus on 0,03 μF.

12. Arvutame automaatse eelpinge takistuse

$$R_{k2} = \frac{U_{G2}}{I_{A0}} = \frac{4{,}5}{2{,}75 \cdot 10^{-3}} = 1635\ \Omega.$$

13. Määrame katoodtakisti sildkondensaatori arvväärtuse

$$C_{K2} \geqslant \frac{3}{\omega_m R_{K2}} = \frac{3}{6{,}28 \cdot 30 \cdot 1635} =$$
$$= 10^{-5}\,\mathrm{F} = 10\,\mu\mathrm{F}.$$

14. Määrame anoodi lahtisidestustakisti arvväärtuse

$$R_{A02} = \frac{U'_{A0} U_{A02}}{I_{A0}} = \frac{300 - 260}{2{,}75 \cdot 10^{-3}} =$$
$$= 14{,}5 \cdot 10^3 \approx 15\,\mathrm{k\Omega},$$

ning selle sildkondensaatori mahtuvuse

$$C_{A02} \geqslant \frac{3}{\omega_m R_{A02}} = \frac{3}{6{,}28 \cdot 30 \cdot 15 \cdot 10^3} =$$
$$= 1{,}06 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{F} \approx 1\,\mu\mathrm{F}.$$

15. Arvutame graafiliselt ebalineaarmoonutuse suuruse teisel harmoonilisel

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{a - b}{a + b} = \frac{1}{2} \cdot \frac{20 - 18{,}6}{20 + 18{,}6} \approx 1{,}8\%,$$

seega rahuldab.

16. Kontrollime tegeliku M_{k2} väärtust, kuna R väärtus kujunes maksimaalsest väärtusest väiksemaks,

$$M_{k2} = \sqrt{1 + (\omega_k \tau_A)^2} = \sqrt{1 + (\omega_k C_o R)^2} =$$
$$= \sqrt{1 + (6{,}28 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 115 \cdot 10^{-12} \cdot 8{,}2 \cdot 10^3)^2} \approx 1,$$

seega lineaarmoonutused on kõrges sagedusalas tühiselt väikesed. Seepärast võib kogu kõrges sagedusalas lubatav lineaarmoonutus M_k üle kanda täielikult esimesse astmesse.

17. Jätkates esimese astme arvutamist, määrame lubatava maksimaalse ekvivalentse koormustakistuse R_1, sõltuvalt $M_{k1} = M_k$ ja C_{01}. Esmalt leiame C_{01}.

$$C_{01} = C_{AK1} + C_{GK_2} + C_{AG_2}(1 + V_{02}) + C_M =$$
$$= 7 + 4 + 3{,}4\,(1 + 16{,}4) + 15 = 85\,\mathrm{pF}.$$

Kuna 6Ж8 sisetakistus $R_i > 1\,\mathrm{M\Omega}$ ja võttes 6C2C võretakistuseks $R_{G^2} = 1\,\mathrm{M\Omega}$ võib suurema eksimuseta võrdsustada, et $R_1 = R_{A1}$. Edasi leiamegi R_{A1} maksimaalse väärtuse.

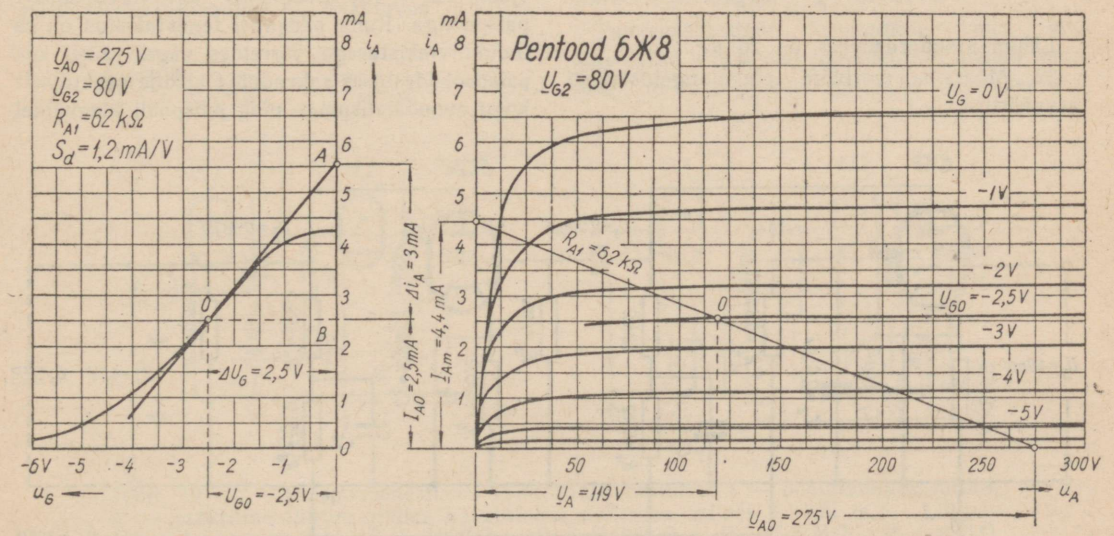
$$R_{A1} = \frac{\tau_{A1}}{C_{01}} = \frac{\sqrt{M_{k1}^2 - 1}}{\omega_k C_{01}} =$$
$$= \frac{\sqrt{1{,}12^2 - 1}}{6{,}28 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 85 \cdot 10^{-12}} = 63 \cdot 10^3\,\Omega.$$

Valime standardse 62 kΩ.

18. Selleks et vähendada anoodtakistuses tekkivat suurt pingelangu, valime 6Ж8-le madaldatud varivõrepingega $U'_{G^2} = 80\,\mathrm{V}$ töörežiimi ja lubades anoodi lahtisidestustakistis 25 V pingelangu tõmbame $i_A - u_A$ tunnussarjale 62 kΩ anoodtakistusega koormussirge. Ühtlasi konstrueerime projekteerimise teel $i_A - u_A$ teljestikust $i_A - u_G$ teljestikku 62 kΩ anoodkoormusele vastava dünaamilise tunnusjoone selleks, et kindlaks teha õige eelpinge U_{G1} väärtus, millele vastab dünaamilise tunnusjoone maksimaalne tõus $S_{d\,max}$. Nagu nähtub jooniselt 12 — 5, on tõus maksimaalne punktis *0*, millele vastab eelpinge $U_{G1} = -2{,}5\,\mathrm{V}$. Tõusu absoluutväärtus leitakse tunnusjoonele punktis *0* tõmmatud puutuja abil saadud kolmnurgast *OAB*.

$$S_d = \frac{\Delta i_A}{\Delta u_G} = \frac{3{,}0}{2{,}5} = 1{,}2\,\mathrm{mA/V}.$$

Ühtlasi selgub ka, et 6Ж8 töörežiim oli varivõrepinge valikuga teostatud õigesti, sest et



Joon. 12 — 5. K.-s.-pentoodi 6Ж8 tunnusjooned anoodkoormustakistusel $R_A = 62\,\mathrm{k\Omega}$.

anoodpinge alaliskomponent $U_A = 119$ V on suurem varivõrepingest $U'_{G2} = 80$ V.

19. Arvutame esimese astme võimenduse

$$V_{01} = S_d R_{A_1} = 1{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 62 \cdot 10^3 = 74{,}4.$$

Seega üldine võimendus

$$V_0 = V_{01} \cdot V_{02} = 16{,}4 \cdot 74{,}4 = 1220.$$

mis mõnevõrra ületab ülesandes nõutud väärtuse (1125) ja seega rahuldab. Juhul kui üldvõimendus oleks osutunud ebaküllaldaseks, tulnuks valida suurema tõusuga pentood, näiteks 6Ж3.

20. Valinud p. 17 kohaselt kataloogi andmetel $R_{G1} = 1$ MΩ, arvutame järgnevalt võrekondensaatori mahtuvuse

$$C_{G1} = \frac{\tau_{G1}}{R_{G1}} = \frac{15{,}3 \cdot 10^{-3}}{10^6} = 0{,}0153 \cdot 10^{-6}\ \text{F} = 0{,}0153\ \mu\text{F};$$

kuna eelnevalt võreringi ajakonstant oli juba määratud

$$\tau_{G1} = \tau_{G2} = 15{,}3 \cdot 10^{-3}\ \text{sec},$$

valime standardse mahtuvusega 0,018 μF kondensaatori.

21. Määrame automaatse eelpingetakistuse

$$R_{K_1} = \frac{U_{G_{01}}}{I_{A_{01}} + I'_{G_2}} = \frac{2{,}5}{(2{,}5 + 0{,}5)\ 10^{-3}} = 835\ \Omega$$

ja selle sildkondensaatori mahtuvuse

$$C_{K_1} \geqslant \frac{3}{\omega_m R_{K_1}} = \frac{3}{6{,}28 \cdot 30 \cdot 835} = 19 \cdot 10^{-6}\ \text{F} = 19\ \mu\text{F}.$$

Lähim standardsuurus on 20 μF.

22. Määrame varivõre pingelangetustakisti arvväärtuse

$$R'_{G_2} = \frac{U_{A_0} - U'_{G_2}}{I'_{G_2}} = \frac{300 - 80}{0{,}5 \cdot 10^{-3}} = 440 \cdot 10^3 = 440\ \text{k}\Omega.$$

ning selle takisti sildkondensaatori mahtuvuse

$$C'_{G_2} \geqslant \frac{3}{\omega R_{G_2}} = \frac{3}{6{,}28 \cdot 30 \cdot 440 \cdot 10^3} = 0{,}036 \cdot 10^{-6}\ \text{F} = 0{,}036\ \mu\text{F}.$$

Lähim standardsuurus on 0,05 μF.

23. Arvutame anoodi lahtisidestustakisti arvväärtuse

$$R_{A_{01}} = \frac{U'_{A_0} - U_{A_{01}}}{I_{A_0}} = \frac{300 - 275}{2{,}5 \cdot 10^{-3}} = 10 \cdot 10^3\ \Omega = 10\ \text{k}\Omega,$$

ning selle sildkondensaatori mahtuvuse

$$C_{A_{01}} \geqslant \frac{3}{\omega_m R_{A_{01}}} = \frac{3}{6{,}28 \cdot 30 \cdot 10^4} = 1{,}6 \cdot 10^{-6}\ \text{F} = 1{,}6\ \mu\text{F},$$

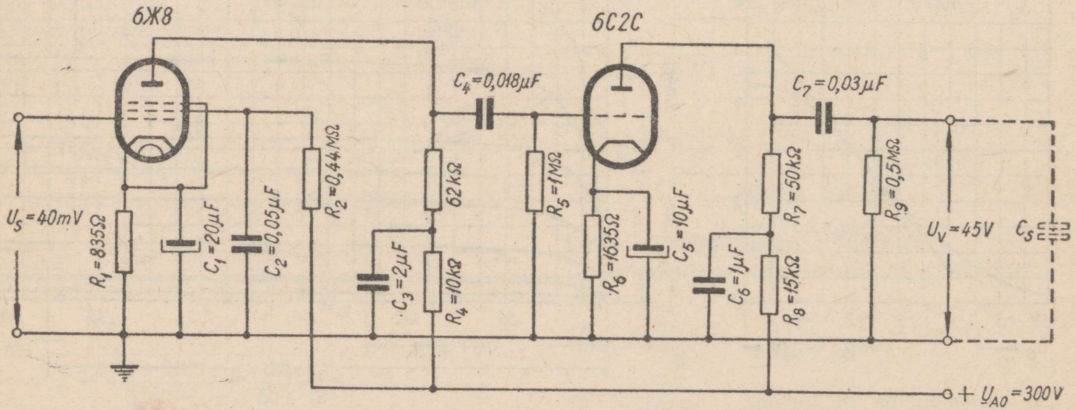
mille lähim standardsuurus on 2 μF.

Käsitatavate pingeamplituudide väiksuse tõttu ($U_{G1} = 40$ mV) pole võimalik esimeses astmes ebalineaarsust määrata, mis pealegi kujuneb tühiselt väikseks.

Sellega on võimendaja, mille lülitusskeem on toodud joonisel 12 — 6, arvutus lõpetatud.

12 — 4. PAISPOOLSIDESTUSES PINGEVÕIMENDAJA ARVUTUS.

Paispoolsidestuses asendatakse anoodtakistus (joon. 12 — 7*a*) (mõnikord ka võretakistus) paispooliga. Kuna paispooli tegevtakistus on ta induktiivtakistusega võrreldes väga väike, siis paispoolsidestuses rakendub anoodile praktiliselt kogu anoodalalispinge ning paispooli klemmidel



Joon. 12 — 6. Kaheastmelise takistussidestuses pingevõimendaja lülitusskeem.

tekkivat kasulikku vahelduvpinget kasutatakse võimenduse otstarbel. Võrele juhitud sisendpinge kutsub anoodi paispoolis esile anoodvoolu muutuse, mille tagajärjel indutseerub paispoolis vahelduvpinge.

Kuna kesksagedustel anoodi paispooli induktiivtakistus ωL_1 on tunduvalt suurem järgneva lambi võretakistusest R_G, siis lihtsustub võimendusvalem. Seega

$$V_0 = \frac{\mu R_G}{R_i + R_G} = \frac{\mu}{R_i} \cdot \frac{R_i R_G}{R_i + R_G} = S_d R,$$

milles R on lambi R_i ja võretakisti R_G rööbitine väärtus.

$$R = \frac{R_i R_G}{R_i + R_G}.$$

Eelnevalt aga leitakse kõrgeima ülekantava ringsageduse ω_k seisukohalt R_{max} väärtus, mis peab olema $\geqslant R$.

$$R_{max} = \frac{\sqrt{M_k^2 - 1}}{\omega_k C_0},$$

milles M_k on lubatav lineaarmoonutus kõrgel sagedusel ja C_0 — ekvivalentne rööbitine mahtuvus ja mis koosneb võimenduslambi C_{AK}, järgneva lambi C_s, montaaži C_M ja paispooli C_L mahtuvuste koondväärtusest.

Paispooli induktiivsus L määratakse sõltuvalt madalaimast ülekantavast ringsagedusest ω_m ja lubatavast lineaarmoonutusest M_m

$$L = \frac{R_i}{\omega_m \sqrt{M_m^2 - 1}}$$

ning võrekondensaatori C_G mahtuvus

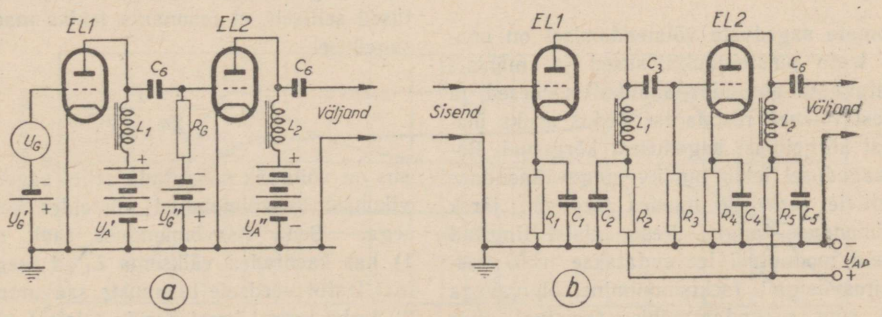
$$C_G = \frac{3}{\omega_m R_G} \dots \frac{4}{\omega_m R_G}.$$

Madalamail sagedustel ühtlase võimenduse saamiseks peab paispooli induktiivsus olema suur. Teiselt poolt suur induktiivsus ohustab võimendust kõrgematel sagedustel, kuna induktiivsuse suurendamisega koos kasvab ka paispooli keerdude vaheline mahtuvus, mis liitudes järgneva võimenduslambi sisendmahtuvusega paneb peagi piiri võimendamisele. Paispoolsidestus annab täiesti rahuldavaid tulemusi ja omab võrdlemisi ühtlast võimendust laial sagedusribal siis, kui võimendusastmes kasutatav lamp on väikese sisetakistusega.

Kui kasutada paispoolsidestuses varivõrepentoodi, siis pentoodi suure sisetakistuse tõttu, mis asub rööbiti paispooliga, areneb madalal sagedusel paispooli induktiivsuse ja võrekondensaatori toimel pingeresonants, mille tulemusena tekib madalas sagedusalas võimenduse tõus. Kuna sellise võnkeringi järjestiktakistuse moodustab võretakisti, siis võretakisti arvväärtust muutes saab ühtlasi muuta ka võnkeringi sumbuvust ja seega võimenduse suhtelist tõusu resonantssagedusel.

Paispoolsidestuses asendatakse mõningail juhtudel ka võretakisti paispooliga, millega taotletakse analoogiliselt eelpooltoodud varivõrepentoodi kasutamisele võimenduse forsseerimist madalatel sagedustel. Selline võimenduse tõus tekib võrepaispoolist ja võrekondensaatorist koosnevas võnkeringis resonantssagedusel. Kui näiteks paispooli induktiivsus võrdub 35 H ja võrekondensaatori (sidestuskondensaatori) mahtuvus 0,3 µF, siis resonants tekib sagedusel 50 Hz. Sellisel teel kunstlik madalate sageduste paisutamine annab küll näilist efekti, kuid suurenenud rööbitise mahtuvuse C_0 tõttu tekitab säärane lülitus kõrgemas sagedusalas pidevat võimenduse langust.

Paispoolsidestuse kasutamine võiks olla õigustatud ainult neil juhtudel, kui anoodi toitepinge on väga piiratud või jälle soovitakse või-



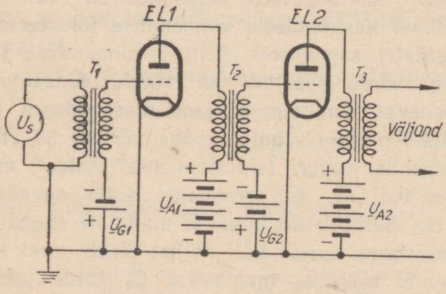
Joon. 12 — 7. Paispoolsidestuses võimendaja lülitusi: *a* — põhimõtteline lülitus, *b* — praktiline lülitus, milles kasutatakse mõlemas astmes trioodi 6C5. Lülituselementide suurused: $R_1 = 1000\ \Omega$, $R_2 = 20\,000\ \Omega$, $R_3 = 0{,}5\ M\Omega$, $R_4 = 650\ \Omega$, $R_5 = 5000\ \Omega$, $C_1, C_4 = 10\ \mu F$, $C_2, C_5 = 4\ \mu F$, $C_3, C_6 = 0{,}1\ \mu F$, $L_1 = 200$ H, $L_2 = 100$ H.

mendaja sageduskarakteristikut korrigeerida madalamas sagedusalas.

Joonisel 12 — 7*b* on toodud kaheastmelise paispoolsidestusega võimendaja praktiline lülitus, mille mõlemas astmes kasutatakse madala sisetakistusega trioode tüüp 6C5. Selliselt lülituselt saadav võimendus keskmistel sagedustel võrdub umbes 350, s. o. 31 dB.

12 — 5. TRANSFORMAATORSIDESTUSES PINGEVÕIMENDAJA ARVUTUS.

Transformaator- ehk trafosidestus sarnaneb töötamispõhimõttelt üldiselt paispoolsidestusega (joon. 12 — 8). Trafo primaarmähist läbiva anoodvoolu vahelduvvoolu komponendi toimel indutseeruvad vahelduvpinged nii primaar- kui sekundaarmähistes. Pingevõimendustrafo ülekandesuhe $\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2}$ on harilikult väiksem kui 1, millele vastavalt sekundaarmähises indutseeruvad pinged on kõrgemad primaarmähise pingetest, s. o. trafo toimib täiendava pingevõimendajana.



Joon. 12 — 8. Trafosidestuses võimendaja põhimõtteline lülitus.

Madalamate sageduste võimendamisel on nõutav, samuti kui paispoolsidestusegi juures, et primaarmähise induktiivsus oleks küllaldaselt suur.

Kõrgemate sageduste võimendamisel on nõutav, et trafo puisteinduktiivsused ja mähiste omamahtuvused oleksid võimalikult väikesed, ja et nendest tulenev resonantssagedus asuks ülekantavast kõrgeimast sagedusest kõrgemal. Resonantssagedusel tekib tunduv pingevõimenduse tõus, millele sageduse tõustes järgneb järsk pingevõimenduse langus. Resonantsist tingitud lineaarseid moonutusi leevendatakse trafo vastava ehitusviisiga (sektsioonimine, õhuvahega mähised, suur sekundaarmähise takistus) ning madala sisendtakistusega võimenduslambi valikuga. Viimane, asudes rööbiti trafo primaarmähisega, vähendab resonantsringi Q, muutes resonantskõvera lamedaks. Mõnikord lülitatakse samal otstarbel sekundaarmähisele rööbiti kõrgeoomiline takisti (0,25 ... 1 megaoomi), mis vähendab üldist võimendust kõigil sagedustel.

Siit selgub, et madalate ja kõrgete sageduste võimendamise põhimõtted on üksteisega vastuolus, mille õigeks kompromisslahenduseks on väike primaar-sekundaarmähise ülekandesuhe (mitte üle 1:3) ja madala sisetakistusega, kuid ühtlasi väikese anoodvooluga (väike anoodvool vähendab trafo südamiku magnetilise küllastumise ohtu) trioodi kasutamine, mis tähendab vähendatud pingevõimendust võimendusastmelt.

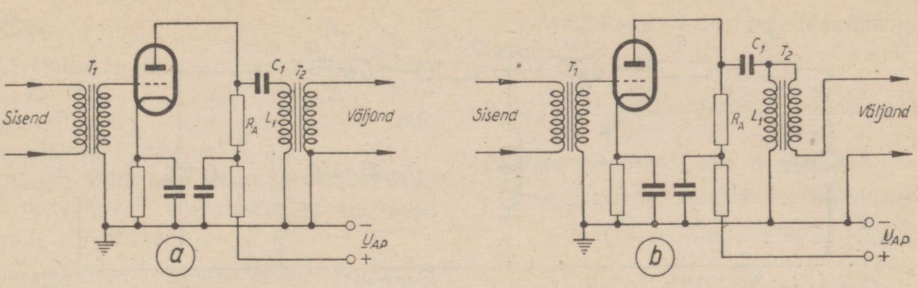
Harilikes trafosidestus-lülitustes voolab trafo primaarmähisest läbi alaline anoodvool, mis tekitab trafo südamikus eelmagneetimise. Tavaliste keskpäraste trafode juures, kui võimendajaks on valitud väikese anoodvooluga lamp, eelmagneetimine ei kujune ohtlikuks. Kuid kõrgeväärtuslikes trafodes, mis omavad suurt primaarmähise induktiivsust või milledes on kasutatud kõrge permeaablusega südamikumaterjali, kutsuvad isegi väikesed anoodvoolud esile südamiku magnetilise küllastumise, mille tulemuseks on ülekande kõrge kvaliteedi asemel väga suured ebalineaarmoonutused.

Selle pahe leevendamiseks kasutatakse takistus-trafosidestuse ehk rööbitise toitega lülitust, mis on kujutatud joonisel 12 — 9*a*. Võimendaja töötab harilikus takistussidestuses, kuid võimendatud pinge juhitakse sidestuskondensaatori C_1 kaudu veelkordseks võimendamiseks trafosse. Kui anoodi toitepinge on valitud küllalt kõrge, et tööprotsess areneb tunnusjoonte sirgosades, annab säärane lülitus lineaarsemat sagedusspektri ülekannet kui harilik trafosidelülitus.

Takistus-trafosidestus erineb trafosidestusest veel selle poolest, et temas on võimalik ära kasutada sidestuskondensaatori mahtuvuse C_1 ja trafo primaarmähise induktiivsuse L_1 toimel arenevat pingeresonantsi, mille sagedus asub madalas sagedusalas. Kui valida L_1 ja C_1 arvväärtused selliselt, et resonants tekiks madalal piirsagedusel

$$f_{m0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}},$$

siis on võimalik saavutada sellel sagedusel soovikohast lisavõimendust võrreldes kesksagedusega. Seda lisavõimendust saab rakendada 1) kas kasutades väiksema L_1 ja seega odavamat trafot võrdsete tulemuste saavutamiseks või 2) tarbe korral korrigeerida teistest võimendusastmetest tekkivat võimenduse langust madalatel sagedustel. Suurema lisavõimenduse saamiseks resonantssagedusel tuleb vähendada võnkeringi järjestiktakistust, mille moodustavad



Joon. 12 — 9. Rööbitise toitega trafosidestusi: *a* — harilik lülitus, *b* — autotrafo lülitus.

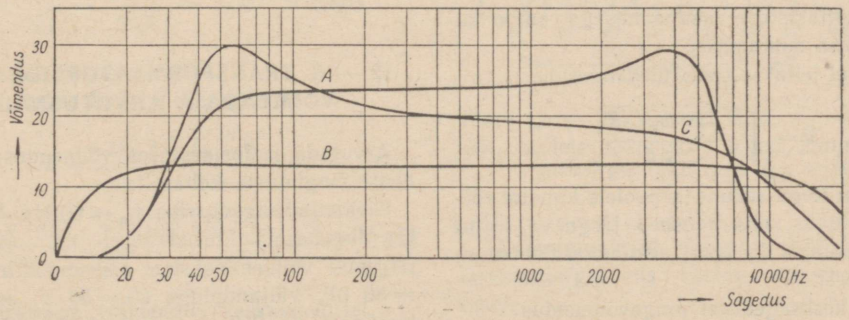
rööbiti lülitatud lambi R_i ja anoodtakistus R_A. Järelikult tuleks sel puhul kasutada kas väikese R_i trioodi, näiteks 6C2C, valides ebalineaarmoonutuste vältimiseks suure koormusteguri $\alpha = 3 \ldots 5$, või k.-s.-pentoodi, näiteks 6Ж8 või 6Ж3, milline rakendada töösse väikse α, s. o. väikeste anoodtakistusega $R_A = 50 \ldots 100$ kΩ.

Joonisel 12 — 9*b* on kujutatud eelmise lülituse variant autotrafo-sidestuses. Sel puhul lülitatakse trafo primaar- ja sekundaarmähised järjestikku, mistõttu trafolt saadav võimendus suureneb. Näiteks, kui trafo ülekandesuhe $\ddot{u} = 1{:}2$, siis autotrafo-sidestusel trafolt saadav võimendus võrdub $1{:}(2+1) = 1{:}3$, seega võimendus tõuseb 50%, trafo ülekandesuhte puhul $\ddot{u} = 1{:}3$ tõuseb võimendus 33% jne. Trafo ühendamisel autotrafona peab enne selgitama, kas mähise pinged liituvad, sest väärühenduse korral tekib lisavõimenduse asemel nõrgenemine. Ka sellelt lülituselt saadavad tulemused on täiesti rahuldavad.

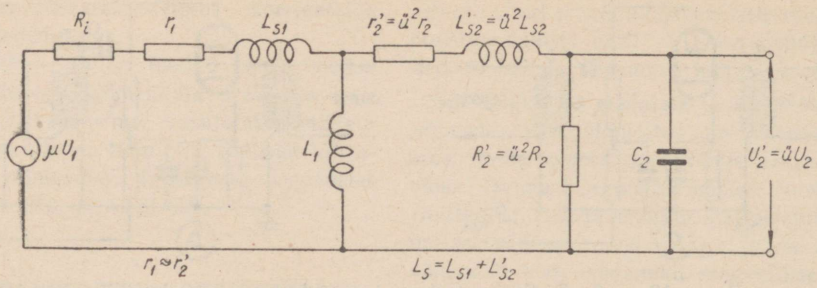
Trafosidestusega ja takistussidestusega võimendajate võrdlusel võib teha kokkuvõtte, et vaatamata trafo kaudu saadavale lisavõimendusele kujuneb õigete lampide ja lülituselementide valikul takistussidestuselt saadav võimendus umbkaudu võrdseks trafosidestusega. Samal ajal on aga ülekanne takistussidestuse kasutamisel tunduvalt moonutusvabam nii ebalineaarkui ka lineaarmoonutuste suhtes (joon. 12 — 10). Ühtlasi on takistussidestuses kasutatavad lülituselemendid trafosidestuses kasutatavaist märksa odavamad. Takistussidestus nõuab küll kõrgemaid anoodi toitepingesid, kuid samal ajal on anoodvoolud vastavalt väiksemad.

Trafosidestuses võimendaja arvutuskäigu selgitamiseks kasutatakse joonisel 12 — 11 toodud ekvivalentskeemi. Skeemis on R_i lambi sisetakistus, r_1 — primaarmähise takistus, L_{s1} — primaarmähise puisteinduktiivsus, L_1 — primaarmähise induktiivsus, C_2 — sekundaarpoole rööbitine mahtuvus; tähisega (′) on märgitud sekundaarpoolelt primaarpoolele taandatud elektrilised suurused: $r'_2 = \ddot{u}^2 r_2$ — sekundaarmähise takistus, $L'_{s2} = \ddot{u}^2 L_{s2}$ — sekundaarmähise puisteinduktiivsus ja $R'_2 = \ddot{u}^2 R_2$ — sekundaarpoolele lülitatud šunttakisti arvväärtus; $\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2}$ — trafo ülekandesuhe.

Kui kõrgemal ülekantaval sagedusel soovitakse L_s ja C_2 tingitud pingeresonantsi ära kasutades tõsta võimendust, siis L_s ja $\ddot{u}$ arvutamiseks leitakse algul sõltuvalt eeldatud võimenduse tõusu ulatuse järgi, mida määratakse lineaarmoonutusteguriga M_k, vooluringi sagedustegur p ja sumbumus d:



Joon. 12 — 10. Takistus- ja trafosidestuse võimenduste võrdlus: A — trafosidestus, B — takistussidestuse ja C — rööbitise toitega võimenduse tüüpilisi kõveraid.



Joon. 12 — 11. Trafosidestuses võimendusastme täielik ekvivalentskeem.

$$p = \sqrt[4]{1 - M_k^2} \text{ ja } d = \sqrt{2\,(1 - p^2)}.$$

Pingeresonants tekib ainult siis, kui sumbumus $d < \sqrt{2}$; juhul kui $d \geqslant \sqrt{2}$, muutub vooluring aperioodiliseks ning $V_k < V_0$.

Eristatakse kahte arvutamise juhtu:

1) kui trafo sekundaarmähis ei ole šunttakistiga sillatud ja

2) kui šunttakisti on lülituses.

Esimese juhu kohaselt määratakse algul ekvivalentne skeemi takistus

$$R = R_i + r_1 \approx 1{,}15\ R_i$$

ning leitakse eeldatud lineaarmoonutuse M_m järgi primaarmähise minimaalne induktiivsus

$$L_1 = \frac{R}{\omega_m \sqrt{M_m^2 - 1}}.$$

Järgnevalt arvutatakse kõrgetest ülekantavatest sagedustest tingitud trafo tunnussuurused, millest esimesena leitakse puisteinduktiivsus

$$L_s = \frac{p\,(R_i + r_1 + r_2')}{\omega_k d} \approx \frac{1{,}3\ p\ R_i}{\omega_k d}.$$

Saadud L_s väärtust kontrollitakse puisteteguri realiseerimise võimaluste kohaselt trafo konstruktiivsel väljaehitamisel. Trafo konstruktiivne väljaehitamine ei esita raskusi, kui puistetegur $\sigma = \frac{L_s}{L_1} \geq 0{,}003$; vastasel korral tuleb arvutust korrata šunttakistuse rakendamisega, mil σ kujuneb märksa suuremaks.

Selle järel leitakse trafo ülekandesuhe

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{1{,}3\ \omega_k C_2 R_i}{p\,d}},$$

milles C_2 on kogu sekundaarpoolele kanduv röövbitine mahtuvus, mis koosneb järgneva astme sisend-, montaaži ja trafo sekundaarmähise sisemahtuvusest.

Lõppeks kesksagedusel pingevõimendus

$$V_0 = \frac{\mu}{\ddot{u}}.$$

Teise juhu kohaselt eeldatakse algul lambi koormusteguri α väärtus, mis trioodi puhul valitakse 3 ... 6. Selle järel leitakse ekvivalentne skeemi takistus

$$R = \frac{(R_i + r_1)\,\alpha}{1 + \alpha}$$

ning arvutatakse primaarmähise induktiivsus

$$L_1 = \frac{R}{\omega_m \sqrt{M_m^2 - 1}}.$$

Järgnevalt leitakse trafo puisteinduktiivsus

$$L_s = \frac{2{,}6\ p\ R_i}{\omega_k \left(d + \sqrt{d^2 - \frac{4}{1 + \alpha}} \right)}$$

ning kontrollitakse puisteteguri $\sigma = \frac{L_s}{L_1}$.

Lõppeks arvutatakse ülekandesuhe

$$\ddot{u} = \frac{\omega_k}{p} \cdot \sqrt{\frac{L_s\ C_2\ \alpha}{1 + \alpha}},$$

võimendustegur kesksagedusel

$$V_0 = \frac{\mu}{\ddot{u}} \cdot \frac{\alpha}{1 + \alpha}$$

ning sildtakistus

$$R_2 = \frac{(R_i + 2r_1)}{\ddot{u}^2} \approx \frac{1{,}3\ R_i\ \alpha}{\ddot{u}^2}.$$

12 — 6. TRANSFORMAATORSIDESTUSES VÕIMENDAJA ARVUTUSNÄIDE

Arvutada trafosidestuses võimendusaste järgmiste tingimuste kohaselt:

Ülekantav sagedusriba: $f_m = 60$ Hz, $f_k = 8 \cdot 10^3$ Hz; lineaarmoonutused $M_m \leq 1{,}2$, $M_k = 0{,}85$; järgmise võimendusastme sisendmahtuvus $C_s = 80$ pF; väljandpinge $U_2 = 50$ V; anoodi toitepinge $U_A = 250$ V. Sageduskarakteristiku ühtlustamiseks sillatakse trafo sekundaarmähis takistiga.

Lahendus.

1. Määratakse trafo sekundaarmähist sildav mahtuvus $C_2 = C_s + C_M + C_T = 80 + 20 + 50 = 150$ pF, milles C_M — montaaži ja C_T — trafo sekundaarmähise mahtuvus.

2. Valitakse suhteliselt suure headusteguriga $G = \mu S$ ja väikese sisetakistusega R_i triood 6C2C, mille $\mu = 20$ ja $R_i = 7{,}7$ kΩ.

3. Määratakse ekvivalentne skeemitakistus R, valides koormusteguriks $\alpha = 5$

$$R = \frac{(R_i + r_1)\alpha}{1+\alpha} \approx \frac{1{,}15\, R_i \alpha}{1+\alpha} =$$

$$= \frac{1{,}15 \cdot 7{,}7 \cdot 10^3 \cdot 5}{1+5} = 7{,}4 \cdot 10^3\ \Omega.$$

4. Arvutatakse trafo primaarmähise induktiivsus

$$L_1 = \frac{R}{\omega_m \sqrt{M_m^2 - 1}} = \frac{7{,}4 \cdot 10^3}{6{,}28 \cdot 60 \sqrt{1{,}2^2 - 1}} =$$

$$= 29{,}6\ \text{H}.$$

5. Arvutatakse vooluringi sagedustegur p ja sumbumus d.

$$p = \sqrt[4]{1 - M_k^2} = \sqrt[4]{1 - 0{,}85^2} = 0{,}73;$$

$$d = \sqrt{2\,(1 - p^2)} = \sqrt{2\,(1 - 0{,}73^2)} = 0{,}97.$$

6. Leitakse puisteinduktiivsus

$$L_s = \frac{2p\,(R_i + 2r_1)}{\omega_k \left(d + \sqrt{d^2 - \frac{4}{1+\alpha}} \right)} =$$

$$= \frac{2 \cdot 0{,}73 \cdot 1{,}3 \cdot 7{,}7 \cdot 10^3}{6{,}28 \cdot 8 \cdot 10^3 \left(0{,}97 + \sqrt{0{,}97^2 - \frac{4}{1+5}} \right)} =$$

$$= 0{,}195\ \text{H}.$$

7. Kontrollitakse, kas leitud L_s väärtus ei tekita trafo konstrueerimisel raskusi.

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0{,}195}{29{,}6} \approx 0{,}007 > 0{,}003,$$

seega on lubatavais piirides.

8. Määratakse trafo ülekandesuhe.

$$\ddot{u} = \frac{\omega_k}{p} \sqrt{\frac{L_s C_2 \alpha}{1+\alpha}} =$$

$$= \frac{6{,}28 \cdot 8 \cdot 10^3}{0{,}73} \cdot \sqrt{\frac{0{,}195 \cdot 150 \cdot 10^{-12} \cdot 5}{1+5}} = 0{,}347.$$

9. Määratakse võimendus kesksagedusel.

$$V_0 = \frac{\mu}{\ddot{u}} \cdot \frac{(1+\alpha)}{\alpha} = \frac{20 \cdot 5}{0{,}347\,(1+5)} = 48.$$

10. Arvutatakse trafo sekundaarmähise sildtakistus.

$$R_2 = \frac{\alpha(R_i + 2r_1)}{\ddot{u}^2} = \frac{5 \cdot 1{,}3 \cdot 7{,}7 \cdot 10^3}{0{,}347^2} = 415\ \text{kΩ}.$$

Lähim standardsuurus on 430 kΩ.

11. Määratakse trafomähiste takistused.

$$r_1 \approx 0{,}15\ R_i = 0{,}15 \cdot 7700 = 1150\ \Omega;$$

$$r_2 = \frac{r_1}{\ddot{u}^2} = \frac{1150}{0{,}347^2} = 9500\ \Omega.$$

12. Määratakse sisendpinge ja eelpinge.

$$U_1 = \frac{U_2}{V_0} = \frac{50}{48} \approx 1\ \text{V ning}$$

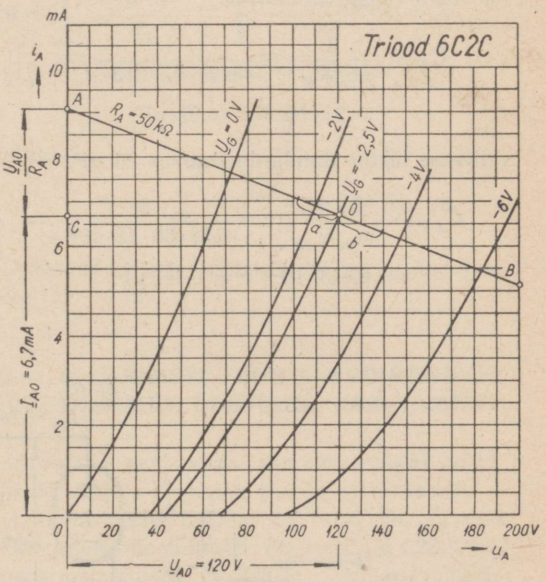
$$U_{G0} = -(U_1 + 1{,}5) = -2{,}5\ \text{V}.$$

13. 6C2C $i_A - u_A$ tunnussarjal (joonis 12 — 12), määrame ära tööpunkti, milleks eelnevalt valime anoodalalispinge väärtuseks

$$U_{A0} \approx 2\,U_2 = 2 \cdot 50 = 100\ \text{V}.$$

Valime lõplikult $U_{A0} = 120$ V, mille projektsioonjoone lõikepunkt tunnusjoonega $U_{G0} = -2{,}5$ V osutubki tööpunktiks O.

Tööpunktis on anoodalalisvool $I_{A0} = 6{,}7$ mA.



Joon. 12 — 12. Trioodi 6C2C $i_A - u_A$ tunnussari, millele tööpunktis O on tõmmatud koormussirge takistusel $R_A = 50$ kΩ.

14. Tunnussarjal tõmbame läbi tööpunkti O koormussirge, mis vastab anoodkoormustakistusele

$$R_A = \alpha\,(R_i + 2r_1) = 5\,(7{,}7 + 2 \cdot 15) \cdot 10^3 =$$

$$= 50\ \text{kΩ}, \text{ selliselt, et}$$

joonlõik $AC = \frac{U_{A0}}{R_A} = \frac{120}{50 \cdot 10^3} = 2{,}4$ mA.

15. Kuna joonlõigud a ja b kujunevad väikeste sisendpingete U_1 tõttu väga väikesteks, siis käesoleval juhul pole nende abil võimalik ega vajadustki ebalineaarmoonutust γ kindlaks määrata, mis kujuneb tühiselt väikseks.

16. Katoodtakisti arvväärtus

$$R_K = \frac{U_{G0}}{I_{A0}} = \frac{2{,}5}{6{,}7 \cdot 10^{-3}} = 373\ \Omega$$

ning alalispingelang trafo primaarmähises

$$U_{AT} = I_{A0} r_1 = 6{,}7 \cdot 10^{-3} \cdot 1150 \approx 7{,}5\ \text{V}.$$

17. Arvutame anoodringi lülitatava pingelangetus-eraldustakisti arvväärtuse:

$$U_{AF} = U_A - (U_{A0} + U_{G0} + U_{AT}) = 250 - (120 + 2{,}5 + 7{,}5) = 120\ \text{V}.$$

$$R_{AF} = \frac{U_{AF}}{I_{A0}} = \frac{120}{6{,}7 \cdot 10^{-3}} = 18\ \text{k}\Omega.$$

18. Lõppeks arvutatakse katoodtakisti sildkondensaator C_K ja anoodringi filterkondensaatori C_{AF} mahtuvused ning võreringi lahtisidestustakisti R_{FG} arvväärtus:

$$C_K \geqslant \frac{3}{\omega_m R_K} = \frac{3}{6{,}28 \cdot 60 \cdot 373} = 21 \cdot 10^{-6}\ \text{F} = 21\ \mu\text{F},$$

valitakse lähim standardmahtuvus 20 µF;

$$C_{AF} \geqslant \frac{3 \ldots 5}{\omega_m R_{AF}} = \frac{3}{6{,}28 \cdot 60 \cdot 18 \cdot 10^3} = 0{,}443 \cdot 10^{-6}\ \text{F} = 0{,}443\ \mu\text{F},$$

valitakse lähim standardmahtuvus 0,5 µF; võreringi lahtisidestustakisti arvväärtus valitakse piirides $R_{FG} = 0{,}1 \ldots 0{,}5$ MΩ, valime käesoleval juhul 0,1 MΩ. Sellega on võimendusastme arvutus lõpetatud. Joonisel 12 — 13 on toodud võimendaja lõplik lülitusskeem.

12 — 7. A-KLASSI VÕIMSUSVÕIMENDAJA ARVUTUSNÄIDE TRIOODI KASUTAMISEL

Arvutada trioodiga võimsusvõimendaja järgmiste tingimuste kohaselt:

Ülekantav sagedusriba: $f_m = 50$ Hz, $f_k = 10$ kHz; lineaarmoonutused: $M_m \leqslant 1{,}2$, $M_k \leqslant 1{,}26$; ebalineaarmoonutused $\gamma \leqslant 5\%$; väljandvõimsus koormuses $P_k = 2{,}5$ W; koormustakistus $R_k = 3{,}5\ \Omega$.

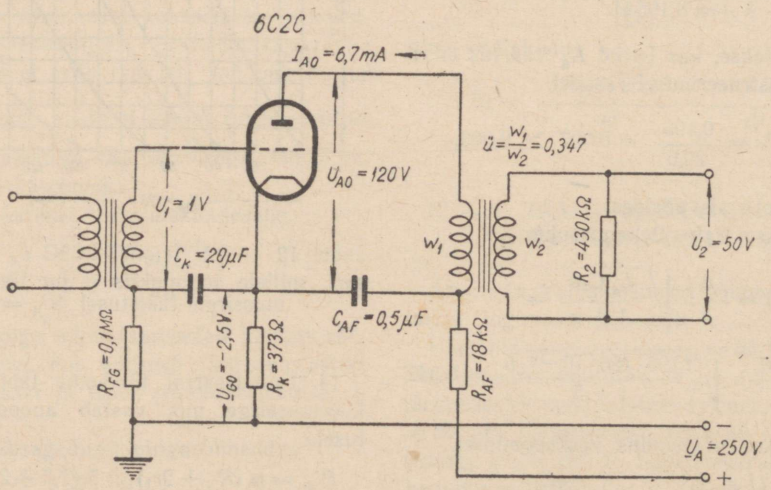
1. Eeldades väljamistrafo kasuteguriks $\eta_T = 0{,}8$, määratakse lambilt arendatav väljandvõimsus

$$P_v = \frac{P_k}{\eta_T} = \frac{2{,}5}{0{,}8} = 3{,}15\ \text{W}.$$

2. Arvestades ranget nõuet väikese ebalineaarmoonutuse suhtes valime anoodkoormusteguriks $\alpha = 3$ ning arvutame vajatava lambi anoodkaovõimsuse valemiga

$$P_A = 2{,}75\, P_v \frac{2+\alpha}{\alpha} = 2{,}75 \cdot 3{,}15 \frac{2+3}{3} = 14{,}5\ \text{W},$$

millele kataloogi andmete kohaselt vastab triood 6C4C ja mille andmed on $P_{A\,max} = 15$ W, $\mu = 4{,}2$, $R_i = 800\ \Omega$, $U_{A0\,max} = 250$ V.



Joon. 12 — 13. Trafosidestuses pingevõimendusastme lülitusskeem.

3. Määrame võre vahelduvpinge amplituudi ja eelpinge

$$\underline{U}_G = U_G = \frac{1+\alpha}{\mu}\sqrt{\frac{2P_v R_i}{\alpha}} =$$

$$= \frac{1+3}{4{,}2}\sqrt{\frac{2\cdot 3{,}15\cdot 800}{3}} \approx 40\ \text{V}.$$

Kuna 6C4C $i_A - u_A$ tunnussarja järgi (joonis 11 — 2) $\underline{U}_{A0} = 250$ V ja $\underline{U}_{G0} = -40$ V tööpunkt asuks alas, milles anoodkaovõimsus $\underline{U}_A > P_{A\,max} = 15$ W, siis suurendame $\underline{U}_{G0}$ kuni — 45 V-ni, mille juures $P = 15$ W.

4. Tõmbame tunnussarjale läbi tööpunkti O anoodtakistusele $R_A = \alpha R_i = 3\cdot 800 \approx 2500\ \Omega$ vastava koormussirge CD, mille kaudu leiame $I_{0A} = 60$ mA; $a = 23{,}5$ mm, $b = 20$ mm; ebalineaarmoonutus $\gamma_2 = \frac{1}{2}\cdot\frac{a-b}{a+b} =$

$$\frac{1}{2}\cdot\frac{23{,}5-20}{23{,}5+20} = 0{,}04,\ \text{s. o. } 4\%,$$

$$\gamma_3 = \frac{1}{2}\cdot\frac{2(c+d)-(a+b)}{a+b+c+d} =$$

$$= \frac{2\cdot 21-(23{,}5+20)}{2(23{,}5+20+21)} = 0{,}0116\ \text{s. o. } 1{,}16\%$$

ja üldine ebalineaarsus

$$\gamma = \sqrt{\gamma_2^2+\gamma_3^2} = \sqrt{4^2+1{,}16^2} = 4{,}15\%,$$

mis on isegi väiksem ülesandes antud väärtusest.

5. Leiame lambi dünaamilise sisetakistuse

$$R_{id} = \frac{\Delta \underline{U}_A}{\Delta \underline{I}_A} = \frac{50}{60\cdot 10^{-3}} = 835\ \Omega$$

ja arvutame väljamistrafo primaarmähise takistuse eeldatud $\eta_T = 0{,}8$ kohaselt.

$$r_1 = \alpha R_{id}\frac{1-\eta_T}{2} = 3\cdot 835\ \frac{1-0{,}8}{2} = 250\ \Omega.$$

6. Vajatav anoodi toitepinge

$$\underline{U}_A = \underline{U}_{A0} + \underline{U}_{G0} + \underline{I}_{A0} r_1 = 250 + 45 +$$

$$+ 60\cdot 10^{-3}\cdot 250 = 310\ \text{V}.$$

7. Automaatse eelpinge takistus

$$R_K = \frac{\underline{U}_{G0}}{\underline{I}_{A0}} = \frac{45}{60\cdot 10^{-3}} = 750\ \Omega$$

ning šuntkondensaator

$$C_K = \frac{3}{\omega_m R_K} = \frac{3}{6{,}28\cdot 50\cdot 750} =$$

$$= 13\cdot 10^{-6}\ \text{F} = 13\ \mu\text{F},$$

mille lähim standardne suurus on 20 μF.

8. Arvutame väljamistrafo primaarmähise minimaalse induktiivsuse väärtuse, millele eelnevalt skeemi ekvivalentne takistus

$$R = (R_{id} + 2r_1)\frac{\alpha\eta_T}{1+\alpha} =$$

$$= (835 + 2\cdot 250)\ \frac{3\cdot 0{,}8}{1+3} = 800\ \Omega,$$

$$L_1 = \frac{R}{\omega_m\sqrt{M_m^2-1}} = \frac{800}{6{,}28\cdot 40\sqrt{1{,}2^2-1}} =$$

$$= 4{,}8\ \text{H}.$$

9. Määrame trafo puisteinduktiivsuse.

$$L_s = \frac{R_{id}\,(1+\alpha)}{\omega_k}\sqrt{M_k^2-1} =$$

$$= \frac{835\ (1+3)}{6{,}28\cdot 10^4}\sqrt{1{,}26^2-1} = 0{,}041\ \text{H},$$

ning puisteteguri

$$\sigma = \frac{L_s}{L} = \frac{0{,}041}{4{,}8} = 0{,}0085,$$

mis näitab, et trafo konstruktiivne lahendamine on teostatav.

10. Trafo ülekandesuhe

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{\alpha R_{id}\eta_T}{R_k}} = \sqrt{\frac{3\cdot 835\cdot 0{,}8}{3{,}5}} = 24.$$

11. Trafo sekundaarmähise takistus

$$r_1 = r'_2 = \ddot{u}^2 r_2,$$

millest

$$r_2 = \frac{r_1}{\ddot{u}^2} = \frac{250}{24^2} = 0{,}44\ \Omega.$$

Võimendusastme lülitusskeem on toodud joonisel 12 — 14.

12 — 8. A-KLASSI VÕIMSUSVÕIMENDAJA ARVUTUSNÄIDE PENTOODI KASUTAMISEL

Arvutada pentoodiga (jugatetroodiga) võimsusvõimendaja järgmiste tingimuste kohaselt:

Ülekantav sagedusriba: $f_m = 35$ Hz, $f_k = 12$ kHz; lineaarmoonutused $M_m = M_k \leqslant 1{,}25$; ebalineaarmoonutused $\gamma \leqslant 5\%$; väljandvõimsus koormuses $P_k = 2{,}3$ W; koormustakistus $R_k = 3\ \Omega$.

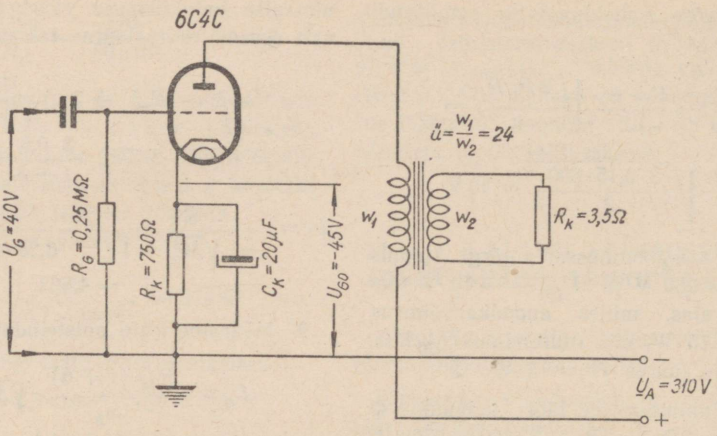
Lahendus.

1. Määrame lambilt saadava väljandvõimsuse, eeldades, et väljandtrafo kasutegur $\eta_T = 0{,}75$.

$$P_v = \frac{P_k}{\eta_T} = \frac{2{,}3}{0{,}75} \approx 3\ \text{W}.$$

2. Määrame anoodi kaovõimsuse.

$P_A = 4P_v = 4\cdot 3 = 12$ W, millele kataloogi



Joon. 12 — 14. Trioodiga A-klassi võimsusvõimendaja lülitusskeem.

andmetel täpselt vastab jugatetrood 6П6С, mille $P_{A\,max} = 12$ W, $S = 4{,}1$ mA/V, $I_{Am} = 90$ mA, $I_{G2} = 4{,}5$ mA, $R_i = 52$ kΩ.

3. Määrame anoodi toitepinge.

$$U_{A0} = \frac{8\,P_v}{I_{Am}} = \frac{8 \cdot 3}{90 \cdot 10^{-3}} = 265 \text{ V},$$

mille vähendame 250 V.

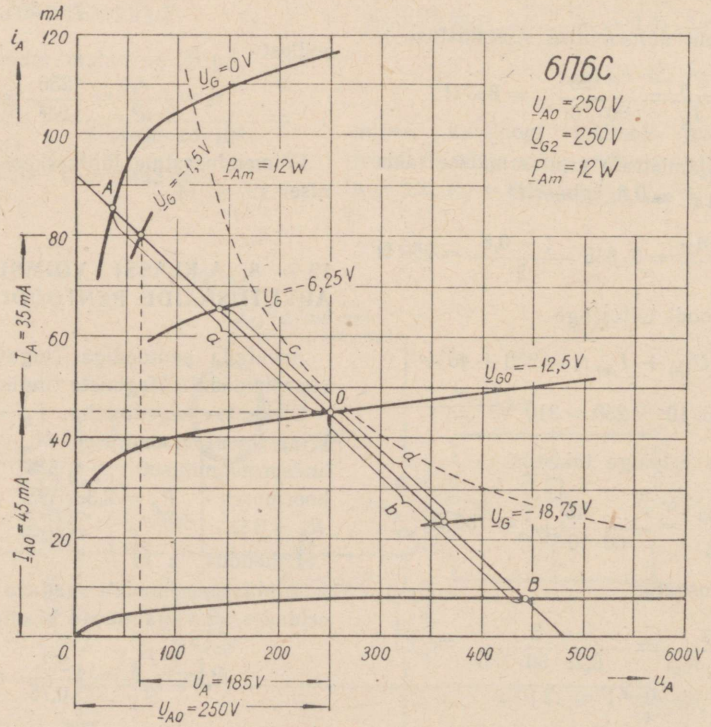
4. Määrame võre vahelduvpinge amplituudi ja eelpinge

$$U_G = \frac{I_{Am}}{2\,S} = \frac{90 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 4{,}1 \cdot 10^{-3}} = 11 \text{ V}$$

ja

$$U_{G0} = -\,(U_{G0} + 1{,}5) = -\,(11 + 1{,}5) = -\,12{,}5 \text{ V}.$$

5. 6П6С $i_A - u_A$ tunnussarjal (joon. 12 — 15) määrame tööpunkti *0*, mille juures alalis-anood-



Joon. 12 — 15. Jugatetroodi 6П6С $i - u$ tunnussari võimendaja arvutamiseks.

voolu komponent $I_{A0} = 45$ mA, ning kontrollime, kas valitud töörežiim rahuldab $P_{A\,max}$ suhtes. $P_{A0} = U_{A0} \cdot I_{A0} = 250 \cdot 45 \cdot 10^{-3} = 11{,}25$, mis on mõnevõrra väiksem kataloogi andmetest.

6. Selleks et γ_2 oleks väike, tõmbame koormussirge sellise kaldenurga all, mille juures joonlõik $a \approx b$ (suurema nurga all $a > b$, väiksema nurga all $a < b$), ning määrame valitud optimaalse anoodtakistuse suuruse

$$R_{A\,opt} = \frac{U_A}{I_A} = \frac{185}{35 \cdot 10^{-3}} = 5250\ \Omega,$$

selleks koormussirgelt eelnevalt kindlaks tehes $U_A = 185$ V ja $I_A = 35$ mA.

7. Kontrollime saadavat väljandvõimsust:

$$P_v = \frac{U_A I_A}{2} = \frac{185 \cdot 35 \cdot 10^{-3}}{2} = 3{,}24\ \text{W},$$

mis mõnevõrra ületab p. 1 arvutatud väärtuse.

8. Koormussirgelt määrame joonlõigud

$$a = 29{,}5\ \text{mm},\ b = 27\ \text{mm},\ c = 15\ \text{mm ja}$$
$$d = 16\ \text{mm}$$

ja arvutame ebalineaarmoonutused.

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{a-b}{a+b} = \frac{29{,}5 - 27}{2\,(29{,}5 + 27)} =$$
$$= 0{,}022\ \text{ehk}\ 2{,}2\%,$$

$$\gamma_3 = \frac{1}{2} = \frac{a+b-2\,(c+d)}{a+b+c+d} =$$

$$= \frac{29{,}5 + 27 - 2\,(15+16)}{2\,(29{,}5 + 27 + 15 + 16)} = 0{,}032\ \text{ehk}\ 3{,}2\%$$

ning üldine ebalineaarsus

$$\gamma_{\ddot{u}} = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2} = \sqrt{2{,}2^2 + 3{,}2^2} = 0{,}0385$$
$$\text{ehk}\ 3{,}85\%,$$

mis on märksa väiksem nõutust (5%).

9. Määrame väljandtrafo primaarmähise induktiivsuse minimaalse väärtuse.

$$L_1 = \frac{R_{A\,opt}}{\omega_m \sqrt{M_m^2 - 1}} = \frac{5250}{6{,}28 \cdot 35 \sqrt{1{,}25^2 - 1}} =$$
$$= 31{,}8\ \text{H}.$$

10. Määrame trafo maksimaalse puisteinduktiivsuse.

$$L_s = \frac{R_i + R_{A\,opt}}{\omega_k} \sqrt{M_k^2 - 1} =$$

$$= \frac{(52 + 5{,}25)\ 10^3}{6{,}28 \cdot 12 \cdot 10^3} \sqrt{1{,}25^2 - 1} = 0{,}57\ \text{H}.$$

Puistetegur

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0{,}57}{32} = 0{,}018,$$

mis eeldab väga lihtsat trafo konstruktiivset lahendust.

11. Määrame trafo ülekandesuhte.

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_{A\,opt} + \eta_T}{R_k}} = \frac{5250 \cdot 0{,}75}{3} = 36{,}3.$$

12. Arvutame väljandtrafo primaarmähise takistuse.

$$r_1 = \frac{R_{A\,opt}}{2}(1 - \eta_T) = \frac{5250}{2}(1 - 0{,}75) =$$
$$= 660\ \Omega.$$

13. Määrame anoodi toiteallika pinge.

$$U_A = U_{A0} + U_{G0} + I_{A0} r_1 = 250 + 12{,}5 +$$
$$+ 45 \cdot 10^{-3} \cdot 660 = 292\ \text{V}.$$

Varivõrele tuleb lülitada pingelangetustakisti

$$R_{G2} = \frac{I_{A0} r_1}{I_{G2}} = \frac{29{,}5}{4{,}5 \cdot 10^{-3}} = 6550\ \Omega,$$ millele

lähim standardsuurus on 6800 Ω.

14. Arvutame automaatse eelpingestustakistuse.

$$R_K = \frac{U_{G0}}{I_{A0} + I_{G20}} = \frac{12{,}5}{(45 + 4{,}5) \cdot 10^{-3}} =$$
$$= 250\ \Omega,$$

mille taluvvõimsus

$$P_K = I_K^2 R_K = (49{,}5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 250 = 0{,}63\ \text{W}$$
$$(< 1\ \text{W}),$$

15. Määrame šuntkondensaatorite mahtuvused.

$$C_{G2} = \frac{3}{\omega_m R_{G2}} = \frac{3}{6{,}28 \cdot 35 \cdot 6800} =$$
$$= 2 \cdot 10^{-6}\ \text{F} = 2\ \mu\text{F}$$

ja

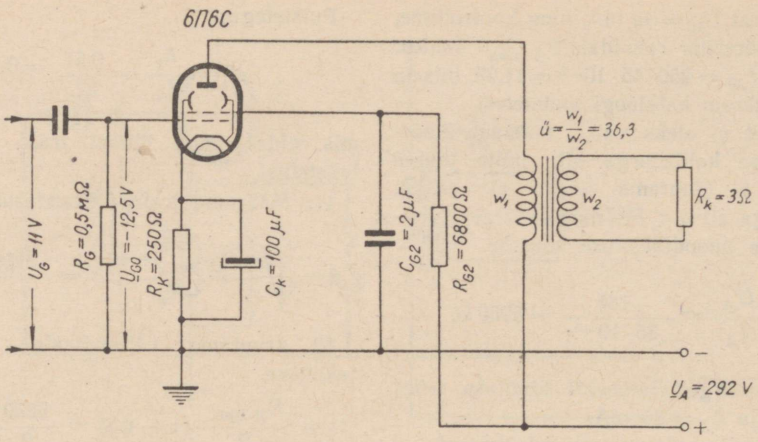
$$C_K = \frac{3}{\omega_m R_K} = \frac{3}{6{,}28 \cdot 35 \cdot 250} =$$
$$= 55 \cdot 10^{-6}\ \text{F} = 55\ \mu\text{F},$$

mille lähim standardsuurus on 50 μF, parem aga veel 100 μF.

16. Trafo sekundaarmähise takistus

$$r_2 = \frac{r_1}{\ddot{u}^2} = \frac{660}{36{,}3^2} = 0{,}5\ \Omega.$$

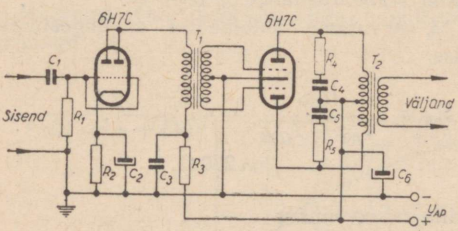
Lülitusskeem on toodud joonisel 12 — 16.



Joon. 12 — 16. Jugatetroodiga A-klassi võimsusvõimendaja.

12 — 9. *B*-KLASSI VÕIMSUSEVÕIMENDAJA ARVUTUS.

B-klassi võimendaja, mille tüüplülitus on toodud joonisel 12 — 17, koosneb kahest astmest: ergutusastmest ja sümmeetrilisest kahelambilisest võimendusastmest. Ergutusastme ülesandeks



Joon. 12 — 17. B-klassi võimendaja lülitus. Nii ergutus- kui ka võimendusastmes kasutatakse kaksiktrioodi 6H7C. Lülituselemendid: $R_1 = 0{,}5$ MΩ, $R_2 = 900$ Ω, $R_3 = 40$ kΩ, $R_4, R_5 = 10$ kΩ, $C_1 = 0{,}01$ μF, $C_2 = 10$ μF, $C_3 = 4$ μF, $C_4, C_5 = 0{,}02$ μF, $C_6 = 10$ μF; T_1 — ergutustrafo, T_2 — väljandtrafo, anoodpinge $U_A = 300$ V.

on mitte ainult võimendada võimendusastme sisendisse vajaliku suurusega vahelduvpingeid, vaid ühtlasi anda võimendusastme sisendringi vahelduvvoolu võimsust, mis läheb võrevoolu kadude katteks. Võrevoolu voolamine avaldub ergutuslambile koormusena, mis sõltuvalt võrevoolu muutusest muutub suurtes piirides. Seepärast ergutusastme lambina ei kõlba kasutamiseks võimsuspentoodid ja -tetroodid, mille optimaalne anoodi koormustakistus on moonutuste vähendamiseks kriitiliselt piiratud. Ainsaks õigeks valikuks on väikese sisetakistusega A-klassi triood või trioodid kas harilikus või vastastaktlülituses, sest et nende anoodkoormus võib suurtes ulatustes muutuda, ilma et seeläbi moonutused suureneksid. Olulisemaks tingimuseks on, et ergutusastme väljandvõimsus oleks küllaldane võrevoolu ning ergutustrafo kadude katmiseks.

Vaadeldaval tüüpjuhul on nii ergutus- kui ka võimendusastmesse valitud kahekordne triood 6H7C. Ergutusastmesse lülitatuna on mõlemad trioodid ühendatud rööbiti ja töötavad eelpingestatult A-klassi režiimis. Rööbitise ühendamisega sisetakistus vastavalt väheneb, kuid tõus ja väljandvõimsus suurenevad. Võimsusastmes on sama kahekordne triood lülitatud eelpingestamata B-klassi režiimi.

Ergutusastmelt kantakse anoodringis genereeritud võimsus ergutustrafo kaudu võimsusastme võreringi. Kuna võimsusastmes arendab väljandvõimsust korraga ainult üks triood, siis on ergutustrafo ülesandeks sobitada üheaegselt ühe võimendaja trioodi võre koormustakistus ergutuslambi anoodi optimaalse koormusega. Seejuures eeldatakse, et ergutusastme väljandvõimsus täielikult katab võrekaod. Käesoleval juhul annab ergutuslamp 300-voldise anoodpingega töötades efektiivset väljandvõimsust 400 mW. Võimenduslambi võrekadu positiivse võreamplituudi juures $P_G = U_G I_G = \frac{35 \cdot 0{,}022}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}} = 0{,}385$ W ehk 385 mW, seega parajasti ergutuslambi võimete piirides.

Ergutustrafo ülekandesuhe kujuneb seega järgmiseks:

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{\frac{w_2}{2}} = \sqrt{\frac{R_A}{R_G}},$$

milles w_1 ja w_2 on trafo mähiste keerdude arvud, R_A — ergutuslambi optimaalne anoodi

koormustakistus ja R_G ühe võimenduslambi võre sisendtakistus.

Võre sisendtakistus arvutatakse positiivse pinge amplituudi väärtuse (U_G) jagamisega maksimaalse võrevooluga (I_G):

$$R_G = \frac{U_G}{I_G}.$$

Võre sisendtakistuse suure muutumise vähendamiseks võetakse ergutuslambi optimaalne anoodi koormustakistus (R_A) keskmiselt 2 kuni 4 korda lambi sisetakistusest (R_i) suurem, s. o. $R_A \approx 2R_i \ldots 4R_i$. Kui ergutusastme väljandvõimsusest piisab, tuleb eelistada viimast, s. o. 4-kordset väärtust.

Käesoleval juhul ergutustrafo andmed kujunevad järgmisteks. Võimenduslambi andmeist on teada, et ergutuspinge positiivse amplituudväärtuse $U_G = 35$ V juures võrevool $I_G = 22$ mA; seega $R_G = \frac{U_G}{I_G} = \frac{35}{0{,}022} = 1600$ oomi. Ergutuslambi (kahe rööbitise trioodi) sisetakistus $R_i = 11\,000$ oomi. Kui valida optimaalseks anoodkoormuseks $R_A \approx 4R_i = 40\,000$ oomi, siis ergutustrafo ülekandesuhe

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{\frac{w_2}{2}} = \sqrt{\frac{R_A}{R_G}} = \sqrt{\frac{40000}{1600}} = 5.$$

Trafo konstruktiivne arvutuskäik toimub analoogiliselt sobitustrafo arvutusega, kusjuures trafo lõplikud andmed kujunevad järgmisteks: südamiku ristlõige $S_r = 4{,}0$ cm², primaarmähise $w_1 = 4200$, traadi läbimõõt $d_p = 0{,}15$ mm; sekundaarmähise $\frac{w_2}{2} = \frac{w_1}{\ddot{u}} = \frac{4200}{5} = 840$ ja kogu sekundaarmähis $w_2 = 840 + 840$ keerdu, traadi läbimõõt $d_s = \sqrt{\ddot{u}}\, d_p = \sqrt{5} \cdot 0{,}15 = 0{,}35$ mm.

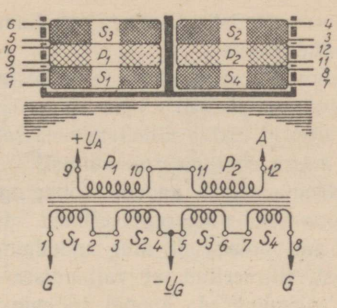
Kuna korraga töötab üks sekundaarmähise pool, siis puisteväljade vähendamiseks tuleb trafo mähised hästi sektsioonida; üks viimistletum sektsioonimise moodus on toodud joonisel 12 — 18.

Võimendusastmes töötavad mõlemad trioodid väljandi koormustakistusse vaheldumisi, seega väljandtrafo ülekandesuhe

$$\ddot{u} = \frac{\frac{w_1}{2}}{w_2} = \sqrt{\frac{R_A}{R_k}},$$

milles w_1 ja w_2 on primaar- ja sekundaarmähiste keerdude arvud, R_A on ühe lambi anoodi optimaalne koormustakistus, R_k — väljandtakistus (voolutarbija takistus). Käesoleval juhul 6H7C ühe trioodi koormustakistus $R_A = 2500$ oomi ja kui tarbijaks on valjuhääldaja, mille takistus $R_k = 7$ oomi, siis

$$\ddot{u} = \frac{\frac{w_1}{2}}{w_2} = \sqrt{\frac{2500}{7}} = 18{,}9, \text{ millest } \frac{w_1}{w_2} = 2\ddot{u} = 37{,}8.$$



Joon. 12 — 18. Konstruktiivseid andmeid ergutustrafo sektsioonimise kohta; kõik mähised on keritud ühes suunas. Väljandtrafo ehitus on sama, kuid primaar- ja sekundaarmähiste asukohad on vahetatud.

Tavaliselt antakse lampide valmistaja poolt B-klassi lampide kohta optimaalne anoodidevaheline koormustakistus, käesoleval juhul $R_{AA} = 10\,000$ oomi; siis ülekandesuhe arvutatakse

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{10000}{7}} = 37{,}8,$$

s. o. sama mis varemgi.

Väljandtrafo konstruktiivne arvutus sooritatakse analoogiliselt sobitustrafo arvutusega, seejuures arvestades, et B-klassis väljandvõimsus käesoleval juhul võrdub 10 vatiga, trafosüdamiku ristlõige $S_r = 5$ cm², primaarmähise $w_1 = 1600 + 1600 = 3200$, traadi läbimõõt 0,3; sekundaarmähise $w_2 = \frac{w_1}{\ddot{u}} = 85$ ja traadi läbimõõt $d_s = \sqrt{\ddot{u}}\, d_p = \sqrt{18{,}9} \cdot 0{,}3 = 1{,}3$ mm.

Õhupilu pole vaja, kuna anood-alalisvoolude magnetväljad vastastikku neutraliseeruvad.

Mähiste sektsioonimine on vältimatu samuti kui ergutustrafoski, erinevalt tuleb primaar- ja sekundaarmähised paigutuselt ümber vahetada.

Maksimaalse ja võimalikult väheste moonutustega väljandvõimsuse kättesaamiseks on B-klassi võimendaja juures eeltingimuseks:

1) ergutusastme võimsus peab katma täielikult võimendusastme võrekaod; tuleb pidada soovitavaks, et ergutusastme võimsus oleks 1,5 ... 3 korda suurem võimendusastme sisendvõimsusest, mis võimaldab suuremat pingete

allatransformeerimist ja seega ebalineaarmoonutuste vähendamist;

2) ergutus- ja väljandtrafode mähiste alalisvoolu takistused peavad olema võimalikult väikesed, et neis ei tekiks nimetamisväärset pingelangu ja seega ebalineaarmoonutusi;

3) võimendusastme anoodi toitepingeallikas peab omama head pingereguleerimist, mis tingib alaldajalt paispoolsisendi, ning anoodpinge peab olema hästi filtreeritud, et väljandisse ei kanduks üle võrgumürad; anoodi toitepinge tuleb võimendaja juures lahti sidestada küllaldaselt suure mahtuvusega kondensaatoriga (joonisel 12 — 17 märgitud C_6), mille ebatakistus (X_C) ülekantavail madalamail sagedusil peab olema väike, võrreldes võimendusastme lambi koormustakistusega (käesoleval juhul 2500 Ω).

12 — 10. AB-KLASSI VÕIMSUSE-VÕIMENDAJA ARVUTUS.

AB-klassi võimendajate juures lahendatakse sidestamise probleem vastavalt sellele, kas võimendaja töötab AB_1-klassi režiimis, s. o. ilma võimendusastme võrevooluta, või AB_2-klassi režiimis, kui osaliselt tekib võrevool.

Esimesel juhul ergutusaste võib olla kas sümmeetrilises trafosidestuses või sümmeetrilises takistussidestuses. Mõlemad sidestusviisid on samahästi kasutatavad ka A-klassi vastastaktlülituse juures. Trafosidestuses ergutuslambi anoodi koormustakistus (R_A) valitakse katseliselt ja ta võrdub keskmiselt 2- kuni 3-kordse ergutuslambi sisetakistusega ($R_A \approx 2 \ldots 3 R_i$) Takistussidestuses on oluline, et ergutusaste arendaks kummagi võimenduslambi täielikuks väljatüürimiseks vajalikud sümmeetrilised pinged. Pingete väärtus loomulikult peab olema kaks korda suurem, kui seda vajab üks lamp.

AB_2-klassi režiim on teostatav ainult ergutustrafoga, mis peab andma võimsust, ja seepärast ta arvutus ja ehitusviis on analoogiline B-klassi ergutustrafoga.

AB-klassi väljamistrafode ehitus ja arvutuskäik sarnaneb B-klassi väljamistrafode arvutusega. Harilikult antakse lampide valmistajate poolt võimenduslampide anoodidevaheline optimaalne koormustakistus, mis kujuneb aluseks trafo ülekandesuhte arvutamisel.

12 — 11. JAOTATUD KOORMUSEGA VÕIMENDAJA.

Sageli peab madalsagedusvõimendaja toitma, eriti suuremate väljandvõimsuste puhul, üheaegselt mitut tarbijat, milleks võivad olla valjuhääldajad, traathäälingu toiteliinid jms. Üldjuhul pole nende tarbijate koormustakistused ja tarbitavad võimsused võrdsed, vaid erinevad. Selleks et kõikidesse võimendaja väljandisse lülitatud tarbijatesse kanduks ettenähtud osa võimendaja poolt arendatavast kasulikust võimsusest ja et tarbijad üldsummas moodustaksid võimendaja väljandastme anoodringile optimaalse koormustakistuse väärtuse, tuleb tarbijate sidestus väljandastmega õigesti dimensioneerida.

Põhimõtteliselt on võimalik teostada sellise jaotatud koormuse lülitamist kahel viisil: 1) lülitades igale tarbijale omaette väljamistrafot, mille primaarmähised ühendatakse lõpplambi anoodringis rööbiti, ja 2) kasutades ühte väljamistrafot, millele on mähitud tarbijate arvule vastaval arvul sekundaarmähiseid. Loomulikult on võimalik ka (1) ja (2) segalülitus. Ühise väljamistrafo rakendamine on otstarbekam, sest et ta on konstruktsioonilt lihtsam ja odavam, kuigi ta kasutamisel on oluline, et kõik sekundaarmähised oleksid primaarmähisega magnetiliselt ühtlaselt sidestatud; vastasel korral arenevad eri mähistes isesugused lineaarmoonutused.

Kui lambilt arendatav väljandvõimsus on P_v vatti elektrilisel arvutusel leitud optimaalses koormustakistuses R_a ja kui lõppastme anoodringi on lülitatud rööbiti n tarbijat, mis vajavad toiteks võimsusi P_{v1}, $P_{v2} \ldots P_{vn}$ (joonis 12 — 19*a*), siis tarbijate (kui üksikkoormuste) takistused on seotud lambi anoodtakistusega järgmiselt:

$$P_v = P_{v1} + P_{v2} + \ldots + P_{vn},$$

milles

$$P_v = \frac{U_a^2}{R_a}; \; P_{v1} = \frac{U_a^2}{R_{a1}}; \; P_{v2} = \frac{U_a^2}{R_{a2}}; \; P_{vn} = \frac{U_a^2}{R_{an}}.$$

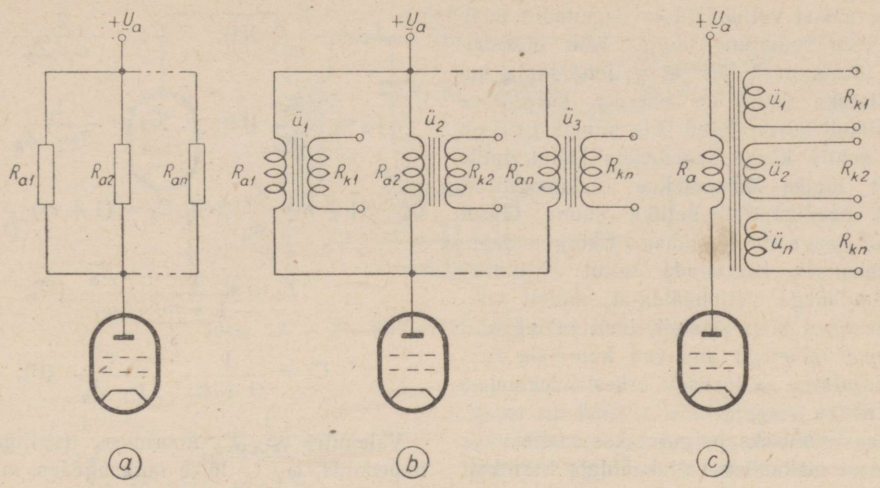
Viimastest avaldistest saab tuletada

$$\frac{P_{v1}}{P_v} = \frac{R_a}{R_{a1}}; \quad \frac{P_{v2}}{P_v} = \frac{R_a}{R_{a2}}; \quad \frac{P_{vn}}{P_v} = \frac{R_a}{R_{an}},$$

millest leiame vajalikud üksikkoormuste takistused

$$R_{a1} = R_a \frac{P_v}{P_{v1}}; \; R_{a2} = R_a \frac{P_v}{P_{v2}}; \; R_{an} = R_a \frac{P_v}{P_{vn}}.$$

Üldjuhul aga ei ole üksikkoormuste takistused võrdsed leitud takistuste $R_{a1}, R_{a2} \ldots R_{an}$ väärtustega, vaid võrduvad vastavalt R_{k1}, $R_{k2} \ldots$ $\ldots R_{kn}$. Selleks et nad üldsummas moodustaksid endiselt õige anoodkoormustakistuse R_a, tulevad nad ühendada lambi anoodringi sobitustrafode kaudu (joonis 12 — 19*b*). Sel puhul ar-



Joon. 12 — 19. Jaotatud koormusega võimendaja lülitusi.

vutatakse trafode ülekandesuhted koormustakistustele R_{k1}, R_{k2} ... R_{kn} vastavalt:

$$\ddot{u}_1 = \sqrt{\frac{R_{a1}}{R_{k1}\,\eta_{T1}}} = \sqrt{\frac{R_a\,P_v}{R_{k1}\,P_{v1}\,\eta_{T1}}};$$

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{R_{a2}}{R_{k2}\,\eta_{T2}}} = \sqrt{\frac{R_a\,P_v}{R_{k2}\,P_{v2}\,\eta_T}};$$

$$\ddot{u}_n = \sqrt{\frac{R_{an}}{R_{kn}\,\eta_{Tn}}} = \sqrt{\frac{R_a\,P_v}{R_{kn}\,P_{vn}\,\eta_{Tn}}}.$$

Viimased arvutusvalemid on kehtivad ka siis, kui rööbitised üksiktrafod asendada ainsa väljandtrafoga (joonis 12 — 19*c*), millel on vastav arv sekundaarmähiseid. Võimaluse ja soovi kohaselt võib tarbijad sekundaarpoolel lülitada ka autotransformaatoriliselt.

Arvutusnäide. Arvutada AB_1-klassi võimendaja väljamistrafo ülekandesuhted, kui võimendaja arendab lampide anoodidel väljandvõimsust $P_v = 18$ W optimaalse koormustakistuse $R_{aa} = 3800\ \Omega$ puhul, mis on leitud võimendaja elektrilise arvutusega, kui väljandtrafo kasutegur $\eta_T = 0{,}9$ ja kui võimendaja toidab järgmisi tarbijaid:

1) valjuhääldajat, mille $P_{v1} = 4{,}5$ W ja $R_{k1} = 6\ \Omega$,

2) valjuhääldajat, mille $P_{v2} = 2{,}5$ W ja $R_{k2} = 3\ \Omega$ ja

3) toiteliini, mille tarbivus $P_{v3} = 9$ W ja $R_{k3} = 200\ \Omega$.

Kasutades eeltoodud arvutusvalemeid kujunevad ülekandesuhted järgmisteks:

$$\ddot{u}_1 = \sqrt{\frac{R_a\,P_v}{R_{k1}\,P_{v1}\,\eta_T}} = \sqrt{\frac{3800\cdot 18}{6\cdot 4{,}5\cdot 0{,}9}} = \sqrt{2810} = 53;$$

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{3800\cdot 18}{3\cdot 2{,}5\cdot 0{,}9}} = \sqrt{1015} = 32;$$

$$\ddot{u}_3 = \sqrt{\frac{3800\cdot 18}{200\cdot 9\cdot 0{,}9}} = \sqrt{42{,}2} = 6{,}5.$$

12 — 12. RUUMILINE HELI ÜLEKANNE JA SAGEDUSKANALITE KASUTAMINE.

Heli ülekande kvaliteedi tõstmiseks on hakatud viimasel ajal vastuvõtjates kasutama ühe valjuhääldaja asemel kahte, kolme, nelja ja isegi viit või rohkem valjuhääldajat. Seejuures harilikult käsitab neist üks madalat ja keskmist sagedusala, kuna teised kannavad üle kõrgeid sagedusi. Selline vajadus on tekkinud kahel põhjusel.

Esiteks, kaasaegsed valjuhääldajad ei suuda üle kanda kogu helikvaliteeti määravat helisagedusala, mis ulatub 30 ... 40 Hz kuni 20 kHz, ühtlaselt, s. o. väikeste lineaarmoonutustega. Järelikult tuleb kogu sagedusala jaotada mitmeks all-alaks, harilikult kaheks, piirsagedusega 2000 ... 3000 Hz, ning rakendada igale alale sobiva ülekandekarakteristikuga valjuhääldajad. Parimaid tulemusi saavutatakse, kui madalas ja keskmises sagedusalas kasutada dünaamilist valjuhääldajat, kõrges sagedusalas väikeste mõõdetega eritüüpi dünaamilisi või elektrostaatilisi valjuhääldajaid.

Teiseks, ainsat valjuhääldajat kasutades tekib kuulajal väär ruumiline mulje, eriti orkestrimuusika ülekannetel, sest et valjuhääldaja kui punkt-heliallika puhul on energia kiirgumine ebaloomulikult keskendatud ühte punkti. Eriti on see aga kehtiv kõrge sagedusala kohta, mille suhteliselt lühike lainepikkus füsioloogiliselt tunduvalt soodustab heliallika suuna täpset määramist. Seega tuleks, vähemalt kõrgete sageduste ülekandel, rakendada mitut hajutatud kiirgussuundadega valjuhääldajat, millelt tekitatud otselained koos seintelt, laelt ja mööblilt peegeldunud lainetega annavad kuulajale ruumiliselt hajutatud ja tõelisele orkestriülekandele lähedase mulje.

Selle saavutamiseks paigutatakse madalat ja kesksagedust ülekandev valjuhääldaja harilikult vastuvõtja kasti esiküljele, kuna kõrget sagedusala käsitavad valjuhääldajad paigutatakse vastuvõtja kasti eri telgede alla. Sellist ruumilise efekti tekitamise menetlust heli ülekandel valjuhääldajate komplekti abil nimetatakse harilikult «kolmedimensiooniliseks» ehk «3D» ülekandeks.

Selleks et madalsagedusvõimendajas toodetud helisagedusvõimsust otstarbekamalt ära kasutada ning et vältida kõrgeid sagedusi käsitavate valjuhääldajate ülekoormamist suureamplituudiliste m.-s.-võnkumistega, jaotatakse väljatav võimsus sageduselt kahele (või ka kolmele) kanalile. Jaotus toimub sagedusfiltriga, mida võib lülitada kas võimsusastme väljandisse või sellele eelnevasse pingevõimendajasse. Viimasel juhul on igal kanalil iseseisev väljandaste.

Joonisel 12 — 20 on toodud võimendaja väljandisse paigutatava sagedusfiltri lülitused: *a* — rööbitise filtri ja *b* — järjestikuse filtri puhul.

Filtreid arvutatakse järgmiste valemitega:

$$L_1 = \frac{Z_k}{\omega_l}\ [\mathrm{H}]; \qquad C_1 = \frac{1}{\omega_l\, Z_k}\ [\mathrm{F}];$$

$$L_2 = \frac{2Z_k}{\omega}\ [\mathrm{H}]; \qquad C_2 = \frac{2}{\omega_l\, Z_k}\ [\mathrm{F}];$$

$$L_3 = \frac{Z_k}{2\omega_l}\ [\mathrm{H}]; \qquad C_3 = \frac{1}{2\omega_l\, Z_k}\ [\mathrm{F}];$$

$$L_4 = (1+m)\,\frac{Z_k}{\omega_l}\ [\mathrm{H}]; \quad C_4 = (1+m)\,\frac{1}{\omega_l Z_k}\ [\mathrm{F}];$$

$$L_5 = \frac{1}{1+m}\cdot\frac{Z_k}{\omega_l}\ [\mathrm{H}];$$

$$C_5 = \frac{1}{1+m}\cdot\frac{1}{\omega_l\, Z_k}\ [\mathrm{F}];$$

Valemites on Z_k koormuse (valjuhääldaja) impedants, ω_l — lõike nurksagedus, $m = 0{,}6$ — filtri tuletistegur. Järjestikuse filtriga on võimalik saavutada 18 dB ja veelgi suuremat sumbuvust oktaavi kohta filtri tõkestusalas, rööbitise filtri toime on mõnevõrra nõrgem.

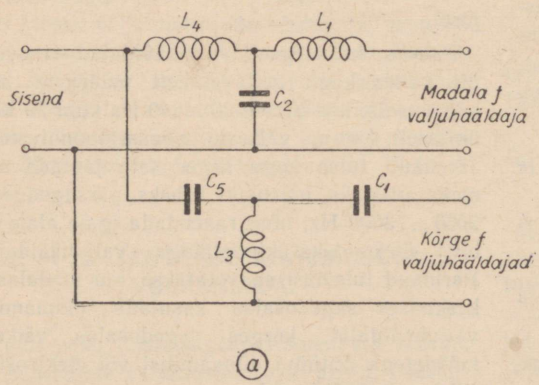
Arvutusnäide. Arvutada järjestiktüüpi filter kahele kanalile, milles kasutatavate valjuhääldajate impedantsid $Z_k = 3{,}0\ \Omega$, lõikesagedus $f_l = 2000$ Hz ja tuletistegur $m = 0{,}6$.

$$L_1 = \frac{Z_k}{\omega_l} = \frac{Z_k}{2\pi f_l} = \frac{3{,}0}{6{,}28\cdot 2000} = \frac{3{,}0}{12\,560} = 0{,}24\cdot 10^{-3}\ \mathrm{H} = 0{,}24\ \mathrm{mH};$$

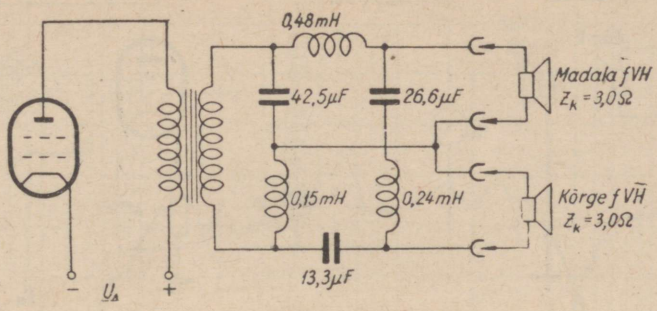
$$L_2 = \frac{2Z_k}{\omega_l} = \frac{2\cdot 3{,}0}{12\,560} = 0{,}48\cdot 10^{-3}\ \mathrm{H} = 0{,}48\ \mathrm{mH};$$

$$L_5 = \frac{1}{1+m}\cdot\frac{Z_k}{\omega_l} = \frac{1}{1+0{,}6}\cdot 0{,}24\cdot 10^{-3} = 0{,}15\cdot 10^{-3}\ \mathrm{H} = 0{,}15\ \mathrm{mH};$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_l\, Z_k} = \frac{1}{12\,560\cdot 3{,}0} = 26{,}6\cdot 10^{-6}\ \mathrm{F} = 26{,}6\ \mu\mathrm{F};$$



Joon. 12 — 20. Valjuhääldajate kanalite lülitusi: *a* — rööbitine lülitus, *b* — järjestikune lülitus



Joon. 12 — 21. Väljandastme jaotusfiltri lülitus.

$$C_3 = \frac{1}{2\omega_l Z_k} = \frac{1}{2 \cdot 12\,560 \cdot 3{,}0} =$$

$$= 13{,}3 \cdot 10^{-6}\ \text{F} = 13{,}3\ \mu\text{F};$$

$$C_4 = (1 + m)\ \frac{1}{\omega_l Z_k} =$$

$$= 1{,}6 \cdot 26{,}6 \cdot 10^{-6} = 42{,}5 \cdot 10^{-6}\ \text{F} = 42{,}5\ \mu\text{F}.$$

Väljandastme lülitus on näidatud joonisel 12 — 21.

Erinevate impedantsidega valjuhääldajate puhul tuleb nende impedantsid võrdsustada toitetrafode abil.

Dünaamiliste valjuhääldajatega ülekantava sagedusastmiku kõrgem ala osutub ebarahuldavaks siis, kui ülekande kvaliteedi suhtes esitatakse kõrgendatud nõuded, nagu sagedusmoduleeritud raadiosaadete, televisiooni helisaadete ja ka magnetlindile salvestatud ülekannete puhul. Kõrgekvaliteedilise heli ülekande probleemi parimaks lahenduseks on siiski dünaamilise ja elektrostaatilise valjuhääldaja koostöö: esimene kannab üle madala ja keskmise, teine — kõrge sagedusala, kusjuures sobivaks lõikesageduseks kummagi valjuhääldaja poolt käsitavas sagedusalas tuleks valida 3000... 7000 Hz. Selline koostöö on seda enam õigustatud, et seisevlainete tekkimise tõttu diafragmas dünaamilise valjuhääldaja helienergia kiirgusefektiivsus sageduse kõrgenemisel tunduvalt langeb, isegi siis, kui võnkepooliga on ühendatud kaks eri diameetriga koaksiaalset diafragmat. Samal ajal aga elektrostaatilise valjuhääldaja diafragmas seisevlaineid ei saa esineda ning kiirgusefektiivsus on sagedusest sõltumatu.

Elektrostaatilise valjuhääldaja olulisemaks puuduseks on vajadus kõrge polarisatsiooni alalispinge järele, mis peab olema vähemalt viis korda suurem helisagedusliku toitepinge amplituudväärtusest. Juhul kui mõlemate pingete väärtused on võrreldavad või kui vahelduvpinge on kõrgem alalispingest, tekib valjuhääldaja ülekoormamine, mis avaldub tunduvas ebalineaarmoonutuse tõusus 2. harmoonilise sagedusel ning järsus kiirgusefektiivsuse languses. Kuna väljandpinge amplituudid on madalatel ja keskmistel helisagedustel märksa suuremad võrreldes kõrgete sagedustega, siis areneva ülekoormumise vältimiseks on väga soovitav lülitada väljandastme anoodringi eriline jaotusfilter ning alaline polarisatsioonipinge valida piirides 250... 300 V.

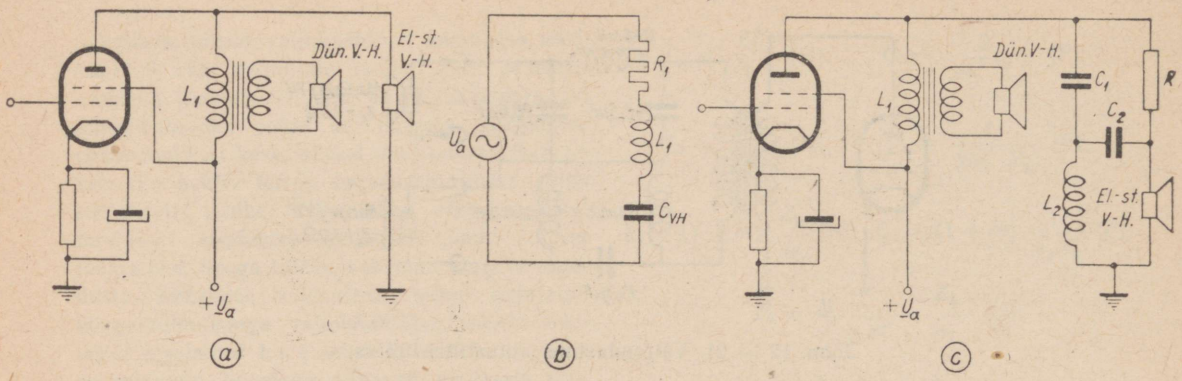
Joonisel 12 — 22 on kujutatud kaks elektrostaatilise valjuhääldaja lülitusviisi. Lihtsaimaks neist on lülitus *a*, milles valjuhääldaja on ühendatud vahetult lambi anoodi ja maandusjuhtme, s. o. miinusjuhtme vahele. Sel teel kandub vahelduv väljandpinge koos alalise anoodi toitepingega kui polarisatsioonipingega valjuhääldaja süsteemi klemmidele.

Kasutades väljandastmes pentoodi või jugatetroodi kujuneb ekvivalentne lülitusskeem sarnaseks joonisel 12 — 22*b* toodule, milles lambi sisetakistus ta suuruse tõttu on välja jäetud.

See skeem koosneb lambist kui generaatorist, mis arendab kasulikku väljandpinget U_a ja millega on lülitatud järjestikku trafo primaarmähise induktiivsus L_1, koos trafo kaudu anoodringi kanduva üldise koormustakistusega R_1 ning elektrostaatilise valjuhääldaja mahtuvus C_{VH}. Kui lülituse elemendid L_1 ja C_{VH} on valitud nii, et neist moodustuv võnkering häälestub lõikesagedusele f_l, siis kujuneb elektrostaatilise valjuhääldaja akustiline ülekanne kõrgemal pool f_l võrdlemisi ühtlaseks.

Kui, näiteks, elektrostaatilise valjuhääldaja mahtuvus $C_{VH} = 500$ pF ja kui lõikesagedus valida $f_l = 2500$ Hz, siis peab trafo primaarmähise induktiivsus (lähtudes avaldisest

$$f_l = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_{VH}}}\Bigg)$$



Joon. 12 — 22. Madalatoonilise dünaamilise ja kõrgetoonilise elektrostaatilise valjuhääldaja lülitusviise võimendaja väljandisse: *a* — elektrostaatilise valjuhääldaja vahetu lülitamine väljandastme lambi anoodringi, *b* — lülituse *a* ekvivalentskeem, *c* — elektrostaatilise valjuhääldaja lülitamine väljandastmesse sageduse jaotusfiltri kaudu.

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_l)^2 C_{VH}} =$$

$$= \frac{1}{(6{,}28 \cdot 2{,}5 \cdot 10^3)^2 \cdot 5 \cdot 10^{-10}} = 8{,}1 \text{ H}.$$

Joonisel 12 — 22*c* toodud lülituses kõrvaldatakse vastava jaotusfiltri abil madalate ja keskmiste sageduste pääs elektrostaatilisesse valjuhääldajasse, et vältida ebalineaarmoonutust tingituna ülekoormumisest madalas ja keskmises sagedusalas. Lülituses valitakse induktiivsus L_2 selliselt, et ta resoneeruks elektrostaatilise valjuhääldaja mahtuvusega C_{VH} soovitavale lõikesagedusele f_l. Induktiivsuses arenevate võimsuskadude vähendamiseks ja lõikesageduse sõltumatuks muutmiseks rakenduspinge amplituudist on soovitav pool valmistada õhksüdamikuga. Kuna käsiteldaval juhul trafo L_1 pole f_l määravaks teguriks, siis tuleb ta arvutada tingimusest, et dünaamiline valjuhääldaja kannaks hästi üle kogu kasuliku madala sagedusala, s. o. madalama sageduse f_m järgi. Alaline polarisatsioonipinge rakendatakse valjuhääldajale nüüd takisti R kaudu, mille arväärtuseks valitakse keskmiselt 0,1 MΩ. Kondensaatorite C_1 ja C_2 mahtuvused võetakse küllalt suured, näiteks 0,1 μF, et neis ei tekiks käsiteldavas sagedusalas nimetamisväärset pingelangu. Eeldades, et lõikesagedus $f_l =$ 7000 Hz ja et valjuhääldaja mahtuvus $C_{VH} =$ $= 5$ nF, leitakse pooli L_2 induktiivsus eelpool toodud avaldisega:

$$L_2 = \frac{1}{(2\pi f_l)^2 C_{VH}} = \frac{1}{(6{,}28 \cdot 7 \cdot 10^3)^2 \cdot 5 \cdot 10^{-9}} \approx$$

$$\approx 0{,}1 \text{ H}.$$

Kui kasutada hea madala sagedusalaga 200-mm diameetrilise diafragmaga dünaamilist valjuhääldajat koos 5 nF mahtuvusega elektrostaatilise valjuhääldajaga lülituses, mille elemendid on valitud eeltoodud kaalutluste kohaselt, siis on võimalik saavutada peaaegu ühtlast heli ülekannet, nagu nähtub joon. 12 — 23, kogu kasulikus sagedusalas $40 \ldots 20 \cdot 10^3$ Hz.

12 — 13. VÕIMENDUSE LOOMULIKUD PIIRID.

Võiks arvata, et pingevõimendusel pole olemas mingeid piire ja et ka kõige väiksemaid ettekujutatavaid pingeid võib piiramata arvu võimendusastmete järjestikku lülitamise teel võimendada vajaliku amplituudini ning edasi arendada kasutatavaks võimsuseks.

Tegelikult aga on väikeste pingete võimendamisel olemas loomulikud piirväärtused, millest veelgi alla minnes võimendus muutub küsitavaks.

Võimendajates panevad võimendusele loomulikud piirid võimendaja **endamürad**, mida põhjustavad järgmised asjaolud:

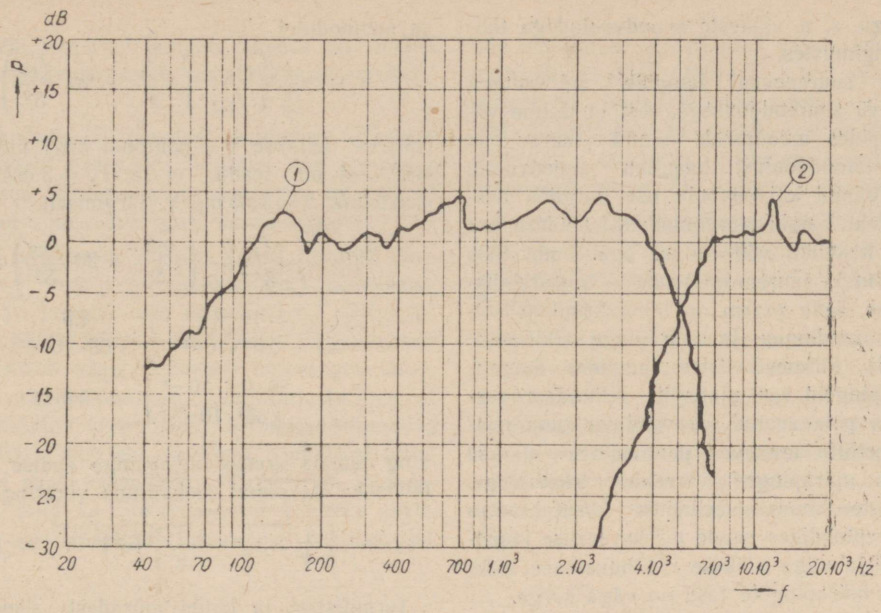
1) Võimendaja vooluringides, eeskätt aga sisendringis, arenevad voolukõikumised; kuna selliseid voolukõikumisi põhjustab elektrilaengute termiline liikumine, siis nimetatakse selliseid mürasid **termilisteks müradeks**.

2) Lampides elektronide ebaühtlase emiteerumise ja liikumise tagajärjel arenevad **lampide endamürad**.

3) Toiteallikates pingekõikumise tagajärjel arenevad mürapinged.

4) Väliste elektri- või magnetiväljade ja endaergutuse tagajärjel võimendajas arenevad endamürad.

Igas takistuses, kaasa arvatud võnkeringi resonantstakistus, areneb elektronide korrapäratu



Joon. 12 — 23. 200 mm diameetrilise koonusega dünaamilise valjuhääldaja (*1*) ja 76 × 127 mm efektiivpinnaga elektrostaatilise valjuhääldaja (*2*) helirõhu *p* ülekandeköverad.

liikumise tõttu termiline mürapinge U_t isegi siis, kui see takistus pole ühendatudki vooluallikaga. Termilise müra energia on jaotatud ühtlaselt kogu sageduste spektrile ja suureneb võrdeliselt absoluutse temperatuuri tõusuga. Seega normaalse toatemperatuuri juures sõltub mürapinge ainult takistuse suurusest ja võimendatavast sagedusribast ning ta efektiivväärtuse ruut on viimastega võrdeline.

Sellele vastavalt arvutatakse termilist mürapinget lihtsustatud valemiga

$$U_t = \frac{1}{8}\sqrt{R_t \Delta f},$$

milles R_t on vooluringi tegevtakistus, Δf — läbilaskeriba laius. Kui R_t on arvatud kΩ ja Δf — kHz, siis mürapinge U_t arvutatakse μV. Kuna m.-s.-võimendajas harilikult algab ülekantav sagedusriba madalaimast sagedusest, siis võrdub Δf tegelikult kõrgeima ülekantava sagedusega f_k. Seega eelmist valemit saab avaldada teisiti

$$U_t = \frac{1}{8}\sqrt{R_t f_k}.$$

Kui, näiteks, võimendaja sisendringi takistus $R_t = 3$ kΩ ning läbilaskeriba ulatub kuni 10 kHz, siis areneb sellises sisendringis mürapinge

$$U_t = \frac{1}{8}\sqrt{R_t f_k} = \frac{1}{8}\sqrt{3 \cdot 10} = 0{,}7 \text{ μV}.$$

Need võimendaja esimeses astmes tekkivad mürapinged on väikesed, harilikult üksikute mikrovoltide piirides, kuid mitmeastmelise võimenduse järel kujunevad nad küllaltki suurteks ja avalduvad, näiteks valjuhääldajas, erilise häiriva kahinana, televiisori ekraanil aga korrapäratute täppidena nagu lumehelbetena lumesaju ajal.

Võimendamise edaspidine võimalus sõltub täielikult nõrkade võimendatavate signaalipingete ja mürapingete väärtuste suhtest: kui signaalipinged on mürapingetest suuremad, s. o. ületavad endamürataseme, on võimendamine õigustatud, kui aga signaalipinged osutuvad mürapingetest väiksemaks, ei anna edaspidine võimendamine enam tulemusi. Peale selle ahendab suur endamüratase ülekantavat dünaamilist võimsusala, sest et nõrkade helitugevuste puhul võib mürapingete tase osutuda kõrgemaks signaalipingest.

Märksa suuremaid mürapingeid arendavad võimendajas lambid, eeskätt sisendastme lamp. Katoodist ei kiirgu elektronid välja ühtlase kiirusega ja seepärast jõuavad nad anoodile mõnesuguste korrapäratute rühmitustena, mis väljandisse kandub üle mürapingena. Samuti kui termiliste mürade puhulgi, on ka lampide endamürapinged hajutatud ühtlaselt kogu sagedusspektrile.

Ebaühtlust elektronide katoodist kiirgumisel vähendab tunduvalt katoodi ümbritsev ruumlaeng. Seepärast vähenevad mürapinged suure

ruumlaengu, s. o. väikeste anoodvooludega töötamise tingimustes.

Üldiselt suurenevad lampide mürapinged võrede arvu suurendamisega, sest et mitme võrega lampides moodustab ainult teatav osa üldisest katoodvoolust kasuliku anoodvoolu, kuna ülejäänud katoodvoolu osa hargneb teistele võredele. Lambi müraomadused määrab ära üldvool, kasuliku võimenduse aga lambi tõus S. Seega, mida suurem on tõusu — anoodalalisvoolu suhe, seda parem on lamp kasuliku võimenduse arendamise ja mürapinge tekitamise seisukohalt. Mitmevõrelistes lampides suurendab mürapingeid veel ulatuslik sekundaaremissioon, mis pole seotud leevendava ruumlaenguga. Seetõttu arenevad pentoodides märksa kõrgemad mürapinged võrreldes trioodidega. Vastuvõtjate muundusastmetes kasutatavates muundusheptoodides nende mitmevõrelise konstruktsiooni ja väga väikese muundustõusu tõttu arenevate mürapingete tase on väga kõrge.

Lampide müraomaduste võrdluseks kasutatakse lambi ekvivalentse müratakistuse R_l mõistet. Lambi müratakistuseks nimetatakse säärast ekvivalentset takistust, milles, lülitatuna lambi võreringi, areneks samas lambis tekkiva mürapinge väärtusega termiline mürapinge. Müratakistust saab arvutada trioodidel.

$$R_l = \frac{2{,}5}{S}$$

ja pentoodidel

$$R_l = \frac{I_A}{I_A + I_{G2}} \left(\frac{2{,}5}{S} + 20 \frac{I_{G2}}{S^2} \right).$$

Näiteks leitakse k.-s.-pentoodi 6Ж8 müratakistus, kui on teada, et ta $I_A = 3$ mA, $I_{G2} = 0{,}8$ mA, $S = 1{,}65$ mA/V, järgmiselt:

$$R_l = \frac{I_A}{I_A + I_{G2}} \left(\frac{2{,}5}{S} + 20 \frac{I_{G2}}{S^2} \right) =$$

$$= \frac{3 \cdot 10^{-3}}{(3 + 0{,}8) \cdot 10^{-3}} \left(\frac{2{,}5}{1{,}65 \cdot 10^{-3}} + \right.$$

$$\left. + \frac{20 \cdot 0{,}8 \cdot 10^{-3}}{1{,}65^2 \cdot 10^{-6}} \right) = 5840\ \Omega$$

ning lambis arenev mürapinge endise 10 kHz läbilaskeriba puhul ülekantuna võreringi,

$$U_l = \frac{1}{8} \sqrt{R_l f_k} = \frac{1}{8} \sqrt{5{,}84 \cdot 10} \approx 1\ \mu\text{V}.$$

Termilistest ja lambi müradest sisendringis arenev üldine mürapinge

$$U_m = \sqrt{U_t^2 + U_l^2},$$

mis eespooltoodud näidete kohaselt võrdub

$$\sqrt{0{,}7^2 + 1^2} = 1{,}22\ \mu\text{V}.$$

Kui võimendaja üldvõimendus $K = 5 \cdot 10^4$, siis kujuneks võimendaja väljandis mürapinge

$$U_{m2} = KU_m = 5 \cdot 10^4 \cdot 1{,}22 \approx 6 \cdot 10^4\ \mu\text{V} = 60\ \text{mV}.$$

Tabel 12 — 2.

Lampide ekvivalentsed müratakistused (Ω).

Lambi tüüp		Pentoodvõimendajana	Trioodvõimendajana	Pentoodsegustajana	Trioodsegustajana	Muundajana
6Ж4	(6AC7)	720	220	3 000	950	—
6Ж3П	(6AG5)	1 640	—	6 600	—	—
6Ж1П	(6AK5)	1 880	385	7520	—	—
6Ж3	(6SH7)	2 850	800	—	—	—
6К4	(6SG7)	4 000	—	13 000	—	—
6Ж8	(6SJ7)	5 840	1800	—	—	—
6Ж7	(6J7)	8 000	—	—	—	—
6К1Ж	(956)	9 400	—	33 000	—	—
6К3	(6SK7)	10 500	—	—	—	—
6Ж1Ж	(954)	11 000	—	—	—	—
6К1П	(9003)	13 000	—	—	—	—
6К7	(6K7)	14 000	—	—	—	—
6Н15П	(6J6)	—	470	—	—	—
6С2С	(6J5)	—	960	—	6500	—
6Н8С	(6SN7)	—	960	—	—	—
6С1П	(9002)	—	1140	—	—	—
6С1Ж	(955)	—	1250	—	6100	—
6Н9С	(6SL7)	—	1560	—	—	—
6Н10С	(6SC7)	—	1890	—	—	—
6Ф5	(6F5)	—	3300	—	—	—
6А7	(6SA7)	—	—	—	—	200 000
6А8	(6A8)	—	—	—	—	250 000

Tarvitatavamate lampide kohta on toodud nende ekvivalentsed müratakistused tabelis 12 — 2.

Võimendaja järgnevates astmetes tekkivaid mürapingeid enam ei arvestata, sest et nende osatähtsus üldises signaalipinges on eelpool arenenud võimendusteguri korda väiksem.

Ükski toitevoolu allikas, kaasa arvatud akupatarei, ei oma absoluutset pinge konstantsust, vaid alati tekivad neis suuremal või väiksemal määral pinge kõikumised. Suurte võimenduste puhul jätkub väga väikestest toitepingete muutustest, näiteks esimeses võimendusastmes, et võimendatuina järgmistes astmetes kujunevad nad küllatki suurteks. Selliseid ebaühtlusi toitepingetes saab vähendada filtreerimise täiendamisega, kuid ka filtrielemendid (näiteks takistid) ei oma absoluutset takistuse konstantsust, mis omakorda paneb piiri väga suurtele võimendustele. Neil juhtudel, mil võimendajale esitatavad nõuded mürade suhtes on eriti ranged, kasutatakse nii anood- kui ka küttetoiteks vähemalt esimestes võimendusastmetes akupatareisid, hiljem üle minnes võrgutoitele.

Suure pingevõimendusega võimendajates peab lahtisidestussüsteem ja pinge all olevate juhtmete varjestamine olema läbi viidud suurima järjekindlusega.

On vähe ainult sisendjuhtmete varjestamisest. Varjestamisele kuuluvad samuti tähtsamad lülituselemendid, nagu trafod, paispoolid jne., ning isegi üksikud võimendusastmed terviklikult. Ainult seesuguste ettevaatusabinõudega on võimalik vabaneda omaergutusest, s. o. ostsilleerumisest, mille oht tõuseb võimenduse suurenemisega.

13. peatükk

FAASIPÖÖRDELÜLITUSED.

Vastastaktlülitus on üldiselt tunnustatud oma väikese ebalineaarmoonutuse tõttu võrreldes hariliku A-klassi lülitusega. Ainsaks raskuseks vastastaktlülituse rakendamisel on faaside pööramine sisendpoolel, kus on tarvilik tekitada vastastakti lülitatud lampide võredele 180° faasis nihutatud ja võrdsed pinged.

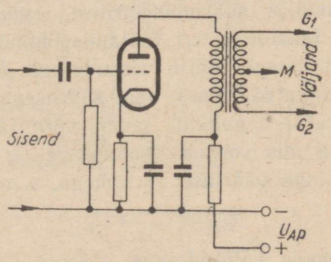
Faasis nihutamine iseenesest pole veel probleemiks, sest iga pinget võib poolitada pingejagaja abil ning kumbagi tuletatud poolt võib vaadelda kui iseseisvat faasis nihutatud pinget. Raskus seisab selles, et pingete poolitamispunkt vastastaktlülituses tuleb maandada ning faaside nihutamist arvestada maanduse suhtes.

Seesuguseid lülitusi, milledes sooritatakse maandatud poolitamispunktiga võrdsete ja 180° faasis nihutatud ergutuspingete tekitamist, nimetatakse faasipöörde-lülitusteks ja seesuguseid seadmeid faasi-inverteriteks. ehk faasipöörajateks. Alljärgnevalt käsitletakse mõnda tüüpilisemat, praktikas rohkem kasutatavamat faasipöördelülitust.

13 — 1. ERGUTUSTRAFOGA FAASIPÖÖRDELÜLITUS.

Joonisel 13 — 1 on toodud lihtsaim ja levinenuim faasi-inverter-lülitus, milles kasutatakse sümmeetrilise sekundaarmähisega trafot. Sekundaarmähise keskpunkt M maandatakse, kuna mähise otsad (G_1G_2), mis kannavad ükskteise suhtes faasis 180° võrra nihutatud pingeid, juhitakse vastastaktvõimendaja lampide võredele. Teatavasti kasutatakse samakujulist lülitust ka B-klassi ja AB_2-klassi võimsusvõimendajates, kuigi sellised trafod oma tööiseloomult ja ehituselt põhiliselt erinevad A-klassi vastastakt-trafodest.

Kõrgekvaliteedilises «puhttakistuslikus» võimendajas kujunevad nõudmised suuremaks, kui seda suudab anda trafolülitus. Seepärast on tekkinud rida takistussidestusega faasi-invertereid, mis võimendajale tagavad takistussidestuselt saadava kõrge kvaliteedi, s. o. väikese moonu-

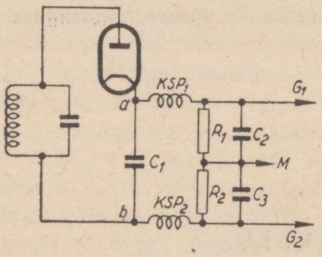


Joon. 13 — 1. Ergutustrafoga faasi-inverterlülitus.

tuse. Endastmõistetavalt ei kõlba säärased takistussidestuses faasi-inverterid B- ja AB-klassi võimendajas kasutamiseks.

13 — 2. DIOODDETEKTOR FAASI-INVERTERINA.

Joonisel 13 — 2 on toodud lihtsamaid faasi-invertereid takistussidestuses, mida saab rakendada ainult vastuvõtjas dioodetektori väljandisse. Dioodetektori lülituses p. *a* ja *b* vahel tekib suunatud madalsageduslik pinge, millel üldse puudub maapotentsiaal. Kui säärase dioodetektori koormustakistus asendada võrdsete väärtustega takistitega R_1 ja R_2 ning nende ühenduspunkt maandada, siis *a* ja *b* asetsevadki 180° võrra nihutatud võrdsed pinged, mida saab juhtida vastastaktlampide võredele G_1 ja G_2. Kondensaatorid C_1, C_2, C_3 ja paispoolid KSP_1 ja KSP_2 pole millegagi seotud faasipööramise



Joon. 13 — 2. Dioodetektor faasi-inverterina.

toimingus, nende rakendamine on tarvilik detekteerimisprotsessis. Kuna detektorist saadavad pinged on kasutamiseks veel liiga nõrgad isegi pärast üheastmelist võimendajat, siis säärasele lülitusele peaks järgnema enne võimsuse võimendusastet veel üks vahepealne vastastaktvõimendusaste.

13 — 3. KATOOD-ANOODKOORMUSEGA FAASI-INVERTER.

Joonisel 13—3 on toodud katood-anoodkoormusega faasi-inverter lülitus, mida saab rakendada tavalise ebasümmeetrilise sisendi järel. Säärase faasi-inverteri töötamispõhimõte seisab selles, et lampi tüürib sisendpinge U_1 mitte oma absoluutväärtuses, vaid suurusega U_G, mis rakendatakse tegelikult lambi võre ja katoodi vahele ja mis võrdub sisendpinge U_1 ja poole väljandpinge väärtuse U_3 vahega, s. o.

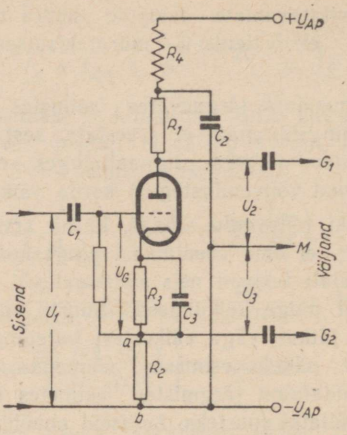
$$U_G = U_1 - U_3,$$

millest poole väljandpinge väärtus

$$U_3 = U_1 - U_G$$

ning saadav pingevõimendus kujuneb mõnevõrra väiksemaks kui 1:

$$\frac{U_3}{U_1} = \frac{U_1 - U_G}{U_1} = 1 - \frac{U_G}{U_1} < 1.$$



Joon. 13 — 3. Katood-anoodkoormusega faasi-inverterlülitus.

Katoodi ja anoodi poolel saadavad pingevõimendused arvutatakse valemitega

$$V_2 = \frac{U_3}{U_1} = \frac{\mu R_2}{R_i + R_1 + R_2 \ (\mu + 1)} \quad \text{ja}$$

$$V_1 = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\mu R_1}{R + R_1 + R_2 \ (\mu + 1)}.$$

Kuna sümmeetriliste, s. o. võrdsete ja vastufaasiliste väljandpingete puhul ($U_3 = -U_2$), peavad olema võrdsed ka anoodi ja katoodi poolsed koormustakistid ($R_1 = R_2 = R$), siis võimendusvalem lihtsustub:

$$V_{1,2} = \frac{\mu R}{R_i + R \ (\mu + 2)} =$$

$$\frac{\mu}{\frac{R_i}{R} + (\mu + 2)} = \frac{\mu}{\frac{1}{\alpha} + (\mu + 2)},$$

milles $\alpha = \frac{R_a}{R_i}$ on lambi koormustegur. Valemist nähtub, et saadav võimendus sõltub peamiselt lambi võimendustegurist μ ning eeldades, et $\alpha \geqslant 2$, nagu see trioodide puhul on nõutav, kujuneb keskmiste μ ja trioodide puhul ($\mu = 20 \ldots 50$)

$$V_{1,2} \approx 0{,}9.$$

Võimenduse nõrgenemine tekib sellest, et katoodipoolsele takistile R_2 on üheaegselt rakendatud nii sisendpinge U_1 kui ka pool väljandpingest U_3, mis teineteise suhtes asuvad vastufaasis.

Sellist sisend- ja väljandpinge vahelist vastufaasilist sidestust nimetatakse n e g a t i i v s e k s ehk v a s t u s i d e k s. Käesoleval juhul vastu-

side väärtus $\beta = \frac{U_\beta}{U_v} = \frac{U_3}{U_3} = 1$ ehk 100%, s. t.

vastuside on maksimaalne. Sellest siis on ka tingitud võimenduse tunduv vähenemine.

Vajalike väljandpingete U_2 ja U_3 väärtuste saamiseks peab järelikult sisendpinget U_1 vastavalt tõstma.

Kuna lülituses kasutatakse ainsat lampi, siis mõlema koormustakisti klemmidel arenevad väljandpinged on võrdsed mitte ainult amplituudidelt, vaid ka ebalineaar- ja lineaarmoonutustelt, sest neid põhjustab üks ja sama anoodvool. Täieliku vastuside tulemusena aga vähenevad selles lülituses õige märgatavalt iga liiki moonutused, mistõttu ta on parimaid faasi-inverterlülitusi. Täieliku pingete sümmeetrilisuse saavutamiseks kõrges sagedusalas tuleb lülituse viimistlemisel taotleda, et ka koormustakisteid R_1 ja R_2 sildavad mahtuvused oleksid võrdsed. Selleks, et vastuside oleks suuteline ebalineaarmoonutusi tõeliselt vähendama, tuleb täita tingimus, et lambilt saadav väljandpinge üldväärtus ei oleks liiga suur ja vastaks tingimusele

$$2U_v = U_2 + U_3 \leqslant 0{,}7\,\underline{U}_{A0}.$$

Järgnevalt toome katood-anoodkoormusega faasi-inverteri arvutusnäite.

Arvutada katood-anoodkoormusega faasiinverter A-klassi vastastaktlülituses töötava kahe 6П6С jugatetroodi täielikuks väljatüürimiseks, milleks vajatakse $U_v = 12{,}5$ V. Anoodi toitepinge $\underline{U}_{A0} = 250$ V.

Valime keskmise võimendusteguriga trioodi 6С2С, mille $\mu = 20$ ja $R_i = 7{,}7 \cdot 10^3\ \Omega$ ning määrame koormusteguri $\alpha = 2{,}5$. Eeldades, et töölukorras $R_{id} \approx 8 \cdot 10^3\ \Omega$, määrame koormustakistid $R_1 = R_2 = \alpha R_{id} = 2{,}5 \cdot 8 \cdot 10^3 = 20 \cdot 10^3\ \Omega$.

Saadav pingevõimendus ühe väljandpoole kohta

$$V_{1,2} = \frac{\mu}{\frac{1}{\alpha} + (\mu + 2)} = \frac{20}{\frac{1}{2{,}5} + 20 + 2} \approx$$

$$\approx 0{,}89,$$

vajalik sisendpinge

$$U_1 = \frac{U_v}{V_{1,2}} = \frac{12{,}5}{0{,}89} = 14\ \text{V ja}$$

lambi võrele tegelikult rakenduv pinge

$$U_G = U_1 - U_v = 14 - 12{,}5 = 1{,}5\ \text{V}$$ ning vajatav eelpinge

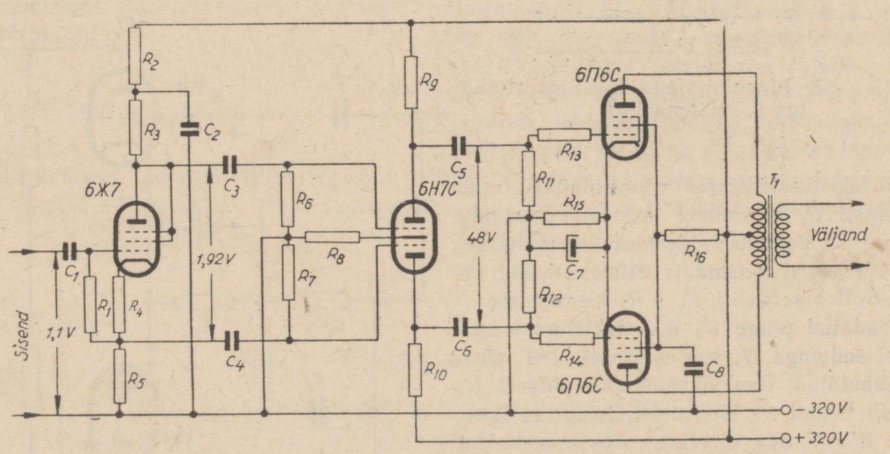
$$\underline{U}_{G0} = -(U_G + 1) = -(1{,}5 + 1) = -2{,}5\ \text{V}.$$

Seejärel tõmmatakse $i_A - u_A$ tunnussarjal (joonis 12 — 4) koormussirge parameetritega $\underline{U}_{A0} = 250$ V, $\underline{U}_{G0} = -2{,}5$ V ja $R_A \approx R_1 + R_2 = 2 \cdot 20 \cdot 10^3 = 40 \cdot 10^3\ \Omega$, leitakse $\underline{I}_{A0}$, mis võrdub ca 4 mA, ning arvutatakse katoodtakisti väärtus

$$R_K = R_3 = \frac{\underline{U}_{A0}}{\underline{I}_{A0}} = \frac{250}{4 \cdot 10^3} = 625\ \Omega.$$

Sildamiskondensaatori C_3 arvväärtus leitakse sõltuvalt madalaimast ülekantavast sagedusest:

$$C_3 \geqslant \frac{3}{\omega_m R_K}\ [\text{F}].$$



Joon. 13 — 4. Vastastakt-takistussidestuses 3-astmeline võimendaja, mis arendab 1,1-voldise sisend-amplituudpinge juures väljandvõimsust 10 vatti. Lülituselementide andmeid: $C_1 = 0{,}01$ μF, $C_2 = 8$ μF, C_3, C_4, C_5, $C_6 = 0{,}1$ μF, $C_7 = 50$ μF, $C_8 = 4$ μF, $R_1 = 2$ MΩ, $R_2 = 30$ kΩ, $R_3 = 10$ kΩ, R_4 R_{13}, $R_{14} = 1000\ \Omega$, $R_5 = 9000\ \Omega$, R_6, R_7, R_{11}, $R_{12} = 0{,}25$ MΩ, $R_8 = 1800\ \Omega$, R_9, $R_{10} = 50$ kΩ, $R_{15} = 240\ \Omega$, $R_{16} = 1500\ \Omega$, T_1 — väljandtrafo. Lambid: faasi-inverterina varivõrepentood 6Ж7 lülitatud trioodina, võimendaja kaksiktriood 6Н7С, võimsusvõimendajana A-klassi vastastaktlülituses kaks võimsuspentoodi 6П6С. Anoodi toitepinge 320 V, anoodvool 75 mA, anoodi kaovõimsus 21 vatti, küttepinge 6,3 V, küttevool 2,5 A, küttevõimsus 16 vatti.

Lõppeks kontrollitakse, kas ebalineaarmoonutuste vähendamistingimus on täidetud:

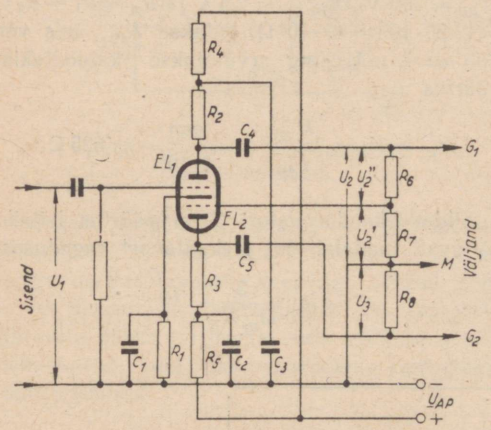
$$2U_v \leqslant 0{,}7U_{A0}$$

$$2 \cdot 12{,}5 = 25 \ll 0{,}7 \cdot 250 = 175 \text{ V}.$$

Joonisel 13 — 4 on toodud tüüpvõimendaja lahendus, milles on kasutatud katood-anoodkoormusega faasi-inverterit. Võimendaja on kolmeastmeline. Selline võimendaja arendab 1,1 V sisendpinge puhul 12 vatti väljandvõimsust, milles sisalduvad ebalineaarmoonutused ei ületa 4%.

13 — 4. PINGEJAGAJAGA FAASI-INVERTERLÜLITUS.

Võrdlemisi laialt on kasutamisel joonisel 13 — 5 toodud pingejagajaga faasi-inverterlülitus, milles rakendatakse harilikult kaksiktrioodi, näiteks 6H8C või 6H7C. Triood EL_1 toimib



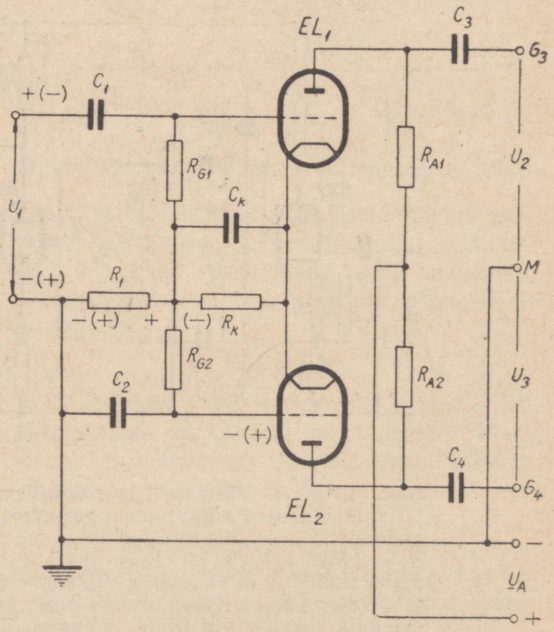
Joon. 13 — 5. Pingejagajaga faasi-inverterlülitus kaksiktrioodiga.

hariliku takistussidestuses võimendajana, mille anoodtakisti R_2 klemmidel tekkinud võimendatud pinge U_2 kantakse sidestuskondensaatori C_4 kaudu vastastaktvõimendaja esimese lambi võreringi G_1M võretakisti $R_6 + R_7$ klemmidele.

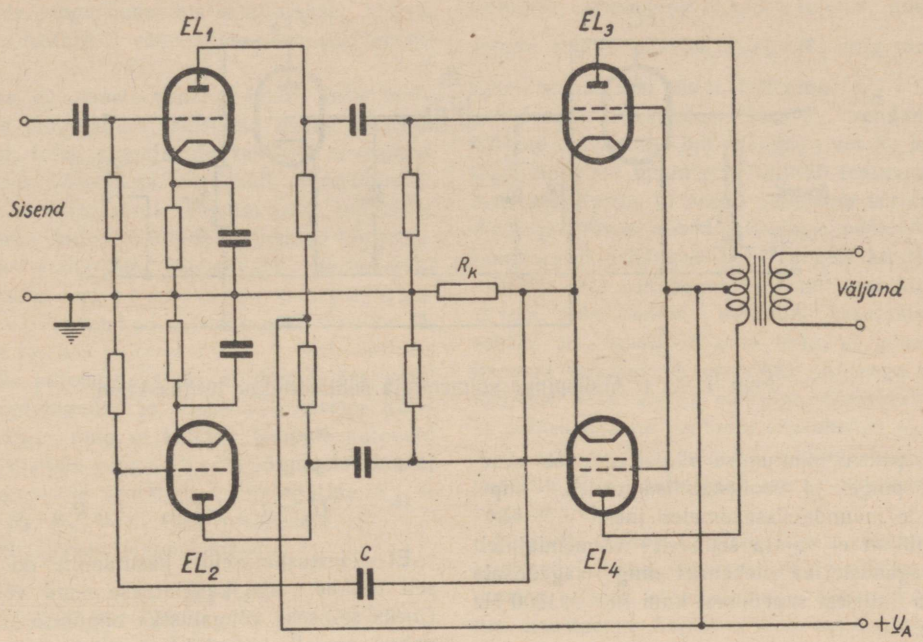
Võimendatud pinge U_2 on takistussidestuse puhul sisendpinge U_1 suhtes täpselt 180° võrra faasis nihutatud. Osa võimendatud pingest U_2, mis tekib takisti R_7 klemmidel, juhitakse faasipööraja trioodi EL_2 võreringi. EL_2 anoodtakisti R_3 klemmidel saadud võimendatud pinge U_3 juhitakse sidestuskondensaatori C_5 kaudu vastastaktvõimendaja teise lambi võreringi MG_2, võretakisti R_8 klemmidele. Kuna viimati võimendatud pinge U_3 on väljandpinge U_2 suhtes 180° võrra faasis nihutatud, siis järelikult on sellega faasipööramise ülesanne täidetud. Selleks, et U_3 ja U_2 oleksid väärtustelt võrdsed, peab selle lülituse juures pingete $\frac{U_2}{U'_2}$ ja vastavalt takistuste $\frac{R_6 + R_7}{R_7}$ suhe võrduma täpselt trioodilt EL_2 arendatava pingevõimendusega. Kui näiteks EL_2 pingevõimendus on 25 (see on maksev lambi 6H7C juures, kui $U_A = 250$ V ja $R_2 = R_3 = 0{,}2$ MΩ) ja kui määrata võretakistuste üldväärtus $R_6 + R_7 = R_8 = 0{,}5$ MΩ, kujuneb $R_6 = 0{,}48$ MΩ ja $R_7 = 0\,02$ MΩ. Seega käesoleval juhul faasipööraja lamp praktiliselt ei võimenda ja saadava võimenduse 25 arendab ainult üks trioodidest.

13 — 5. KATOODSIDESTUSEGA FAASI-INVERTERLÜLITUS.

Joonisel 13 — 6 toodud katoodsidestusega faasi-inverteris kasutatakse kahte trioodi, mis on omavahel sidestatud ühise katoodtakisti R_1 kaudu, kusjuures triood EL_2 võre on läbi C_2 maandatud. Kui trioodi EL_1 sisendisse antakse pinge U_1, siis põhjustab see anoodvoolu I_{A1} vastavat muutumist, mis omakorda tekitab katoodtakistil sellise pingemuutuse, et EL_2 võrele kandub EL_1 võre suhtes vastufaasiline potentsiaal (vastavad potentsiaalid vaadeldaval hetkel on joonisel näidatud + ja —). Seetõttu on ka lampidelt arendatavad väljandpinged U_2 ja U_3 teineteisega vastufaasis. Ühtlasi areneb katoodtakistis R_1 vastuside, mis vähendab ebasümmeetrilisust ja seega ka moonutusi.



Joon. 13 — 6. Katoodsidestusega faasi-inverterlülitus.



Joon. 13 — 7. Kaheastmeline vastusidega faasi-inverterlülitus.

Kui mõlema lambi elektrilised parameetrid on võrdsed ja võrdsed on ka anoodtakistused $R_{A1} = R_{A2} = R_A$, siis saab faasi-inverteri arvutamiseks kasutada lihtsustatud valemeid, tingimusi, et

$$R_i \gg \frac{R_A + R_i}{\mu + 1},$$

kusjuures kummagis väljandis arenev pingevõimendus määratakse

$$V_1 = V_2 = \frac{\mu R_A}{2(R_i + R_A)}.$$

Lülituse paremuseks võrreldes eelmistega on, et mõlemad lambid võimendavad, kuigi saadav võimendus on tavalisest takistussidestusega võimendajast kaks korda väiksem.

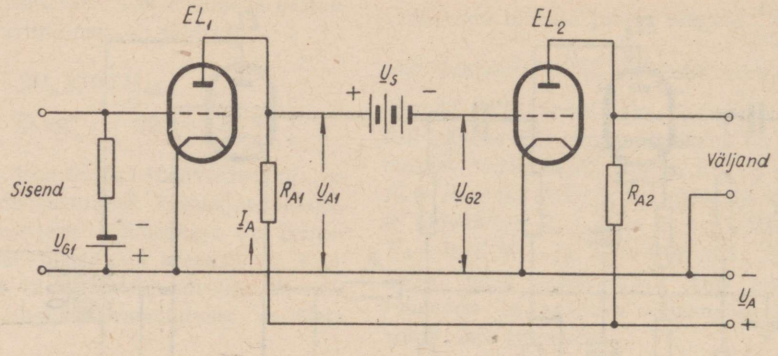
13 —6. KAHEASTMELINE VASTUSIDEGA FAASI-INVERTERLÜLITUS.

Käsiteldavas lülituses, mis toodud joonisel 13 — 7, toimib EL_1 tavalise takistussidestuses võimendajana, EL_2 — faasi-inverterina ja EL_3 ning EL_4 vastastakt lõppvõimendusastmena. Faasi-inverterlambi tüürimiseks vajalik pinge areneb lõppastme lampide ühisel katoodtakistil R_K nende lampide anoodvoolude tasakaalustamatuse tagajärjel. Kuna R_K-s areneb lõppastme lampide suhtes vastuside, siis vähenevad selle tagajärjel ka astmes tekkivad moonutused.

14. peatükk

ALALISPINGE VÕIMENDAJAD.

Eespool käsiteldud võimendajate juures väheneb võimendus väga madalatel sagedustel tunduvalt ning sageduse nulliseks muutumisel, s. o. alalisvoolu puhul, lakkab võimendamine täielikult. Sellised piirid paneb takistussidestuse puhul astmetevaheline sidestuskondensaator, trafosidestuse korral alalisvoolust tingitud püsiv magnetväli trafo südamikus. Helisageduste ülekandel pole allpool kuuldepiiri asuvate sageduste võimendamine tarvilik, ent eri ülesandega võimendajates osutub nõrkade väga aeglaselt muutuvate või alalispinge impulsside võimendamine vältimatuks. Sellised vajadused tekivad eeskätt mõõteseadmetes (lampvoltmeetrid, elektromeetrid, takistusemõõtjad), ostsillograafides, fotoelementidega toimivate valgustugevuse või



Joon. 14 — 1. Alalispinge võimendaja põhimõtteline lülitusskeem.

valgusspektri muutumise registreerimise seadmetes, pinge- ja voolustabilisaatorites, impedantside muundamisseadmetes jne.

Harilikult ei vajata sellistelt võimendajatelt laia sagedusteriba ülekannet ning sagedusala piirdub nullisest sagedusest kuni 100 . . . 1000 Hz ribaga.

Sellistele nõuetele vastava alalispinge võimendaja põhimõtteliseks erinevuseks on, et ta astmetevahelised sidestused teostatakse ainult tegevtakistustega, vältides täielikult reaktiivtakistusi. Selpuhul tekib üheaegselt kaks uut raskust: 1) kõrvaldada eelmise lambi anoodilt järgneva astme võrele sattuv alalispinge komponent ja 2) vältida genereerimise ohtu, mis tekib astmete vahel ühistest vooluallikatest toitumisel.

Sellise alalispinge võimendaja põhimõttelme lülitusskeem on näidatud joonisel 14 — 1, kus EL_1 anoodpinge alaliskomponent $\underline{U}_{A1}$ kompenseeritakse sidestuspatarei $\underline{U}_s$ abil selliselt, et EL_2 saaks töötamiseks õige eelpinge $\underline{U}_{G2}$.

$$\underline{U}_{G2} = \underline{U}_{A1} + \underline{U}_s - \underline{U}_A = \underline{I}_{A0} R_{A1} + \underline{U}_s - \underline{U}_A$$

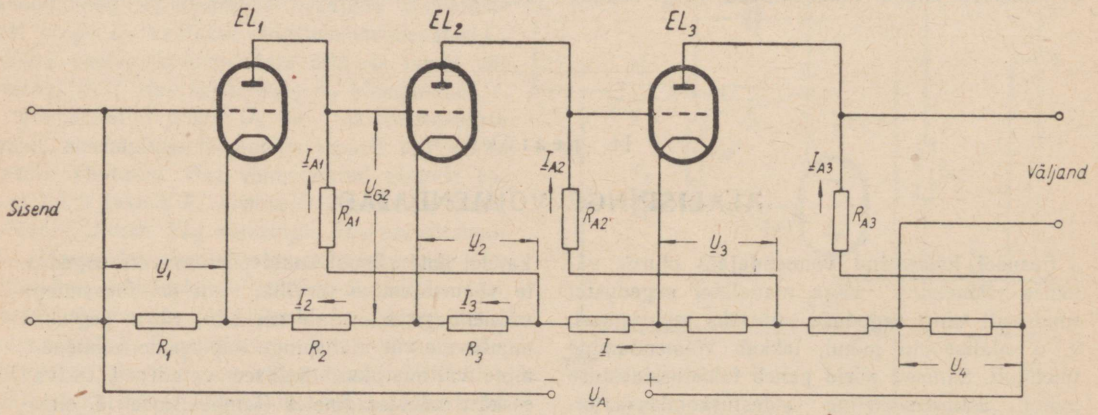
ja patarei pinge

$$\underline{U}_s = \underline{U}_A + \underline{U}_{G2} - \underline{I}_{A0} R_{A1} .$$

Et sidestuspatareide kasutamine on äärmiselt tülikas, siis kasutatakse muid võimalusi. Üheks selliseks võimaluseks on ühise kõrgepingelise anoodi toiteallika kasutamine, millega rööbiti on lülitatud järjestikune pingejagaja. Pingejagaja järjestiktakistid on dimensioneeritud nii, et neil tekiksid kõikidele lampidele vajalikud anoodi toitepingete ja eelpingete väärtused. Sellise järjestikuse pingejagajaga kolmeastmelise alalispinge võimendaja põhimõtteline lülitusskeem on toodud joonisel 14 — 2.

Kui õigesti valida takistite arvväärtused, siis kujunevad õigeteks ka vajalikud tööpinged lampidel, samuti puudub alalispinge komponent sisendis ja väljandis. Näiteks lambi EL_2 eelpinge määratakse avaldisega

$$\underline{U}_{G2} = \underline{I}_{A1} R_{A1} - \underline{U}_2 = \underline{I}_{A1} R_{A1} - \underline{I}_3 R_3 .$$



Joon. 14 — 2. Järjestikuse pingejagajaga kolmeastmelise alalispingevõimendaja põhimõtteline lülitusskeem.

Astmete pingevõimendus arvutatakse üldiste takistussidestuses võimendaja arvutusvalemitega.

Selleks, et astmete vahel ei tekiks ühise toiteallika ja pingejagaja takistuste kaudu parasiitsidestust, tuleb pingejagaja takistite arvväärtused valida väikestena. Järelikult muundub küllaltki suur energiahulk pingejagajas soojuseks. Peale selle kujuneb üldine toitepinge kõrgeks.

Teiseks alalispinge võimendaja lülituslikuks lahenduseks on rööbitise pingejagajaga võimendaja, mille põhimõtteline lülitus on toodud joonisel 14 — 3. Selle lülituse olulisteks paremusteks on, et langeb ära vajadus kõrgepingelise ja suure võimsusega toiteallika järgi ning et kõikide lampide katoodid asuvad madala pinge all. Õiged tööpinged antakse lampidele rööbitiste pingejagajate R_{A1} — $— R_1 — R_2$, $R_{A2} — R_1 — R_2$ jne. kaudu.

Astmelt saadav pingevõimendus

$$V = \frac{\mu}{R'_A + R_i} \cdot \frac{R_A R_2}{R_A + R_1 + R_2}, \text{ milles}$$

$$R'_A = \frac{R_A (R_1 + R_2)}{R_A + R_1 + R_2}.$$

Samaste astmetega mitmeastmelise võimendajaga saavutatav pingevõimendus

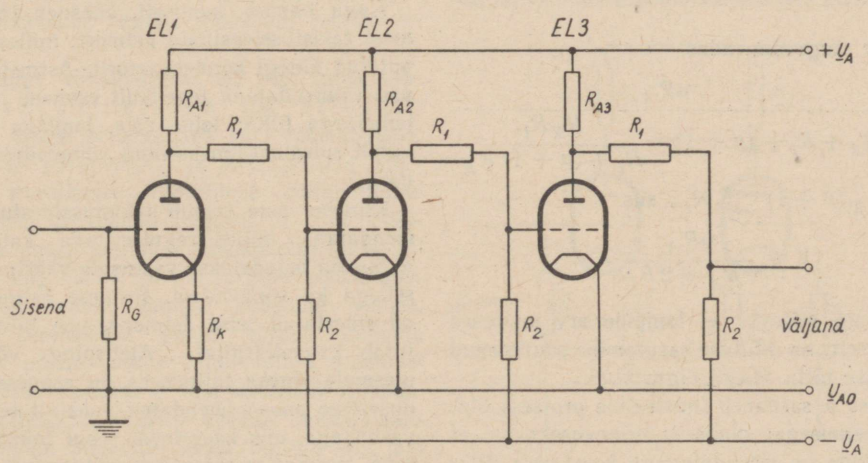
$$V_n = S^n \left(\frac{R_A R_2}{R_A + R_1 + R_2} \right)^n,$$

milles S on lambi tõus tööpunktis ja n — astmete arv.

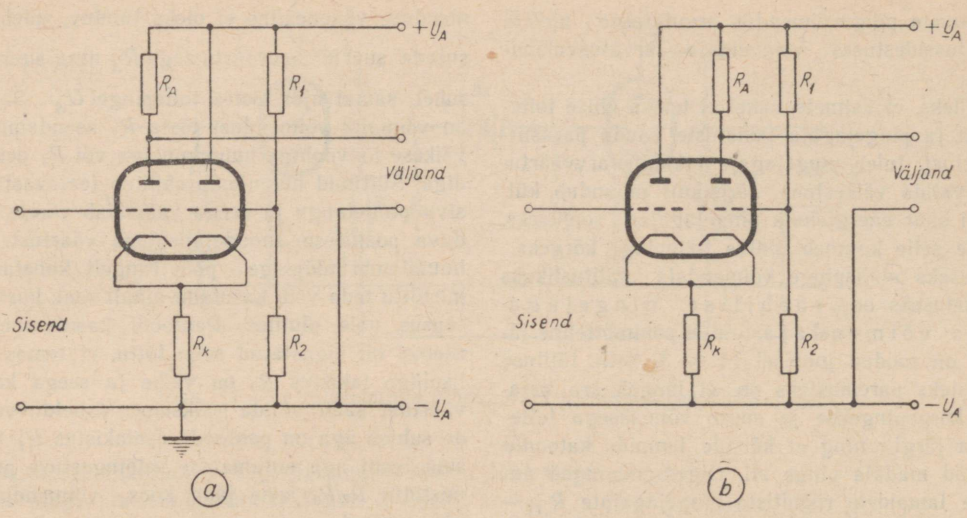
Rööbitise pingejagajaga võimendaja puuduseks on väike astmelt saadav pingevõimendus, mida põhjustavad: 1) kasuliku pinge lang sidetakistitel R_1 ja 2) katoodtakistil R_K arenev vastuside. Selleks, et pingelangust tingitud võimenduse vähenemine ei oleks tunduv, tuleb kasutada suurte arvväärtustega R_A ning suurt $\frac{R_2}{R_1}$ suhet, samal ajal tõstes toitepinget U_A. Samuti on võimalik võimendust tõsta R_1 asendamisega väikese töövooluga huumlambiga või R_2 pentoodiga. Süttinud huumlamp säilitab teatavasti püsiva pingelangu ja seega vähendab võrele kanduva positiivse anoodalalispinge väärtust. Ent huumlambi tööpinge pole rangelt konstantne, mistõttu teda võib kasutada ainult seal, kus suur täpsus pole oluline. Pentoodi kasutamine R_2 asemel on õigustatud selle tõttu, et temas alalispinge takistus R_0 on väike ja seega ka R_1 väärtust saab valida väiksena. Vahelduvvoolude suhtes aga on pentoodi sisetakistus R_i väga suur, eriti aga automaatse eelpingestuse puhul, mistõttu R_2/R_1 suhe jääb koos võimendusega väga suureks.

Üldiselt töötavad alalispinge võimendajate esimesed astmed harilikult ebatavalistes tingimustes selleks, et soodustada otstarbekat lülituse koostamist. Sageli ei ületa nende anoodpinged 10 ... 50 V, millele vastavalt kujunevad ka anoodvoolud väga väikesteks — kümneteks kuni sadadeks mikroampriteks. Pentoodide kasutamisel kujunevad väga suurteks nii anoodtakistid, ulatudes mitme megaoomi väärtuseni, kui ka saadavad võimendused, ulatudes mitme sajani. Vastuside vähendamiseks antakse pentoodide varivõredele toide järjestiktakisti asemel pingejagaja või huumlambi kaudu.

Vastusidest tingitud võimenduse vähenemist saab kompenseerida: 1) kas asendades automaatne eelpinge eraldi eelpinge patareiga, mis on tülikas, 2) asendades katoodtakisti huumlambiga, mis on lubatav ainult lihtsamais seadmeis, näiteks pingestabilisaatorites või 3) kasutades ebasümmeetrilisi erilülitusi.



Joon. 14 — 3. Rööbitise pingejagajaga alalispinge põhimõtteline lülitusskeem.



Joon. 14 — 4. Katoodsidestatud alalispingevõimendajate lülitusi: *a* — sisend- ja väljandpinged on vastufaasis, *b* — sisend- ja väljandpinged on koosfaasis.

Joonisel 14 — 4 on näidatud kaks erilülitust, mis erinevad teineteisest ainult anoodtakistuse R_A lülitamise poolest ja milles kompenseeritakse vastuside toime. Lülituses *a* areneb katoodtakisti R_K klemmidel pinge, mis võrdub mõlema lambi katoodvoolu summa ja takistuse R_K korrutisega. Potentsiomeetri R_1, R_2 kaudu seatakse teisele lambile õige eelpinge. Kui esimese lambi võrele saabub positiivne pinge, siis ta anoodvool suureneb, mis kutsub esile mõlema lambi katoodi potentsiaali kasvu. Koos sellega aga suureneb teise lambi võre — katoodi vaheline pinge ning ta anoodvool väheneb. Järelikult teise lambi toimel säilitatakse pingelang katoodtakistil R_K, vastuside toime kompenseerub ning esimene lamp toimib ligikaudu normaalsetes pingevõimenduse tingimustes. Sellist lülitust on võimalik koostada nii trioodidega kui ka pentoodidega, viimasel juhul saadakse suurem võimendus.

Saadav pingevõimendus

$$V = \frac{\mu R_A}{R_A + R_i + (\mu + 1)\,\dfrac{R_K R_i}{R_i + (\mu + 1) R_K}}$$

ja kui $R_K(\mu + 1) \gg R_i$, siis

$$V = \frac{\mu R_A}{R_A + 2R_i}.$$

Hoolimata sellest, et lampide arv suurenes kahekordselt, on lülituse kasutamine suurenenud võimenduse tõttu täiesti õigustatud.

Lülituses *b* sarnaneb füüsikaline protsess üldjoontes eelmisega; oluliseks erinevuseks on, et väljandpinge on sisendpingega koosfaasis. Pingevõimendus

$$V = \frac{\mu R_A}{R_A + 2R_i + \dfrac{R_i(R_A + R_i)}{R_K(1 + \mu)}}$$

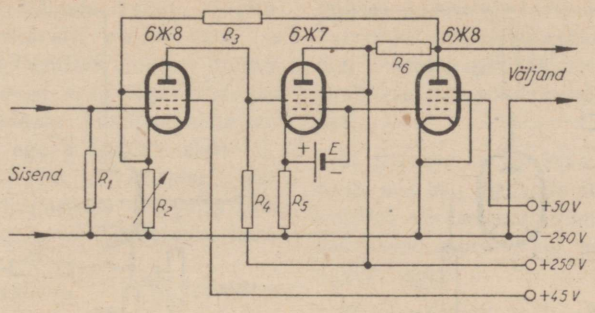
ja kui $R_K\ (1 + \mu) \gg R_A + R_i$, siis $V = \dfrac{\mu R_A}{R_A + 2R_i}$, s. o. valem sarnaneb eelmise lülituse valemiga.

Peale suure võimenduse omavad mõlemad lülitused veel suurt tööstabiilsust, mille tõttu nad leiavad alalispinge võimendajates laialdast kasutamist.

Joonisel 14 — 5 on toodud praktikas kasutatava alalispinge võimendaja lülitus, mis toitub ainsast 250-voldisest anoodtoite allikast ja arendab seejuures 1000-kordset (+ 60 dB) pingevõimendust.

Nagu nähtub jooniselt, koosneb lülitus kolmest takistussidestuses astmest, milles pole kasutatud ühtegi kondensaatorit. Astmetest toimivad võimendajana tegelikult esimene ja kolmas, lampidega 6Ж8; teine aste, lambiga 6Ж7, on ainult sidestusastmeks ning võimendust ei arenda.

Esimene aste toimib takistussidestuses võimendajana, milles reguleeritava katoodtakisti R_2 kaudu muudetakse vastuside väärtust ja koos sellega ka võimendust. Esimese astme väljand on sidestatud teise astmega, mis lülituselt kujutab katoodjärgijat. Alalispinge võimenduse ülesande õigeks täitmiseks on esimese võimendusastme anood ühendatud vahetult teise astme varivõrega, mis käesoleval juhul toimib tüürvõrena. Normaalse töörežiimi säilitamiseks antakse teise astme tüürvõrele 4,5-voldisest taskulambi-



Joon. 14 — 5. Alalispingevõimendaja lülitusi. Osad: R_1, $R_3 = 2$ MΩ, $R_2 = 2500$ Ω, $R_4 = 0{,}25$ MΩ, $R_5 = 0{,}05$ MΩ, $R_6 = 0{,}1$ MΩ, E — taskulambipatarei 4,5 V.

patareist vajalik eelpinge, mille väärtus vähendatuna katoodtakistis R_5 tekkiva pingelangu võrra kujuneb ühtlasi ka kolmanda lambi võreeelpingeks. Teise astme anood ja sulgvõre on ühendatult vahetult 250-voldise anoodpingega. Sel viisil katoodjärgijana lülitatud teise astme katoodtakisti R_5 klemmidel arenevad väljandpinged asuvad maanduspotentsiaalil, mis võimaldab neid rakendada otseselt kolmanda võimenduslambi võrele. Kolmas võimendusaste töötab täiesti tavalistes võimendustingimustes, ta võimendatud väljand juhitakse otseselt tarbijasse.

Kuna varivõrega tüüritava astme väljand sisaldab tavalisest suuremal määral ebalineaarmoonutusi, siis rakendatakse väljandi ja sisendi vahele veelkordselt vastusidet takisti R_3 kaudu, millega madalsageduslikus astmikus saavutatakse ideaalsele võimendusele lähenev ülekanne. Lisaks suurele võimendusele ei sisalda käsiteldava võimendaja ülekanne sagedusastmikus 0 ... 20 kHz lineaarmoonutusi; ebalineaarmoonutused on alla 1%, kui väljandpinge amplituud ei ulatu üle 15 voldi. Võimendajat on sobiv rakendada kõikjal, kus on tarvilik alalispinge võimendus, eeskätt mikrofoni eelvõimendajana.

Alalispinge võimendajate eri liigi moodustavad tasakaalustatud ehk sildlülitused, mida iseloomustab suur tööstabiilsus. Eristatakse paralleelseid ja järjestikuseid sildlülitusi. Paralleelse sildlülituse põhimõtteline lülitusskeem on toodud joonisel 14 — 6. Võimendatav pinge juhitakse vasakpoolse lambi sisendisse ning mõõteriist või järgnev võimendusaste ühendatakse lampide anoodide vahele. Täieliku sümmeetria puhul võrdub lampide anoodidel potentsiaalide vahe nulliga. Lampide toitepingete muutmine ei tohi tasakaalu rikkuda. Nagu nähtub jooniselt, võrdub potentsiaalivahe lampide anoodide vahel nulliga siis, kui sild on tasakaalustatud: s. t. kui

$$\frac{R_{i1}}{R_{i2}} = \frac{R_{A1}}{R_{A2}}.$$

Vaadeldatavalt astmelt saadav võimendus

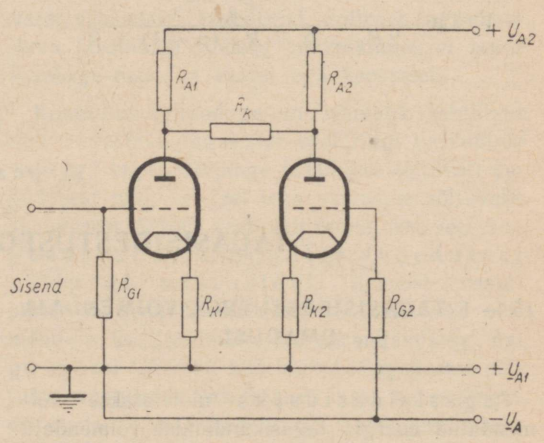
$$V = \frac{R_k}{R_k + \left(2 + \frac{R_k}{R_A}\right)\left[R_i + R_K(1+\mu)\right]}.$$

Juhul kui lampide katoodid on ühendatud kokku ja katoodvoolud läbivad ühist takistit R_K (joonis 14 — 7*a*), siis kujuneb võimendusvalem järgnevaks:

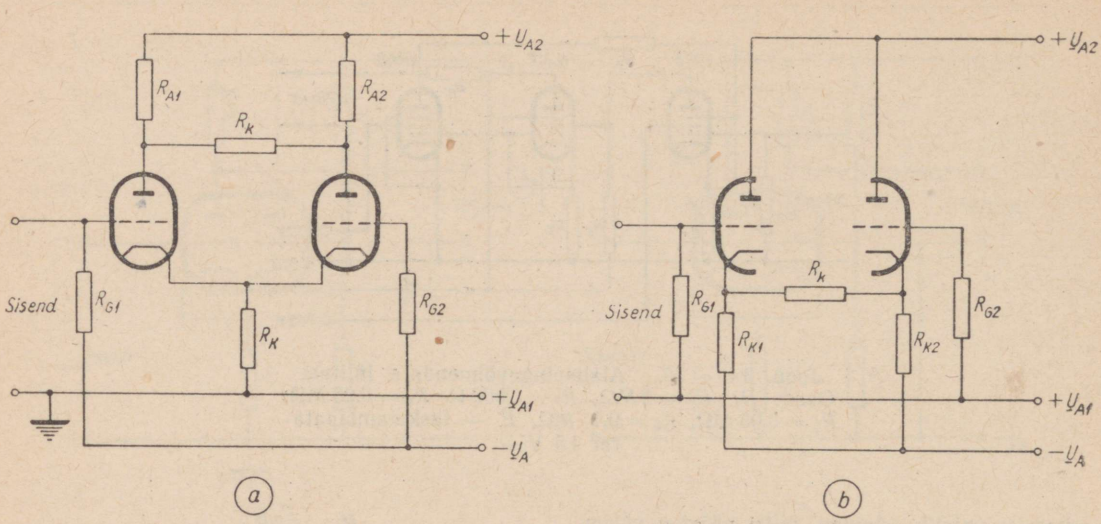
$$V = \mu \frac{R_k}{R_k + R_i\left(2 + \frac{R_k}{R_A}\right)}.$$

Ühise katoodtakistiga lülitus omab seda paremust, et tasakaalustuvad peale toitepinge kõikumiste ka lampide parameetrite kõikumised.

Eeltoodud sildlülitustes väheneb pingevõimendus, kui koormustakistus R_k väheneb. Seepärast osutub madalatakistusliku koormuse pu-



Joon. 14 — 6. Paralleelne sildlülitus.



Joon. 14 — 7. Suure stabiilsusega sildlülitusi.

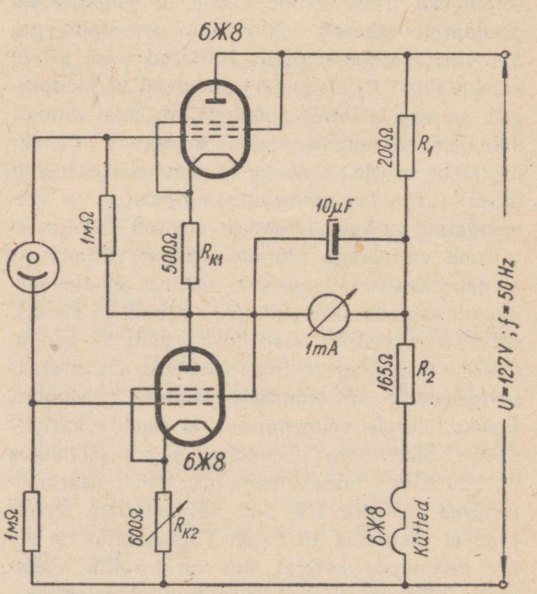
hul (näiteks mõõteriista lülitamisel) otstarbekamaks kasutada tasakaalustatud katoodjärgijat (joonis 14 — 7*b*), mille võimendus

$$V = \mu \frac{R_k}{(\mu + 1) R_k + R_i \left((2 + \frac{R_k}{R_K} \right)}.$$

Stabiilsuse tõstmise huvides on soovitav kasutada sildlülitustes alati kaksiklampe, sest nende elektrilised parameetrid on ühtlasemad ja ka kütterežiim on neil ühesugune.

Järjestikuses sildlülituses, mis toodud joonisel 14 — 8, moodustavad kaks õlga lampide sisetakistused R_i ja teised õlad pingejagaja takistid R_1 ja R_2. Tasakaalustatud silla puhul, mille tingimuseks on, et $R_{K1} = R_{K2} = R_K$ ja $R_1 = R_2 = R$, arvutatakse astme võimendus järgnevalt:

$$V = \mu \frac{R_k}{2 R_k + R_i + R_K (\mu + 1) + R}.$$



Joon. 14 — 8. Järjestikuse sillaga fotomeetriline lülitus.

15. peatükk.

TAGASISIDESTUSEGA VÕIMENDAJAD.

15 — 1. TAGASISIDESTUSEGA VÕIMENDAJA OMADUSI.

Tagasisidestuseks nimetatakse võimendatud energia tagasikandumist võimendaja sisendisse või vahepealsesse madalama energiatasemega astmesse. Vooluringe, mille kaudu toimub energia tagasikandmine, nimetatakse tagasiside vooluringideks.

Sõltuvalt sellest, kas tagasisidestus tekib võimendajas tahtlikult selleks ettenähtud vooluringide kaudu või soovimatult ettenähtamatute

sidestuselementide või väljade kaudu, liigitatakse tagasisidet vastavalt soovitud ja parasiitseks tagasisideks. Õigesti kasutatud soovitud tagasisidega saab õige tunduvalt õilistada kõiki võimendaja kvaliteedinäitajaid. Parasiitne tagasiside aga põhjustab alati võimendaja kvaliteedinäitajate halvenemist. Seepärast leiab soovitud tagasiside suuremas osas kaasaegsetes madalsagedusvõimendajates laialdast kasutamist.

Sõltuvalt tagasikanduva tagasisidepinge faasilisest vahekorrast sisendpingega eristatakse kahesugust vastusidet — 1) positiivset tagasisidet ehk koossidet ja 2) negatiivset tagasisidet ehk vastusidet.

Positiivse tagasiside puhul on tagasisidepinge ligilähedaselt või täiesti koosfaasis sisendpingega ($\psi = 0°$), mille tulemusena areneb võimendajas pingevõimenduse suurenemine ehk regenereerumine. Kui tagasikanduv võimsus on küllalt suur, hakkab võimendaja iseseisvalt võnkuma, muutudes ostsillaatoriks. Kuna omavõnkumise sagedus määratakse kindlaks ainuüksi vooluringide elementide elektriliste väärtustega, ega mitte sisendpinge sagedusega, siis loomulikult ei saa ostsilleeruvat võimendajat enam kasutada võimendajana.

Negatiivse tagasiside — vastuside — puhul on tagasisidepinge vastufaasis sisendpingega ($\psi = 180°$), mille tulemusena areneb võimendajas pingevõimenduse vähenemine ehk degenereerumine. Säärane degenereerumise nähtus ilmnes näiteks eespool käsitletud katood-anoodkoormusega faasipööraja juures, kus väga tugeva vastuside tõttu võimendus mitte ainult vähenes, vaid muutus tegelikult nõrgenemiseks, s. o. $V < 1$. Hoolimata pingevõimenduse vähenemisest, (mida aga saab hõlpsasti taastada kas paremate tunnussuurustega lampide tarvitusele võtmisega eelmistes võimendusastmetes või lisa võimendusastme juurdelisamisega) omab vastusidestatud võimendaja rea muid väga olulisi paremusi võrreldes hariliku võimendajaga, millega seletubki ta laialdane levik.

Positiivset tagasisidet kasutatakse põhimiselt ainult ostsillaatorites, võimendajates ainult erandjuhtudel — näiteks, kui tahetakse lihtsal viisil kompenseerida vastusidega vähenevat võimendust.

Võimendajas vastusidet rakendades taotletakse järgmisi eeliseid:

1) ebalineaarmoonutuste vähendamist, eriti võimsusvõimendusastmes, mis on olulisemaid vastuside eeliseid; kui jätta ebalineaarmoonutuste sisaldus endiseks, siis samades töötingimustes kasutatav lamp võib arendada märksa suuremat väljandvõimsust ja seega ka suuremat kasutegurit; ühtlasi tähendab vähenenud ebalineaarsus suurenenud võimsuste dünaamikat;

2) lineaarsete ja faasimoonutuste vähendamist, mis heli ülekande puhul tähendab seda, et muudes võrdsetes tingimustes avardub ülekantav sagedusspekter nii madalas kui ka kõrges sagedusalas:

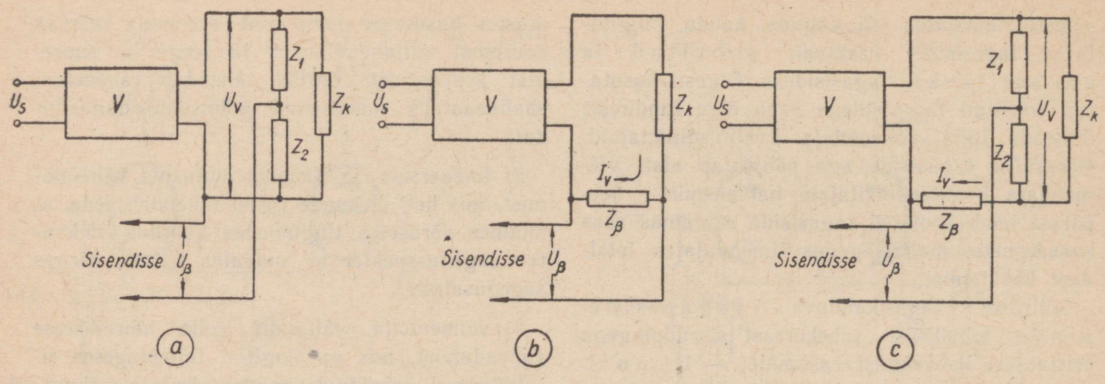
3) võimendaja väljandis selle häiretaseme vähendamist, mis on tingitud toitepingetes sisalduvatest vahelduvkomponentidest ja võimendajas endas arenevatest mürapingetest;

4) võimsusastme väljandtakistuse vähendamist, millega suureneb lambi šuntiv mõju koormusele; see on eriti oluline siis, kui lõppvõimendusastmes kasutatakse pentoodi või jugatetroodi, mille suure väljandtakistuse tõttu arendab valjuhääldaja oma mehhaanilisel resonantssagedusel ülekande kvaliteeti tunduvalt moonutavaid võimsuse purskeid — väärbasse; vastusidega vähenenud lambi väljandtakistus aga summutab märksa selliseid mehhaanilisi resonantsinähteid,

5) võimendaja võimendusteguri stabiliseerimist, s. o. võimendusteguri sõltumatust lampide tunnussuuruste, toitepingete ja lülituseelementide muutumisest.

Vastusidestuse puudusena peale eespool mainitud pingevõimenduse vähenemise tuleb nimetada asjaolu, et mitmeastmelistes võimendajates võib esineda ühel ajal vastusidega ka koosside, mis võib areneda parasiitse ostsilleerumiseni (kui lülituseelemendid pole õigesti valitud). Loomulikult saab selline vastu- ja koosside üheaegne esinemine eksisteerida ainult erinevatel sagedustel ja nimelt tingimusel, kui tagasikanduva pinge faasinihe sisendpinge suhtes muutub sõltuvalt sagedusest 180° kuni 360°. Teatavatel vahemistel sagedustel, milledel tagasikanduva faasinihke väärtus on keskmine, ei arene kumbagi neist, ei vastu- ega koossidet.

Kooskõlas eeltooduga on võimalik tahtlikult muuta vastava tagasiside-vooluringi elementide valikuga tagasisidepinge faasinihet sõltuvalt sagedusest ning sel teel teha vastuside sõltuvaks sagedusest. Sellele vastavalt eristatakse veel sagedusest sõltumatut ja sagedusest sõltuvat vastusidet. Esimest vastusidestuse meetodit kasutatakse üldisemalt võimendaja kvaliteedinäitajate parandamiseks, nagu eespool lähemalt kirjeldatud. Sagedusest sõltuvat vastusidet kasutatakse kas sisendpinges esinevate lineaarmoonutuste korrigeerimiseks või ülekande tämbri soovikohaseks muutmiseks.



Joon. 15 — 1. Tagasisidepinge lähtumise viisid: *a* — pingetagasiside, *b* — voolutagasiside ja *c* — segatagasiside.

15 — 2. TAGASISIDESTUSE PÕHISKEEMID.

Kaasaegsetes võimendajates kasutatavate tagasiside skeemide arv on kasvanud oma lülitusviisilt väga suureks. Kuid kõiki neid saab liigitada kahe põhitunnuse järgi:

1) tagasisidepinge lähte järgi väljandist ja

2) tagasisidepinge rakendamise järgi sisendisse.

Tagasisidepinge saab lähtuda väljandvooluringist kolmel teel:

1) võrdeliselt väljandpingega U_v (joonis 15 — 1*a*), mida nimetatakse p i n g e t a g a s i s i d e k s,

2) võrdeliselt väljandvooluga I_v (joonis 15 — 1*b*), mida nimetatakse v o o l u t a g a s i s i d e k s ja

3) võrdeliselt nii väljandpinge U_v kui ka -vooluga I_v (joonis 15 — 1*c*), mida nimetatakse s e g a t a g a s i s i d e k s.

Sõltumata tagasisidepinge lähtumise viisist eristatakse kahte põhimist tagasiside sisendisse rakendamise moodust.

1) j ä r j e s t i k u n e t a g a s i s i d e rakendus (joonis 15 — 2*a*), kui tagasisidepinge U_β lülitatakse sisendis järjestikku sisendpingega U_s ja

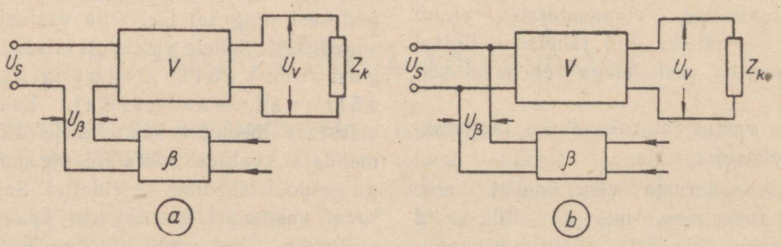
3) r ö ö b i t i n e t a g a s i s i d e rakendus (joonis 15 — 2*b*), kui tagasisidepinge U_β lülitatakse sisendis rööbiti sisendpingega U_s.

Kui kasutatakse vastusidet, siis oma elektriliste omaduste poolest ei erine järjestikuselt tagasisidestatud võimendaja rööbitiselt tagasisidestatud võimendajast märgatavalt, kuigi järjestikune tagasiside annab mõnevõrra paremaid tulemusi; nende kasutamine oleneb peamiselt lülituslikust otstarbekusest.

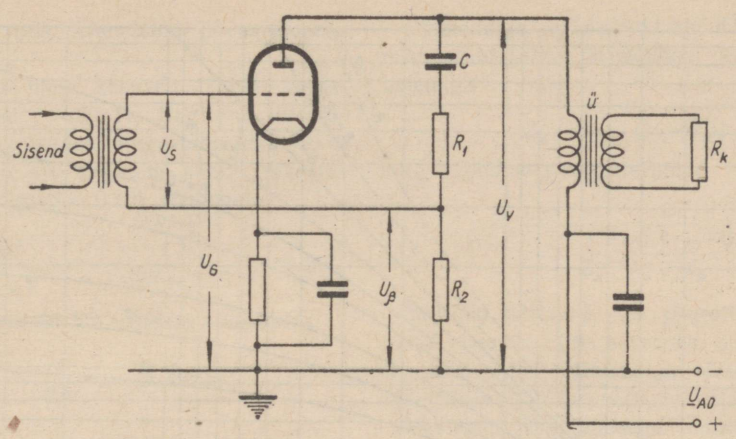
Samal ajal aga muutuvad olenevalt tagasiside lähtumise moodusest võimendaja omadused põhiliselt. Nimelt selgub, et pingevastusidestus osutub üldjuhul märksa soodsamaks, kuna korraga paranevad kõik võimendaja kvaliteedi näitajad.

15 — 3. TAGASISIDESTUSE MÕJU VÕIMENDUSELE

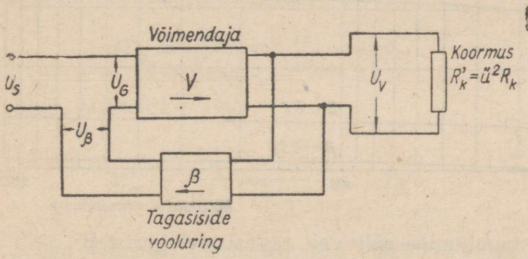
Joonisel 15 — 3 on toodud järjestikuse pingevastusidestusega võimendaja lülitusskeem ja joonisel 15 — 4 vastav ekvivalentskeem. Nagu nähtub joonisest, juhitakse pingejagaga R_1, R_2 kaudu osa võimendatud pingest U_v väärtusega U_β väljandringist tagasi sisendringi. Kondensaator C on eralduskondensaatoriks, ta väldib anoodpinge alalispinge pääsu tagasiside-vooluringi. Sagedusest sõltumatu tagasiside puhul



Joon. 15 — 2. Tagasisidepinge rakendamise viisid: *a* — järjestikune tagasiside ja *b* — rööbitine tagasiside.



Joon. 15 — 3. Järjestikuse pingevastusidega võimendusastme lülitusskeem.



Joon. 15 — 4. Tagasisidestatud võimendaja ekvivalentskeem.

valitakse C mahtuvus seevõrra suurena, et temas nimetamisväärset pingelangu ei tekiks isegi kõige madalamal ülekantaval sagedusel tingimusest

$$C \geqq \frac{3}{\omega_m R}, \text{ milles } R = R_1 + R_2.$$

Pingejagaja kogutakistus R valitakse selliselt, et temal ei tekiks nimetamisväärset väljandvõimsuse tarbimist. Piirates pingejagajas häviva võimsuse 5...10% väljandvõimsusest, kujuneb pingejagaja takistus

$$R = R_1 + R_2 \geqslant 10R'_k \ldots 20R'_k.$$

Tagasisidepinge väärtus U_β määratakse tagasisideteguriga β.

$$\beta = \frac{U_\beta}{U_v}, \text{ millest } U_\beta = \beta U_v.$$

Tagasisidestatult kujuneb lambi võre — katoodi vahele rakenduv pinge U_G sisendpinge U_s ja tagasisidepinge U_β summaks[1]:

$U_G = U_s + U_\beta$, millest $U_s = U_G - U_\beta$ ning saadav pingevõimendus (arvestades, et tagasisidestuseta $U_v = VU_G$)

$$V' = \frac{U_v}{U_s} = \frac{U_v}{U_G - U_\beta} = \frac{VU_G}{U_G - \beta U_v} =$$

$$= \frac{VU_G}{U_G - \beta VU_G} = \frac{V}{1 - V\beta}.$$

Võimendusvalemi lähemal käsitlusel selgub, et üldjuhul,

1) kui $1 - V\beta = 1$ ehk kui $V\beta = 0$, siis tagasiside puudub ning $V' = V$;
2) kui $1 - V\beta > 1$ ehk $V\beta > 0$, s. o. $V\beta$ omab positiivset märki (tagasisidepinge on faasis sisendpingega), siis $V' > V$ ning areneb koosside;
3) kui $1 - V\beta < 1$ ehk $V\beta < 0$, s. o. $V\beta$ omab negatiivset märki (tagasisidepinge on vastufaasis sisendpingega), siis $V' < V$ ning areneb vastuside.

Järelikult koosside puhul suureneb võimendus

$$\frac{V'}{V} = \frac{1}{1 - V\beta} \text{ korda}$$

ja vastuside puhul väheneb võimendus

$$\frac{V}{V'} = 1 - V\beta \text{ korda.}$$

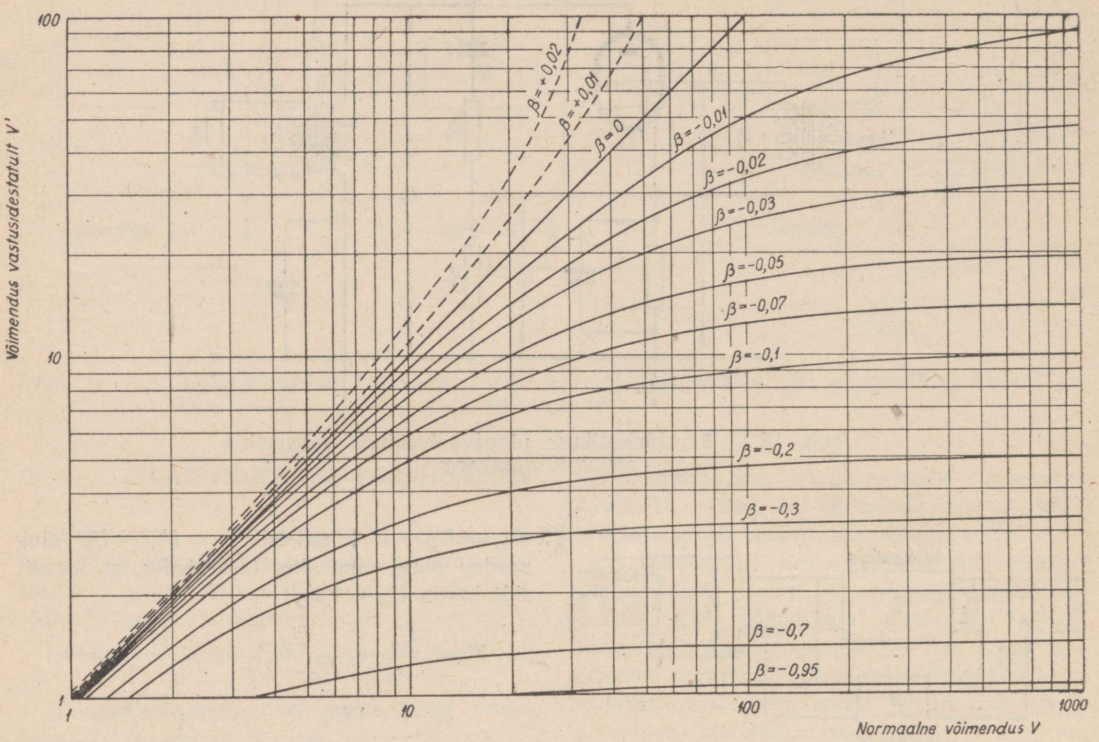
Kui näiteks astmevõimendus tagasisidestamatult (V) on 12 ja tagasisidetegur $\beta = 0{,}25$, siis tagasiside väärtus $V\beta = 12 \cdot 0{,}25 = 3$. Vastuside puhul aga võimendus

$$V' = \frac{V}{1 - V\beta} = \frac{12}{1 - (-3)} = \frac{12}{4} = 3 \text{ ning}$$

võimenduse vähenemine $12 : 3 = 4$ korda.

Selleks, et taastada endine väljandpinge, tuleb võimendaja sisendpinget suurendada 4 korda.

[1] Kuna üldjuhul ei asu U_β ja U_s teineteisega vastufaasis ega ka faasis, siis tuleks nad liita geomeetriliselt.



Joon. 15 — 5. Võimendaja pingevõimenduse V muutumine sõltuvalt tagasisidetegurist β..

Joonisel 15 — 5 on näidatud graafiliselt võimendaja võimendusteguri V muutumine sõltuvalt tagasiside tegurist β. Graafik võimaldab kiiresti ja ülevaatlikult määrata tagasisidestatud võimendaja võimendust V', kus on antud võimendus tagasisideta olukorras V ning on teada tagasiside tegur β. Graafikus tähendab negatiivne β väärtus (—) vastusidet ja positiivne väärtus (+) koossidet, millele vastavalt võimendus V kas väheneb või suureneb. Näiteks selgub graafikust vahetult, et kui $V = 100$ ja $\beta = -0{,}1$, siis langeb võimendus $V' = 9$-le; samuti langeb võimendus $V' = 9$-le, kui valida $\beta = -0{,}07$ ja $V = 25$.

15 — 4. VASTUSIDESTUSE MÕJU VÕIMENDAJA KVALITEEDINÄITAJATELE.

Olulisemaks vastusidestatud võimendajalt taotletavaks eeliseks on võimendajas arenevate ebalineaarmoonutuste vähenemine, sõltumata vastuside vooluringi skeemist. Moonutusi uues olukorras arvutatakse valemiga

$$\gamma' = \frac{\gamma}{1 - V\beta},$$

milles γ — ebalineaarmoonutus enne ja γ' — pärast vastuside rakendamist.

Kui näiteks väljand sisaldas võimendamisel ilma vastusideta ebalineaarmoonutusi 10%, siis näiteks, juhul, kui $V\beta = 3$, vähenes üldine ebalineaarmoonutus

$$\gamma' = \frac{\gamma}{1 - V\beta} = \frac{10}{1 - (-3)} = 2{,}5\%, \text{ s. o.}$$

neli korda.

Sama valemiga arvutatakse ka anoodpinge ebatäiuslikust filtreerimisest tekkinud lainesuspinge vähenemist ja anoodpinge kõikumisest ning võimenduslambi uuega asendamisest tingitud võimenduse ebastabiilsuse vähenemist.

Kuna vastuside rakendamine on efektiivseks abinõuks ebalineaarmoonutuste vähendamisel, siis avanevad tema kasutamisega avarad võimalused lampide säästlikumates, nagu AB- ja B-klassi režiimides rakendamiseks.

Vastuside puhul vähenevad ühtlasi ka võimendajas arenevad lineaarmoonutused. Kui mõnel ülekantaval sagedusel tingituna skeemis esinevast ebatakistusest võimendus väheneb, mis avaldub lineaarmoonutusena M, siis väheneb sellel sagedusel ka tagasikanduv vastusidepinge, mille tulemusena võrele tegelikult rakenduv pinge suhteliselt suureneb. Järelikult kujuneb võimenduse vähenemine vaadeldaval sagedusel suhteliselt väiksemaks kui muu-

del sagedustel, mis tähendabki lineaarmoonutuse vähenemist.

Kui varasema näite kohaselt (ilma vastusideta) sagedusel $f = 30$ Hz tingituna lineaarmoonutusest M_m langes pingevõimendus $V_0 = 12$-lt $V_{f30} = 6$, siis vastuside puhul (arvestades nagu eespoolgi $\beta = 0{,}25$) võimendus

$$V'_{f30} = \frac{V_{f30}}{1 - V_{f30}\beta} = \frac{6}{1 - (-0{,}25 \cdot 6)} = 2{,}4.$$

Seega sagedusel 30 Hz vähenes võimendus

$$\frac{V_{f30}}{V'_{f30}} = \frac{6}{2{,}4} = 2{,}5 \text{ korda.}$$

Võrreldes võimenduse suhteid, s. o. lineaarmoonutusi ilma vastusideta ja vastusidega piirsagedusel $f = 30$ Hz ja keskmistel sagedustel, selgub, et ilma vastusideta

$$M_m = \frac{V_0}{V_{f30}} = \frac{12}{6} = 2{,}0$$

ning vastuside puhul

$$M'_m = \frac{V'_0}{V'_{f30}} = \frac{3}{2{,}4} = 1{,}25.$$

Seega vähenes lineaarmoonutus tingituna vastuside sisseviimisest

$$\frac{M_m}{M'_m} = \frac{2{,}0}{1{,}25} = 1{,}6 \text{ korda.}$$

Sagedusest sõltumatu vastuside puhul arvutatakse üheastmelise võimendaja lineaarmoonutus alljärgneva valemiga:

$$M' = \frac{V'_0}{V'_f} = \frac{\sqrt{M^2 - 2V_0\beta_0 + (V_0\beta_0)^2}}{1 - V_0\beta_0}.$$

Nagu nähtub eeltoodud vastuside puhul kasutatavast lineaarmoonutuste valemist, sõltub lineaarmoonutuse väärtus nihkenurgast φ. Kuna sõltuvalt võimendaja skeemis sisalduvatest ebatakistustest võib φ omandada kõrgetel ja madalatel sagedustel väga erinevaid suurusi võrreldes kesksagedusega, siis neil sagedustel võib vastuside muutuda koossideks, s. o. võimendus tegelikult suureneb. Selline oht tekib siis, kui vastusidega haaratakse kolm või rohkem astmeid. On võimalik tõestada, et sagedusest sõltumatu vastuside puhul töötavad ühe- ja kaheastmelised võimendajad mistahes vastuside väärtuse $V_0\beta_0$ puhul stabiilselt. Kolme astet haarava vastuside puhul on aga võimendaja töö stabiilne tingimusel, et $V_0\beta_0 < 8$. Praktilistes lülitustes ei ole soovitav haarata vastusidega korraga üle kahe astme tingimusi, et seejuures $V_0\beta_0$ ei ületaks 4...5.

Võimendaja sisendtakistuse muutumist arvutatakse järjestikuse vastuside puhul valemiga

$$Z'_s = Z_s (1 - V\beta)$$

ning rööbitise vastuside puhul

$$Z'_s = \frac{1}{\frac{1}{Z_s} + \frac{1 - V\beta}{Z_\beta}}.$$

Valemid näitavad, et järjestikuse vastuside puhul sisendtakistus suureneb, mis avaldab soodustavat mõju võimendaja tööle, samal ajal rööbitise vastuside puhul sisendtakistus väheneb.

Vastuside kasutamisega muutub ka võimendaja väljandtakistus, mis ilma vastusideta olukorras võrdus lambi sisetakistusega.

Pingevastuside puhul väljandtakistus väheneb:

$$R'_v = \frac{R_v}{1 - V\beta};$$

vooluvastuside puhul aga, mis esineb näiteks kondensaatoriga sildamata katoodtakistiga võimendusastmes, väljandtakistus suureneb:

$$R'_v = R_v + R_\beta (1 - V\beta),$$

milles R_β on vastuside vooluringi omatakistus.

Pingevastuside puhul vähenev väljandtakistus omab eriti suurt tähtsust võimsuspentoodide ja -tetroodide kasutamisel.

Kui näiteks võimsuspentoodi sisetakistus, mis harilikes töötingimustes võrdub väljandtakistusega, on $R_v = R_i = 40\,000\ \Omega$, koormustakistus $R_k = 8000\ \Omega$, $\mu = 200$, siis lambi võimendus ilma vastusideta

$$V = \mu \frac{R_k}{R_k + R_i} = \frac{200 \cdot 8000}{8000 \cdot 40000} = 33{,}3$$

ja 10% pingevastuside korral

$$V' = \frac{V}{1 - V\beta} = \frac{33{,}3}{1 - (0{,}1 \cdot 33{,}3)} = 7{,}8.$$

Pingevastuside korral lambi tõusu S jäädes endiseks väheneb võimendustegur

$$\mu' = \frac{\mu}{1 - \mu\beta}$$

ning lambi sisetakistus

$$R'_i = \frac{R_i}{1 - V\beta\left(\frac{R_k + R_i}{R_k}\right)} =$$

$$= \frac{R_i}{1 - \frac{\beta\mu R_k(R_k + R_i)}{(R_k + R_i)R_k}} = \frac{R_i}{1 - \beta\mu} =$$

$$= \frac{40000}{1 - (-0{,}1 \cdot 200)} = 1900\ \Omega.$$

Seega pentoodi kõrge sisetakistus 10% pingevastuside tagajärjel vähenes 1900 Ω-ni, mis vastab tavalisele trioodile. Et väikese R_i' tõttu anoodkoormustakistus pole kriitiline, nagu see oli tavalise pentoodi juures, siis võib vastuside korral anoodkoormus muutuda suurtes piirides.

Vastusidestamisega väheneb suurim võimsuspentoodi pahe, kui väljandiks on valjuhääldaja. Valjuhääldaja liikuvsüsteem omab loomulikku mehaanilist resonantssagedust, millel valjuhääldaja hakkab võnkuma iga suurema voolupulsi tagajärjel, kutsudes esile heliülekandes erilist liiki moonutusi, mida tuntakse «pentoodi tooni» all. Seda resonantsnähtust ei suuda pentood, kuigi asub rööbiti valjuhääldajaga, oma suure sisetakistuse tõttu summutada. Olukord on sootuks erinev trioodi juures, mille tunduvalt väiksem sisetakistus võrreldes valjuhääldaja takistusega (ülekantuna anoodi sobitustrafo kaudu), asudes viimasega rööbiti, tegelikult summutab säärased resonantsnähtused. Vastusidega vähendatuna võrdsustub võimsuspentood sisetakistuse suhtes trioodiga ja seetõttu saadav helikvaliteet on võrreldav trioodi helikvaliteediga.

Peale selle kujuneb vastusidestatud võimsuspentoodi väljamistrafo ehitus odavamaks ja lihtsamaks, kuna väikese R_i tõttu trafo primaarmähise induktiivsus ja seega nii mähise keerdude arv kui ka südamiku ristlõige kujunevad märgatavalt väiksemaks. Võrdseis primaarmähiste induktiivsuste suhetes R_i-ga lineaarmoonutused vähenevad magnetiliste puisteväljade vähenemise tagajärjel.

Vooluvastuside puhul, mis areneb näiteks kondensaatoriga sildamata katoodtakisti kasutamisel, muutuvad lambi põhiparameetrid ebasoodsalt ja nimelt

võimendustegur $\mu' = \mu$,

tõus $S' = \frac{S}{1 - SR_K}$, milles R_K — katoodtakisti,

ning sisetakistus $R_i' = \frac{\mu'}{S'} = R_i (1 - SR_K)$.

Koosside puhul muutuvad kõik elektrilised näitajad vastupidiselt vastusidega: suurenevad ebalineaar-, lineaar- ja faasimoonutused, ebastabiilsus jne. Seepärast madalsagedusvõimendajates koossidet puhtal kujul ei kasutata.

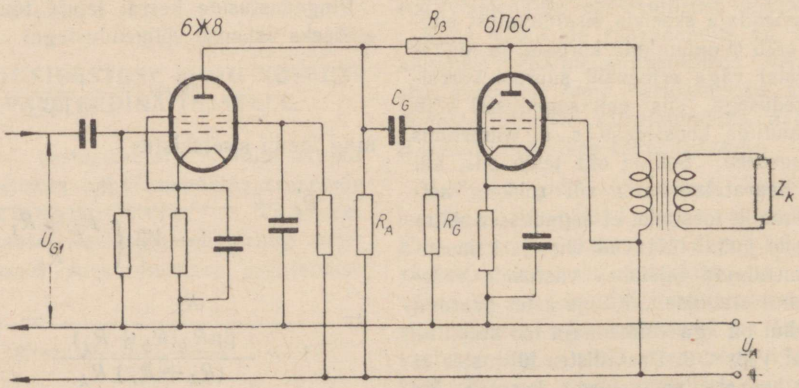
15 — 5. SAGEDUSEST SÕLTUMATU VASTUSIDE KASUTAMINE VÕIMENDAJATES.

Nagu eespool öeldud, on võimalik vastuside toimet teha kas sagedusest sõltumatuks või sagedusest sõltuvaks. Juhul, kui vastuside vooluringi elementide arvväärtused on valitud selliselt, et nende takistused kogu ülekantavas sagedusalas praktiliselt ei muutu, kujuneb vastuside toime sagedusest sõltumatuks. Kui aga valida vastuside vooluringi elemendid selliselt, et ülekantavas sagedusalas nende takistused soovikohaselt muutuvad, on tegemist sagedusest sõltuva vastusidega.

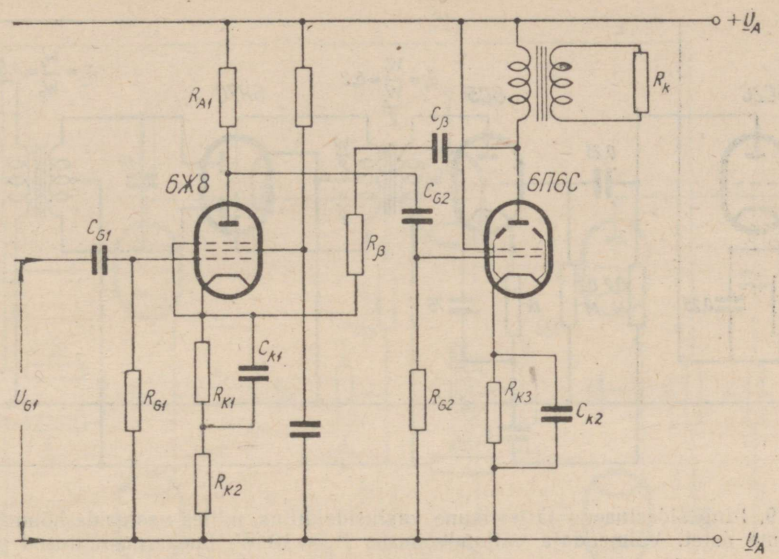
Esimest liiki vastusidet rakendatakse võimendaja elektriliste tunnussuuruste üldiseks parandamiseks, teist liiki vastusidet aga, millega tahtlikult tuuakse võimendajasse soovikohane lineaarmoonutus (basside või kõrgete helide paisutamine) kas ülekandekanali muudel lülidel (k.-s.-võimendaja, detektor, valjuhääldaja, magnetofoni helipea) tekitatud lineaarmoonutuste kompenseerimiseks või soovikohaseks ülekande (kõne, orkester) tämbri muutmiseks.

Alljärgnevalt tuuakse mõned laiemalt kasutatavad lülitusskeemid, milles rakendatakse sagedusest sõltumatut vastusidet.

Joonisel 15 — 6 on toodud rööbitine pinge-



Joon. 15 — 6. Pingesidestusega rööbitine vastuside lülitus, milles vastuside hõlmab ainult teist astet.



Joon. 15 — 7. Vastusidestatud kaheastmeline lülitus.

vastusidega lülitus, milles vastuside hõlmab ainult teist astet. Vastusidetegur

$$\beta = \frac{R_i'}{R_i' + R_\beta}, \text{ milles } R_i' = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_G}},$$

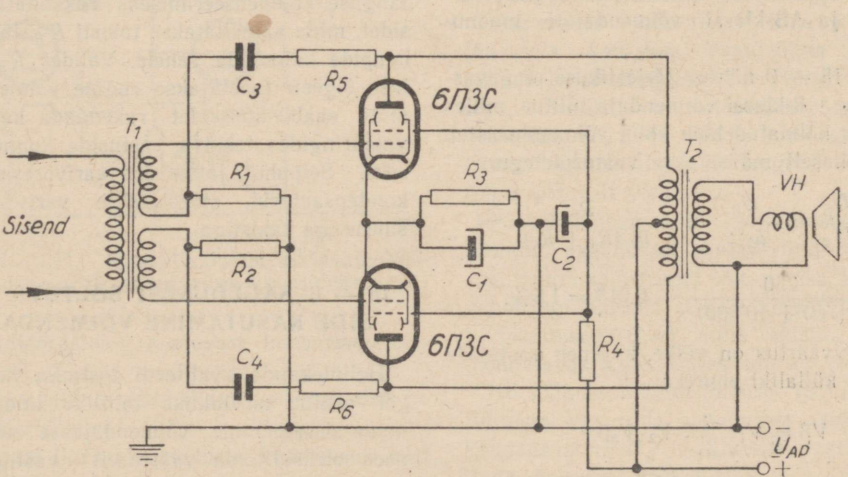
kusjuures R_i on esimese lambi (6Ж8) sisetakistus.

Joonisel 15 — 7 on toodud kaheastmeline vastusidestatud lülitus. Lülituses areneb üheaegselt kaheastmeline pingevastuside ja üheastmeline vooluvastuside. Pingevastusidetegur

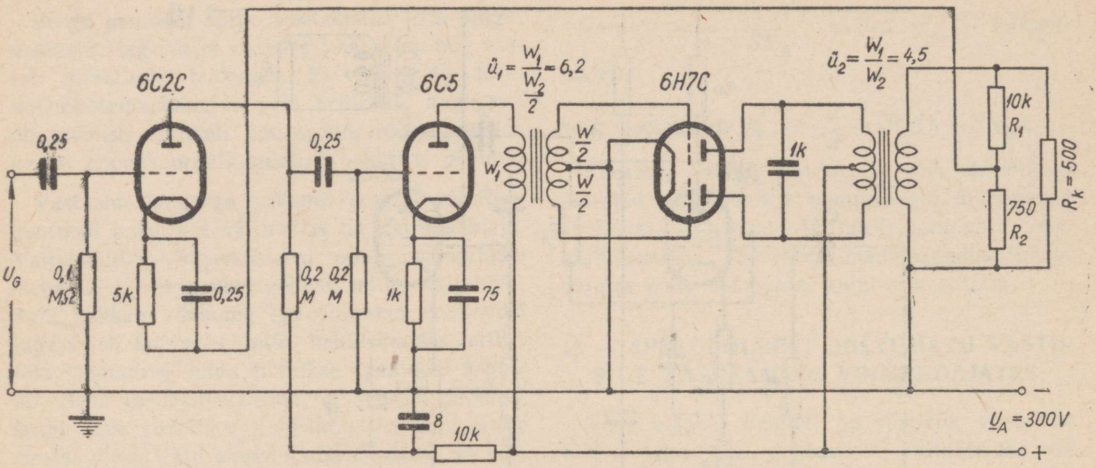
$$\beta = \frac{R_\beta}{R_\beta + R_{K2}},$$

eeldusel, et C_β mahtuvus on küllalt suur ja et temas nimetamisväärset pingelangu ei teki isegi madalaimal ülekantaval sagedusel. Vooluvastuside areneb ainult esimeses astmes sildamata katoodtakistuse osas R_{K2}, kusjuures vastusidetegur

$$\beta = \frac{R_{K2}}{R_A}.$$



Joon. 15 — 8. Vastusidestatud AB_2-klassi võimendaja lülitus. Lülituselementide väärtusi: R_1, $R_2 = 10$ kΩ, $R_3 = 200$ Ω, $R_4 = 14$ kΩ, R_5, $R_6 = 90$ kΩ, $C_1 = 50$ µF, $C_2 = 8$ µF, C_3, $C_4 = 0{,}1$ µF, T_1 — ergutustrafo, T_2 — väljandtrafo. Anoodpinge 315 volti, väljandvõimsus 32 vatti, koormustakistus 6600 Ω, moonutusprotsent alla 0,6%.



Joon. 15 — 9. Pingesidestusega järjestikune vastusidelülitus, milles vastuside hõlmab B-klassi võimendaja kolme astet. Võimendaja väljandvõimsus $P_v = 10$ W, lineaarmoonutused $\gamma = 2{,}8\%$.

Kuna käesoleval juhul vooluvastuside esineb esimeses, pingevõimendusastmes, siis suurenev R_i mingit kahjustavat mõju ei avalda.

Joonisel 15 — 8 on toodud järjestikuse pingevastusidestusega AB_2-klassi võimendaja lülitus.

Eeldusel, et C_3 ja C_4 mahtuvused on küllalt suured, vastusidetegur

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_5} = \frac{R_2}{R_2 + R_6} =$$

$$= \frac{10\,000}{10\,000 + 90\,000} = 0{,}015 = 1{,}5\%.$$

Vastuside rakendamine omab erilist tähtsust B-klassi võimendajates, kuna neis arenevad ebalineaarmoonutused on tunduvalt suuremad, võrreldes A- ja AB-klassi võimendajate moonutustega.

Joonisel 15 — 9 nähtub järjestikuse pingevastusidestusega *B*-klassi võimendaja lülitus, milles korraga on hõlmatud kõik kolm võimendusastet. Skeemi kohaselt määratakse vastusidetegur:

$$\beta = \frac{U_\beta}{U_A} = \frac{U_\beta}{\ddot{u}_2 U_v} = \frac{R_2}{\ddot{u}_2 (R_1 + R_2)} =$$

$$= \frac{750}{4{,}5\ (750 + 10\,000)} = 0{,}015 = 1{,}5\%.$$

Kuigi β arvväärtus on väike, kujuneb vastuside üldväärtus küllaltki suureks:

$$V\beta = V_1 \frac{2}{\ddot{u}_1} V_2 \cdot V_3 \beta.$$

Lülituses moodustavad R_1 ja R_2 pingejagaja, millelt võetakse vastuside pinge, R_k on tarbija koormustakistus. Erineva koormustakistuse R_k väärtuse puhul muutub, loomulikult, ka väljandtrafo ülekandesuhe $\ddot{u}$ ning R_1 ja R_2 arvväärtused selliselt, et R_2 klemmidel areneks endise kõrgusega vastusidepinge.

Joonis 15 — 10 kujutab järjestikuse pingevastusidestatud kolmeastmelise B-klassi modulaatori põhimõttelist lülitusskeemi, milles vastusidetegur

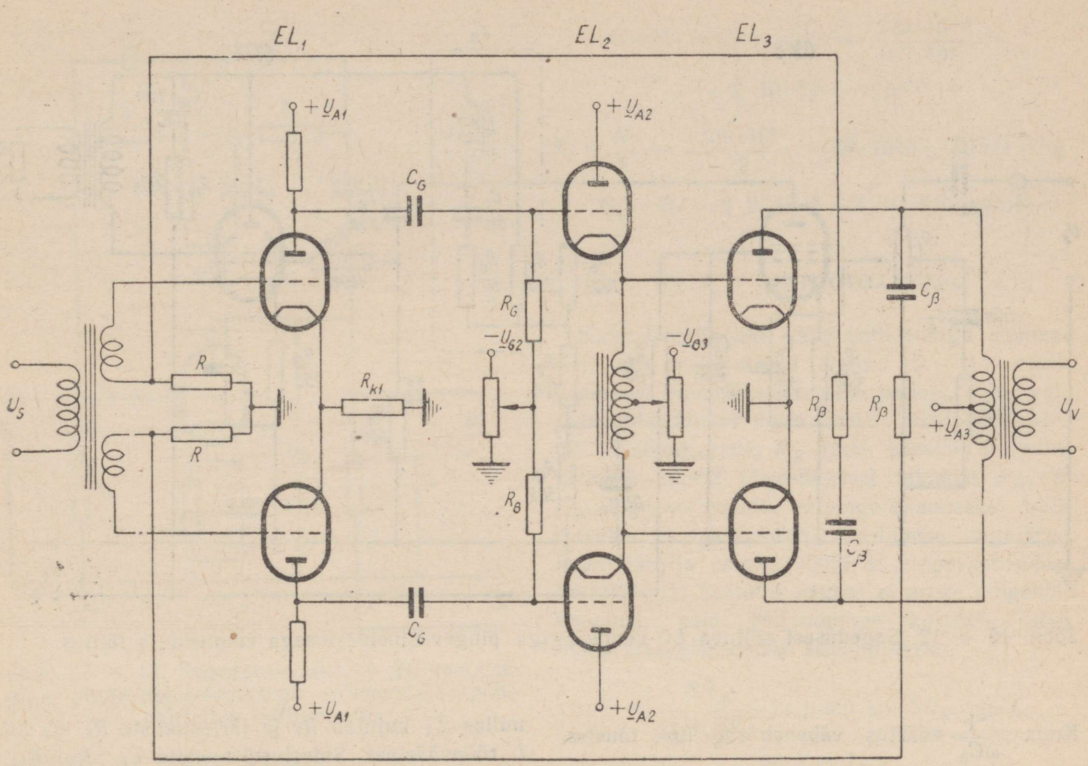
$$\beta = \frac{U_\beta}{U_A} = \frac{R}{R + R_\beta}.$$

Joonisel 15 — 11 on toodud lülitus, milles kasutatakse üheaegselt vastusidega ka koossidet. Kuna lülituses on ära jäetud katoodtakisteid R_{K1} ja R_{K2} sildavad kondensaatorid, siis tugeva vooluvastuside tulemusena väheneb üldine pingevõimendus tunduvalt. Võimenduse languse kompenseerimiseks rakendatakse koossidet, mida saavutatakse takisti R_β lülitamisega lampide katoodide vahele. Valides R_β arvväärtuse õigesti taastatakse endine võimendus. Samuti saab koossidet rakendada ka varivõrevooluringides tekkiva vastuside kompenseerimiseks. Selpuhul, jättes ära varivõresid sildavad kondensaatorid, sidestatakse varivõred sobiva suurusega takistiga.

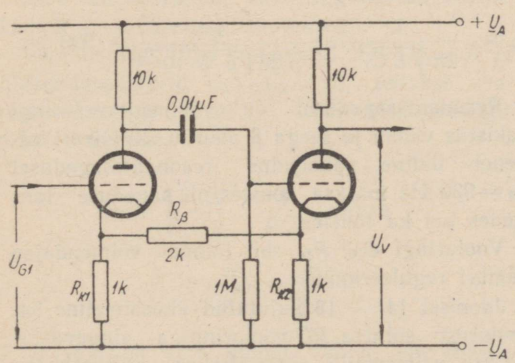
15 — 6. SAGEDUSEST SÕLTUVA VASTUSIDE KASUTAMINE VÕIMENDAJATES.

Heliülekande kvaliteedi tõstmise huvides sageli osutub tarvilikuks tahtlike lineaarmoonutuste sissetoomine võimendajasse selliselt, et need oleksid oma väärtuselt vastupidised ja kompenseeriksid heliülekandekanalis arenevaid lineaarmoonutusi. Taolised lineaarmoonutused tekivad vastuvõtu puhul peamiselt:

a) kõrgsagedusvõimendajas ja vahesagedusvõimendajas ülekantava sagedusriba piiratusest,



Joon. 15 — 10. Järjestikuse pingevastusidestusega kolmeastmelise B-klassi modulaatori põhimõtteline lülitusskeem.
Kuna võimendusastmeid on kaks (teine aste on lülitatud katoodjärgijana, milles faas ei muutu ja mis võimendust ei arenda), siis vastusidevooluring on lülitatud ristakuti.



Joon. 15 — 11. Katoodtakisteid sildavate kondensaatorite asendamine koossidega.

b) detektorastmes arenevast lineaarmoonutusest,

c) valjuhääldaja elektrilis-akustilisest ülekande-karakteristikust.

Seesugust lineaarmoonutuste kompenseerimist saab madalsagedusvõimendajas teostada

1) kas sagedusest sõltuvate sidestuslülidega (filtritega) või

2) sagedusest sõltuva vastusidestusega.

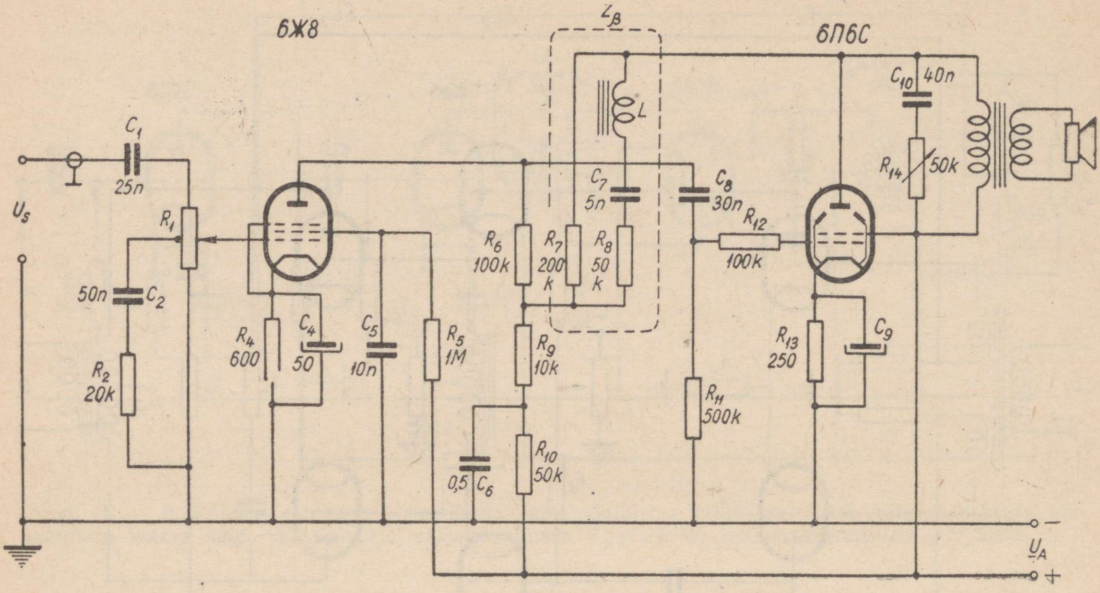
Viimane neist meetodeist omab seda paremust, et koos lineaarmoonutuste tasakaalustamisega vähenevad ka võimendajas arenevad ebalineaarmoonutused. Seepärast toimub kaasajal väliste lineaarmoonutuste korrigeerimine peamiselt sagedusest sõltuva vastusidega.

Kogemused näitavad, et ilma korrigeerimislülituseta kantakse vastuvõtjas madalad ja kõrged helid nõrgemini üle võrreldes keskmistega. Seetõttu on otstarbekas projekteerida vastusidet nii, et ta mõjuks kesksagedustel tugevasti ning madalatel ja kõrgetel sagedustel ta toime pidevalt väheneks.

Põhimõtteliselt saab kõiki eelmises punktis kirjeldatud sagedusest sõltumatuid vastusidelülitusi muuta sagedusest sõltuvateks, kui vastuside vooluringi lülitada selliste arvväärtustega reaktiivtakistused (C, L), mille takistus muutub võimendatavas sagedusalas suurtes piirides.

Nii näiteks muutub joonisel 15 — 7 kujutatud lülituses vastuside sagedusest sõltuvaks, kui kondensaatori C_β mahtuvust vastavalt vähendada. Selpuhul vastusidetegur

$$\beta = \frac{R_{K2}}{\sqrt{R_\beta^2 + \left(\frac{1}{\omega C_\beta}\right)^2}}.$$



Joon. 15 — 12. Sagedusest sõltuva *LC*-vooluringiga pingevastusidestusega võimendaja lülitus.

Kuna $\frac{1}{\omega C_\beta}$ väärtus väheneb sageduse tõustes, siis β väärtus suureneb, mis näitab, et kõrgetel sagedustel võimendaja võimendus väheneb. See on samaväärne madalate sageduste suhtelise esiletoomisega.

Kui vaadeldava lülituse vastuside vooluringi lülitada järjestikku selliste arvväärtustega C ja L, et nende toimel areneva pingeresonantsi resonantssagedus asub ülekantaval kesksagedusel, siis kujuneb sellel sagedusel vooluringi takistus minimaalseks $(R_\beta + R_{K2})$ ning tugeva vastuside tõttu ka võimendus minimaalseks; sageduse tõustes ja langedes võimendus suureneb.

Üks praktilisi sagedusest sõltuva *LC*-vooluringiga vastusidestusega võimendaja lülitusi on toodud joonisel 15 — 12.

Madalsagedusvõimendaja pingevõimendusastmeks kasutatakse takistussidestuses k.-s.-pentoodi 6Ж8, mille sisendis on sageduskompenseeritud käsi-võimendusregulaator R_1, R_2, C_2. Selle astme anoodtakistuseks on tegelikult ainult R_6, sest et $R_6 \gg R_9$. Vastuside vooluringi moodustavad L, C_7, R_7, R_8, R_9 ning vastusidetegur[1],

$$\beta = \frac{U_\beta}{U_A} = \frac{R_9}{\sqrt{R_9^2 + Z_\beta^2}},$$

milles Z_β kujutab R_7 ja järjestikuste R_8, C_7 ja L rööpväärtust. Sidestuselemendid C_8, R_{11}, R_{12} on dimensioneeritud selliselt, et nad kõiki helisagedusi peaaegu moonutamatult üle kannavad.

Lülitusskeemil märgitud vastusidevooluringi elementide L ja C_7 arvväärtuste juures areneva pingeresonantsi korral resonantssagedus

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,C_7}} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{6 \cdot 5 \cdot 10^{-9}}} = 920 \text{ Hz}.$$

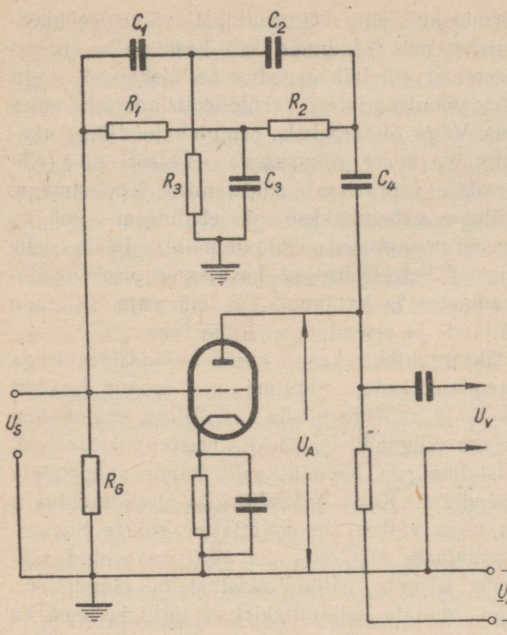
Resonantssagedusel on vastusidevooluringi takistus vähim ja seega β suurim. Järelikult väheneb üldine võimendus resonantssagedusel $f_0 = 920$ Hz märksa, tõustes nii sageduse langedes kui ka tõustes.

Vooluringi C_{10}, R_{14} abil toimub võimendajas tämbri reguleerimine.

Joonisel 14 — 13 kujutatud üheastmeline sagedusest sõltuva *RC*-vooluringiga pingevastusidega võimendaja põhimõtteline lülitusskeem. Siin koosneb vastuside vooluring kahest rööbitisest *T*-kujulisest *RC*-filtrist — R_2, C_3, R_1 ja C_2, R_3, C_1. Filtrielementide vastaval valikul osutuvad teataval sagedusel f_0 kummagi haru kaudu sisendisse tagasikantavad voolud väärtuselt võrdseteks ja faasilt vastupidisteks, mis tähendab seda, et sellel sagedusel vastuside puudub ning võimendaja arendab maksimaalset võimendust. Samal ajal kõrgematel ja madalatel sagedustel areneb tugev vastuside ning võimendus langeb tunduvalt. Lülitust saab kasutada suhteliselt kitsa sagedusriba läbilaskmiseks, milline vajadus võib praktikas mõnikord esineda. Kui

[1] Komplekskujul

$$\beta = \frac{R_9}{R_9 + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_7}\right)}.$$



Joon. 15 — 13. Sagedusest sõltuva *RC*-vooluringiga pingevastusidestusega võimendaja põhimõtteline lülitusskeem.

kasutada suure võimendusteguriga lampi, näiteks trioodi 6Ф5, on võimalik saavutada väljaspool ülekanderiba, mis määratakse ±10% kõrvalehäälestusega arvutussagedusest, 50 ... ... 60-kordset võimenduse langust.

Riba läbilaskelaiust saab reguleerida võretakisti R_G arvväärtuse muutmisega.

Võrdsustades filtri õlatakistid $R_1 = R_2 = R$ ja õlakondensaatorid $C_1 = C_2 = C_3$, leitakse ebaresonantssagedus, millel filtri ülekandetegur muutub nulliks:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{X}{2}} \cdot \frac{1}{RC}, \text{ milles}$$

$$X = \frac{R}{R_3} = \frac{4C}{C_3}.$$

X arvväärtust võib vabalt valida, ent järsum filtri tõkestusköver saadakse siis, kui $X = 2$. Selpuhul arvutusvalemid lihtsustuvad vastavalt:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}, \; R = 2R_3 \text{ ja } C = \frac{C_3}{2}.$$

Eeltoodut selgitab järgnev näide:

Kui ebaresonantssagedus f_0, millel vajatakse täit võimendust, on 800 Hz ja määrates, et $R = R_1 = R_2 = 100$ kΩ, leitakse teised filtrielemendid järgnevalt:

$$RC = \frac{1}{2\pi f_0} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 800} = 200 \cdot 10^{-6}, \text{ millest}$$

$$C = C_1 = C_2 = \frac{RC}{R} = \frac{200 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^3} =$$

$$= 2 \cdot 10^{-9} \text{ F} = 2 \text{ nF};$$

$$R_3 = \frac{R}{2} = \frac{100 \cdot 10^3}{2} = 50 \cdot 10^3 \Omega = 50 \text{ k}\Omega \text{ ning}$$

$$C_3 = 2C = 2 \cdot 2 \cdot 10^{-9} = 4 \cdot 10^{-9} \text{ F} = 4 \text{ nF}.$$

15 — 7. KATOODJÄRGIJA.

Katoodjärgija ehk katoodsidestusega võimendaja, mis on kujutatud joonisel 15 — 14, erineb harilikust võimendajast selle poolest, et ta väljand sidestatakse mitte anood-, vaid katoodringis. Katoodtakistis R_K (mis käesoleval juhul koosneb kahest järjestikusest takistist R_{K1} ja R_{K2} õige automaatse eelpinge saamiseks) tekib rööbitise kondensaatori puudumise tagajärjel katoodjärgija astmes 100%-ne pingevastusidestus ($\beta = 1$). Seetõttu astmes ei arene pingevõimendust, vaid väljandpinge kujuneb isegi mõnevõrra väiksemaks sisendpingest:

$$V = \frac{SR_K}{1 + SR_K} \text{ ja juhul kui } SR_K \gg 1,$$

$$\text{on } V \approx 1.$$

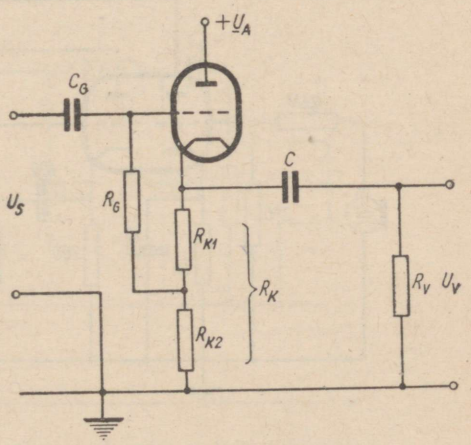
Katoodjärgija nimetuse on katoodsidestusega võimendaja saanud sellest, et ta väljandpinge ligikaudu võrdudes sisendpingega nii amplituudilt kui ka faasilt järgib sisendpinget.

Tugeva vastusidestuse tagajärjel omab katoodjärgija järgmisi eri omadusi:

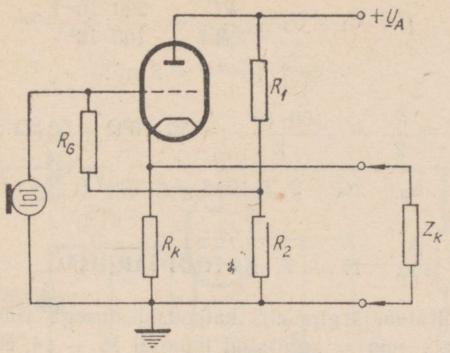
1) väljandpinge on faasis sisendpingega,
2) sisendtakistus säilitatakse suurena,
3) sisendmahtuvus

$$C_s = C_{AG} + C_{KG}\,(1 - V)$$

muutub väga väikeseks, mis avaldub väga soodsalt eelnevale pingevõimendusastmele, võimal-



Joon. 15 — 14. Katoodjärgija lülitus.



Joon. 15 — 15. Katoodjärgijaga sisendvõimendaja lülitus

dades saavutada ühtlast võimendust väga kõrgete sagedusteni,

4) väljandtakistus on väga väike:

$$R_v = \frac{R_i}{1+\mu} \approx \frac{1}{S},$$

mis võimaldab sobitada väga väikesi (50 ... ... 500-oomiseid) koormustakistusi, mistõttu katoodjärgija kujutab endast isesugust impedantside transformaatorit.

5) Katoodjärgijas areneb suur vooluvõimendus V_I ja võimsusevõimendus V_P,

$$V_I = \frac{SR_G}{1+SR_K} \text{ ja } V_P = \left(\frac{S}{1+SR_K}\right)^2 R_G R_K.$$

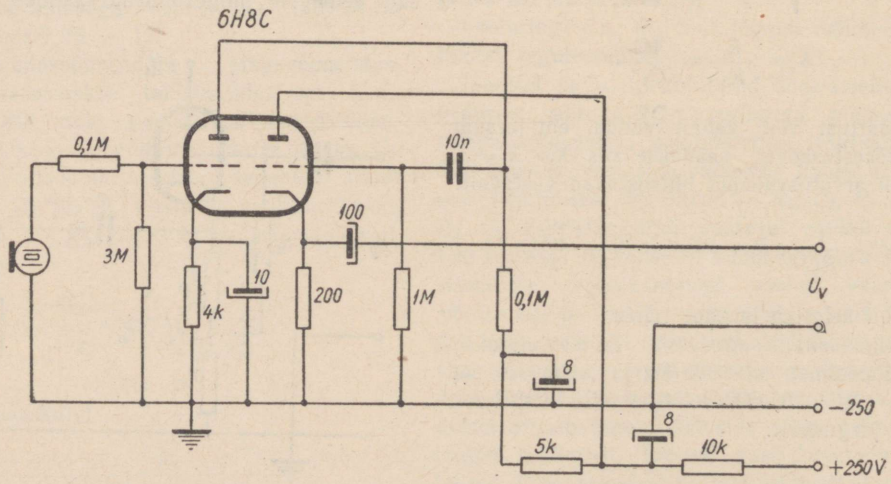
Mainitud eelised teevad katoodjärgija eriti hinnatavaks neil juhtudel, mil on tarvilik sobitada madala takistusega koormust kõrge väljandtakistusega vooluallikaga ja kui trafo kasutamine sobitamiseks pole lubatav tekkivate lineaar- ja faasimoonutuste tõttu. Seepärast kujuneb katoodjärgija kasutamine asendamatuks üleminekul pingevõimendajast võimsusvõimendajaks neis seadmeis, kus kasutatakse pulssmenetlust või laia sagedusriba ülekannet, nagu televisioonisaatjates, raadiolokatsiooniseadmetes jms. Väga otstarbekaks osutub katoodjärgija kasutamine suure võimsusega B-klassi m.-s.-võimendaja tüürastme sidestamisel lõppastmega, millega vähendatakse nii ebalineaar- kui ka lineaarmoonutused miinimumini. Peale selle leiavad katoodjärgijad kasutamist veel mõõteseadmetes ja ka juhul, kui on vaja säilitada väljand- ja sisendpinge ühtne faas.

Üks praktikas kasutatavaid katoodsidestusega sisendvõimendaja lülitusi on toodud joonisel 15 — 15, millega sobitatakse kõrge sisendtakistusega pingeallikas, näiteks kristallmikrofon või kristallhelipea, ühenduskaabli kaudu võimendaja sisendiga. Kuna katoodjärgija sisendmahtuvus on väga väike, siis välditakse suurte lineaarmoonutuste M_k oht, mis alati on seotud sääraste kõrgete väljandtakistustega pingeallikatega. Madala väljandtakistuse tõttu kujuneb ka hajuvväljadest tingitud mürapingete tase ühenduskaablis tühiselt väikeseks.

Joonisel 15 — 16 on kujutatud kahelambiline kristallmikrofoni eelvõimendaja lülitus, milles esimene triood arendab normaalse võimenduse, teine aga toimib katoodjärgijana sobitamiseks 200-oomise ühenduskaabliga. Võimendajat, kui «impedantside sobitustrafot», võib paigutada mikrofoni alusesse.

15 — 18. AVARSAGEDUSVÕIMENDAJAD.

Nagu käsitletud eespool, suudavad harilikud takistussidestusega võimendajad arendada vajalikku ja suhteliselt ühtlast võimendust kogu helisagedusspektri ulatuses, s. o. 30 ... 15 000 Hz.



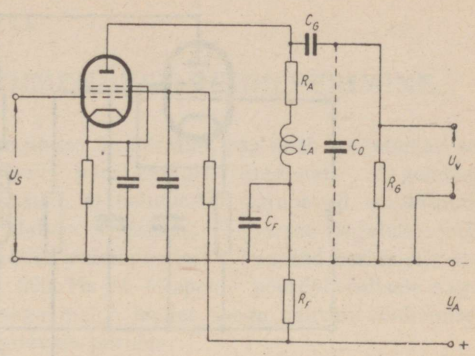
Joon. 15 — 16. Kristallmikrofoni eelvõimendaja.

Kui aga vajatakse ühtlast võimendust veelgi laiemas sagedusalas, ulatusega kuni mitme megahertsini, siis ei piisa ainult sobivamate lambitüüpide valikust, vaid lülituses tuleb rakendada veel erilisi korrigeerivaid ebatakistust omavaid elemente, vastasel korral langeb võimendus lubamatult madalaks. Kuna selliseid lairiba- ehk avarsagedusvõimendajaid kasutatakse eeskätt televisiooniseadmetes kujutise sageduse ehk viideosageduse pingete võimendamiseks, siis sageli nimetatakse neid ka v i i d e o s a g e d u s v õ i m e n d a j a t e k s.

Avarsagedusvõimendajas on kõlblikud kasutamiseks ainult suure tõusu S ja väikeste sisendning väljandmahtuvusega (C_s, C_v) k.-s.-pentoodid, sest et võimendatava ribalaiuse ulatus määratakse S/C_0 suhtega. Korrigeerivaid elemente rakendades arendab samade lampidega ning sama arvväärtusega R_A ja C_0 võimendaja märksa ulatuslikumat sageduste ülekanderiba.

Üks lihtsamaid avarsagedusvõimendajaid, milles kasutatakse korrektsioonielemente nii kõrgete kui ka madalate sageduste alas, on kujutatud joonisel 15 — 17. Kõrgete sageduste alas toimub korrigeerimine sel teel, et lambi anoodringi järjestikku takistiga R_A on lülitatud korrigeeriv pool L_A, mille induktiivsus koos rööbitise mahtuvuse C_0 (koosneb võimenduslambi C_{AK}, järgneva lambi C_{GK1} ja montaažimahtuvusest) moodustab kõrgeimal ülekantaval piirsagedusel vooluresonantsi. Selle tulemusel tõuseb sageduse suurenedes pidevalt kuni resonantssageduseni anoodkoormustakistus ning koos sellega ka võimendus. Resonantssageduse ületamisel langeb võimendus järsult.

Üheaegselt suureneb sageduse langedes anoodfiltri $R_F C_F$ toimel anoodkoormustakistus, millega kompenseeritakse võimsuse langus madalas sagedusalas.



Joon. 15 — 17. Lihtkorrektsiooniga avarasagedusvõimendaja põhimõtteline lülitusskeem.

Kui valida L_A arvväärtus tingimusi, et

$$L_A = 0{,}41\ C_0 R, \text{ milles } R = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_G}},$$

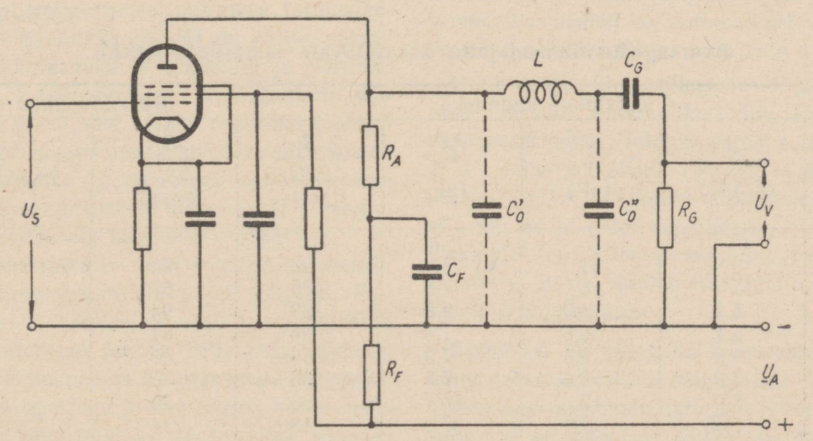
siis võrdse lineaarmoonutuse M_K puhul suureneb kõrgeim ülekantav sagedus 1,7 korda.

Joonisel 15 — 18 on kujutatud korrektsioonifiltriga $C_0' LC_0''$ avarsagedusvõimendaja lülitusskeem, milles C_0' on võimenduslambi C_{AK} koos anoodipoolse montaažimahtuvusega ja C_0'' — järgneva lambi C_{GK} koos võrepoolse montaažimahtuvusega.

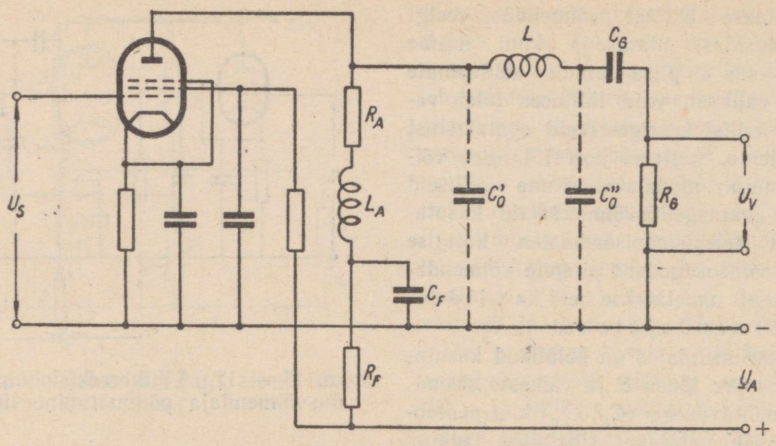
Kuna skeemis üldine rööbitine mahtuvus C_0 on nüüd pooliga L eraldatud kaheks, C_0' ja C_0'', siis sellise lülitusega suureneb kõrgeim ülekantav sagedus, võrreldes korrigeerimata lülitusega, kuni 2,3 korda.

Joonisel 15—19 kujutatud kombineeritud lülitusega võimendajas tõuseb ülekantav kõrgeim sagedus kuni 3,5 korda.

Avarsagedus-võimsusvõimendajad erinevad



Joon. 15 — 18. Korrektsioonifiltriga avarsagedusvõimendaja põhimõtteline lülitusskeem.



Joon. 15 — 19. Kombineeritud korrektsioonifiltriga avarsagedusvõimendaja põhimõtteline lülitusskeem.

eeltoodud pingevõimendajatest sellega, et nad peavad arendama koormustakistuses väljandvõimsust.

Kuigi avarsagedus-võimsusvõimendajas kasutatakse ka tavalist takistussidestust anoodringis, osutub katoodkoormusega ehk katoodjärgija lülitus siin iga liiki moonutuste vähendamise ja koormustakistuse soodsa sobitusvõimaluse tõttu märksa otstarbekamaks.

Avarsagedus-võimsusvõimendusastmes kasutatakse harilikult võimsustrioode või trioodina lülitatud jugatetroode, millega saavutatakse mitme megahertsini ulatuvate sageduste praktiliselt moonutusvaba ülekanne. Maksimaalne väljandvõimsus arvutatakse katoodjärgija puhul ligikaudselt

$$P_{v\ max} = \frac{I_{A0}^2 R_k}{2},$$

milles I_{A0} — anoodvoolu alaliskomponent töö-punktis ja R_k — koormuse impedantsi tegevtakistus.

Tabelis 15 — 1 on toodud andmed lampide kohta, mida kasutatakse avarsagedusvõimendajates.

Tabelis on S lambi tõus, C_s — sisendmahtuvus, C_v — väljandmahtuvus, $C_l = C_s + C_v$ (eeldatakse, et võimenduslambile järgneb sama tüüpi lamp), C_l' — tegelik lambi montaažimahtuvus, mis on mõnevõrra suurem kui C , 10 pF — montaažimahtuvus.

Kui näiteks kasutatakse pentoodi 6Ж3П, siis lihtkorrigeerimislülitusega saadav pingevõimendus 5 MHz-se kõrgeima ülekandesageduse puhul

$$V = \frac{S}{\frac{2\pi\,(C_l' + 10\ \text{pF})}{f_k}} = \frac{40}{5} = 8.$$

Tabel 15 — 1.

Avarsagedusvõimendajates kasutatavate lampide andmeid.

Lambi tüüp	Kataloogi andmed				Rakenduslikud andmed	
	S (mA/V)	C_s (pF)	C_v (pF)	$\frac{S}{2\pi C_l}$ (MHz)	$\frac{S}{2\pi C_l}$ (MHz)	$\frac{S}{2\pi\,(C_l' + 10\ \text{pF})}$ (MHz)
6Ж4	9	11	5	90	68	46
6П9	11	13	7,5	85	67	45
6Ж1П	5,1	4,0	2,8	120	94	45
6Ж3П	5,1	6,5	1,8	98	64	40
6Ж3	4,9	8,5	7,0	50	40	30
6П6С	4,0	9,5	7,5	38	30	22
6П3С	5,0	12	10	36	30	22
6Ж8	1,65	6,0	7,0	18	14	10

16. peatükk.

MADALSAGEDUSVÕIMENDAJATE VÕIMENDUSE REGULEERIMINE.

16 — 1. VÕIMSUSE AHENDAMINE JA AVARDAMINE.

Vaatamata sellele, et võimendaja peab võimenduse sooritama amplituudilt, sageduselt ja tarbe korral ka faasilt moonutusteta, tekib sageli vajadus säärast ühtlust eriseadmete abil kunstlikult muuta. Need vajadused tekivad järgmistel põhjustel.

1) Muusikalisi saateid iseloomustab helivõimsuste amplituudide suhe, mida nimetatakse *helidünaamikaks* ja mida vaadeldakse kui kontrastsust muusikalise saate fortede ja piaanode vahel. Sümfoonilise muusika ettekandes säärane helidünaamika ulatub väga suurtesse suhetesse, kuni 1 000 000:1 ehk 60 dB. Loomulikuks ülekandeks peab ka helisageduse võimendaja või ringhäälingu saatja olema suuteline üle kandma võimsusi samas vahekorras. Praktikas ollakse sunnitud helidünaamikat, s. o. helivõimsuste amplituudide suhet ülekannete juures piirama vahekorraga 10 000:1 ehk 40 dB, harilikult tunduvalt rohkemgi, kuna sellise määratu suure kontrastsuse ühtlasel võimendamisel väga nõrgad (pp) helipassaažid osutuksid nõrgemaks kui võimendaja endamürade tase, mis tähendaks nende nõrkade helide asendamist ülekandes müradega. 40 dB helidünaamika on piiriks, mida võimendajad on suutelised normaalselt veel käsitama. Järelikult muusikalistes heliülekannetes on helidünaamika moonutus minimaalselt 20 dB või vahekorras 100:1 paratamatu.

2) Sõnaliste ülekannete puhul harilikult pole seevõrra oluline helidünaamika ulatus kui ülekande arusaadavus. Seepärast sõnaliste saadete puhul, et säilitada head arusaadavust ka siis, kui mõnesugustel põhjustel müratase (atmosfäärilised, elektriseadmete häired) on kõrge, vähendatakse helidünaamika miinimumini ja sõltumata kõneleja kõnetugevusest, reguleeritakse võimendus nii, et väljand säiliks praktiliselt ühtlasena. Sellega ei moonutata märgatavalt sõnalist ülekannet ennast, kuid samal ajal tõstetakse ülekande arusaadavust ja säästetakse raadiosaatja saatevõimsust kasulikes piirides.

3) Helidünaamika on eriti piiratud heliülesvõtetel grammofoniplaatidele kahel põhjusel. Esiteks, heliplaadi materjali ebaühtlus põhjustab püsiva mürataseme, erilise heliplaadi kahina, mis suureneb heliplaadi kasutamisega. Teiseks, võrdsete helitugevuste juures tõuseb helivõimsus ja seega ka võimendajas genereeritav võimsus pöördvõrdeliselt sagedusega. Kuna heliplaadi uurete vahekaugus hariliku külgvõnkumismenetluse juures on piiratud, siis tuleb madalamail sagedusil paratamatult tunduvalt nõrgendada võimsust, et heliuuretes kujunevad amplituudid ei ulatuks üksteiseni. Seepärast lõigatakse heliplaatide valmistamisel sagedused keskmiselt alates 200 Hz-ist allapoole pöördvõrdeliselt sagedusega maha, hoides seega helivao võnkumised lubatavais piirides.

Heliplaadi kahina mõju vähendamiseks teostatakse heliplaadi ülesvõtmisel kogu ülekantava helisageduste spektri amplituudide ühtlustamist, s. o. nõrgemaid helitugevusi võimendatakse rohkem kui tugevamaid. Moodsate heliplaatide puhul isegi tõstetakse kõrgemate helisageduste (alates 5000 Hz) amplituude, et sellega ületada mürade amplituudi, mis asetsevad peamiselt helisagedusliku spektri kõrgemas osas.

Järelikult on heliplaatide dünaamika eriti moonutatud kui tehniline paratamatus.

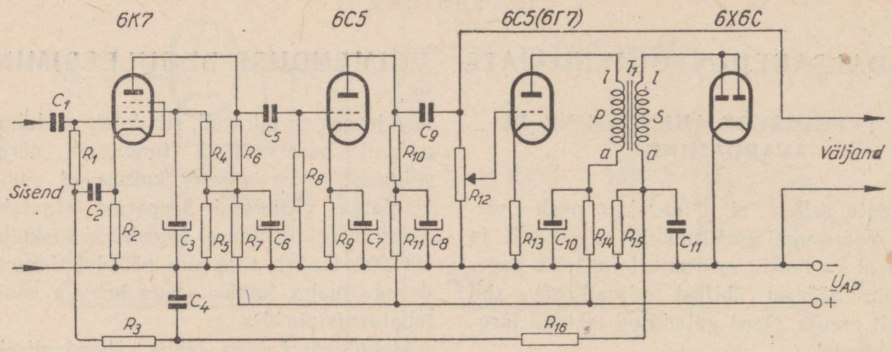
Sama nähtus esineb ka muudes heliülesvõtetes, nagu helifilmis jne.

Heliülesvõtete puhul teostatakse rööbiti võimendamisega, sõltuvalt sagedusest või mitte, suuremal või vähemal määral *helidünaamika ahendamist* ehk *kompresseerimist*. Seda sooritatakse kas käsitsi atenuaatorite abil või automaatselt eriliste nn. *võimsuse kompressorite* abil. Viimasel juhul toimub ahendamine kindla reegli kohaselt, harilikult logaritmiliselt.

Helilise, eriti muusikalise ülekande, originaalse helidünaamika taastamiseks sooritatakse kõrgekvaliteedilistes seadmetes ahendamisele vastupidine toiming — helitugevuse ülespaisutamine, *võimsuse avardamine* ehk *ekspanseerimine*. Ka võimsuse avardamist sooritatakse kas käsitsi või automaatselt eriliste seadmete — *võimsuse ekspanderite* abil.

On arusaadav, et võimsuse ekspander täidab oma ülesande eeskujulikult siis, kui võimsuste ekspanseerimine toimub sama reegli kohaselt, s. o. samas suhtelises vahekõrras kui kompresseeriminegi, mis kahjuks alati pole ja ei saagi olla nii. Siiski ekspanseerimine, eriti heliplaatide ülekandel, mil kompresseerimine sooritati automaatselt, lisab võrdlematult palju juurde ülekande loomulikkusele.

Seepärast on võimsuse kompressorite kasutamine tarvilik eeskätt heliplaatide ülesvõttel ja telefonisaatjate modulaatorites. Ekspanderite kasutamine on soovitav võimendajates kõrgekvaliteedilise muusika ülekandel, eriti aga heliplaadimuusika puhul.



Joon. 16 — 1. Võimsuse kompressori lülitus. Lülituselementide loetelu: lambid 6K7, 6C5, 6X6C; takistid $R_1 = 0{,}3$ MΩ, $R_2 = 400$ Ω, R_3, $R_{10} = 50$ kΩ, R_4, R_6, $R_7 = 3000$ Ω, $R_5 = 0{,}1$ MΩ, R_8, $R_{16} = 0{,}5$ MΩ, $R_9 = 2000$ Ω, R_{11}, $R_{14} = 20$ kΩ, $R_{12} = 0{,}25$ MΩ, $R_{13} = 1200$ Ω, $R_{15} = 1$ MΩ; kondensaatorid: $C_1 = 0{,}05$ μF, C_2, C_4, $C_9 = 0{,}1$ μF, C_3, C_6, C_8, $C_{10} = 8$ μF, $C_5 = 0{,}02$ μF; $C_7 = 50$ μF, $C_{11} = 2$ μF, T_1 — madalsageduse pingetrafo ülekandesuhtega $ü = 1{:}1$; anoodpinge $U_{AP} = 280$ V. Takistussidestuse sisendi komplekti (C_1R_1)) võib vajaduse korral asendada liini- või mikrofonitrafoga, kui sidestus teostatakse trafo kaudu.

16 — 2. VÕIMSUSE KOMPRESSOR.

Joonisel 16 — 1 on toodud tüüpilisema võimsuse kompressorseadme lülitus, milles on kasutatud neli lampi. Muutliku tõusuga varivõrepentood 6K7 töötab tavalises takistussidestuses võimendajana, mille sisendisse juhitakse mikrofoni või helipea väljand. Tarbe korral, kui kasutatakse suure väljandiga mikrofoni, võib sisendikomplekti C_1R_1 asendada sisendtrafo sekundaarmähisega. Võimendatud väljand juhitakse järgneva võimendusastme võreringi, milles on kasutatud trioodi 6C5.

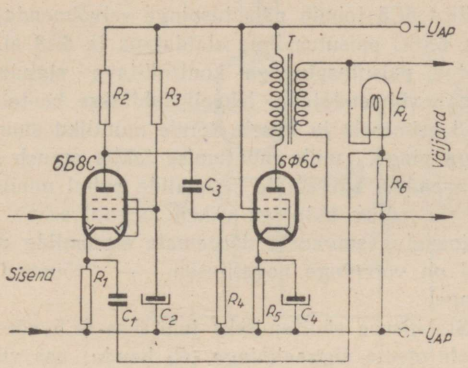
Teise võimendusastme väljand juhitakse kompressorist välja jätkuvaks võimsuse võimendamiseks, kuid osa väljandist, mille suurus on reguleeritav potentsiomeetri R_{12} kaudu, juhitakse automaatseks eelpingeks vajalikuks võimendamiseks kolmandasse lampi — trioodi 6C5. Eelpingevõimendajas kasutatakse trafosidestust, mille ülekandesuhe lineaarmoonutuste vältimiseks ei või olla suur ja käesoleval juhul on valitud 1:1. Võimendatud väljand juhitakse kahekordsesse dioodi 6X6C, mille mõlemad dioodid on kokku ühendatud. Dioodides võimendatud vahelduv signaalipinge suundub ning dioodid on lülitatud sääraselt, et suunatud pinge liitub 6K7 negatiivse võre-eelpingega. Kuna suunatud pinge väärtus on võrdeline sisendpingega, siis võrdeliselt sisendpingega areneb 6K7 võrel ka negatiivne eelpinge ning kui kasutada 6K7 muudetavat tõusu suurtes eelpinge ulatustes, kujuneb temas saadav võimendus pöördvõrdeliseks sisendpingega. Teiste sõnadega, kompressorist väljatavad pinged säilitatakse ühtlasel tasemel, vaatamata nende suhtelistele väärtustele sisendil. Takistite-kondensaatorite komplektid R_{15} R_{16} C_{11} — R_3 C_4 C_2 kujutavad madalläbivusfiltreid, milles tekib lühiajaline aeglustumine sisendpingete lõikamises ning hoitakse eelpinge muutumine sisendpingete keskmisel tasemel. Sobivat keskväärtust reguleeritakse kompressioonvõimendaja sisendis potentsiomeetriga.

Seesuguse kompressori kasutamine on täiel määral õigustatud sõnalise saate ühtlustamiseks, muusikalises ülekandes on ta rakendamine piiratum.

16 — 3. VÕIMSUSE EKSPANDER.

Kuna võimsuse ekspanseerimine on vastupidine tegevus kompresseerimisele, siis joonisel 16 — 1 toodud lülitust võiks samahästi kasutada ka ekspanderina, kui lülitada dioodide polaarsus vastupidiselt ja tõsta katoodtakistuse R_9 vastava suurendamisega 6K7 alalist negatiivset võre-eelpinget. Sel puhul dioodides suunatud pinge ei liituks aritmeetiliselt alalise võre-eelpingega, vaid 6K7 võrele mõjuks mõlema pinge vahe. Loomulikult peaks suunatud pinge väärtus alati jääma väiksemaks alalisest võre-eelpingest, et võre ei muutuks positiivseks, mille tulemuseks oleksid ebalineaarmoonutused.

1) Joonisel 16 — 2 on toodud lihtsam võimsuse ekspanderi lülitus, milles võimsuse paisutamine saavutatakse muutuva vastusidega. Võimsuslambi 6Ф6C väljandisse on lülitatud trafo T kaudu valjuhääldaja, mille $R_{VH} = 5$ oomi. Valjuhääldajaga rööbiti on lülitatud pingejagaja, mis koosneb harilikust 6,3-voldisest skaala valgustuslambist L ja järjestikusest takistist R_6. Skaalalambi takistus muutub antud



Joon. 16 — 2. Lihtsamaid võimsuse-ekspanderi lülitusi. Osade loetelu: $R_1 = 1000\ \Omega$, $R_2 = 0{,}15$ MΩ, $R_3 = 0{,}75$ MΩ, $R_4 = 0{,}5$ MΩ, $R_5 = 400\ \Omega$, $R = 2{,}5 \ldots 10\ \Omega$; $C_1 = 10$ µF, $C_2 = 8$ µF, $C_3 = 0{,}05$ µF, $C_4 = 20$ µF; T — väljamistrafo, ülekandesuhe 37,5:1, L — 6,8-voldine skaala valgustuslamp; anoodpinge 290 volti.

tööreżiimis keskmiselt 2,5 oomist külmas olekus kuni 10 oomini maksimaalse väljandvõimsuse juures ($P_v = 3{,}5$ vatti). Kui valida R_6 suuruseks 1 oom, siis 10% väljandvõimsuse, s. o. 0,35 vati juures, mil lamp on veel külm, sidestustegur

$$\beta' = \frac{R_6}{R_6 + R_L} = \frac{1}{1 + 2{,}5} = 0{,}286 \text{ ehk } 28{,}6\%$$

ning täie võimsuse juures

$$\beta = \frac{R_6}{R_6 + R'_L} = \frac{1}{1 + 10} = 0{,}091 \text{ ehk } 9{,}1\%.$$

Kuna ilma vastusideta sisendpinge lambi 6B8C võreringis on $U_G = 0{,}34$ V ja täie väljandvõimsuse juures väljandpinge $U_v = \sqrt{P_v R_v} = \sqrt{3{,}5 \cdot 5} = 4{,}2$ V, siis pingevõimendus

$$V = \frac{U_v}{U_G} = \frac{4{,}2}{0{,}34} = 12{,}4.$$

Vastuside puhul võimendus täie võimsuse juures

$$V' = \frac{V}{1 - \beta V} = \frac{12{,}4}{1 + 0{,}091 \cdot 12{,}4} = \frac{12{,}4}{2{,}13} = 5{,}8$$

ning täie võimsuse arendamiseks tuleb ergutuspinget sisendis tõsta 0,34 voldilt

$$U'_G = \frac{U_A}{V'} = \frac{4{,}2}{5{,}8} = 0{,}725 \text{ voldile}$$

ja 10% väljandvõimsuse arendamiseks oleks vaja pinget ilma vastusideta $U''_G = \frac{U'_G}{\sqrt{10}} = \frac{0{,}725}{3{,}16} = 0{,}229$ V. Samal ajal 10% väljandvõimsuse juures vastusidega kujuneb võimendus

$$V'' = \frac{V}{1 - \beta' V} = \frac{12{,}4}{1 + 0{,}286 \cdot 12{,}4} = 2{,}7$$

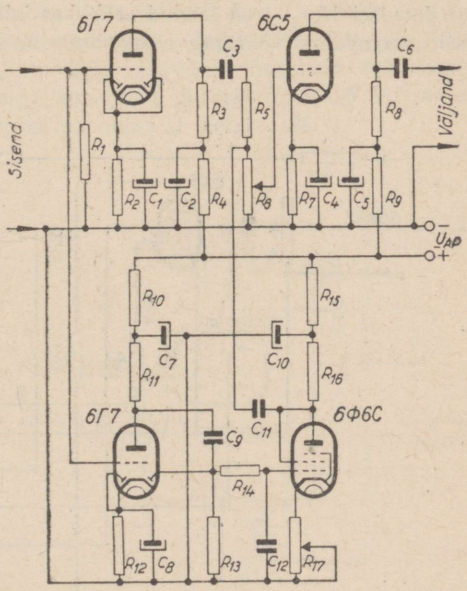
ning 10% väljandvõimsuseks tarvilik sisendpinge $U''_G = 0{,}229$ V arendab vastuside puhul väljandvõimsust 0,35 vati asemel ainult

$$U''_A = U''_G \cdot V'' = 0{,}229 \cdot 2{,}7 = 0{,}62 \text{ V ja } P''_v = \frac{U''^2_A}{R_v} = \frac{0{,}62^2}{5} = \frac{0{,}384}{5} = 0{,}077 \text{ vatti.}$$

Seega kontrastsus dünaamikas tõusis $\frac{3{,}5}{0{,}35} =$ = 10-lt $\frac{3{,}5}{0{,}077} = 45{,}5$-le.

Käesoleva lülituse paheks on see, et lihtsuse huvides tuleb märgatav osa võimsust paratamatult ohverdada valgustuslambi ja takisti R_6 toiteks.

2) Joonisel 16 — 3 toodud lülitus kujutab viimisteldud võimsuse ekspanderi lülitust, milles esimene 6Г7 ja 6C5 toimivad pingevõimendajana, teine 6Г7 ja trioodina lülitatud 6Ф6C (mida võib asendada trioodiga, kasutades lampe 6П6C või 6П1П) toimivad võimsuse paisutajatena. Sisendpinge lülitatakse üheaegselt nii pingevõimendaja kui ka ekspanderi sisendringi. Ekspanderis algul sisendpinge 6Г7-s võimendatakse ja



Joon. 16 — 3. Võimsusekspanderi lülitus. Lülituselementide loetelu: takistid R_1, R_6 (potentsiomeeter), $R_{14} = 0{,}5$ MΩ, R_2, $R_{12} = 2000\ \Omega$, $R_3 =$, R_5, R_8, $R_{11} = 0{,}1$ MΩ, $R_7 = 1500\ \Omega$, R_4, R_9, R_{10}, R_{15}, R_{17} (reostaat) $= 20\,000$ kΩ, $R_{13} = 2$ MΩ, $R_{16} = 0{,}25$ MΩ, kondensaatorid C_1, C_4, $C_8 = 50$ µF, C_2, C_5 C_7, $C_{10} = 8$ µF, C_3, $C_6 = 0{,}1$ µF, $C_9 = 0{,}05$ µF, C_{11}, $C_{12} = 0{,}5$ µF; anoodpinge 300 V.

seejärel juhitakse sama lambi dioodile, kus toimub suunamine. Suunatud pinge satub läbi filtri R_{14}, C_{12} 6Ф6С võrele, kutsudes esile lambi sisetakistuse muutumise õige suurtes piirides: suurte sisendpingete puhul on 6Ф6С sisetakistus väga suur (ligi 0,5 MΩ), nõrkade sisendpingete puhul negatiivne ergutuspinge puudub ja 6Ф6С sisetakistus langeb 6000 ... 8000 oomile.

6Ф6С moodustab signaalipingetega võrdeliselt muutuva takistuse ja asudes rööbiti oma anoodi koormustakistusega R_{16} ning võimenduslambi 6С5 võretakistusega — potentsiomeetriga R_6, põhjustab kogu koondtakistuse väärtuse muutumist signaalitugevuse muutumise rütmis. Kuna mainitud koondtakisus omakorda moodustab esimese võimenduslambi 6Г7 väljandi pingejagaja (koos R_5) alumise õla, siis 6С5 võrele antavate pingete väärtus oleneb täielikult koondtakistuse suurusest: suurte sisendpingete korral on koondtakistus suur ja võimendus maksimaalne, väikeste sisendpingete korral on koondtakistus ja ka võimendus väga väike.

Reostaadiga R_{17} saab reguleerida 6Ф6С sisetakistuse muutumise piire ja seega muuta ekspandeerimise mõjuvust. Potentsiomeeter R_6 on ette nähtud paisutatud pingete üldise taseme reguleerimiseks.

Hästi reguleerituna töötab vaadeldav lülitus täiesti heade tulemustega.

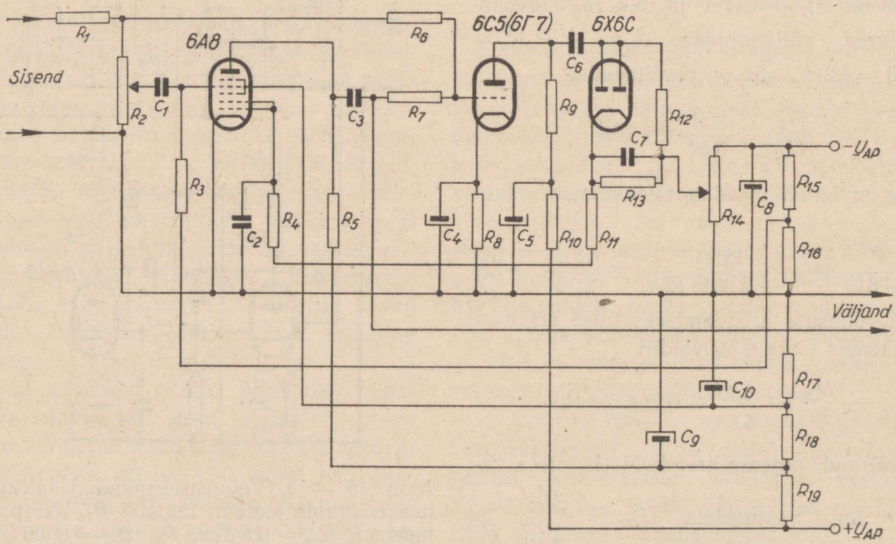
3) Joonisel 16 — 4 on toodud praktikas laialdaselt rakendatav võimsuse ekspanderi lülitus, milles 6С5 toimib paisutuspinge eelvõimendajana, 6Х6С paisutuspinge alaldajana ja 6А8 alaldatud paisutuspingega kontrollitava signaalipinge võimendajana. Nimelt juhitakse heptoodi 6А8 esimesele ja teisele võrele muutliku suurusega pinge, mille muutumise taktis areneb ka võimendus: suuremate signaalide puhul muutub võrele mõjuv üldpinge vähem negatiivseks — võimendus suureneb, nõrgemate signaalide puhul on võrepinge negatiivsem — võimendus langeb.

Stabiilsuse säilitamiseks juhitakse 6С5 võrele peale otsese signaalipinge (R_6 kaudu) osa vastufaasis väljandpinget (R_7 kaudu). Potentsiomeetriga R_2 reguleeritakse sisendpinge suurust, potentsiomeetriga R_{14} helidünaamika kontrastsust.

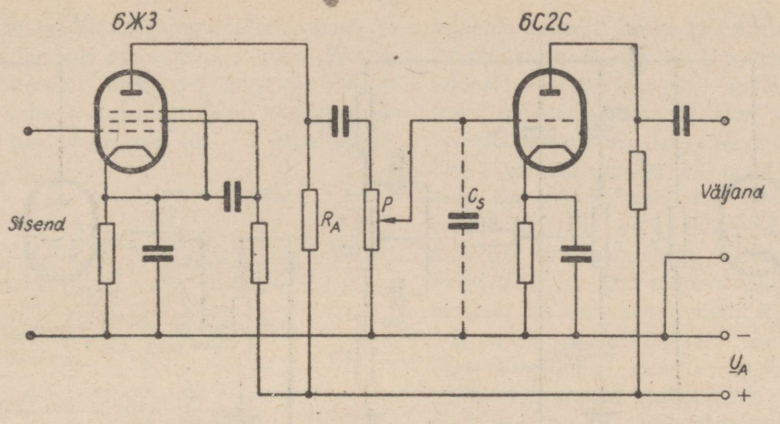
16 — 4. VÕIMENDUSE REGULEERIMINE.

Et võimendajalt arendatav väljandvõimsus teha sõltumatuks sisendpinge keskväärtusest, tehakse madalsagedusvõimendajates võimendus reguleeritav. Võimenduse reguleerimine toimub kas vahetult. — käsiregulaator-potentsiomeetri abil või kaudselt — võimenduslambi tõusu muutmise teel vastavale võrele antava alalispinge reguleerimisega.

Potentsiomeetri takistuse määramisel tuleb arvestada seda, et ta pöördenurga muutmisel, tingituna järgneva lambi sisendmahtuvusest, ei muutuks tunduvalt kanali lineaarmoonutus. Kui



Joon. 16 — 4. Võimsusekspanderi lülitus. Lülituselementide loetelu: takistid R_1, R_6, R_{12}, = 0,1 MΩ, R_2 — potentsiomeeter 0,1 MΩ, R_3, R_7 = 1 MΩ, R_4, R_{11} = 0,5 MΩ, R_5 = 5000 Ω, R_8 = 2000 Ω, R_9 = 50 kΩ, R_{10} = 10 kΩ, R_{13} = 0,25 MΩ, R_{14} = potentsiomeeter 500 Ω, R_{15}, R_{16} = 350 Ω, R_{17}, R_{19} = 3000 Ω, R_{18} = *3500*



Joon. 16 — 5. Võimenduse reguleerimine potentsiomeetriga.

potentsiomeetri P liugkontakt on pööratud maksimaalsele võimendusele (joon. 16 — 5), siis on sisendmahtuvuse C_s sildav toime ning ühtlasi ka lineaarmoonutus M_k maksimaalne. Lähtudes regulaatoris lubatavast maksimaalsest moonutusest M_k, sisendmahtuvuse C_s arvväärtusest ja eelmise astme ekvivalentsest takistusest R_e arvutatakse potentsiomeetri maksimaalselt lubatav takistus R_P.

$$R_P = \frac{4}{\omega_k C_s}\sqrt{M_k^2 - 1} - R_e.$$

Näiteks, kui eelmise võimendusastme ekvivalenttakistus (joonis 16 — 5)

$$R_e \approx R_A = 82\ \text{k}\Omega,$$

järgneva astme sisendmahtuvus trioodiga 6С2С $C_s = 50$ pF ja regulaatoris lubatav maksimaalne lineaarmoonutus $M_k = 1{,}02$, siis potentsiomeetri maksimaalne takistus, kui kõrgeim ülekantav sagedus $f_k = 12$ kHz,

$$R_{P\,max} = \frac{4}{\omega_k C_s}\sqrt{M_k^2 - 1} - R_e =$$

$$= \frac{4}{6{,}28 \cdot 12 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-12}}\sqrt{1{,}02^2 - 1} -$$

$$- 82 \cdot 10^3 = 130 \cdot 10^3 = 130\ \text{k}\Omega.$$

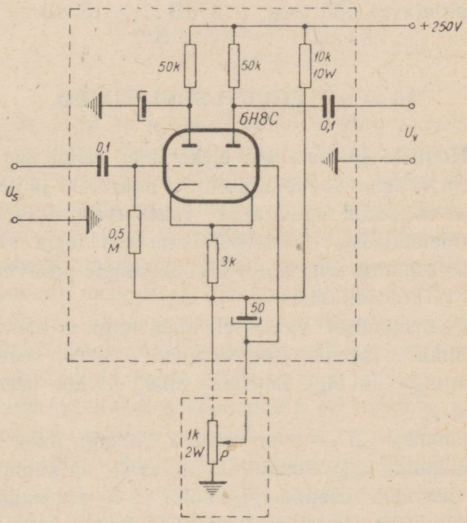
Kui aga teises astmes kasutada varivõrepentoodi 6Ж8, mille sisendmahtuvus on $C_s = 16$ pF, siis muudes võrdsetes tingimustes

$$R_{P\,max} = 584\ \text{k}\Omega.$$

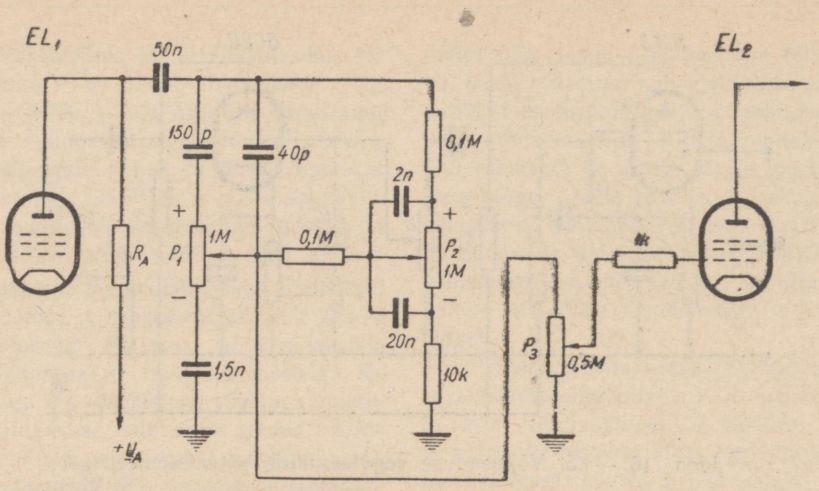
Sellest näitest selgub kujukalt veelkord, kuivõrd soodsam on kasutada pingevõimendajas pentoode.

Kui sisendpingete amplituud on suhteliselt väike, siis saadakse sagedusest sõltumatut võimenduse reguleerimist regulaatorlambi mingi võre alalispinge ($-U_{G1}$, $-U_{G3}$ või $+U_{G2}$) väärtuse muutmisega. Ebalineaarmoonutuste tekkimise vältimiseks on soovitav regulaatorlambina kasutada muudetava tõusuga, s. o. eksponentlampe (6К8, 6К3, 6К4) või väikese võimendusteguriga trioode (6Н8С). Kuna reguleerimine toimub ainult võre alalispinge muutmise teel, siis võib tundlikkuse regulaatori-pingeregulaatori käsitsemisnuppu mistahes kaugusele võimendajast eemale viia.

Joonisel 16 — 6 on näidatud kaheastmelise võimenduse käsi-kaugregulaatori lülitusskeem, mille reguleerimispiirid kaksiktrioodi 6Н8С kasutades ulatuvad +9 dB ... —19 dB, võre-eelpinge muutmisel potentsiomeetri P abil piirides $U_G = -0{,}5 \ldots -14{,}5$ V. Seejuures tuleb sisendpinge amplituud piirata $U_s \leqslant 0{,}5$ V, et ebalineaarmoonutus ei ületaks 1%.



Joon. 16 — 6. Võimenduse käsi-kaugregulaator.



Joon. 16 — 7. Tämbri regulaatori lülitusskeem; P_1 — kõrgete helisageduste regulaator, P_2 — madalate helisageduste regulaator, P_3 — võimenduse regulaator.

16 — 5. TÄMBRI REGULEERIMINE.

Sageli varustatakse madalsagedusvõimendajad tämbriregulaatoritega, mille abil on võimalik soovikohaselt muuta nii madalate kui ka kõrgete sageduste suhtelist võimendust.

Eespool käsitleti sagedusest sõltuva vastusidega tämbriregulaatori töötamise põhimõtet. Lisaks vastusidega tämbriregulaatoritele kasutatakse sageli ka harilikke tämbriregulaatoreid, mille tüüpiline lülitus on toodud joonisel 16 — 7.

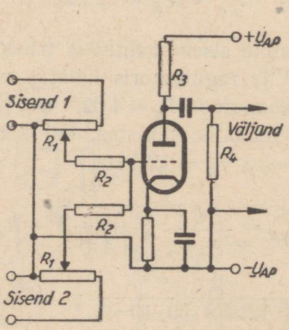
Tämbri regulaatorlambina tuleb eelistada varivõrepentoodi (EL_1), mille anoodkoormustakistusega rööbiti on lülitatud eraldi kõrgete sageduste regulaator P_1 ja madalate sageduste regulaator P_2. Potentsiomeeter P_3 toimib käsivõimendusregulaatorina. Tämbri reguleeritavus ulatub käsitletavas lülituses +15 dB . . . —10 dB.

16 — 6. SEGUSTUSLÜLITUSED.

Heliliste ja sõnaliste ülekannete puhul sageli tekib vajadus segustada mitme mikrofoni ja helipea väljandid soovitavas vahekorras ühisesse võimendajasse. Katsesaatejaamades tekib säärane vajadus eriti mitut liiki seadmete proovimisel ja kontrollimisel.

Pealiskaudsel vaatlusel näib, nagu ei esitaks küsimuse lahendamine mingeid raskusi, tegelikult aga on õige lahendus siiski küllalt keerukas.

Joonisel 16 — 8 on toodud lihtsaim kahe sisendkanali segustuslülitus, milles R_1 on kummagi sisendi võimendusregulaator ja R_2 piiramistakistid. Piiramistakistid on tarvilikud selleks, et ühe kanali sisendi reguleerimine ei muutuks sõltuvaks teisest, nende suurused peaksid olema suuremad kui R_1, et vastastikune mõjutus oleks väike. Praktikas satub säärane valik vastuollu, sest võimendusregulaatori R_1 väärtus võib harva kujuneda väiksemaks kui näiteks 0,25 MΩ, tavaliselt kujuneb ta isegi suuremaks, sõltuvalt lülitatava mikrofoni või helipea väljandimpedantsist. Kui aga R_2 on väga suur, siis kõrgemad helisagedused nõrgenevad lambi sisendmahtuvuse tõttu tunduvalt. Isegi siis, kui R_2 võrdub 0,25 MΩ, on kõrgemate helisageduste nõrgenemine märgatav.

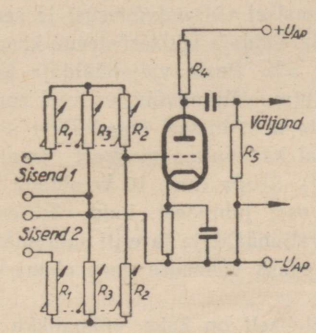


Joon. 16 — 8. Kahe kanaliga segustuslülitus piiramistakistusega.

Siit nähtub, et joonisel 16 — 8 toodud lülitus kaugeltki ei vasta keskpärastelegi nõuetele ja et ta rakendamine on õigustatud ainult siis, kui on võimalik võimendusregulaatoreid R_1 valida väiksematena, näiteks 20 000 . . . 50 000 oomi, kusjuures piiramistakistite väärtusteks R_2 kujuneksid 50 000 . . . 150 000 oomi.

Vaadeldud segustuslülituse juures on peami-

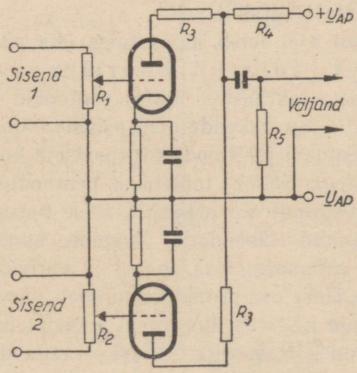
seks puuduseks võimendusregulaatori sisend- ja väljandimpedantside muutumine suurtes piirides, mis pole võimsuste ülekandel lubatav. Sellest pahest on vaba atenuaatori tüüpi segustuslülitus, mis on toodud joonisel 16 — 9. Atenuaatori-



Joon. 16 — 9. Kahe kanaliga segustuslülitus atenuaatoriga.

tega hoitakse sisend- ja väljandimpedantsid püsivad, alaliselt sobitatuna koormustega. Kui atenuaatorite väljandid on arvutuslikult võrdsed, võib nad lülitada lambi võreringi rööbiti ning segustus toimub täiesti häireteta. Ainsaks raskuseks seejuures on sobivate suuretakistuslike atenuaatorite saamine, kuna valmistootena on nad suuremalt osalt standarditud 600-oomise liini jaoks ja mõeldud sobitamiseks võimendaja sisendiga sobitustrafo kaudu. Siiski, kohaste ümberlülitite olemasolul on atenuaatorite isevalmistamine alati õigustatud.

Segustusprobleemi lahendus lihtsustub, kui kasutada igale sisendkanalile omaette võimenduslampi, nagu on näidatud joonisel 16 — 10.



Joon. 16 — 10. Kahe kanaliga segustuslülitus kahe segustusastmega.

Sel puhul on sisendid küll teineteisest sõltumatud, kuid raskus tekib lampide väljandite segustamises. Kui lülitada üksikkanalite võimendus-lampide anoodid kokku ja toita neid ühise koormustakistuse R_4 kaudu, siis iga töötava lambi anoodi koormustakistus, mille moodustavad teiste lampide rööbiti lülitatud sisetakistused ja koormustakistus R_4 koos järgneva võimenduslambi võretakistusega R_5, muutub liiga väikeseks. Kui näiteks lambi sisetakistus $R_i = 66\,000$ oomi (trioodi 6Ф5 juures), anoodtakistus $R_4 = 0{,}2$ megaoomi ning võretakistus $R_5 = 0{,}5$ megaoomi, siis ühe töötava lambi anoodi koormustakistus kahe kanali puhul $R_A = 45\,000$ oomi, mis on tublisti vähem lambi sisetakistusest. Sellises töörežiimis tekivad trioodi puhul võimendamisel väga suured ebalineaarmoonutused. Teatavasti peab anoodi koormustakistus moonutuste mahasurumise mõttes trioodide juures võrduma vähemalt 2...3-kordse sisetakistusega. Selleks, et tagada igale lambile optimaalse väärtusega anoodi koormustakistus, on tarvilik iga lambi anoodi ja koormustakistuse R_4 vahele lülitada lisatakistus R_3, millega hoitakse ebalineaarmoonutused lubatavais piirides. Kui valida takistuse R_4 väärtus nii, et ta võrdub 2 R_i ja et iga lambi anoodi üldine koormustakistus R_A võrduks kahekordse lambi sisetakistusega, siis lisatakistuse R_3 väärtused olenevad kanalite arvust ning toodud eeldustel:

$$R_3 = R_i \frac{1 - 2n + \sqrt{4n^2 + 12n - 15}}{2},$$

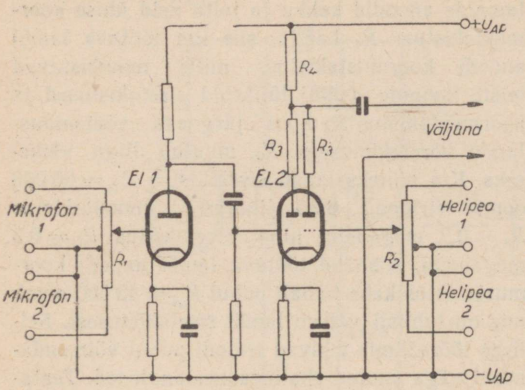
milles n on kanalite arv.

Ühe kanali puhul R_3 muutub nulliks, mis näitab, et lisatakistus pole tarvilik. Kahe kanali puhul, nagu see on näidatud joonisel 16 — 10, $R_3 = R_i$, kolme kanali puhul $R_3 = 1{,}275\ R_i$ ja nelja kanali puhul $R_3 = 1{,}42\ R_i$. Samuti arvutatakse toodud eeldustel saadav võimendus

$$V = \mu \frac{2}{1 + 2n + \frac{R_3}{R_i}},$$

mille järgi kahe kanali puhul saadav võimendus $V_2 = 0{,}33\mu$, $V_3 = 0{,}24\mu$ jne. Lisatakistuse R_3 ärajätmine on lubatav ainult siis, kui võimendatavate pingete amplituud on väga väike, kuid arvestades seda, et lisatakistuste sissetoomine ei vähenda märgatavalt võimendust, on mõistlikum loobuda moonutuste riskist ning nad sisse jätta.

Sageli on vaja segustada mitmesuguse võimsustasemega sisendkanaleid, näiteks kahte süsimikrofoni ja kahte helipead. Sel juhul segustamine sooritatakse võimendaja eri astmeis, nagu see on näidatud joonisel 16 — 11. Lambis EL_1 teostatakse kahe mikrofonikanali segustamist nn. segustuspurde kaudu, mis kujutab endast püsiva haruühendiga ja liikuva kontaktiga potentsiomeetrit. Segustuspurre lahutab mõlemad kanalid täielikult teineteisest ja nende



Joon. 16 — 11. Nelja kanaliga segustuslülitus segustuspurdega.

kasutamine on õigustatud neil juhtudel, kui pole vaja rööbitist kanalite töötamist. Esimeses astmes võimendatud pinged juhitakse segustusastmesse, milles on kasutatud kahekordset trioodi EL_2. Üks trioodidest võimendab saabunud mikrofonipingeid, teine triood võimendab samuti segustuspurdelt saabunud helipeapingeid. Trioodide anoodidesse on lülitatud, analoogiliselt joonisel 16 — 10 käsitletud lülitusega, lisatakistused R_3 ja ühine anoodi koormustakistus R_4.

Joonisel 16 — 12 on toodud 4-kanaliline segustuslülitus koos tämbri- ja võimenduse reguleerimisega. Segustuspurde kaudu on sisendatud kaks mikrofoni, mille väljandpinged võimendatakse varivõrepentoodiga 6Ж3. Mikrofonide võimendatud väljandpinged segustatakse helipea väljandpingega heptoodis 6А7 elektroniliselt, mille väljandpinged omakorda segustuvad detektori väljandiga potentsiomeetrite kaudu. Ühtlasi toimub segustuslülituses ka tämbri ja võimenduse reguleerimine.

Käsitletud segustuslülitused kujutavad vaid peamisi lülitusmeetodeid, mille järgi saab kohalike vajaduste kohaselt välja arendada sobiva variandi.

16 — 7. KÕRGEKVALITEETNE UNIVERSAALVÕIMENDAJA.

Kaasaegset head võimendajat iseloomustavad järgmised põhimised omadused:

1) väga väikesed ebalineaarmoonutused,
2) lineaarne sageduste ülekanne ja väike faasinihe kogu kuuldavas alas,
3) madal endamüra ja toiteseadme müra- (fooni) tase,
4) küllaldane väljandvõimsus, mis võimaldab tugevaid helipassaaže üle kanda võimendajat ülekoormamata,
5) väike väljandtakistus, mis on tarvilik valjuhääldaja võnkesüsteemi heaks summutamiseks.

Üldiselt ollakse arvamusel, et orkestrimuusika loomutruuks ülekandeks kodus on vaja 10 ... 15 W maksimaalset väljandvõimsust ja seda eeldusel, et valjuhääldaja võnkesüsteemi kasutegur on keskmiselt 5%. Peale valjuhääldaja kasuteguri sõltub vajatav väljandvõimsus veel ruumi mõõdetest ja ta akustilistest omadustest ning vähemal määral ka kuulaja maitsest (muidugi ka naabritest!). Seega tuleb 10 W pidada piisavaks suuremal osal juhtudest, kuid väiksema kasuteguriga valjuhääldaja ja eriti suuremate ruumide puhul peaks võimsuse varu olema vähemalt 20 W,

Põhimõtteliselt on kaks võimalikku väljandastme tehnilist lahendust, millelt võib saada 10 ... 15 W väljandvõimsust:

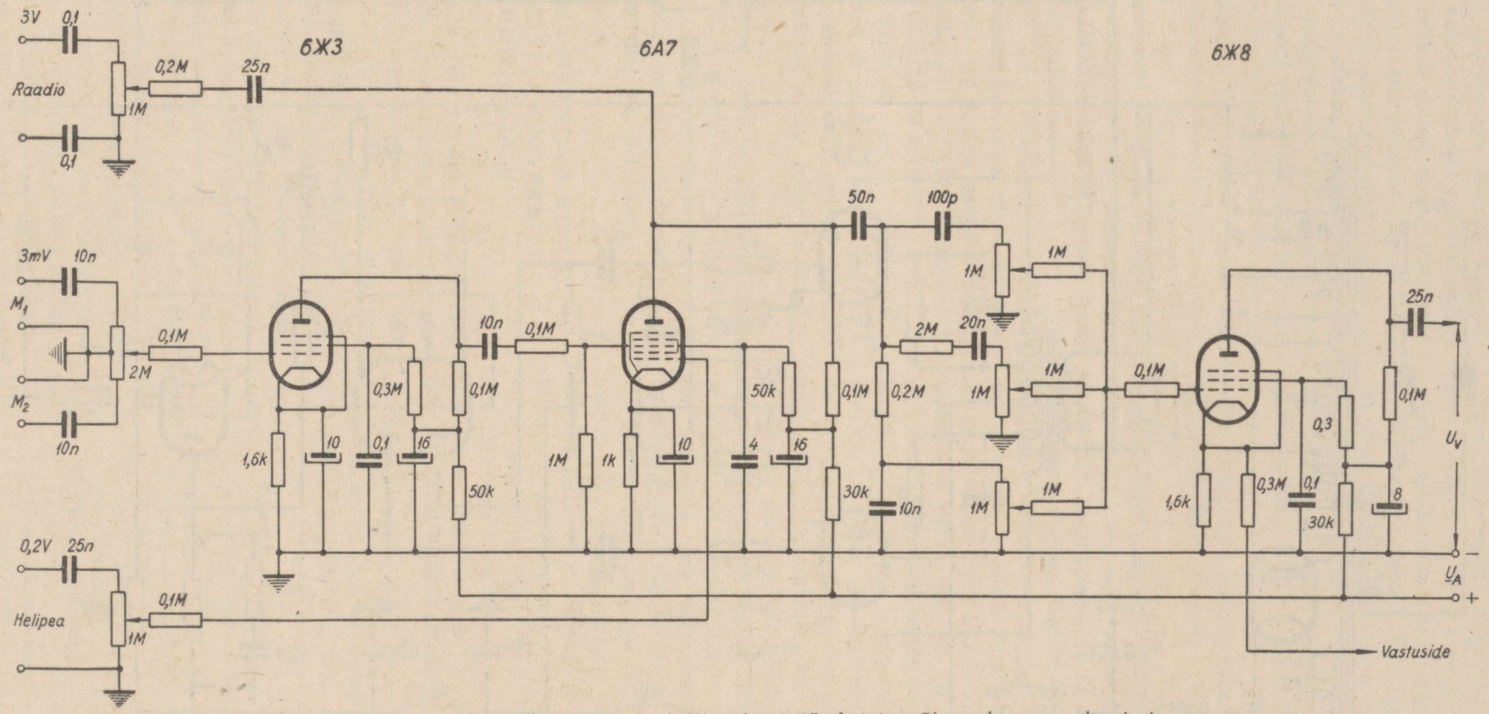
1) AB_1-klassi vastastaktaste jugatetroodidega;
2) A-klassi või AB_1-klassi vastastaktaste trioodidega. Valik nende vahel kujutab ökonoomika ja kvaliteedi kompromissi.

12 W anoodi kaovõimsusega jugatetroode (6П6С) AB_1-klassis kasutades on võimalik lihtsal teel saada 10 W väljandvõimsust, eeldades, et väljandtrafo kasutegur on 80% ja et anoodi toitepinge on valitud 275 ... 285 V. Seejuures tuleb aga kasutada tugevat vastusidet, mis hõlmaks ka väljandtrafot, et ebalineaarsust vähendada 3,5%-lt 0,5%-le.

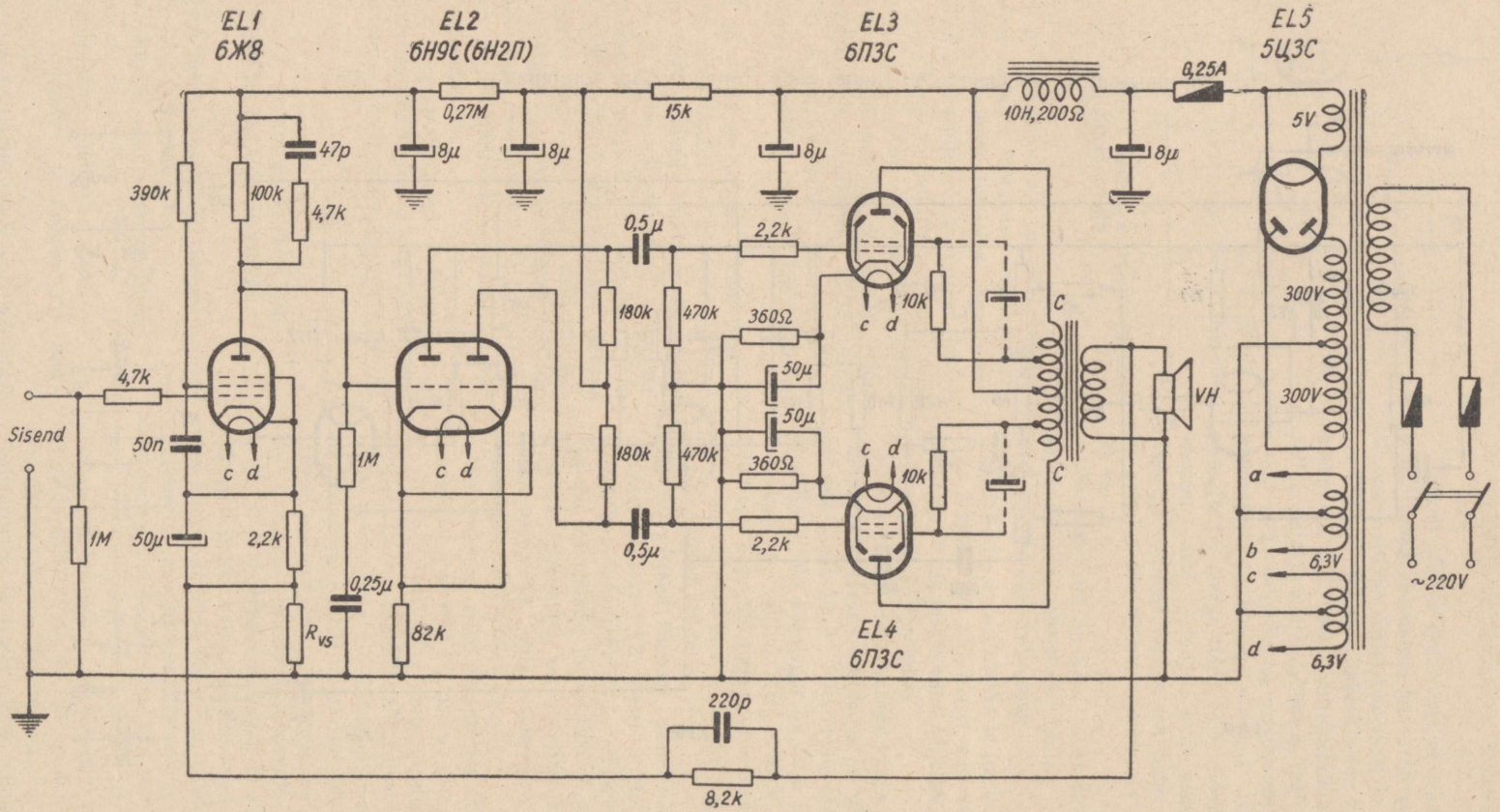
10 W väljandvõimsust saab väga väikese ebalineaarsusega AB_1-klassi lülitatud 15 W anoodi kaovõimsusega trioodidelt (6С4С), kui nad rakendada töösse 300 V anoodi toitepingega. Seejuures on soovitav kasutada ka nõrka vastusidet, mis mõnevõrra suurendab võimendaja tööstabiilsust.

Viimasel ajal leiab lõppastmes üha suuremat kasutamist jaotatud koormusega AB_1-klassi vastastaktlülitus, milles pentoodid või jugatetroodid on rakendatud vastuside olukorras töösse pentoodi ja trioodi vahepealsete koormustingimustega. Selleks toidetakse pentoodide varivõresid väljandtrafo primaarmähise harunditelt: kui harundid lähendada lampide anoodidele, s. o. kui primaarmähise anoodi ja varivõre vooluringide ühise osa protsent suureneb, siis hakkavad lambid käituma üha enam trioodidena. Kuigi jaotatud koormusega lülituselt saadavad tulemused on ebalineaarmoonutuste suhtes võrreldavad trioodlülitusega juba 20% trafo primaarmähise ühise osa puhul, on otstarbekas seda suurendada 43%-ni, sest et siis muutub võimendaja töö sõltumatumaks koormustakistuse muutustest, ebalineaarsus ja lambi väljandtakistus vähenevad veelgi.

Neile põhimõtteile vastab joonisel 16 — 13 ku-



Joon. 16 — 12. 4-kanaliline segustuslülitus koos tämbri ja võimenduse reguleerimisega.



Joon. 16 — 13. Jaotatud koormusega võimendaja lülitusskeem. Jugatetroode 6П3С kasutades lülitatakse varivõrevooluringidesse 10-kΩ takistid pinge langetamiseks 360 voldilt kuni 270 voldile; takistid sillatakse 5 ... 8 μF kondensaatoritega.

jutatud võimendaja, mille väljandastmes kasutatakse jaotatud koormusega lülitust. Väljandastet tüüritakse katoodsidestuses kaksiktrioodiga faasipöörajaga, millele eelneb suure võimendusega pingevõimendusaste. Esimene aste on faasinihke vähendamiseks otsesidestatud faasipöörajaga. Vastuside võetakse väljandtrafo sekundaarmähiselt ja rakendatakse üle kolme astme esimese astme katoodi vooluringi lülitatud takistusele R_{vs}, mille lõplik väärtus sõltub väljandtrafo ülekandesuhtest. R_{vs} algväärtuseks võib võtta 100 Ω. Vastuside vooluringi teiseks pingejagaja õlaks on rööbiti lülitatud 8,2 kΩ takisti ja 220 pF kondensaatori komplekt, millega suurendatakse vastusidet kõrgete helisageduste alas selleks, et vähendada neil sagedusil faasimoonutusi ning koosside ohtu.

Vastusidestatult on võimendaja tundlikkus 15 W väljandvõimsuse juures ca 0,2 V. Ebalineaarmoonutused 400 Hz juures samal väljandvõimsusel on tunduvalt alla 1%. Ülekanne on lineaarne 30 Hz-ist kuni 20 kHz-ni.

Väga olulist tähtsust omab väljandtrafo konstruktsioon, sest et jaotatud koormuse tingimus ei vähenda nõudeid trafo suhtes, primaarmähise pooled peavad olema hästi tasakaalustatud.

Lõppeks tuleb meenutada, et kõrgekvaliteetse võimendaja tööd saab õigesti hinnata ainult siis, kui temaga samaväärsed on kasutatav valjuhääldaja (või nende komplekt), eelvõimendaja ja sisendpingeallikad (helipea, detektor).

16 — 8. EELVÕIMENDAJA KÕRGEKVALITEETSELE UNIVERSAALVÕIMENDAJALE

Kuna võimendaja tüürimiseks rakendatavate sisendpingeallikate akustilis-elektrilised tunnussuurused muutuvad õige suurtes piirides, siis osutub vajalikuks võimendajale, mille ülekanne on ulatuslikus sagedusalas lineaarne, ette lülitada eelvõimendaja. Sellise eelvõimendaja ülesandeks on ühtlustada iga liiki sisendpingeallikate pinged amplituudilt võrdseteks ning korrigeerida nende sageduskarakteristikud lineaarseteks. Järelikult pole eelvõimendaja ülesandeks mitte ainult võimendamine, vaid samahästi tämbri reguleerimine ja heli korrigeerimine.

Kirjeldatavas eelvõimendajas (joonis 16 — 14) kasutatakse kolme varjestatud madala müratasemega pentoodi 6Ж8. Sisendastmes kasutatakse sisendpingeallika liikidele vastavalt nelja sisendipesa: 1. — mikrofonile, 2. ja 3. — grammofoni helipeadele ja 4. — raadiole ning magnetofoni helipeale. Sisend valitakse 4-astmelise 2-poolusega lülitiga K_1, K_2. Lüliti tüüp tuleb valida selline, et ümberlülitamisel ei tekiks vooluringi katkestust. Igas astendis rakendatakse sisendastmes erineva tugevusega pingevastusidet selleks, et astme väljandis saadav pinge oleks jääva kõrgusega (sõltumata sisendpinge allika pingest).

Teise astme lampi *EL2* kasutatakse sellele järgnevas tämbriregulaatoris areneva sumbuvuse kompenseerimiseks. Tämbriregulaatorid võimaldavad eraldi tõsta kõrgeid ja madalaid helisagedusi kuni +15 dB võrra ja samuti nõrgendada neid kuni —20 dB. Tämbriregulaatoritepotentsiomeetrite asudes keskasendis on sageduskarakteristik lineaarne 40 Hz kuni 20 kHz ulatuses.

Lisaks tämbrireguleerimisele teostatakse lülititega K_3, K_4, K_5 sagedusala soovikohast piiramist selle kõrges osas. Lüliti asudes astendis 3 piiratakse kõrgeim sagedus 20 kHz-ga, sest et kõrgemad sagedused, asudes väljaspoolel kuuldeala, võiksid asjatult piirata saadavat väljandvõimsust. Astendit 2 kasutatakse kristallhelipea ülekannete puhul, mis üle 10 kHz sagedusi üle ei kanna ja millised seetõttu kui tarbetud maha lõigatakse. Astendis 1 lõigatakse maha sagedused üle 5 kHz; see on tarvilik vana tüüpi ($v = 78$ p/min.) kõrge müratasemega šellakheliplaatide mahamängimisel. Samas astendis lülitatakse sisse veel kõrgläbivusfilter alla 35 Hz sageduste summutamiseks. Sellega kõrvaldatakse ülimadalad sagedused, mis võivad võimendaja üle koormata ning põhjustada neil sagedustel ostsilleerumist — «popsumist».

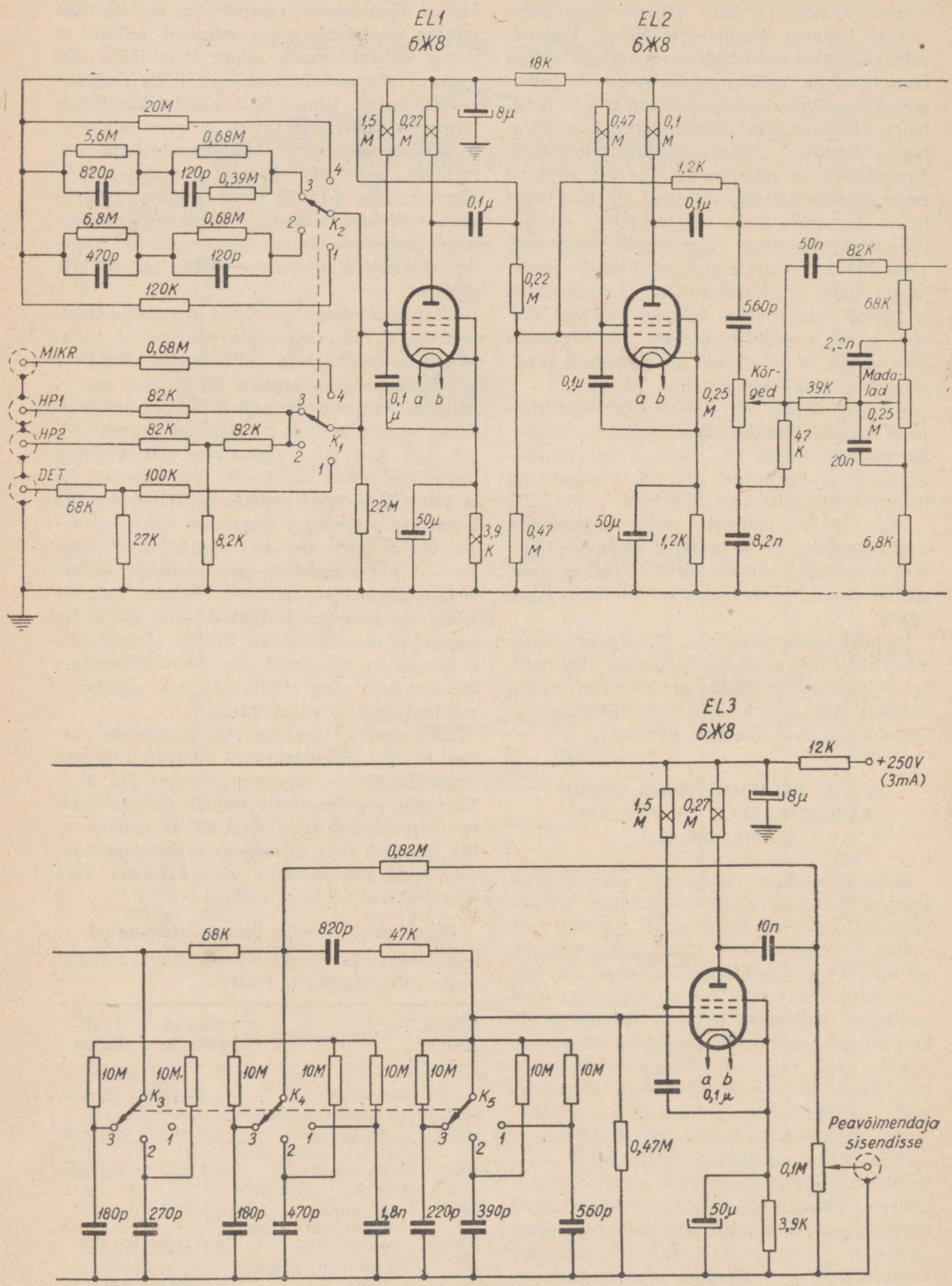
Väljandastmes lambiga *EL3* kasutatakse samuti tugevat pingevastusidet. Suhteliselt väikese väljandtakisti — tugevusregulaatori (0,1 MΩ) tõttu võib peavõimendaja sisendit ühendav kaabel omada küllalt suurt, kuni 150 pF mahtuvust. See tähendab seda, et mõlema võimendaja omavaheliseks ühendamiseks võib kasutada kuni 2,5 m pikkust koaksiaalkaablit.

Eelvõimendaja üldisi iseloomustussuurusi.

Tundlikkus ja sisendtakistus 220 mV väljandpinge puhul sagedusel 1 kHz:

Sisendi klemm	Sisendi nimetus	Sisendtakistus	Tundlikkus
MIKR	Mikrofon	1 MΩ	1,5 mV
HP1	Helipea, plaatidele 78 p/min.	0,1 MΩ	5,0 mV
HP1	Helipea, kitsa vaoga plaatidele	0,1 MΩ	4,0 mV
HP2	Helipea, plaatidele 78 p/min.	0,1 MΩ	60 mV
HP2	Helipea, kitsa vaoga plaatidele	0,1 MΩ	50 mV
DET	Raadio ja magnetofon	0,1 MΩ	100 mV

Ebalineaarmoonutus väiksem kui 0,2%.
Voolutarbivus: küte 6,3 V, 0,9 A; anood 250 V, 3 mA.



Joon. 16 — 14. Eelvõimendaja lülitusskeem. Ristiga märgitud takistid on metalliseeritud tüüpi.

17. peatükk.

MADALSAGEDUSTRAFODE KONSTRUKTIIV-ARVUTUS.

17 — 1. ÜLDISELT.

Konstruktiivarvutuse ülesandeks on määrata kõik trafo valmistamiseks vajalikud andmed, nagu trafo raudkeha mõõtmed, mähiste keerdude arvud, mähistraatide läbimõõdud jne. Arvutuse lähteandmeteks on trafo elektrilisel arvutusel määratud põhisuurused: primaarmähise induktiivsus, puisteinduktiivsus, koormus, ülekandesuhe, kasutegur.

Käesolevas peatükis käsitletakse raadioseadmetes kasutatavate madalsagedustrafode ja paispoolide arvutamist, mille hulka kuuluvad:

1. toitetrafod,
2. sobitustrafod,
3. paispoolid,
4. lampide-vahelised ehk pingevõimendustrafod.

17 — 2. MADALSAGEDUS-TRANSFORMAATOR.

Et trafo suudaks rahuldavalt üle kanda suhteliselt madalaid sagedusi, peab ta primaarmähis omama küllalt suurt induktiivsust. Seepärast valmistatakse kõik madalsagedustrafod ja paispoolid suletud ferromagnetilisest ainest südamikega.

Ideaalse trafo juures, milles magnetväli ei haju ja milles pole soojuslikke kadusid, on mähistes indutseeruvad pinged võrdelised mähiste keerdude arvuga

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{w_1}{w_2} = \ddot{u},$$

milles U_1, U_2 on primaar- ja sekundaarmähise pinge voltides ja w_1, w_2 — vastavad mähiste keerdude arvud ning $\ddot{u}$ — trafo ülekandesuhe.

Kui trafot ei koormata, siis läbib primaarmähist suhteliselt nõrk, pingest 90° võrra faasis nihutatud vool, mis läheb vahelduva magnetvälja tekitamiseks ja mida seepärast nimetatakse magneetimisvooluks. Kui sekundaarmähisele lülitada koormus, siis läbib indutseeritud pinge toimel ka sekundaarmähist vool, mis tekitab samas magnetringis algvooga vastassuunalise teise magnetvoo ja mis seega vähendab algvoo suurust. Üldise magnetvoo vähenemine omakorda kutsub esile primaarvoolu suurenemise, mille tagajärjel alg-magnetvoog uuesti suureneb, säilitades seega üldise magnetvoo taseme. Siit on arusaadav energia bilanss võimsuste ülekandmisel primaarmähisest sekundaarmähisesse.

$$P_1 = P_2 \text{ või } U_1 I_1 = U_2 I_2 \text{ ehk } \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1}.$$

Kuid et

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{w_1}{w_2}, \text{ siis ka } \frac{I_2}{I_1} = \frac{w_1}{w_2},$$

s. o. voolud trafo mähistes on pöördvõrdelised keerdude arvuga.

Optimaalseks töötamiseks võimaldavad trafod vooluallika ja koormuse näivtakistusi (impedantse) omavahel sobitada, kusjuures

$$\frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}},$$

s. o. primaar- ja sekundaarmähise keerdude suhe võrdub ruutjuurega toiteallika ja koormuse impedantside[1] jagatisest.

Tegelikus trafos on sekundaarmähisest saadav võimsus primaarmähisesse juhitud võimsusest väiksem trafos tekkivate võimsuskadude võrra, mis koosnevad kadudest magnetikehas magnetilise hüstereesi ja pöörisvoolude tagajärjel ning mida nimetatakse rauaskadudeks, ja kadudest voolu läbimise tagajärjel primaar- ja sekundaarmähistes, mida nimetatakse vaseskadudeks. Trafo võimsuse ülekannet hinnatakse trafo kasuteguriga, mida väljendatakse

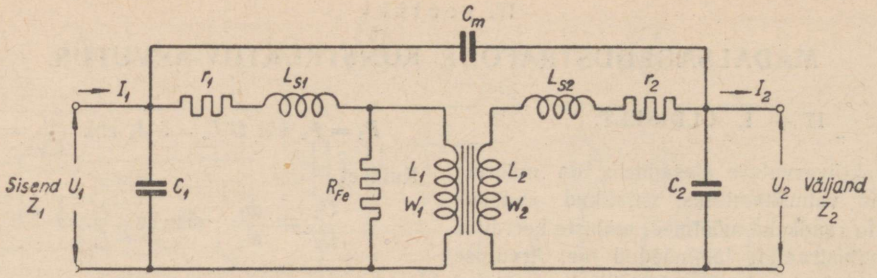
$$\eta_T = \frac{P_s}{P_p} = \frac{P_s}{P_s + P_{Fe} + P_{Cu}},$$

milles P_s ja P_p on vastavalt sekundaar- ja primaarvõimsus, P_{Fe} — rauaskaod ja P_{Cu} — vaseskaod ja mida arvutatakse vattides. Optimaalse kasuteguri annab trafo siis, kui P_{Fe} ja P_{Cu} on võrdsed.

Tegelikus trafos kogu magnetvoog ei haara terviklikult mõlemaid mähiseid, vaid on seotud täielikult ainult ühe või teise mähisega. Osa magnetvoost hajub ümbruskonda puistevoona, põhjustades kummaski mähises puisteinduktiivsuse tekkimise, mis avaldub selliselt, nagu oleks mõlemasse mähisesse lülitatud järjestikku ekvivalentne lisainduktiivsus (joon. 17 — 1). Puisteinduktiivsuse tõttu vähe-

[1] Teatavasti primaar- ja sekundaar-vooluringi impedantsid $Z_1 = \frac{U_1}{I_1}$ ja $Z_2 = \frac{U_2}{I_2}$. Jagades $\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{U_1 I_2}{U_2 I_1}$, milles asendades pingete ja voolude suhted keerdude suhetega saame:

$$\frac{w_1^2}{w_2^2} = \frac{Z_1}{Z_2} \text{ ehk } \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}.$$



Joon. 17 — 1. Trafo ekvivalentskeem, milles L_1 ja L_2 on primaar- ja sekundaarmähiste induktiivsused, L_{s1} ja L_{s2} — vastavad puisteinduktiivsused, r_1 ja r_2 — mähiste aktiivtakistused, R — ekvivalentne rauaskao takistus, C_1 ja C_2 — mähiste sisemahtuvused, C — mähiste-vaheline mahtuvus. Puisteinduktiivsusi ja mahtuvusi arvestatakse ainult kõrgematel sagedustel.

neb rakenduspinge primaarmähises ja ühtlasi sekundaarpinge. Puisteinduktiivsuse tagajärjel sekundaarmähises väheneb sekundaarmähise pinge omakorda veelgi. Kuigi puisteinduktiivsused tehnilistel sagedustel ($f = 50$ Hz) on suhteliselt väga väikesed, tekib ometi nende tagajärjel koormuse all olevas sekundaarmähises mõneprotsendiline pingelang. Kuna puisteinduktiivsuste ebatakistused tõusevad võrdeliselt sagedusega ($X_L = 2\pi fL$), siis kõrgematel helisagedustel tuleb puisteinduktiivsust tõsiselt arvestada. Puistevoo vähendamise üheks lihtsamaks mooduseks on trafo magnetringi pikkuse võimalik lühendamine.

Trafo raudkeha koostatakse legeeritud raudpleki lõikudest, millele antakse kas südamiktüüpi või manteltüüpi kuju (joon. 17 — 2).

Oma ülesande ja ehitusviisi järgi liigitatakse madalsagedustrafosid kolme põhirühma:

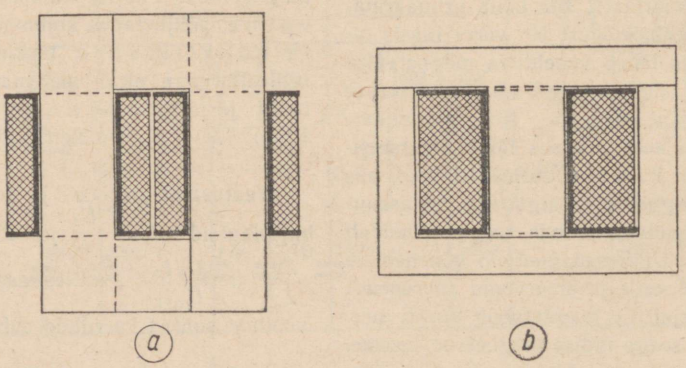
1) toitetrafod, mida kasutatakse raadioseadmete toitmiseks vahelduvvooluvõrgust;

2) sidestus- ehk pingevõimendustrafod, mida kasutatakse pingevõimendusastmete vaheliseks sidestuseks;

3) sobitustrafod, mida kasutatakse madalsagedusvõimendaja sidestamiseks sisendpingeallikaga ja tarbijaga ja mis põhiliselt toimivad madalsagedusliku energia ülekandeseadmetena.

17 — 3. TOITETRAFOD.

Väikesed toitetrafod võimsusega kuni 500 vatti, mida kasutatakse raadiovastuvõtjates, võimendajates ja amatöörsaatjates, töötavad võrdlemisi püsiva koormusega, kusjuures koormus ise on peamiselt takistuslik, välja arvatud anoodtoide, milles silumisfiltri toimel koormus kujuneb osaliselt induktiivseks. Siiski ei lange neis trafodes võimsustegur $\cos\varphi$ alla 0,9 kuni 0,8 eeldusel, et seesuguste trafode arvutusel anoodpinge väärtust ja samuti primaarmähise juhtme läbimõõtu suurendati suurenevate voolude tagajärjel. Kasuteguri suurus sõltub trafo õigest dimensioneerimisest ja raudkeha materjali valikust ning kõigub keskmiselt 85—95% vahel. Muude võrdsete tingimuste juures kasutegur suureneb, kui mähis haarab maksimaalselt südamiku ristlõiget minimaalse juht-



Joon. 17 — 2. Trafode konstruktsioone: *a* — südamiktrafo, *b* — manteltrafo.

me pikkusega, kusjuures magnetring olgu võimalikult lühike. Neis tingimustes annab parima kasuteguri südamiktüüpi trafo, kui temas nii primaar- kui ka sekundaarmähised on ühtlaselt trafo õlgadele jaotatud. 10 000-gausilise magnetvälja tiheduse juures annab südamiktüüpi trafo manteltüüpi trafoga võrreldes võrdse kasuteguri, kui ta südamiku ristlõiget vähendada 20... 25% võrra (vastavalt suurendades mähise keerdude arvu). Lisaks sellele kujuneb südamiktüüpi trafode juures soodsamaks soojuse ärajuhtimine — suurenenud mähise välispinna tagajärjel. Kuid võrreldes manteltüüpi trafodega omavad südamiktüüpi trafod suuremaid puistevälju, mis paneb piiri nende kasutamisel helisagedustel. Trafode südamike materjali valikul või valmistamisel on eriti oluline, et plekilõigud sobiksid hästi kokku, et nende liitmisel pakki ei tekiks isegi minimaalseid nähtavaid õhupilusid, mis põhjustavad puistevooge ja vähendavad trafo headust.

17 — 4. PINGEVÕIMENDUS- EHK LAMPIDEVAHELISED TRAFOD.

Pingevõimendustrafosid kasutatakse madalsagedusvõimendajates helisageduslike pingete võimendamise otstarbel koos võimenduslampidega. Selliste trafode erinevuseks on see, et nad töötavad tavaliselt väga suurtesse väljandimpedantsidesse, mida moodustab järgneva astme lambi võrering, ja seega nad võimsust üle ei kanna, võimendades väljandis vaid pingeid. Seesuguste trafode töötingimused, võrreldes jõutrafodega, muutuvad väga raskepärasteks, kuna nad peavad moonutusvabalt üle kandma kogu helisagedusliku spektri, alates sagedusest 16 Hz kuni sagedusteni 10 000—16 000 Hz. Moonutusvaba ülekande all mõeldakse seda, et kõik trafo sisendisse juhitud erinevate sagedustega vahelduvpingete väärtuste omavahelised suhted säilitataks väljandis ja et trafo ei tekitaks lisaks uusi sagedusi, mis puudusid sisendis. Ühtlasi on soovitav, kuigi mitte alati nõutav, et väljandis säilitataks ka sisendsageduste ajaline suhe, s. o. nende faasid.

Seesuguste ülekannete täitmist kogu helisageduste spektri ulatuses raskendab asjaolu, et trafo ei kujuta endast puhttakistuslikku ülekandelüli, vaid näivtakistust, mis koosneb lisaks mähiste aktiivtakistustele veel induktiiv- ja mahtuvustakistustest ja mille suurused muutuvad vastavalt sagedusele: induktiivtakistus suureneb, mahtuvustakistus väheneb sageduse tõusul.

Nagu varem käsiteldud, ei seo trafo raudsüdamik primaarmagnetvälja terviklikult sekundaarmähisega, samuti kogu sekundaarmähise magnetvälja primaarmähisega, mille tagajärjel tekivad puisteväljad. Primaarse puisteväljа tagajärjel (joonis 17 — 1) langevad nii primaarmähisele rakenduv pinge U_1 pingelangu tõttu primaarvoolu I_1 läbimisel puisteinduktiivsusest L_{s1} kui ka sekundaarmähises indutseeruv pinge U_2. Kui sekundaarmähis on lülitatud koormusele, siis sekundaarvoolu I_2 läbimise tõttu puisteinduktiivsusest L_{s2} tekib sekundaarmähises veel täiendav pingelang. Puisteinduktiivsustest sõltuv pingelang sekundaarmähises on võrdeline sekundaarvooluga (ja seega ka primaarvooluga) ning sagedusega.

Mahtuvustakistuse moodustavad primaarmähise ja sekundaarmähise keerdudevahelised mahtuvused C_1 ja C_2, millega liituvad veel lampide sisend- ja väljandmahtuvus ning montaažimahtuvus ja primaar- ning sekundaarmähise-vaheline mahtuvus C_m.

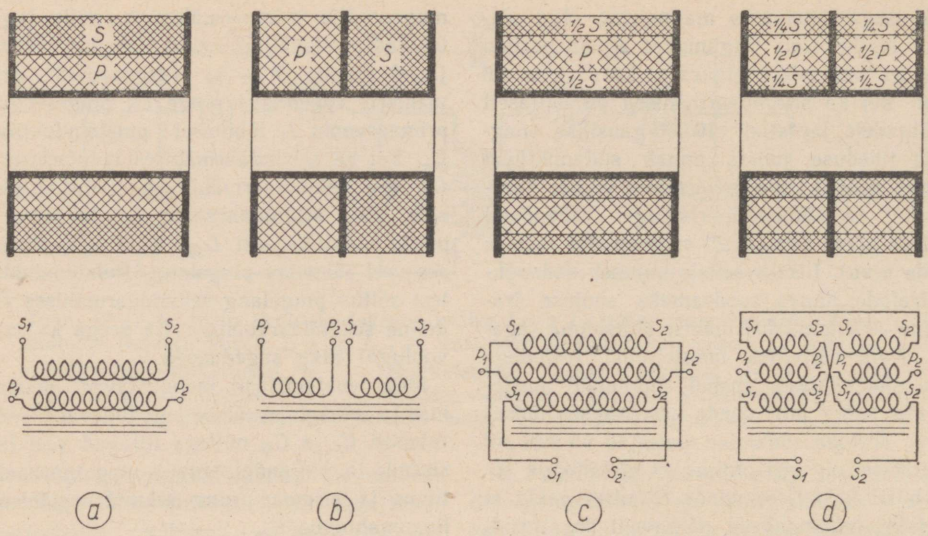
Säärastes komplitseeritud töötingimustes toimimiseks peab trafo vastama järgmistele nõuetele:

1. Primaarmähise induktiivsus (L_1) peab olema suur selleks, et madalamail ülekantavail sagedustel (f_m) ei ületaks lineaarmoonutus (M_m) ülesseatud tingimusi. Konstruktiivselt tähendab suure primaarmähise induktiivsusega trafo suure ristlõikega raudsüdamiku kasutamist, mis peab töötama rauaskadude, ebalineaarmoonutuste ja puisteinduktiivsuste vähendamiseks väikestel väljatihedustel (B_{max} = 2000... 6000 gaussi).

2. Puisteinduktiivsused peavad olema väikesed, et kõrgemate sageduste (f_k) ülekandmisel ei areneks suuremaid kui tingimustes ette nähtud lineaarmoonutusi M_k. Puisteinduktiivsuste ebatakistused tõusevad mähiste keerdude arvu ruuduga, sagedusega ja rauaskadudega.

Puisteinduktiivsuste vähendamiseks kasutatakse südamikus võimalikult väikesekaolisi rauasorte, mis rakendatakse töösse väikeste väljatiheduste tingimustes (eelmine punkt 1) ning võetakse ette rida konstruktiivseid viimistlusi mähiste kujundamisel.

Joonisel 17 — 3 on näidatud neli säärast mähiste paigutuse moodust *a* — kõige tavalisem mähkimisviis, milles kogu primaarmähis asetseb pooli põhjas, sekundaarmähis peal; *b* — primaar- ja sekundaarmähis on kõrvuti, *c* — primaarmähis on jaotatud pooleks ning on paigutatud vaheldumisi primaarmähisega, selline mähkimisviis vähendab puisteinduktiivsusi neljakordselt; *d* — primaarmähis on jaotatud pooleks, sekundaarmähis neljaks ning primaarmähiste pooled on asetatud vaheldumisi sekundaarmähiste veeranditega. Säärase mähkimisviisiga on võimalik viia puisteinduktiivsused väga väikesteks. Kõik mähised on keritud ühesuunaliselt,



Joon. 17 — 3. Madalsagedustrafo mähkimisviise: *a* — primaarmähis all, sekundaarmähis peal, *b* — primaar- ja sekundaarmähis kõrvuti, *c* — primaarmähis on asetatud vaheldumisi sekundaarmähise pooltega, *d* — primaarmähise pooled on asetatud vaheldumisi sekundaarmähise veeranditega.

jaotatud mähiste-osade omavahelisel ühendamisel peab hoolikalt jälgima õiget ühendusviisi, s. o. et mähise ühe osa lõpp (2) ühendataks mähise teise osa algusega (1) jne. Mähiste osade omavaheline ühendus on samuti näidatud joonisel 17 — 3.

Kuna rauaskaod väikeste väljatiheduste puhul kujunevad tavaliselt väga väikesteks, siis saab puistevälju vähendada raudsüdamiku ristlõike suurendamise ja vastavalt keerdude arvu vähendamise teel.

3. Mähiste endamahtuvused C_1, C_2 ja mähistevaheline mahtuvus C_m peavad olema väikesed.

Kuna mähiste endamahtuvused häälestuvad koos mähiste puisteinduktiivsustega resonantssagedusele, mis võib langeda helisageduste spektrisse, siis on oluline, et endamahtuvuste väärtused oleksid võimalikult väikesed, mis puhul säärane resonantssagedus asetseks võimalikult väljaspool helisageduste spektrit. Kui resonantssagedus asub ülekantavate sageduste ribas, siis väljandpinged endamahtuvuste tõttu kuni resonantssageduseni tegelikult isegi tõusevad, omades resonantssagedusel maksimaalset väärtust. Ent sageduse tõustes resonantssagedusest kõrgemale nõrgenevad väljandpinged mahtuvusliku takistuse vähenemise tagajärjel järsult. Mõnikord kasutatakse trafo resonantsi võimendaja üldise lineaarmoonutuse vähendamiseks kõrges sagedusalas või mõne kitsama sagedusriba esiletoomiseks.

Pingevõimendustrafode sekundaarmähis valmistatakse väga väikese läbimõõduga traadist ($d_2 = 0{,}03 \ldots 0{,}05$ mm), millega üheltpoolt vähendatakse keerdudevahelist mahtuvust ja teisalt suurendatakse mähise takistust. Mähise suure takistuse tagajärjel kujuneb puisteinduktiivsusest ja endamahtuvusest tingitud resonantsikõver lamedaks ning ülekanne säilib enam-vähem ühtlasena. Üldiseks tingimuseks on pingevõimendustrafode puhul, et resonantssagedus võrduks vähemalt kahekordse kõrgeima ülekantava sagedusega, või kui see on teostamatu, siis kõrgeima ülekantava sagedusega. Viimasel juhul sellise võnkeringi hindetegur Q_0 tuleb hoida madalana, võimalikult 1 piirides. Sellise võnkeringi

$$Q_0 = \frac{2\pi f_r L_s}{r},$$

milles f_r on resonantssagedus, $L_s = L_{s1} + L'_{s2}$ — koondpuisteinduktiivsus ja r — ekvivalentne võnkeringi järjestiktakistus, mis koosneb sisendtakistuse ja mähiste aktiivtakistuste summast.

Mähistevahelise mahtuvuse vähendamiseks jäetakse primaar- ja sekundaarmähiste ning nende sektsioonide vahele tavaliselt õhkvahed. Tarbekorral võib seesugust mahtuvust hävitada täielikult mähiste vahele metallvarje asetamisega.

17 — 5. SOBITUSTRAFOD.

Sobitustrafodeks nimetatakse põhimõtteliselt kõiki trafosid, mille ülesandeks on sobitada voolu allika endatakistust tarbija ehk koormuse takistusega selleks, et üle kanda energiat võimalikult suure kasuteguriga ja väikeste moonutustega.

Elektrotehnikast tuntud reegli kohaselt on energia ülekanne vooluallikalt tarbijale maksimaalne siis, kui mõlemate endatakistused on võrdsed. Ent raadioseadmetes juhtub väga harva, et see tingimus oleks täidetud. Sellepärast leiavad sobitustrafod raadioseadmete m.-s.-osas maksimaalset kasutamist peamiselt järgmistel juhtudel:

1) madalsagedusvõimendaja lõppastme sidestamisel valjuhääldajaga;

2) võrevoolude režiimis töötava lõppastme (B-klassi ja AB_2-klassi võimendaja) sidestamisel eelneva tüür- ehk ergutusastmega;

3) modulaatori sidestamisel moduleeritava kõrgsagedusvõimenduse astmega saatjas;

4) mikrofonide ja grammofoni ning magnetofoni sidestamisel eelvõimendajatega;

5) võimendajate sidestamisel liinidega ning viimaste sidestamisel valjuhääldajatega, võimsuse ülekande puhul liinide kaudu.

Sobitustrafod peavad vastama järgmistele nõuetele:

1) primaarmähise induktiivsus peab olema suur;

2) puisteinduktiivsused peavad olema väikesed;

3) mähiste endamahtuvused peavad olema väikesed;

4) mähiste aktiivtakistused peavad olema väikesed;

5) vooluallika ja koormuse takistused peavad olema sobitatud.

Loetletud nõudeist vaadeldi kolme esimest pingevõimendustrafode käsitlemisel üksikasjalisemalt. Seepärast vajavad täiendavat käsitlemist ainult kaks viimast nõuet.

Mähiste takistuste vähendamise vajadus on sobitustrafode juures väga oluline. Takistuse vähendamisega tõuseb trafo kasutegur, sest vähenevad vaseskaod, mida peab katma vooluallikas ja mille võrra väheneb saadav väljandvõimsus. Peale selle võimsuskaod juhtmetakistuses võivad esile kutsuda tõsiseid ebalineaarmoonutusi ülekandes, kui vooluallika võimsus on piiratud (näiteks, B-klassi võimendaja ergutustrafo). Sõltuvalt ülekantavast võimsusest ja otstarbest valitakse sobitustrafode kasutegurid $\eta_T = 0{,}7 \ldots 0{,}95$.

Vooluallika ja koormuse takistuste sobitamisel on kehtiv üldvõrrand

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{\eta_T R_1}{R_2}},$$

milles w_1 ja w_2 — primaar- ja sekundaarmähiste keerdude arvud, R_1 — vooluallika sobitustakistus ja R_2 — koormuse takistus.

17 — 6. VÄIKESE VÕIMSUSEGA TOITETRAFO ARVUTUS.

Raadioseadmete toiteks kasutatavate väikese võimsusega trafode lihtsustatud arvutuskäik on järgmine:

1. Määratakse kindlaks trafo sekundaar- (P_s) ja primaarvõimsus (P_p), milleks leitakse:

sekundaarvõimsuste summa pingete ja voolude efektiivväärtuste korrutistena

$$P_s = U_1 I_1 + U_2 I_2 + \ldots \text{ [W]},$$

primaarvõimsus (arvestades esialgu $\eta_T = 90\%$)

$$P_p = \frac{100\ P_2}{90} \text{ [W] ning}$$

primaarvool (arvestades esialgu võimsustegur $\cos \varphi = 0{,}9$)

$$I_p = \frac{P_p}{0{,}9\ U_p} \text{ [A]}.$$

2) Määratakse südamiku ristlõige Q_{Fe} ruutsentimeetreis. See leitakse valemiga

$$Q_{Fe} = (1 \ldots 1{,}2)\sqrt{P_p} \text{ [cm}^2\text{]}$$

Suurema südamiku ristlõikega trafo omab paremat kasutegurit. Arvutuse lihtsustamiseks võib kasutada graafikut jooniselt 17 — 4.

Südamiktüüpi trafodes võib südamiku ristlõiget Q_{Fe} eelmises toodud andmetest vähendada $20 \ldots 25\%$ võrra. Üldiselt aga kujuneb südamiku tegelik ristlõige Q'_{Fe} eespool leitud pinnast keskmiselt 10% suuremaks pleki isolatsiooni ja plekilõikude servade ebatasasuse tõttu. Seega

$$Q'_{Fe} = \frac{Q_{Fe}}{k_{Fe}} = \frac{Q_{Fe}}{0{,}9} \text{ [cm}^2\text{]}.$$

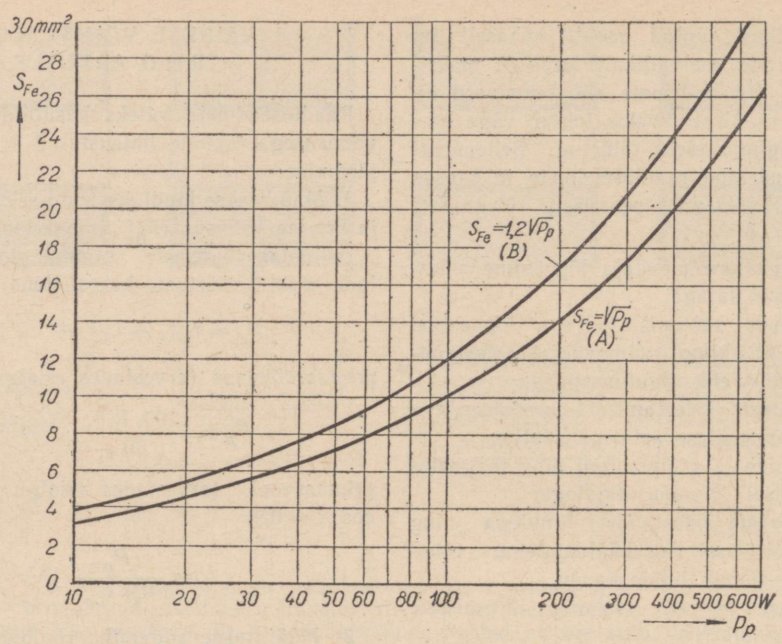
3. Arvutatakse mähiste keerdude arvud. Mähiste keerdude arvud tuletatakse indutseeritud pingete põhivalemist

$$U = 4{,}44\ BQ_{Fe} f w \cdot 10^{-8} \text{ [V]},$$

milles U — indutseeritud pinge voltides, B — väljatihedus gaussides, Q_{Fe} — raudsüdamiku ristlõige cm², f — sagedus hertsides ja w — mähise keerdude arv. Otstarbekam on anda sellele valemile arvutusteks praktilisem kuju keerdude arvu suhtena pinge ühe voldi kohta, mis antud trafo konstruktsioonis on konstantne suurus kõigi trafo mähiste kohta:

$$\frac{w}{U} = \frac{10^8}{4{,}44\ BQ_{Fe} f} \text{ [k/V]}$$

ja kui võtta tavaliselt kasutatavaks väljatiheduse keskmiseks väärtuseks $B = 10\,000$ gaussi



Joon. 17 — 4. Trafo südamiku ristlõike sõltuvus primaarvõimsusest ($f = 50$ Hz, $B = 10$ kG).

ning võrguvoolu sagedusena $f = 50$ hertsi, lihtsustub valem veelgi

$$\frac{w}{U} = \frac{45}{Q_{Fe}} \text{ [k/V]}.$$

Arvutuste lihtsustamiseks on k/V suhe sõltuvalt südamiku ristlõikest Q_{Fe} toodud graafiliselt joonisel 17 — 5. Saadud k/V suhte alusel arvutatakse kõigi mähiste keerdude esialgsed arvud. Hiljem tuleb saadud keerdude arvusid suurendada, kuna indutseeritavad pinged trafos on kadude võrra väiksemad, mis selgub pärast seda, kui kaod on kindlaks määratud.

4. Määratakse mähiste juhtmete läbimõõt ja mähiste ristlõige ehk pindala. Mähiste juhtmete ristlõige arvutatakse trafodele võimsusega kuni 50 vatti — voolutihedusega $J = 2$ A/mm² ja võimsusega üle 50 vati — $J = 1{,}5$ A/mm². Arvutuste lihtsustamiseks on juhtmete koormused toodud mähistraatide tabelis (lisa nr. 4) voolutihedustele vastavalt 1,5 ja 2,0 A/mm². Samas tabelis on toodud andmed keerdude arvu kohta 1 cm² pindalasse mahutamiseks sõltuvalt traadi jämedusest. Tabelis toodud traadi mahutusandmed on keskmised ja on mõeldud keerd keeru kõrvale tihedalt masinaga mähituna. Kui mähkimist teostatakse käsitsi või kui keerdude kihtide vahele asetatakse isolatsioonpaberi kiht, väheneb keerdude arv cm² kohta. Leitud mähiste ristlõikele tuleb juurde arvata isolatsioonkihtide ristlõige mähiste endi ja raudsüdamiku vahel. Nii juhtme kui ka isolatsioonkihtide üldine ristlõige, mida nimetatakse mähise ristlõikeks, peab vastama võimalikult täpselt raudkeha akna suurusele.

5. Rauaskadude arvutamine. Rauaskadusid saab arvutada täpselt, kui on teada trafopleki kaoarv vattides raua kaalu kg kohta, mis tunduvalt tõuseb väljatiheduse B ja sageduse f suurenedes. Võttes aluseks käesolevas arvutuskäigus $B = 10\,000$ G, kujunevad tavaliste trafoplekisortide Э-3 ja Э-4 rauaskaod 1,45 ... 4,0 W/kg, mis on toodud graafiliselt joonisel 4 — 1. Arvestades ruumala järgi raua tegeliku kaalu (siliitsiumiga legeeritud teraspleki erikaal $\gamma =$ $= 7{,}5 \ldots 7{,}8$) ja korrutades kaoarvuga, saadakse üldine rauaskao suurus P_{Fe}:

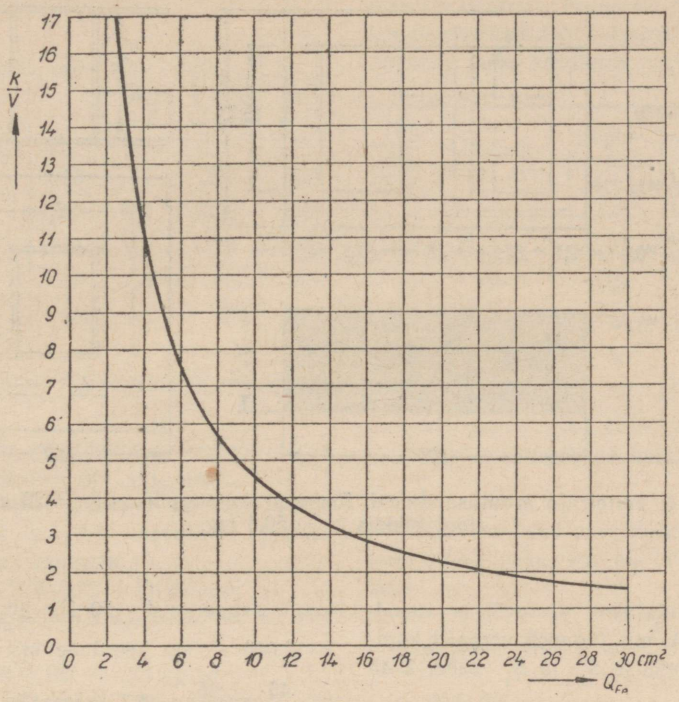
$$P_{Fe} = k\,G \text{ [W]},$$

milles k — kaoarv W/kg ja G — raua kaal kg.

6. Vaseskao arvutamine. Leitakse mähiste keskmine keeru pikkus meetrites ja korrutades seda iga mähise keerdude arvuga, leitakse iga mähise traadi pikkus meetrites.

Traatide tabeli järgi määratakse iga mähise takistus oomides, mille alusel leitakse iga mähise vaseskadu P_{Cu}. Korrutades juhtme takistuse täiskoormuse voolu ruuduga $P_{Cu} = I^2 r$ [W] ning liites kõikide mähiste vaseskaod saadakse üldine vaseskadu.

7. Trafo ligikaudse kasuteguri määramine (protsentides):



Joon. 17 — 5. Trafo keerdude — voltide suhe $\frac{k}{V}$ sõltuvalt südamiku ristlõikest.

$$\eta_T = \frac{100\ P_s}{P_s + P_{Cu} + P_{Fe}} \quad [\%].$$

Kui P_{Cu} ja P_{Fe} erinesid tunduvalt, siis tõenäoliselt η_T kujunes alla 85...90%. η_T suurendamiseks tuleb P_{Cu} või P_{Fe} vastavalt vähendada, kas suurendades mähise traadi läbimõõtu või suurendades südamiku ristlõiget.

8. Mähiste keerdude arvude korrigeerimine. Teades sekundaarmähiste takistust ja täiskoormuse voolu arvutatakse pingelangud iga mähise kohta ning vastavalt pingelangudele liidetakse juurde lisakeerud pingelangude kompenseerimiseks.

Kui on ette näha täiendavad pingelangud trafo ühendusjuhtmetes, siis arvutatakse vastavalt juurde täiendavad lisakeerud.

9. Trafo headuse lõplik kindlaksmääramine seisab uues vaseskadude ja vastavalt η_T lõplikus kontrollarvutamises, mida sooritatakse analoogiliselt punktidele 6 ja 7, ning magneetimisvoolu I_μ leidmises, mis oleneb magnetringi keskmisest pikkusest l_{Fe} raudkehas ja amperkeerdude arvust magnetringi pikkuse 1 cm kohta (Ak/cm leitakse magneetimiskõverast) ning primaarkeerdude arvust:

$$I_\mu = \frac{l_{Fe}\ (\mathrm{Ak}_p / l_{Fe})}{\sqrt{2}\, w_p} \quad [\mathrm{A}].$$

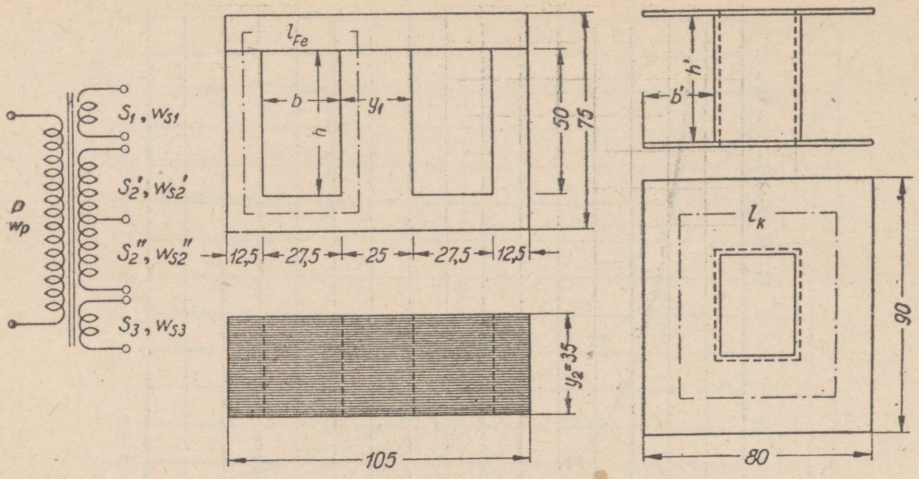
Magneetimisvool I_μ tuleb lugeda parajaks, kui ta võrdub 10...15%-ga primaarvoolust täiskoormuse all. Kui magneetimisvool ulatub 20%, tuleb sooritada uus trafo arvutus uue dimensioneerimisega.

17 — 7. TOITETRAFO ARVUTUSE NÄIDE.

Arvutada toitetrafo vastuvõtjale, mille lülitus: k.-s.-aste lambiga 6K7, muundaja — 6A7, vahesagedusaste — 6K7, detektor — 6Г7, lõppaste — 6Ф6C ja indikaatoriks — 6E5C; anoodvool filtreeritakse valjuhääldaja ergutusmähisega, mille takistus $R_{VH} = 800\ \Omega$ ja normaalne toitevõimsus 6,5 W; alaldajas kasutatakse lampi 5Ц4C; võrgupinge $U_p = 220$ V, $f = 50$ Hz. Kasutada olevate plekilõikude andmed on toodud joonisel 17 — 6.

1) Sekundaar- ja primaarvõimsuse määramine. Sekundaarvõimsused[1] kanname tabelisse ja

[1] Sekundaarvõimsused arvutatakse lampide andmete järgi; summaarne küttevool kujuneb 3 amprit koos skaala valgustusega, anoodpingeks on tarvis 250 V vooluga 90 mA, millele tuleb juurde arvata pingelang valjuhääldaja ergutusmähises $U_{VH} = IR_{VH} = 0{,}09 \cdot 800 = 72$ V, seega üldine anoodpinge kujuneb $250 + 72 \approx 320$ V, milleks vahelduvvoolu pinge peab olema umbes 300 V.



Joon. 17 — 6. Toitetrafo arvutusandmeid. Keeru keskmine pikkus l = 23 cm, magnetringi pikkus l = 50,5 cm.

summeerime. Arvutatavas vastuvõtjas anoodvool kujuneb 90 mA, mis jaguneb võrdselt kummagi anoodtoite mähise S_2' ja S_2'' vahel à 45 mA.

Mähise nimetus	U volti	I amprit	Võimsus P_s vatti
Anoodtoide S_2'	300	0,045	13,5
Anoodtoide S_2''	300	0,045	13,5
Lampide küte	6,3	3	19,0
Suunaja küte	5	2	10,0
		kokku P_s = 56,0 vatti.	

Primaarvõimsus $P_p = \frac{56}{0,9} = 62,25$ vatti.

Primaarvool $I_p = \frac{P_p}{0,9\ U_p} = \frac{62,25}{0,9 \cdot 220} = 0,315$ amprit.

2) Raudsüdamiku ristlõike määramine. Trafos kasutatakse keskmiselt legeeritud raudplekki, ehitusviisilt manteltüüpi. Valime valemi $Q_{Fe} = \sqrt{Pp} = \sqrt{62,25} = 7,9$ cm². Kui arvestada raua täitetegurit (0,9), siis tegelik ristlõige $Q_{Fe} = \frac{7,9}{0,9} = 8,75$ cm². Kasutada olevate plekilõikude südamiku laius $y' = 2,5$ cm, seega plekipaki paksus y_2 kujuneb $\frac{8,75}{2,5} = 3,5$ cm ja 0,35 mm, plekke on vaja $\frac{3,5}{0,35} \approx 100$ komplekti.

3) Mähiste keerdude arvu määramine. Võrguvoolu sageduse f = 50 Hz juures, valides B = = 10 000 G, on keerdude arv voldile $\frac{k}{U} = \frac{45}{Q_{Fe}} = \frac{45}{7,9} = 5,7$ (sama ka graafikust joon. 17 — 5). Kanname arvutatavad keerdude arvud tabelisse.

Mähise nimetus	Pinged U volti	Keerde w	Vool I amprit	Traadi läbimõõt d mm
Primaar P	220	1255	0,315	0,6
Anoodtoide S_2'	300	1710	0,045	0,2
Anoodtoide S_2''	300	1710	0,045	0,2
Lampide küte S_3	6,3	36	3	1,6
Suunaja küte S_1	5,0	28,5	2	1,3

4) Mähiste juhtme läbimõõdu ja mähiste ristlõike pindala määramine. Kuna trafo võimsus on üle 50 vati, siis juhtmed tuleb arvutada voolutihedusega 1,5 A/mm². Tabelist lisa 18 leiame vastavalt voolule juhtmete läbimõõdud, mis kanname täiendavalt eelmisesse tabelisse.

Mähiste materjaliks valime ruumi kokkuhoiu mõttes emailtraadi ja arvutame tabeli (lisa 4) järgi mähistele vajalikud pindalad, mille ülesmärkimiseks koostame uue tabeli.

Plekilõikude järgi kasutada olev akna pind võrdub 2,75 cm × 5 cm = 13,75 cm², seega poolialuse ja isolatsioonkihtide jaoks jääb paras jagu ruumi üle, s. o. 13,75 cm² — 9,38 cm² = 4,37 cm², mis moodustab ligi 32% aknapinnast.

Mähise nimetus	w	Traadi d mm	Keerde 1 cm² kohta	Tegelik ruum cm²
P	1255	0,6	217	5,78
S'_2	1710	0,2	1720	1,00
S''_2	1710	0,2	1720	1,00
S_3	36	1,6	35	1,03
S_1	28,5	1,3	50,5	0,57

Üldine mähise ristlõikepind = 9,38 cm².

5) Rauaskadude arvutamine. Kasutada oleva rauamaterjali rauaskao arv (k) (joon. 4 — 1) on $B = 10\,000$ gaussi juures 2 vatti/kg, sama materjali erikaal $\gamma = 7{,}6$. Arvutame joonise 17 — 6 järgi raua ruumala:

$A_{Fe} = 10{,}5 \cdot 7{,}5 - 2 \cdot 5 \cdot 2{,}75 = 51{,}25$ cm²;

$V_{Fe} = 0{,}9 \; A_{Fe} y_2 = 0{,}9 \cdot 51{,}25 \cdot 3{,}5 = 162$ cm³ ehk 0,162 dm³;

$G_{Fe} = \gamma V_{Fe} = 7{,}6 \cdot 0{,}162 = 1{,}23$ kg ja

rauaskadu $P_{Fe} = kG_{Fe} = 2 \cdot 1{,}23 = 2{,}46$ vatti.

6) Vaseskao arvutamine. Kanname tabelisse arvutusandmed, mis tuletame tabeli (lisa 4) järgi. Esiteks leiame mähise keeru keskmise pikkuse $l_k = 2\,(2{,}5 + 2{,}75 + 3{,}5 + 2{,}75) = 23$ cm ehk 0,23 m.

7) Trafo ligikaudse kasuteguri määramine:

$$\eta_T = \frac{100\,P_S}{P_S + P_{Cu} + P_{Fe}} = \frac{100 \cdot 56}{56 + 3{,}68 + 2{,}46} = 90\%,$$

seega võrdne oletatule (90%), mida tuleb pidada heaks.

8) Mähiste keerdude arvu korrigeerimine. Mähiste takistuste ja koormusvoolude järgi arvutame pingelangud ja kanname eelmise tabeli viimasesse lahtrisse. Arvutame juurde pingelangude kompenseerimiseks lisakeerud, mille järgi lõplike andmete jaoks koostame uue tabeli.

Mähise nimetus	Lisakeerdude arv	Lõplik keerdude arv	Takistus Ω	Vaseskadu I^2R vattides
P	—	1255	18,0	1,78
S'_2	56	1766	227,0	0,46
S''_2	56	1766	227,0	0,46
S_3	1,25	38	0,080	0,72
S_1	0,97	30	0,097	0,39

Vaseskaod kokku $P_{Fe} = 3{,}81$ vatti.

Kuna vaseskaod suurenesid pärast korrigeerimist ainult vähe, siis η_T jäi praktiliselt endiseks.

$$\text{Magneetimisvool } I_\mu = \frac{l_{Fe}\,(\text{AK}/l_{Fe})}{1{,}41\,w_p} = \frac{20{,}5 \cdot 3{,}6}{1.41 \cdot 1255} = 0{,}0417 \text{ A},$$

moodustab 13% primaarkoormusvoolust, mis asub lubatavais piirides. (Amperkeerdude arvu magnettee ühe cm kohta leiame legeeritud plekile magneetimiskõverate graafikust joon. 17 — 7).

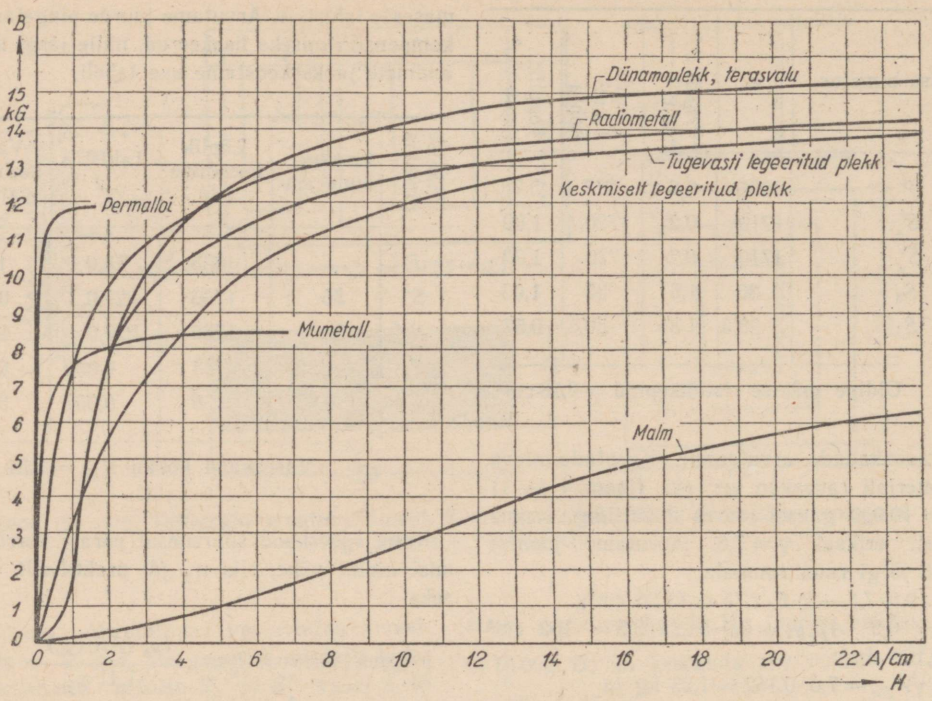
17 — 8. SOBITUSTRAFO ARVUTUS.

Sobitustrafode elektriline arvutus toimub samadel alustel kui võimsusvõimendajates kasutatavate väljamistrafode puhul.

Arvutamisel on antud vooluallika ja koormuse takistused R_1 ja R_2 ning ülekantava sagedusala piirsagedused f_m ja f_k, samuti on esitatud tingimused lineaarmoonutuste M_m ja M_k suhtes ning tarbe korral ka kasutegur η_T.

Mähise nimetus	Keerdude arv w	Traadi läbimõõt d mm	Traadi pikkus m	Takistus 100 m kohta Ω	Tegelik takistus Ω	Vool I A	Vaseskadu I^2R vattides	Pingelang IR mähises V
P	1255	0,6	289	6,21	18,0	0,315	1,78	—
S'_2	1710	0,2	394	55,9	220,0	0,045	0,45	9,9
S''_2	1710	0,2	394	55,9	220,0	0,045	0,45	9,9
S_3	36	1,6	8,3	0,874	0,0725	3	0,65	0,22
S_1	28,5	1,3	6,6	1,32	0,087	2	0,35	0,17

Kokku vaseskaod $P_{Cu} = 3{,}68$ vatti.



Joon. 17 — 7. Poolide (paispoolide, trafode) südamikeks kasutatavate rauasortide magneetimiskõveraid. Tavalisemaks materjaliks on legeeritud plekk. Eriti suurt maksimaalset permeaablust omavad suure niklisisaldusega sulamid — permalloi jt. (μ kuni 100 000). Võrdluseks on graafikul toodud malmi magneetimiskõver.

Arvutamiskäigus määratakse:

1. Primaarmähise tegevtakistus

$$r_1 = \frac{R_1}{2}\,(1 - \eta_T).$$

2. Ülekandesuhe

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{\eta_T R_1}{R_2}}.$$

3. Ekvivalentne skeemi takistus

$$R = \frac{R_1' R_2'}{R_1' + R_2'},$$

milles $R_1' = R_1 + r_1$ ja $R_2' = \ddot{u}^2 R_2 + r_1$, sest et $r_1 = r_2'$.

4. Minimaalne primaarmähise induktiivsus

$$L_1 = \frac{R}{\omega_m \sqrt{M_m^2 - 1}}.$$

5. Maksimaalne puisteinduktiivsus

$$L_s = \frac{R_1' + R_2'}{\omega_k} \sqrt{M_k^2 - 1}.$$

6. Trafo ülekandetegur kesksagedusel

$$K_0 = \frac{\eta_T}{2\,\ddot{u}}.$$

17 — 9. SOBITUSTRAFO ARVUTUSNÄIDE.

Arvutada elektrilised põhisuurused sisendtrafole, mis sidestab 200 Ω lainetakistusega kaabelliini võimendaja esimese lambiga. Trafo on šunditud sekundaarpoolelt takistiga, mille $R_2 = 50$ kΩ. Ülekantavas sagedusalas $f_m = 50$ Hz kuni $f_k = 9$ kHz lubatavad lineaarmoonutused $M_m = M_k \leqslant 1{,}12$.

1. Eeldades trafo kasuteguriks $\eta_T = 0{,}8$ määrame primaarmähise aktiivtakistuse

$$r_1 = \frac{R_1}{2}\,(1 - \eta_T) = \frac{200}{2}\,(1 - 0{,}8) = 20\ \Omega.$$

2. Arvutame ülekandesuhte $\ddot{u}$ tingimusi, et trafo moodustab liinile lainetakistusega võrdse koormuse, s. o. $R_1 = 200\ \Omega$,

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{\eta_T R_1}{R_2}} = \sqrt{\frac{0{,}8 \cdot 200}{50 \cdot 10^3}} = 0{,}0565.$$

3. Leiame ekvivalentse skeemitakistuse R, millele eelnevalt arvutame

$R_1' = R_1 + r_1 = 200 + 20 = 220\ \Omega$ ja

$R_2' = \ddot{u}^2 R_2 + r_1 = 0{,}0565^2 \cdot 50 \cdot 10^3 + 20 = 180\ \Omega$

ning

$$R = \frac{R_1' R_2'}{R_1' + R_2'} = \frac{220 \cdot 180}{220 + 180} = 99\ \Omega.$$

4. Primaarmähise induktiivsus

$$L_1 = \frac{R}{\omega_m \sqrt{M_m^2 - 1}} = \frac{99}{6{,}28 \cdot 50 \sqrt{1{,}12^2 - 1}} = 0{,}625 \text{ H}.$$

5. Lubatav maksimaalne puisteinduktiivsus

$$L_s = \frac{R_1' + R_2'}{\omega_k} \sqrt{M_k^2 - 1} = \frac{220 + 180}{6{,}28 \cdot 9 \cdot 10^3} \sqrt{1{,}12^2 - 1} = 0{,}0036 \text{ H}.$$

6. Trafo ülekandetegur

$$K_0 = \frac{\eta_T}{2\,\ddot{u}} = \frac{0{,}8}{2 \cdot 0{,}0565} = 7{,}1.$$

17 — 10. EELMAGNEETIMATA TRAFO KONSTRUKTIIVARVUTUSE NÄIDE.

Konstrueerida sisendtrafo, mille elektriline arvutus sooritati eespool (17 — 9) ja mille elektrilised põhisuurused olid:

$L_1 = 0{,}625$ H, $r_1 = 20\ \Omega$, $\ddot{u} = 0{,}0565$, $f_m = 50$ Hz, $f_k = 9$ kHz;

trafo sisendpinge amplituud $U_1 = 1$ V.

1. Raudkeha tüübi ja mõõdete valikuks leitakse algul trafo ajakonstant

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{0{,}625}{20} = 0{,}0312,$$

mille järgi tabelist 17 — 1 valime raudkeha tüüp Ш-19×20, mille

$\tau_T = 0{,}032$ sec, $Q'_{Fe} = 3{,}8$ cm², $l_{Fe} = 13$ cm, $l_{Cu} = 12$ cm.

2. Eeldades, et raudkeha koostatakse elektrotehnilise kvaliteetterase plekist mark Э-4АА, mille algpermeaablus $\mu_0 = 400$, arvutame trafo primaarkeerdude arvu:

$$w_1 = 10^4 \sqrt{\frac{L_1 l_{Fe}}{0{,}4\pi\mu_0 Q'_{Fe} k'_{Fe}}} = 10^4 \sqrt{\frac{0{,}625 \cdot 13}{1{,}256 \cdot 400 \cdot 3{,}8 \cdot 0{,}88}} = 695,$$

Tabel 17 — 1.

Manteltüüpi trafosüdamike andmeid.

Südamiku tüüp	Raudkeha andmed						Akna andmed				$Q'_{Fe}Q_{Cu}$ [cm⁴]	τ_T
	y_1[mm]	y_2[mm]	y_3[mm]	Q'_{Fe} [cm²]	l_{Fe} [cm³]	V_{Fe} [cm³]	b[mm]	h[mm]	Q_{Cu} [cm²]	l_{Cu} [cm]		
Ш-10×10	10	10	5	1	5,6	5,3	5	15	0,75	5,5	0,75	$3{,}0 \cdot 10^{-3}$
Ш-10×20	10	20	5	2	5,6	10,6	5	15	0,75	7,5	1,5	$4{,}5 \cdot 10^{-3}$
Ш-12×12	12	12	6	1,44	6,7	9,6	6	18	1,1	6,5	1,58	$4{,}5 \cdot 10^{-3}$
Ш-12×24	12	24	6	2,88	6,7	19	6	18	1,1	8,9	3,2	$6{,}5 \cdot 10^{-3}$
Ш-14×14	14	14	7	1,96	7,8	15,5	7	21	1,45	7,6	2,8	$6{,}0 \cdot 10^{-3}$
Ш-14×28	14	28	7	3,9	7,8	30	7	21	1,45	10,4	5,6	$9{,}0 \cdot 10^{-3}$
Ш-16×16	16	16	8	2,56	8,9	20	8	24	1,9	8,7	4,9	$8{,}0 \cdot 10^{-3}$
Ш-16×24	16	24	8	3,84	8,9	32	8	24	1,9	10,2	7,3	$10{,}0 \cdot 10^{-3}$
Ш-16×32	16	32	8	5,1	8,9	40	8	24	1,9	12,0	9,8	$12{,}0 \cdot 10^{-3}$
Ш-18×18	18	18	9	3,24	10,0	31	9	27	2,43	9,8	7,9	
Ш-18×27	18	27	9	4,86	10,0	45,5	9	27	2,43	11,6	11,8	
Ш-18×36	18	36	9	6,48	10,0	62,0	9	27	2,43	13,4	15,7	
Ш-19×20	19	20	11	3,8	13,0	50	17	46	7,8	12,0	30	$32{,}0 \cdot 10^{-3}$
Ш-20×20	20	20	10	4,0	11,2	45	10	30	3,0	11,0	12,0	$15{,}0 \cdot 10^{-3}$
Ш-20×30	20	30	10	6,0	11,2	65	10	30	3,0	12,9	18,0	$19{,}0 \cdot 10^{-3}$
Ш-20×40	20	40	10	8,0	11,2	90	10	30	3,0	15,0	24,0	$22{,}0 \cdot 10^{-3}$
Ш-20×20	20	20	13	4,0	16,0	64	18	56	10,0	14,0	40,0	$40{,}0 \cdot 10^{-3}$
Ш-22×22	22	22	14	4,84	12,4	80	14	39	5,46	13,0	26,4	
Ш-22×44	22	44	14	9,7	12,4	160	14	39	5,46	17,4	53	
Ш-25×25	25	25	15	6,25	20	125	25	60	15	17	94	$70 \cdot 10^{-3}$
Ш-25×35	25	35	15	8,75	20	192	25	60	15	20	131	$85 \cdot 10^{-3}$
Ш-25×50	25	50	15	12,5	20	274	25	60	15	22,8	200	$105 \cdot 10^{-3}$
Ш-30×30	30	30	15	9,0	17	152	15	45	6,75	17,0	61,0	$40 \cdot 10^{-3}$
Ш-30×45	30	45	15	13,5	17	215	15	45	6,75	19,4	91,0	$50 \cdot 10^{-3}$
Ш-30×60	30	60	15	18,0	17	304	15	45	6,75	23,0	122	$60 \cdot 10^{-3}$
Ш-35×35	35	35	22	12,25	20	315	22	62	13,5	20,4	165	
Ш-35×52	35	52	22	18,2	20	475	22	62	13,5	23,8	246	
Ш-35×70	35	70	22	24,5	20	630	22	62	13,5	27,4	330	
Ш-40×40	40	40	20	16	23	370	20	60	12,0	23	198	$80 \cdot 10^{-3}$
Ш-40×60	40	60	20	24	23	512	20	60	12,0	26	288	$100 \cdot 10^{-3}$
Ш-40×80	40	80	20	32	23	740	20	60	12,0	31	384	$120 \cdot 10^{-3}$

milles $k_{Fe} = 0{,}88$ on raudsüdamiku täitetegur ning $Q_{Fe} = k'_{Fe} Q'_{Fe} = 0{,}88 \cdot 3{,}8 = 3{,}34$ cm².

3. Kontrollime südamiku ristlõike kõlblikkust maksimaalse magnetvälja tiheduse seisukohalt:

$$B_m = \frac{U_1 10^8}{\omega_m w_1 Q_{Fe}} = \frac{1 \cdot 10^8}{6{,}28 \cdot 50 \cdot 695 \cdot 3{,}34} = 137 \text{ G},$$

on suhteliselt väga väike ja seega kõigiti rahuldab.

4. Sekundaarmähise keerdude arv

$$w_2 = \frac{w_1}{\ddot{u}} = \frac{695}{0{,}0565} = 12\,300.$$

5. Määrame primaarmähise traadi läbimõõdu r_1 järgi

$$d_1 = 15 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{l_{Cu} w_1}{r_1}} =$$

$$= 15 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{12 \cdot 695}{20}} = 0{,}306,$$

millele tabelist (lisa 4) vastab lähim standardne mähistraat ПЭЛ $d_1 = 0{,}31$ mm ja $d'_1 = 0{,}34$ mm.

6. Määrame sekundaarmähise traadi läbimõõdu

$d_2 = \sqrt{\ddot{u}} d_1 = \sqrt{0{,}0565} \cdot 0{,}31 = 0{,}074$, millele vastab lähim standardne mähistraat ПЭЛ $d_2 = 0{,}08$ mm ja $d'_2 = 0{,}09$ mm.

7. Kontrollime mähiste paigutamise võimalust aknasse.

Primaarmähis. Keerdusid kihis =

$$= \frac{43}{0{,}34} = 126;$$

kihtide arv $= \frac{695}{126} = 6;$

kogu primaarmähise paksus koos paberisolatsiooni vahekihtidega, mille paksus = 0,05 mm,

$$A_1 = 6(0{,}34 + 0{,}05) \approx 2{,}5 \text{ mm}.$$

Sekundaarmähis. Keerdude arv kihis =

$$= \frac{43}{0{,}09} = 475;$$

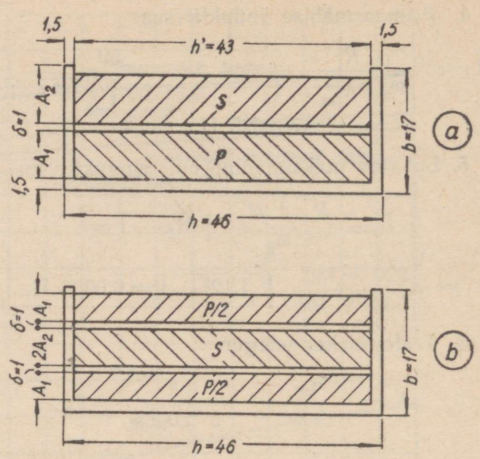
kihtide arv $= \frac{12\,300}{475} = 26;$

kogu sekundaarmähise paksus koos paberisolatsiooni vahekihtidega, mille paksus = 0,05 mm,

$$A_2 = 26\,(0{,}09 + 0{,}05) \approx 4 \text{ mm}.$$

Kogu mähiste paksus koos mähiste vahekihiga $\delta = 1$ mm:

$$2{,}5 + 1 + 4 = 7{,}5 \text{ mm},$$



Joon. 17 — 8. Sisendtrafo konstruktiivarvutuse selgituseks. *a* — sektsioneerimata, *b* — sektsioneeritud konstruktsioon.

seega mähised mahuvad aknasse suure varuga (joon. 17 — 8).

8. Kontrollitakse, kas trafo puisteinduktiivsus on lubatavais piirides ($L_s \leqslant 0{,}0036$ H)

$$L_s = \frac{0{,}4\pi l_{Cu} w_1^2}{hm\,10^8} \left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \right) =$$

$$= \frac{1{,}256 \cdot 12 \cdot (695)^2}{4{,}2 \cdot 1 \cdot 10^8} \left(0{,}1 + \frac{0{,}25 + 0{,}4}{3} \right) \approx$$

$$\approx 0{,}006 \text{ H}.$$

Kuna konstruktiivarvutusel kujunes L_s 1,5 korda suuremaks $\left(\frac{0{,}006}{0{,}0036} \approx 1{,}5 \right)$ elektrilisel arvutusel saadud maksimumväärtusest, siis tuleb mähkimine teostada sektsioneeritult. Pealegi võimaldab seda vabaks jäänud akna pindala.

Paigutades sektsioneeritult mähised nii, nagu nähtub jooniselt 17 — 8*b*, leiame trafo L_s uuesti

$$L_s = \frac{0{,}4\pi l_{Cu} w_1^2}{hm\,10^8} \left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \right) =$$

$$= \frac{1{,}256 \cdot 12 \cdot 695^2}{4{,}2 \cdot 2 \cdot 10^8} \left(0{,}1 + \frac{0{,}125 + 0{,}2}{3} \right) =$$

$$= 0{,}0018 \text{ H},$$

mis rahuldab täielikult ($0{,}0018 < 0{,}0036$).

Arvutustes kasutatakse järgmisi tähiseid ja nende mõõteühikuid:

h — mähiste pikkus cm,

m — sektsioonide arv.

δ — mähiste vahekihtide paksus cm,

A_1 ja A_2 — mähiste või nende sektsioonide paksused cm.

17 — 11. VÄLJAMISTRAFO KONSTRUKTIIVARVUTUSE NÄIDE.

Variant 1.

Teostada konstruktiivarvutus väljamistrafo kohta, mille elektriline arvutus sooritati eespool (12 — 8) ja mille elektrilised põhisuurused olid:

$$L_1 = 31{,}8\ \text{H},\quad L_s = 0{,}57\ \text{H},\quad I_{A0} = 45\ \text{mA}.$$

$$r_1 = 660\ \Omega,\quad \ddot{u} = 36{,}3.$$

1. Arvutatakse raudkeha geomeetrilise ristlõike Q'_{Fe} ja akna pindala Q_{Cu} korrutis

$$Q'_{Fe}Q_{Cu} = 1800\, L_1 I_{A0}^2 = 1800 \cdot 31{,}8 \cdot 45^2 \cdot 10^{-6} = 116.$$

2. Leitakse tabelist (tabel 17 — 1) vastav raudkeha, mille $Q'_{Fe}Q_{Cu} \geqslant 116$. Sobivaks osutub raudkeha tüüp Ш-30 × 60, mille $Q'_{Fe} = 18\ \text{cm}^2$, $l_{Fe} = 17$ cm, $l_{Cu} = 23$ cm, $Q_{Cu} = 6{,}75\ \text{cm}^2$, $Q'_{Fe}Q_{Cu} = 122\ \text{cm}^4$, $b = 1{,}5$ cm. Valides raudkeha täiteteguriks $k_{Fe} = 0{,}88$, raudkeha puhas ristlõige

$$Q_{Fe} = k_{Fe}Q'_{Fe} = 0{,}88 \cdot 18 = 15{,}85\ \text{cm}^2.$$

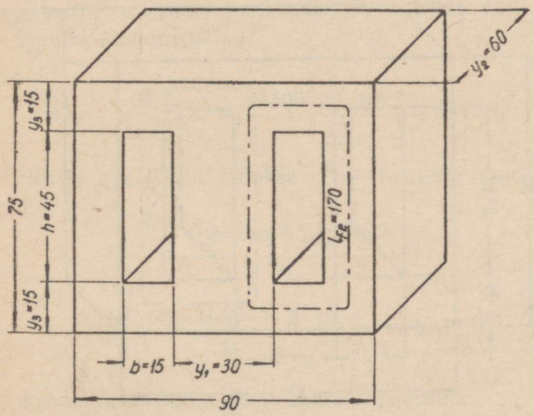
Raudkeha andmed on toodud joonisel 17 — 9.

3. Määratakse primaarmähise keerdude arv

$$w_1 = \frac{L_1 I_{A0}\, 10^4}{Q_{Fe}} \left(2 + 0{,}6\, \frac{l_{Fe}}{k_{Cu} J Q_{Cu}} \right) =$$

$$= \frac{31{,}8 \cdot 45 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4}{15{,}85} \left(2 + 0{,}6\, \frac{17}{0{,}25 \cdot 2 \cdot 6{,}75} \right) = 4500,$$

milles $k_{Cu} = 0{,}25$ on akna täitetegur vasega, $J = 2\ \text{A/mm}^2$ on voolutihedus.



Joon. 17 — 9. Väljandtrafo konstruktiivarvutuse selgitamiseks.

4. Määratakse sekundaarmähise keerdude arv

$$w_2 = \frac{w_1}{\ddot{u}} = \frac{4500}{36{,}3} = 124.$$

5. Leitakse optimaalne õhupilu l_δ

$$l_\delta = \frac{w_1 I_{A0}}{800} = \frac{4500 \cdot 45 \cdot 10^{-3}}{800} = 0{,}25\ \text{mm}.$$

6. Määratakse primaarmähise traat algul eeldatud η_T ja selle kohaselt tuletatud r_1 järgi:

$$d_1 = 15 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{l_{Cu} w_1}{r_1}} =$$

$$= 15 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{23 \cdot 4500}{660}} = 0{,}188\ \text{mm}$$

ning kontrollitakse eeldatud voolutiheduse $J = 2\ \text{A/mm}^2$ järgi esmalt leides

$$I_A = \sqrt{I_{A0}^2 + \left(\frac{I_1}{2}\right)^2} =$$

$$\sqrt{\left(45 \cdot 10^{-3}\right)^2 + \left(\frac{35 \cdot 10^{-3}}{2}\right)^2} = 0{,}048\ \text{A}$$

ning siis määrates

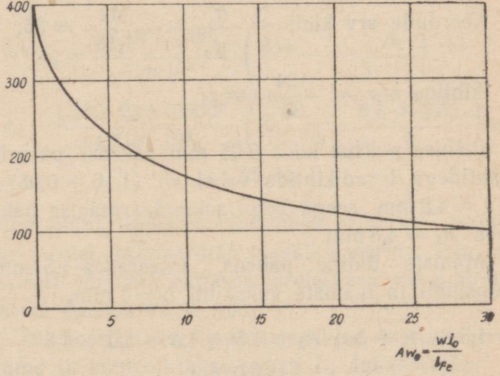
$$d_1 = 1{,}13 \sqrt{\frac{I_A}{J}} = 1{,}13 \sqrt{\frac{0{,}048}{2{,}0}} = 0{,}175\ \text{mm}.$$

Võetakse suurem neist, s. o. 0,188 mm, ning valitakse traatide tabelist lähim standardne ПЭЛ mähistraat $d_1 = 0{,}19$ mm, mille läbimõõt koos isolatsiooniga $d'_1 = 0{,}205$ mm.

7. Määratakse sekundaarmähise traat:

$d_2 = \sqrt{\ddot{u}}\, d_1 = \sqrt{36{,}3} \cdot 0{,}188 = 1{,}13$ mm, millele vastab lähim standardne ПЭЛ traat $d_2 = 1{,}16$ mm ja koos isolatsiooniga $d'_2 = 1{,}22$ mm.

8. Kontrollitakse primaarmähise induktiivsuse tegelikku väärtust, selleks esmalt graafikust leides (joonis 17 — 10) ekvivalentne magneti-



Joon. 17 — 10. Terase magnetilise läbitavuse μ' sõltuvus alalisest eelmagneetimisest optimaalse õhupilu puhul.

line läbitavus teraskehas μ' optimaalse õhupilu puhul:

$$Ak_0 = \frac{w_1 I_{A0}}{l_{Fe}} = \frac{4500 \cdot 45 \cdot 10{-}3}{17} = 11{,}9,$$

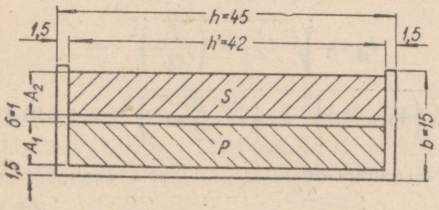
millele graafikust vastab $\mu' = 160$ ning valemist

$$L_1 = \frac{0{,}4\pi\mu' w_1^2 Q_{Fe} \cdot 10^{-8}}{l_{Fe}} =$$

$$= \frac{0{,}4\pi\ 160 \cdot 4500^2 \cdot 15{,}85 \cdot 10^{-8}}{17} = 38\ \text{H},$$

mis ületab ülesandes antud väärtuse (31,8 H) ja seega rahuldab.

9. Kontrollitakse mähise paigutamise võimalust aknasse (Joonis 17 — 11).



Joon. 17 — 11. Väljandtrafo konstruktiivarvutuse selgituseks.

Primaarmähis. Keerdude arv kihis

$$\frac{h'}{d_1'} = \frac{42}{0{,}205} = 205;$$

kihtide arv $= \frac{4500}{205} = 22;$

mähise paksus koos 0,05 mm paksuse paberikihtidega traadikihtide vahel $= (0{,}205 + 0{,}05) \cdot 22 = 4{,}6$ mm; seega kogu primaarmähise paksus $A_1 = 4{,}6$ mm.

Sekundaarmähis.

Keerdude arv kihis $= \frac{h'}{d_2'} = \frac{42}{1{,}16} = 35;$

kihtide arv $= \frac{124}{35} = 4;$

mähise paksus koos 0,05 mm paksuse paberikihtidega traadikihtide vahel $= (1{,}16 + 0{,}05) \cdot 4 = 4{,}8$ mm; seega kogu sekundaarmähise paksus $A_2 = 4{,}8$ mm.

Mähiste üldine paksus, arvestades 1,5 mm aluskihti ja mähiste vahekihti $\delta = 1$ mm,

$$1{,}5 + A_1 + \delta + A_2 = 1{,}5 + 4{,}6 + 1{,}0 + 4{,}8 = 12{,}0\ \text{mm},$$

seega mähised mahuvad parajasti aknasse.

10. Kontrollitakse, kas antud konstruktsiooni juures on puisteinduktiivsus lubatavais piirides ($L_s \leqslant 0{,}57$ H)

$$L_s = \frac{0{,}4\pi l_{Cu} w_1^2}{hm\ 10^8}\left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3}\right) =$$

$$= \frac{1{,}256 \cdot 23 \cdot 4500^2}{4{,}2 \cdot 1 \cdot 10^8}\left(0{,}1 + \frac{0{,}46 + 0{,}48}{3}\right) = 0{,}58\ \text{H},$$

mis parajasti rahuldab.

Variant 2.

Juhul kui trafo konstrueerimiseks on ette nähtud kindlat tüüpi plekilõigud, nagu see amatööri praktikas harilikult esineb, siis variant 1. eeldatud tingimuste kohaselt toimub trafo konstruktiivarvutus järgmiste erinevustega. Näiteks on kasutada olevate plekilõikude mõõted: $l_{Fe} = 20$ cm, $y_1 = 3$ cm, $h = 5$ cm, $b = 2$ cm, $Q_{Cu} = 10$ cm; plekilõike andmed on korratud joonisel 17 — 12.

1. Määratakse raudsüdamiku puhas ristlõige:

$$Q_{Fe} = \frac{40\ L_1 I_{A0}^2}{Q_{Cu} k_{Cu} J}\left(10 + \frac{3\ l_{Fe}}{Q_{Cu} k_{Cu} J}\right),$$

milles k_{Cu} — akna täitetegur vasega ja J — voolutihedus mähistraadis. Kui eeldada praktikas esinevaid keskmisi andmeid $k_{Cu} = 0{,}25$ ja $J = 2$ A/mm², siis avaldis lihtsustub ning

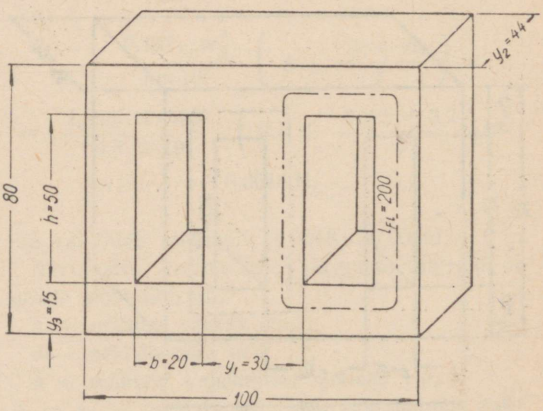
$$Q_{Fe} = \frac{80\ L_1\ I_{A0}^3}{Q_{Cu}}\left(10 + 6\ \frac{l_{Fe}}{Q_{Cu}}\right) =$$

$$= \frac{80 \cdot 31{,}8 \cdot (45 \cdot 10^{-3})^2}{10}\left(10 + \frac{6 \cdot 20}{10}\right) =$$

$$= 11{,}5\ \text{cm}^2.$$

Südamiku geomeetriline ristlõige

$$Q_{Fe}' = \frac{Q_{Fe}}{k_{Fe}} = \frac{11{,}5}{0{,}88} = 13\ \text{cm}^2$$



Joon. 17 — 12. Väljandtrafo konstruktiivarvutuse selgitamiseks.

ja plekipaketi paksus

$$y_2 = \frac{13}{3} = 4{,}4 \text{ cm}^2;$$

keskmine mähise keeru pikkus

$$l_{Cu} = 2\,(3+2) + 2\,(4{,}4+2) = 22{,}8 \text{ cm}.$$

2. Arvutatakse w_1:

$$w_1 = \frac{L_1 I_{A0}\, 10^4}{Q_{Fe}} \left(2 + 1{,}2\,\frac{l_{Fe}}{l_{Cu}}\right) =$$

$$= \frac{31{,}8 \cdot 45 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4}{11{,}5} \left(2 + 1{,}2\,\frac{20}{10}\right) = 5500.$$

3. Arvutatakse w_2:

$$w_2 = \frac{w_1}{\ddot{u}} = \frac{5500}{36{,}3} = 152.$$

4. Määratakse optimaalne õhupilu l_{δ}

$$l_{\delta} = \frac{w_1 I_{A0}}{800} = \frac{5500 \cdot 45 \cdot 10^{-3}}{800} = 0{,}31 \text{ mm}.$$

5. Määratakse primaarmähise traat, algul eeldatud η_T ja r_1 järgi:

$$d_1 = 1{,}5 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{l_{Cu}\, w_1}{r_1}} =$$

$$= 15 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{22{,}8 \cdot 5500}{660}} = 0{,}2 \text{ mm};$$

Kontrolli lubatava J järgi ei tehta, kuna 1. variandi kohaselt saadud tulemus täielikult rahuldab; selle traadi $d_1' = 0{,}215$ mm.

6. Määratakse sekundaarmähise traat:

$d_2 = \sqrt{\ddot{u}}\, d_1 = \sqrt{36{,}3} \cdot 0{,}2 = 1{,}2$ mm, mille $d_2' = 1{,}26$ mm.

7. Kontrollitakse L_1 tegelikku arvväärtust, määrates esmalt graafikust (joonis 17—10) ekvivalentne μ' eelmagneetimise tingimustes optimaalse õhupilu puhul:

$$Ak_0 = \frac{w_1 I_{A0}}{l_{Fe}} = \frac{5500 \cdot 45 \cdot 10^{-3}}{20} = 12{,}4,$$

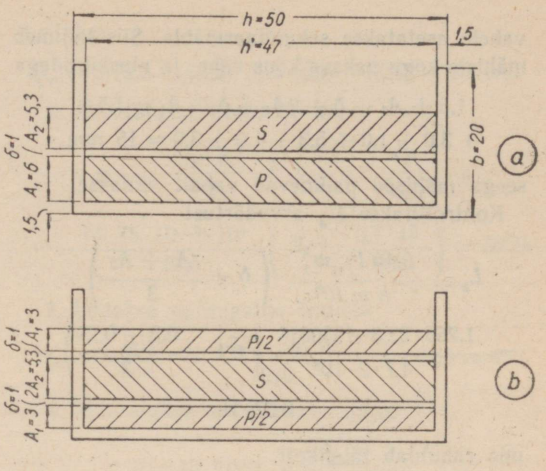
millele graafikust leitakse $\mu' = 158$ ning valemist

$$L_1 = \frac{0{,}4\pi\mu'\, w_1^2\, Q_{Fe}\, 10^{-8}}{l_{Fe}} =$$

$$= \frac{1{,}256 \cdot 148 \cdot 5500^2 \cdot 11{,}5 \cdot 10^{-8}}{20} = 34{,}74 \text{ H},$$

mis on isegi mõnevõrra suurem eelantust.

8. Kontrollitakse mähiste paigutamise võimalust aknasse (joon. 17 — 13*a*).



Joon. 17 — 13. Väljandtrafo konstruktiivarvutuse selgitamiseks.

Primaarmähis.

$$\text{Keerdude arv kihis} = \frac{h'}{d_1'} = \frac{47}{0{,}215} = 219;$$

$$\text{kihtide arv} = \frac{5500}{219} = 25;$$

mähise paksus koos 0,05 mm paksusega paberikihiga mähise kihtide vahel

$$(0{,}215 + 0{,}05)\ 25 = 5{,}9 \text{ mm},$$

seega kogu primaarmähise paksus $A_1 \approx 6{,}0$ mm.

Sekundaarmähis.

$$\text{Keerdude arv kihis} = \frac{h'}{d_2'} = \frac{47}{1{,}26} = 37;$$

$$\text{kihtide arv} = \frac{152}{37} = 4;$$

mähise paksus koos 0,05 mm paksuste pabervahekihtidega $(1{,}25 + 0{,}05)\ 4 = 5{,}3$ mm; seega $A_2 = 5{,}3$ mm.

9. Kontrollitakse trafo konstruktsiooni L_s seisukohalt ($L_s \leqslant 0{,}574$)

$$L_s = \frac{0{,}4\pi\, l_{Cu} w_1^2}{h\, m\, 10^8} \left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3}\right) =$$

$$= \frac{1{,}256 \cdot 22{,}8 \cdot 5500^2}{4{,}7 \cdot 1 \cdot 10^8} \left(0{,}1 + \frac{0{,}6 + 0{,}53}{3}\right) =$$

$$= 0{,}88 \text{ H},$$

mis osutub märksa suuremaks eeldatust. Järelikult tuleb primaarmähis sektsioneerida, mis on täiesti võimalik aknasse järelejääva vaba pinna arvel (joonis 17 — 13*b*).

10. Sooritatakse primaarmähise sektsioneerimine ja kontrollitakse uuesti L_s lubatavust.

Selleks jaotatakse primaarmähis kaheks võrdseks osaks, paksusega $A_1 = \frac{6{,}0}{2} = 3$ mm, millede

vahele asetatakse sekundaarmähis. Siis kujuneb mähiste kogu paksus koos vahe- ja aluskihtidega

$$1{,}5 + A_1 + \delta + 2A_2 + \delta + A_1 = 1{,}5 + \\ + 3{,}0 + 1{,}0 + 5{,}3 + 1{,}0 + 3{,}0 \approx 15 \text{ mm.}$$

seega mähised paiknevad vabalt aknasse.

Kontrollitakse L_s arvväärtust

$$L_s = \frac{0{,}4\pi l_{Cu} w_1^2}{h\, m\, 10^8}\left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3}\right) = \\ = \frac{1{,}256 \cdot 22{,}8 \cdot (5500)^2}{4{,}7 \cdot 2 \cdot 10^8}\left(0{,}1 + \frac{0{,}3 + 0{,}27}{3}\right) = \\ = 0{,}27 \text{ H,}$$

mis rahuldab täielikult.

Üldiselt on teise variandiga arvutatud trafo otstarbekam, kuna ta on kompaktsem, omab väiksemat kaalu ja on odavam.

17 — 12. PAISPOOLI KONSTRUKTIIVARVUTUS.

1. variant.

Arvutada alaldajale paispool vastavalt järgmistele elektrilistele andmetele: $L = 15$ H, $I_0 = 75$ mA, $r = 270\ \Omega$; valida raudkeha tüüp.

1. Määratakse raudkeha ristlõike Q_{Fe} ja akna Q_{Cu} korrutis:

$$Q_{Fe}Q_{Cu} = 600\, LI_0^2 = 600 \cdot 15 \cdot (75 \cdot 10^{-3})^2 = 51.$$

2. Leitakse vastav raudkeha tüüp, mille Q_{Fe} $Q_{Cu} \geqslant 51$. Tabelist osutub sobivaks tüüp III — 20×26, mille $y_1 = 2$ cm, $y_2 = 2{,}6$ cm,, $y_3 = 1{,}3$ cm, $b = 1{,}8$ cm, $l_{Fe} = 16$ cm, $h = 5{,}6$ cm, $l_{Cu} = 16{,}4$ cm, $Q_{Fe} = 5{,}2$ cm², $Q'_{Fe} = \frac{Q_{Fe}}{k_{Fe}} = \frac{5{,}2}{0{,}88} = 5{,}9$ cm², $Q_{Cu} = 10$ cm² (joonis 17 — 14).

3. Määratakse keerdude arv:

$$w = \frac{LI_0 \cdot 10^4}{Q_{Fe}}\left(2 + 0{,}6\,\frac{l_{Fe}}{k_{Cu} J Q_{Cu}}\right),$$ milles

saab teha mõningaid lihtsustusi, kui eeldada, et $k_{Cu} = 0{,}35$ ja $J = 2{,}5$ A/mm². Siis

$$w = \frac{LI_0 10^4}{Q_{Fe}}\left(2 + 0{,}6\,\frac{l_{Fe}}{0{,}35 \cdot 2{,}5 Q_{Cu}}\right) = \\ = \frac{LI_0 \cdot 10^4}{Q_{Fe}}\left(2 + \frac{0{,}7 l_{Fe}}{Q_{Cu}}\right) = \\ = \frac{15 \cdot 75 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4}{5{,}2}\left(2 + \frac{0{,}7 \cdot 16}{10}\right) = 6720.$$

4. Leitakse optimaalne õhupilu:

$$l_\delta = \frac{wI_0}{800} = \frac{6720 \cdot 75 \cdot 10^{-3}}{800} = 0{,}63 \text{ mm.}$$

5. Määratakse r järgi mähistraat:

$$d = 15 \cdot 10^{-3}\sqrt{\frac{l_{Cu} w}{r}} = \\ = 15 \cdot 10^{-3}\sqrt{\frac{16{,}4 \cdot 6720}{270}} = 0{,}3 \text{ mm,}$$

valitakse standardne ПЭЛ traat $d = 0{,}31$ mm, mille $d' = 0{,}34$ mm.

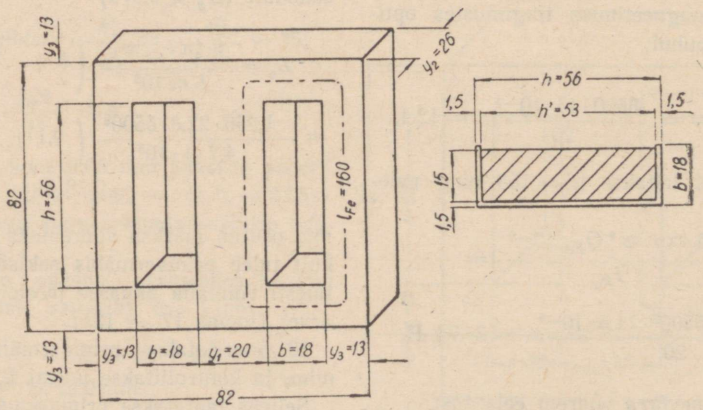
6. Kontrollitakse paispooli induktiivsuse tegelikku väärtust, leides esmalt

$$Ak_0 = \frac{wI_0}{l_{Fe}} = \frac{6720 \cdot 75 \cdot 10^{-3}}{16} = 31{,}5 \text{ A/cm,}$$

millele graafikust vastab $\mu' = 99{,}5$ ning

$$L = \frac{0{,}4\pi\mu' w^2 Q_{Fe}\, 10^{-8}}{l_{Fe}} = \\ = \frac{1{,}256 \cdot 99{,}5 \cdot 6720^2 \cdot 5{,}2 \cdot 10^{-8}}{16} = 18{,}4 \text{ H,}$$

mis mõnevõrra ületab nõutud väärtuse.



Joon. 17 — 14. Paispooli konstruktiivarvutuse 1. variandi selgitamiseks.

7. Kontrollitakse mähise paiknemise võimalust raudkeha aknasse:

$$\text{Keerdude arv kihis} = \frac{h'}{d'} = \frac{53}{0{,}34} = 156;$$

$$\text{kihtide arv} = \frac{6720}{156} = 43;$$

mähise paksus $= 0{,}34 \cdot 43 \approx 15$ mm, mis parajasti mahub aknasse, kuna paispoolil mähisekihte harilikult ei isoleerita paberiga.

2. variant.

Arvutatakse sama elektriliste andmetega paispool kui 1. variandiski, kuid kasutatakse raudkehaks olemasolevaid plekilõike, mille andmed: $b = 12{,}5$ mm, $h = 37$ mm, $y_1 = 25$ mm, $y_2 = 12{,}5$ mm, $l_{Fe} = 15{,}0$ cm, $Q_{Cu} = 4{,}62$ cm^2 (joonis 17 — 15).

1. Määratakse raudsüdamiku ristlõige.

$$Q_{Fe} = \frac{30\, LI_0^2}{Q_{Cu}} \left(10 + 4{,}5\, \frac{l_{Fe}}{Q_{Cu}}\right) =$$

$$= \frac{30 \cdot 15 \cdot (75 \cdot 10^{-3})^2}{4{,}62} \left(10 + 4{,}5\, \frac{15}{4{,}62}\right) =$$

$$= 13{,}5 \text{ cm}^2.$$

Raudsüdamiku geomeetriline ristlõige

$$Q'_{Fe} = \frac{Q_{Fe}}{k_{Fe}} = \frac{13{,}5}{0{,}88} = 15{,}3 \text{ cm}^2$$

ning tegelik paksus

$$y_2 = \frac{Q'_{Fe}}{y_1} = \frac{15{,}3}{2{,}5} = 6{,}1 \text{ cm}.$$

Leitakse

$$l_{Cu} = 2\,(2{,}5 + 1{,}25) + 2\,(6{,}1 + 1{,}25) \approx 23 \text{ cm}.$$

2. Arvutatakse keerdude arv

$$w = \frac{LI_0 \cdot 10^4}{Q_{Fe}} \left(2 + 0{,}7\, \frac{l_{Fe}}{Q_{Cu}}\right) =$$

$$= \frac{15 \cdot 75 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4}{13{,}5} \left(2 + \frac{0{,}7 \cdot 15}{4{,}62}\right) = 3560.$$

3. Leitakse optimaalne õhupilu

$$l_{\tilde{o}} = \frac{wI_0}{800} = \frac{3560 \cdot 75 \cdot 10^{-3}}{800} = 0{,}34 \text{ mm}.$$

4. Määratakse mähistraat r järgi

$$d = 15 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{l_{Cu} w}{r}} =$$

$$= 15 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{23 \cdot 3560}{270}} = 0{,}262 \text{ mm}.$$

Valitakse lähim suurem standardne suurus $d = 0{,}27$ mm, mille $d' = 0{,}295$ mm.

5. Kontrollitakse paispooli induktiivsuse tegelikku arvväärtust, eelnevalt leides

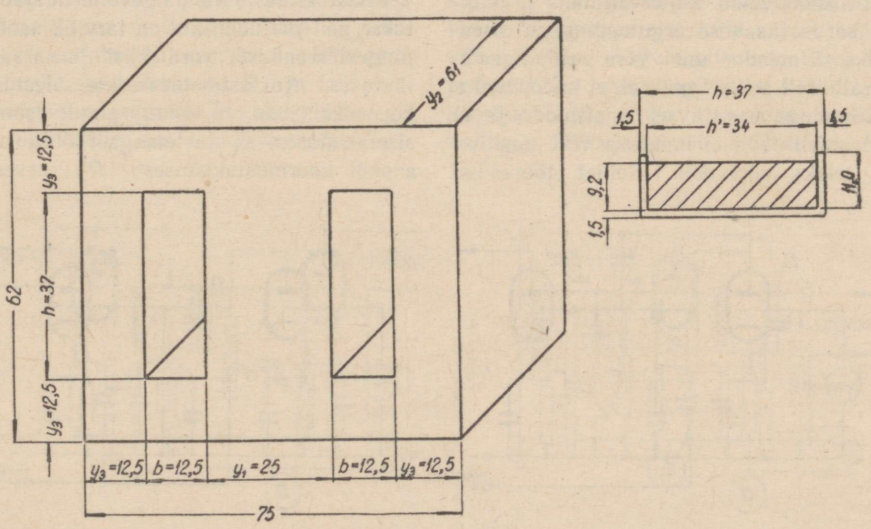
$$Ak_0 = \frac{wI_0}{l_{Fe}} = \frac{3560 \cdot 75 \cdot 10^{-8}}{15} = 17{,}8 \text{ A/cm},$$

millele graafikust vastab $\mu' = 130$ ning

$$L = \frac{0{,}4\pi\mu' w^2 Q_{Fe} \cdot 10^{-8}}{l_{Fe}} =$$

$$= \frac{1{,}256 \cdot 130 \cdot 3560^2 \cdot 13{,}5 \cdot 10^{-8}}{15} = 18{,}6 \text{ H}.$$

Paispooli induktiivsus vastab täielikult nõutavale.



Joon. 17 — 15. Paispooli konstruktiivarvutuse 2. variandi selgitamiseks.

6. Kontrollitakse mähise paiknemist aknas.

Keerdude arv kihis $= \frac{h'}{d'} = \frac{34}{0{,}295} = 115$;

kihtide arv $= \frac{3560}{115} = 31$;

mähise paksus $0{,}295 \cdot 31 = 9{,}2$ mm, mis mahub vabalt aknasse.

Nagu nähtub paispooli konstruktsioonide võrdlusel, on 2. variandi kohaselt konstrueeritud paispool otstarbekam: mõõted ja kaal on väiksemad ning hind odavam.

18. peatükk.

KÕRGSAGEDUSVÕIMENDAJA.

Samuti kui madalsagedusvõimendajad, jagunevad ka kõrgsagedusvõimendajad kahte põhirühma: pingevõimendajad ja võimsusvõimendajad. Töörežiimi järgi liigitatakse kõrgsagedusvõimendajad A- klassi, B-klassi ja C-klassi võimendajateks. Praktiliselt kõik kõrgsageduse pingevõimendajad toimivad A-klassi töörežiimis ja neid kasutatakse peamiselt raadiovastuvõtjates kõrgsageduse ja vahesageduse võimendajatena. B- ja C-klassi võimendajaid rakendatakse võimsusvõimendajatena raadiosaatjates, kus on oluline suurte väljandvõimsuste arendamine võimalikult kõrge anoodi kasuteguriga. Sõltuvalt võimenduslambi ja lülituselementide erinevast toimimisest kõrgeil sagedusil ning võimendajale pandavaist erinõudeist, mis piiravad võimendamist ainult väiksema või suurema sagedusriba laiusega, erinevad kõrgsagedusvõimendaja lülitusviisid mitmeti vastavaist madalsagedusvõimendajate lülitustest.

18 — 1. A-KLASSI KÕRGSAGEDUSVÕIMENDAJA.

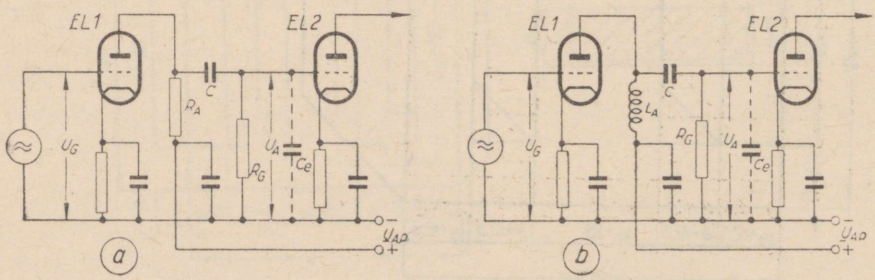
A-klassi kõrgsagedusvõimendajad toimivad selliselt, et anoodvoolu kuju väljandis praktiliselt jääb sarnaseks võre ergutuspingega sisendis. Selleks võimenduslambi võre eelpingestatakse negatiivselt sellisel määral, et anoodvool ei katkeks võrepinge negatiivsel amplituudil ja et positiivsel amplituudil ei muutuks võre positiivseks ega tekiks võrevoolu. Sellist töörežiimi iseloomustavad ebalineaarmoonutuste puudumine ning suhteliselt väikesed väljandvõimsused.

A-klassi võimendajaid liigitatakse astmetevahelise sidestusviisi järgi, mille kohaselt võimendajad võivad olla takistussidestuses, paispoolsidestuses, häälestatud võnkeringi sidestuses ja trafosidestuses. Trafosidestuses sekundaarmähise võnkering on enamasti alati häälestatud võimendatavale sagedusele.

Lülitused, mis toimivad häälestamatult, s. o. milledes ei esine tähelepandaval määral resonantsnähtusi, sarnanevad põhimõtteliselt vastavate madalsagedusvõimendajatega. Sääraste lülituste kasutamine piirdub peamiselt madalate raadiosagedustega või erilülitustega, kus pigem on oluline laia sagedusriba ühtlane võimendamine kui astmelt saadava pingevõimenduse väärtus.

18 — 2. TAKISTUSSIDESTUSES JA PAISPOOLSIDESTUSES KÕRGSAGEDUS-PINGEVÕIMENDAJA.

Takistussidestuses pingevõimendajat kasutatakse neil juhtudel, kui on tarvilik saada ühtlast pingevõimendust võrdlemisi laia sagedusriba ulatuses. Kui astmetevaheline sidestuskomplekt koosneks (joon. 18 — 1*a*) ainult esimese lambi sisetakistusest R_i ja temaga rööbiti asetsevast anoodi koormustakistusest R_A, arvestades, et



Joon. 18 — 1. Häälestamata kõrgsagedusvõimendaja lülitusi: *a* — takistussidestuses, *b* — paispoolsidestuses.

võretakistuse R_G väärtus on väga suur, siis astmelt saadav võimendus

$$V = \frac{U_A}{U_G} = \mu \frac{R_A}{R_i + R_A}.$$

Tegelikult aga asetsevad takistustega R_i ja R_A rööbiti esimese lambi anoodi ja katoodi vaheline mahtuvus (C_{AK}), teise lambi võre ja katoodi vaheline mahtuvus (C_{GK}) ja võimenduse korral teise lambi võre ja anoodi vahelisest mahtuvusest (C_{GA}) tagasikanduv ekvivalentne mahtuvus (C_{GA}). Need mahtuvused moodustavad küllaltki suure üldise mahtuvuse

$$C_e = C_{AK} + C_{GK} + C_{GA}\,(1 + V),$$

mis võimendusastme juures, sõltuvalt valitud lampide tüüpidest ja arendatavast võimendusest, ulatub 40 ... 80 pF-ni.

Seega sageduse juures näiteks $f = 1$ MHz võrdub liitmahtuvuse C_e ebatakistus

$$X_{Ce} = \frac{1}{2\pi f C_e} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 40 \cdot 10^{-12}} \approx$$

$$\approx 4000 \text{ oomi}$$

ning astmelt saadav võimendus kujuneb väga väikeseks. Sageduse tõstmisega väheneb võrdeliselt nii X_{Ce} kui ka saadav võimendus.

Olukord paraneb märgatavalt, kui võimendajas kasutada trioodi asemel varivõrepentoodi, milles väga väikese C_{GA} tõttu võreringi tagasikanduv mahtuvus väheneb ning üldine rööbitine mahtuvus C_e piirdub vaid 10 ... 20 pF. Kuid isegi sellest väikesest mahtuvusest on küllalt, et panna piir võimendusele sageduse tõustes.

Paispoolsidestuses pingevõimendaja (joon. 18 — 1*b*) astmevõimendus sõltub paispooli induktiivsusest. Kui valida paispooli induktiivsus L_A küllaldaselt suur, et ta ebatakistus X_{LA} madalaimal võimendataval sagedusel oleks suur võrreldes lambi sisetakistusega R_i ja kui paispooli tegevtakistus seejuures on ebatakistusega võrreldes väga väike, siis astmevõimendus

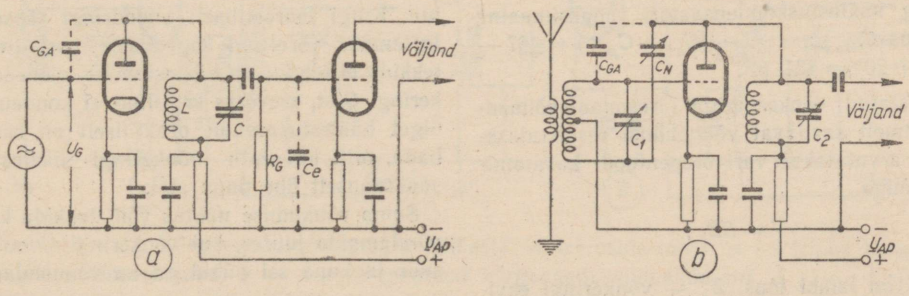
$$V = \frac{U_A}{U_G} = \mu \frac{\omega L_A}{\sqrt{R_i^2 + (\omega L_A)^2}}.$$

Seejuures paispooli sisemahtuvus ja temaga liituv järgneva võimenduslambi sisendmahtuvus koondväärtusena C_e moodustavad paispooli induktiivsusega L_A rööbitise võnkeringi, mille impedants ja ühtlasi ka saadav võimendus resonantssagedusel on suured, vähenedes sageduse vähenedes, kuid eriti sageduse suurenedes üle resonantssageduse. Kui resonantssagedus satub võimendatava sagedusastmiku piiridesse, siis saadav võimendus kujuneb erinevail sagedusil äärmiselt ebaühtlaseks. Seepärast paispooli induktiivsus dimensioonitakse nii, et resonantssagedus asetseks veidi madalamal kõrgemast võimendatavast sagedusest. Kuigi sel teel väheneb võimenduse ebaühtlus, muutub võimendus madalamail sagedusil siiski väikeseks.

Paispoolsidestuse kasutamine on õigustatud väga madalal sagedusastmikul ($f = 50 \ldots 100$ kHz), millel paispooli induktiivsuse võib valida küllalt suurena, sest C_e suureneb pooli omamahtuvuse tühise suurenemisega väga vähe, mis tagab hea võimenduse kogu kaetaval sagedusastmikul. Paispoolsidestust rakendatakse ka kõrgemail sagedusil, kui on tegemist mitte pidevalt muutuva sagedusastmikuga, vaid kindla sagedusega, millele saab valida paispooli induktiivsuse nii, et ta resonantssagedus koos liitmahtuvusega C_e asetseks veidi kõrgemal võimendatavast sagedusest.

18 — 3. HÄÄLESTATUD VÕNKERINGIGA PINGEVÕIMENDAJA.

Takistus- ja paispoolsidestuse piiratust kõrgsageduse võimendamisel saab vältida häälestatud võnkeringiga sidestamise teel. Teatavasti võib rööbitine võnkering omada väga suurt impedantsi, kui võnkeringi Q on küllalt suur. Kui koostada suure Q-ga, s. o. madalakaoline võnkering ja lülitada ta võimenduslambi anoodringi



Joon. 18 — 2. Häälestatud võnkeringiga pingevõimendaja lülitusi: *a* — põhimõtteline lülitus, *b* — neutraliseeritud lülitus.

(joon. 18 — 2*a*), siis astmelt saadav võimendus läheneb võimenduslambi μ-le. Kuna võnkeringi impedants on maksimaalne ainult resonantssagedusel, siis on arusaadav, et häälestatud võnkeringiga võimendaja tagab kõrge võimenduse üheaegselt ainult suhteliselt kitsal sagedusribal, kuna teistel sagedustel, impedantsi järsult langedes, võimendust ei teki. Sellest järeldub, et võimenduse saavutamiseks kitsaste sagedusribadena kogu kaetava sagedusastmiku piirides, on tarvilik koos sageduse muutmisega pidevalt säilitada resonantssagedust. See on teostatav kas induktiivsuse pideva muutmisega variomeetri abil või mahtuvuse pideva muutmisega pöördkondensaatori abil. Oma lihtsuse ja praktilisuse tõttu on viimane häälestusviis enam levinud. Häälestatud võnkeringiga võimendajas nii võimenduslambi sisendmahtuvus kui ka muud parasiitmahtuvused liituvad võnkeringi mahtuvusega ja seega rakenduvad kasulikult võimenduse ülesandesse. Võnkeringi dimensioonimisel tuleb alati arvestada sellist liitmahtuvuse püsivat komplekti C_e.

Kui näiteks on tarvis määrata võnkeringi *LC* arvväärtused, et pidevalt katta ringhäälingu kesksagedusastmik 1500 kHz ... 520 kHz (200 m ... 577 m), siis on arvutuskäik järgmine. Algul tuleb kindlaks teha püsiv mahtuvuste komplekt, mis on rööbiti võnkeringiga. Oletades järgneva lambi sisendmahtuvusena $C_e = 16$ pF, võimenduslambi anoodi-katoodi ja ühendusjuhtmete ning lambipesa mahtuvusena $C_p = 20$ pF ning häälestuskondensaatori algmahtuvusena $C_0 = 20$ pF, kujuneb minimaalne rööbitine mahtuvus $C_{min} = 16 + 20 + 20 = 56$ pF. Teades C_{min}, arvutame *L* väärtuse, mis rahuldaks võnkeringi tingimused kõrgeimal häälestussagedusel $f = 1500$ kHz. Resonantssagedus $f_0 = \frac{159{,}15}{\sqrt{LC}}$ (MHz), kus *L* on μH ja *C* on pF. Eeltoodus $1{,}5 = \frac{159{,}15}{\sqrt{L \cdot 56}}$, millest $L = 200$ μH. Häälestusmahtuvuse väärtus madalaimal sagedusel arvutub vastavalt $0{,}52 = \frac{159{,}15}{\sqrt{200 \cdot C}}$, millest $C = 467$ pF ning häälestuskondensaatori maksimaalne mahtuvus $C_{max} = C - (C_e + C_p) = 467 - (16 + 20) = 431$ pF.

Häälestatud võnkeringiga resonantsvõimendaja astmelt saadavat võimendust resonantssagedusel arvutatakse varivõrepentoodi kasutamisel valemiga

$$V = SZ_e,$$

milles *S* on lambi tõus, Z_e — võnkeringi ekvivalentne takistus, milles arvestatakse võnkeringi enda resonantstakistust *Z* ja sellega rööbiti lülitatud lambi sisetakistust R_i ning järgneva lambi võreringi takistust[1] R_G.

Z_e leidmiseks algul määratakse võnkeringi üldine järjestikune takistus

$$R_e = R + R_A + R_G = R + \frac{\omega^2 L_v^2}{R_i} + \frac{\omega^2 L_v^2}{R_G},$$

milles *R* — võnkeringi enda järjestikune kõrgsagedustakistus, $R_A = \frac{\omega^2 L_v^2}{R_i}$ — lambi šunteerivast toimest võnkeringi kanduv lisatakistus, ω — vastuvõetav ringsagedus, L_v — võnkeringi induktiivsus, $R_G = \frac{\omega^2 L_v^2}{R_G}$ — võretakistuse šunteerimisest võnkeringi kanduv lisatakistus.

Leidnud R_e, määratakse Z_e:

$$Z_e = \frac{\omega^2 L_v^2}{R_e}.$$

Trioodide puhul on sellise lülituse rakendamine piiratud trioodi võre ja anoodi vahelise mahtuvuse C_{AG} tõttu. Senikaua, kui anoodring on täpselt häälestatud võnkeringi sagedusele, on anoodringi impedants aktiivne ning C_{AG} kaudu anoodi- ja võreringi vahel energia ülekannet ei toimu. Kui anoodi võnkeringi mahtuvust muuta veidi suuremaks, mis on tarvilik häälestamiseks sisendsagedusele võreringis, muutub anoodringi impedants mahtuvuslikuks ning C_{AG} kaudu võreringist anoodringi kanduv võimsus kutsub esile negatiivse tagasiside ehk vastuside, mis tunduvalt vähendab võimendust. Kui aga vähendada anoodi võnkeringi mahtuvust, muutub anoodringi impedants induktiivseks ning C_{AG} kaudu anoodringist võreringi tagasikanduv võimsus kutsub esile positiivse tagasiside ehk kooss:de, mis võimendust tunduvalt suurendab. Juhul, kui tagasikanduv võimsus kujuneb suuremaks võimsusest, mis on tarvilik võreringi takistuskadude katteks, muutub võreringi efektiivne takistus negatiivseks ning võimendusastmes areneb pidev kontrollimata võnkumine — ostsilleerimine. Kui sellist võimendajat kasutada vastuvõtjas kõrgsageduse võimendajana, siis vastuvõtja väljandis asendab heliülekannet püsiv kahin. Kuigi teoreetiliselt anoodringi täpsel häälestamisel võreringi sagedusele ostsilleerimist tekkida ei tohiks, on häälestamine, olenedes võnkeringi *Q*-st, seevõrra kriitiline, et kondensaatori õiget häälestusasendit praktiliselt on raske tabada, eriti kui mitu võnkeringi häälestatakse sünkroonselt ühe nupu abil.

Sama võnkumise nähtus võib tekkida ka varivõrelampide juures, kui võnkeringi *Q* on väga suur ja kuna sel puhul on ka võimendus väga

[1] Lähemalt käsitletakse võreringi takistust trafosidestuse puhul.

suur, siis piisab varivõrelambi väga väikesest C_{AG}-st, et võnkumist esile kutsuda. Tavaliselt ei rakendata varivõrelampidega väga suurte Q-dega võnkeringe, kuna isegi keskmiste Q väärtustega saadav võimendus on praktiliseks otstarbeks küllalt suur.

Positiivse tagasiside vältimiseks trioodide juures (tarbe korral ka varivõrelampide juures) kasutatakse neutraliseerimist, millega juhitakse võreringi C_{AG} kaudu tagasikanduvale pingele võrdse väärtusega, kuid vastufaasis pinge. Säärane neutraliseerimisslülitus on toodud joonisel 18 — 3*a*, milles neutraliseerimiskondensaatori C_N kaudu juhitakse anoodringist võreringi pinge, mis on häälestatud võreringi alumise otsa suhtes 180° võrra faasis nihutatud.

Käesoleval ajal on varivõrelambid vastuvõtuseadmeis trioodid kõrgsagedusvõimenduse ülesandest täielikult välja tõrjunud ja trioode neutraliseeritud lülitustes kasutatakse ainult saatjates võimsusvõimendajatena.

18 — 4. TRAFOSIDESTUSES PINGEVÕIMENDAJA.

Trafosidestuses pingevõimendaja, omades suurt paindlikkust impedantside sobitamisel, on kujunenud standardseks kõrgsagedusvõimendajaks peamiselt vastuvõtjates. Häälestamata trafosidestust kasutatakse ainult neil juhtudel, mil on tarvilik võimendada ühtlaselt tervet sagedusastmikku, kusjuures võimendamine toimub põhiliselt samades tingimustes kui paispoolsidestuse juures. Seetõttu on häälestamata trafosidestuse rakendamine piiratud ning praktilist kasutamist leiavad häälestatud trafosidestuses võimendajad, peamiselt pingevõimendajatena vastuvõtjates.

Vastuvõtjates kasutatavad häälestatud trafosidestuses võimendajad peavad harilikult võimendama kas kitsamat või laiemat sagedusriba, jättes samal ajal üle kandmata muud sagedused.

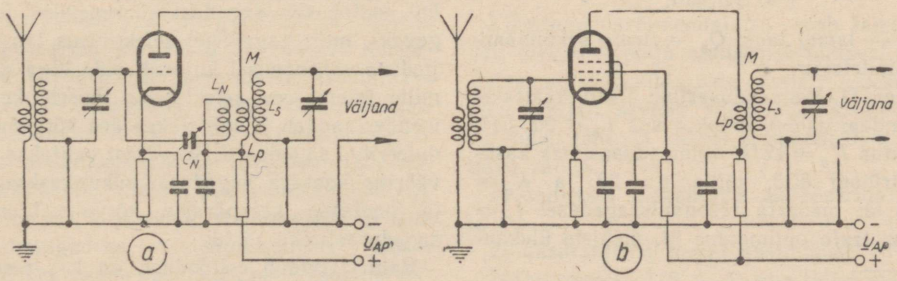
Terve sagedusriba võimendamine on vajalik selleks, et üle kanda koos võimendatava kandevsagedusega ühtlaselt kogu moduleeritud madalsageduste kompleksi, säilitades seega ülekande kvaliteeti vajalikul tasemel. Heliliste saadete puhul ringhäälingu lühi-, kesk- ja pikalaine sagedusastmikus piiratakse ülekantav sagedusriba harilikult $\pm 4{,}5$ kHz ruumi ülekoormuse tõttu ringhäälingusaatjate poolt. Kõrg- ja ülikõrgsageduslikes astmikes sääraseid piire pole ning kõrgekvaliteediliseks heliülekandeks kasutatakse laiu sagedusribasid $\pm$ 10 kHz kuni $\pm$ 75 kHz. Televisioonisaadetes ülekantavate sageduste riba ulatub keskmiselt $\pm 2 \ldots 4$ MHz.

Samaaegselt peab kõrgsagedusvõimendaja vastuvõtjale kindlustama vajaliku selektiivsuse, s. o. saatjate eraldusvõime, mis on vastuolus laia sagedusriba ühtlase ülekande nõudega. Kõrgsagedusvõimendaja koostamine kujuneb seega pigem kompromisslahenduseks: saavutada küllaldast selektiivsust, ohverdades selleks osa võimalikust maksimaalsest võimendusest. Praktiliselt lahendatakse probleem sel teel, et võimendusastmeis kasutatakse mitte ühte võnkeringi, vaid mitut, mis omavahel sidestatakse ülekriitiliselt. Sellised võnkeringid toimivad ribaläbivusfiltrina, andes ühelt poolt vajaliku selektiivsuse ja teiselt poolt tagades ühtlase sagedusriba võimenduse. Seejuures saadav vähendatud võimendus kompenseeritakse täiendavate võimendusastmete juurdelisamisega.

Häälestatud trafosidestuses võimendusastmelt saadakse maksimaalne võimendus siis, kui trafo primaarmähisesse ülekantud trafo sekundaarmähise impedants resonantsi korral võrdub lambi sisetakistusega. Säärane olukord tekib siis, kui trafo primaar- ja sekundaarmähise ühisinduktiivsus M on optimaalne:

$$R = \frac{\omega^2 M_{opt}^2}{R_s}; \quad M_{opt} = \frac{\sqrt{R_i R_s}}{\omega},$$

milles R_i — lambi sisetakistus, ω — resonants-



Joon. 18 — 3. Kõrgsagedusvõimendaja häälestatud trafosidestuses: *a* — triood kõrgsagedusvõimendajana, *b* — varivõrepentood kõrgsagedusvõimendajana, L — trafo primaarmähis, L_s — sekundaarmähis, L_N — neutraliseerimismähis, M — ühisinduktiivsus ja C_N — neutraliseerimiskondensaator.

ringsagedus ($2\pi f_r$), M_{opt} — trafo mähiste optimaalne ühisinduktiivsus, R_s — sekundaarmähise kõrgsagedustakistus. Asendades ühisinduktiivsuse M_{opt} sekundaarmähise induktiivsusega[1], saame

$$R_i = \ddot{u}_{opt}^2 \frac{\omega^2 L_s^2}{R_s}, \quad \text{millest } \ddot{u}_{opt} = \frac{\sqrt{R_i R_s}}{\omega L_s},$$

kus $\ddot{u}$ on primaarmähise sekundaarmähise keerdude ülekandesuhe, L_s — sekundaarmähise induktiivsus.

Optimaalse side puhul (s. o. M_{opt} puhul) häälestatud trafosidestuses astmelt saadav pingevõimendus

$$V_{opt} = \mu \frac{\omega L_s}{2\sqrt{R_i R_s}} = \mu \frac{L_s}{2M_{opt}}.$$

Ühisinduktiivsuse valimisel alla või üle optimaalse väheneb võimendus. Väikese, s. o. alla optimaalse valitud M puhul väheneb võimendus, kuid samaaegselt tõuseb selektiivsus, üle optimaalse M puhul väheneb samuti võimendus, kuid ühtlasi halveneb ka selektiivsus.

Võimenduse valemist nähtub ühtlasi, et optimaalseis tingimustes saadav võimendus sõltub lambi parameetrite suhtest $\mu/\sqrt{R_i}$. Seega võrdse tõusuga lampidest saavutatakse suurem võimendus suurema μ-ga lambilt, millest tuleb järeldada, et varivõrelampidelt saadav võimendus nende väga suure μ tõttu peab olema tunduvalt kõrgem kui trioodidelt saadav võimendus. Peale selle lihtsustub varivõrelampide lülitus kõrgsagedusvõimendajana, kuna langeb ära neutraliseerimise vajadus, nagu see on tarvilik trioodide juures (joon. 18 — 3*b*).

Kuna varivõrelampide puhul trafodes kasutatav sidestus alati on märgatavalt väiksem optimaalsest (optimaalse sidestuse puhul kujuneb varivõrelambiga primaarmähise keerdude arv keskpärase Q-ga poolide juures sekundaarmähise keerdude arvust mitmekordselt suuremaks), siis varivõrelampidelt saadav võimenduse valem lihtsustub:

$$V = SQ_s\omega M,$$

milles S — lambi tõus, Q_s — trafo sekundaarmähise hindetegur.

N ä i d e: 1) Võimendusastme trafo häälestatud sekundaarmähise induktiivsus $L_s = 200$ µH, k.-s.-takistus $R_s = 12\ \Omega$; võimendusastmes kasutatakse trioodi 6C5, mille $\mu = 20$ ja $R_i = 10\,000\ \Omega$; määrata resonantssagedusel $f_r = 1$ MHz, trafo optimaalne M, mähiste ülekandesuhe $\ddot{u}$ ja optimaalne võimendus V resonantssagedusel $f_r = 1$ MHz.

$$M_{opt} = \frac{\sqrt{R_i R_s}}{2\pi f} = \frac{\sqrt{10\,000 \cdot 12}}{6{,}28 \cdot 10^6} =$$

$$= 55 \cdot 10^{-6}\ \text{H} = 55\ \mu\text{H};$$

$$\ddot{u}_{opt} = \frac{\sqrt{R_i R_s}}{2\pi f L_s} = \frac{55}{200} = 0{,}28;$$

$$V_{opt} = \mu \frac{L_s}{2M_{opt}} = \frac{20 \cdot 200}{2 \cdot 55} \approx 36.$$

2) Määrata võimendus, kui sama trafot kasutada koos varivõrepentoodiga 6K7, mille $S = 1{,}65$ mA/V.

Trafo sekundaarmähise $Q_s = \frac{2\pi f L_s}{R_s} =$

$$= \frac{6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{12} = 105; \quad V = SQs \cdot 2\pi fM =$$

$$= \frac{1{,}65}{1000}\ 105 \cdot 6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 55 \cdot 10^{-6} \approx 60.$$

Võimendaja selektiivsuse ja ülekantava sagedusriba laiuse Δf kompromisslahendus üksikvõnkeringiga trafosidestuse puhul seisab võnkeringi Q ja ühisinduktiivsuse M õiges valikus: suurema Q-ga võnkering annab suuremat selektiivsust ja suuremat võimendust, kuid samal ajal lõikuvad maha kõrgemad moduleeritud sagedused; M suurendamisel väheneb selektiivsus ning ühtlasi tõuseb võimendus kuni sidestuse kriitilise piirini ning samal ajal paraneb moduleeritava sagedusriba ülek nde ühtlus.

Q ja M õige dimensioneerimine annab oodatud tulemusi seni, kuni võimendaja toimib ainult ühel kindlal resonantssagedusel. Kui aga tekib vajadus, nagu see on alati vastuvõtja kõrgsagedusvõimendajas, katta ühe ning sama trafoga tervet sagedusastmikku, siis endise olukorra säilitamiseks peaks koos häälestatava sagedusega pidevalt muutuma ka M, s. o. sageduse suurenemisega peaks vähenema M ja sageduse vähenemisega peaks suurenema M. Püsiva M puhul osutub side sageduse suurenemisel liiga tugevaks, mille tagajärjel selektiivsus langeb, sageduse vähenemisel kujuneb side liiga nõrgaks, mille tulemusena selektiivsus tõuseb, kuid võimendus langeb ja lõigatakse ära kõrgemad moduleeritud sagedused. Seepärast valitakse M õige väärtus kaetava sagedusastmiku keskkagedusel ja lepitakse keskpäraste kõrvalekaldumistega sagedusastmiku otstel.

Nagu järeldub eeltoodust, on k.-s.-resonantsvõimendajalt saadav võimendus seda suurem, mida suurem on kasutatava lambi S ja mida suurem võnkeringi ekvivalenttakistus Z_e ning seega ka hindetegur Q_r.

[1] Valem on õige sel juhul, kui sidestus primaar-sekundaarmähiste vahel on 100%. Kuna sidestustegur k on alati väiksem kui 100%, siis kujuneb sekundaarmähise keerdude arv 10... ...15% suuremaks kui arvutatav.

Teiseltpoolt aga on võnkeringi läbilaskeriba laius pöördvõrdeline võnkeringi hindeteguriga. Järelikult muude võrdsete tingimuste puhul peab ribalaiuse kasvades võimendus langema ning võimendust saab taastada ainult $\frac{S}{C}$ suhte tõstmisega, mis nähtub avaldisest

$$V = \frac{S}{2\pi C \Delta f}.$$

Avaldisest selgub, et sõltumata resonantssagedusest on astme võimendus pöördvõrdeline võnkeringi mahtuvuse ja riba laiusega. Selleks et tagada küllaldane võimendus ka kõige kõrgematel sagedustel, tuleb sageduse suurendamisega vastavalt vähendada ka võnkeringides kasutatavate pöördkondensaatorite maksimaalmahtuvuse väärtusi. Ülikõrgetel sagedustel, 100 MHz ja kõrgematel, jäetakse võnkeringidest pöördkondensaatorid üldse ära ning neid asendavad lampide sisendmahtuvused ja montaažimahtuvused. Häälestamine toimub selpuhul harilikult pooli induktiivsuse muutmise teel metallkettaga või kõrgsagedusrauast südamiku nihutamisega. Pöördkondensaatorite tüübi valikul tuleb lähtuda järgnevas tabelis (18 — 1) toodud orienteerivatest mahtuvuste väärtustest.

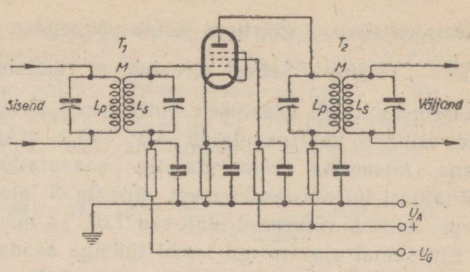
Tabel 18 — 1.

Pöördkondensaatorite mahtuvuste väärtusi sõltuvalt kaetavast sagedusalast.

C(pF) \ f	kuni 0,3 MHz	0,3...1,5 MHz	1,5...6 MHz	6...30 MHz	üle 30 MHz
$C_{v\ max}$	450...750	250...500	150...250	50...150	30...50
$C_{v\ min}$	12...25	10...15	8...12	6...10	3...7

18 — 5. RIBALÄBIVUSFILTRIGA VÕIMENDAJA.

Mitmeastmelise võimendaja puhul tõusevad progressiivselt nii võimendus kui ka selektiivsus, kuid samas vahekorras nõrgenevad ka ülekantava sagedusriba kõrgemad sagedused. Kõrgekvaliteedilise ülekande tagamiseks kasutatakse ühekordsete võnkeringide asemel võimendusastmeis ribaläbivusfiltreid, millede resonantskõverad õigel dimensioneerimisel lähenevad oma kujult püstkülikule. Seesuguste ribaläbivusfiltrite kasutamine on kujunenud standardseks praktikaks vahesageduse võimendusastmeis (joonis 18 — 4), kus nende rakendamine lihtsustub sellega, et nad häälestatakse kindlale, püsivale sagedusribale. Kui ribaläbivusfiltris nii primaar- kui ka sekundaar-võnkering on häälestatud ühele ning samale resonantssagedusele, oleneb



Joon. 18 — 4. Ribaläbivusfiltri lülitus. Võimendajas on kasutatud varivõrepentoodi, millele sisend- ja väljandringi moodustavad ribaläbivusfiltrid T_1 ja T_2.

ülekantava sagedusriba laius võnkeringide ühisinduktiivsuse M väärtusest. Kriitilise sidestuse puhul muutub resonantskõver sadulakujuliseks. M-i väärtuse pideva tõstmisega eemalduvad mõlemad resonantskõvera tipud teineteisest ning nendevaheline lohk muutub sügavamaks, eriti siis, kui võnkeringide Q-d on suured. Harilikult M dimensioneeritakse kas täpselt kriitilisele sideväärtusele või veidi üle selle, mispuhul resonantskõveras tekkivad lohud ei kujune veel häirivaiks. Mitme ribaläbivusfiltri lülitamisega võimendajasse vastavalt võimendusastmete arvule kaetakse tekkivad lohud vastastikku ning võimendaja üldine resonantskõver läheneb oma kujult ideaalsele püstküliku-kujulisele resonantskõverale; see tagab ühelt poolt suure selektiivsuse ja teisalt küllaldase ribalaiuse, mis on tarvilik kõrgekvaliteediliseks heli-ülekandeks.

Rööbiti harilike ribaläbivusfiltritega kasutatakse, eriti avarsagedusvõimendajates, veel kas lahkhäälestatud üksikvõnkeringidest koostatud kolmikuid või üksik- ja kaksikvõnkeringide paare. Õigel dimensioneerimisel on võimalik selliste võimendajatega saavutada märksa suuremat võimendust ja ühtlasemat riba võrreldes harilike ribafiltriga võimendajatega.

18 — 6. KÕRGSAGEDUSVÕIMENDAJA LAMPIDE VALIK.

Kõrgsagedusvõimendajates omab lampide valiku probleem palju olulisemat tähtsust kui madalsagedusvõimendajates, kuna sellest oleneb võimendajalt saadav võimendus. Lampide valikul tuleb lähtuda kahest seisukohast, s. t. lamp tuleb valida

1) sõltuvalt ülekantava sagedusriba laiusest ja

2) kasutatavast sagedusastmikust.

Nagu eespool (18 — 4) selgitatud, on võimendus võrdeline $\frac{S}{C}$ suhtega ja pöördvõrdeline ülekantava ribalaiusega Δf. Määrates kindlaks sageduse stabiilsuse seisukohalt igas sagedusast-

mikus vajaliku C väärtuse, sõltub võimendus ainult $\frac{S}{\Delta f}$ suhtest. Sellest järeldub, et ribalaiuse suurenedes tuleb kasutusele võtta suure S lambid, mille S väärtus ulatub 4.0 ... 18,0 mA/V, kuna kitsasriba võimendajates saavutatakse küllaldasi tulemusi suhteliselt väikeste S lampidega, mille S väärtused ulatuvad 1,6 ... 4 mA/V.

Ent samal ajal on iga lambi tüübiga saadava maksimaalse võimenduse väärtus piiratud endagenereerimise tekkimisega, mida põhjustavad võimendajas soovimatud sided, eeskätt aga lambi läbivusmahtuvus C_{AG1}. Kuna C_{AG1} ebatakistus väheneb sageduse tõustes, siis suureneb sageduse kõrgenedes ka anoodringist võreringi ülekanduva energia hulk ning genereerimise oht.

Lampidelt saadavat maksimaalset stabiilset astmevõimendust saab arvutada V. I. Siforovi koostatud valemiga:

$$V_{max} = 0{,}42\sqrt{\frac{S}{\omega C_{AG1}}},$$

kusjuures on eeldatud, et võimendaja on seevõrra eeskujulikult varjestatud, et side areneb ainult C_{AG1} kaudu.

Alljärgnevas tabelis tuuakse mõnede kasutatavamate lampide maksimaalsete astmevõimenduste piirväärtused sõltuvalt sagedusest.

Tabel 18 — 2.

Lampide maksimaalse stabiilse astmevõimenduse piirväärtusi.

Lambi tüüp	Tõus S (mA/V)	Mahtuvus C_{AG1} (pF)	Maksimaalne V				
			f_r = 100 kHz	f_r = 465 kHz	f_r = 1 MHz	f_r = 10 MHz	f_r = 90 MHz
6Ж3	4,9	0,003	670	310	190	67	22
6К4	4,7	0,003	650	300	185	65	21,5
6К4П	4,2	0,0035	560	260	160	56	19
6Ж4П	4,7	0,005	500	230	143	50	17
6К3	2,0	0,003	440	200	140	44	14,5
6Ж4	9,0	0,015	420	195	130	42	14
6Ж8	1,65	0,005	300	140	95	30	10
6К7	1,6	0,005	295	135	93	29	9,8
6Ж1П	5,2	0,02	270	125	85	27	8,9
6Ж3П	5,0	0,025	240	110	76	24	8
6Ж2П	3,5	0,02	220	100	70	22	7,3

Võimendaja stabiilse töö tagamiseks tuleb alati võimendaja arvutuse lõpul kontrollida, et leitud võimendus ei ületaks lubatavat stabiilse võimenduse piirväärtust.

Kooskõlas eeltooduga on otstarbekas tabelis näidatud lampe kasutada järgmiselt:

1) Lampe 6К7, 6К3 ja 6Ж8 iseloomustab madal S ja väike C_{AG1}; seetõttu on nad kohased kasutamiseks amplituud-moduleeritud telefoni ja ringhäälingu ning telegraafi vastuvõtjates, andes selpuhul küllaldase võimenduse.

2) Suurendatud tõusuga lampe 6К4, 6К4П, 6Ж3 ja 6Ж4П, mille C_{AG1} on suhteliselt väiksed, on otstarbekas kasutada keskmise kuni 1 MHz ribalaiusega võimendajates, eeskätt sagedusmoduleeritud ringhäälingu vastuvõtjates. Ühtlasi võib neid kasutada aga ka kitsasriba võimendajates, kus neilt saadakse märksa suuremat võimendust, võrreldes p. 1 loetletud lampidega saadava võimendusega.

3) Suure S-ga lambid 6Ж1П, 6Ж4 ja 6Ж3П on ette nähtud avarsagedusvõimendajates kasutamiseks, nagu näiteks kaugnägemise vastuvõtjates. Omades väga väikest sisend- ja väljandmahtuvust ja eri ehitust (kaks katoodi väljejuhet, väga väikesed elektroodide vahekaugused), on 6Ж1П kaasaja parim lamp ultrakõrgsagedustel kasutamiseks.

4) 6Ж2П kasutatakse peamiselt eri lülitustes. Kuna tal on kõik kolm võret soklisse välja toodud, siis saab teda rakendada kahekordseks tüürimiseks.

18 — 7. TRAFOSIDESTUSEGA RESONANTSVÕIMENDAJA ARVUTUS.

Arvutuse lähtepunktiks on kaetav sagedusastmik sagedustega f_{min} ja f_{max}, mille järgi tabelist 18 — 1 valitakse sobiv pöördkondensaatori tüüp C alg- ja lõppmahtuvustega C_a ja C_l. Samuti määratakse kindlaks primaar- ja sekundaarmähist sildavad väljand- ja sisendmahtuvused C_1 ja C_2:

$$C_1 = C_{AK} + C_{M1} + C_{L1} \text{ [pF]},$$

$$C_2 = C_{G1K} + C_{M2} + C_{L2} \text{ [pF]}.$$

Tähistatud suurused on järgmised: C_{AK} — võimenduslambi väljandmahtuvus, C_{G1K} — järgneva lambi sisendmahtuvus, C_{M1} ja C_{M2} — primaar- ja sekundaarpoole montaažimahtuvused, millest kumbki võrdub ca 5 pF, C_{L1} ja C_{L2} — primaar- ja sekundaarpooli sisemahtuvused, mis sõltuvalt poolide induktiivsuse väärtusest võrduvad ca 3 ... 5 pF ja 5 ... 15 pF vastavalt. Edaspidine arvutuskäik on järgmine.

1. Määratakse võnkeringi elektrilised parameetrid kaetavale sagedusastmikule.

Algul tehakse kindlaks võnkeringi kattetegur

$$k = \frac{f_{max}}{f_{min}}$$

ning resonantssageduse üldvalemitest

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 (C_a + C'_2)}} \quad \text{ja}$$

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 (C_l + C'_2)}},$$

koos lahendamisel leitakse

$$C_2 = \frac{C_l - k^2 C_a}{k^2 - 1} \text{ [pF]}.$$

Kuna harilikult C_2 kujuneb suuremaks eelpool arvutatust C'_2, siis tekkiv mahtuvuste vahe kaetakse trimmeriga, mille mahtuvus

$$C_T = C_2 - C'_2 \text{ [pF]}.$$

Seejärel arvutatakse võnkeringi pooli L_2 induktiivsus:

$$L_2 = \frac{25\,330}{(C_a + C_2) f^2_{max}} \text{ [µH]}$$

või

$$L_2 = \frac{25\,330}{(C_l + C_2) f^2_{min}} \text{ [µH]},$$

kusjuures C_a, C_l, C_2 on määratud pF-es ja f — MHz-es.

2. Määratakse primaarmähise induktiivsus L_1, mille arvväärtus valitakse tingimusest, et sildava mahtuvusega C_1 arenev resonantssagedus f_1 asuks väljaspool vastuvõetavat sagedusastmikku. Harilikult valitakse

$$f_1 = 2 \ldots 3\, f_{max}.$$

Seejärel leitakse L_1 arvväärtus:

$$L_1 = \frac{25\,330}{C_1 f^2_1} \text{ [µH]}.$$

3. Arvutatakse maksimaalselt lubatav sidevääртus $p = \frac{M}{L_2}$ — kahelt seisukohalt:

1) et lambilt primaarmähise kaudu võnkeringi kanduv lisasumbuvus ei vähendaks märgatavalt selektiivsust:

$$p_1 = 0{,}5 \sqrt{\frac{R_i}{Z_{2max}}},$$

2) et tagada astme stabiilne töö tingituna C_{AG1} areneda võivast endagenereerumise võimalusest:

$$p_2 = \frac{0{,}5}{\sqrt{2\pi f_{max} C_{AG1} Z_{2max}}},$$

milles $Z_{2max} = \frac{(2\pi f_{max})^2 L_2^2}{R_2}$ on võnkeringi rööbitine takistus sagedusel f_{max}, R_i — lambi sisetakistus, C_{AG1} — lambi läbivusmahtuvus, R_2 — võnkeringi järjestikune takistus.

Leitud p_1, p_2 väärtustest valitakse väiksem.

Juhul, kui $p_{min} \geqslant 1$, siis on lubatav võnkeringi vahetu lülitamine anoodringi.

4. Määratakse L_1 ja L_2 ühisinduktiivsus M ja kontrollitakse sidestusteguri k_s reaalsust:

$$M = pL_2 \text{ ja } k_s = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = 0{,}1 \ldots 0{,}7.$$

5. Määratakse võnkeringi üldine järjestikune k.-s.-takistus:

$$R_{2ü} = R_2 + R_A + R_G = R_2 + \frac{\omega^2 M^2}{R_i} + \frac{\omega^2 L_2^2}{R'_s},$$

milles R_2 — võnkeringi k.-s.-takistus, R_A — anoodringist võnkeringi kanduv takistus ja R_G — järgmise lambi sisendtakistusest R'_s võnkeringi kanduv takistus.

R'_s leitakse avaldisest:

$$R'_s = \frac{R_s R'_G}{R_s + R'_G},$$

milles R'_G — võretakisti arvväärtus (kui seda lülituses kasutatakse) ja R_s — järgmise lambi sisendtakistus.

Pikk-, kesk- ja osaliselt ka lühilaine alas (sagedustel alla 10 MHz) osutub harilikult R_s suureks võrreldes Z_2-ga ja seepärast võib teda jätta arvestamata. Ultralühilainetel aga kujuneb R väärtus määravaks teguriks, kuna ta osutub tunduvalt väiksemaks Z_2 arvväärtusest.

6. Määratakse võnkeringi ekvivalentne rööbitine takistus resonantsolukorras:

$$Z_{2e} = \frac{\omega^2 L_2^2}{R_{2ü}}.$$

7. Määratakse astme võimendus:

$$V = SZ_{2e}p.$$

8. Määratakse astme selektiivsus:

$$y = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{d_e f}\right)}},$$

milles $\Delta f = F$ — ülekantav modulatsioonisagedus (helisagedus) Hz, d_e — ekvivalentse võnkeringi sumbuvustegur, kusjuures

$$d_e = \frac{1}{Q_e} = \frac{Z_{2e}}{L_2}.$$

Punktides 5...8 loetletud arvutused sooritatakse harilikult kolmel sagedusel — f_{min}, f_{kesk}, f_{max}.

18 — 8. RIBAFILTRIGA VAHESAGEDUSVÕIMENDAJA ARVUTUS.

Arvutuse lähtealuseks on vahesageduse väärtus f_i ja läbilaskeriba laius Δf. Käesoleva arvutusmeetodi kohaselt, mis on koostatud M. I. Volini poolt, eeldatakse, et lineaarmoonutus läbilaskeribas ei ületa väärtust $M = \frac{1}{0{,}7}$. Ühtlasi on antud vajatav üldine võimendus V.

Arvutada ja määrata: lambi tüüp, astme võimendus V, sidestatud võnkeringide elektrilised parameetrid L, C, Q ja sidestustegur k.

Arvutuse kord on järgmine.

1. Sõltuvalt läbilaskeriba laiusest ja vahesagedusest valitakse sobiv lambi tüüp, arvestades seda, et astmelt saadav võimendus on võrdeline avaldisega $\frac{S}{C\Delta f}$; mida laiem on võimendatav sagedusriba, seda suurem olgu $\frac{S}{C}$ suhe. Valinud lambi tüübi, leitakse käsiraamatust lambi kohta C_{G1K}, C_{AK} ja C_{AG1} arvväärtused.

2. Valitakse alltoodute hulgast vahesageduse võimendaja lülituse tüüp, lähtudes soovitavast astmete arvust n ning saadavast üldvõimendusest, tingimusi, et ribalaius $\Delta f_{0,7}$ ei muutuks:

1) harilik resonantsvõimendaja, milles kasutatakse üksikvõnkeringe ja mis kõik häälestatakse ühele ja samale sagedusele f_i;

2) üksikvõnkeringidega ribavõimendaja, milles võnkeringid on kahe kaupa f_i suhtes kriitiliselt lahku häälestatud;

3) üksikvõnkeringidega ribavõimendaja, milles võnkeringid on kolmikutena häälestatud kolmele sagedusele: üks f_i-le, teised kaks aga sümmeetriliselt lahkuhäälestatult maksimaalsele võimalikule ulatusele;

4) kriitiliselt sidestatud kaksikvõnkeringidega ribafiltervõimendaja;

5) astmete paaridest koosnev võimendaja, mille ühes astmes kasutatakse maksimaalse sidetugevusega kaksikvõnkeringe ja teises üksikvõnkeringi.

Ribavõimendaja headust hinnatakse ribavõimendusteguriga, mis kujutab endast astmevõimenduse korrutist ribalaiusega. Järelikult, kui säilitada ribalaius Δf, siis muude võrdsete tingimuste puhul saadakse suurem astmevõimendus sellelt ribavõimendajalt, mille ribavõimendustegur on suurem. Ühtlasi suureneb koos võimendusega ka selektiivsus. Loetletud viiest ribavõimendaja liigist annavad maksimaalse võimenduse ja kasutatakse seepärast lairiba võimendajates lahkuhäälestatud kaksik- ja üksikvõnkeringidega astmete paari (5) ja lahkuhäälestatud üksikvõnkeringidega kolmikut (3), samuti ka lahkuhäälestatud üksikvõnkeringidega astmete paari (2). Kitsasriba puhul saadakse vajaliku ribaga võimendus lihtsa kriitiliselt sidestatud kaksikvõnkeringiga võimendajalt (4) ja isegi harilikult üksikvõnkeringiga võimendajalt (1).

3. Määratakse sidestatud võnkeringide mahtuvuste väärtused C_1, C_2 ja üksikvõnkeringide puhul C sõltuvalt läbilaskeriba laiusest ja vahesagedusest f_i, kasutades selleks orienteerivaid andmeid järgnevast tabelist.

Tabel 18 — 3.

Vahesagedusvõimendaja võnkeringide mahtuvuse väärtused.

Ribalaius / Mahtuvused	$\Delta f < 5$ kHz	$\Delta f =$ =5...8 kHz	$\Delta f =$ =0,1...1,0 MHz	$\Delta f =$ =1...6 MHz
C_1, C_2 (pF)	200...800	100...200	10...50	10

Mahtuvused C_1 ja C_2 koosnevad sidestatud võnkeringides järgmistest osamahtuvustest: $C_1 = C_{AK} + C_{L1} + C_{M1} + C_{T1}$, $C_2 = C_{G1K} + C_L + C_{M2} + C_{T2}$ ja üksikvõnkeringides $C = C_{AK} + C_L + C_M + C_{G1K} + C_T$, milles C_{T1}, C_{T2} ja C_T on trimmerkondensaatorid; lairibavõimendajates jäetakse harilikult trimmerid ära.

4. Määratakse vajatav võimendaja astmete arv n, et saavutada ülesandes antud võimenduse üldväärtust $V_{ü}$. Selleks leitakse algul ühe astme tingvõimendus V_{t1}, mille annab resonantsvõimendaja üksikvõnkeringiga võimendusaste sama läbilaskeriba Δf puhul tasemega 0,7. Tingvõimenduse väärtused leitakse üksikvõnkeringidega astmetele valemiga:

$$V_{t1} = \frac{S}{2\pi C \Delta f_{0,7}}$$

ja sidestatud kaksikvõnkeringidega astmetele

$$V_{t2} = \frac{S}{2\pi \sqrt{C_1 C_2}\, \Delta f_{0,7}},$$

milles S — mA/V; C, C_1, C_2 — F ja Δf — Hz.

Järgnevalt määratakse võimendaja üldvõimendus, kasutades selleks tabelit 18 — 4.

Kui valitud astmete arvu n puhul arvutatav $V_{ü}$ osutub mõnevõrra väiksemaks ülesandes eeldatust, siis saab võimendust suurendada võnkeringide mahtuvuste C_1, C_2, C väärtusi veidi vähendades.

5. Järgnevalt arvutatakse poolide induktiivsused, eeldades, et $L_1 \approx L_2 = L$:

$$L = \frac{25\,330}{Cf_i^2}\ [\mu H],$$

milles C on üksikvõnkeringi mahtuvus pF ja mille väärtus sidestatud võnkeringide puhul $C = \sqrt{C_1 C_2}$; f_i on vahesagedus MHz.

Tabel 18 — 4.

Ribavõimendaja üldvõimenduse määramine püsiva ribalaiuse $\Delta f_{0,7}$ puhul.

Variandi jrk. nr.	Võimendaja lülitusskeem	Üldvõimendus $V_{ü}$ sõltuvalt astmete arvust n					
		1	2	3	4	5	6
1.	Ühele ja samale f_i-le häälestatud üksikvõnkeringid	V_{t1}	$\frac{V_{t1}^2}{2,5}$	$\frac{V_{t1}^3}{7,7}$	$\frac{V_{t1}^4}{30}$	$\frac{V_{t1}^5}{130}$	$\frac{V_{t1}^6}{550}$
2.	Kriitiliselt lahkuhäälestatud üksikvõnkeringide paarid	—	V_{t1}^2	—	$\frac{V_{t1}^4}{2,5}$	—	$\frac{V_{t1}^6}{8}$
3.	Kolmele sagedusele lahkuhäälestatud üksikvõnkeringid	—	—	$\frac{V_{t1}^3}{0,246}$	—	—	$\frac{V_{t1}^6}{0,141}$
4.	Kriitiliselt sidestatud kaksikvõnkeringid	$\frac{V_{t2}}{1,4}$	$\frac{V_{t2}^2}{3,2}$	$\frac{V_{t2}^3}{8}$	$\frac{V_{t2}^4}{22}$	$\frac{V_{t2}^5}{68}$	$\frac{V_{t2}^6}{200}$
5.	Kaksik- ja üksikvõnkeringide paarid	—	$\frac{V_{t1}\,V_{t2}}{0,274}$	—	$\frac{V_{t1}^2\,V_{t2}^2}{0,170}$	—	$\frac{V_{t1}^3\,V_{t2}^3}{0,130}$

6. Et tagada antud sagedusriba ülekannet, selleks määratakse võnkeringide ekvivalentne sumbuvus d_e. Sõltuvalt kasutatavast lülitusskeemist leitakse d väärtused järgmiselt:

$$d_e = \psi(n)\,\frac{\Delta f_{0,7}}{f_i},$$

milles tegur $\psi(n)$ leitakse tabelist 18 — 5.

Tabel 18 — 5.

Teguri ψ leidmine võnkeringide ekvivalentsete sumbuvuste d_e arvutamisel.

Variandi jrk. nr.	Võimendaja lülitusskeem ja häälestus	Teguri $\Psi(n)$ väärtus sõltuvalt astmete arvust n					
		1	2	3	4	5	6
1.	Ühele ja samale f_i-le häälestatud üksikvõnkeringid	1,0	1,56	1,96	2,30	2,58	2,89
2.	Kriitiliselt lahkuhäälestatud võnkeringide paarid; häälestustegur $p_1 = 1$	—	0,71	—	0,88	—	0,98
3.	Kolmele sagedusele lahkuhäälestatud üksikvõnkeringid, häälestustegur $p_1 = p_{max}$	—	—	0,148	—	—	0,208
4.	Kriitiliselt sidestatud kaksikvõnkeringid; häälestustegur $p = 1$	0,71	0,88	0,98	1,09	1,16	1,22
5.	Kaksik- ja üksikvõnkeringide paarid	—	0,148	—	0,208	—	0,247

Võimendajate skeemi variantides 3 ja 5 toodud tegurite $\psi(n)$ väärtused käivad ainult kesksageduse f_i suhtes kõrvale häälestatud võnkeringide kohta, kuna kesksagedusele f_i häälestatavate üksikvõnkeringide sumbuvus määratakse selpuhul järgnevalt:

$$d_{e1} = 2d_e.$$

Ekvivalentne sumbuvus üksikvõnkeringide puhul

$$d_e = d_0 + d_{Rs} + d_{Ri} + d_{Rš}$$

ja sidestatud kaksikvõnkeringide puhul

$$d_e = d_0 + d_{Ri} + d_{GšA} = d_0 + d_{Rs} + d_{RšG}.$$

Avaldistes on d_0 võnkeringi endasumbuvus ja ta määratakse:

$$d_0 = \frac{1}{Q} = \frac{r}{\omega_i L} = r\omega C,$$

milles r on üksikvõnkeringi järjestiktakistus, L — induktiivsus, C — mahtuvus, $d_{Ri} = \frac{1}{\omega_i C R_i}$ — lambi sisetakistusest võnkeringi kanduv ekvivalentne sumbuvus, $d_{Rs} = \frac{1}{\omega_i C R_s}$ — järgneva lambi sisendtakistusest võnkeringi kanduv šunteeriv toime, $d_{Rš} = \frac{1}{\omega_i C R_š}$ — võnkeringiga rööbiti lülitatavast šunttakistist põhjustatud lisasumbuvus, kaksikvõnkeringide puhul on šunttakistist anoodipoolsesse võnkeringi toodav lisasumbuvus $d_{RšA}$ ja võrepoolsesse võnkeringi toodav lisasumbuvus $d_{RšG}$ Lampide sisendtakistuste väärtused sõltuvalt sagedusest leitakse tabelist 30 — 1, võimendaja viimase võnkeringi sisendtakistuseks on detektori sisendtakistus.

Võnkeringide šunttakistite arvväärtused leitakse järgnevatest avaldistest:

a) üksikvõnkeringide puhul

$$d_{Rš} = d_e - (d_0 + d_{Rs} + d_{Ri}),$$

b) kaksikvõnkeringide puhul

$$d_{RšA} = d_e - (d_0 + dR_i)$$

ja

$$d_{RšG} = d_e - (d_0 + d_{Rs}).$$

Ülikõrgetel sagedustel töötavas v.-s.-võimendajas võib R_s osutuda seevõrra väikseks ja d_{Rs} seevõrra suureks, et d_{Rs} kujuneb negatiivseks. See juhib tähelepanu sellele, et võnkeringi üldsumbuvus osutub suuremaks, kui oli tarvis vajaliku ribalaiuse seisukohalt. R_s šunteerivat mõju neil puhkudel saab vähendada lambi lülitamisega võnkeringi külge autotransformaatoriliselt.

7. Lahkhäälestatud võnkeringide puhul määratakse nende häälestussagedused f_1 ja f_2 ligikaudselt tabelis 18 — 5 toodud abiteguri p_1 järgi

$$f_{i1} = f_i\left(1 + \frac{p_1 d_e}{2}\right)$$

ja

$$f_{i2} = f_i\left(1 - \frac{p_1 d_e}{2}\right).$$

Sidestatud kaksikvõnkeringide lahkhäälestus määratakse sideteguriga:

$$k = pd_e.$$

8. Kontrollitakse tabeli 18 — 2 järgi, kas astmevõimendus asub antud lambi tüübilt saadava maksimaalse stabiilse võimenduse piirides.

18 — 9. VAHESAGEDUSVÕIMENDAJA ARVUTUSNÄIDE.

Arvutada v.-s.-võimendaja ringhäälingu-vastuvõtjale järgmiste tingimuste kohaselt: läbilaskeriba $\Delta f_{0,7} = 7$ kHz; vahesagedus $f_i = 465$ kHz; üldine võimendus (kaasa arvatud sagedusmuundaja) $V_{ü} = 4000$.

Lahendus.

1. Kuna ülekantav sagedusriba on suhteliselt kitsas, siis valime nii võimendajasse kui ka sagedusmuundajasse tavalised väikese tõusuga lambid: võimendajasse 6K3, mille $S = 2{,}0$ mA/V, $C_s = 6$ pF, $C_v = 7$ pF ja sagedusmuundajasse 6A7, mille $S_m = 0{,}4$ mA/V, $C_v = 10$ pF.

2. Võetakse lülitusskeemiks variant 4, s. o. kriitiliselt sidestatud kaksikvõnkeringid, ning tabeli 18 — 3 kohaselt valitakse $C_1 \approx C_2 \approx 175$ pF. Orienteerivalt määrates $C_{L1} = C_{L2} = 10$ pF, $C_{M1} = C_{M2} = 5$ pF, kujunevad rööbitiste kondensaatorite arvväärtused $C_{T1} = C_{T2} = 130$ pF ning lõplikult

$$C_1 = C_{AK} + C_{L1} + C_{M1} + C_{T1} = 7 + 10 + 5 + 150 = 172 \text{ pF}$$

ja

$$C_2 = C_{G1K} + C_{L2} + C_{M2} + C_{T2} = 6 + 10 + 5 + 150 = 171 \text{ pF}.$$

Sagedusmuundaja 6A7 anood-võnkeringi eraldi arvestada ei tule, kuna 6A7 ja 6K3 C_v vahe on vaid 3 pF, mis ületab C_T tehnilised tolerantsid. Seega võnkeringide mahtuvuste keskväärtus $C = \sqrt{C_1 C_2} = \sqrt{172 \cdot 171} = 172$ pF.

3. Arvutatakse tingvõimendus:

$$V_{t2} = \frac{S}{2\pi\sqrt{C_1 C_2}\, f_{0,7}} = \frac{2{,}0 \cdot 10^{-3}}{6{,}28 \cdot 172 \cdot 10^{-2} \cdot 7 \cdot 10^3} = 264.$$

4. Tabelist 18 — 4 leitud variandi 4 kohaselt astmete arvule $n = 2$ (sagedusmuundaja ja võimendusaste) ette nähtud vastava üldvõimendusvalemiga arvutatakse

$$V'_{\ddot{u}} = \frac{V_{t2}^2}{3{,}2} = \frac{264^2}{3{,}2} = 21\,800.$$

Tegelikult aga on üldine võimendus väiksem: teise astme võimendus lambiga 6K3

$$V_{II} = \sqrt{V'^2_{\ddot{u}}} = \sqrt{21\,800} = 147{,}5$$

ja esimese astme võimendus lambiga 6A7, arvestades selle muundustõusu $S_m = 0{,}4$ mA/V

$$V_I = V_{II}\frac{S_m}{S} = \frac{147{,}5 \cdot 0{,}4 \cdot 10^{-3}}{2{,}0 \cdot 10^{-3}} = 29{,}5.$$

Seega üldine võimendus

$$V_{\ddot{u}} = V_I V_{II} = 29{,}5 \cdot 147{,}5 = 4350,$$

millest ülesande kohaselt jätkub piisavalt.

5. Arvutatakse poolide induktiivsused:

$$L = L_1 = L_2 = \frac{25\,330}{Cf_i^2} = \frac{25\,330}{172 \cdot 0{,}465^2} = 680\ \mu\text{H}.$$

6. Leitakse võnkeringi sumbuvus.

Tabeli 18 — 5 järgi 4. variandi kohaselt $n = 2$ puhul võnkeringide sumbuvus

$$d_e = 0{,}88\frac{\Delta f_{0{,}7}}{f_i} = \frac{0{,}88 \cdot 7 \cdot 10^3}{465 \cdot 10^3} = 0{,}0132.$$

Kuna lambi 6K3 $R_i = 0{,}8$ MΩ ja et sagedusel $f_i = 465$ kHz R_s on vähemalt mitukümmend MΩ, siis nende mõju ei tule võnkeringide sumbuvuse määramisel arvestada ning $d_r = d_e = 0{,}0132$. Võnkeringi hindetegur $Q_r = \frac{1}{d_r} = \frac{1}{0{,}0132} = 76$ on hõlpsasti saavutatav, kuna ta k.-s.-järjestiktakistus

$$R = \frac{\omega_i L}{Q_r} = d_r \omega_i L =$$

$$= 0{,}0132 \cdot 6{,}28 \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 680 \cdot 10^{-12} = 26{,}2\ \Omega.$$

7. Määratakse sidetugevus $k = d_e = 0{,}0132$.

8. Kontrollitakse võimendaja stabiilsuse nõude täitmist. Tabelist 18 — 2 selgub, et 6K3 stabiilse võimenduse piirväärtuseks sagedusel 465 kHz on 200, mis tunduvalt ületab arvutatud $V_{II} = 147{,}5$ ja seega rahuldab täielikult.

19. peatükk

B- JA C-KLASSI KÕRGSAGEDUSVÕIMENDAJAD

A-klassi võimendaja väike väljandvõimsus ja väike anoodi kasutegur piiravad ta kasutamise pingevõimendajana peamiselt vastuvõtjas. Seepärast kasutatakse saatjates, kus suured väljandvõimsused ja suured anoodi kasutegurid on olulised, võimsuse võimendajana ainult B- ja C-klassi võimendajaid. Nendest rakendatakse eriti laialdaselt C-klassi võimendajaid, kuna B-klassi võimendajate kasutamine on piiratud üksikute eriotstarbeliste juhtudega.

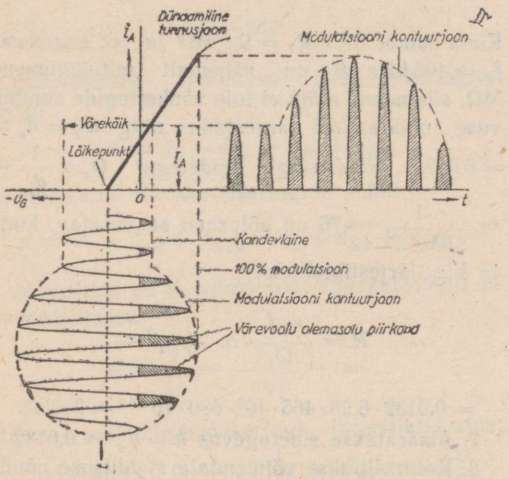
19 — 1. B-KLASSI KÕRGSAGEDUSVÕIMENDAJA.

B-klassi kõrgsagedusvõimendaja sarnaneb töötamispõhimõttelt üldiselt B-klassi madalsagedusvõimendajale, töötades säärase negatiivse võre-eelpingega, et võre-ergutuspinge puudumisel anoodvool võrdub praktiliselt nulliga. Võre-ergutuspinge puhul voolab anoodvool ainult võrepinge positiivsete pooltsüklite, s. o. 180 elektrilise kraadi kestel, kusjuures anoodvool kujutab endast võrepinge pooltsüklitega sarnanevaid voolupulsse (joon. 19 — 1).

B-klassi kõrgsagedusvõimendajat kasutatakse saatjas moduleeritud astme võimsuse edaspidiseks tõstmiseks ja nimetatakse sel puhul *lineaarseks võimendajaks*. Samuti sarnaneb B-klassi töörežiimile moduleeritav aste, milles moduleerimine toimub *võrepinge moduleerimise meetodil*. Kuna üldine võrepinge koosneb alalisest võre-eelpingest ja sellega liituvast ergutuspingest, siis olenevalt sellest, kumba neist võrepinge komponentidest muudetakse, kujuneb B-klassi võimendaja liik: kui võre-eelpinge on püsiv ja muutub ergutuspinge, on tegemist lineaarse võimendajaga, kui ergutuspinge amplituud on püsiv, kuid muutub võre-eelpinge, on tegemist võrepingega moduleeritud astmega. Nii ühel kui ka teisel juhul ei tohi B-klassi võimendaja väljandis esile tulla moonutusi (lähtudes moduleeritud laine algkujust, mis juhiti võimendaja võreringi). Selle teostamiseks anoodvoolu muutumine peab olema täpselt võrdeline võrepinge muutumisega, ehk teiste sõnadega, väljandvõimsus peab muutuma võrdeliselt võrepinge ruuduga.

Sellise nõude täitmiseks reguleeritakse anoodi

koormusimpedantsi sääraselt, et dünaamiline tunnusjoon oleks võimalikult sirgjooneline (joon. 19 — 1). See omakorda tingib ühelt poolt kriitilist lineaarse võimendaja eelpinge seadmist peaaegu anoodvoolu lõikepunkti ja teiselt poolt



Joon. 19 — 1. B-klassi kõrgsagedusvõimendaja tööprotsessi kujutus.

võrekäigu, s. o. võrepinge amplituudi piiramist tunnusjoone ülemise põlviku alguseni, mil anoodvool hakkab küllastuma. Vastasel korral on moonutused paratamatud, mis avalduvad vastuvõtjas ebalineaarmoonutustena, liiga suure võre-eelpinge puhul hävivad modulatsiooni negatiivsed amplituudid, sest neil puhkudel anoodvool katkeb, küllastumisvoolu piiridesse ulatuvad võrepinge amplituudid samuti langevad väljandis välja.

Õigesti toimiva lineaarse võimendaja kandevlaine väljandvõimsus peab olema piiratud 25%-ga maksimaalsest väljandvõimsusest, mida võimendaja arendab 100%-lise moduleerimise puhul. Kui lineaarne võimendaja on ühtlasi saatja lõppastmeks, mis toidab saateantenni, siis 100% modulatsiooni teravikel peab antennivool tõusma kahekordse väärtuseni, võrreldes antennivooluga moduleerimata kandevlaine puhul.

Praktiliselt reguleeritakse õige töörežiim nii, et kandevlaine juures alaline anoodvool I_A võrduks ligemale 16% küllastusvoolust kasutatava anoodi toitepinge juures. Anoodi alalisvoolu keskväärtus B-klassi võimendaja juures jääb püsivaks, sest voolu tugevnemine ja nõrgenemine (jäädes sümmeetrilisteks) vastastikku tasakaalustuvad. Anoodringi paigutatud alalisvoolu mõõteriist ei tohi moduleeritud saate ajal kõikuda ja kui ta seda peaks tegema, siis on see ilmseks moduleerimise ebalineaarsuse signaaliks.

Kuna B-klassi kõrgsagedusvõimendaja käsitab kõrgsageduslikke sisendpingeid, siis pole sugugi oluline, mis sünnib üksikute kõrgsageduslike amplituudidega anoodringis, kui aga seejuures säilitatakse väljandis üldine moduleeritud madalsageduslik kontuurjoon. Seega B-klassi režiimis toimivas kõrgsagedusvõimendajas pole sümmeetriline kahelambiline lülitus tarvilik, kuna modulatsiooni kontuurjoon ise on sümmeetriline nii positiivsetel kui negatiivsetel pooltsüklitel. Nagu nähtub joonisel 19 — 1 toodud B-klassi võimendaja tööprotsessi kujutusest, säilib väljandi anoodvoolus siiski täielikult modulatsiooni kontuurjoone kuju, vaatamata sellele, et võre ergutuspinge negatiivsed pooltsüklid tööprotsessis täielikult välja langevad.

Nagu B-klassi madalsagedusvõimendaja juures, on ka B-klassi kõrgsagedusvõimendajas õige ergutusastme dimensioneerimine väga oluline. Ergutusaste peab andma küllaldast võimsust, et katta B-klassi võimendaja võrevoolu arvel tekkivad kaod, mis on maksimaalsed võrepinge amplituudidel, ja peab seejuures arendama vastava amplituudiga pingeid, mis on tarvilikud B-klassi võimendaja väljandi täielikuks väljatüürimiseks. Kui ergutuspingete amplituudid pole küllaldased, jäävad võimenduslambi võimed osaliselt kasutamata: arendatav väljandvõimsus on väike ja samuti on väike anoodi kasutegur. Kui ergutuspinge amplituud on liiga kõrge, tekivad väljandis ebalineaarmoonutused. Et võrevool ei voola kogu positiivse pooltsükli vältel, vaid ainult osaliselt, suurenedes ergutuspinge tõusuga, siis kujutab võrering ergutusastmele väga suurtes piirides muutuvat koormusimpedantsi, olles minimaalne ergutuspinge amplituudväärtustel ja lõpmata suur väikestel ergutuspingetel, mil võrevool ei voola. See seab ergutusastmele üles väga ranged tingimused. Ebalineaarmoonutuste vältimiseks šunditakse lineaarse võimendaja võrering takistusega, mis ühtlustab võrekoormuse impedantsi muutusi. Mida väiksem on võre šunttakistus, seda suurem on garantii ebalineaarmoonutustest vabanemiseks. Säärane kunstlik, näiliselt kahjulik koormus on paratamatu, milles tekkivaid kadusid lisaks võrevoolukadudele peab ergutusaste olema suuteline katma.

Ergutamiseks vajalik võimsus ja pinge arvutatakse võimenduslambi tunnusjoonte sarja alusel. Määrates kindlaks võre-eelpinge $-U_G$, võre-ergutuspinge amplituudi U_G ja leides võrevoolu tunnusjoontest maksimaalse võrevoolu väärtuse $I_{G\,max}$ võrepinge positiivsel amplituudil, leiame lambi ergutuseks vajaliku maksimaalse võimsuse:

$$P_{G\,max} = 0{,}9 U_G I_{G\,max} \text{ [W]}.$$

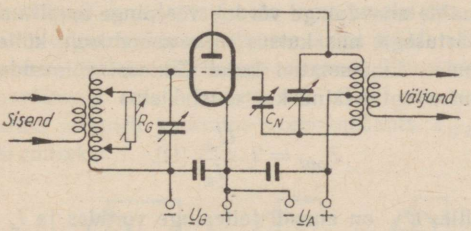
Kandevlaine puhul võrevoolu kaovõimsus peab võrduma veerandiga maksimaalsest ergutusvõimsusest:

$$P_G = \frac{P_{G\,max}}{4} \text{ [W]}$$

ning šunttakistuses peab kuluma vähemalt pool sellest võimsusest, s. o. $\frac{P_{G\,max}}{8}$ vatti, millest takistuse maksimumväärtus

$$R_G = \frac{8U^2_{G\,max}}{P_{G\,max}} \text{ [Ω]}.$$

B-klassi võimendaja töötab muutliku anoodi kasuteguriga, sest väljandvõimsus muutub vastavalt modulatsiooni protsendile, kusjuures anoodi toitevõimsus jääb kogu ajaks konstantseks. Teoreetiliselt maksimaalne anoodi kasutegur 100% moduleeritud laine puhul võrdub 78,5%, mis moduleerimata kandevlaine puhul väheneb poolele, s. o. 39,25%.



Joon. 19 — 2. B-klassi lineaarse võimendaja lülitus trioodiga. Neutraliseerimine teostatakse anoodringis. Võreringi on paigutatud astendatav muutlik takistus R_G, mis on tarvilik ergutusastme anoodkoormuse ühtlustamiseks.

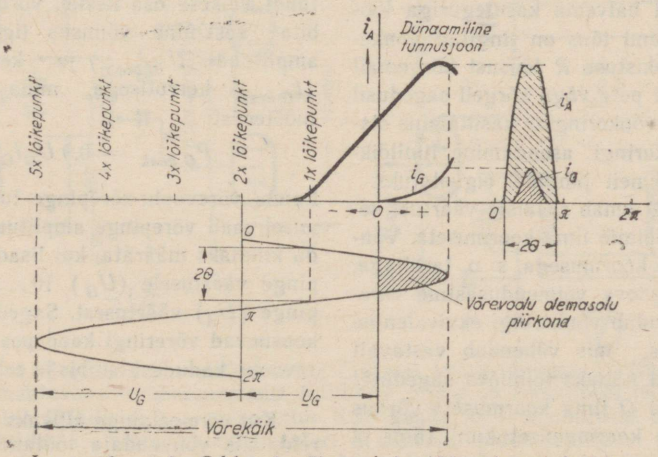
B-klassi võimendajas kasutatakse nii trioode kui ka saatepentoode. Trioodide kasutamisel on neutraliseerimine tarvilik. Võimsuse suurendamise otstarbel on võimalik lampe lülitada rööbiti või sümmeetriliselt. Joonisel 19 — 2 on toodud B-klassi lineaarse võimendaja tüüplülitus.

19 — 2. C-KLASSI KÕRGSAGEDUSVÕIMENDAJA.

1) Üldiselt. C-klassi võimendaja on säärane võimendaja, mille anoodi vahelduvvool on võrdeline anoodpingega. Järelikult väljandvõimsus peab olema võrdeline anoodpinge ruuduga. Sellises tööolukorras arendab võimendaja väga kõrget anoodi kasutegurit, mis ulatub tegelikult kuni 75% ja suurte võimsuslampide juures isegi kuni 90%. Samuti on suur C-klassi võimendaja juures väljandvõimsus, kuid võimsuse võimendus on suhteliselt madal.

C-klassi režiimis töötamiseks eelpingestatakse võimenduslamp vähemalt kahekordse lõikepunkti väärtusega võre-eelpingega (joon. 19 — 3). Sel puhul ilma ergutuspingeta on anoodvool null. Ergutuspinge amplituud peab olema seevõrra suur, et positiivsel võrekäigul anoodvool küllastuks, s. o. ulatuks üle tunnusjoone ülemise põlviku. Seejuures anoodvool voolab ainult lühikese aja vältel, võrreldes ergutuspinge terviktsükli kestusega, ja piirdub harilikult 120 ... 150 elektrilise kraadiga (nurk 2 Θ). Võrepinge ulatudes anoodvoolu küllastumise piiridesse, areneb positiivsel amplituudväärtusel võrevool niivõrd suureks, et katoodi emissioon ei suuda säilitada anoodvoolu pulsi siinuselist kuju ning anoodvoolus tekib sel hetkel langus (hammas). Anoodvoolu kuju moondub õige märgatavalt, mis avaldub tugevate nii paaris- kui ka paaritute harmooniliste sageduste tekkimises. Kuna aga väljand-võnkering häälestatakse C-klassi võimendajana töötamisel põhisagedusele, millel võnkering omab resonantsi puhul kõrget puhttakistuslikku impedantsi, siis harmoonilised sagedused väljandisse praktiliselt üle ei kandu ning võnkeringis väljand muutub uuesti siinuseliseks.

C-klassi võimendajana saab kasutada nii trioode kui k_a varivõre võimsuspentoode ja tet-



Joon. 19 — 3. C-klassi võimendaja tööprotsessi kujutus.

roode. Pentoodide ja tetroodide eeliseks on, et nad ei vaja neutraliseerimist.

C-klassi võimendaja töörežiimis töötavad tavaliselt kõik k.-s.-võimsusevõimendajad, mis asuvad enne moduleeritavat võimendusastet, kaasa arvatud moduleeritav aste, ostsillaator ja sageduskordistusastmed. Ainult lineaarsed võimendusastmed, mis järgnevad moduleeritavale astmele, ja võre-moduleeritavad astmed toimivad B-klassi režiimis.

2) Anoodi koormustakistus ja võimsus. Olulisemaid probleeme C-klassi võimendaja juures on ta sobitamine sisendiga ning väljandiga ja ergutusastme dimensioneerimine. Võimendaja sisendiks on C-klassi režiimis toimiv eelmine võimendusaste, nn. ergutusaste, väljandiks on kas järgnev võimendusaste või antenn, juhul, kui võimendaja on ühtlasi lõppvõimendajaks.

C-klassi koormusimpedantsi moodustab rööbitine anoodi võnkering, mis resonantssagedusel on puht-takistuslik.

$$Z_r = \frac{(2\pi fL)^2}{R} = X_L Q = X_c Q.$$

Sellest selgub, et suure impedantsi saavutamiseks peab võnkeringi Q olema suur, s. o. induktiivsus suur ja tegevtakistus R väike. Kuna resonantsi puhul $X_L = X_C$, siis induktiivsuse tõstmisel peab võnkeringi mahtuvus vähenema. Seega võnkeringi Z_r tõstmist saab teostada kahel teel: R vähendamisega ja L/C suhte suurendamisega. Resonantssagedusist madalamail ja kõrgemail sagedusil võnkeringi impedants väheneb. Suure impedantsi tõttu kujuneb anoodvool resonantssagedusel minimaalseks, kusjuures voolu languse ulatus on ühtlasi võnkeringi ja kogu võimendaja töötamise headuse hindeks. Saatja anoodi võnkeringi häälestades muudetavail sagedusil, võib panna tähele, et sageduse tõusuga anoodvoolu miinimum järjest tõuseb. Sellest ei tule järeldada, nagu hakkaks võimenduslamp kõrgemail sagedusil halvema kasuteguriga töötama, vaid miinimumi tõus on tingitud võnkeringi kõrgsagedustakistuse R tõusust kõrgemail sagedusil. Seepärast pole väga kõrgeil sagedusil keskendatud L ja C võnkeringide kasutamine otstarbekas ning võnkeringi asendamine liinilõikresonaatoriga osutub neil juhtudel õigustatuks.

Võnkeringi suur Q omab reaalset väärtust seni, kuni võnkering toimib ilma koormuseta. Võnkeringi sidestamisel koormusega, s. o. tarbijaga, milleks on kas järgneva võimendusastme võrering või antenn, kandub võnkeringi ekvivalentne järjestikune takistus, mis vähendab vastavalt võnkeringi Q-d. Kui näiteks toimides sagedusel 7,0 MHz võnkeringi Q ilma koormuseta võrdus 100-ga, langeb ta koormamisel kuni 15-ni ja isegi kuni 10-ni.

Koormustakistuse tõstmisega, s. o. sidestuse nõrgendamisel koormusega, väheneb anoodi toitevõimsus, väheneb soojuseks muunduv anoodi kaovõimsus ja suureneb anoodi kasutegur. Samuti suureneb koormustakistuse tõstmisega algul ka väljandvõimsus P_v, kuid ainult teatud piirini, millel koormustakistus kujuneb optimaalseks Z_{opt}; koormusimpedantsi edaspidisel tõstmisel hakkab väljandvõimsus uuesti vähenema. Seega ei lange kõrgeim anoodi kasutegur kokku maksimaalse väljandvõimsusega. Säärase toimimise tõttu kaotab C-klassi võimendaja juures oma tähtsuse väide, et kasulikumalt sooritatakse töö siis, kui generaatori sisetakistus võrdub välistakistusega.

Optimaalne on seesugune anoodi koormustakistus, mis küllastatud anoodvoolu amplituudide juures arendab minimaalse anoodi vahelduvpinge. Optimaalse koormustakistuse puhul minimaalne anoodpinge võrdub võrepinge amplituudväärtusega, mis kutsus esile anoodvoolu küllastumise. Lihtsustatud kujul C-klassi võimendaja juures optimaalne koormustakistus

$$Z_{opt} = 2\,\frac{U_A}{I_s}\ [\Omega],$$

milles U_A on anoodi toitepinge voltides ja I_s — anoodi küllastusvool amprites. Võimendaja väljandvõimsus, mis areneb optimaalse koormustakistuse klemmidel

$$P_v = \frac{U_A I_A}{2},$$

milles U_A on anoodi vahelduvpinge ja I_A — anoodi vahelduvvoolu amplituudväärtus.

3) Ergutusvõimsus. Optimaalses töörežiimis toimides C-klassi võimendaja anoodi minimaalne pinge (olenevalt lambi tüübist) võrdub 10...20%-ga anoodi toitepingest, mis vastab ühtlasi võrepinge amplituudile. Kuna võrevool voolab ainult võrepinge positiivse amplituudi väikese osa kestel, võrdub võreringis tarbitav keskmine võimsus ligikaudu võrepinge amplituudi ($U_{G\,max}$) ja keskmise võrevoolu ($I_{G\,kesk}$) korrutisega, mida näitab võrevoolu mõõteriist:

$$P_{G\,kesk} = 0{,}9\,U_G I_{G\,kesk}\ [\mathrm{W}].$$

Lambi võrevoolu-võrepinge tunnusjoonte puudumisel saab võrepinge amplituudväärtuse ligikaudu kindlaks määrata, kui lisada valitud võre-eelpinge väärtusele (U_G) 10...20% anoodi toitepinge (U_A) väärtusest. Sagedustel kuni 30 MHz koosnevad võreringi kaod peaaegu täielikult võrevoolu kadudest lambis ja eelpinge allikas[1]. Vä-

[1] Kui võre-eelpinge allikaks kasutada akupatareid, siis võimendaja töötamise ajal asub aku laadimise olukorras.

ga kõrgeil sagedusil lisanduvad võrevoolu kadudele veel dielektrilised kaod lambi ühendusjuhtmeis, soklis, pesas, milliste katteks tuleb arvutatud ergutusvõimsust tõsta mitmekordselt. Arvestades lisakadusid veel ergutuse võnkeringis, sidestuselementides jne., on tarvilik kõigil sagedusil ergutusvõimsus tegelikult määrata 2...3 korda suuremana, kui eespool arvutatud.

Väga olulist tähtsust omab ergutusastmelt arendatava võimsuse õige rakendamine võimendaja võreringi, mis seisab ergutusastme optimaalse koormustakistuse sobitamises võimendaja võreimpedantsiga: Suurema osa võrekäigu kestel, mil võrevoolu ei voola, kujutab võreimpedants lõpmata suurt takistust. Võrepinge positiivsel amplituudil väheneb võreimpedants olenevalt lambi tüübist väga madalaks, 4000 oomi piiridesse. Keskmiseks võreimpedantsiks, mida sobitamisel võetakse arvutuse aluseks, nimetatakse säärast impedantsi, mida lamp omaks siis, kui sama ergutusvõimsuse juures kogu tsükli vältel voolaks ühtlase väärtusega võrevool. Kuna ergutusvõimsus eespooltoodud kaalutlusil on arvutatav, kujuneb keskmine võreimpedants $Z_{G\,kesk}$ järgmiseks:

$$Z_{G\,kesk} = \frac{U_G^2}{2P_{G\,kesk}} \ [\Omega],$$

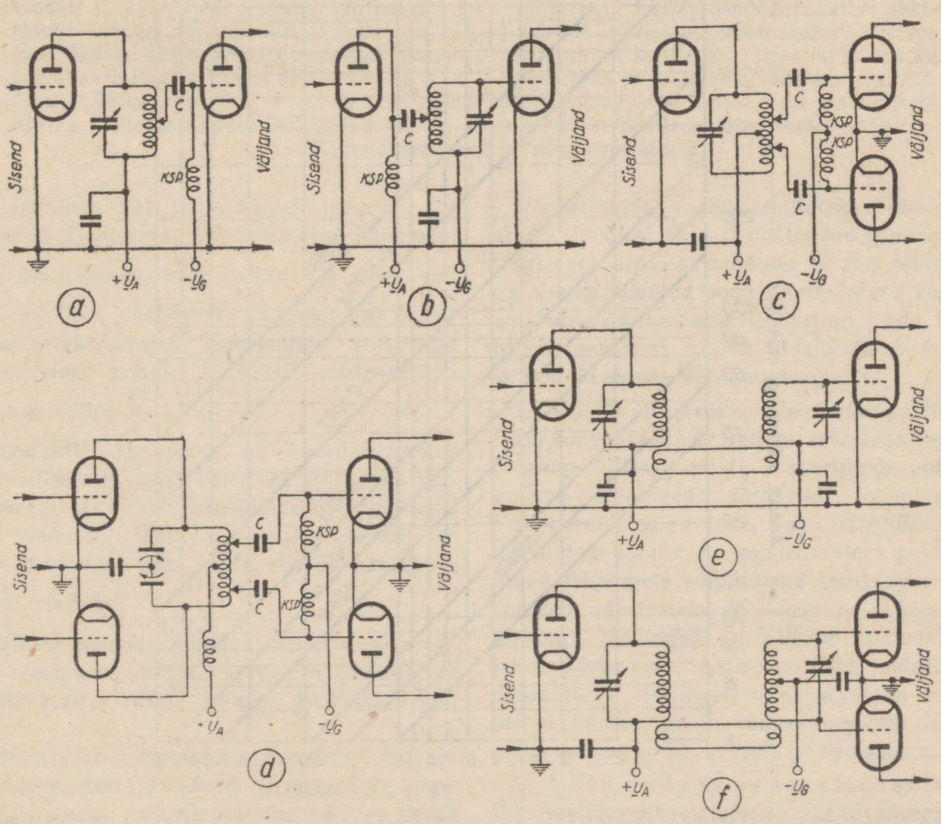
milles U_G on võrepinge amplituudväärtus voltides ja $P_{G\,kesk}$ keskmine ergutusvõimsus vattides, või ülekantuna võrevoolu keskväärtusele $I_{G\,kesk}$

$$Z_{G\,kesk} = \frac{0{,}56U_G}{I_{G\,kesk}} \ [\Omega].$$

Võreimpedantside väärtused olenevad lambi tüübist: suure võimendusteguriga lampidel on need väikesed, alates 2000 oomist ja tõustes väikese võimendusteguriga lampide juures kuni 8000...10 000 oomini, keskmise väärtusega 4000...5000 oomi.

Võreimpedantsi muutuvuse tõttu on vajalik, et ergutusastme anoodi võnkeringi Q oleks võimalikult suur, mis on tarvilik pinge säilitamiseks ühtlasena kogu tsükli vältel. Teades võimendusastme võreimpedantsi ja ergutusastme optimaalse anoodkoormuse väärtusi, saab neile valida õige sidestuse. Joonisel 19 — 4 on toodud tüüpilisemaid sidestusviise.

4) Anoodi võnkeringi parameetreid. Eeltoodu põhjal tuleks arvata, et kõige



Joon. 19 — 4. Ergutusastme sidestusviise C-klassi võimendajaga. Lülitustes *a*, *b*, *c*, *d* on kasutatud mahtuvussidestuse meetodit, lülitustes *a* ja *c* on anoodtoide teostatud järjestikuselt, võretoide rööbitiselt k.-s.-paispoolide KSP kaudu, *b* — anoodtoide on rööbitine, võretoide järjestikune; sidestuskondensaatori *C* väärtus pole kriitiline ja võib ulatuda 50...2000 pF. Lülitustes *e* ja *f* on sidestuseks kasutatud lülisidet.

ideaalsem on säärane võnkering, mille Q on väga suur ja mille häälestuskondensaatori mahtuvus on viidud absoluutse miinimumini. Tegelikus tööolukorras pole see siiski päris täpselt nii selles osas, mis käib kondensaatori mahtuvuse kohta: liiga väike mahtuvus põhjustab võnkeringi ebastabiilsuse ja harmooniliste sageduste suure sisalduse võnkeringis. Impedantsi vähendamiseks harmoonilistel sagedustel ja seega nende mahasurumiseks peab võnkeringi mahtuvus olema võimalikult suur. C/L vahekorra suurendamisega tõuseb anoodi võnkeringis tsirkuleeriv kõrgsagedusvool, mis põhjustab võnkeringi takistuses soojuskadude suurenemise ning väljandvõimsuse vastava vähenemise. Seega võnkeringi parameetrite määramine kujuneb kompromisslahenduseks.

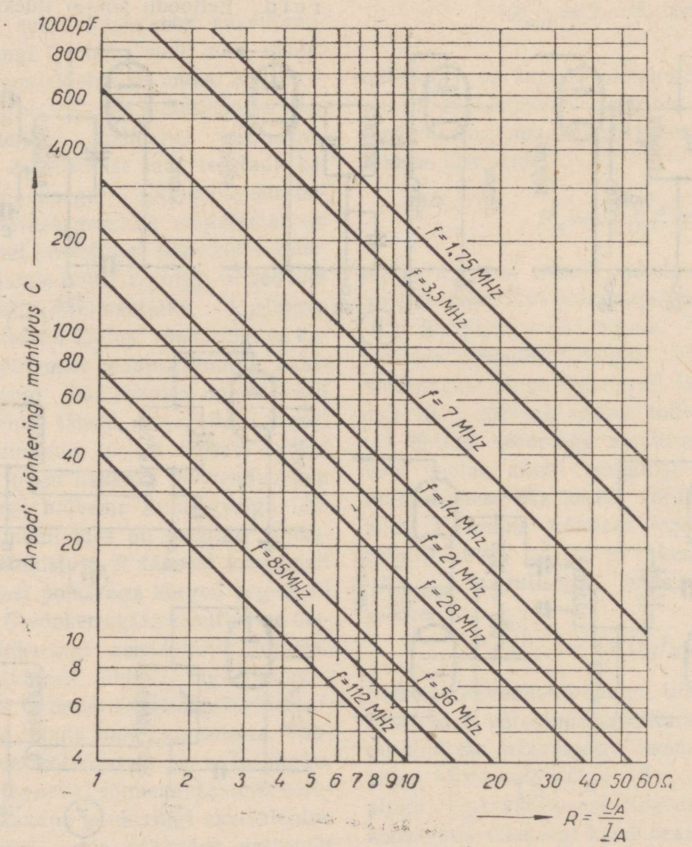
Tegelikus tööolukorras saavutatakse sobivaimad töötingimused harmooniliste sageduste mahasurumiseks võnkeringilt, mille Q täie koormuse all võrdub ca 12.

Väljudes sellest, et koormamatult võnkeringi Q oleks võimalikult suur ja koormamisel langeb 12-le, pole raske arvutada minimaalne häälestuskondensaatori mahtuvuse väärtus igale kasutatavale sagedusele. Optimaalseis töötingimustes toimiva C-klassi võimendaja anoodi koormustakistus on ligikaudu võrdeline alalise anoodpinge ja anoodvoolu suhtega.

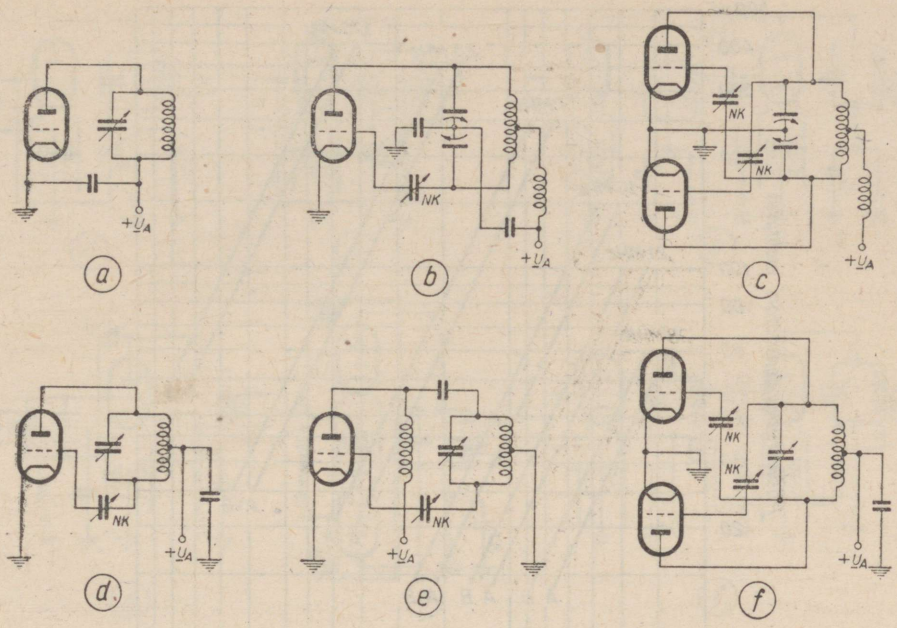
Optimaalseis tingimustes töötamisel, kui anoodvoolu kestuse ajaline nurk (2Θ) võrdub 120 elektrilise kraadiga, koormatud võnkeringi $Q = 12$ ja anoodi kasutegur $\eta_A = 70\%$, võnkeringi mahtuvus

$$C = \frac{4520 \cdot I_A}{f U_A} \text{ [pF]},$$

milles f on sagedus megahertsides, U_A — anoodi toitepinge voltides, I_A — anoodi toitevool mA. Joonisel 19 — 5 on toodud graafiliselt C väärtus amatöör-sagedusastmikele, sõltuvalt võimenduslambi alalisvoolutakistusest (U_A/I_A). Andmed on kehtivad otseselt ühelambilise lihtlülituse kohta. Poolitatud võnkeringides vastastaktlülitustes tuleb C väärtused kohandada järgmiselt (joon. 19 — 6):



Joon. 19 — 5. Graafik häälestuskondensaatorite mahtuvuste määramiseks amatöörsagedusastmikel sõltuvalt võimenduslambi alalisvoolutakistusest. Graafiku koostamisel on arvestatud võnkeringi hindeteguri Q väärtusena 12.



Joon. 19 — 6. C-klassi võimendaja häälestuskondensaatori mahtuvuse määramine sõltuvalt lülitusest kooskõlas graafikuga joon. 19 — 5. Lülituses *a* on kehtivad graafikus toodud *C* väärtused otseselt, lülitustes *b* ja *c* lõhestatud häälestuskondensaatori sektsiooni väärtus võrdub *C*/2, lülitustes *d*, *e* ja *f* võrdub häälestuskondensaatori väärtus *C*/4. Selline häälestuskondensaatori dimensioneerimine on kehtiv nii järjestikuse kui ka rööbitise toiteviisi puhul (lülitustes *a*, *b*, *c*, *d*, *f* on toide järjestikune, lülituses *e* rööbitine). Lülitustes *a*, *b*, *d*, *e* ja *f* peavad häälestuskondensaatorite rootorid nii maandusest kui ka häälestusnupust isoleeritud olema, lülituses *c* on kondensaatori rootor maandatud. *NK* on neutraliseerimiskondensaatorid.

ühelambilises (*b*) ja vastastakt-lülituses (*c*) lõhestatud staatoriga kondensaatori kummagi sektsiooni mahtuvus tuleb valida $\frac{C}{2}$;

ühelambilises poolitatud võnkeringiga (*d*, *e*) ja vastastaktlülituses lõhestamata staatoriga kondensaatori puhul (*f*) tuleb kondensaatori mahtuvus valida $\frac{C}{4}$;

vastastaktlülituse puhul on koormustakistus ühelambilise lülitusega võrreldes alati kaks korda suurem, seepärast peab üldine *C* olema kaks korda väiksem; kuna aga vastastakt-lülituses suureneb võimsus kaks korda, siis üldmahtuvuse väärtus võrdub $\frac{C}{4}$;

rööbitiste lampide puhul koormustakistus väheneb vastavalt lampide arvule ja *C* valitakse lampide arvu kordselt suurem kui üksiklambi puhul;

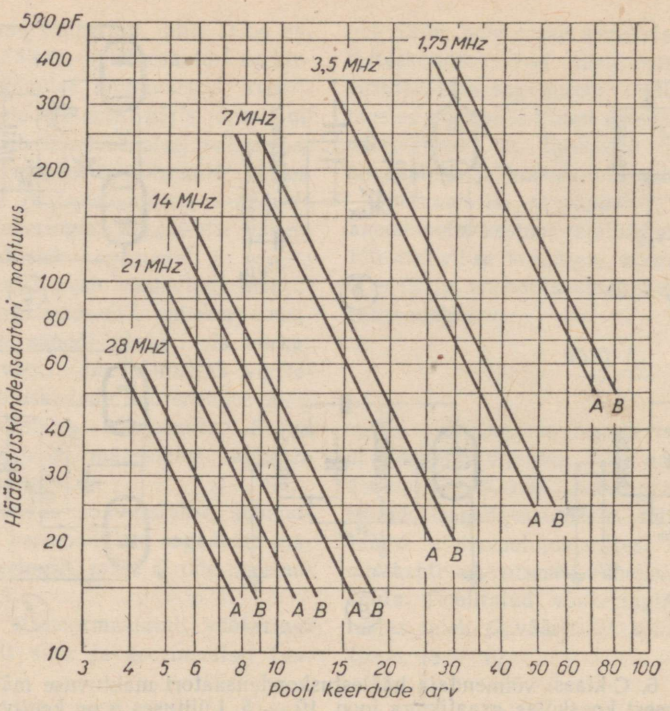
moduleeritud võimendajana toimimisel valitakse kondensaatori väärtused harmooniliste sageduste paremaks mahasurumiseks 1,5 ... 2 korda suuremad;

omaergutusega ostsillaatorite mahtuvus valitakse parema stabiilsuse säilitamiseks 3 ... 4 korda suurem.

Võnkeringide poolid arvutatakse üldvalemite alusel. Joonisel 19 — 7 on toodud graafik, mille järgi saab kindlaks määrata 40 mm läbimõõduga alusele mähitud pooli keerdude arv vastavalt amatöör-sagedusastmikele, kui on teada häälestuskondensaatori suurus. Poolid tuleb mähkida ühtlase keerdude vahekaugusega.

Et vältida võimalikku dielektriku läbilöömist tuleb kondensaatorite valikul arvestada tegelikke tööpingeid. Hargnemata võnkeringide puhul tegelikud tööpinged võrduvad toitepingetega. Kesk-haruühendiga toite, vastastaktlülituste ja lõhestatud staatoriga kondensaatori puhul ulatuvad tööpingete amplituudid toitepingete kahekordsete väärtusteni. Moduleeritud C-klassi võimendaja tööpinged on kõikidel juhtudel kaks korda kõrgemad. Astmevaheliste sidestuskondensaatorite tööpinged tuleb arvutada ergutusastme anoodpinge ja võimendusastme võre-eelpinge summast 50 ... 100% kõrgematena.

5) Võimendaja neutraliseerimine. Eri varivõre-saatelampide rakendamisega lihtsustub väikese võimsusega saatjate ehitus märgatavalt, sest väga väikeseks viidud võre ja anoodi vaheline mahtuvus pole suuteline ostsilleerimist esile kutsuma. Madalsagedusvõimenda-

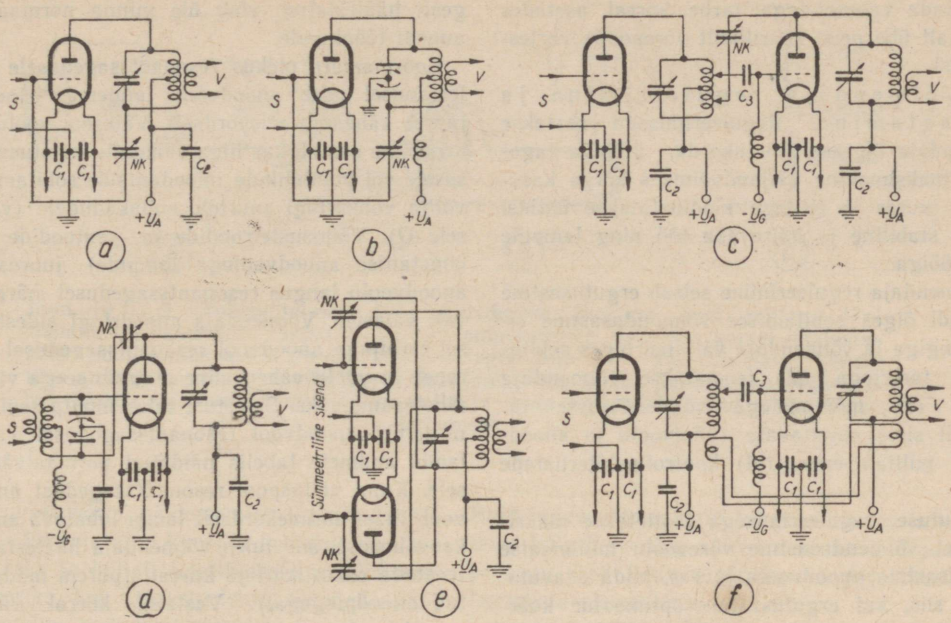


Joon. 19 — 7. Graafik poolide ehituslike andmete määramiseks. Poolialuse läbimõõt 40 mm. Pooli keerdude arvud tuletatakse kõverjoonte järgi: A — kui mähise pikkus on 27 mm, B — kui mähise pikkus on 40 mm.

jaks ettenähtud võimsustetroodides ja pentoodides, näit. 6Ф6С, 6П3С, 6П6С pole võre ja anoodi vaheline mahtuvus siiski küllaldasel määral väike ($C_{GA} \approx 0{,}2 \ldots 0{,}5$ pF), mistõttu nende kasutamisel kõrgsagedusvõimendajana tuleb erilist tähelepanu juhtida sellele, et ehituslikult ei tekiks magnetilisi ega elektrostaatilisi sidestusi võre- ja anoodringide vahel. Väljade kaudu sidestuse vähendamiseks asetatakse võre- ja anoodringi vahele hea elektrijuhtivusega metallist varjestusplaat või pannakse poolid varjestustopsidesse ning vajaduse korral asetatakse võimenduslamp ise (kui lamp on klaaskestas) metallsilindrisse.

Trioodide juures varjestusest üksi ei jätku, vaid kasutatakse erimenetlust, nn. neutraliseerimist. Selleks juhitakse anoodringist võreringi, võre ja anoodi vahelise mahtuvuse kaudu anoodringist võreringi tagasikanduva vooluga vastufaasis ja võrdse amplituudiga vool tagasi, mis tasakaalustab täielikult kahjuliku tagasiside mõju. Lülituslikult teostatakse neutraliseerimine sümmeetrilise võnkeringiga, mis on tarvilik vastufaasis pinge tekitamiseks. Neutraliseerimispinge amplituud reguleeritakse väikese neutraliseerimiskondensaatori abil, mille mahtuvuse keskväärtus peab võrduma ligikaudu võre ja anoodi vahelise mahtuvusega. Neutraliseerimisviisi, milles neutraliseerimiseks vajatav pinge tekitatakse sümmeetrilises võreringis, nimetatakse võreneutraliseerimiseks; neutraliseerimisviisi, milles neutraliseerimispinge tekitatakse sümmeetrilises anoodringis, nimetatakse anoodneutraliseerimiseks. Joonisel 19 — 8 on toodud tüüpilisemaid neutraliseerimislülitusi. Lülitustes *a* ja *b* on kasutatud anoodneutraliseerimist, lülitustes *c* ja *d* — võreneutraliseerimist, lülituses *e* on vastastaktvõimendajas kasutatud samuti anoodneutraliseerimist. Lülituses *f* on neutraliseerimine teostatud induktiivselt, milles lüliside kaudu juhitakse võimendaja anoodringist vastufaasis pinge võreringi, kusjuures tagasikantava pinge amplituud reguleeritakse lüliside väärtuse muutmise teel.

Võreneutraliseerimine on palju kapriissem ega võimalda nii täpset tagasiside tasakaalustamist kui anoodneutraliseerimine. Peale selle anoodneutraliseerimise lülituses võimendaja ühel sagedusel kord välja neutraliseerituna püsib suuremal või väiksemal määral ka teistel sagedustel, võreneutraliseerimine aga vajab sageduse muutmisel järelneutraliseerimist. Täiuslikem ja püsivaim kõigist neutraliseerimisviisidest on vastastaktlülituses kasutatav sümmeetriline neutraliseerimisviis, mis on väga stabiilne ja säilitab



Joon. 19 — 8. Neutraliseerimislülitusi: *a, b, e* — anoodneutraliseerimine, *c, d* — võreneutraliseerimine, *f* — induktiivne neutraliseerimine lülisidega, *NK* — neutraliseerimiskondensaatorid; C_1 — kütte šuntkondensaatorid 0,01 µF; C_2 — anoodi ja varivõre šuntkondensaatorid 0,001 ... 0,002 µF; C_3 — sidestuskondensaatorid 0,001 µF.

tasakaalu kogu pooliga kaetaval sagedusastmikul.

Induktiivset neutraliseerimisviisi kasutatakse peamiselt väga kõrgeil sagedusil, kus neutraliseerimiskondensaatorite kaudu võnkeringi sissetoodavad mahtuvused halvavad võnkeringi normaalse toimimise ja seega tavalised neutraliseerimisviisid pole lubatavad. Kuid ka induktiivne neutraliseerimine püsib ainult ühel sagedusel, millel neutraliseerimine teostati. Teistele sagedustele üleminekul tuleb võnkering järelneutraliseerida.

Neutraliseerimise sooritamiseks lülitatakse neutraliseeritavalt astmelt anoodpinge välja. Ergutusaste häälestatakse õigele sagedusele ja ergutusvõimsus juhitakse neutraliseeritava astme võreringi. Neutraliseeritava astme võreringis asuv võrevoolu mõõteriist on parimaks neutraliseerimise indikaatoriks. Neutraliseerimiseks reguleeritakse neutraliseerimiskondensaatorit ja samal ajal pööratakse anoodringi kondensaatorit edasi-tagasi üle resonantspunkti, jälgides seejuures võrevoolu mõõteriista näitamist. Neutraliseerimata olekus anoodringi häälestamisel resonantssagedusele muudab anoodringist võreringi tagasikanduv võimsus võreringi häälestust, mille tagajärjel tekib võrevoolu langus. Neutraliseerimisprotseduuri tuleb jäktata senikaua, kui anoodringi häälestuskondensaatori häälestamisel üle resonantspunkti võrevool enam ei muutu. Neutraliseerimiskondensaatori reguleerimist tuleb teostada isoleeritud peaga kruvikeerajaga või erilise isoleerainest abinõuga, et vältida käe kaudu võnkeringi sisse viidavat mahtuvust.

Suurema võimsusega võimendaja juures saab neutraliseerimise indikaatoriks edukalt kasutada väikest taskulambipirni, mille kontaktidele joodetakse paari-kolme keeruga pool. Lähenedes sellise indikaatoriga neutraliseeritava astme anoodringile, hakkab indikaatorlamp resonantsi puhul hõõguma. Õige neutraliseerimise korral, mil anoodringi ja võreringi vahel vahetut võimsuse ülekandumist ei tohi olla, jääb lamp kustunuks igas häälestuskondensaatori asendis.

Neutraliseerimise lõplikuks kontrolliks on tarvis jälgida, kas võrering pole neutraliseerimisega häälestusest välja läinud. Selleks tuleb võrering uuesti täpselt resonantssagedusele välja häälestada ja indikaatoriga veelkordselt kontrollida, kas neutraliseerimine jäi püsima.

Võib juhtuda, et võimendusaste ei lase ennast täielikult neutraliseerida, mis avaldub selles, et neutraliseerimis-kondensaatori optimaalses asendis jääb anoodringi minimaalne võimsus alles. Seesugune nähtus osutab väliste magnet- ja elektriväljade olemasolule sisend- ja väljandringi vahel. Säärase side vähendamiseks on tarvilik väljand- ja sisendringi poolid asetada üksteise suhtes täisnurga alla ning neutraliseerimisringide juhtmed teha lühikesteks, sirgjoonelisteks. Kui ruumi puudusel poolid peavad asetsema üksteisega lähestikku, tuleb nad üksteisest

varjestada vaheseintega, tarbe korral asetades vähemalt ühe neist (harilikult võrepooli) varjestustopsi.

6) Võimendaja reguleerimine ja häälestamine. Reguleerimisega seatakse võimendaja õigesse tööolukorda, millega tagatakse maksimaalne väljandvõimsus kõrge kasuteguri juures ja millega kindlustatakse ühtlasi saatja stabiilne ja häirevaba töö ning lampide pikk tööiga.

Võimendaja reguleerimine seisab ergutusastme väljandi õiges sobitamises võimendusastme sisendringiga ja võimendaja väljandi õiges sobitamises tarbijaga, mis teostatakse võimendaja juures rea mõõtmistega võimendajasse tavaliselt sisse ehitatavate (võrevoolu ja anoodvoolu milliampermeetrid) kontrollmõõteriistade abil.

Ergutuse reguleerimisega taotletakse maksimaalset võimendusastme võrevoolu minimaalse ergutusastme anoodvoolu juures, mida saavutatakse siis, kui ergutusastme optimaalne koormusimpedants on õigesti sobitatud võimendaja võreimpedantsiga. Mahtuvusliku sidestuse puhul juhtub harva, et mõlemad impedantsid on ligikaudu võrdsed. Sagedamini on impedantsid erinevad, mispuhul nende sobitamist teostatakse võnkeringi haruühendite kaudu: kui võreimpedants on väiksem ergutusastme optimaalsest koormustakistusest, ühendatakse võreühendus võnkeringi külge haruühendina, nagu on näidatud joonisel 19 — 4*a*, kui aga võreimpedants on suurem anoodi koormustakistusest, ühendatakse ergutusastme anood haruühendina vastavalt joonisele 19 — 4*b*.

Impedantside sobitamine vastastaktlülituste puhul on analoogiline eelnevaga, eri nõudeks on ainult, et haruühendid lülitataks sümmeetriliselt, arvates võnkeringi keskelt (joon. 19 — 4*c*, *d*).

Impedantside sobitamine lüliside abil (joon. 19 — 4*e*, *f*) on paindlikum, võrreldes mahtuvusliku sidestusega, sest lüliside suurte puisteväljade tõttu pole sidestus kriitiline. Vajaduse korral võib lüliside keerde nihutada sidestatavast poolist vajalikule kaugusele, millega saavutatakse optimaalne impedantside sobitus. Peale selle võimaldab lüliside teostada sidestust ka siis, kui konstruktiivseil põhjusil võnkeringid on asetatud teineteisest eemale. Lüliside rakendamisel tuleb ergutusaste dimensioneerida ohtramalt, et katta puisteväljadest tingitud kadusid.

Kõik reguleerimised sooritatakse õigete küttepingete ja võre-eelpingete juures täie ergutusvõimsusega. Esialgseid proove, katseid ja häälestamist on soovitav teostada madaldatud anoodpingetega. Kui proovid osutuvad rahuldavaiks ja võnkeringid resonantssagedusele on õigesti häälestatud, võib üle minna normaalsele anoodi tööpingele.

Koormamata olekus resonantssagedusele häälestamisel peab anoodvool langema trioodide juures vähemalt viiekordselt. Väiksem voolu vähenemine osutab kas liiga väikesele ergutusvõimsusele või puudulikule impedantside sobitamisele või/ja võnkeringi suurtele endakadudele (väikesele Q). Võimsustetroodide ja -pentoodide (kui konstantse anoodvooluga lampide) juures on anoodvoolu langus resonantssagedusel märgatavalt väiksem. Võimendaja anoodringi sidestamisel tarbijaga anoodvool resonantssagedusel suureneb ja voolu vähenemine muutub seega vähem tähelepandavaks. Sidestust tuleb muuta seni, kuni lambi anoodvool resonantssagedusel vastab lambi andmete tabelis näidatud normaalväärtusele. Kuna väljaspool resonantssagedust anoodvool ületab mitmekordselt lambi lubatava anoodi kaovõimsuse, siis tuleb võimendaja häälestamist teostada oskuslikult ja kiiresti (parem madaldatud anoodpingega!). Vastasel korral värvub anood lambis eralduva liiga kõrge soojuse tagajärjel, mis tõsiselt ohustab lambi kasulikku tööiga.

Kui koormus on puhttakistuslik, siis sidestuse muutmisel väljandvõnkering järelhäälestamist ei vaja. Reaktiivse kallakuga koormused, nagu seda sageli on toitejuhtmetega antenni süsteem, kannavad võnkeringi tagasi peale tegevtakistuse veel reaktiivtakistusi, nõudes võnkeringi vastavat järelhäälestamist.

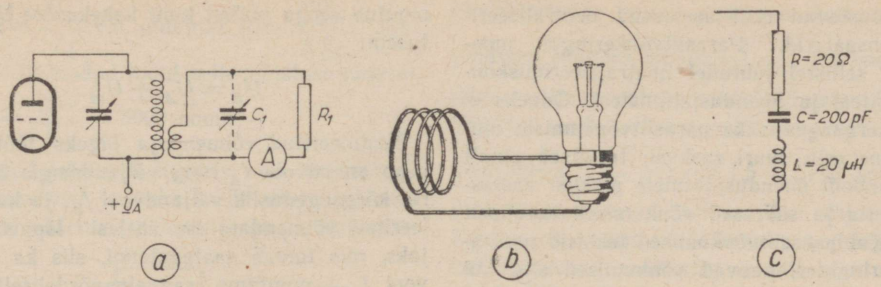
Katsete lõpul tuleb kontrollida, kas võimendaja annab välja ettenähtud võimsust. Selleks sidestatakse väljandringiga kunstlik koormus — tehisantenn[1], mis koosneb normaalkoormusele vastavast takistusest ja sellele järjestikku lülitatud k.-s.-voolu mõõtjast. Õige sidestuse korral, mil võnkering on häälestatud resonantssagedusele ja anoodvool võrdub normaalväärtusega, väljandvõimsus

$$P_v = I^2R \text{ [W]}.$$

Ligikaudu saab väljandvõimsuse proovi teostada kunstliku koormuse asendamisel valgustuslambiga, mis peab oma võimsuselt vastama võimendajalt oodatavale võimsusele. Lambi hõõgumise heledus, võrreldes valgustusvõrku lülitatud samasuure võimsusega lambi heledusega, on väljandvõimsuse määrajaks.

Joonisel 19 — 9 on toodud kasutatavamaid tehisantenni tüüpe: *a* ja *b* on rakendatavad saatja võimsuse määramisel, *c* — antenni asen-

[1] Standardne kunstlik ehk tehisantenn koosneb järjestikku lülitatud 20-oomisest takistusest, 200-pikofaradisest mahtuvusest ja 20-mikrohenrisest induktiivsusest.



Joon. 19 — 9. Tehisantenne: *a* — paari-kolme keeruga pool, millega järjestikku on ühendatud takisti R_1 ja k.-s.-ampermeeter, vajaduse korral häälestatakse pool kondensaatoriga C_1 resonantssagedusele; *b* — valgustuslamp kunstliku antennina; *c* — standardne tehisantenn, mis oma elektrilistelt väärtustelt vastab tavalisele vastuvõtuantennile ja mida kasutatakse vastuvõtja reguleerimisel.

damisel vastuvõtja häälestamise korral. Joonisel 19 — 9*b* kujutatud kunstlik koormus on ühtlasi lihtsaks ja küllalt tundlikuks k.-s.-võimsuse indikaatoriks, kui valgustuslamp asendada väikese 2-voldise taskulambipirniga.

Üldist väljandvõimsuse hinnangut saab teha võimenduslambi toitevõimsuste võrdlusel väljandringi häälestamisel resonantssagedusele koormuseta ja normaalse koormuse all. Kui anoodi toitepinge on $\underline{U}_A$ volti ja $\underline{I}_{A1}$ — anoodvool amprites koormuseta, $\underline{I}_{A2}$ — anoodvool amprites koormatuna, siis

$$P_v = \underline{P}_2 - P_1 = \underline{U}_A (\underline{I}_{A2} - \underline{I}_{A1}) \text{ [W]}.$$

Võimendaja anoodi kasutegur

$$\eta_A = \frac{P_v}{\underline{P}_A} = \frac{P_v}{\underline{U}_A \underline{I}_A},$$

milles P_v on väljandvõimsus vattides, $\underline{P}_A$ — anoodi toitevõimsus vattides.

7) Parasiitostsilleerimised (-võnkumised). C-klassi võimendaja töörežiim ja lülitus loovad soodsa olukorra kahjulike ostsilleerimiste tekkimiseks väljaspool töö- ja harmoonilisi sagedusi. Sääraseid kahjulikke ostsilleerimisi, mis pole kontrollitavad tavalisel viisil, nimetatakse parasiitostsilleerimisteks. Parasiitostsilleerimiste kahjulikkus avaldub selles, et kasulik väljandvõimsus väheneb parasiitostsilleerimiste ülalpidamiseks kuluva võimsuse arvel, et võimendaja töö muutub ebastabiilseks, et võimendaja häälestamine ja käitumine muutuvad ebamäärästeks ja et võimenduslamp kuumeneb liigselt.

Mitte alati ei omanda parasiitvõnkumised suuri, töösagedusega võrreldavaid amplituudväärtusi ja sel puhul nad ei kutsu ka esile tähelepandavaid muudatusi võimendaja käitumises. Kuid tugev võtmeplagin telegraafisaates ja liiga laiad külgribad ning häired moduleeritud saates peaaegu alati juhivad tähelepanu parasiitostsilleerimiste olemasolule.

Parasiitostsilleerimised võivad tekkida töösagedusest madalamal kui ka kõrgemal sagedusel. Madalsageduslikud parasiitostsilleerimised tekivad peamiselt rööbitise toitega võimendajais, milles kasutatavad k.-s.-paispoolid võivad häälestuda lahtisidestus- või sidestuskondensaatoritega. Sellistel madalsageduslikel ostsilleerimistel võnkeringi pooli induktiivsus ei avalda praktiliselt mingit mõju ostsilleerivale sagedusele ning ostsilleerimine jätkub ka siis, kui võnkering lühistada. Madalsageduslike parasiitvõnkumiste mahasurumiseks tuleb muuta k.-s. paispooli ja sidestus- ning lahtisidestuskondensaatorite väärtusi. Kui nende väärtuste muutmine soovitavaid tulemusi ei anna, tuleb üle minna järjestikusele toiteviisile, mis on vaba madalsageduslike parasiitvõnkumiste tekkimisest. Ka siis, kui ergutusastme anooditoide on teostatud rööbiti, kuid võimendaja võretoide on järjestikune, ilma k.-s.-paispoolita, ei saa seda liiki parasiitvõnkumisi tekkida, sest võre on parasiitsageduse suhtes maandatud võrepooli kaudu.

Parasiitvõnkumised võivad tekkida töösagedusest kõrgemail sagedusil, kui neutraliseerimise otstarbel anoodi võnkeringi pool on kõrgsageduse suhtes keskelt maandatud (joon. 19 — 8*a*) või kui sidestamiseks kasutatakse võnkeringi haruühendeid. Neil juhtudel parasiitostsilleeriva võnkeringi moodustavad haruühendi ja maapotentsiaali all asuv pooli osa juhuslike parasiitmahtuvustega. Seda liiki võnkumisi saab vältida haruühendite ümbertõstmisega ja varjestamisega. Lõhestatud staatoriga häälestuskondensaatoritega lülitused on sellest pahest vabad.

Ülikõrgsageduslikud parasiitvõnkumised tekivad peamiselt vastastaktlülituste puhul, mida

eriti soodustavad risti asetsevad neutraliseerimiskondensaatorid. Parasiitvõnkeringid moodustuvad sellistel juhtudel neutraliseerimiskondensaatoritest ja ühendusjuhtmetest. Õnneks ei esita ülikõrgsageduslike parasiitvõnkumiste mahasurumine eriti suuri raskusi: tarvitseb ainult võre ja anoodi ühendusjuhtmete pikkust vastastikku muuta ja säärased võnkumised tavaliselt kaovad. Kui parasiitvõnkumised tekkisid neutraliseerimisringides, kaovad võnkumised siis, kui neutraliseerimisjuhtmetesse lülitada järjestikku väikesed 6 ... 15 keeruga silindrikujulised paispoolid. Samu paispoole võib kasutada ka võre- ja anoodringide ühendusjuhtmetes, s. o. vahetult võres ja anoodis.

Kuna parasiitvõnkumised kõrgsageduslikes võimsusevõimendajates on võimalikud, siis koos võimendaja reguleerimisega ja proovimisega tuleb alati kindlaks teha nende olemasolu ja avastamisel võtta tarvitusele abinõud nende mahasurumiseks.

19 — 3. C-KLASSI MODULEERITUD VÕIMENDAJA.

C-klassi moduleeritud võimendajat kasutatakse koos madalsageduse võimsusevõimendajagá, nn. m o d u l a a t o r i g a, genereeritud võimsuse moduleerimiseks anoodpinge moduleerimise meetodil.

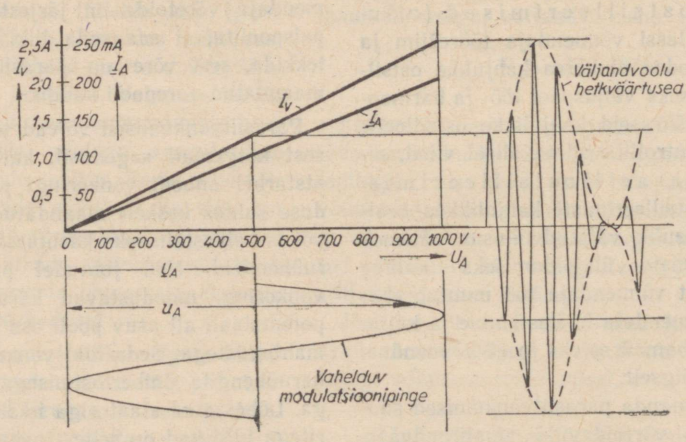
Moduleeritud võimendaja töötab C-klassi režiimis, millele antakse kahekordse lõikepinge väärtusega alaline võre-eelpinge ning püsiva suurusega kõrgsageduslik ergutusvõimsus. Moduleerimisprotsessis liidetakse alalise anoodi toitepingega $\underline{U}_A$ modulaatorilt genereeritav madalsageduslik pinge U_m. Täieliku ehk 100% moduleerimise korral modulaatorilt liidetava pinge U_m väärtus peab võrduma toitepingega ning moduleeritava võimendaja üldine anoodpinge U_A muutub seega nullist kuni kahekordse $\underline{U}_A$ väärtuseni:

$$U_A = \underline{U}_A \pm U_m.$$

Moduleeritud võimendaja õigeks töötamiseks peab anoodvool $\underline{I}_A$ ning väljandringis tsirkuleeriv kõrgsageduslik väljandvool I_v, ja kui moduleeritud võimendaja on ühtlasi lõppvõimendajaks, mis toidab saateantenni, siis ka antennivool I_{ANT} muutuma rangelt võrdeliselt üldise anoodpingega $\underline{U}_A$ nagu see on näidatud joonisel 19 — 10. Vastasel korral on ebalineaarmoonutused saates vältimatud, kusjuures moonutuste sisaldus vastab väljandvoolu ja anoodpinge muutumise ebalineaarsusele.

Lineaarsuse saavutamiseks vajavad täiendavat reguleerimist nii võre-eelpinge, ergutusvõimsus kui ka väljandimpedants. Võimendaja õigetesse töötingimustesse seadmiseks sidestatakse väljandringiga kunstlik koormustakistus (joon. 19 — 9*a*) järjestikku k.-s.-voolu mõõtjaga ning sooritatakse rida $\underline{I}_A$ ja I_v mõõtmisi anoodi toitepinge $\underline{U}_A$ järkjärgulise muutmisega 0-ist kuni $2\underline{U}_A$. Mõõtmisandmed graafikusse kantuna annavad kujutuse võimendaja õigest töötamisest moduleeritud võimendajana. Sääraseid mõõtmisi tuleb sooritada mitu, iga mõõtmiste seeria järel muutes vastavalt kas võre-eelpinget, ergutusvõimsust või anoodi koormusimpedantsi. Lineaarseimaks osutunud tingimustele tuleb võimendaja lõplikult kohandada. Ideaalse võimendaja juures peaksid mõõtmistulemused kujunema sirgjoonelisteks, kuid tegelikult tuleb alati arvestada väiksemaid kõrvalekaldumisi, mis on lubatavad 5 ... 10% piirides.

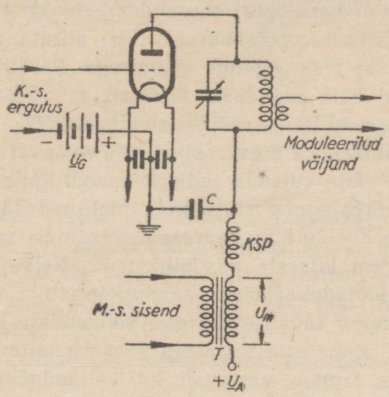
Moduleeritud võimendaja, mille lülitus on toodud joonisel 19 — 11, moodustab modulaatorile püsiva koormustakistuse, mille väärtus anoodvoolu lineaarsel muutumisel vastavalt anood-



Joon. 19 — 10. C-klassi moduleeritud võimendaja tööprotsessi kujutus.

pingele $R = \frac{U_A}{I_A}$ või üldkujul $R = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A}$. Joonisel 19—10 toodud juhul selle takistuse väärtus $R = \frac{U_A}{I_A} = \frac{500}{0{,}1} = 5000$ oomi.

Kuna modulatsiooni tippudel nii anoodpinge kui ka anoodvool on kaks korda suuremad oma vastavatest väärtustest moduleerimata olukorras,



Joon. 19 — 11. C-klassi moduleeritud võimendaja lülitus. Moduleerimisprotsessis liidetakse anoodi toitepinge U_A modulaatori väljandpingega U_m. Kõrgsageduspaispool KSP ja kondensaator C moodustavad kõrgsagedusvooludele tõkestusfiltri modulatsioonitrafosse T pääsemiseks.

siis moduleeritud võimendusastme tippvõimsus peab võrduma neljakordse moduleerimata väljandvõimsusega. Selle lisavõimsuse peab moduleerimise tippudel andma modulaator. Moduleeritud võimendaja keskmine väljandvõimsus kujutab täieliku moduleerimise puhul efektiivvõimsust ja võrdub siinuselise moduleerimispinge juures 1,5-kordse moduleerimata, s. o. kandevlaine võimsusega. Järelikult peab modulaator olema suuteline andma täieliku moduleerimise puhul madalsageduslikku lisavõimsust 50% moduleeritud võimendaja anoodi toitevõimsusest moduleerimata olukorras. Kui näiteks moduleeritud võimendaja anoodi toitepinge $U_A = 500$ voldiga moduleerimatult, mille juures anoodvool $I_A = 100$ mA, siis toitevõimsus $P_A = U_A I_A = 500 \cdot 0{,}1 = 50$ vatiga. Täielikuks moduleerimiseks peab modulaator andma lisavõimsust $P_m = 0{,}5 P_A = 25$ vatti. Üldiselt moduleerimiseks vajatava madalsagedusliku võimsuse väärtus P_m muutub modulatsiooniteguri m ruuduga:

$$P_m = \frac{m^2}{2} P_v \text{ [W]},$$

milles m on modulatsioonitegur, P_v — moduleerimata k.-s.-väljandvõimsus. Keskmine moduleeritud väljandvõimsus $P_{Kesk} = P_v \left(\frac{m^2}{2} + 1 \right)$ vatti.

Moduleerimise juures suureneb keskmine väljandvool (näiteks antennis) $\sqrt{\frac{m^2}{2} + 1}$ korda, võrreldes väljandvooluga moduleerimata olukorras. Täieliku moduleerimise puhul suureneb väljandvool seega $\sqrt{\frac{1}{2} + 1} = \sqrt{1{,}5} = 1{,}225$ korda. Samas vahekorras suurenevad ka väljandpinged. Moduleeritud võimendusastme anoodringi lülitatud alalisvoolu mõõteriist ei näita modulaatorilt liidetud lisavõimsust ja jääb moduleerimisel püsima, sest lineaarsel moduleerimisel on anoodvoolu tõusud ja langused sümmeetrilised ja vastastikku tasakaalustuvad. Vahelduvvoolu mõõteriist anoodi toiteringis näitab siiski toitevoolu efektiivväärtust samuti kui väljandringi lülitatud k.-s.-voolu mõõtja.

Moduleerimise lineaarsuse säilitamiseks on oluline, et anoodi toitepinge ja võre-eelpinge allikais endis ei tekiks nimetamisväärset pingelangu, see tähendab, et toiteallikate sisetakistus ja nendega järjestikku ühendatud lülituselemendid, nagu trafod, paispoolid, peavad omama minimaalset alalisvoolu takistust.

Arvestades seda, et moduleeritud võimendaja anoodpinge tõuseb moduleerimistippudel kahekordse alalise toitepinge väärtuseni, valitakse anoodi liigse kuumenemise vältimiseks alalise toitepinge väärtus keskmiselt 25% väiksem kui tavalises C-klassi töörežiimis moduleerimata olukorras toimival võimendajal.

Anoodi kasutegur on moduleeritud võimendaja juures mõnevõrra väiksem kui moduleerimata võimendaja puhul ja olenevalt lambi võimsusest võrdub keskmiselt 60%-ga. Moduleeritud võimendajana on ühevõrra hästi kasutatavad nii trioodid kui ka tetroodid ja pentoodid. On arusaadav, et trioodid vajavad samuti kui tavalise C-klassi võimendajagi juures neutraliseerimist.

19 — 4. SAGEDUSKORDISTAJA

Sageduskordistajaks nimetatakse C-klassi võimendajat, mille anoodring on häälestatud mitte põhi-, s. o. ergutussagedusele, vaid ühele kõrgematest harmoonilistest sagedustest. Lülituselt sageduskordistaja sarnaneb üldiselt hariliku C-klassi võimendajaga, erineb viimasest ainult eriliiki töörežiimi poolest, mis soodustab väljandvõimsuse arendamist harmoonilistel sagedustel. Kuna sageduskordistaja anoodring on häälestatud erinevale sagedusele, võrreldes võreringiga, siis neutraliseerimine osutub trioodide kasutamisel liigseks.

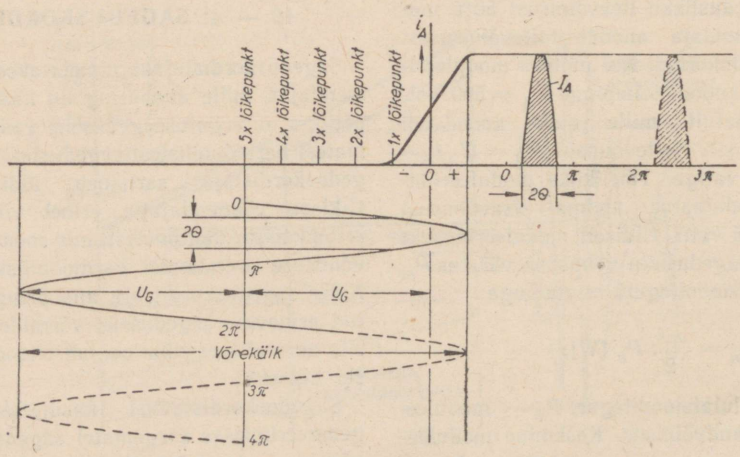
Sageduskordistamist kasutatakse võimsuse genereerimiseks kõrgematel sagedustel, kui seda võivad anda kristallitüüritavad ostsillaatorid, sest sageduse tõustes muutub kristallide valmis-

tamine mitte ainult raskemaks, vaid kristallide mõõdete vähenemisel on nende valmistamine praktiliselt isegi võimatu. Peale selle on kõrgsageduslikud kristallid mehaaniliselt väga õrnad, purunedes juba suhteliselt väikeste käsitatavate võimsuste juures. Seepärast on kujunenud normaalseks kasutada saatja esiastmes suhteliselt madalsageduslikku kristallitüüritavat ostsillaatorit. Sel teel saavutatakse kõrgsageduse stabiilsus mitte ainult kristalli põhisagedusel, vaid ühtlasi ka kõrgemail harmoonilistel sagedustel. Kristallitüüritavale ostsillaatorile järgneb suurem või väiksem arv sageduse kordistusastmeid, mille arv sõltub sageduse kordistamise ulatusest.

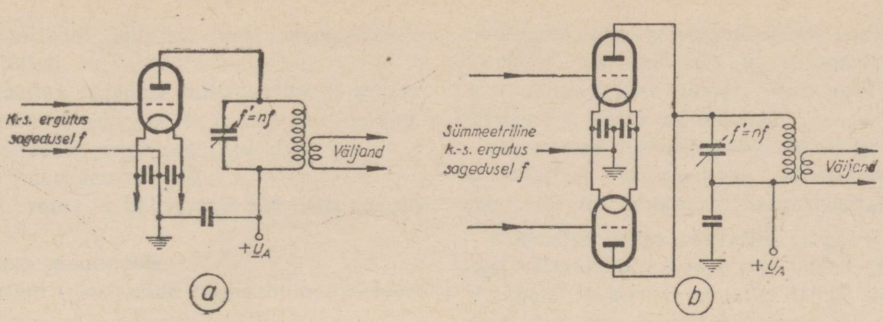
Sageduskordistaja toimimispõhimõte seisab selles, et sellise kõrge võre-eelpingega töötava võimendaja, nagu seda on C-klassi võimendaja, anoodvoolu kuju on väga rikutud. Lähem analüüs näitab, et säärane rikutud vool sisaldab endas peale põhisageduse praktiliselt kõiki harmoonilisi sagedusi, mille amplituud langeb järkjärgult sageduse tõusuga, s. o. harmooniliste järjekorra arvuga: teise harmoonilise amplituud on kolmandast suurem, kolmanda harmoonilise amplituud on neljandast suurem jne. Võimendaja anoodringi häälestamisel ühele neist harmoonilistest sagedustest kujuneb võnkeringi impedants sellel sagedusel maksimaalseks ning võnkeringis keskendub võimsus praktiliselt ainult sellel sagedusel.

Sageduskordistaja tööprotsess sarnaneb üldiselt C-klassi võimendaja tööprotsessiga (joon. 19 — 12), sest anoodvoolu ja -pinge hetkväärtused jäävad endisteks. Kuna aga sageduskordistaja anoodringis kasutatav sagedus on võreringi rakendatava põhisageduse mitmekordne, siis keskmine voolu väärtus kasutataval harmoonilisel sagedusel on lühema voolamisaja tõttu väike. See tähendab, et sageduse kahekordistaja puhul voolab kasulik anoodvool ainult põhisageduse poole ajanurga $\left(\frac{2\Theta}{2}\right)$ kestel, kolmekordistajal kolmandiku ajanurga kestel $\left(\frac{2\Theta}{3}\right)$ jne., ning ülejäänud põhisageduslik anoodvoolu võimsus muutub kahjulikuks võimsuseks, mis kulub lambis ja põhjustab lambi liigset kuumenemist. Energiakao hoidmiseks lambis väiksena või, teiste sõnadega, anoodi kasuteguri suurendamiseks on tarvilik anoodvoolu voolamisaega (2Θ) piirata, mida teostatakse võre-eelpinge tõstmisega. Praktiliselt töötavad kõik sageduskordistajad 4 ... 5-kordse lõikepinge väärtusega võre-eelpingega $\underline{U}_G$, mis tingib ühtlasi ka ergutuspinge U_G vastavat tõstmist, et välja kutsuda endiselt anoodi küllastusvoolu võrepinge positiivsetel amplituudväärtustel. Anoodvoolu kuju säärases töörežiimis sarnaneb pigem kitsaste püstkülikutega. Neis tingimustes töötades läheneb sageduskordistaja anoodi kasutegur tavalise C-klassi võimendaja kasutegurile. Kuna aga seejuures väheneb toitevõimsus, siis langeb vastavalt ka väljandvõimsus. Sageduse kahekordistaja juures võrdub väljandvõimsus keskmiselt poole normaalse C-klassi väljandvõimsusega, kolmekordistaja juures on väljandvõimsus tavaliselt veelgi väiksem. Endise anoodi kasuteguri säilitamiseks peab ergutusvõimsus tõusma keskmiselt kaks korda. Töönurga suurendamisega saab väljandvõimsust tõsta, kuid ainult anoodi kasuteguri vähendamise ja seega lambi suurema koormamise arvel.

Väljandpinge reguleeritavuse soodustamiseks peab väljandringi Q ja ühtlasi L/C suhe olema võimalikult suured. Sama on kehtiv ka võreringi kohta, kuna sellega lihtsustub ergutusastme koormusimpedantsi sobitamine kordistusastme võreimpedantsiga, sest et kõrgendatud võre-eelpinge tagajärjel on võreimpedants märgatavalt



Joon. 19 — 12. Sageduskordistaja tööprotsessi kujutus.



Joon. 19 — 13. Sageduskordistaja lülitusi: *a* — harilik lülitus, *b* — vastastaktkordistaja lülitus.

suurem. Õigeks sobitamiseks lülitatakse ergutusastme anood tavaliselt võnkeringi külge haruühendina või kasutatakse lülisidestust, mispuhul *L*/*C* suhe pole kriitiline ja võib olla tunduvalt madalam (joon. 19 — 13*a*).

Sageduse kahekordistamisel suurema väljandvõimsuse saavutamiseks kasutatakse vastastakt-sageduskordistaja lülitust (puš-puš), mis on toodud joonisel 19 — 13*b*. Vastastakt-kordistaja lülituse sisend on sümmeetriline nagu sümmeetrilise *C*-klassi võimendajagi juures, kuid kordistuslampide anoodid on lülitatud anoodringi rööbiti. Sellise lülitusega toidetakse anoodringi anoodvoolu pulssidega kahekordse, s. o. teise harmoonilise sagedusega.

Kuna tavaliste vastastaktlülituste anoodringis paarisharmoonilised tasakaalustuvad, siis pole vastastaktlülitused kõlblikud sageduskordistamiseks paarissagedusil, kuid on sobivad paaritute harmooniliste sageduste, nagu 3. ja 5. harmoonilise genereerimiseks.

Lampide valik sageduskordistajas nagu üldse C-klassi võimendajas, pole kriitiline. Kuigi suure võimendusteguriga lambid töötavad madalama võre-eelpingega, on ergutuseks vajatav võimsus võrdse väljandvõimsuse saavutamiseks siiski lambi võimendustegurist sõltumata. Tetroodide ja pentoodide ergutusvõimsuse tarvidus on üldiselt väiksem kui trioodidel ja neilt saavutatav võimsuse võimendus on vastavalt suurem.

NELJAS OSA.

OSTSILLAATORID, MODULAATORID, DETEKTORID.

20. peatükk.

OSTSILLAATORID.

20—1. OSTSILLAATORITE ISELOOMUSTUS.

Iga võimendajat võib rakendada töösse iseseisva vahelduvvoolugeneraatorina, kui väljandringist juhtida sisendringi tagasi õiges faasilises vahekorras ning vajalikul määral võimendatud võimsust. Nagu varem on käsitletud, lakkab võimendaja toimimast võimendajana ja muutub tavalises mõistes ostsillaatoriks siis, kui väljandringist tagasikanduv võimsus on faasis sisendringi võimsusega ja oma väärtuselt on küllalt suur, et iseseisvalt katta võreringi kadusid, mida võimendaja juures pidi teostama ergutusaste. Seega ostsillaator toimib omaergutuse põhimõttel, ilma välise mõjutuseta. Loomulikult peab nii väljandvõimsuse genereerimiseks kui ka võrekadude katteks vajatav võimsus endiselt tulema väljastpoolt, anoodi toiteallikast. Seepärast võib ostsillaatorit vaadelda kui alalisvoolu-vahelduvvoolu muundajat, milles sobiva lülituse ja võnkeringi parameetrite valikuga on võimalik genereeritava võimsuse sagedust muuta suurtes piirides. Kuna ostsillaator üheaegselt peab andma nii väljand- kui ka ergutusvõimsust, siis arusaadavalt väheneb tema anoodi kasutegur vastavalt 10...20% võrra ja kujuneb keskmiselt 50% suuruseks.

Üldiselt toimib ostsillaator C-klassi võimendaja töörežiimis. Samuti kui C-klassi võimendaja juures, on ka ostsillaatorlambi võre eelpingestatud seevõrra kõrgelt, et anoodvool voolab suhteliselt väikese lõikenurga (2Θ) kestel. Ostsillaatorite juures eraldi eelpinge toiteallikat harilikult ei kasutata ning eelpinge saavutatakse pingelanguna, mis tekib võrevoolu läbimisel võretakistusest. Selline eelpinge reguleerib ostsillaatorile optimaalsed töötingimused automaatselt, millega ergutuspinge väärtused ei kujune kriitilisteks.

20 — 2. SAGEDUSE STABIILSUS.

Tingituna raadiosaatjate arvu tohutust tõusust, mis on viinud ruumi elektromagnetiliste lainetega küllastumiseni, esitatakse ostsillaatorile eriti ranged nõuded genereeritava võimsuse sageduse säilitamisel, et sellega vähendada miinimumini saatjate vastastikuseid häirimisi. Kuna ostsillaatorit rakendatakse samuti peaaegu kõigis amatöörvastuvõtjates, siis stabiilse töö kindlustamiseks omab ostsillaatori sageduse säilitamise vajadus vastuvõtjates samasugust tähtsust. Seepärast seisab ostsillaatori projekteerimise peaprobleem mitte niivõrd suure võimsuse genereerimises, kuivõrd suure sageduse stabiilsuse tagamises.

Praktikas on kujunenud normaalseks koostada saatja mitmeastmelisena, milles esimeseks astmeks on väikese võimsusega, kuid suure sageduse stabiilsusega ostsillaator, mis hoiab rangelt konstantsena järgnevate astmete sageduse, kus toimub võimsuse võimendamine. Vastuvõtjate juures, kus on tegemist väikeste võimsustega,

jätkub harilikult lihtsast, ilma võimendajata ostsillaatorist.

Ostsillaatori sageduse mittesoovitavat muutumist ehk sageduse triivimist põhjustavad peamiselt järgmised tegurid:

temperatuuri muutumine,

anood-, võre- ja küttepinge väärtuste muutumine,

koormuse muutumine,

võnkeringi elementide mehaaniline vibreerimine.

Temperatuuri tõusmine ostsillaatori töötamisel kutsub esile nii lambi elektroodide kui ka võnkeringi elementide (pooli, kondensaatori) mõõtmelise paisumise, millest tingituna suurenevad üldiselt nii lambi elektroodidevahelised mahtuvused kui ka pooli induktiivsus ja häälestuskondensaatori mahtuvus. Kuna kõik loetletud elemendid koondatuna määravad võnkeringi resonantssageduse, siis arusaadavalt ostsillaatori töötamisel, vähemalt esimeste tundide kestel, kui tekkiv soojushulk hajuva soojushulgaga pole veel täielikult tasakaalustatud, langeb ostsillaatori töösagedus pidevalt. Sõltuvalt temperatuuri tõusust vähendatakse sageduse triivimist praktiliselt järgmiste abinõudega:

ostsillaatori sageduse stabiliseerimise teel kristalliga, kui saatja töötamine võib piirduda üksikute kristalli sagedustega;

kristalli või kogu ostsillaatori paigutamisega termostaati, s. o. erilisse soojuskindlasse kappi, kus termomeetri ja releede abil hoitakse püsiv kõrgendatud temperatuur;

sagedust kompenseerivate kondensaatorite lülitamisega rööbiti ostsillaatori võnkeringiga; kompenseeriva kondensaatori õige valikuga, mille mahtuvus langeb temperatuuri tõusuga, on võimalik võnkeringi parameetrite muutumist sõltuvalt temperatuuri tõusust praktilistes piirides täielikult kompenseerida;

väikese L/C suhtega ehk «suure C-ga» võnkeringi koostamisega.

Toitepingete muutumised kutsuvad esile lambi sisetakistuse (R_i) ja võre sisendtakistuse (R_s) muutumise, mis, asetsedes rööbiti võnkeringiga, kutsuvad vastavalt esile ka resonantssageduse muutumise. Sellise pahega võitlemisel võetakse tarvitusele järgmised abinõud:

koostatakse võnkering võimalikult suure Q-ga; Q väärtuse säilitamiseks lülitatakse lambi anood ja võre võnkeringi haruühenditena;

dimensioonitakse võnkering «suure C-ga», millega vähendatakse võnkeringi impedantsi ja sobitatakse võnkering paremini lambi sisetakistusega ning võre sisendtakistusega, mis on suhteliselt väikesed, võnkeringi suure C korral pääsevad väikesed C muutused vähem mõjule ning sageduse stabiilsus tõuseb;

valitakse nõrk sidestus väljandiga, mille tagajärjel koormuse muutused peegelduvad ostsillaatori võnkeringi ainult nõrgalt tagasi;

valitakse suur ostsillaatori võretakistus, mis hoiab võre-eelpinge kõrgena ja nõrgendab anoodvoolu;

töötatakse madaldatud anoodpingetega, mille tagajärjel lamp töötab alakoormatuna ning lambis arenev soojushulk kujuneb minimaalseks;

kasutatakse ostsillaatori juures hästi stabiliseeritud toitepingeid, s. o. anoodi- ja küttepinget.

Võnkeringi elementide mehaaniline vibreerimine kutsub esile võnkeringi mahtuvuste muutumise ja seega sageduse perioodilise muutumise. Mehaanilise ebastabiilsuse vähendamiseks peavad nii võnkeringi elemendid kui ka ostsillaatori üldine konstruktsioon mehaaniliselt tugevad olema. Vajaduse korral tuleb ostsillaator kinnitada erilisele mehaanilisi tõukeid summutavale alusele.

Lõpuks, iga liiki sageduse triivimise ulatus ostsillaatoris sõltub sidestuse väärtusest anood- ja võreringi vahel, kui ostsillaator toimib tagasiside põhimõttel: mida väiksem on ostsilleerimiseks vajalik side, seda väiksemaks kujuneb sageduse triivimise ulatus. Seepärast on ostsillaatori projekteerimisel peale eeltoodud nõuete täitmise oluline sobiva lülitusviisi valik, millega oleks võimalik sidestuse väärtust valida soovi kohaselt.

21. peatükk.

OSTSILLAATORITE PÕHITÜÜPE JA LÜLITUSI.

Praktiliselt on rakendamist leidnud väga palju erinevaid ostsillaatori lülitusi, mida kasutatakse vastavalt kas lülituslikele eritingimustele, sagedusastmikele, võimsusele või nõutavale sageduse stabiilsusele. Allpool käsitletakse ostsillaatori lülitusi vastavalt nende toimimispõhimõtetele.

21 — 1. TAGASISIDE PÕHIMÕTTEL TOIMIVAD OSTSILLAATORID.

Tagasiside põhimõttel toimivaid ostsillaatoreid liigitatakse sidestusviisi järgi, millega teostatakse võimsuse tagasikandumine anoodringist võreringi:

induktiivse tagasisidega ostsillaatorid,
mahtuvusliku tagasisidega ostsillaatorid,
elektronilise tagasisidega ostsillaatorid.

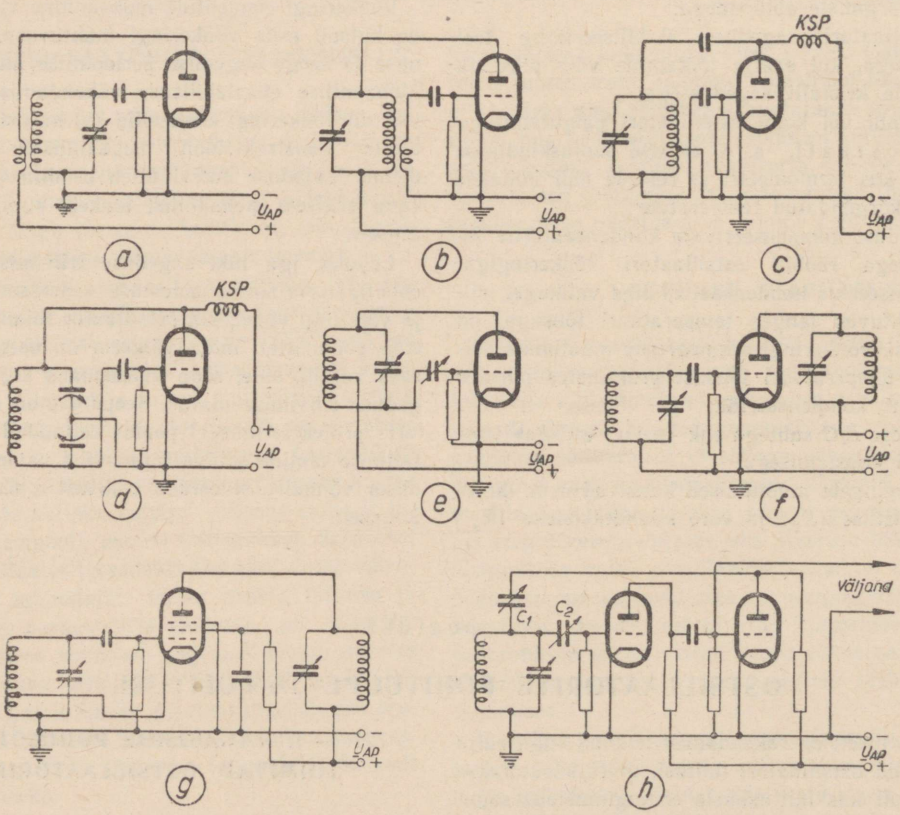
a) Induktiivse tagasisidega ostsillaatorid. Tüüplülitused on toodud joonisel 21 — 1*a*, *b*, *c*. Lülitustes *a* ja *b* kantakse võimsus anoodringist võreringi induktiivse sidestusega anood- ja võreringi poolide vahel, mille juures tagasisidestuse väärtust saab muuta poolidevahelise sidestuse muutmisega. Lülituses *a* määratakse ostsillaatori sagedus häälestatava võreringiga, lülituses *b* — häälestatava anoodringiga. Nende lülituste juures on oluline poolide õige mähkimise suund ja õige ühendamine. Vastasel korral kujuneb ostsilleerimiseks vajalik koosside vastusideks ning ostsilleerimist ei teki. Joonisel on toodud õige ühendusviis mähiste vastassuunalise mähkimisviisi korral. Kui poolid on mähitud ühesuunaliselt, tuleb ühe mähise otsad lülitusse ühendamisel ringi vahetada.

Lülituses *c*, mida nimetatakse induktiivseks kolmpunkt-lülituseks, teostatakse sidestus üheainsa pooli kaudu, milles katoodi haruühendi ümbertõstmisega on võimalik muuta sidestuse suurust. Katoodi haruühendi lähendamisel võrele sidestus väheneb, lähendamisel anoodile — sidestus suureneb.

b) Mahtuvusliku tagasisidega ostsillaatorid Tüüplülitused on toodud joonisel 21 — 1*d*, *e*, *f* ja *h*.

Lülitus *d*, mida nimetatakse mahtuvuslikuks kolmpunkt-lülituseks, sarnaneb töötamispõhimõttelt induktiivse kolmpunkt-lülitusega, mille juures sidestuse väärtust muudetakse võnkeringisse järjestikku lülitatud kahe kondensaatori mahtuvuse vastastikuse muutmisega. Katoodi ja võre vahele asuva kondensaatori mahtuvuse suurendamine kutsub esile sidestuse vähenemise, kondensaatori mahtuvuse vähendamine kutsub esile sidestuse suurenemise; katoodi ja anoodi vahel asuva kondensaatori mahtuvuse mõju sidestusele on vastupidine.

Lülituses *e*, mida nimetatakse ultraaudioniks, reguleeritakse sidestuse väärtust kas anoodi toitepinge haruühendi ümbertõstmisega, nagu induktiivse kolmpunkt-lülituse juures, või võrekondensaatori mahtuvuse muutmisega, nagu mahtuvusliku kolmpunkt-lülituse puhul.



Joon. 21 — 1. Tagasiside põhimõttel töötavaid ostsillaatori põhilülitusi: *a* — häälestatud võrega tagasiside, *b* — häälestatud anoodiga tagasiside, *c* — induktiivne kolmpunktlülitus, *d* — mahtuvuslik kolmpunktlülitus, *e* — ultraaudion, *f* — häälestatud anood-võre, *g* — elektronsidestus, *h* — juhtostsillaator.

Häälestatud anoodi ja häälestatud võrega lülituses, mis on toodud joon. 21 — 1*f*, toimub tagasiside puhtmahtuvuslikult võre ja anoodi vahelise mahtuvuse kaudu. Tagasisidet saab reguleerida kas võreringi või anoodringi häälestamise muutmisega väga kitsastes piirides. Ostsilleerimissageduse määrab see võnkering, mille Q on suurem. Seepärast koostatakse võrering sageli võrdlemisi suurekaolisest (väike Q) paispoolist, mis häälestub omamahtuvusega võrdlemisi lamedalt kaetava sagedusastmiku madalsagedusliku otsas. Sel puhul on ainsaks ostsilleerimissageduse määrajaks suure Q-ga anoodi võnkering. Häälestatud anoodi ja häälestatud võrega lülituses saab ostsilleerimine tekkida ainult siis, kui anoodring on häälestatud veidi kõrgemale sagedusele kui võrering; anoodring omab sel puhul induktiivsuslikku kallakut ning tagasiside on positiivne.

Joon. 21 — 1*h* on toodud kaheastmeline juhtostsillaator, milles kahelt lambilt saadava väga suure võimenduse tõttu ostsilleerimiseks vajatav side võib olla väga väike. Tegelikult teostatakse tagasiside kahe väga väikese, 1 ... 2 pF kondensaatori C_1 ja C_2 kaudu, mistõttu võnkeringi parameetrid jäävad muutmatuks nii lampide kui ka koormuse elektriliste suuruste muutumisel. Seetõttu on säärasel mahtuvusliku sidestusega juhtostsillaatoril väga hea sageduse stabiilsus.

c) Elektronilise tagasisidega ostsillaator. Lülitus on toodud joonisel 21 — 1*g*. Siin saavutatakse sageduse hea stabiilsus varivõrepentoodi rakendamisega, milles varivõre elimineerib suurel määral nii anoodpinge kui ka väljandringi koormuse muutumisest sõltuvad mõjutused ostsilleerivale süsteemile, mille moodustavad kolmpunkt-lülitusena lambi võre, katood ja maapotentsiaalil asetsev varivõre. Mõjutuse vähendamise täiustamiseks pentoodi sulgvõre maandatakse. Kasutatavas kolmpunkt-lülituses teostub sidestus kogu katoodvoolu läbiminekuga võnkeringi pooli sidestusosast, millest on tuletatud ka elektronilise sidestuse nimetus. Sidestuse suurust saab muuta katoodi haruühendi ümbertõstmisega võnkeringi poolil. Ostsilleerimissageduse konstantsuse taotlemiseks valitakse side võimalikult väike, s. o. lähendatakse katoodi haruühend maapoolsele otsale. Suure Q-ga poolide puhul saavutatakse kompromiss-side pooli $^1/_5$ keerdude arvuga, mida ülikõrgeil sagedusil suurendatakse ¼ ... ⅓-ni. Ostsillaatori anoodring häälestatakse põhisagedusele. Sageduse stabiilsuse suurendamiseks kasutatakse mõnikord häälestamata väljandringi (taksistussidestuses või paispoolsidestuses).

Toodud lülitustest tagavad sageduse suure stabiilsuse kaks viimatikäsitletud lülitust eriti siis, kui ühtlasi võetakse tarvitusele abinõud toitepingete stabiliseerimiseks ja temperatuuri mõjude vähendamiseks.

Kõiki käsitletud lülitusi saab töösse rakendada väga erinevail sagedusastmikel, kaasa arvatud helisageduslik astmik. Ülikõrgeil sagedusil, millistel tuleb tõsiselt arvestada lampide elektroodidevahelisi mahtuvusi ja elektronide läbivusaega, pole kõik lülitused ühevõrra hästi rakendatavad. Kõlblikemaiks lülitusiks neil sagedustel osutuvad ultraaudion, induktiivne kolmpunktlülitus ja häälestatud anood-võre-lülitus.

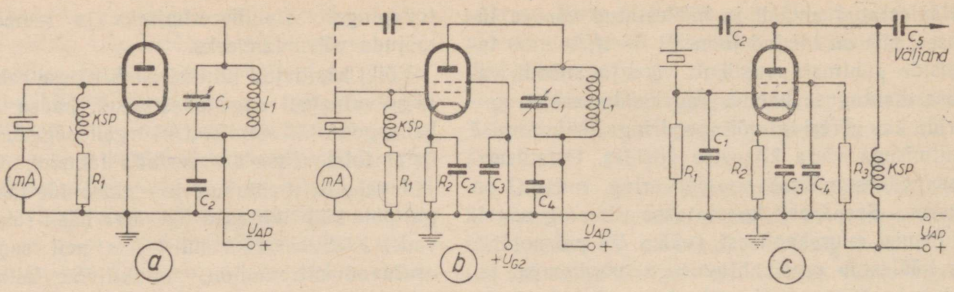
21 — 2. KRISTALLIGA TÜÜRITAVAD OSTSILLAATORID.

a) Üldiselt. Kuna õige lõikega piesoelektriline kristall käitub kui suure Q-ga võnkering, tagavad kristalliga tüüritavad ostsillaatorid väga head sageduse stabiilsust. Kristall-ostsillaatori ainsaks puuduseks on ta ostsilleerimine ainult ühel resonantssagedusel, mis nõuab terve sagedusastmiku katmisel iga sageduse jaoks omaette kristalli.

Ostsilleerimisel läbib kristalli anoodringist tagasikanduv vool, mis tekitab kristalli kuumenemise. Omakorda paisutab kuumenemine kristalli mõõteid ja põhjustab kristalli resonantssageduse triivimise. Seepärast on soovitav kasutada erilõikelisi kristalle, mille temperatuuri tõus sagedust vähe mõjutab. Eriti rangete sageduse stabiilsuse nõuete puhul paigutatakse kristall termostaati. Igal juhul on tarvilik rakendada kristall töösse alakoormatuna, kasutades nõrgemat sidet ja madalamat anoodpinget mitte ainult sageduse stabiliseerimise, vaid ühtlasi ka kristalli säästmise huvides. Suure võimsuse läbimisel võib kristalli mehaaniline võnkumine areneda niivõrd intensiivseks, et kristall puruneb. Eriti ohtlikud on suured võimsused kõrgemaile sagedusile lihvitud kristallidele, mille mõõted on väikesed. Mõistlikuks kristalli läbiva voolu tugevuse piiriks amatöörpraktikas on 50 ... 100 mA, sõltuvalt kristalli tüübist, mida saab kindlaks teha kristalliga järjestikku lülitatava mõõteriistaga (k.-s.-mõõteriist).

b) Kristall-ostsillaatori põhilülitusi. Joonisel 21 — 2 on toodud kolm kristall-ostsillaatori põhilülitust. Joonisel 21 — 2*a* on kujutatud trioodkristall-ostsillaatori lülitus, milles kristalli säästmise mõttes piiratakse anoodi toitepinget maksimaalselt 250 voldiga. Saadav väljandvõimsus võrdub sõltuvalt trioodi võimsusest keskmiselt 5 vatiga.

Joonisel 21 — 2*b* on toodud tetrood- või pentood-kristall-ostsillaatori lülitus. Arvestades seda, et väljandvõimsus on piiratud kristalli ohustava võimsusega, osutuvad suure võimsusvõimendusega lambid, nagu jugatetrood ja võimsus-



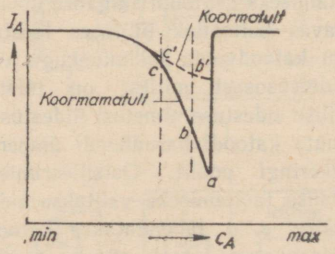
Joon. 21 — 2. Kristalliga tüüritavate ostsillaatorite põhilülitusi: *a* — triood kristallostsillaatorina; lülituslikke andmeid: $C_1 = 100$ pF, $C_2 = 0{,}001$ µF või suurem, R_1 suurus sõltub kasutatavast trioodist ja võrdub väikese µ-ga trioodi juures 10 000 ... 25 000 oomi, suure µ-ga trioodi juures 2500 ... ... 10 000 oomi, kõrgsagedusvoolumõõtjat järjestikku kristalliga võib asendada väikese taskulambipirniga; *b* — tetrood või pentood kristallostsillaatorina; lülituslikke andmeid: C_1 — 100 pF, C_2 — 0,01 µF, C_3, C_4 — 0,001 µF või suuremad, R_1 — 10 000 ... 50 000 oomi, R_2 — 250 ... 500 oomi; *c* — ultraaudion-kristallostsillaator; lülituslikke andmeid: R_1 — 25 000 ... 50 000 oomi, R_2 — 500 oomi, R_3 — sõltuvalt lambist (6П6С jaoks — 75 kΩ); C_1 — 50 ... 100 pF, C_2 — 0,001 ... 0,01 µF; C_3, C_4 — 0,01 µF, C_5 — keskmiselt 100 pF.

pentood, kristall-ostsillaatorina eriti sobivaiks. Vastavalt sellele võimaldavad tetroodid ja pentoodid võrdse kristallis häviva võimsuse juures rakendada trioodiga võrreldes kõrgemaid anoodi toitepingeid, kusjuures ka väljandvõimsused kujunevad vastavalt suuremateks. Lampide varivõredele antakse filterkondensaatori kaudu kõrgsageduse suhtes maapotentsiaal, pentoodidel maandatakse sulgvõred. Sellega väheneb anoodkoormuse tagasimõjutus võreringi ning ostsillaatori sageduse stabiilsus suureneb. Varivõrepingete väärtused valitakse kristall-ostsillaatorina töötamisel keskmiselt 50% anoodi toitepingest, s. o. madalamatena kui lampide töötamisel võimendajana. Katoodtakistus koos filterkondensaatoriga pole tarvilik, kui anoodi toitepinge ei ületa 250 volti. Võib juhtuda, et lambi võre ja anoodi vaheline mahtuvus osutub ostsilleerimiseks vajalikuks tagasisideks liiga väikeseks, eriti madalamail sagedusil. Neil juhtudel tuleb võre ja anoodi vahelist mahtuvust täiendada välise 1 ... 2 pF lisamahtuvusega.

6П6-tüüpi pentoodilt saadav väljandvõimsus 250 ... 300-voldise anoodi toitepinge juures võrdub keskmiselt 4 ... 5 vatiga, jugatetrood 6П3С 400-voldise anoodi toitepinge juures arendab väljandvõimsust keskmiselt 10 vatti.

Joonisel 21 — 2*c* on toodud ultraaudion-kristall-ostsillaatori lülitus, mis eelmistest erineb selles, et tal häälestatav võnkering täielikult puudub. Võnkeringi asendab kristall, tagasisidet reguleeritakse kondensaatoriga C_1. Ostsilleerimise tekkimise eeltingimuseks ultraaudion-kristall-ostsillaatori lülituses on, et katoodi ja anoodi vaheline üldine ebatakistus omaks mahtuvuslikku kallakut. Selle saavutamiseks on tarvilik, et ostsillaatori väljand oleks sidestatud järgneva võimendusastmega mahtuvuslikult ning et katoodi ja anoodi vahelised mahtuvused koos k.-s.-paispooliga ning sidestuskondensaatori kaudu järgneva võimendusastme sisendringist ülekantavate ebatakistustega moodustaksid üldise võnkeringi, mis häälestuks kristalli resonantssagedusest madalamale sagedusele. Pentoodi või tetroodi asemel võib ultraaudion-kristall-ostsillaatori lülituses kasutada ka trioode. Anoodi toitepinged tuleb ultraaudion-lülituses piirata 250 ... 300 voldiga, et vältida kristalli purunemise ohtu.

c) Kristall-ostsillaatori häälestamine. Kristall-ostsillaatori õiget häälestamist saab teostada anoodringi lülitatava milliampermeetri abil. Häälestamata olukorras on anoodvool püsiv. Võnkeringi viimisel kristalli resonantssagedusele tekib anoodvoolus järsk langus (joon. 21 — 3).



Joon. 21 — 3. Kristallostsillaatori anoodvoolu muutumine sõltuvalt võnkeringi häälestamisest koormamata ja koormatult. Kõvera lõik *b* — *c* tagab ostsillaatori stabiilse töö.

Seejuures pole languse kõver sümmeetriline, vaid on järsk ainult väiksema sageduse poolsel küljel, kuna vastasküljel ta on kallaklik. Kuigi ostsillaator töötab maksimaalse anoodi kasu-

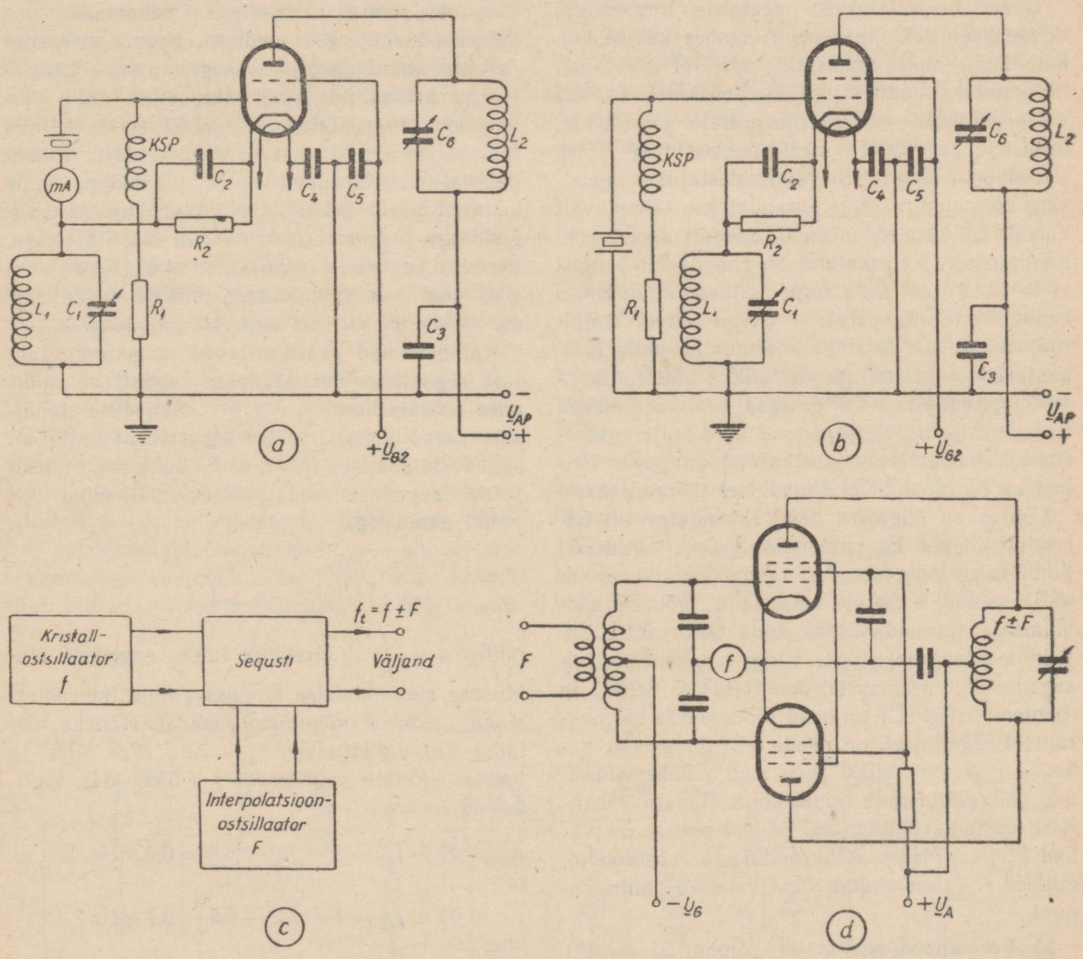
teguri ja väljandvõimsusega anoodvoolu maksimaalse languse punktis *a*, osutub see punkt töötamiseks siiski kriitiliseks ning koormuse muutmisel võib ostsilleerimine katkeda. Seepärast on sobivaimaks töökohaks lõik *b* — *c*, millisel töötades väljandvõimsus on küll väiksem, kuid töö on kindlam. Anoodringi koormamisel voolu langus väheneb vastavalt koormusele. Koormuse suurenemisega nõrgeneb tagasiside ja ühtlasi kristallile kanduv võimsus.

Kristalli töötamises võivad häireid esile kutsuda kristallihoidja plaatide puudulik kontaktpind, halvasti lihvitud ning ebapuhtad kristallihoidja plaadid, liiga tugev anoodringi sidestus koormusel ja ebaküllaldane tagasiside.

21 — 3. SAGEDUSKORDISTAJAD KRISTALL-OSTSILLAATORID.

Kristall-ostsillaatori suure sagedusstabiilsuse tõttu leiavad õige laialdast rakendamist sageduskordistajad kristall-ostsillaatorid, milledest rohkem levinud on nn. tri-tet-ostsillaator ja võre-anood-ostsillaator.

a) Tri-tet-lülituses (joon. 21 — 4*a*) moodustavad katood, võre ja varivõre elektroniliselt sidestatud triood-ostsillaatori süsteemi, milles anoodina toimiv varivõre omab k.-s. suhtes maapotentsiaali. Katoodi võnkering L_1 C_1 on häälestatud kristallisagedusest tunduvalt kõrgemale sagedusele, kusjuures C_1 toimib pigem väljandi



Joon. 21 — 4. Sageduskordistaja kristallostsillaatori lülitusi: *a* — tri-tet-lülitus, milles on rakendatud tetroodi või pentoodi. Lülituslikke andmeid: C_1, C_6 — 200 pF, C_2, C_3, C_4, C_5 — 0,001 ... 0,01 µF, R_1 — 20 ... 100 kilo-oomi, R_2 — 400 oomi; katoodpooli andmeid 40 mm pooli alusel 25 mm mähise pikkusel: 1,75 MHz kristallile 30 keerdu, 3,5 MHz kristallile 9 keerdu, 7,0 MHz kristallile 6 keerdu; C_6 väärtus põhisagedusel 75 ... 100 pF, teisel harmoonilisel umbes 25 pF; *KSP* — kõrgsageduspaispool 2,5 mH. *b* — võreanood-ostsillaatori lülitus; lülituslikud andmed samad mis tri-teti juures. Sujuva häälestusega kristalltüüritava juhtsaatja lülitusi: *c* — juhtsaatja lahterskeem, *d* — balanssmodulaatorsegusti.

regulaatorina kui häälestusorganina. Kristalli koormuse vähendamiseks on soovitav töötada võimalikult väikese C_1 väärtusega.

Anoodring moodustatakse lambi tetroodi-osaga, millest on tuletatudki lülituse nimetus tritet. Anoodring häälestatakse kas kristallisagedusele või harmoonilistele sagedustele, kusjuures suurem väljandvõimsus saavutatakse põhija paaris-harmoonilistel (teisel, neljandal jne.). Teisel harmoonilisel sagedusel saadav võimsus peaaegu võrdub põhisagedusel saadava võimsusega; nii näiteks 500-voldise anoodpinge juures on mõlemad võimsused keskmiselt 15 vatti.

Sisemise varjestuse tõttu (varivõre kaudu) muutub kristallisagedus sõltumatuks anoodringi häälestamise ja koormuse muutumisest, millega sageduse stabiilsus paraneb.

Tri-teti häälestamiseks seatakse katoodringi kondensaatori C_1 mahtuvus umbes kahele kolmandikule maksimaalsest, misjärel vastavalt häälestatakse anoodringi kondensaator C_6 kas põhisagedusele või harmoonilisele sagedusele, millistele sagedustele häälestamisel tekib järsk anoodvoolu langus. Seejärel sidestatakse anoodring koormusega ning parandatakse täiendavalt anoodringi kondensaatori C_6 asendit anoodvoolu miinimumile. Koormatuna on anoodvoolu langus väiksem. Pärast seda reguleeritakse katoodringi kondensaator C_1 parajaks (nagu varem mainitud) lubatavale kristalli koormusele, mille indikaatoriks on kristalliga järjestikku lülitatav k.-s.-milliampermeeter või vastava voolutarvitusega taskulambipirn. Põhisagedusel kord väljareguleeritud katoodkondensaatori asend on paras ühtlasi ka harmoonilistel sagedustel töötamiseks.

Lülitus on ühevõrra hästi rakendatav nii tetroodide kui ka pentoodide puhul. Viimasel juhul tuleb sulgvõre, kui ta on lambist eraldi välja viidud, vahetult maandada või väljandvõimsuse suurendamiseks anda talle umbes 50-voldine positiivne pinge. Kuigi tavalised madalsageduslikud võimsustetroodid (6П3С, 6П6С) ja -pentoodid (6Ф6С) on head töötamiseks harmoonilistel sagedustel, on nende võre ja anoodi vaheline mahtuvus siiski liiga suur põhisagedusel, mis võib põhjustada lambi kontrollimata võnkumisi kristallist sõltumata. Sellest pahest on vabad kõrgsagedus-saatetetroodid ja -pentoodid, millede C_{GA} on viidud alla vajaliku miinimumini.

b) Võre-anood-ostsillaator (joon. 21 — 4*b*) erineb tri-tetist ainult selle poolest, et temas kristall ühendatakse võre ja maanduse vahele vahetult ning et katoodi võnkering C_1L_1 häälestatakse põhisagedusest, s. o. kristallisagedusest madalamale sagedusele. Ta võimaldab suurt väljandvõimsust põhisagedusel ja paarituil harmoonilistel (kolmandal, viiendal jne.). 400 V anoodpingega ja 250 V varivõrepingega arendab jugatetrood 6П3С väljandvõimsust põhisagedusel 15...20 vatti.

Võre-anood-ostsillaatori häälestamine üldiselt on analoogiline tri-tetiga, erinevuseks on, et harmoonilistel sagedustel väljandi reguleerimist teostatakse katoodringi kondensaatori abil.

c) Sujuva häälestusega kristalltüüritav juhtsaatja. Kuigi kristalliga tüüritavad ostsillaatorid on asendamatud arendatava suure sageduse stabiilsuse poolest, omavad nad samal ajal seda olulist puudust, et sageduse muutmine on raskendatud. Sageduse astmeliseks muutmiseks vajatakse sama palju astendatavaid kristalle, kui palju on ette nähtud töösagedusi või nende all-harmoonilisi. Amatöörpraktikas aga osutub seesugune astmeline sageduse muutmine vastuvõetamatuks, sest et vastussignaal saadetakse tava kohaselt kutsuja töösagedusel. Seepärast rakendatakse amatöörsaatjates sageli sujuva häälestusega kristalltüüritavat juhtsaatjat, mille lahterskeem on kujutatud joonisel 21 — 4*c*. Sellises juhtsaatjas kasutatakse supervastuvõtjas rakendatavat sagedusmuundamise põhimõtet, mille kohaselt lisaks kristalltüüritud võnkumistele sagedusega f genereeritakse eraldi ostsillaatoriga, nn. interpolatsioon-ostsillaatoriga, veel lisa võnkumised, millede sagedus F on teatavates piirides sujuvalt muudetav.

Kui mõlemad genereeritavad sagedused juhtida segustisse, siis saadakse segusti väljandis uued töösagedused $f_t = f \pm F$. Sageduse stabiilsuse parandamise huvides kasutatakse harilikult sageduste summat $f_t = f + F$. Juhtsaatjalt tekitatav sageduse ebastabiilsus väljendub sel puhul avaldisega

$$\frac{\Delta f_t}{f_t} = \frac{1}{n+1},$$

milles $n = \frac{f}{F}$. Järelikult tuleks sageduse stabiilsuse suurendamise huvides valida interpolatsioonsagedus F võimalikult madal. Näiteks töötades sagedusastmikus $f_t = 7{,}0 \ldots 7{,}2$ MHz ja valides kristalli sageduseks $f = 6500$ kHz, kujuneksid

$$F_1 = f_{t1} - f = 7{,}0 - 6{,}5 = 0{,}5 \text{ MHz}$$

ja

$$F_2 = f_{t2} - f = 7{,}2 - 6{,}5 = 0{,}7 \text{ MHz}$$

ning

$$n_1 = \frac{f}{F_1} = \frac{6{,}5}{0{,}5} = 13 \text{ ja } n_2 = \frac{f}{F_2} = \frac{6{,}5}{0{,}7} = 9{,}3.$$

Kui interpolatsioonsagedus võtta kõrgemana, siis suureneks töösageduse ebastabiilsus.

Ent madala interpolatsioonsageduse F ja seega väikese $f_t - f$ vahe puhul tekitab raskusi töösageduse $f_t = f + F$ eraldamine anoodringis kristalli sagedusest f. Sellest ülesaamiseks kasutatakse segustis erisugust, nn. b a l a n s s - m o d u l a a t o r i lülitust, mille põhimõtteline skeem on kujutatud joonisel 21 — 4*d*. Lülitusskeem meenutab mõnevõrra vastastaktvõimendaja lülitust, kuid erineb selle poolest, et kristalli sagedus f juhitakse kummagi lambi võrele faasis, mille tulemusena anoodringis sellel sagedusel vool puudub tingimusi, et lampide parameetrid on võrdsed. Anoodring häälestatakse töösagedusele $f_t = f + F$.

21 — 4. ERI LIIKI OSTSILLAATORID.

Ostsilleerimise tekitamiseks kasutatakse rida erilülitusi, mille iseloomustajaks on harilikult väljandi suur harmooniliste sageduste sisaldus. Seepärast leiavad seesugused lülitused rakendamist peamiselt neil juhtudel, kui on tarvilik genereerida erikujulisi mittesiinuselisi väljandeid või kasutada teatud genereeritavaid harmoonilisi sagedusi üheks või teiseks otstarbeks.

a) Dünatron-ostsillaator. Dünatron-ostsillaatoris kasutatakse negatiivse takistuse nähtust, mis ilmneb elektronlampide juures intensiivse sekundaarse emissiooni puhul. Sekundaarset emissiooni saab esile kutsuda niihästi trioodis kui ka tetroodis, kui anoodile anda madalam toitepinge, võrreldes võrega, tetroodi juures varivõrega. Eriti hästi on selleks rakendatavad varivõretetroodid. Sellises režiimis töötamisel, kui pinged on sobivalt valitud, avaldub negatiivne takistus selles, et anoodpinge tõstmisega väheneb anoodvool ja ümberpöördult — anoodpinge langemisega suureneb anoodvool. Kui anoodringi lülitada võnkering (joon. 21 — 5*a*), areneb võnkeringis resonantssagedusel ostsilleerimine. Lülitus paistab silma oma lihtsuselt, sest võnkering ei vaja mingeid haruühendeid. Dünatroni saab kasutada sagedustel kuni 15 MHz, peamiseks kasutusalaks on mõõtmistehnika.

b) Transitron-ostsillaator. Joonisel 21 — 5*b* on kujutatud transitron-ostsillaatori lülitusskeem, milles kasutatakse pentoodi. Selline transitron-ostsillaator toimib negatiivse takistuse põhimõttel, mis tekib varivõre ja sulgvõre vahel siis, kui sulgvõrele anda negatiivne eelpinge. Seesuguses töörežiimis varivõrelt anoodile lähtuvad elektronid pöörduvad sulgvõre negatiivse elektrivälja mõjul varivõrele tagasi, mille tagajärjel varivõrevool tugevneb. Kui varivõreringi lülitada võnkering ning sidestada varivõre sulgvõrega, areneb võnkeringis resonantssagedusel võnkumine.

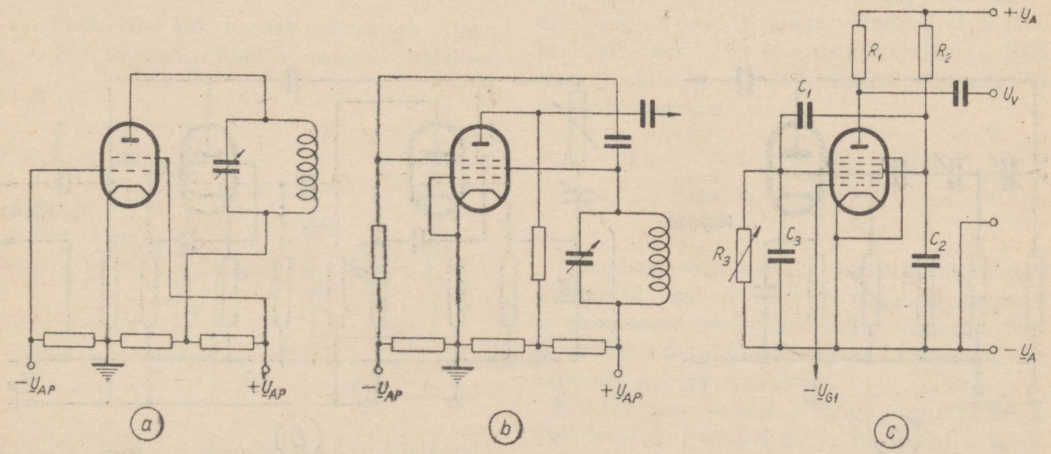
Joonisel 21 — 5*c* kujutatu on heptoodiga transitron-ostsillaator, mille lülitus erineb eelmisest selle poolest, et lülituses harilik LC võnkering on asendatud RC komplektiga. Sel puhul resonantssagedus määratakse avaldisega.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2R_3(C_2C_3 + C_1C_2 - C_1^2)}}.$$

Resonantssagedust saab muuta R_3 abil. C_1 suurendamine ja C_2 vähendamine soodustavad võnkumiste tekkimist. Genereeritavate pingete amplituudi saab reguleerida tüürvõre eelpinge U_{G1} muutmisega, millega muutub lambi S, kuid mitte f_r.

Kui C_3 arvväärtus on väike, siis genereeritavad siinuspinged moonutuvad, muutudes relaksatiivseteks.

Üldistelt omadustelt sarnaneb transitron-lülitus dünatronlülitusega ja omab suurt sageduse stabiilsust.



Joon. 21 — 5. Negatiivse takistusega ostsillaatoreid: *a* — dünatronostsillaator, *b* ja *c* — transitron-ostsillaatorid.

Transitron-ostsillaatori olulisemateks puudusteks on, et ta töötamine muutub ebastabiilseks kõrgematel sagedustel ja et üldjuhul pole ta anoodvoolu muutus siinuseline, vaid anoodvoolu vahelduvkomponent sisaldab suurel arvul kõrgemaid harmoonilisi sagedusi. Seetõttu leiab transitron-ostsillaator väga harva kasutamist ostsillaatorina vastuvõtjates ja ta peamiseks kasutusalaks on mõõtetehnika.

c) Takistus-mahtuvuslikud ostsillaatorid. Takistus-mahtuvuslikus ostsillaatoris tavaline *LC* võnkering asendatakse takistuste-mahtuvuste kombinatsiooniga, milles sagedus määratakse valemiga $f_r = \frac{1}{2\pi RC}$. Muutes sellises lülituses *R* ja *C* väärtusi, on võimalik muuta sagedust suures ulatuses samuti kui võnkeringi puhul.

Takistus-mahtuvuslikus ostsillaatoris tekib võnkumine anoodringist võimsuse tagasikandumisega võrele õiges faasilises vahekorras. *RC* kombinatsiooni ülesandeks on tekitada ostsilleerimise alalhoidmiseks vajalik vahelduvate anoodpingete 180° nihutamine faasis ning nende juhtimine võrele, sest ostsilleerimine areneb ainult siis, kui tagasiside on positiivne. Kuna kindla *RC* väärtuste juures faasinihe on 180° ainult ühel häälestussagedusel, siis kujunebki see sagedus ostsilleerivaks sageduseks, kõigil teistel sagedustel on nihkenurk erinev, millistel sagedustel samal ajal areneb degenereerimine. *RC* väärtuste muutmisega muutub vastavalt ka ostsilleerimissagedus.

Joonisel 21 — 6 on toodud kaks takistus-mahtuvusliku ostsillaatori lülitust, milles *a* kujutab ühelambilist seadet. Sobiva tagasiside valikul kujuneb ostsillaatori väljand rangelt siinuseliseks, küllaldaselt suure sageduse stabiilsusega. Kasutatakse madalsageduslike pingete generaatoreis (1 Hz ... 50 kHz), samuti televisiooni- ja raadiolokatsiooni-seadmete pulssgeneraatoreis.

d) Lahendusvoolu-ostsillaatorid. Lahendusvoolu-ostsillaatoreis kontrollivad võnkumissagedust mitte häälestusringid, vaid kondensaatori kriitilise laadimise ja lahendamise voolu või pinge muutuste pöördväärtused. Seesuguste ostsilleerimiste tekkimise eelduseks on tingimuste loomine kondensaatori ühtlase kiirusega laadimiseks ning kondensaatori kiireks lahendamiseks hetkel, kui laadimispinge on tõusnud ettenähtud väärtuseni.

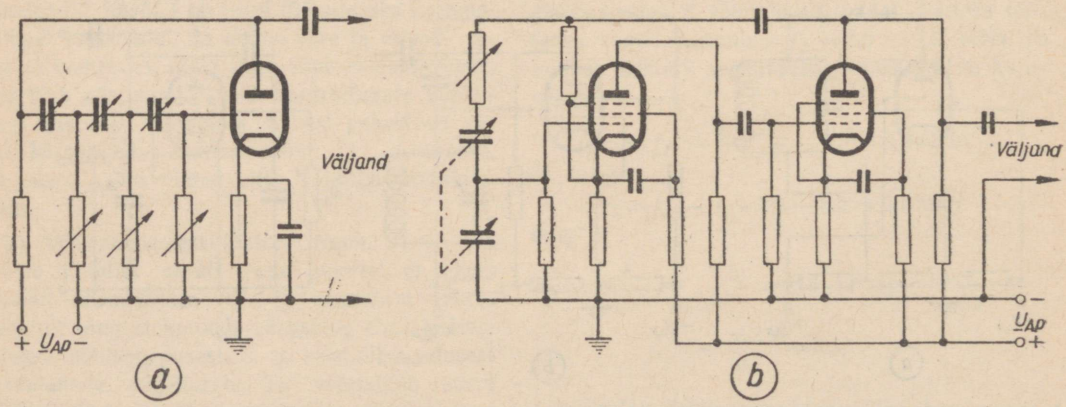
Lahendusvoolu-ostsillaatorid sisaldavad õige tunduval määral harmoonilisi sagedusi, väljandi kuju meenutab pigem saehamba lõiku kui siinuskõverat. Genereeritav sagedus on ebastabiilne, kuid laseb end hästi välise sünkroniseerimispingega tüürida.

Joonisel 21 — 7*a* toodud lülituses toimub tagasiside negatiivse takistuse põhimõttel analoogiliselt transitroniga. Ostsilleerimissagedus määratakse anoodringi lülitatud *RC* väärtustega, s. o. kondensaatori laadimise kiirusega takistuse *R* kaudu. Sobiva suurusega lülituselementide valikuga on võimalik väljandile anda soovikohast kuju.

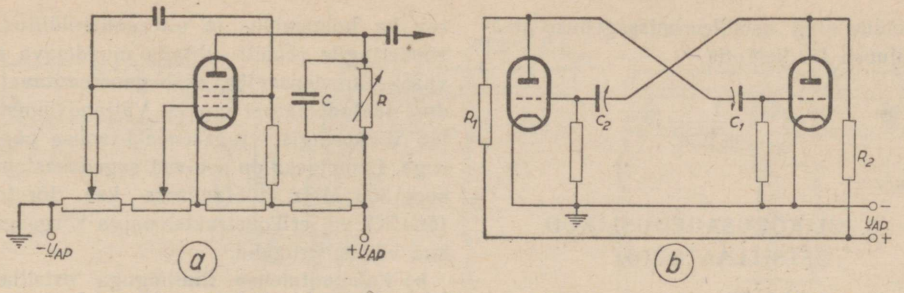
Joonisel 21 — 7*b* on toodud multivibraatori lülitus, mis kujutab endast kaheastmelist takistussidestuses võimendajat ja milles väljandpinge sidestatakse tagasi sisendisse. Kuna kumbki lamp tekitab 180° faasinihke, omab teiselt lambilt esimesele lambile juhitud pinge õiget faasi pideva ostsilleerimise säilitamiseks. Multivibraatori ostsilleerimissagedus määratakse avaldisega:

$$f \approx \frac{1}{R_1C_1 + R_2C_2}.$$

Multivibraatori väljand on õige tunduvalt rikutud, mida rakendatakse kasulikult eriti mõõtmistehnikas kindla vahekorraga harmooniliste sageduste rohkuse tõttu. Multivibraatori sagedust on väga hõlpus sünkroniseerida suhte-



Joon. 21 — 6. Faasinihke põhimõttel töötavaid takistus-mahtuvuslikke ostsillaatoreid: *a* — ühelambiline lülitus, *b* — kahelambiline lülitus, milles teine lamp toimib faasinihutajana.

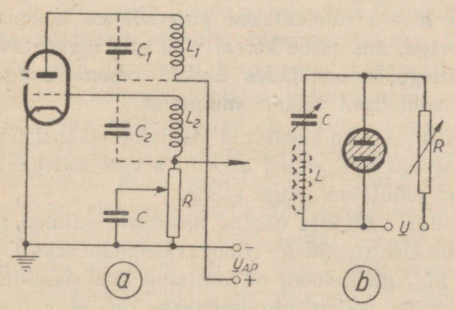


Joon. 21 — 7. Lahendusvoolu-ostsillaatoreid: *a* — varivõrepentoodi lülitus *b* — multivibraatori lülitus.

liselt nõrga, kuid sageduselt stabiilse pingega. Kuna multivibraatorit saab sünkroniseerida mitte ainult ta põhisagedusele, vaid isegi kõrgematele harmoonilistele sagedustele, siis on võimalik teda kasutada nn. s a g e d u s j a o t a j a- lülitustes, mis oma põhimõttelt toimivad vastupidi sageduskordistajatele.

Sagedusjaotajad võimaldavad vähendada põhisagedust tervetes lihtarvulistes vahekordades, s. o. 2:1, 3:1, 4:1 jne. Neid kasutatakse juhtudel, kui on vaja toota seesuguse suure stabiilsusega madalsageduslikke voole, mida tavalised meetodid neil sagedusil ei võimalda. Sääraseid ülisuure stabiilsusega madalsageduslikke voole rakendatakse standardkellade, kronomeetrite käivitamiseks, standard-madalsagedusgeneraatoreis mõõtmise otstarbeks ja tarbe korral eri-raadioseadmeis. Teatavasti arendavad õigelõikelised kvartskristall-ostsillaatorid sageduse stabiilsust keskmiselt 0,001%, mis säilib ka jaotatud sageduste suhtes. Kui näiteks kristall-ostsillaatori põhisagedus $f = 1$ MHz ja saavutatav stabiilsus on 0,001%, siis jaotatud sagedusel $f = 10$ Hz kujuneb võimalik sageduse triivimine ainult 0,0001 Hz, mis tähendaks 1-tsüklilist triivimist maksimaalselt 2 t. 46 min. 40 sek. jooksul. Selliselt stabiliseeritud standardkella etteminek või tahajäämine kujuneks aasta jooksul maksimaalselt ainult 5 min. 15 sek., millist täpsust on teiste meetoditega raske saavutada (v. a. seadmed, mis töötavad aatomifüüsikast tuntud menetlustel).

e) Plokeeriv- ehk pendelostsillaatori (joon. 21 — 8*a*) toimimispõhimõte seisab suhteliselt



Joon. 21 — 8. Lahendusvoolu-ostsillaatoreid: *a* — pendelostsillaator, *b* — huumlampostsillaator.

madalsageduslike võnkumiste tekkimises liiga tugeva magnetilise tagasiside puhul anood- ja võreringide vahel. Ostsilleerimissageduse määrab sel juhul võrekondensaatori C laadimise ja lahendamise aeg võretakistuse R kaudu. Ostsilleerimine saab tekkida ainult siis, kui võnkeringi L_2C_2 (või L_1C_1) ostsilleerimise põhisagedus on kõrge võrreldes pendelsagedusega, s. o. kondensaatori C laadimise ja tühjenemise sagedusega. Pendel-ostsillaatoreid rakendatakse saehambakujuliste genereeritavate pingete tõttu televisiooniseadmeis kallutuspinge generaatoreina.

f) Huumlamp-ostsillaatoris (joon. 21 — 8*b*) tekib ostsilleerimine kondensaatori C laadimise ja lahendamise tagajärjel takistuse R kaudu. Laadimise ja lahendamise vahetalitajana toimib lülituses huumlamp tema omapäraste süüte- ja kustumispingete tõttu. Alalisvoolu toiteallika pinge U laeb kondensaatorit C takistuse R kaudu seni, kui laadimispinge ulatub huumlambi süütepinge U_s väärtuseni. Seejärel huumlamp muutub juhtivaks ja kondensaatoris varutud laeng lahendub lambi kaudu kuni lambi kustumispingeni U_k, mil katkeb lambi juhtivus. Seega ostsilleerimispinged piirduvad süütepinge U_s ja kustumispinge U_k vahega. Laadimisaja kestus, mis praktiliselt on tsükli kestuseks, kuna lahendamisaeg on laadimisajaga võrreldes väga lühike, määratakse C ja R väärtuste valikuga. Säärase tsükliliselt areneva laadimis-lahendamisprotsessi sagedus

$$f \approx \frac{1}{RC \ln \frac{U - U_k}{U - U_s}} \text{ [Hz].}$$

Huumlamp-ostsillaatori ostsilleerimispinged sisaldavad lõpmata arvu harmoonilisi sagedusi ja sarnanevad saehambakujulise kõveraga. Ostsillaatorit rakendatakse eeskätt katoodkiirtetoru kallutuspinge generaatorina.

Kui lülitada kondensaatoriga järjestikku induktiivsus L (joonisel 21 — 8*b* näidatud punktiirina), ümarduvad ostsilleerimispinges teravikud, vahelduvpinge kuju läheneb mõningal määa-

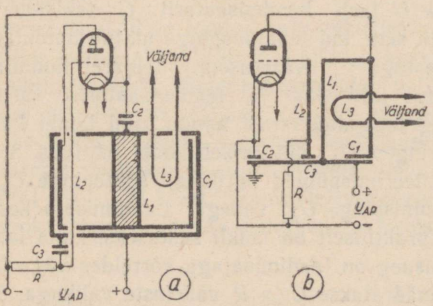
ral sinusoidile ning ostsilleerimissageduse määrajaks kujuneb *LC* korrutis

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

21 — 5. ÜLIKÕRGSAGEDUSLIKUD OSTSILLAATORID.

Sageduse kõrgenedes paneb tavalise lülitustehnika rakendamisele piiri võnkeringide kadude tohutu tõus ja elektronide läbivusaeg lampides. Vastavalt sellele muutub koos sageduse kõrgenemisega järjekindlalt nii lülitustehnika kui ka kasutatavate lampide ehitus ja töötamisviis, et saavutada küllaldasi tulemusi ka neil sagedusil. Ülikõrgeil sagedusil keskendatud *LC* võnkeringid üldiselt asendatakse liinilõikudega, lampidena kasutatakse peamiselt erikonstruktsiooniga trioode. Sageduse järjekordsel tõusmisel ultra- ja superkõrgsageduste piirkonda ei osutu needki abinõud enam küllaldasteks ning liinilõigud asendatakse omakorda õõnesliinidega, tavalised elektronlambid kas magnetronidega või läbivusaja lampidega.

a) Pott-ostsillaator. Pott-ostsillaatoris moodustab võnkeringi suure juhtivusega metallist (vasest, alumiiniumist) valmistatud, erilise ehitusviisiga kahest silindrist koosnev pott (joon. 21 — 9). Elektriliselt kujutab pott keskendatud



Joon. 21 — 9. Keskendatud *LC*-pottostsillaatori lülitus: *a* — üldkuju, *b* — ekvivalentne lülitus. Lülituselemendid: L_1 C_1 — pottvõnkering, L_2 — tagasisidevarras, L_3 — väljandaas, C_2 C_3 — kondensaatorid, mille moodustavad potist vilguga isoleeritud plekiribad; *R* — võretakistus 10 000 oomi. Anoodpinge plussklemm on ühendatud poti külge ja maandatud.

LC-võnkeringi, milles induktiivsus on koondatud peamiselt poti keskel olevasse sambasse ning mahtuvus samba otsketaste külge kinnitatud silindrite vahele. Sellise ehitusviisiga vähendatakse õige tunduvalt kõrgsageduskadusid, mille tagajärjel võnkeringi *Q* kujuneb väga suureks.

Joonisel 21 — 9 on ostsillaator kujundatud tagasisidelülituses, kuid samahästi on rakendatav ka kolmpunkt- ja ultraaudionlülitus. Kui võnkeringile rööbiti lülitada muudetava mahtuvusega kondensaator, saab genereeritavat sagedust teatud määral muuta. Väljandvõimsus lähtub võnkeringist juuksenõela-taolise poolikkeeruga. Lampideks on sobivad sagedusastmikul 60 kuni 300 MHz töötamiseks kas tõrutrioodid (6C1Ж) või erikonstruktsiooniga kõrgsageduslikud võimsustrioodid.

b) Kahejuhtmelise liinilõiguga ostsillaatorid. Kahejuhtmelise liinilõiguga ostsillaatoreis kasutatakse võnkeringina pool- või veerandlaine pikkusega liine, mis valmistatakse vasktorudest. Resonantssagedust muudetakse kas lühishaagi või lühiskondensaatori ümberpaigutamisega piki liini või muudetava mahtuvusega kondensaatori lülitamisega liini juhtmete vahele, mispuhul sageduse muutmine toimub kondensaatori mahtuvuse muutmisega. Viimasel juhul tuleb liini pikkust märgatavalt lühendada, et resonantssagedus asuks ettenähtud ribas. Kondensaatori lülitamine vähendab võnkeringi *Q*-d ühelt poolt liini pikkuse ja seega *L*-i vähendamise, teiselt poolt kondensaatori kadude sissetoomise tagajärjel. Kadude vähendamise huvides on soovitav kondensaator lülitada mitte liini lahtisesse otsa, vaid haruühendina keskele.

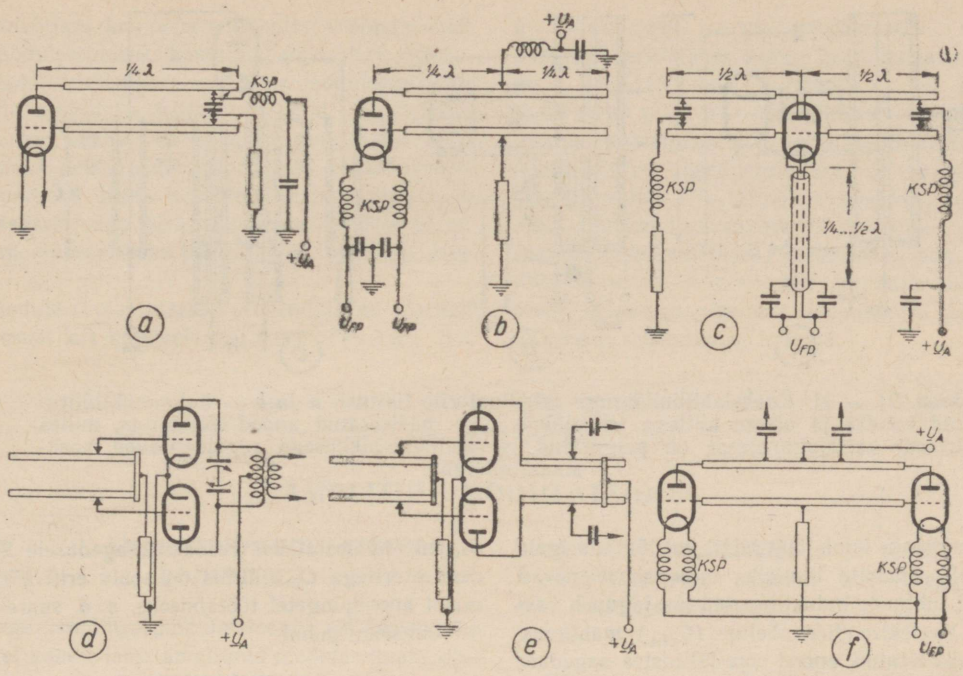
Ülikõrgeil sagedusil esitab tõsiseid raskusi katoodi maandamise probleem, sest nii katoodi ühendusjuhe kui ka temaga mahtuvuslikult seotud kütteniidi ühendusjuhtmed omavad induktiivsust. Küsimus lahendatakse sellega, et katoodi või kütteniidi juhtmeisse lülitatakse k.-s.-paispoolid, mille juhtme pikkus dimensioonitakse ligikaudu poole laine pikkusega, või paigutatakse katoodi või kütteniidi ühendusjuhtmetega järjestikku poole laine pikkusele vastavad häälestatavad liinilõigud. Õigete suuruste valikul juhtmete komplektides tekkivad seisevlained toovad katoodi või kütteniidi uuesti maanduse suhtes nullpotentsiaalile, s. o. samale potentsiaalile, millisel on võnkeringi liini lühistatud ots.

Joonisel 21 — 10 on toodud rida kahejuhtmelise liinilõiguga ostsillaatorite tüüplülitusi. Lülituses *a* liin lühistatakse pingesõlmes kondensaatoriga, mis tarbe korral võib olla muudetava suurusega, võimaldades ühtlasi resonantssageduse suhteliselt väikest muutmist.

Lülituses *b* on kasutatud poollaine pikkust lahtise otsaga liini, millel anoodi ja võre toitepunktid on nihutatud pinge sõlme.

Lülitus *c* on ette nähtud moodsate mitmejuhtmeliste elektroodidega trioodi rakendamiseks. Otsese küttega katoodi on lülitatud koaksiaalliinilõik, mille pikkus reguleeritakse nii, et katood asetseks nullpotentsiaali all.

Lülitustes *d*, *e* ja *f* on kasutatud kahte vastastakti lülitatud lampi. Seesugused lülitused on üli-



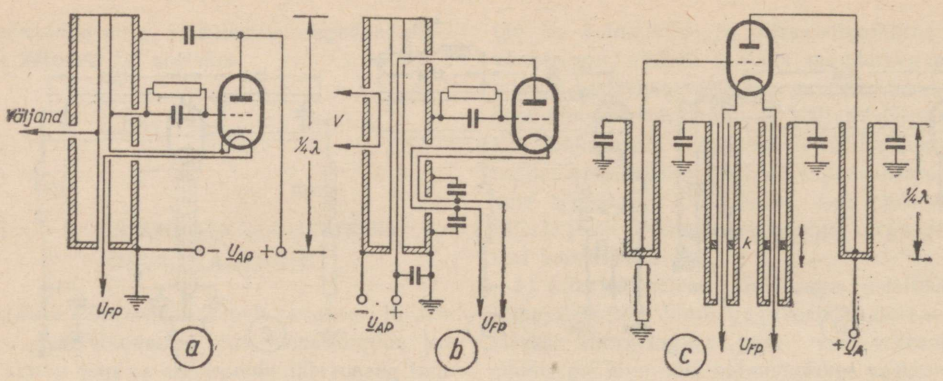
Joon. 21 — 10. Kahejuhtmelise liinilõiguga ostsillaatoreid: *a, b, c* — ühelambilisi lülitusi, *d, e, f* — vastastaktlülitusi.

kõrgsagedusil eriti soovitavad, sest sellega tõuseb mitte ainult anoodi kasutegur ja väljandvõimsus, vaid lihtsustub ka häälestamine ja reguleerimine.

Lülitused *d* ja *e* erinevad teineteisest vaid sellepoolest, et esimesel juhul on kasutatud liinilõiku ainult võreringis, teisel juhul — nii võrekui ka anoodringis. Arvestades seda, et liinilõikude suur *Q* säilib kuni ülikõrgsagedusteni, on lülituse *e* kasutamine sagedusastmikus 60 ... 200 MHz eelistatavam tavaliste trioodide rakendamisel, tõrulampide puhul saavutatakse rahuldavaid tulemusi isegi kuni 400 MHz.

c) **Koaksiaalliinilõiguga ostsillaatorid.** 300 MHz sagedusastmikus kiirguskaod vähendavad õige märgatavalt lahtiste liinilõikude *Q*-d, kui neid liinilõike kasutada võnkeringidena, sest neil sagedusil kujuneb liinide vahekaugus lainepikkusega võrreldes küllaltki tähelepandavaks. Seepärast neil ja veelgi kõrgemail sagedusil on õigustatud koaksiaalliinilõikude kasutamine võnkeringidena, milles väljad on piiritletud liini väliskestaga ja seega kiirgumine on vähendatud miinimumini. Kuna koaksiaalliinil välised väljad puuduvad, siis on võimalik liini ennast kasutada ühtlasi ostsillaatori alusplaadina, millele saab kinnitada nii lambi kui ka muud lülituselemendid, säilitades seejuures ühendusjuhtmed lühikestena. Koaksiaalliini saab edukalt rakendada ka madalamail sagedusil, kuid suuremate dimensioonide tõttu muutub liini reguleerimine ja häälestamine raskemaks kui lahtise liini puhul. Seepärast rakendatakse koaksiaalliini mõnikord neljakandilise r e n n l i i n i n a, mille üks külg reguleerimise otstarbel on avatud. Kuigi sel juhul tekib lahtisest küljest kiirgumine, on see siiski tunduvalt väiksem kui avatud liini juures.

Joonisel 21 — 11 on toodud koaksiaalliinilõiguga ostsillaatorite kolm tüüplülitust, milledest *a* ja *b* toimivad kolmpunktsidestuse põhimõttel, *c* on häälestatud anoodvõre põhimõttel. Liinilõikude pikkused vastavad teoreetiliselt veerandlaine pikkusele, kuid lambi koormuse tagajärjel kujunevad liinilõigu tegelikud pikkused väiksemateks. Liinilõikude pikkust ja seega resonantssagedust saab reguleerida l ü h i s i d e - k o l v i g a, millist meetodit kasutatakse ka küttejuhtmetesse lülitatud liinilõikude häälestamiseks (joon. 21 — 11*c* — k). Kuigi häälestatud anoodvõre-lülitust on hõlpsam reguleerida ning ehitada, pole ta stabiilsus nii suur kui kolmpunktlülituses, anoodringi väljade tagasimõju tõttu võreringile. Mõningail juhtudel on väikese reguleeritava tagasiside-kondensaatoriga lambi anoodi ja võre vahel võimalik suurendada sageduse stabiilsust ja ühtlasi tõsta töötamissagedust, kompenseerides faasinihet, mis seesugustel kõrgetel sagedustel ilmneb elektronide läbivusaja tõttu. Siiski hästireguleeritud lülitus *c* võib tõrutrioodide või eri kõrgsagedustrioodide rakendamisel toimida sagedusteni kuni 800 MHz. Mitmejuhtmelise anoodiga ja võrega trioodide puhul saab



Joon. 21 — 11. Koaksiaalliinilõiguga ostsillaatorite lülitusi: *a* ja *b* — kolmpunktlülitused kaudse ja otsese küttega trioodidele, *c* — häälestatud anood-võrelülitus, milles trioodi küttejuhtmetesse on paigutatud veerandlaine-pikkusega reguleeritavad koaksiaalliinilõigud.

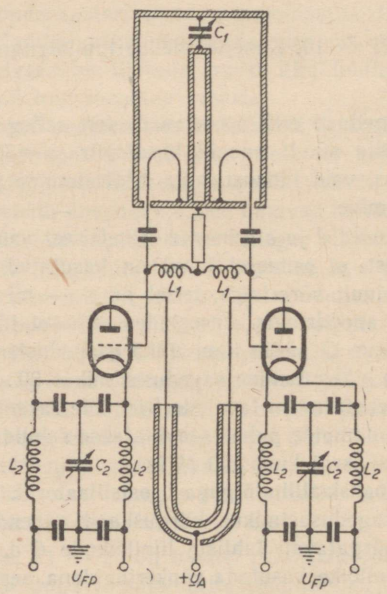
sagedust tõsta kuni 1500 MHz, kui lülitada igale juhtmele omaette liinilõik, millega vähenevad niihästi juhtmete induktiivsused kui jaguneb vastavalt ka elektroodidevaheline (C_{GA}) mahtuvus.

Et häälestatud anood-võre-lülitustes sageduse stabiliseerijaks on suurema Q-ga võnkering ja kuna koormus sidestatakse tavaliselt anoodringiga, siis kujuneb võreringi Q alati paremaks. Madalamail sagedusil võib seepärast anoodringis liinilõigu asendada keskendatud LC võnkeringiga ilma anoodi kasuteguri märgatava languseta.

Joonisel 21 — 12 on toodud vastastakt-lülitus, mis erineb selle poolest, et võrering on koondatud ühisesse metallkonstruktsiooni kahest veerandlainelisest liinilõigust, mida on võimalik häälestada kitsais piirides kondensaatoriga C_1. Võreringi liinilõik omab suhteliselt suuri mõõteid ja on sidestusaasa meetodil väga nõrgalt sidestatud lampide võredega, millega säilitatakse väga suur Q ja hea sageduse stabiilsus. Võreringi paispoolid L_1 reguleeritakse oma väärtustelt maksimaalsele võrevoolule.

Samuti on sümmeetriline anoodringi liinilõik, millele on kompaktsuse mõttes antud hobuseraua kuju.

Kütteringi on lülitatud kõrgsageduspaispoolid L_2, mis häälestatakse resonantssagedusele kondensaatoritega C_2. Lülitus on sobiv eriti kõrgematel anoodpingetel töötamiseks, s. o. suuremate võimsuste puhul.



Joon. 21 — 12. Koaksiaalliinilõiguga ostsillaatori vastastaktlülitus.

22. peatükk.

MODULEERIMINE JA TASTIMINE.

22 — 1. MODULEERIMINE.

Moduleerimiseks nimetatakse protsessi, millega saatjas genereeritud kõrgsageduslik võimsus muudetakse ülekantava signaali rütmis. Moduleerimise vaheaegadel saatjast väljakiirguv konstantse väärtusega võimsus kujutab endast kandevlainet ehk kandevsagedust, mis on tarvilik ainult selleks, et temas moduleerimisprotsessi kestel tekitatud muutused üle kanda

vastuvõtjani, kus neist muutustest restaureeritakse moduleerimiseks kasutatud signaalide algkuju.

Raadiotelefonilises saates on moduleeriva signaali algkujuks helisageduslikud õhuvõnkumised, mis mikrofoni abil muundatakse amplituudilt ja sageduselt vastavaks vahelduvvoolu võimsuseks. Kuna mikrofoni väljandvõimsus on suhteliselt väga nõrk, siis võimendatakse ta enne moduleerimiseks rakendamist vajalikul määral.

Moduleerimisprotsessis rakendatakse signaali võimsust kas kandevlaine amplituudi, sageduse või faasi muutmiseks, millele vastavalt eritletakse kolme moduleerimismeetodit: amplituud-, sagedus- ja faasmodulatsiooni. Amplituudmodulatsiooni meetod on levinenuim ja seda kasutatakse eranditult kõigis sagedusastmikes, kõrgsagedused kaasa arvatud. Üli-, ultra- ja superkõrgsageduslikes astmikes kasutatakse nii amplituud- kui ka sagedusmodulatsiooni. Faasmodulatsioon, mille füüsikaline protsess mitmeti sarnaneb sagedusmodulatsiooniga, pole seni sidepidamise otstarbel üldisemat rakendamist leidnud.

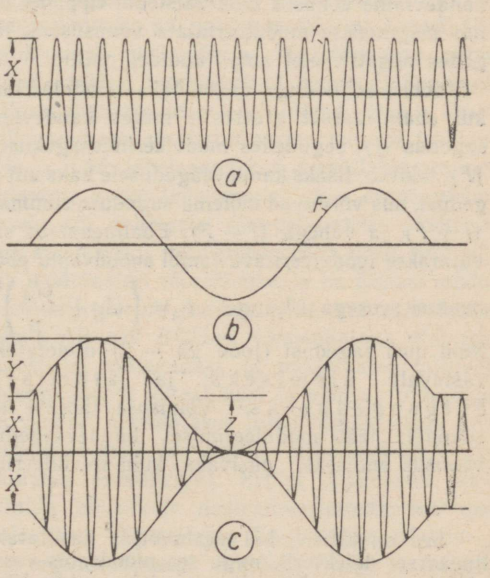
23. peatükk.

AMPLITUUDMODULATSIOON.

23 — 1. AMPLITUUDMODULATSIOONI PÕHIMÕTE.

Õige amplituudmodulatsiooni eeltingimuseks on, et kandevlaine amplituud moduleerimata olukorras peab olema täielikult ühtlane ning moduleerituna peab kandevlaine säilitama oma põhisageduse. Soovimatuid kandevlaine amplituudi muutusi põhjustavad puudulikult filtreeritud anoodi ja võre alalisvoolu toitepinged. Säärased amplituudi muutused avalduvad vastuvõtjas nn. võrgumürana, kuna nad sisaldavad endas filtreerimata jäänud võrguvoolu vahelduvat komponenti. Samuti lubamatu on kandevlaine algsageduse muutumine ehk triivimine moduleerimisel, mis kutsub esile koos amplituudmodulatsiooniga ühtlasi ka sagedusmodulatsiooni. Säärane segamodulatsioon põhjustab ruumis saatelainete vastastikuseid häireid ning avaldub amplituudmodulatsiooni põhimõttel toimivas vastuvõtjas õige tõsiste moonutustena. Amplituudmoduleeritud üheastmelises saatjas on sagedusmodulatsioon vältimatu, sest moduleerimisprotsess peab toimuma ostsillaatoris endas. Moduleerimisprotsessi vältel muutuvad moduleeritava astme võnkeringi parameetrid, mis määravad resonantssageduse senikaua, kuni moduleeritavasse astmesse juhitava ergutusvõimsuse sagedust ei stabiliseerita väljaspool. Seepärast eraldatakse saatjas konstantse kandevlaine sageduse genereerimise ja moduleerimise ülesanded teineteisest: esimene ülesanne pannakse ostsillaatorile, teine moduleeritud võimendajale. Moduleeritud astme tagasimõju vältimiseks ostsillaatorile paigutatakse nende vahele minimaalselt üks, tavaliselt aga mitu võimendusastet, mis toimivad kas võimendajana põhisagedusel või sageduskordistajana.

Graafiliselt on moduleerimisprotsess näidatud joonisel 23 — 1, kus *a* kujutab moduleerimata kandevlainet amplituudiga *X* ja sagedusega *f*, *b* — moduleerivat signaali sagedusega *F*, ja *c* — moduleeritud lainet.



Joon. 23 — 1. Moduleerimisprotsessi graafiline kujutus: *a* — moduleerimata kandevlaine, *b* — moduleeriv signaal, *c* — 100% moduleeritud kandevlaine.

Modulatsioonitegur *m* näitab kandevlaine amplituudi muutumise ulatust protsentides, kusjuures (joon. 23 — 1*c* järgi)

$$m = \frac{Y+Z}{2X} \cdot 100\ [\%]$$

ning sümmeetrilise moduleerimise puhul, mil amplituudi tõus (*Y*) võrdub amplituudi langusega (Z),

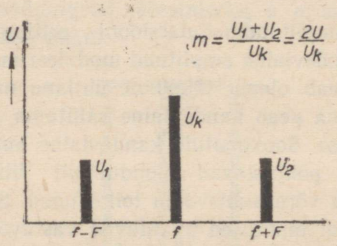
$$m = \frac{Y}{X} \cdot 100\ [\%].$$

Sümmeetrilise moduleerimise säilitamiseks, mis on tarvilik, et ülekantavas moduleerivsignaalis ei tekiks ebalineaarmoonutusi, võib modulatsioonitegur tõusta maksimaalselt 100%. Kuna vastuvõtja väljandpinge ühtlase kandevlaine juures on võrdeline modulatsioonitegurigа, siis kandevlaine kasutamise seisukohalt on soovitav moduleerida saatjas kandevlainet võimalikult täielikult. Lihtne arvutus näitab, et 100-protsendiliselt moduleeritud 25-vatise võimsusega kandevlaine oma töövõimelt võrdub täpselt 50% moduleeritud 100-vatise võimsusega kandevlainega[1]. Samal ajal aga võimsam kandevlaine tekitab asjatult suuremaid häireid ruumis.

Moduleeritud kandevlaine võrrandi lähem vaatlus näitab, et moduleeritud laine amplituud omab maksimaalset väärtust, kui $\sin 2\pi F = +1$, ja minimaalset, kui $\sin 2\pi F = -1$. Täieliku moduleerimise korral kandevlaine vooluamplituud I_k muutub tsükliliselt $2I_k$ kuni 0 väärtuseni, mis on kehtiv ka pingeamplituudi kohta. Järelikult, kandevlaine võimsus modulatsiooni tippudel ulatub neljakordse moduleerimata võimsuseni, langedes negatiivsetel amplituudidel nullile.

Rööbiti eeltooduga vaadeldakse moduleerimist kui ebalineaarset protsessi, milles kandevlaine sagedus (f), segunedes moduleerimissagedusega (F), tekitab lisaks kandevsagedusele kaks uut sagedust, mis võrduvad mõlema sageduse summaga ($f+F$) ja vahega ($f-F$). Ebalineaarsus saavutatakse moduleeritava lambi anoodvoolu ebalineaarse seosega tööpingest $I_A = \left(U_G + \frac{U_A}{\mu}\right)^{3/2}$. Neid uusi sagedusi (joon. 23 — 2) nimetatakse vastavalt ülemiseks ja alumiseks külgsageduseks.[2] Võimsuse jaotuse seisukohalt jääb moduleerimisel kandevsageduse võimsus endiseks, püsivaks, kuid moduleerimisel lisanduv võimsus paikneb külgsagedustesse. Sümmeetrilise 100%-se moduleerimise puhul võrdub külgsagedustesse paiknenud võimsus poole ja kummagi külgsageduse võimsus üksikult veerandi kandevsageduse võimsusega (pinge ja vool — poole kandevsageduse pinge ja vooluga vastavalt).

Tegelikult ei toimu moduleerimine üheainsa moduleeriva sagedusega, vaid terve muutuva sageduse spektriga.[3] Seepärast liituvad kandevsagedusega moduleerivatele sagedustele vastavad külgsagedusribad, mis heliliste saadete puhul ulatuvad madalamaist kuni kõrgeimate helisagedusteni. Vastavalt sellele moduleeritud kandevsagedus haarab oma külgsagedusribadega tervet sageduskanalit, mille laius võrdub mõlema külgsagedusriba kõrgeimate sageduste summaga. Kui kõrgeimaks moduleerivsageduseks on 4500 Hz, siis sageduskanali laius



Joon. 23 — 2. Amplituudmoduleeritud võnkumise sageduste spekter: f — kandevlaine sagedus, $f-F$ — alumine külgsagedus, $f+F$ — ülemine külgsagedus, U_K — kandevlaine pinge amplituudväärtus, U_1, U_2 — külgsageduste pinge amplituudväärtused.

kujuneb 9,0 kHz; moduleerides kõrgeima sagedusega 15 000 Hz, kujuneb sageduskanali laiuseks 30 kHz. Suure arvu saatjate häirevabaks paigutamiseks piirab ruumi nappus sageduskanalite laiuse[4], teiselt poolt aga tingib kõrgekvaliteediline heliülekanne laia sageduskanali kasutamist.

Amplituudmodulatsioonil eritletakse kolme moduleerimise põhiliiki: anoodmodulatsiooni, võremodulatsiooni ja katoodmodulatsiooni, vastavalt sellele, millisesse ringi moduleeritud võimendajas rakendatakse moduleerimisvõimsus.

---

[1] See on kehtiv, kui vastuvõtjas kasutatakse lineaarset detektorit, nagu see moodsates vastuvõtjates suuremalt osalt ongi; teise astme kõverikul toimiva (kvadraatse) detektori juure annab võimsam kandevlaine väikest lisaparemust.

[2] Komplekslainet võib alati vaadelda kahel viisil: üks vaatlusviis on laine amplituudi muutumise järgi aja suhtes, teine — sagedusspektri järgi, s. o. erisuguste siinuseliste komponentide järgi, millest laine koosneb. Mõlemad vaatlusviisid on asendatavad. Antud sagedusspektrist ülekandmine vastavasse amplituudi — aja funktsiooni on lihtne, kuna sagedusspektri eri komponendid arusaadavalt peavad liituma ja andma komplekslaine ajaliselt muutumise kõvera. Vastupidine protsess sagedusspektri leidmiseks antud amplituudi — aja kõvera järgi on keerukam, kuigi see on lahendatav matemaatiliselt Fourier' analüüsiga. Selle põhimõte seisab selles, et siinuselise laine ruut omab igal ajahetkel alati positiivset keskväärtust, kuid erinevate sagedustega siinuslainete korrutis annab õigesti valitud ajavahemiku kestel nullise väärtuse.

[3] Erandi moodustab vaid moduleeritud telegraafisaade, milles kandevsagedus moduleeritakse üheainsa moduleerivsagedusega ja seda ka ainult siis, kui moduleerivsageduse pinge on kujult puhtsiinuseline.

[4] Kehtiva rahvusvahelise konventsiooni kohaselt on ringhäälingute sageduskanalite laiuseks Euroopas määratud 9 kHz.

23 — 2. ANOODMODULATSIOON.

a) Üldiselt. Anoodmodulatsiooni puhul toimib moduleeritud võimendaja C-klassi töörežiimis, kusjuures väljandvõimsus peab olema rangelt võrdeline anoodpinge ruuduga. Säärase võrdelisuse säilitamine on tarvilik ebalineaarmoonutuste vältimiseks moduleeriva signaali ülekandel, sest et iga algkujulise signaali muundamisel elektriliseks signaaliks on tegemist võimsuse muundamisega. See on kehtiv nii mikrofoni, helipea kui ka ikonoskoobi juures. Näiteks mikrofoni signaalipinge või -voolu tõustes kahekordselt suureneb väljandvõimsus neljakordselt, s. o. võrdeliselt pinge või voolu ruuduga.

Selle tingimuse täitmiseks peab moduleeritud võimendaja olema eelpingestatud vähemalt kahekordse lõikepingega, mille juures anoodvoolu lõikenurk (2Θ) võrdub keskmiselt 120°-ga kandevlaine anoodi toitepinge väärtuse juures. Kõrgsageduslik võre-ergutus peab olema küllaldane, et anoodi kasutegur säiliks konstantsena, hoolimata anoodi toitepinge kõikumisest nullisest kuni kahekordse anoodi alalise toitepinge väärtuseni. Sobivaimaks õige võre-eelpinge kindlustamise meetodiks on anda ligikaudu lõikepinge väärtusega alaline eelpinge eri toiteallikast, mida täiendatakse võretakistuses võrevoolu tagajärjel tekkiva pingelanguga.

Anoodi alalise toitepinge muutmiseks nullisest kuni kahekordse väärtuseni vajaliku *moduleerimisvõimsuse*, mille keskväärtus 100% moduleerimise puhul võrdub 50% moduleeritud võimendaja anoodi toitevõimsusega $\left(P_m = \frac{I_A U_A}{2}\right)$, peab *modulaator* suutma anda moonutusvabalt. Lisaks sellele peab modulaator katma ühtlasi ka kaod *modulatsioonitrafos*. Selleks on tarvilik, et sobitada modulaatori optimaalne koormustakistus õigesti moduleeritud võimendajaga. Sobitamisega kooskõlastatakse moduleeritud võimendaja anoodi alalisvoolu takistus $\left(Z_m = \frac{U_A}{I_A}\right)$ modulaatori kui madalsagedusvõimsuse võimendaja optimaalse koormustakistusega (Z_A), kusjuures modulatsioonitrafo ülekandesuhe

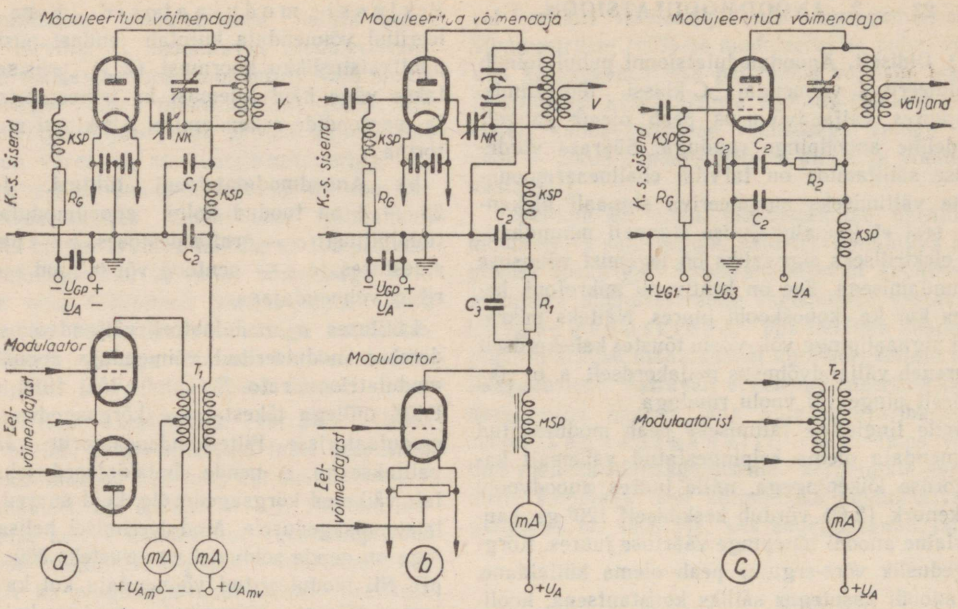
$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{Z_A}{Z_m}}.$$

Anoodmodulatsiooni rakendamisel on modulaatori õige dimensioonimine eriti oluline. Kuna modulaator peab arendama suhteliselt suuri väljandvõimsusi, siis tuleb modulaatori lülituse valikul arvestada suurt anoodi kasutegurit. Seepärast leiavad anoodmodulatsiooni korral peaaegu eranditult praktikas kasutamist AB- ja B-klassi *modulaatorid*. Kuna moduleeritud võimendaja kujutab endast püsivat ja puhttakistuslikku koormust (Z_m), siis saavutatakse väga häid tulemusi ka võimsustetroodide ja -pentoodide rakendamisel AB-klassi modulaatorina.

b) Anoodmodulatsiooni lülitusi. Joonisel 23 — 3 on toodud kolm anoodmodulatsiooni tüüplülitust: *a* — trafosidestuses, *b* — paispoolsidestuses ja *c* — pentood või tetrood moduleeritud võimendajana.

Lülituses *a* modulaatori väljandvõimsus liidetakse moduleeritud võimendaja anoodtoitega modulatsioonitrafo T_1 kaudu läbi filtri C_1, C_2, KSP, millega tõkestatakse kõrgsageduse pääs modulaatorisse. Filterkondensaatorite väärtused valitakse nii, et nende ebatakistused oleksid küllalt väikesed kõrgsagedusele, kuid suured modulatsioonisagedusele. Moduleerimisel helisagedustega on nende sobivateks suurusteks 500 ... 2000 pF. Nii moduleeritud võimendaja kui ka modulaatori õigesse töörežiimi seadmiseks ja töö kontrollimiseks paigutatakse mõlema anoodi toitejuhtmesse voolumõõtja. Moduleerimise puhul õigesti seatud moduleeritud võimendaja anoodi milliampermeetri osuti peab jääma püsima. Osuti kõikumine osutab ebalineaarmoonutuste tekkimisele ja juhib tähelepanu kas ebaküllaldasele modulaatori väljandvõimsusele, k.-s.-ergutusvõimsusele või ebaõigele võre-eelpingele. Modulaatori anoodvoolu milliampermeetri osuti näit sõltub modulaatori töörežiimist ja on ühtlasi modulatsiooniprotsendi indikaatoriks, kui modulaator toimib AB- või B-klassi võimendajana. Kui moduleeritud võimendaja ja modulaator toituvad ühisest anoodi toiteallikast ja mõlema toitepinge on võrdne, ühendatakse toitejuhtmete otsad milliampermeetrite ees kokku (joonisel 23 — 3*a* näidatud punktiiriga). Erilist tähelepanu tuleb juhtida täiuslikule neutraliseerimisele, kui moduleeritud võimendajas kasutatakse trioodi ja kui ergutusvõimsus antakse, nagu tavaliselt, väljandi sagedusel.

Paispoolsidestuses moduleeritud võimendajas (lülitus *b*) toidetakse moduleeritud võimendaja ja modulaatori anoodringe ühisest vooluallikast. Modulaatori anoodringi sidestamine moduleeritud võimendajaga toimub *modulatsioonipaispooli* (MSP) kaudu, mille impedants peab olema küllalt suur madalamail moduleerimissagedustel. Sellises lülituses saab modulaatorina kasutada ainult A-klassi harilikku võimendajat, mille väljandpingest (ja ühtlasi võimsusest) ei jätku moduleeritud võimendaja täielikuks moduleerimiseks. Seepärast lülitatakse moduleeritud võimendaja anoodi toitejuhtmesse, vahetult modulatsioonipaispooli järele, pingelangu takistus R_1, mille suurus valitakse selliselt,



Joon. 23 — 3. Anoodmodulatsiooni tüüplülitusi: *a* — trafosidestuses moduleeritud võimendaja *b* — paispoolsidestuses moduleeritud võimendaja, *c* — pentood või tetrood moduleeritud võimendajana. Lülituselemente: *NK* — neutraliseerimiskondensaator, *KSP* — kõrgsageduspaispool, *MSP* — madalsageduspaispool, T_1, T_2 — modulatsioonitrafod; filterkondensaatorid C_1 — 500 pF, C_2 — 1000 pF, C_3 — vähemalt 0,01 μF, R_G —võretakistus, R_1, R_2 — pingelangu takistused.

et moduleeritud võimendaja alaline anoodpinge võrduks täpselt modulaatori väljandpinge amplituudiga. Pingelangu takistus R_1 šunditakse kondensaatoriga C_3, mille ülesandeks on läbi lasta modulatsioonisagedused. Ta suurus valitakse nii, et temas ei tekiks nimetamisväärset pingelangu madalaimal modulatsioonisagedusel. Anoodi toitejuhtmesse lülitatud milliampermeeter loomulikult ei tohi näidata moduleerimisel voolu kõikumisi.

Paispoolsidestuses moduleerimine omab väikest kasutegurit; seepärast võib tema praktikas rakendamine küsimusse tulla väga väikeste võimsuste puhul, mil anoodi toitevoolu säästmine ei oma olulist tähtsust.

Lisaks vaadeldud rööbitise toitega paispoolmodulatsioonile on võimalik teostada anoodmodulatsiooni moduleeritud võimendaja ja modulaatori järjestikku lülitamise teel. Lülitus lihtsustub seega, et langeb ära modulatsiooni-paispool. Seda kasutatakse väikeste võimsuste puhul eriti siis, kui on saadaval kõrge anoodpinge.

Moduleeritud pentood- ja tetroodvõimendajas (lülitus *c*) rakendatakse moduleerimisvõimsus korraga nii anood- kui ka varivõreringi. Pentoodide juures antakse sulgvõrele sel puhul nõrk positiivne pinge. Varivõre juhtmesse lülitatava pingelangu takisti R_2 väärtus arvutatakse normaalse varivõrevoolu ja varivõrepinge suuruste järgi moduleerimata olukorras $\left(R_2 = \frac{U_A - U_{G2}}{I_{G2}}\right)$. Sääraselt moduleeritud võimendajalt modulaatorile esitatav koormustakistus võrdub anoodi toitepinge jagatisega anood- ja varivõrevoolu summaga. Modulaatorilt nõutav väljandvõimsus vastab alalise anoodpinge korrutisele anood- ja varivõrevoolu summaga.

Kõrge kasuteguri saavutamiseks kasutatakse pentood- ja tetroodvõimendaja moduleerimiseks samuti kui trioodigi puhul AB- ja B-klassi modulaatorit.

23 — 3. VÕREMODULATSIOON.

Võremodulatsiooni puhul rakendatakse moduleeritud võimendaja töösse B-klassi režiimis nagu lineaarnegi võimendaja. Kuid alaline võre-eelpinge valitakse võremoduleeritud võimendajal suurem, tema optimaalne väärtus asetseb poolteise- ja kahekordse lõikepinge suuruste vahel. Mõlema võimendaja tööprotsessi oluliseks vaheks on see, et lineaarses võimendajas säilitatakse konstantsena alaline võre-eelpinge, millega liitub muutliku suurusega kõrgsageduslik ergutus, võremoduleeritud võimendajas säilitatakse konstantsena nii alaline võre-eelpinge kui ka

kõrgsageduslik võre-ergutus, kuid muutub alalise võre-eelpingega liituv modulatsioonipinge. Mõlemal juhul hoitakse püsivana anoodi toitepinge. Sellistes töötingimustes võrdub väljandvõimsus modulatsioonipinge ruuduga. Täieliku moduleerimise puhul muutub väljandvõimsus nullist kuni neljakordse kandevlaine võimsuseni. Kuna anoodtoite keskmine väärtus jääb moduleerimisel püsivaks — anoodi toitejuhtmesse lülitatud a.-v.- mõõteriista osuti ei kõigu, siis toimub väljandvõimsuse muutumine anoodi kasuteguri pideva muutumise arvel nullist kuni teoreetiliselt võimaliku maksimumini 78,5%. Kandevlaine tingimustes võrdub anoodi kasutegur poole maksimaalse tegeliku kasuteguriga, s. o. 30 ... 39%. Sellest järeldub, et moduleeritud võimendajana üks ning sama lamp arendab anoodmoduleerituna ligikaudu neli korda suuremat väljandvõimsust kui võremoduleerituna toimides. Seega on lambi kasutamine anoodmodulatsiooni puhul märgatavalt parem.

Võremoduleeritud võimendaja õige töösse seadmine on tunduvalt raskem kui anoodmoduleeritud võimendaja puhul, sest lineaarse moduleerimise saavutamiseks on nii alalise võre-eelpinge, moduleerimispinge kui ka k.-s.-ergutuse ja anoodi koormuse väärtused kõik kriitilised. Kuna võremoduleeritud võimendaja juures muutuvad kogu aeg ka lambi iseloomustussuurused (μ, R_i), siis on võimatu saavutada temalt seevõrra ranget moduleerimise lineaarsust, kui saadakse anoodmodulatsioonilt.

Moduleerimiseks vajatav võimsus, mida peab andma modulaator võreringi kadude katteks, on suhteliselt väike. Tegelikult dimensioonitakse modulaatori võimsus siiski suuremana, sest tavaliselt lülitatakse moduleeritud võimendaja võreringi kas otseselt või trafo kaudu rööbitine koormustakistus, et ühtlustada väga suurtes piirides muutuvat lambi võreringi takistust, mis on ühtlasi modulaatori anoodi koormustakistuseks. Samal põhjusel peab modulaator omama väga head pingereguleerimist, mis dikteerib madala sisetakistusega võimsustrioodi kasutamist modulaatorina A-klassi lülituses.

Võre-eelpingestamine toimub ainult võre-eelpinge toiteallikaga, millelt nõutakse suurt pinge konstantsust, väikest takistust ja seega sõltumatust koormusest. Võre-eelpinge tekitamine võretakistusega pole lubatav, kuna võrevoolu pidev muutumine kutsuks esile võre-eelpinge vastava muutumise, mis töötab vastu modulatsioonipingele. Heaks eelpinge toiteallikaks on kas akumulaatorpatarei (väiksema võimsuse puhul ka värske anoodpatarei) või stabiliseeritud võrgualaldaja.

Hea pingereguleerimine on nõutav ka k.-s.-ergutusastmelt, mis dimensioonitakse samadel põhimõtetel kui B-klassi lineaarse võimendaja ergutusaste.

Võremoduleeritud võimendaja töösse reguleerimist on hõlpsam teostada elektronkiire ostsillograafiga, ent ka tavaliste mõõteriistade abil on võimalik saavutada rahuldavaid tulemusi.

Selleks seatakse algul alaline võre-eelpinge ligikaudu lõikepunktile ning võreringi juhitakse mksimaalne k.-s.-ergutus. Seejärel muudetakse anoodkoormust seni, kuni anoodvool tõuseb anoodringi häälestatult resonantssagedusele, kahekordse normaalse kandevlaine puhul tarvitatava anoodvoolu väärtuseni. Viimane määratakse lambi normaalse anoodi toitevõimsuse järgi säärase arvestusega, et kandevlaine toitevõimsus võrduks keskmiselt 66% normaalsest anoodi toitevõimsusest, s. o.

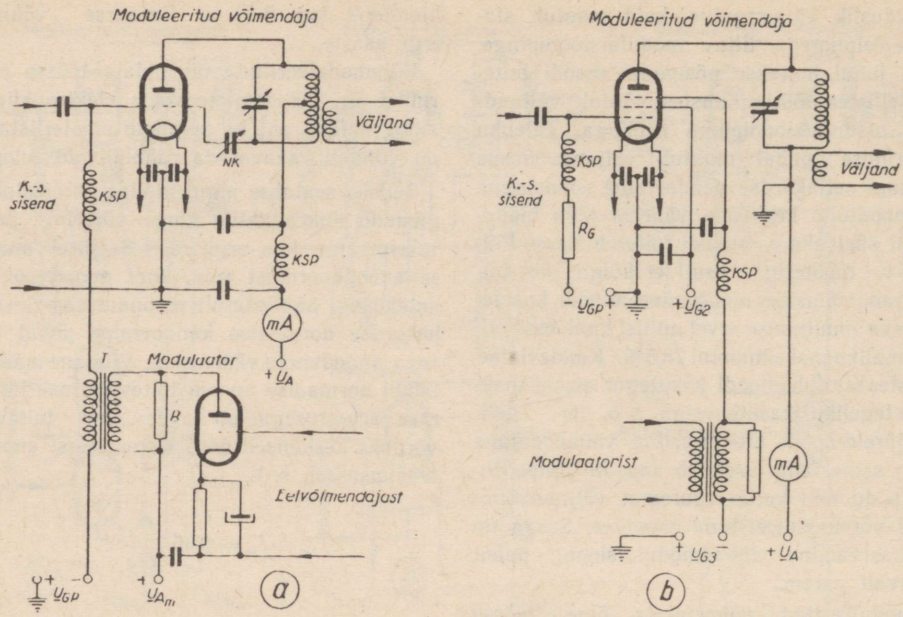
$$I_A = 0{,}66 \frac{P_A}{U_A}.$$

Samal ajal märgitakse ära antennivoolu tugevus. Seejärel vähendada k.-s.-ergutust seni, kuni anoodvool hakkab just langema. Suurendada alalist võre-eelpinget, jättes k.-s.-ergutus ja anoodi koormus endiseks, kuni anoodvool väheneb parajale kandevlaine anoodvoolu väärtuseni. Samal ajal peab ka antennivool langema poolele varemmärgitud väärtusele. Kui antennivool osutus suuremaks, tuleb suurendada koormust ja vähendada ergutust, kui väiksemaks — vähendada koormust ja suurendada ergutust. Katset tuleb seni korrata, kuni on loodud õiged töötingimused, eeldusel, et anoodpinge reguleerivus on hea. Modulatsioonipinget lülitades peab moduleeritud võimendaja toimima õigesti.

Joonisel 23 — 4*a* on toodud võremoduleeritud võimendaja tüüplülitus.

Sulgvõre modulatsioon sarnaneb tööreŽiimilt täielikult võremodulatsioonile ja kujutab õieti võremodulatsiooni varianti, milles võreringi ülesanded on jaotatud kahe võre — juhtvõre ja sulgvõre vahel. Sulgvõre modulatsiooni puhul juhitakse juhtvõreringi konstantse väärtusega k.-s.-ergutusvõimsus ja antakse konstantne võre-eelpinge, sulgvõrele juhitakse moduleerimisvõimsus. Sulgvõre modulatsiooni puhul on nii k.-s.-ergutus- kui ka moduleerimisvõimsused suhteliselt väga väikesed. Võrede ülesannete lahutamise tõttu on moduleeritud võimendaja reguleerimine märksa lihtsam, kusjuures on võimalik 90 ... 95% modulatsioon väga väikese moonutuste sisaldusega.

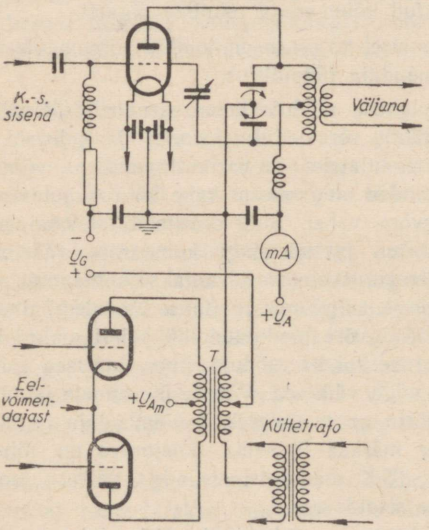
Sulgvõre moduleeritud võimendaja reguleerimine toimub analoogiliselt tavalise võremoduleeritud võimendaja reguleerimisele. Tüüplülitus on toodud joonisel 23 — 4*b*.



Joon. 23 — 4. Võremodulatsiooni tüüplülitusi: *a* — võremodulatsioon trioodiga, *b* — sulgvõremodulatsioon pentoodiga.

23 — 4. KATOODMODULATSIOON.

Katoodmodulatsioon, mille põhilülitus on toodud joonisel 23 — 5, kujutab endast kombineeritud anood- ja võremodulatsiooni meetodeid, omades nendega võrreldes vahepealset anoodi kasutegurit. Moduleerimisvõimsus lülitatakse katoodringi, mille tagajärjel muutuvad moduleerimisel üheaegselt nii võre- kui ka anoodpinge. Kui moduleeritud võimendajas kasutatakse otseküttega lampi, siis on tarvilik kütta teda eraldi küttemähisest, et vältida võimalikke häireid teiste võimendusastmetega, kuna katoodring asub modulatsioonipingete all. Samuti tuleb piirata kütte šuntkondensaatorite väärtused 1000 . . . 2000 pF-ga.



Joon. 23 — 5. Katoodmodulatsiooni lülitus, milles kasutatakse C-klassi režiimis töötavat moduleeritud võimendajat.

Reguleerides modulatsioonitrafo keskmise haruühendi asendit, on võimalik anda katoodmodulatsioonile kas anoodmodulatsiooni või võremodulatsiooni iseloomu: haruühendi ülesnihutamisel tõuseb anoodmodulatsiooni osatähtsus, allaviimisel — võremodulatsiooni osatähtsus. Lõpuks haruühendi paigutamisel trafo sekundaarmähise otstesse toimub vastavalt kas puhtakujuline anood- või võremodulatsioon.

Modulatsioonitrafo ülekandesuhte määramisel lähtume sellest, et moduleeritud võimendaja esitaks modulaatorile koormuse

$$Z_m = m \frac{U_A}{I_A},$$

milles m — anoodmodulatsiooni tegur väljendatud kümnendikena, U_A ja I_A anoodi toitepinge ja -vool.

Katoodmoduleeritud võimendaja reguleerimine ja õigetesse töötingimustesse seadmine toimub võremoduleerimise kohta toodud näpunäidete järgi.

23 — 5. LISASEADMED.

Helisagedustega moduleerimisel vajalike lisaseadmete all mõeldakse mikrofone ja eelvõimendajaid.

a) Mikrofonid. Mikrofoniks nimetatakse mehaanilis-elektrilist seadet, mis muundab helisageduslike õhuvõnkumiste võimsuse vastavaks elektri vahelduvvoolu võimsuseks. Mitut liiki ja tüüpi mikrofonide võrdlusel eritletakse järgmisi põhilisi omadusi:

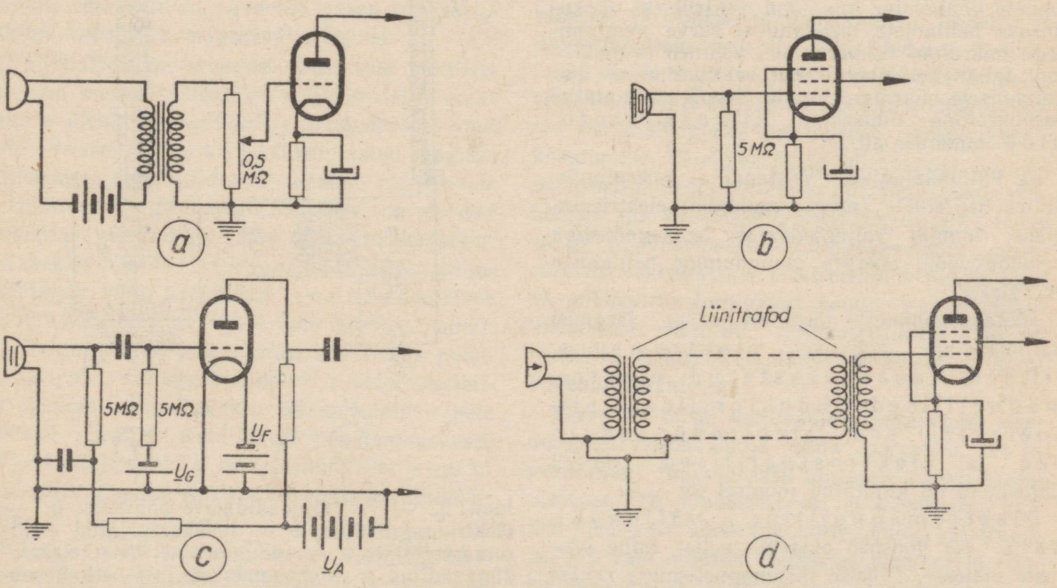
1) Väljandvõimsus, mis peale mikrofoni liigi ja tüübi sõltub heliallika võimsusest, kaugusest ja helisagedusest. Väljandvõimsus antakse kas mikrovattides või detsibellides, mille aluseks viimasel puhul võetakse tavaliselt 6 mW.

2) Sageduste ülekanne — mikrofoni omadus üle kanda sagedusi helisagedusliku spektri kitsamas või laiemas ulatuses. Sõnalise saate ülekandeks piisab, kui mikrofon suudab ühtlaselt üle kanda sagedusi astmikus 200 ... 4000 Hz, kuigi ülekande kvaliteet tõuseb märgatavalt sagedusastmiku laienemisega. Kvaliteetseks muusikaliseks saateks peab mikrofon suutma ühtlaselt üle kanda sagedusi 20 ... 15 000 Hz. Ülekantavas sagedusastmikus tekkivad kõrvalekaldumised määratakse harilikult detsibellides, arvates keskmisest tasemest.

S ü s i m i k r o f o n. Süsimikrofon koosneb söepuruga täidetud ja harilikult süsimembraaniga kaetud kapslist, mida läbib mikrofonipatarei vool. Süsimembraani mõjutamisel helilainetega muutub vastavalt mikrofoni takistus ning selle järeldusel ka mikrofonivool. Vooluringi lülitatud transformaatori sekundaarmähise klemmidel indutseeritavad pinged juhitakse eelvõimendajasse ja sealt modulaatorisse. Heakvaliteediliste süsimikrofonide väljandpingete väärtused 50 ... 100-oomise takistuse klemmidel on keskmiselt 0.1 ... ... 0,3 volti, mis vastab võimsusele 200 ... 900 μW (—11 dB). Transformeerimisel üles kujuneb 0,1-megaoomise takisti klemmidel pingeamplituud 3 ... 10 volti. Joonisel 23 — 6*a* on toodud süsimikrofoni lülitusviis. Peale kapsel-süsimikrofonide kasutatakse veel plokk-süsimikrofone, mille väljand on ligikaudu 2,5 μW (—34 dB).

K r i s t a l l m i k r o f o n. Kristallmikrofonis muundatakse helilainete võnkumised vahelduvvoolu elektrivõimsuseks p i e s o e l e k t r i l i s e l toimel. Mikrofonis kasutatakse kahte kokkukleebitud senjett- (rošel-) soola kristalli, mis on väliselt kaetud õhukeste metallkatetega. Kristalli pinna mõjutamisel helilainetega tekivad metallkatetel vastavad elektripinged, mis kaabli kaudu juhitakse eelvõimendajasse. Kristallmikrofonilt arendatavad pinged ulatuvad 0,002 ... 0,18 voldini, mis ülekantuna võimenduslambi 5-megaoomisele võretakistusele vastab $0{,}8 \cdot 10^{-6}$ ... ... $6000 \cdot 10^{-6}$ μW (—60 ... —90 dB). Joonisel 23 — 6*b* on toodud kristallmikrofoni lülitusviis.

K o n d e n s a a t o r m i k r o f o n. Kondensaatormikrofon kujutab endast kahest plaadist koosnevat kondensaatorit, mille plaatide vahel on umbes 0,025 mm paksune õhkdielektriku kiht. Üks plaatidest on paigalseisev, teine, õhuke plaat moodustab mikrofoni membraani. Kondensaatori



Joon. 23 — 6. Mikrofoni ühendusviise eelvõimendajaga: *a* — süsimikrofon, *b* — kristallmikrofon, *c* — kondensaatormikrofon, *d* — lint- ja dünaamiline mikrofon; liinitrafosid kasutatakse juhul, kui mikrofoni kaabli pikkus ületab 20 m.

plaatidele on läbi suure takistuse rakendatud alalispinge. Helilainete mõjul hakkab membraan võnkuma, mis kutsub esile kondensaatori mahtuvuse muutuse ja seega ka laadimisvoolu muutuse, mille tagajärjel takistuse klemmidel tekib vastav vahelduvpinge. Lineaarmoonutuste vältimiseks ja väljandi säilitamiseks ehitatakse esimene võimendusaste mikrofoniga kokku.

Kondensaatormikrofonilt genereeritavad pinged on suhteliselt väga väikesed, keskmiselt 0,001 V, mis vastab võimsusele $37{,}5 \cdot 10^{-6}$ µW (—82 dB). Kondensaatormikrofoni sagedusspektri ülekanne on väga ulatuslik ja ühtlane. Lülitusviis eelvõimendajaga on toodud joonisel 23 — 6*c*.

Lint- ja dünaamiline mikrofon. Lintmikrofon koosneb väga õhukesest lainelisest duralumiin-lindist, mis asub tugeva püsivmagneti õhupilus. Õhuvõnkumiste mõjul hakkab vastavalt võnkuma ka lint, milles magnetvälja lõikumise tagajärjel indutseeruvad vahelduvpinged. Lintmikrofoni väljand on suhteliselt väga väike, keskmiselt $1{,}2 \cdot 10^{-6}$ µW (—97 dB), ning olles madalatakistuslik, vajab ta eelvõimendajaga sidestamiseks eritrafot.

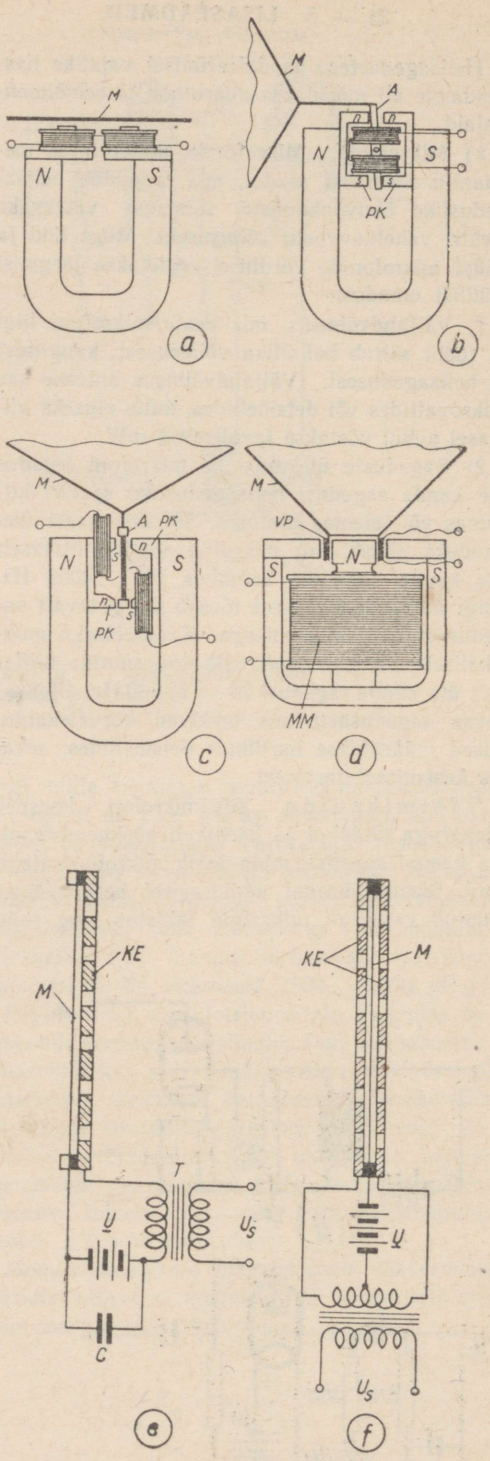
Dünaamiline mikrofon erineb lintmikrofonist liikuvsüsteemilt, mis dünaamilise mikrofoni juures koosneb võnkepoolist, millele on külge kinnitatud õhuke metallmembraan. Dünaamilise mikrofoni väljand võrdub keskmiselt $9{,}5 \cdot 10^{-6}$ µW (—88 dB). Mikrofon vajab eelvõimendajaga sidestamiseks eritrafot. Lülitusviis on näidatud joonisel 23 — 6*d*.

Erinevalt teistest mikrofonidest, milles helilainete võnkumine muundub elektriliseks võnkumiseks helilainete mehaanilise surve muutumisega mikrofoni membraanile, põhineb lintmikrofoni toime helilainete kiiruse muutumise ülekandmisele mikrofoni lindile. Seepärast tuntakse lintmikrofone üldisemalt kiirusmikrofonide nimetuse all.

b) Valjuhääldajad. Vastandina mikrofonile, milles helilainete energia muundati elektrienergiaks, toimub valjuhääldajas helisagedusliku vahelduvvoolu energia muundumine helilainete energiaks.

Töötamispõhimõtte järgi eritletakse järgmisi valjuhääldaja põhiliike: elektromagnetilised, tasakaalustatud elektromagnetilised, induktorilised, piesoelektrilised, elektrodünaamilised ja elektrostaatilised, millest tähtsamad on kujutatud joonisel 23 — 7.

Elektromagnetiline valjuhääldaja (*a*) koosneb püsivmagnetist, mille pooluste otstesse, väikese jääkmagnetismiga rauast alustele on kinnitatud elektromagneti poolid. Poolide südamike kohal asub samuti väikese jääkmagnetismiga rauast õhuke membraan. Poo-



Joon. 23 — 7. Valjuhääldajate põhiliike: *a* — elektromagnetiline, *b* — tasakaalustatud elektromagnetiline, *c* — induktoriline, *d* — elektrodünaamiline, *e* — ühesuunaline ja *f* — kahesuunaline kondensaatorvaljuhääldaja. Tähised: *A* — ankur, *M* — membraan, *MM* — ergutusmähis, *PK* — pooluseking, *VP* — võnkepool, *KE* — kinniselektrood.

lid on ühendatud omavahel selliselt, et elektrivoolu läbimisel kummaski poolis tekkiv magnetväli kas tugevdab või nõrgendab püsivat magnetvälja, vastavalt läbiva voolu suunale. Üldise magnetvälja muutumise tagajärjel pinguli olev membraan kas paindub oma keskasendist magnetpoolustele lähemale või pingutuse vähenemisel eemaldub magnetpoolustest, tekitades õhus vastava helilainetuse.

Kaasajal elektromagnetilisi süsteeme nende väikese ülekantava võimsuse ning märgatavate moonutuste tõttu heliülekandel valjuhääldajana enam ei kasutata, vaid nende kasutamine on jäänud standardseks telefonidena telefonivõrkudes ja peatelefonidena raadiojaamades. Peatelefonide poolide alalisvoolutakistus on keskmiselt 2000 oomi, nende impedants 1000-hertsise vahelduvvoolu puhul ulatub üle 20 000 oomi.

Tasakaalustatud elektromagnetilises valjuhääldajas (*b*) on poolid asetatud väikese jääkmagnetismiga rauast ning erilise ehitusviisiga poolusekingadele sääraselt, et voolu läbimisel poolidest poolusekingade kõrvuti olevad otsad magneetuvad ühenimeliselt, kusjuures polaarsus muutub voolu suunaga. Selle tulemusena deformeerub püsivmagnetilt tekitatud magnetväli poolusekingade vahelises ruumalas, millele vastavalt paikneb oma keskpunkti ümber ruumalasse asetatud väikese jääkmagnetismiga rauast ankur, mille külge on kinnitatud kooniline pabermembraan. Helisagedusliku voolu läbimisel poolidest hakkab ankur võnkuma samas helisageduslikus rütmis, andes pabermembraani kaudu võnkumised üle ümbritsevale õhule. Samuti võib nähtust vaadelda ankru magneetumisena vahelduva magnetvälja toimel.

Valjuhääldajate arengus kujutasid tasakaalustatud magnetsüsteemiga valjuhääldajad suurt sammu ülekande kvaliteedi parendamise suunas, kuid käesoleval ajal ka tasakaalustatud magnetsüsteemiga valjuhääldajaid peaaegu üldse enam ei ehitata. Selle peamiseks põhjuseks on piiratud ülekantav võimsus ja väike ülekande-kasutegur.

Tasakaalustatud elektromagnetilisest valjuhääldajast välja arendatud induktoriline valjuhääldaja (*c*) erineb eelmisest ainult poolusekingade ja ankru ehitusviisilt ning poolide asetuselt, millega magnetvälja deformeerimisel liikuma pandud ankru liikumisulatus pole endiselt piiratud. Kuid suurt populaarsust see valjuhääldaja siiski ei omandanud, sest peagi ilmus välja moodne elektrodünaamiline valjuhääldaja.

Elektrodünaamilises valjuhääldajas (*d*) juhitakse helisageduslik vool võnkepooli, mis magneti õhupilus vabalt liikudes annab koonilise pabermembraani kaudu helivõnkumised üle ümbritsevale õhule. Magnetväli tekitatakse valjuhääldaja süsteemis kas elektromagnetiliselt alalise magneetimisvoolu läbilaskmisega ergutusmähisest või püsivmagneti abil. Kuna ergutusmähis, olles peaaegu terviklikult ümbritsetud rauast magnetringiga, kujutab endast suurt induktiivsust, siis kasutatakse teda sageli raadiovastuvõtjate alaldusseadmetes filter-paispoolina.

Elektrodünaamilised valjuhääldajad võimaldavad kõrgema helikvaliteediga ülekannet, kui teised valjuhääldajad. Töötamispõhimõttelt on elektrodünaamiliste valjuhääldajate heliülekanne moonutusvaba ja kuigi moonutused tekivad, siis ainult puuduliku ehitusviisi ja ehituseks kasutatava ebatäiusliku materjali tõttu. Kui magnetiline valjuhääldaja annab ühesuguse puuduliku kvaliteediga üle niihästi hea- kui ka halvakvaliteedilist saadet, siis dünaamiline valjuhääldaja reageerib väga teravalt ülekande headusele. Seepärast on heakvaliteedilise valjuhääldaja olemasolu õigustatud ainult tõeliselt kõrgekvaliteedilise saate ülekandmiseks.

Elektrodünaamiliste valjuhääldajate võnkepoolid on väiketakistuslikud, harilikult 1 ... 5 oomi. Seepärast sobitatakse nad vooluallikaga alati sobitustrafode kaudu.

Kõige viimasel ajal on uuesti hakatud kasutama kondensaator- ehk elektrostaatilist valjuhääldajat, milles membraan pannakse võnkuma elektrostaatilise jõu vahetul toimel. Kondensaatorvaljuhääldajaid valmistatakse kahte tüüpi: ühesuunalisi (*e*) ja kahesuunalisi (*f*). Vastavalt sellele koosnevad nad kas ühest või kahest kinniselektroodist — plaadist ja võnkuvast membraanist. Selleks, et ülekanne saaks toimuda põhisagedusel, kasutatakse kondensaatorvaljuhääldajates alalist polariseerimispinget U, samuti kui elektromagnetilistes valjuhääldajates oli tarvilik püsivmagneti kasutamine. Ebalineaarsuse piiramiseks 5 ... 10 protsendini peab polariseerimispinge olema vähemalt viis korda kõrgem helisageduslikku toitepinge tippväärtusest. Madalsageduslik toitevõimsus rakendatakse elektroodidele pinget tõstva sobitustransformaatori kaudu. Valjuhääldaja membraani mõjutav elektrostaatiline jõud on võrdeline elektrivälja alalise ja vahelduva komponendi korrutisega.

Võrreldes teiste valjuhääldajatega omab kondensaatorvaljuhääldaja seda paremust, et ta membraani mõjutatakse ühtlaselt kogu pinna ulatuses. Ta puuduseks on, et membraani mõjuv jõud pole võrdeline mitte ainult väljatugevusega vaid muutub ühtlasi ka membraani võnkumisamplituudiga, s. o. nii lähenemisega kui ka eemaldumisega kinniselektroodist, mis põhjustab ülekandes ebalineaarmoonutuste tekkimise. Sellise võnkumisamplituudi piiratuse tõt-

tu· saab kondensaatorvaljuhääldajat kasutada edukalt ainult kõrgemas sagedusalas, sagedustel 1000 ... 15 000 Hz. Kui kondensaatorvaljuhääldaja rakendada töösse koos dünaamilise valjuhääldajaga, siis on võimalik saavutada väga kõrget ülekandekvaliteeti, sest et mõlema valjuhääldaja lineaarmoonutused kuuldavas sagedusalas vastastikku kompenseeruvad.

Peale loetletud valjuhääldajate kasutatakse veel kristall-valjuhääldajaid ja peatelefone, mis põhinevad piesoelektrilisel nähtusel. Nende muundusmehhanism koosneb rošell-soola plaatide paarist, millele on kinnitatud pabermembraan. Helisagedusliku voolu rakendamisel hakkavad plaadid võnkuma; võnkumised kantakse edasi ümbritsevale õhule membraani kaudu.

Vaatamata oma lihtsusele ja odavusele pole kristall-valjuhääldajad kunagi suurt populaarsust omanud. Seda põhjustab nende võnkumisamplituudi piiratus, mis avaldub madalama helisagedusriba lõikamises ning väikeses koormumises.

c) Eelvõimendajad. Eelvõimendajaks nimetatakse telefonisaatjas mikrofoni ja modulaatori vahele lülitatavat võimendajat, mille ülesandeks on võimendada nõrka mikrofoni võimsust modulaatori normaalseks ergutuseks vajaliku määrani. Amatöörsaatjates kuulub eelvõimendaja ülesandesse veel sisendite segustamine, kui kasutatakse mitut sisendit, ja võimendatavate signaalide tugevuse reguleerimine. Eelvõimendaja ehitatakse harilikult modulaatorist eraldi, välja arvatud juhud, kui kasutatakse võremodulatsiooni, mispuhul moduleerimisvõimsuse tarvitus on tavaliselt seevõrra väike, et seda suudab täielikult katta eelvõimendaja väljandaste. Eelvõimendaja sidestatakse modulaatoriga sobitustrafode abil 200- või 600-oomise liini kaudu, mille pikkus on vabalt valitav.

Eelvõimendajalt nõutava võimenduse suurus tuletatakse vajatava väljandvõimsuse ja mikrofoni võimsuse suhtena (või dB), mida täieliku moduleerimise kindlustamiseks harilikult suurendatakse 2 ... 3-kordselt. Võimendusastmete arvu määramisel lähtutakse mikrofoni sisendastmest ning võimendatud pinge järk-järgulise tõusuga valitakse igasse järgnevasse astmesse vajaliku võimsusega lamp ning sobiv sidestusviis. Vahepealsed astmed kujunevad harilikult takistus-sidestuses pingevõimendajateks. Esimene, mikrofonile järgnev aste, koostatakse tavaliselt varivõrepentoodist, mis suudab moonutusteta käsitada nõrku sisendpingeid. Järgnevais astmeis, kaasa arvatud süsimikrofoni sisendaste, rakendatakse tavaliselt vastava võimsusega trioode, mille kasutamist õigustavad trioodide ulatuslikumad ning sirgjoonelisemad võrekäigud.

Eelvõimendaja projekteerimisel tuleb esitada järgmisi põhinõudeid:

1) ebalineaarmoonutuste vähendamist miinimumini,

2) lineaarmoonutuste piiramist vajalikul määral,

3) endamürade mahasurumist,

4) vajaliku väljandvõimsuse kindlustamist.

Ebalineaarmoonutuste vähendamine oleneb õigest lambi tüübi valikust igasse astmesse ja lampide õigesse töörežiimi seadmisest. Lambi tüübi valikul väljutakse sellest kaalutlusest, et lamp suudaks sisenevaid pingeid käsitada varuga, ilma lambi tunnusjoone sirgjoonelisest osast välja ulatumata. Õige töörežiimi seadmine peab võimaldama lambi tunnusjoone optimaalset kasutamist.

Lineaarmoonutuste piiramine oleneb sellest, kas eelvõimendaja on määratud ainult sõnaliseks või ühtlasi muusikaliseks ülekandeks. Esimesel juhul piisab, kui võimendaja ülekanne on ühtlane sagedusastmikul 100 ... 4000 Hz. Muusikalise ülekande puhul on nõuded tunduvalt rangemad. Praktiline väljaehitus kujuneb helikvaliteedi nõude ja majanduslike võimaluste kompromissiks: ühtlase võimenduse kindlustamine astmikul 60 ... 7500 Hz on märgatavalt lihtsam kui astmikul 30 ... 15 000 Hz. Kõrgem kvaliteet tähendab väiksemat astmevõimendust, s. o. rohkem võimendusastmeid ja täiuslikumaid ning kulukamaid lülituselemente.

Endamürad tekivad võimendajas halvasti filtreeritud anoodi toitepingest, vahelduvvoolu magnetiliste ja elektrostaatiliste väljade mõjutusest lampide võrejuhtmetesse kas küttejuhtmestiku või toiteseadme kaudu ja ebatäiuslikust lahtisidestusest astmete vahel. Endamürade mahasurumine on tarvilik sellisel määral, et nad ei häiriks saadet isegi nõrgemail helipassaažidel. Mida nõrgemad on signaalipinged, seda suurem on neile väliste väljade mõju oht, mida suurem on võimendus, seda raskem on vältida astmetevahelisi sidestusi. Seepärast mikrofonijuhtmed, esimeste võimendusastmete lampide võre ja anoodi ühendusjuhtmed, sisendtrafod jne. peavad olema hästi varjestatud. Samuti tuleb klaaskatetega võimenduslambid asetada maandatud varjestustopsidesse, metall-lampide kestad lambipesades maandada. Samal ajal tuleb vahelduvvoolu küttejuhtmed viia lähestikku, paaris, eemale lampide võre ja anoodi ühendusjuhtmetest, asetatuna vastu metallšassiid ja võimalikult šassii servadel, nurkades. Peale selle üks küttejuhtmeist või toitetrafo küttemähise keskpunkt tuleb maandada. On soovitav toiteseade paigutada eraldi šassiile, eemale võimendajast, millega märgatavalt väheneb vahelduvvoolu· väljade oht. Lahtisidestussüsteem peab olema

täiuslikult teostatud, eriti suure võimendusega võimendajates.

Võimendaja väljandvõimsus peab olema dimensioonitud varuga, et kindlustada saatja täielikku moduleerimist ka siis, kui lampide ja lülituselementide omadused ajajooksul halvenevad.

23 —6. TELEFONISAATJA TÖÖKONTROLL.

Telefonisaatja juures on olulisemaks nõudeks õige moduleerimisprotsessi kindlustamine, mis ei piirdu mitte ainult modulaatori ja moduleeritud võimendaja õigesse töörežiimi seadmisega, vaid mis nõuab ühtlasi moduleerimise pidevat kontrolli saatja töötamise ajal.

Õige moduleerimisprotsessi all tuleb mõista täielikku ja lineaarset moduleerimist ning moduleeritud laines parasiitsageduste puudumist. Täielik moduleerimine on tarvilik selleks, et maksimaalselt ära kasutada genereeritud kandevlaine võimsust moduleerimisvõimsuse väljamisel. Kuid täieliku moduleerimisega on alati seotud ülemoduleerimise oht, mis peale ebalineaarmoonutuste tekitab ka häirivaid külgribasid ja seega lubamatut ruumi ülekoormamist niigi piiratud sagedusastmikel.

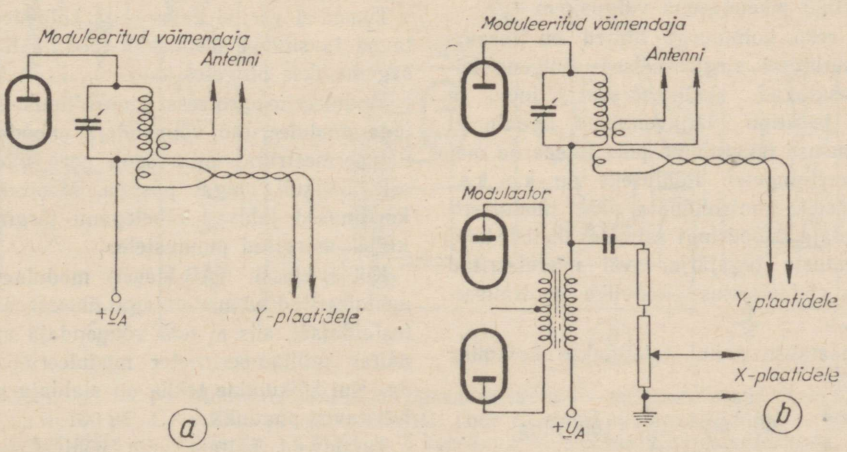
Ebalineaarne moduleerimine avaldub vastuvõtjas ebalineaarmoonutustena, parasiitsagedused tekitavad ruumis häireid ja võivad vastuvõtupunktis saate muuta arusaadamatuks.

Moduleerimise õiget seadmist ja kontrolli saab teostada alaliste kontrollmõõtmistega, mille kohta eespool on antud üldpõhimõtted, ning töö tegeliku kontrollimisega kohapealse vastuvõtja abil. On lubamatu moduleeritud saatjaga välja tulla ruumi enne, kui saatja seadmine ja reguleerimine tehisantennil töötamisega pole lõplikult viimistletud. Arvestades seda, et kohapealne vastuvõtja, toitudes harilikult saatjaga ühisest vooluvõrgust ja asudes saatja väljade otseses mõjutuses, ei saa anda lõplikku hinnangut moduleeritud saatja tööst, on väga soovitav omada saatja juures endatoitega lihtsat varjestatud kontrollvastuvõtjat — monitori (joon. 23 — 10), mis annab täiesti objektiivse kujutuse saatja tööst.

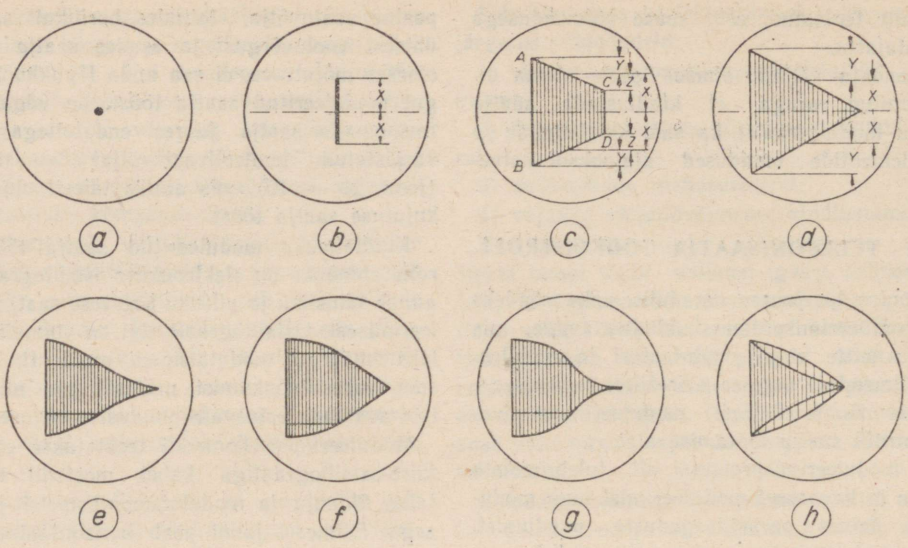
Kindlaimaks moduleeritud saatja töö kontrolli abinõuks on elektronkiire-ostsillograaf, mis annab täiusliku ja piltliku kujutuse saatja moduleerimisest. Ostsillograafi abil on võimalik kindlaks määrata modulatsiooni protsenti, lineaarsust, parasiitvõnkumisi, mürasid jne. ning ühtlasi avastada esinevate puuduste põhjused.

Moduleerimise kontrolli teostatakse elektronkiire-ostsillograafiga kahel meetodil: kandevlaine üldkuju ja modulatsioonitrapetsi jälgimisega. Esimesel juhul peab horisontaalse hälvituspinge andma ostsillograaf, vertikaalne pinge juhitakse ostsillograafi antenniga või saatja väljandringiga sidestatud pooli abil. Teisel juhul võetakse nii vertikaalne kui ka horisontaalne kallutuspinge saatjast: vertikaalne, samuti kui esimeselgi juhul — moduleeritud k.-s.-pingega antennist, horisontaalne — m.-s.-pingega modulatsioonitrafo sekundaarmähisest, läbi kondensaatori ühendatud pingejagaja kaudu. Joonisel 23 — 8 on näidatud vastavad lülitusviisid.

Moduleeritud laine kuju esimesel meetodil jälgides näeme, et amplituudväärtus muutub kandevlaine moduleerimisega. 100% moduleerimisel tõusevad amplituudväärtused kandevlaine kahekordse väärtuseni; samal ajal tekivad amplituudide vahedel langused keskteljeni (joon. 23 — 1). Eeldusel, et moduleerimine on sümmeetriline, siis modulatsiooniprotsent $m = \frac{Y}{X} \cdot 100\ [\%]$, milles Y on amplituudi



Joon. 23 — 8. Ostsillograafi lülitusviise modulatsiooni kontrollimiseks: *a* — modulatsiooni üldkuju uurimiseks, *b* — modulatsioonitrapetsi uurimiseks.



Joon. 23 — 9. Elektron-ostsillograafi modulatsioonitrapetsi mustreid: *a* — ergutuseta, *b* — ainult kandevlaine, *c* — lineaarne modulatsioon 62%, *d* — lineaarne modulatsioon 100%, *e*, *f* — ebalineaarne 100% modulatsioon, *g* — ebalineaarne ülemodulatsioon (üle 100%), *h* — 100% modulatsioon m.-s.-faasinihkega.

tõus (või langus) moduleerimisel ja *X* — kandevlaine kõrgus moduleerimatult.

Trapetsmeetod annab veelgi täpsema pildi moduleerimisprotsessist, mille mustrid on toodud üksikjuhtudena joonisel 23—9. Ergutamatult tekib ekraanile ainult valguspunkt (*a*) moduleerimata kandevlaine annab ekraanil vertikaaljoone, mille pikkus on 2X (*b*). Moduleerimisel areneb joonest trapets (*c*), milles sümmeetrilise moduleerimise puhul amplituudi tõus Y võrdub langusega Z. Modulatsiooniprotsent kujuneb joonlõikudest $m = \frac{AB-CD}{AB+CD} \cdot 100$[1]. Täielikult moduleerimisel muutub trapets kolmnurgaks (*d*), ülemoduleerimisel tekib kolmnurga kesktipu pikendusena valgusjoon (*g*).

Trapetsi, resp. kolmnurga küljed on lineaarsel moduleerimisel sirgjoonelised; külgede kõverused osutavad ebalineaarsust. Joon. *e* kolmnurga kesktipu väljavenimine näitab, et väljandvõimsuse muutumine pole lineaarne madalatel anoodpingetel. Põhjuseks on kas k.s.-ergutusvõimsuse kontrollimata pääs moduleeritud võimendaja anoodringi astmetevaheliste kahjulike sidestuste tagajärjel või moduleeritud võimendaja endaergutus puuduliku neutraliseerimise tõttu. Kui võtta maha anoodi toitepinge, jääb sel puhul ostsillaatori ekraanile vertikaalne joon, mis saatja õigel toimimisel peab muutuma punktiks.

Kolmnurga külgede seesmine kõverdumine kolmnurga laial otsal juhib tähelepanu moduleeritud võimendaja ebaõigele võre-eelpingele või puudulikule ergutusvõimsusele või mõlemale korraga. Võremoduleerimise puhul osutab see võre-eelpinge, k.-s.-ergutuse ja anoodkoormuse sobimatusele, tõenäoliselt on anoodi kasutegur kandevlaine puhul liiga suur.

Kolmnurga külgede väline kõverdumine (*f*) osutab puudulikule võre k.-s-ergutusele või ebaõigele eelpingele anoodmodulatsiooni puhul.

Tumedad varjud kolmnurga külgedel (*h*) näitavad faasinihke olemasolu modulaatori madalsageduslikes pingetes.

Moduleerimisprotsessi kontrollimist saab teostada moduleeritud võimendaja anoodvoolu milliampermeetriga, mille osuti peab moduleerimisel täielikult paigal püsima. Mõõteriista osuti kõikumised juhivad tähelepanu järgmisel leheküljel märgitud puudustele.

Kui B-klassi (AB-klassi) modulaator toitub moduleeritud võimendajaga ühisest anoodi toitealaldajast, siis ei tohi võimendaja anoodvoolu näitav milliampermeeter moduleerimisel kõikuda. Kui kõikumine tekib, on alaldaja pingereguleeritavus puudulik.

Tunduvaid häireid võib põhjustada ka k.-s. sattumine m.-s.-võimendajasse, mis avaldub heliriketena või võib muutuda m.-s-võimendaja pi-

[1] Ebalineaarsuse puhul tuletatakse keskmine *m* järgmiselt:

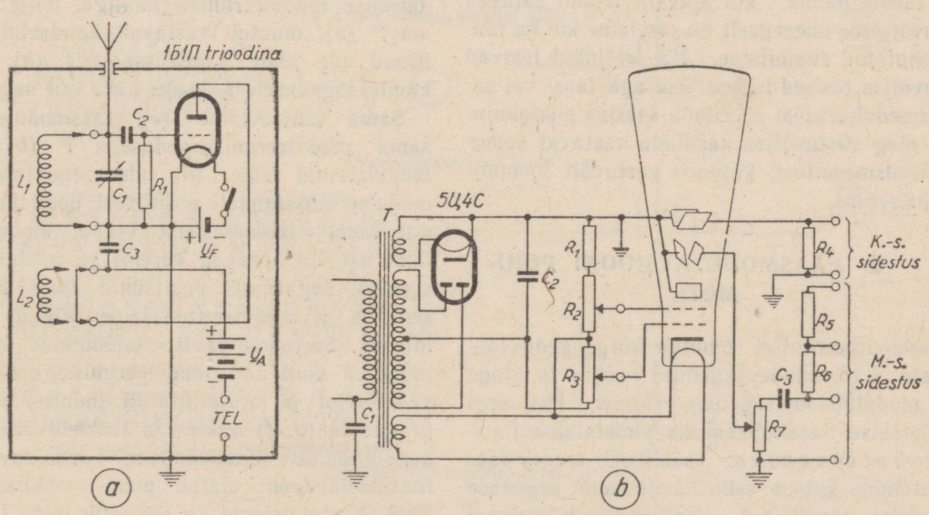
$$m_1 = \frac{Y}{X} \cdot 100, \quad m_2 = \frac{Z}{X} \cdot 100 \text{ ning}$$

$$m = \frac{m_1 + m_2}{2}.$$

ANOODMODULATSIOON	VÕREMODULATSIOON
Mõõteriista langev hälve.	
Moduleeritud võimendaja puudulik k.-s.-ergutus	Liiga suur k.-s.-ergutus
Moduleeritud võimendaja puudulik võre-eelpinge	Liiga väike võre-eelpinge
	Moonutused modulaatoris või eelvõimendajas
Väär koormus moduleeritud võimendaja anoodringis	Võre-eelpinge toiteallika liiga suur takistus
	Anoodi toitealaldaja väljandkondensaatori liiga väike mahtuvus
Moduleeritud võimendaja lampide ülekoormamine	Anoodringi puudulik koormus
Moduleeritud võimendaja anoodi toitealaldaja väljandkondensaatori liiga väike mahtuvus	Liiga suur anoodi kasutegur kandevlaine tingimustes
Mõõteriista tõusev hälve	
Ülemoduleerimine (liiga suur moduleerimispinge)	Ülemoduleerimine (liiga suur moduleerimispinge)
Moduleeritud võimendaja puudulik neutraliseerimine	Moonutused madalsagedusvõimendajas
Parasiitvõnkumised moduleeritud võimendajas	Regenereerumine puuduliku neutraliseerimise tõttu
	Võre-eelpinge liiga kõrge

devaks undamiseks, vaatamata sellele, et eelvõimendaja koos modulaatoriga, kuid moduleeritud võimendajale lülitamata, on täiesti stabiilne. Selle pahe vältimiseks tuleb hästi varjestada mikrofon, mikrofoni juhtmed ja eelvõimendaja; on soovitav mikrofoni juhtmesse lülitada k.-s. paispool, millega tõkestatakse kõrgsageduse pääs eelvõimendajasse.

Joonisel 23 — 10 on toodud moduleerimise kontrolliks kasutatavate seadmete lülitusi: *a* — monitor, *b* — elektronkiire-ostsilloskoop. Monitor kujutab endast ühelambilist vastuvõtjat, mis koos toitepatareidega on terviklikult paigutatud metallist varjestuskasti. Häälestamist erinevail sagedusastmikel teostatakse kas poolide L vahetamisega või ümberlüli-



Joon. 23 — 10. Modulatsiooni kontrollseadmeid: *a* — monitor, osad: $C_1 = 50$ pF, $C_2 = 100$ pF, $C_3 = 2000$ pF, $R_1 = 0{,}5$ MΩ; pool L_1 alusel 40 mm: 1,75 MHz — 66 keerdu, 7 MHz — 14 keerdu, 14 MHz — 5 keerdu; *b* — elektronkiire-ostsilloskoop, osad: $C_1 = 0{,}01$ μF, $C_2 = 2$ μF, $C_3 = 0{,}01$ μF, $R_1 = 0{,}15$ MΩ, $R_2 = 0{,}05$ MΩ, $R_3 = 0{,}025$ MΩ, $R_4 = 5$ MΩ, $R_5 = 6$ MΩ, 6 vatti, $R_6 = 2$ MΩ, 2 vatti, $R_7 = 1$ MΩ, T — võrgutrafo 2×350 V.

tamisega. Modulatsiooni kontrolliks kasutatakse peatelefone. Monitori sidestuseks saatjaga harilikult jätkub telefoni ühenduspuksidest; sidet võib tarbe korral suurendada 5...10 cm pikkuse antenniga. Sama monitori saab kasutada ka telegraafitöö kontrollimiseks, missugusel juhul tuleb anoodringi puksidesse, mis telefonitöö kontrollil on lühistatud, asetada tagasisidepool L_2. Tagasisidepooli keerdude arv kujuneb keskmiselt 30...50% L_1 keerdude arvust. Monitori küttepingeks jätkub ühest 1,5 V kuivelemendist, anoodpingeks 5 taskulambi kuivpatareist.

Lihtsas elektronkiire-ostsilloskoobis kasutatakse madala toitepingega elektronkiiretoru, mida toidetakse alaldajaga vahelduvvooluvõrgust. Elektronkiire intensiivsust ja fookusesse seadmist teostatakse vastavalt reostaatide R_3 ja R_2 abil.

Ostsilloskoobis endas puudub horisontaalplaatide hälvituspinge generaator, seepärast on ta kõlblik ainult modulatsiooni trapetsi uurimiseks. Ostsilloskoopi on sisse ehitatud kõrgeoomiline pingejagaja takistustega R_5, R_6, mis võimaldab modulaatori väljandi vahetut külgelülitamist.

Peatükk 24.

SAGEDUSMODULATSIOON.

24 — 1. ÜLDISELT.

Peale üldisemalt kasutatava amplituudi moduleerimise viisi on kandevlainet võimalik moduleerida veel faasi ja sageduse moduleerimisega, millest on tuletatud vastavad moduleerimismeetodite nimetused. Amplituudi moduleerimisel on faas- ja sagedusmodulatsiooni tekkimine kahjulik nähtus, sest nendega koos tekivad amplituudi demoduleerimise menetlusel toimivas vastuvõtjas moonutused. Sagedusmodulatsiooni nähtused esinevad amplituudmoduleeritavais saatjais, kui kandevsagedus pole küllaldaselt stabiliseeritud, näiteks ühelambilises moduleeritud astmega saatjas. Faasmodulatsiooni nähtusi võib tähele panna, kui antenni kaudu satuvad vastuvõtjasse üheaegselt nii otselaine kui ka faasis nihutatud ruumilaine. Ka sel juhul tekivad vastuvõtjas tõsised häired. Kui aga faas- või sagedusmoduleerimist sooritada saatjas puhtakujuliselt ning vastuvõtjas kasutada vastavat demoduleerimismenetlust, kujuneb vastuvõtt loomulikult häiretuks.

24 — 2. FAASMODULATSIOONI PÕHIMÕTE.

Faasmoduleerimisel muutub kõrgsagedusvõnkumiste, s. o. kandevsageduse voolu ja pinge faas modulatsioonisageduse rütmis, kusjuures maksimaalset faasinihkenurka nimetatakse *faasideviatsiooniks*. Tsükliliselt arenev faasimuutumine kutsub esile kandevlaine sageduse muutumise, samuti kui amplituudmodulatsiooni juures amplituudi muutmine põhjustas kandevlaine sageduse muutumise. Matemaatiline analüüs näitab, et faasmoduleerimisel tekib lõpmatul arvul külgsagedusi, mis asetsevad kandevsageduse suhtes sümmeetriliselt ning mille amplituudi väärtused muutuvad faasideviatsiooniga. Moduleerimisel jääb kandevlaine amplituud madala modulatsiooniteguri puhul praktiliselt konstantseks, muutub vastavalt ainult faas. Faasmoduleerimise teostamisel tuleb amplituudmoduleeritud kandevsagedus liita teise samasageduselise, kuid 90° võrra faasis nihutatud moduleerimata võnkumisega.

Joonisel 24—1 on kujutatud faasmoduleerimise füüsikaline protsess võrreldуna teiste moduleerimisviisidega. Joonisel diagrammis *a* on kujutatud moduleerimata kandevlaine, mille amplituud aja muutudes jääb püsivaks. Samuti säilib moduleerimata kandevlaine sagedus f_0 (*g*). Kandevlaine amplituudmoduleerimisel siinuselise moduleerimissignaaliga, mille sagedus on F (*b*), muutub vastavalt kandevlaine amplituud (*c*) ning sagedusspektris (*h*) tekivad kandevsagedusele f_0 lisaks kaks uut sagedust.

Sama kandevlaine (*e*) faasmoduleerimisel sama moduleerimissagedusega F (*b*) areneb moduleeritud laines (*d*) nihkumine faasis, mis moduleerimissignaali positiivsel pooltsüklil avaldub faasi ettejõudmisena (s. o. moduleeritud laine tsüklid algavad varem) ja moduleerimissignaali negatiivsel pooltsüklil faasi hilinemisena (s. o. moduleeritud laine tsüklid algavad hiljem). Seejuures faasi ettejõudmine ja hilinemine on võrdeline moduleerimissignaali hetkväärtusega ja on kujutatud joonisel lainediagrammide (*d*, *e*) vastavaid tsükleid ühendavate horisontaalsete joonlõikudena. Vaadeldaval juhul faasideviatsioon ulatub poole tsüklini, s. o. 180°. Modulatsiooni on võimalik tõsta faasinihkena maksimaalselt kuni terviktsüklini, mis kujutab ühtlasi maksimaalselt võimalikku faasideviatsiooni.

Faasmoduleeritud laine sagedusspekter on näidatud diagrammis *i*.

Kuigi faasmodulatsioon seni on leidnud vähest rakendamist faasmoduleeritud saadetena, kasutatakse teda siiski kui abinõu teiste moduleerimisviiside (amplituud- ja sagedusmodulatsiooni) teostamiseks.

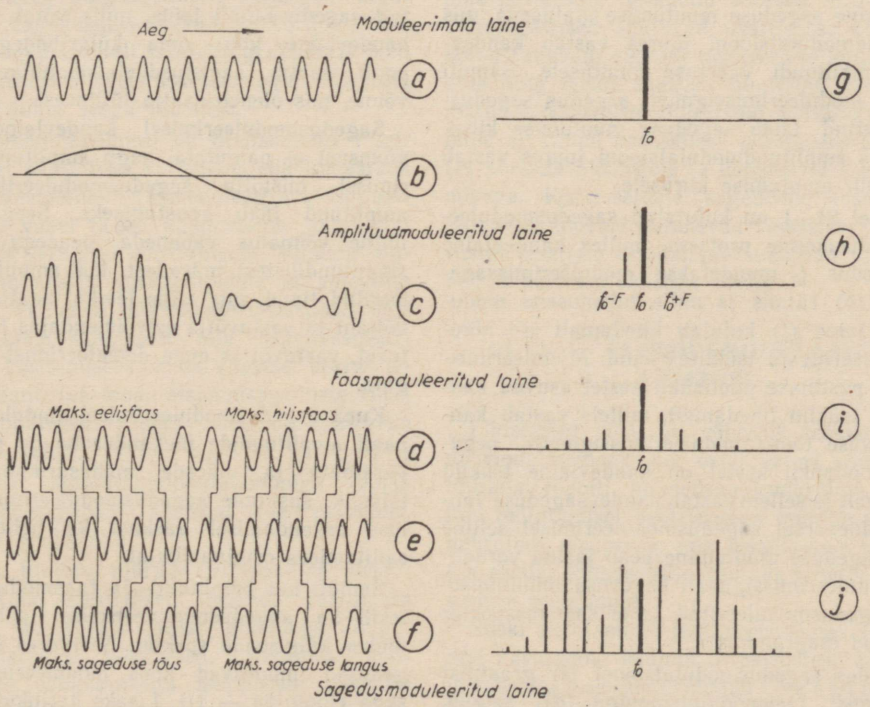
24 — 3. SAGEDUSMODULATSIOONI PÕHIMÕTE.

Alates raadiotelefoni algaastaist on raadiotehnika areng kulgenud ülekande kvaliteedi parendamise suunas. Sel alal on tehtud tohutut uurimiskatselist tööd nii saate kui ka vastuvõtu osas. Kuid kuni viimase ajani saavutatud tulemused pole siiski küündinud täiuslikkuse tasemeni. Võiks tekkida küsimus, milles peituvad ülekande ebatäiuslikkuse põhjused ja kas täiuslikkus sel alal üldse on saavutatav.

Kogemused näitavad, et helilise ülekande kvaliteedi tõstmiseks, s. o. lähendamiseks originaalile, on saatja ja vastuvõtja vahelises ülekandelülis vaja täita kolm põhilist tingimust, need on: 1) kogu helisagedusliku spektri 16 ... 20000 Hz moonutusvaba ülekanne, 2) müradest vabanemine, 3) helidünaamika, s. o. kõige nõrgemate ja kõige tugevamate helitugevuste suhete säilitamine algkujul.

Esimene ülesanne on praeguse aja tehnilise seadmega täiesti lahendatav, kuid kahele viimasele paneb piiri kasutatav ülekande süsteem — amplituudmodulatsioon. Nimelt moduleerimissageduste riba laienemisega suureneb moduleeritud laine kanali laius ja koos sellega vastavalt ka mürade märgatav tõus ülekandes. Teatavasti tekivad mürad saatjas ja vastuvõtjas endis elektronide liikumiskiiruse ebaühtluse tagajärel võnke- ja vooluringides, lülituselementides, lampides jne., mis avalduvad eriti siis, kui seadme tundlikkus on suur. Kuid märgatavalt suuremaid häireid põhjustavad vastuvõtjas peale selle veel tööstuslikud ja atmosfäärilised mürad ja teistel naaberkanaleil töötavad saatjad, millest pole vaba ükski saade peale kohaliku. Kõik raadiohäired ja -mürad kannavad pigem amplituudilist iseloomu ja suurenevad ülekantava sagedusriba laiusega.

Peale selle panevad mürad ja häired piiri ka kolmanda nõude, s. o. helidünaamika täitmisele. Nimelt saab heliline, eriti aga muusikaline ülekanne kõigi muude võrdsete tingimuste täitmi-



Joon. 24 — 1. Eri moduleerimisviiside ja moduleeritud laine sagedusspektrite võrdlus: *a* — kandevlaine f_0, *b* — moduleerimissignaal *F*, *c* — 100% amplituudmoduleeritud laine, *d* — faasmoduleeritud laine, *e* — moduleerimata kandevlaine, *f* — sagedusmoduleeritud laine, *g* — moduleerimata laine sagedusspekter, *h* — amplituudmoduleeritud laine sagedusspekter, *i* — faasmoduleeritud laine sagedusspekter, *j* — sagedusmoduleeritud laine sagedusspekter.

sel täiuslik olla ainult siis, kui ettekandes esinevad helitugevused kõigis oma nüanssides säilitatakse kuni valjuhääldajani. Teatavasti ulatub orkestri poolt kontserdisaalis tekitatavate kõige tugevamate ja kõige nõrgemate helitugevuste suhe kümne miljonini (70 dB), mis nõuaks saatja kandevlaine moduleerimist samas suhtelises vahekorras. Kuna aga saatja endamürad helitugevuste originaalsuhte säilitamisel ületaksid märgatavalt nõrgemad helipassaažid, ollakse sunnitud saatjas helidünaamilist spektrit kärpima 20...40 dB, mis arusaadavalt vähendab ülekande loomulikkust.

Seega kvaliteedi tõstmiseks amplituudmodulatsiooni menetlusel kasutatavad abinõud suurendavad ülekande süsteemis mürasid ja häireid, mis, nagu selgub, panevad piiri ülekande täiuslikkusele.

Sagedusmodulatsioon on märksa vabam amplituudmodulatsiooniga seotud puudustest. Nimelt säilitatakse sagedusmodulatsiooni juures saatelaine amplituud konstantsena, kusjuures muudetakse ainult kandevlaine sagedust modulatsiooni signaali rütmis. Kui võrrelda sagedusmodulatsiooni ja amplituudmodulatsiooni füüsikalist protsessi, siis moduleerimissignaali tugevuse muutumine avaldub sagedusmoduleeritud kandevlaine sageduse muutumise ulatusena, mis amplituudmodulatsiooni juures vastab kandevlaine amplituudi väärtuse muutusele. Samuti avaldub moduleerimissignaali sagedus sagedusmoduleeritud laine sageduse muutumise kiirusena, mis amplituudmodulatsiooni juures vastab amplituudi muutumise kiirusele.

Joonisel 24—1 on kujutatud sagedusmoduleerimise füüsikaline protsess, milles kandevlaine (e) sagedus f_0 muudetakse moduleerimissageduse F (*b*) rütmis ja mille tulemusena moduleeritud laine (*f*) kujutab tihedamalt või hõredamalt asetsevaid tsüklite rühmi. Moduleerimissignaali positiivse pooltsükli kestel asuvad kandevlaine tsüklid tihedamalt, millele vastab kandevsageduse tõus; moduleerimissignaali negatiivse pooltsükli kestel on kandevlaine tsüklid hõredamalt ja sellele vastab kandevsageduse langus. Lineaarsel sagedusmoduleerimisel selline kandevsageduse muutumine peab jääma võrdeliseks moduleerimissignaali tugevuse muutumisega. Sagedusmoduleeritud laine sagedusspekter on toodud diagrammis *j*.

Võrreldes sagedusmodulatsiooni (*f*) graafilist kujundumist faasmodulatsiooniga (*d*), selgub, et nad teineteisega õige lähedaselt sarnanevad. See on ka arusaadav, kuna kandevlaine sageduse tõstmisega tehtud kindla suuruse võrra kaasneb pidevalt arenev faasi ettejõudmine, mis kestab senikaua, kuni jätkub sageduse tõus.

Kuigi sagedusmoduleeritud laine sisaldab ühtlasi ka faasmodulatsiooni ja ümberpöördult, ei tule sellest siiski aru saada nii, et sagedusmoduleeritud laine iseenesest ongi juba faasmoduleeritud laine või ümberpöördult. Vaadeldes moduleeritud lainet *f*, selgub, et see kujutab moduleerimissignaaliga (*b*) moonutamatult moduleeritud sagedusmoduleeritud lainet ning samal ajal tõsiste moonutustega sama moduleerimissignaaliga (*b*) faasmoduleeritud lainet.

Sageduse muutumise maksimaalset ulatust ühes suunas, s. o. kandevsageduse maksimaalset suurenemist ja vähenemist nimetatakse sagedusmodulatsiooni juures sagedusdeviatsiooniks Δf ja väljendatakse tavaliselt kilohertsides. Seega kandevsageduse f_0 muutumisel suurenemise ja vähenemise suunas maksimaalselt kuni f_{max} ja f_{min} väljendub vastavalt sagedusdeviatsioon $\Delta f = f_{max} - f_0$ ehk $\Delta f = f_0 - f_{min}$. Sümmeetrilisel moduleerimisel on sageduse suurenemise ja vähenemise ulatused võrdsed, s. o. $\Delta f = f_{max} - f_0 = f_0 - f_{min}$.

Sagedusmodulatsiooni juures ei esine modulatsioonitegur mõistet, sest sagedusdeviatsioon ei ole piiratud, nagu amplituudmodulatsiooni juures moduleerimine on piiratud maksimaalselt 100%.[1] Sagedusdeviatsiooni piirid on pigem praktilist laadi: ühelt poolt kasutamiseks määratud sageduskanali laius, mille võtab enda alla kandevlaine koos oma külgribadega, teiselt poolt saatja sagedusdeviatsiooniline käsitusvõime, mis oleneb saatja lülitusest.

Sagedusmoduleerimisel kandevlainesse lisavõimsust ei paigutata, nagu amplituudmoduleerimisel, mistõttu sagedusmoduleeritud laine amplituud jääb konstantseks. Seega avaneb lihtne võimalus vabaneda peaaegu täielikult amplituudilistest müradest, kui amplituudmoduleeritud tipud, mis laine levikul saatjast vastuvõtjani ja vastuvõtja eelvõimendajas lainega liitusid, vastuvõtjas enne detekteerimist maha lõigata.

Kuna sagedusmoduleerimisel moduleerimissignaali amplituudide ülekandesuhe on praktiliselt piiramata ja mürade mahasurumine küllalt täiuslik, siis pole sagedusmoduleerimise menetluse rakendamisel raskusi ka helidünaamika säilitamises originaalkujul.

Samuti kui amplituud- ja faasmoduleerimisel, tekib ka sagedusmoduleerimisel põhisageduse ümber külgribade spekter. Seejuures spektri sagedused muutuvad koos moduleerimissagedusega (joon. 24 — 1*j*). Lisaks harilikule põhi- ja

[1] Moduleerimise maksimaalne teoreetiline piir saavutatakse siis, kui sagedusdeviatsioon Δf võrdub kandevsagedusega f_0, s. o. kui kandevsagedus muutub maksimaalse modulatsiooni hetkedel nullise sagedusega vooluks — alalisvooluks, mis on tegelikult mõeldamatu.

modulatsioonisageduste summale ja vahele tekivad sagedusmoduleerimisel külgsagedused veel modulatsioonisageduste harmooniliste sageduste summana ja vahena. Säärane olukord on tingitud õige faaside vahekorra säilitamise vajadusest kandevsageduse ja külgribade vahel, et hoida väljandvõimsus püsivana. Selle tulemusena on sagedusmoduleeritud laine märgatavalt laiem, võrreldes amplituudmoduleeritud lainega. Laia sageduskanali tõttu pole sagedusmodulatsioon rakendatav kesk- ja kõrgsageduslikes astmikes, kus ruum on niigi küllastatud, vaid ta kasutamine on õigustatud kõrgemais sagedusastmikes.

Sagedusmoduleeritud laine sageduskanali laiust määratakse modulatsiooni-indeksiga m_f, mis kujutab endast maksimaalse sageduse deviatsiooni Δf suhet modulatsioonisagedusse F. $m_f = \frac{\Delta f}{F}$, kusjuures modulatsioonisageduse all sel puhul mõeldakse kõrgeimat modulatsioonisagedust. Kui näiteks sagedusdeviatsioon on 75 kHz ja kõrgeim modulatsioonisagedus 15 kHz, siis võrdub modulatsiooni-indeks $m_f = 75/15 = 5$. Külgsageduste arv üksiku modulatsioonisageduse juures tõuseb sagedusdeviatsiooniga. Kui modulatsiooni-indeks ulatub 5-ni, muutuvad külgsagedused väljaspool maksimaalset sagedusdeviatsiooni niivõrd nõrkadeks, et sageduskanali laiuseks praktiliselt võib võtta kahekordse sagedusdeviatsiooni väärtuse, vaadeldud juhul seega 150 kHz.

Sagedusmoduleerimisel on olulisemaiks tingimusteks, et säilitataks võrdelisus ehk lineaarsus sageduse deviatsiooni ja moduleeritava signaali amplituudi vahel ja et kandevlaine amplituud jääks moduleerimisel konstantseks. Viimane tingimus seab saatja võnkeringidele ja antennile eri nõude, et nende häälestusteravus oleks küllaldaselt lame suhteliselt laia sagedusspektri ühtlaseks käsitamiseks, kuna vastasel korral tekivad ülekantavas modulatsioonisageduste ribas lineaarmoonutused. Sama nõue on kehtiv ka vastuvõtja kohta.

Võrreldes amplituudmodulatsiooniga omab sagedusmodulatsiooni süsteem rea paremusi, millest on olulisemad:

1) Üsna tunduv mürade vähenemine vastuvõtjas. Kõik elektrilised mürad, vaatamata päritolule, kujutavad endist enamikus amplituudmoduleeritud võnkumisi. Sattudes koos soovitavate võnkumistega amplituudi demoduleerimise menetlusel toimivasse vastuvõtjasse, põhjustavad nad selles märgatavaid häireid, millest pole täielikult vabad isegi kohalikud saated. Kui vastuvõtjas kasutada säärast demoduleerimise meetodit, mis ei reageeri amplituudi muudatustele, siis vabaneb vastuvõtt müradest; mürad võivad tekkida ainult siis, kui nad põhjustavad säärase faasinihke, mis avaldub vastuvõetavas signaalis sagedusmodulatsioonina. Võrdse kandevlaine võimsuse juures paraneb sagedusmodulatsiooni puhul signaali/mürade suhe vähemalt 100 korda (20 dB), võrreldes amplituudmodulatsiooniga. Vastuvõtt on praktiliselt müra- ja kahinavaba isegi rasketes müratingimustes, mis annab võimaluse säilitada ülekandel helidünaamikat algkujul.

2) Kandevlaine võimsus ei muutu moduleerimisega, järelikult moduleerimiseks ei kasutata võimsust. Sagedusmoduleerimine toimub saatja esimestes astmetes, kus võimsused on suhteliselt väga väikesed. Moduleeritud astmele järgnevad sageduskordistus- ja võimsuse võimendusastmed, mis töötavad soodsates C-klassi tingimustes. Sellega tagatakse ühtlane suur anoodi kasutegur, ühtlasi langevad ära raskused kriitiliste ergutusvõimsuste, eelpingete, koormuste reguleerimisega, vabanetakse kulukatest, kapriissetest modulaatoritest.

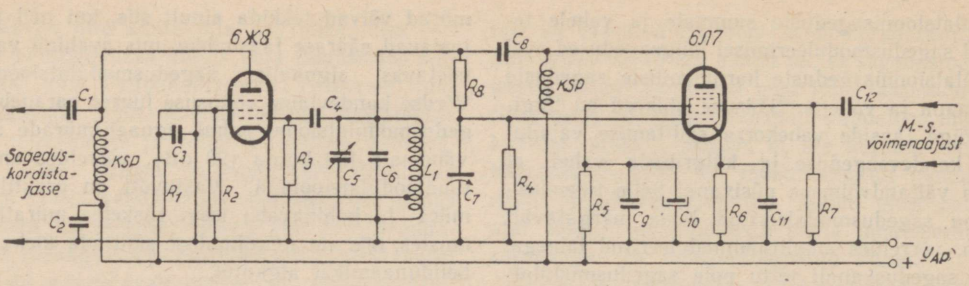
3) Vaatamata laiemale moduleeritud laine sageduskanalile ei teki sagedusmodulatsiooni puhul naaberkanalitel ja isegi ühistel kanalitel toimivatelt saatjatelt vastastikuseid häireid vastuvõtjas seni, kuni saatelainete väljatugevused pole üksteisega ligikaudu võrdsed. Kui saatjate väljatugevused suhtuvad üksteisesse kuni 2 : 1, võtab tugevam signaal vastuvõtjas kontrolli endale ning teised saatjad muutuvad vastuvõetamatuiks. Sagedusmoduleeritud saatjate rakendamine on ruumi kasutamise praegustes tingimustes piiratud ülikõrgete ja kõrgemate sagedusastmikega. Kuna sellistel sagedustel kasutatavate antennide mõõted kujunevad väikesteks, siis lihtsustub saatjate eraldamine suunatud vastuvõtuantennide kasutamisega veelgi.

24 — 4. SAGEDUSMODULAATORI LÜLITUSI.

Lihtsaimal viisil on võimalik teostada sagedusmodulatsiooni, kui ostsillaatori võnkeringile lülitada rööbiti kondensaatormikrofon. Mikrofoni mõjutamisel helilainetega muutub vastavalt mikrofoni mahtuvus, mis ostsillaatori võnkeringis asudes kutsub esile vastava kandevlaine sageduse muutumise.

Siiski pole selline moduleerimisviis laialdasemat kasutamist leidnud. Praktilistest moduleerimisviisidest on levinenumad reaktiivlambiga modulaatori ja faasimuundus-modulaatori meetodid.

Sagedusmoduleerimist on võimalik teostada väga lihtsal teel, kui ostsillaatori võnkeringiga lülitada rööbiti modulaatorlambi sisendring ning muuta modulaatorlambi dünaamilist sisendmah-



Joon. 24 — 2. Sagedusmoduleeritud ostsillaator (6Ж8) koos sagedusmodulaatoriga (6Л7). Lülituselementide andmeid 7 MHz ostsillaatorsagedusel: C_1, $C_8 = 250$ pF, C_2, C_3, C_9, C_{11}, $C_{12} = 0{,}01$ µF, C_4, $C_5 = 100$ pF, $C_6 = 150 \ldots 200$ pF, $C_7 = 3 \ldots 30$ pF trimmer, $C_{10} = 8 \ldots 10$ µF; R_1, $R_8 = 0{,}05$ MΩ, $R_2 = 0{,}025$ MΩ, $R_3 = 0{,}1$ MΩ, R_4, $R_7 = 0{,}5$ MΩ, $R_5 = 0{,}03$ MΩ, $R_6 = 300$ Ω, KSP — k.-s.-paispool 2,5 mH, L_1 — 7 MHz pool 25 mm alusel, mähise pikkus 25 mm, mähis 1 mm traadist 10 keerdu, haruühend kolmandalt keerult maapoolsest otsast. Ostsillaatorile järgnevad sageduskordistusastmed. Modulaatorlambi 3. võrele juhitakse madalsageduslik pinge mikrofoni eelvõimendajast, pinge amplituudväärtus 3,5 volti, anoodpinge 250 volti.

tuvust võrepinge muutmisega moduleeriva signaali sagedusega.

Joonisel 24 — 2 on toodud sagedusmoduleeritud ostsillaatori ja reaktiivlambiga modulaatori lülitus. Ostsillaatoris on kasutatud elektronsidestuses varivõrepentoodi 6Ж8, modulaatoris heptoodi 6Л7. Ostsillaator häälestub sagedusele 7 MHz, millele järgnevad sageduskordistusastmed sageduse tõstmiseks 84 MHz-ni.

Modulaatorlamp 6Л7, olles lülitatud rööbiti ostsillaatori võnkeringiga, avaldub võnkeringile muutliku suurusega induktiivsusena kolmandale võrele juhitava madalsagedusliku pinge hetkväärtuste rütmis, mille tulemusena ostsillaatori põhisageduses tekib sagedusmoduleerimine. Induktiivsusliku iseloomu avaldumine modulaatori 6Л7 anoodringis seletub järgmisega. Rööbiti võnkeringiga $L_1C_5C_6$ on lülitatud järjestikune vooluring, mille moodustavad kondensaator C_7 ja takisti R_8. Kondensaator C_7 asetseb ühtlasi modulaatori juhtvõre ringis. Kuna R_8 takistus on C_8 reaktiivtakistusega võrreldes suur, siis on vooluringi läbiv vool praktiliselt faasis võnkeringi pingega. Samal ajal kondensaatori C_7 klemmidel on pinge voolust 90° võrra faasis taha nihutatud. Modulaatori anoodringi k.-s.-vool, asudes võrele rakendatud k.-s.-pingega faasis, hilineb 90° võrra kondensaatorit C_7 läbivast voolust ja ühtlasi 90° võrra ka võnkeringi pingest. Voolu hilinemine pingest 90° võrra iseloomustab induktiivsust ja kuna säärane modulaatorist tekitatav hilinev vool läbib võnkeringi, siis modulaatorlamp ise avaldub võnkeringile lisainduktiivsusena. Hilineva voolu amplituud ja vastavalt sellele ka lisainduktiivsuse väärtus muutub modulaatorlambi võimendusega, mida saab tüürida kolmandale võrele antava helisagedusliku pinge rütmis. Tulemuseks on võnkeringis genereeritava sageduse sagedusmodulatsioon.

Kui paigutada ümber lülituses C_7 ja R_8 asukohad ning C_7 reaktiivtakistus valida suurena, võrreldes R_8 takistusega, jõuab modulaatori k.-s.-anoodvool 90° võrra ette võnkeringi k.-s.-pingest ja modulaatorlamp omandab võnkeringi suhtes mahtuvusliku iseloomu.

Vaadeldud lülitus kujutab endast tüüplülitust, millest on võimalik moodustada rida erinevaid variante. Nii näiteks võib modulaatoris 6Л7 lamp asendada mõne teise lambiga, eeldusel, et anoodringis tekiks muutlik faasinihe. Samuti võib muuta ostsillaatori lülitust, eeldusel, et tagataks võimalikult suur sageduse stabiilsus ja et sagedus seega muutuks ainult modulaatori toimel. Käesoleval juhul on modulaatorina kasutatud 6Л7 tema kahe juhtvõre tõttu, mis hõlbustab k.-s.- ja m.-s.-pingete iseseisvat käsitsemist. Teiste lambitüüpide rakendamisel modulaatorina tuleb tarvitusele võtta abinõud k.-s. tõkestamiseks madalsagedusringi ja ümberpöördult.

Ostsillaatori sageduse stabiilsuse suurendamiseks on soovitav anoodi toiteks kasutada stabiliseeritud toitealaldajat.

Moduleeritud ostsillaator rakendatakse töösse suhteliselt madalal sagedusel, käesoleval juhul 7 MHz, millega soodustatakse paremat sageduse stabiliseerimist. Ostsillaatorile järgnevad sageduse kordistusastmed, millega sagedus tõstetakse tegelikule töösagedusele. Ühtlasi tõuseb koos sageduse kordistamisega ka sagedusdeviatsioon. Kui 7 MHz juures sagedusdeviatsioon võrdub 1000 Hz, siis kahekordse sageduse kahekordistamise ja ühekordse kolmekordistamise puhul 84 MHz-ni tõuseb sagedusdeviatsioon $2 \cdot 2 \cdot 3 = 12$ korda, s. o. 12 kHz-ni.

Modulaatori tundlikkus, s. o. sageduse muutuse suhe võrepinge muutusesse tõuseb C_7 vähendamisega, R_8 püsivaks jäädes, ning võnkeringi L/C suhte suurendamisega. Kuna aga kandevsageduse stabiilsus väheneb L/C suhte suurenemisega, tuleb tõsta C väärtust selliselt, et oleks tagatud vajalik sagedusdeviatsioon koos modu-

leerimise lineaarsusega. Käesoleval juhul 7 MHz põhisagedusel toimides tagatakse 1000 Hz lineaarne sagedusdeviatsioon, s. o. 2000 Hz kanali laius, ostsillaatori võnkeringi mahtuvusega $C_5 + C_6 = 200 \ldots 250$ pF.

Modulaatori eelvõimendaja kujuneb lihtsaks madalsagedusvõimendajaks, mille väljandpingest kuni 10 ... 15 volti jätkub täielikult suurte modulaatorlampide ergutamiseks. Moduleeritud ostsillaatorile järgnevad sageduskordistuse ja võimsuse võimendusastmed koostatakse vastavalt üldistele põhimõtetele. Võimendusastmed tuleb hoolikalt neutraliseerida, et ei tekiks võimalikke faasinihkeid, mis kutsuvad esile moonutusi.

Sagedusmoduleeritud saatjas on oluline kontrollida lineaarsust ja sagedusdeviatsiooni. Käsitletud modulaatori anoodvool peab jääma konstantseks seni, kuni lamp toimib esimese ja kolmanda võre tunnusjoonte sirgjoonelises osas. Anoodvoolu kõikumised, mis tekivad m.-s.-pinge liigsel tõstmisel, osutavad ebalineaarsusele. Ebalineaarsuse tagajärjel kujunevad saate moonutused on lubatavad kuni 5% anoodvoolu kõikumise piirides. Ebalineaarsusega kaasnevat sageduse nihkumist saab kontrollida selektiivse vastuvõtjaga, kui saatjat moduleerida püsiva sagedusega madalsageduse pingega. Häälestatuna saatja kandevlainele ja tuikeostsillaatori sisselülitamisel ei tohi vastuvõtjas tuikesageduse kõrgus muutuda moduleerimispinge muutmisel. Igal juhul tuleb moduleerimispinge hoida sellistes piirides, mis ei kutsu esile kandevsageduse muutumist. Pole oluline, et moduleerimise lineaarsuse kontrollimist sooritataks töösagedusel, samu tulemusi saavutatakse vastuvõtja häälestamisel ostsillaatorsagedusele.

Sagedusdeviatsiooni saab kontrollida samuti selektiivse vastuvõtjaga, kusjuures on ühtlasi tarvilik gradueeritud ja pidevalt muudetava sagedusega m.-s.-generaator. Vastuvõtja häälestatakse, nagu eelmiselgi katsel, sagedusmoduleeritud saatja kandevsagedusele, kusjuures tuikeostsillaator on sisse lülitatud. Seejärel lülitada modulaatorisse m.-s.-generaatorilt moduleerimispinge, hoides pinge väärtuse lineaarsuse piirides. Moduleerimissagedust madalamaist sagedusest alates pidevalt tõstes hakkab vastuvõtjas tuikesignaali tugevus langema ja kaob täielikult teatud sageduse juures, misjärel sageduse pideval tõstmisel muutub uuesti tugevaks. Madalsagedus, millel tuikesignaal kaob, korrutatuna 2,4-ga võrdub antud moduleerimistaseme juures sagedusdeviatsiooniga. Kui näiteks tuikesignaal kadus sagedusel 800 Hz, siis sagedusdeviatsioon võrdub $800 \cdot 2{,}4 = 1920$ Hz. Töösageduse, s. o. väljandsageduse deviatsioon loomulikult suureneb vastavalt sageduskordistusele. Kui käesoleval juhul ostsillaatorsagedus võrdus 7 MHz, siis väljandsagedusel 85 MHz kujuneb sagedusdeviatsioon $1920 \cdot 12 = 23$ kHz.

Õigesti toimiva sagedusmoduleeritud saatja väljand ei tohi sisaldada amplituudmodulatsiooni. Seda saab kindlaks teha antenni ampermeetriga, mille osuti peab püsima paigal täielikul moduleerimisel; väiksemgi osuti kõikumine osutab amplituudis moduleerimisele.

Käsitletud sagedusmoduleerimise viis, milles moduleerimine toimub vahetult ostsillaatoris, ei oma suurt sageduskonstantsust. Seepärast kasutatakse eriti kõrgekvaliteedilisteks ülekanneteks ettenähtud saatjates faasimuundus-sagedusmoduleerimise meetodit, milles kandevsagedus stabiliseeritakse kvartskristalliga juhitavas ostsillaatoris. Stabiliseeritud kandevsageduse moduleerimine toimub faasmodulatsiooni põhimõttel, mis seejärel muundatakse sagedusmodulatsiooniks.

Faas- ja sagedusmodulatsiooni meetodid erinevad teineteisest põhimõtteliselt sellega, et sagedusmodulatsiooni puhul külgsageduste amplituudid tõusva modulatsioonisagedusega vähenevad, kuid faasmodulatsiooni puhul on külgsageduste amplituudid sõltumatud modulatsioonisagedusest (püsiva faasideviatsiooni juures). Teiste sõnadega, vahe puhtakujulise sagedus- ja faasmodulatsiooni vahel seisab selles, et sagedusmodulatsiooni juures sagedusdeviatsioon kujutab endast modulatsioonisignaali amplituudi funktsiooni, kuid faasmodulatsiooni juures sagedusdeviatsioon on ühtlasi ka modulatsioonisignaali sageduse funktsiooniks.

Kui modulatsioonisignaali eelvõimendajasse asetada sagedusega muutuv R ja C lüli, on võimalik saavutada seda, et amplituudid suureneva sagedusega vähenevad pöördvõrdeliselt sagedusega, mille tulemusena eelvõimendaja väljand kujuneb sagedusest sõltumatuks. Sääraselt faasmoduleeritud võnkumine ei erine enam millegagi sagedusmoduleeritud võnkumisest. Sellise modulatsiooni muundusprotsessi eeltingimuseks on, et faasmoduleerimisel faasdeviatsioon piirataks madalana, et hoiduda kaasneva amplituudmodulatsiooni tekkimisest. Loomulikult on sellistes tingimustes faasimuundus-meetodiga saavutatav sagedusdeviatsioon väga väike, keskmiselt 15 ... 20 Hz, mida saab suurendada faasmoduleeritud algsageduse suurearvulise kordistamise teel. Ülikõrgsageduslikus sagedusastmikus töötamiseks tavaliselt valitaksegi alg-ostsilleerimissagedus suhteliselt madalana, keskmiselt 200 kHz, kusjuures 12 ... 13 sageduse kahekordistusastmega saavutatakse vajalik sagedusdeviatsioon kuni 100 kHz.

Faasimuundus-sagedusmoduleerimise meetodit rakendatakse praktiliselt kõigis ülikõrgsage-

duslikus astmikus töötavates ringhäälingusaatjates, sest ta võimaldab teostada väga kõrgekvaliteedilist ülekannet, võrreldes teiste moduleerimismeetoditega. Helilisel ülekandel saavutatavaiks paremusteks on, et vastuvõtupunktis saade on praktiliselt müravaba, ülekantavate helisageduste astmik on ulatuslik, haarates kuuldesageduslikku spektrit terviklikult. Mürade vähenemise ja modulatsiooniteguri mõiste puudumise tagajärjel on helidünaamika, s. o. tugevate ja nõrkade helitugevuste ulatuse loomulik ülekanne piiramatu. Kuid tingituna laiast sageduskanalist on sagedusmoduleeritud saadete rakendamine piiratud ülikõrgete ja veelgi kõrgemate sagedusastmikega, mis sõltuvalt seesuguste lainete levimisomadustest annavad saadetele ainult kohaliku tähtsuse.

Käsitletud kolme moduleerimis-põhiviisi lähem vaatlus näitab, et tulevikus kohapealseks helileviks, mis haarab enda alla nii ringhäälingut kui ka televisiooni helisaadet, on peamiselt sagedusmoduleeritud saade. Amplituudmoduleeritud saatjate arv selle tagajärjel väheneb, mis tähendab väiksemat ruumi ülekoormamist ning saatjate otstarbekamat paigutamist heliülekande märgatava tõusu suunas. Järelejäävail amplituudmoduleeritud saatjail lasub siis ainult üldtähtsuslike kauglevi ülesannete teostamine.

Samal ajal leiab sagedusmodulatsioon kaugelt laiemat rakendamist muudeks tehnilisteks ülesanneteks, kus teised moduleerimismeetodid annavad halvemaid tulemusi või pole rakendamiseks otstarbekad.

25. peatükk.

TASTIMINE EHK MANIPULEERIMINE.

25 — 1. TASTIMISE PÕHIMÕTE JA ISELOOMUSTUS.

Tastimiseks nimetatakse saatja väljandvõimsuse muutmist nullisest väärtusest normaalväärtuseni tastimissageduse rütmis. Harilikes telegraafisaatjais tastitakse võtme abil morsemärkide rütmis, kusjuures tastimissagedus sõltub operaatori saatekiirusest. Keskmiste saatekiiruste juures kujuneb tastimissagedus keskmiselt 20 Hz. Seega tastimine kujutab kandevlaine moduleerimist 100-protsendiliselt keskmise moduleerimissagedusega 20 Hz. Kuigi füüsikaline protsess tastimisel sarnaneb tavalise amplituudmoduleerimisega[1], erinevad tastimissignaalid moduleeritavaist helisageduslikest signaalidest oma kujult: tastimissignaalid koosnevad püstkülikulistest voolupulssidest, helisageduslikud moduleerimissignaalid aga koosnevad siinuselistest võnkumistest ja nende harmoonilistest. Teatavasti sisaldavad püstküliku-kujulised signaalid endas lõpmatut arvu harmoonilisi sagedusi, millest tingituna tastimissignaali algul ja lõpul tekib ka moduleeritavas kandevlaines peale tastimise algsageduse (näiteks 20 Hz) lõpmatu arv harmoonilisi sagedusi. Seega moduleerimisel puhtakujulise püstküliku-taolise signaaliga kattuks harmoonilistest sagedustest kogu kasutatav raadiosageduste astmik. Samal ajal 20 Hz siinuseline moduleerimissagedus tekitaks kandevlaines ainult kaks algsagedusest 20 Hz kaugusel asuvat külgsagedust. Saatja võnkeringide elektrilise inertsi tõttu kõrgemad harmoonilised sagedused tegelikult hävivad, kuid hoolimata sellest kujunevad kandevlaine külgribad siiski väga laiadeks, mis häirib märgatavalt teiste, isegi kaugemail sageduskanalitel toimivate saatjate tööd.

Säärane suur harmooniliste sageduste sisaldus telegraafisaates avaldub väga lühiajaliste voolupulsside näol teistes saadetes võtmehäirena. Arusaadavalt tuleb võtmehäiret kui kahjulikku nähtust piirata miinimumini, mille loogiliseks lahenduseks on signaali kuju ümardamine, s. o. lähendamine siinuskõverale, sobivate filtrite lülitamise teel. Tegelikult sellisele signaali kuju muutmisele paneb piiri signaali loomulikkuse vähenemine, mis võib muuta signaali eriti suurte saatekiiruste puhul kui mitte arusaamatuks, siis vähemalt raskesti loetavaks. Eraldatakse teravaid ja lamedaid morsesignaale, millest esimesed on filtreerimata ja sisaldavad suurel määral harmoonilisi, teised — tugevasti filtreeritud ja seega vaid vähese harmooniliste sisaldusega. Teravad signaalid on kergesti loetavad, kuid lamedate signaalide vastuvõtt nõuab operaatorilt suurt pingutust, eriti suure kiirusega ja nõrkade signaalide puhul. Seepärast piirdutakse tastimissignaali keskmise filtreerimisega, mis ei tekita nimetamisväärseid häireid signaalide vastuvõtul teistes sageduskanalites ja ühtlasi ei halva oma signaalide loetavust vastuvõtupunktis. Kui saatmine toimub erinevail saatekiirusil, on soovitav, et tastimissignaali filtreerimine oleks reguleeritav.

Peale selle nõutakse telegraafisaatjatelt, et tastimisel ei tekiks saatesageduse muutumist.

[1] Põhimõtteliselt võib morsemärkide saateks kasutada mitte ainult amplituudmoduleerimise, vaid samahästi ka faas- või sagedusmoduleerimise menetlust.

Saatesageduse muutumine võtme allavajutamise ja tõstmise hetkedel võib põhjustada nõrka sageduse triivimist, mis vähendab signaalide loetavust. Eriti oluline on saatesageduse stabiilsuse säilitamine siis, kui raadiojaamas saatja ja vastuvõtja toimivad pool-duplekstöö põhimõttel. Pool-duplekstööks nimetatakse raadiojaama selliselt kujundatud tehnilist sisustust, mille juures vastuvõtmine on võimalik mitte ainult saadete järjekordsetel vaheaegadel, vaid ka saatmise ajal üksikute morsemärkide pausidel. Sellega luuakse võimalus silmapilkselt juhtida tähelepanu vastasjaamale, kui näiteks vastuvõttes tekkisid vead, vastuvõttu segasid häired jne., mis võimaldab märgatavalt tõsta töö kiirust ja kindlust. Tuleb tõsiselt soovitada igas raadiojaamas sisustuse korraldamist pool-duplekstööks. Pool-duplekstööd sooritatakse tavaliselt eraldi saate- ja vastuvõtuantennidel. Tarbe korral lühistatakse automaatselt võtmerelee abil antennisisend vastuvõtjas võtme allavajutamise kestel. Peale pool-duplekstöö eraldatakse veel duplekstööd, mida teostatakse kahe vastasjaama vahel kahel teineteisest erineval saatesagedusel. Sel juhul kasutatakse kas ühist või saatjale ja vastuvõtjale eraldi kahte antenni. Vastuvõtja plokeerimisohu vältimiseks oma saatja poolt paigutatakse vastuvõtja sisendisse oma saatesagedusele häälestatud terava eraldusvõimega ribatõkestusfilter.

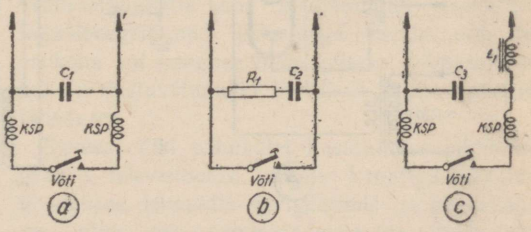
Saatesageduse triivimise põhjuseks tastimisel on toitepingete kõikumine tingituna koormuse vahelduvast muutumisest. Võiks arvata, et koormuste muutumine väheneb, kui tastimist sooritada väikseima võimsusega, s. o. ostsillaatorastmes. Pealegi lihtsustub ostsillaatori tastimisega ühtlasi ka poolduplekstöö. Kuid vaatamata sellele pole ostsillaatori tastimine siiski soovitav suure sageduse triivimise tõttu. Normaalseks tastimiskohaks saatjas on kas üks vahepealne või lõppvõimendusaste. Arvestades kõrgemaid toitepingeid ja suuremaid voolusid, teostatakse võimendusastmete tastimist enamikel juhtudel releede kaudu. Sellega mitte üksi säästetakse võtmekontakte, vaid, mis on veelgi tähtsam, kõrvaldatakse operaatori töölaualt kõrgepinge puute oht.

Põhimõtteliselt tastitakse kahel viisil, kas toitevõimsuse vahetu lülitamise-katkestamise või võimenduslampide alalise võre-eelpinge muutmise teel. Kuid viimase tastimisviisiga kaasneb tavaliselt suuremal või väiksemal määral järellaine ilmumine, mis tekib sel põhjusel, et tastimispausidel lülitatava alalise eelpinge väärtus pole küllaldane võimendusastmete anoodvoolu ja ühtlasi lõppastme väljandi täielikuks allaviimiseks — lukustamiseks. Tulemuseks on, et signaal väljub antennist ruumi ka signaalide pausidel, mis avaldub vastuvõtupunktis pigem signaali nõrgenemisena ja tugevnemisena kui tekkimisena ja katkemisena. Säärane järellaineline saade võib kujuneda vastuvõtukohas loetamatuks siis, kui järellaine on suhteliselt tugev ja kui laine levimisomadused on eriti soodsad. Peale selle võib järellaine tekkida veel tastitava astme või sellele järgnevate võimendusastmete puuduliku neutraliseerimise tagajärjel ja kõrvaliste sidestuste kaudu, mispuhul saatevõimsus kandub antenni väljaspool võtmekontrolli. Kohaseks eelpingega tastimiseks tuleb pidada säärast tastimisrežiimi, millel lõpplambi anoodvool ei katke täielikult signaalipausidel, vaid näitab jääki umbes 5% normaalväärtusest. Sel teel kaob praktiliselt järellaine, kuid ühtlasi kaovad ka võtmehäired.

25 — 2. TASTIMISLÜLITUSI.

a) Sädemefiltrid. Voolu katkestamisel tekib toitevooluringi induktiivsusest tingituna võtmekontaktide vahel alati säde ja see põhjustab vooluringis võnkumise, mis kutsub esile väljandi moduleerimise või kiirgub vahetult ruumi. Esimesel juhul on saatesignaalid häiritud korrespondeerivas vastuvõtjas, teisel juhul avalduvad häired iseloomustavate võtmeplaksudena naabruse vastuvõtjates kogu raadiosageduslikul astmikul. Sama nähtus esineb ka releekontaktides voolu katkestamise hetkedel. Lisaks tekkivaile häireile korrodeeruvad kontaktid sädeme mõjul, mis omakorda soodustab veelgi sädeme tekkimist, eriti kestust. Selle pahe vältimiseks lülitatakse võtme või relee vooluringi võimalikult kontaktide lähedale madalläbivus- või summutusfilter (joon. 25 — 1*a* ja *b*). Filtreerimisomadustelt on madalläbivusfilter võimekam, kuigi rahuldavaid tulemusi saavutatakse ka summutusfiltriga, eriti väikeste tastimisvoolude puhul.

b) Viivitusfiltrid. Tastimisvoolu teravikest tekitatavate häirete mahasurumiseks, s. o. teravike ümardamiseks, kasutatakse viivitusfiltreid, mis kujutavad endist samuti madalläbivusfiltrit, kuid



Joon. 25 — 1. Sädeme- ja viivitusfiltreid: *a* — sädemefilter, osad: $KSP = 2{,}5 \ldots 100$ mH, $C_1 = 0{,}001 \ldots 0{,}1$ µF *b* — summutusfilter, osad: $R_1 = 200 \ldots 1000\ \Omega$, $C_2 = 0{,}05 \ldots 0{,}5$ µF, *c* — viivitusfilter koos sädemefiltriga, osad: $KSP = 2{,}5 \ldots 100$ mH, $C_3 = 0{,}05 \ldots 0{,}5$ µF, $L_1 = 1 \ldots 30$ H.

on arvestatud madalale tastimissagedusele. Viivitusfiltri LC väärtused sõltuvad tastitava voolu tugevusest ja kontaktidevahelisest pingest. Kui tastimisvool on nõrk, kuid pinge kõrge, kujuneb L suureks, C väikeseks, näiteks $L = 30$ H,, $C = 0{,}05$ µF, kuid tugeva voolu ja madala pinge puhul muutuvad LC väärtused vastupidisteks, näiteks $L = 1$ H, $C = 0{,}5$ µF.

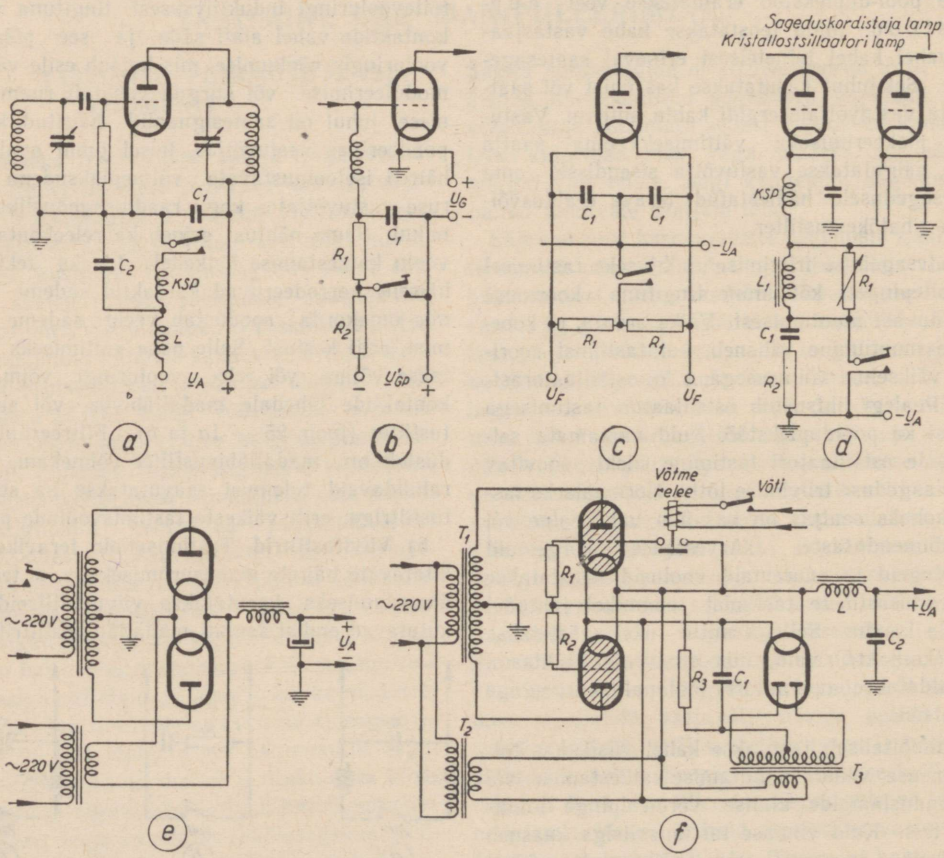
Joonisel 25 — 1*c* on kujutatud viivitusfilter $L_1 C_3$ koos sädemefiltriga.

Väga nõrkade voolude tastimisel, eeskätt võreeelpingete tastimise meetodil, annab küllaldasi tulemusi summutusfilter, mida eespool on käsitletud sädemefiltrina (joon. 25 — 1*b*).

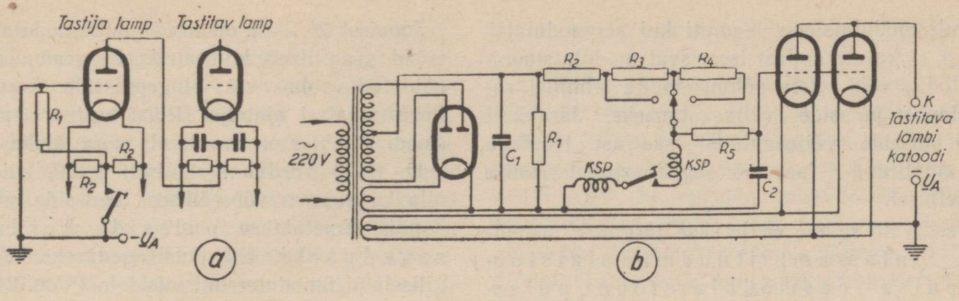
c) Anoodringis tastimine. Anoodringis tastimist (joon. 25 — 2*a*) on võimalik läbi viia igas saatja astmes. Samuti on võimalik tastimist sooritada ka varivõreringis. Tastimiskohaks valitakse toitepinge-allika negatiivne klemm, mis tavaliselt on maandatud. Juhul kui võti asub skeemis signaali pausidel kõrgepinge all, tuleb pidada soovitavaks teostada tastimist relee kaudu, et kaitsta operaatorit ähvardava kõrgepinge ohu vastu.

d) Võre-eelpinge tastimine. Võre-eelpinge tastimist rakendatakse nii juhtvõre- kui ka sulgvõreringis. Selleks suurendatakse võre-eelpinget seevõrra, et ta väärtus ületaks võre ergutuspinge amplituudi, mille juures tastitava astme anoodvool langeb nullile. Võtmekontaktide lühistamisel liigne võre-eelpinge vähendatakse normaalväärtusele. Võtmeringi lülitatavate filtritega, mis võre-eelpinge tastimisel koosnevad harilikult $R_1 C_1$, välditakse võtmehäirete tekkimine (lülitus *b*).

Sama lülitus on kõlblik ka sulgvõre tastimiseks, kui kasutatavas võimsuspentoodis sulgvõre on eraldi välja toodud ja kui ta mõju on küllaldane anoodvoolu täielikuks allaviimiseks. Anoodvoolu vähendamiseks vajatav lisaeelpinge võe-



Joon. 25 — 2. Tastimislülitusi: *a* — anoodringis tastimine, lülituselemendid: $KSP = 2{,}5 \ldots 100$ mH, $L = 1 \ldots 30$ H, C_1, $C_2 = 0{,}001 \ldots 0{,}1$ µF; *b* — võreringi tastimine, lülituselemendid: $R_1 = 0{,}01$ MΩ, $R_2 = 0{,}05$ MΩ, $C_1 = 0{,}1 \ldots 1$ µF; *c* — katoodtastimine, lülituselemendid: $R_1 = 25$ Ω, $C_1 = 0{,}01$ µF; *d* — katoodtastimine üheaegselt 1. ja 2. astmes, lülituselemendid: $L_1 = 5$ H, $R_1 = 0{,}01$ MΩ, $R_2 = 400$ Ω, $C_1 = 0{,}5$ µF; *e* — toitealaldaja tastimine; *f* — anoodpinge tastimine tiratronõgvendajatega, lülituselemendid: R_1, $R_2 = 0{,}025$ MΩ, $R_3 = 0{,}05$ MΩ, $C_1 = 0{,}1 \ldots 0{,}5$ µF, trafo T_3 toitub trafost T_2 madalpingemähise kaudu.



Joon. 25 — 3. Tastimine elektronlambiga: *a* — lihtlülitus, osad: $R_1 = 0{,}25$ MΩ, $R_2 = 25$ Ω; *b* — lülitus alaldajaga, osad: R_1, $R_5 = 0{,}5$ MΩ, R_2, R_3, $R_4 = 5$ MΩ, $C_1 = 2$ µF, $C_2 = 0{,}003$ µF, toitetrafo sekundaarpinge 2×325 V.

takse harilikult pingejagaja kaudu eelpinge toitealaldajast, mille kõrgendatud väärtused tuleb jaama projekteerimisel ette näha.

e) Katoodtastimine. Katoodtastimisel katkestatakse üheaegselt nii anood kui ka võrering (lülitus *c*). Lülituses *d* toimub tastimine üheaegselt ostsillaatori ja sageduspaljundaja (või võimendaja) astmes. Mõlemal juhul on korralike filtrite lülitamine tarvilik.

f) Toitevoolu tastimine. Toitevoolu tastimisega elimineeritakse võtmehäired täielikult, sest alaldaja filtrid tekitavad tastimisvoolu ümardamise. Säärase tastimisviisi juures tuleb alaldaja filtri suurusi isegi piirata, et signaalide viivitus ei kujuneks liiga suureks. Lülituses *e* on toodud lihtne toitealaldaja tastimine toitevooluringis, lülituses *f* toimub tastimine tiratronide abil. Viimasel juhul on tiratronide eelpingestamiseks vajalik eraldi alaldaja, mida toidetakse eraldi trafost. (T_3). Vaadeldavas lülituses toitub eelpinge alaldaja tiratronide küttetrafost (T_2). Sellisel juhul on võtmerelee kasutamine obligatoorne, sest tastimiskontaktid asetsevad kõrge pinge all. Lülitus on eriti otstarbekas suurema võimsusega saatja lõppastme tastimisel.

g) Tastimine elektronlambiga. Tastimine elektronlambiga on täiuslikemaid tastimisviise: võtmehäired välditakse täielikult, tastimine toimub ohutult maandatud võtmega madala pinge all. Sellisel tastimisviisil lülitatakse tastitava lambi katoodringi madala sisetakistusega ja suure anoodvooluga triood või trioodid (näiteks УО-104, 6C4C) mille üldine anoodvool peab vastama tastitava lõppastme anoodvoolule. Ainsaks olulisemaks puuduseks on, et anoodi toitepinge langeb tastivates lampides tekkiva pingelangu võrra (ca 90 ... 100 volti).

Joonisel 25 — 3*a* toodud lülituses katkestatakse tastiva lambi katoodring katoodtastimise põhimõttel, lülituses *b* kasutatakse tastivaile lampidele eraldi võre-eelpinge alaldajat, mispuhul tastimine toimub tastivate lampide võres. Sama lülitus võimaldab ühtlasi ümberlüliti abil muuta tastimissignaalide viivitust vastavalt saatekiirusele.

26. peatükk.

PULSSMODULATSIOON

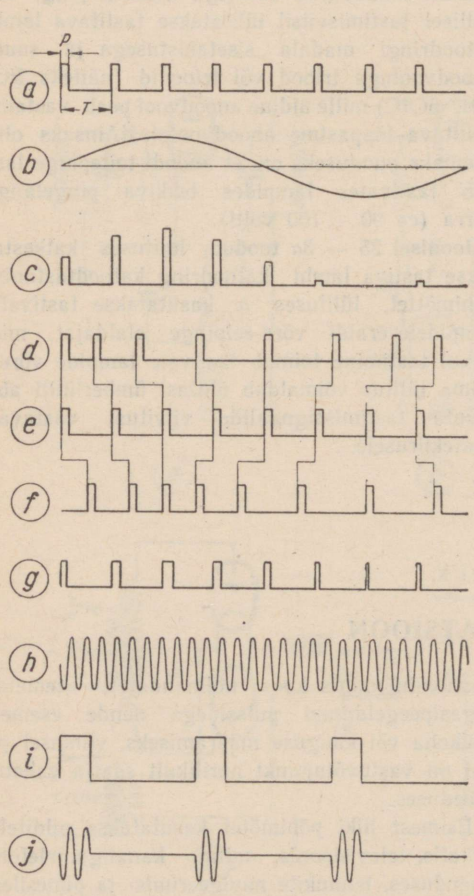
26 — 1. PULSSMODULATSOONI PÕHIMÕTE.

Pulssmoduleerimisel saadab saatja välja tsükliliselt väga lühiajalisi, kuni mikrosekunditesse (s. o. 1/1 000 000 sekundit) ulatuvaid üksikuid pulsse, mida rakendatakse väga paljudeks erinevateks ülesanneteks. Põhimõtteliselt võib pulssmenetlusel toimivaid seadmeid jaotada kahte põhiliiki: 1) seadmed, milledes saatja poolt väljasaadetud pulsside kombinatsiooni kasutatakse eemalasuvais vastuvõtupunktides tajutava kompleksi taaskujundamiseks, ja 2) seadmed, milledes saatja poolt väljasaadetud pulsse kasutatakse vastuvõtupunktis koos kolmandatelt esemetelt tagasipeegeldunud pulssidega nende esemete asukoha või kauguse määramiseks, viimasel juhul on vastuvõtupunkt harilikult saatja vahetus läheduses.

Esimest liiki põhimõtet kasutatakse pilditelegraafis, televisioonis, mitme kanaliga telefoniühenduses, lennukite navigeerimis- ja pimesilennu- ning maandumisseadmeis jne. Teist liiki põhimõtte rakendamisega on välja arendatud täiesti omaette laialdane raadiotehnika ala — raadiolokatsioon, mis sai alguse ioniseeritud õhukihtide kõrguse määramisest, kuid mis tänapäeval haarab loendamatuid kasutusalasid.

Pulssmodulatsioon, samuti kui aegmodulatsioongi, ei kujuta endast iseseisvat modulatsioonimeetodit, vaid teiste põhimeetodite tehnilist rakendamist pulsside väljasaatmiseks. Järelikult võib pulsside väljasaatmist saatjast teostada kas amplituud-, faas- või sagedusmoduleerimise menetlusel.

Vastavalt sellele eritletakse järgmisi menetlusi: pulss-amplituudmodulatsiooni, pulss-faasmodulatsiooni, pulss-sagedusmodulatsiooni ning lisaks neile aegmodulatsioonile sarnanevat pulss-laiusmodulatsiooni. Seejuures pulssmoduleerimist võidakse teostada kahel erineval viisil: kas saadetakse välja rida kindlas järjestuses üksteisele järgnevaid terviklikke voolupulsse või saadetakse välja selliste voolupulssidena kandevlaine vastavad lõigud lainepulssidena.



Joon. 26 — 1. Pulssmodulatsiooni liikide graafiline kujutus: *a* — pulsid, *b* — moduleerimissignaal, *c* — pulss-amplituudmodulatsioon, *d* — pulss-faasmodulatsioon, *e* — moduleerimata pulsid, *f* — pulss-sagedusmodulatsioon, *g* — pulss-laiusmodulatsioon, *h* — kandevlaine, *i* — pulsid, *j* — pulssmoduleeritud kandevlaine.

Joonisel 26 — 1 on need pulssmodulatsiooni viisid graafiliselt kujutatud. Diagrammis *a* on näidatud voolu- või pingepulsside kordumine horisontaalsel ajateljel. Pulsi kestus *p* pulsiperioodi *T* suhtes on harilikult väga lühike. Nende suhe (p/T) võrdub keskmiselt 1:100, kuid võib olla ka suurem või väiksem. Pulsside arvu sekundis nimetatakse pulsside kordumissageduseks ehk pulsisageduseks. Analoogiliselt põhimoduleerimisviisidele (joon. 24 — 1) kujuneb pulssmoduleerimise menetlus joonisel 26 — 1*c*, *d* ja *f* vastavalt pulss-amplituud-, pulss-faas ja pulss-sagedusmodulatsiooniks. Erandi moodustab pulss-laiusmodulatsioon (joon. 26 — — 1*g*), milles moduleerimissignaal moduleeritakse pulsside laiusena ehk kestusena.

Pulssmodulatsiooni menetlusel võidakse saatmiseks kasutada niihästi terviklikke voolupulsse kui ka lainepulsse (*j*), kuid praktilist rakendamist on leidnud peamiselt lainepulsside kasutamine. Viimasel juhul saavutatakse pulssmoduleerimine kas sel teel, et moduleeritud pulsse (*c*, *d*, *f* või *g*) kasutatakse moduleerimata pulsside (*i*) asemel kandevlaine moduleerimiseks või moduleeritakse ühtlased lainepulsid (*j*). Kuigi mõlemad viisid on võimalikud, osutub neist praktiliselt rakendatavamaks esimene.

Igal loetletud pulssmoduleerimise viisil on oma iseloomustavad tehnilised omadused, milledele vastavalt nad leiavad rakendamist. Nii näiteks kasutatakse pulss-faasmodulatsiooni neil juhtudel, kui on tarvis eraldada pulsse üksteisest väikeste faasinihete järgi (sest faasideviatsioon saab ulatuda maksimaalselt kuni ühe terviktsüklini, s. o. 360°), pulss-sagedusmodulatsiooni — kui on tegemist suuremate sageduslike erinevustega, pulss-laiusmodulatsiooni — ühe saatelaine rakendamisel mitme kanaliga saadeteks (üheaegsed mitmekordsed telegraafi-telefonisaated, ühisel saatelainel televisioonkujutise ja heli saade jne.). Peale selle võimaldab pulssmodulatsioon teostada ühendusepidamist salajaselt, kuna temas liituvad väga paljud muutlikud tegurid, mida pealegi on võimalik teha pidevalt varieeruvaks.

Vastavalt ülekantava kompleksi iseloomule võib pulsside kuju ja vaheldumine kujuneda väga keerukaks. Tavaliselt vahelduvad järjekorras mitut liiki pulsid, mis on tarvilikud ülekantava kompleksi taaskujundamiseks vastuvõtjas. Pulsside täpse kuju, amplituudide väärtuse ja ajalise kujundamise, s. o. faasilise vahekorra säilitamine on tingimata tarvilik nii saatjas kui ka vastuvõtjas, mis esitab pulssmodulatsiooni põhimõttel toimivatele seadmetele ranged nõudmised.

Televisiooniseadmeis on peale kujutise piltpunktide valgustugevusele vastava signaali vaja üle kanda veel raami-, rea-, vahe- ja sünkroniseerimispulsid, mis kõik, omades eri kuju, moduleeritakse kindlas järjestuses saatja kandevlainesse. Mitme kanaliga telefonisaatjate juures jaotatakse kogu moduleeritav sagedusastmik vastavalt kanalite arvule, kusjuures pulsside ülekandmine sarjadena toimub kanalite vahel kindlas ajalises järjestuses. Pulsside sarjade vaheldumissagedus valitakse küllalt kõrge, näiteks 10 000 Hz, et ei tekiks häireid ülekantavas helisagedusspektris. Helipulsside sarjad eraldatakse üksteisest eriliste vahepulssidega, mis on ühtlasi ka sünkroniseerimispulssideks. Ülekantav helisagedus moduleeritakse kanaleis endis tavaliselt pulss-laiusmodulatsiooni põhimõttel, millega säilitatakse saatelaine amplituud püsivana, vältides seega ülekandeprotsessis lisanduvaid amplituudhäireid. Sama menetlust rakendatakse ka moodsamates pilt-telegraafiseadmetes, kusjuures ajaliselt muundatud piltpunktide algul ja lõpul moduleeritakse kandevlainesse lühikesed, ühtlase kestuse ja amplituudiga pulsid.

Raadiolokaatoreis kasutatavate pulsside viimistlus on tavaliselt lihtsam, kuid väga keerukaks muutub neis alg- ja peegeldatud pulsside elektriline analüüs ja tegelik rakendamine kas suuna, kauguse või aja määramiseks.

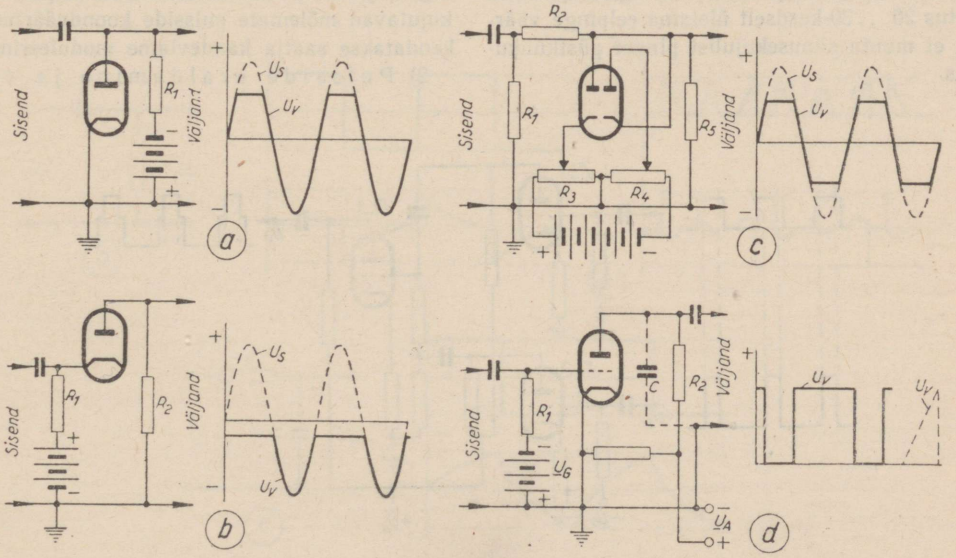
Pulssmoduleerimisel kasutatavad modulaatorid ja moduleeritud võimendajad ei erine palju oma töötamispõhimõttelt ja lülituselt varem käsitletuist, moduleerimise probleem seisab peamiselt vajalike pulsside genereerimises ja nendele sobiva kuju andmises — vormimises.

26 — 2. PULSSTEHNIKA.

Pulsside saatmise ja vastuvõtu tehnika olulisemaid ülesandeid on pulsside genereerimine ja nendele sobiva kuju andmine saatjas ning nende taastamine ja käsitsemine vastuvõtupunktis. Esimesel juhul on tegemist pulsside vormimise ja segustamisega, teisel juhul nende eraldamise ja valikuga. Allpool käsitleme mõningaid sellekohaseid tüüplülitusi, mis oma põhimõttelt sageli on sarnased nii saatjas kui ka vastuvõtjas.

1) P u l s s i d e v o r m i m i n e. Pulssmenetlusel saatmiseks kasutatavad pulsid võivad olla väga mitmesuguse kujuga. Peale siinuselise voolu leiavad kasutamist trapetsitaoline, püstkülikuline, kolmnurkne, saehambakujuline vool ning neist tuletatud liitvoolud. Pulsside generaator koostatakse selliselt, et ta väljand oma üldkujult läheneks rohkem moduleeritava pulsi kujule. Lahkuminekud tasandatakse erilistes vormimislülitustes. Samalaadseid vormimislülitusi rakendatakse ka vastuvõtuseadmeis, kus vastuvõetavast moduleeritud signaalist eraldatakse moduleerimispulsid nende algkujul, ühtlasi elimineerides signaaliga ülekandeprotsessis liitunud häired; vajaduse korral genereeritakse kohapeal pulsside algkuju taastamiseks tarvilikud täienduspulsid. Need vormimislülitused võib jagada kolme rühma: 1) p i i r a m i s l ü l i t u s e d, 2) t e r i t u s l ü l i t u s e d ja 3) s e g u s t u s l ü l i t u s e d.

P i i r a m i s l ü l i t u s t e s lõigatakse maha voolu amplituudid, millega antakse siinuselisele voolule kas trapetsi või püstküliku kuju. Lülitustes kasutatakse nii dioode kui ka trioode, mille



Joon. 26 — 2. Siinusekujulise pinge vormimine trapetsi- või püstkülikukujuliseks pingeks piiramislülituste abil: *a* — rööbitine dioodpiiraja, *b* — järjestikune dioodpiiraja, *c* — kahekordne rööbitine dioodpiiraja, *d* — trioodpiiraja.

lülituse ja töörežiimi valikuga on võimalik muuta tuletatud pulsside polaarsust, amplituudi, kuju ja kestust. Joonisel 26 — 2 on toodud näiteid piirajate lülitustest. Lülituses *a* on rööbitine dioodpiiraja eelpingestatud selliselt, et anoodvool voolab vaid siis, kui sisendpinge U_s positiivse amplituudi väärtus ületab negatiivse eelpinge väärtuse, mis on lülitatud dioodi anoodile takisti R_1 kaudu. Voolu kulgemise ajal diood kujutab lühist sisendpingele, mille tagajärjel väljandpinge U_v omandab positiivses osas trapetsi kuju. Järjestikuse dioodpiiraja lülituses *b* voolab dioodis vool samuti ainult siis, kui sisendpinge amplituud ületab takistusega R_1 järjestikku lülitatud eelpinge väärtuse. Järjestikuse lülitusega tuletatava väljandpinge kuju sarnaneb püstkülikuga rohkem kui rööbitises lülituses. Mõlemas lülituses võib polaarsust muuta, kui vahetada ümber dioodi elektroodid ja eelpingepatarei klemmid.

Lülituses *c* on rakendatud kahekordne diood rööbitise piirajana, kusjuures kummagi dioodi anoodide eelpingestamine on reguleeritav. Kuna kumbki diood käsitab sisendpinge vastasnimelisi amplituude, siis tuletataval väljandpingel on vastavalt sisendpinge amplituudile ja eelpinge väärtusele kas trapetsi või püstküliku kuju.

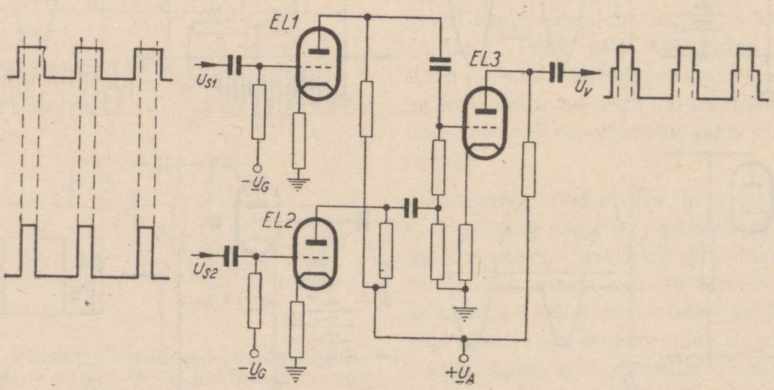
Trioode saab rakendada töösse piirajana niihästi lõikepunkti kui ka küllastuspunkti režiimis või korraga mõlemas. Lõikepunktil töötamisel katkeb anoodvool, kui sisendpinge ületab lõikepunkti väärtuse. Küllastuspunktil töötamisel küllastub anoodvool positiivse sisendpinge tagajärjel ja väljandpinge amplituud muutub lapikuks. Viimasel juhul peab sisendpinge amplituudväärtus 20 ... 30-kordselt ületama eelpinge väärtuse, et muuta siinusekujulist pinget püstkülikuliseks.

Lülituses *d* tunnusjoone keskelt eelpingestatud trioodile antakse kõrge siinuseline sisendpinge. Kuna anoodvool voolab ainult positiivsete pooltsükliosade vältel, millistel ta ühtlasi küllastub, on väljandpingel ilmne püstküliku kuju.

Piiramislülitusi saab kasutada ühtlasi ka muukujuliste pulsside genereerimiseks ning ebasoovitavate voolukujude teritamiseks. Kui lülituses *d* triood eelpingestada üle lõikepunkti ning anoodi ja maanduse vahele lülitada kondensaator *C*, tekitab võrele antav püstkülikuline positiivne pingepulss anoodringis saehambataolise voolupulsi. Pulsside vaheajal on negatiivse võrepinge tõttu anoodvool katkenud ja siis kondensaator laadub aeglaselt anoodtakisti R_2 kaudu. Järsu esiküljega positiivse võrepulsi ilmumisel tekib kondensaatori laadimispinge arvel järsk anoodvoolu voolamine, millega koos langeb järsult ka väljandpinge. Kui eelpinget vähendada nullisele väärtusele ja võrele rakendada negatiivsed pingepulsid, võtab anoodvool kolmnurksete voolupulsside kuju. Sel puhul voolab anoodvool võrepulsside vaheaegadel, kuid negatiivsete võrepulsside vältel eelpingestatakse lamp üle lõikepunkti väärtuse ning anoodvool katkeb. Kondensaatori *C* laadimine-tühjenemine tekitab viivituse anoodvoolu järskudes muutustes, mille tagajärjel väljandpinge võtab võrdhaarse kolmnurga kuju.

Erinevate pulsside liitmiseks kasutatakse saatjates erilisi segustuslülitusi, millest näide on toodud joonisel 26 — 3. Lülitus koosneb kolmest lambist, millest EL1 ja EL2 toimivad eri amplituudidega ja eri kestusega (baasidega) pulsside võimendajatena, EL3 — võimendatud pulsside segustajana. Väljandis saadavad liitpulsid, mis kujutavad mõlemate pulsside koondväärtust, rakendatakse saatja kandevlaine moduleerimiseks.

2) Pulsside eraldamine ja valik.



Joon. 26 — 3. Pulsside segustuslülitus. Vasakul — sisendpulsid U_{s1} ja U_{s2}, paremal — väljand-liitpulsid.

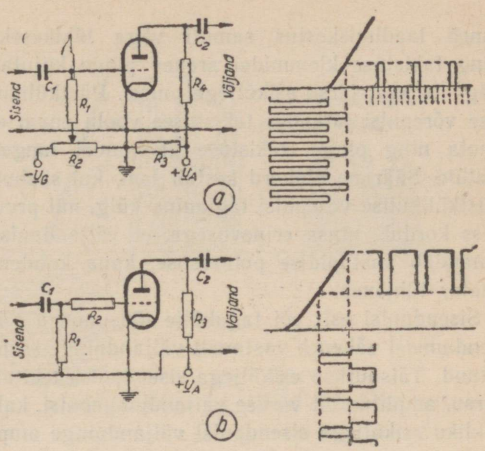
Pulsside eraldamist ja valikut kasutatakse pulssmoduleeritud signaalide vastuvõtul selleks, et rakendada saatjas kandevlainesse moduleeritud eri liiki pulsid vastavalt oma ülesandele. Vastuvõtul eraldatakse pulsse nende polaarsuse, amplituudi, kuju ja kestuse järgi, s. o. samadel põhimõtetel, millistel nad saatjas vormiti ja segustati.

Diooderaldaja sarnaneb lülituselt dioodpiirajaga (joon. 26 — 2*a*, *b*, *c*), ainsa vahega, et toime on vastupidine. Polaarsuse valik põhineb dioodi ühesuunalisel juhtivusel, mida arvestades lülitatakse diood selliselt, et ta laseks läbi vajaduse järgi kas positiivsed või negatiivsed pulsid.

Pulsside eraldamiseks amplituudi järgi diood eelpingestatakse nii, et läbi pääsevad ainult need pinged, mille amplituud ületab alalise võre-eelpinge väärtuse.

Samu põhimõtteid rakendatakse ka trioodide kasutamisel pulsside eraldajatena amplituudi järgi, mille näitlikke lülitusi on toodud joonisel 26 — 4. Lülituses *a* on võre normaalselt eelpingestatud üle lõikepunkti väärtuse. Eelpinge väärtust ületava võrepinge amplituudi kestel voolab anoodvool, millele vastavalt ilmneb eraldatav pulss ka väljandpinges. Negatiivne pooltsükkel ning madalama pingega pulsid väljandis ei avaldu.

Lülituses *b* toimib triood pulsside eraldajana amplituudi järgi anoodvoolu küllastuse põhimõttel. Positiivsete võrepingete puhul anoodvool küllastub, kuid koos sellega suurenev võrevool tekitab võretakistustes lisa-võre-eelpinge, millega piiratakse anoodvoolu tõus püsivale tasemele, olenemata võrepinge väärtusest. Kuna see lülitus

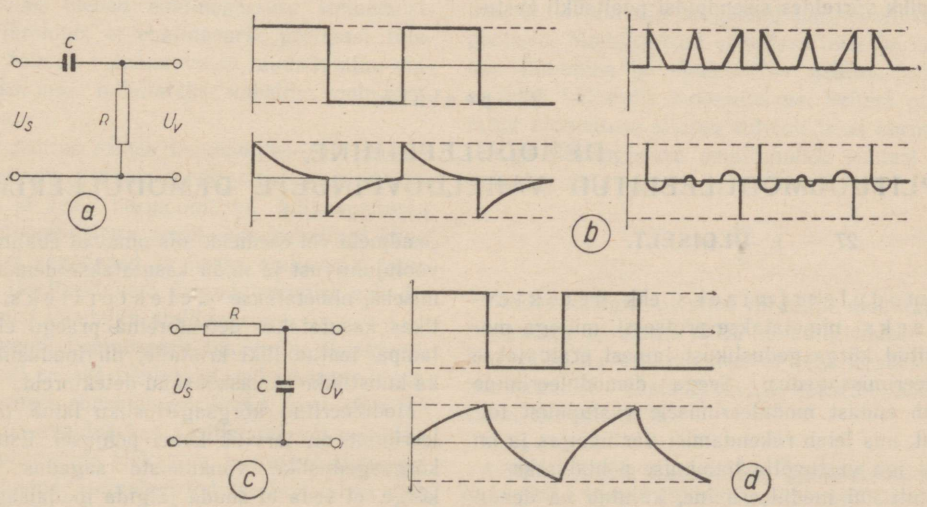


Joon. 26 — 4. Pulsside eraldamislülitus: *a* — negatiivse võre-eelpingega amplituudieraldaja, osad: $C_1 = 0{,}1$ µF, $C_2 = 0{,}5$ µF, $R_1 = 1$ MΩ, $R_2 = 2000$ Ω, $R_3 = 50$ kΩ, $R_4 = 25$ kΩ; *b* — positiivse võrega amplituudieraldaja, osad: $C_1 = 0{,}1$ µF, $C_2 = 0{,}5$ µF, R_1, $R_2 = 1$ MΩ, $R = 0{,}1$ MΩ.

laseb läbi ainult negatiivseid pulsse, siis toimib ta ühtlasi ka polaarsuse eraldajana.

Pulsside eraldamist kuju ja kestuse järgi sooritatakse eri lülituste abil, kusjuures eraldamisviise nimetatakse vastavalt elektriliseks diferentseerimis- ja integreerimismenetluseks.

Elektrilise diferentseerimise põhimõte seisab järgmises. Kui püstkülikuline pulss juhtida järjestikuse *C* ja rööbitise *R* filtrisse (joon. 26 — 5*a*, *b*), siis lülitamise hetkel võrdub takistuse klemmidel arenev pinge sisendpingega, kuid kondensaatori laadimisega langeb pinge eksponentselt. Kui filtri *RC* ajakonstant on väike, ku-



Joon. 26 — 5. Pulsside eraldamispõhimõte kuju ja kestuse järgi: *a* — diferentseerimislülitus, *b* — püstkülikulistest ja kolmnurksetest pulssidest tuletatud eralduspulsid, *c* — integreerimislülitus, *d* — püstkülikulistest pulssidest tuletatud eralduspulsid.

juneb laadimiskestus samuti väga lühikeseks ning takistuse klemmidel arenev pinge kujutab väga teravat järsu esiküljega pulssi. Püstkülikulise võrepulsi jätkudes takistuses voolu enam ei voola ning pinge takistuse klemmidel langeb nullile. Säärane olukord kestab seni, kui saabub püstkülikulise võrepulsi tagumine külg, mil protsess kordub, ainsa erinevusega, et väljandpulss omandab vastupidise polaarsuse, kuna kondensaator tühjeneb.

Sisendpulsi esi- või tagakülje tõusunurga vähendamisel väheneb vastavalt väljandpinge amplituud. Täisnurkse esiküljega sisendpulss tekitab järsu, amplituudilt võrdse väljandpingepulsi, kallakliku esiküljega sisendpulsi väljandpinge amplituud on vastavalt väiksem, kuid pulss ise on ajaliselt pikem. Järsu pulsi eraldamiseks peab *RC* ajakonstant olema sisendpulsi pooltsükli vältest tunduvalt lühem, vastasel korral muutub pulss lainekujuliseks. Seega diferentseerimislülitusega antakse sisendpulsi kujule vastav amplituudväärtus ja polaarsus. Joonisel 26 — 5*b* on näidatud, kuidas erinevate kujudega pulssidest eraldatakse neile vastavad väljandpulsid.

Järjestikulisest takistusest ja rööbitisest mahtuvusest koosneva integreerimislülituse (joon. 26 — 5*c*, *d*) toime seisab selles, et väga lühikese ajakonstandi puhul sarnaneb väljandpulsi kuju sisendiga, välja arvatud nõrk ümardumine esiküljel tingituna kondensaatori laadimisest. Väljandpinge amplituud on aga sisendpinge väärtusest tunduvalt väiksem. Suurendades ajakonstanti väärtuseni, mis on võrreldav sisendpulsi pooltsükli kestusega, suureneb väljandi amplituud, kuid ühtlasi muutuvad lamedaks nii pulsi esimene kui ka tagumine külg. Suurendades ajakonstanti selliselt, et ta oleks väga pikk võrreldes sisendpulsi pooltsükli kestusega, on võimalik pulsse kestuse või sageduse järgi üksteisest eraldada: pulsi kestuse pikenemisega suureneb kondensaatorisse laetav võimsus ja koos sellega tõuseb väljandpinge amplituud.

Pulss-tehnika erineb märgatavalt harilikust kõrgsagedustehnikast nii töötamispõhimõttelt kui ka lülituslikult väljaehituselt. Kui harilikes raadioseadmetes on tegemist jätkuvate kõrgsageduslike võnkumistega, siis pulss-põhimõttel toimivais seadmeis käsitatakse vaid üksikuid voolupulsse, mille summaarne kestus üldise tööajaga võrreldes on väga lühike. On arusaadav, et pulss-saate tingimustes töötav saatja võib arendada pulsside väljasaatmise hetkil tunduvalt suuremaid võimsusi kui jätkuva saate puhul tavalistes tingimustes, et säilitada keskmine väljandvõimsus. Normaalselt võrdub lampide töökestus pulss-saatel 0,1 ... 1,0% (võrreldes pulsi perioodiga). Nii näiteks võiks 100-vatise normaalse väljandvõimsusega saatelamp arendada pulss-saatel pulsi momendil 10 ... 100-kilovatist väljandvõimsust. Tavalised saatelambid seesuguseid võimsusi piiratud emissioonvoolude tõttu siiski arendada ei suuda ja seepärast kasutatakse pulss-saatjates erikonstruktsiooniga saatelampe.

Samuti kujunevad pulss-seadmeis erilaadseteks nii lülitusviisid kui ka lülitustes kasutatavad lülituselemendid. See on tingitud vajadusest pulsid üle kanda täiesti moonutusvabalt kõigis ülekandelülides, alates pulsside generaatorist saatja esimestes astmetes ja lõpetades pulsside tegeliku rakendusega vastuvõtja väljandis. Sellised seadmed kujutavad endist väga keerukalt viimistletud agregaatide komplekte, mille lähem käsitelu ei kuulu käesoleva käsiraamatu raamidesse.

27. peatükk.

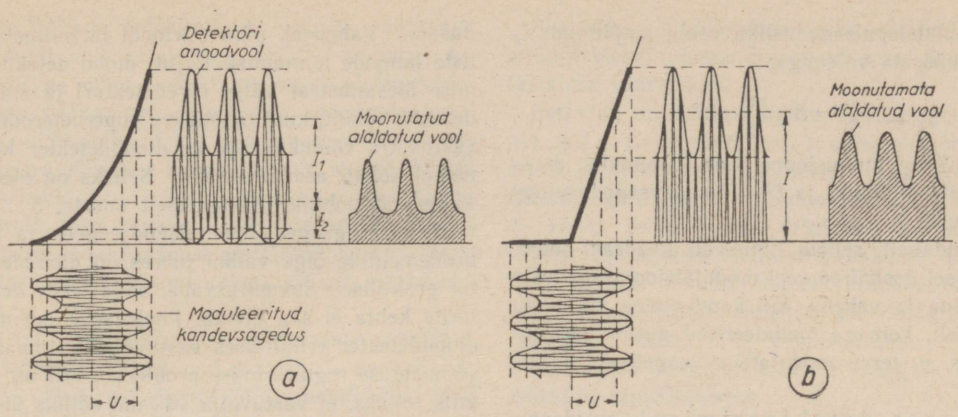
DEMODULEERIMINE. AMPLITUUDMODULEERITUD VAHELDUVPINGETE DEMODULEERIMINE.

27 — 1. ÜLDISELT.

Demoduleerimiseks ehk detekteerimiseks nimetatakse protsessi, millega moduleeritud kõrgsageduslikust lainest eraldatakse moduleerimissagedus. Seega demoduleerimine kujutab endast moduleerimisele vastupidist toimingut, mis leiab rakendamist vastuvõtjas ja on ühtlasi iga vastuvõtja toimimise põhialuseks.

Samuti kui moduleerimine, kujutab ka demoduleerimine endast ebasümmeetrilist protsessi. Demoduleerimine võib toimuda vaid ebalineaarse voolujuhtivuse tingimustes rakenduspinge suhtes. Seadmeid või esemeid, mis omavad ebalineaarset voolujuhtivust ja mida kasutatakse demoduleerimiseks, nimetatakse detektoriteks. Praktikas kasutatakse detektoreina praegu elektronlampe, teatud liiki kristalle, nii looduslikke kui ka kunstlikke ja vaskoksüüd-detektoreid.

Moduleeritud kõrgsagedusliku laine demoduleerimine on tarvilik kahel põhjusel. Esiteks on kõrgsageduslike võnkumiste sagedus niivõrd kõrge, et seda ei suuda jälgida madalsagedusliku võimsuse tegelikud tarbijad nagu peatelefon, valjuhääldaja, releed jne. oma suure liikuva massi ja vastavalt suure inertsi tõttu. Teiseks,



Joon 27 — 1. Moduleeritud laine detekteerimine: *a* — kvadraatselt, *b* — lineaarselt.

kui seesuguseid kõrgsagedusvooludele reageerivaid voolutarbijaid leidukski, ei annaks nad siiski edasi madalsagedusi, millistega on kandevlaine moduleeritud, kuna võnkumiste jäädes sümmeetriliseks võrduvad positiivsed amplituudväärtused igal hetkel nii voolupaisudel kui ka -sõlmedel negatiivsete amplituudväärtustega ning nende üldine väärtus võrdub nulliga. Kui aga muuta moduleeritud laine ebasümmeetriliseks, siis ei tasakaalustu enam positiivsed amplituudid negatiivsetega, vaid nende väärtuste vahe avaldub moduleeritud sagedusena.

Kui rakendada puhas siinuselíne vahelduvpinge ebalineaarse juhtivusega esemele — detektorile, siis tekivad seda eset läbivas voolus moonutused. Matemaatiline analüüs ja tegelikud katsed näitavad, et see moonutatud vool sisaldab peale algsageduse veel rea harmoonilisi sagedusi ja ühtlasi alalisvoolu komponenti, mille omavaheline suhe oleneb ebalineaarsuse iseloomust. Sellest järeldub, et ebalineaarse protsessi tulemusena toimub vahelduvvoolu muundumine alalisvooluks, mida nimetatakse vahelduvvoolu alaldamiseks.

Sama nähtus esineb ka moduleeritud kõrgsagedusvooluga, kusjuures väljandis esinevad algsagedus ja tema harmoonilised, külgsagedused oma harmoonilistega, nende omavahelised kombineeritud sagedused ja lisaks alalisvoolu komponent. Järelikult võib demoduleerimist ehk detekteerimist vaadelda alaldamisena.

Alalisvoolu komponendi ilmnemine detekteerimisel ongi selleks põhjuseks, miks kõrgsagedusvool muutub ebasümmeetriliseks, sest ebasümmeetrilisus avaldub kas positiivsete või negatiivsete amplituudide ülekaalus, vastavalt alalisvoolu komponendi suunale. Moduleeritud lainet võib pärast detekteerimist vaadelda kui üksteisest lahutatud üksikute sümmeetriliste vahelduvvoolude kompleksi, mille endine sümmeetrilisus on rikutud detekteerimisel eraldunud alalisvoolu komponendi tõttu. Moduleerimisel saavutatud sümmeetrilisus oli tarvilik ainult selleks, et modulatsiooni sagedus kõrgsagedusliku lainena üle kanda saatjast vastuvõtjani. Pärast detekteerimist kandevlaine sageduse jäägid ja ta harmoonilised kui mittevajalikud filtreeritakse, samuti kõrvaldatakse deketori väljandist ka alalisvoolu komponent[1]. Järelejäänud modulatsioonisagedust rakendatakse kui kasulikku kas otseselt või otstarbekohaselt võimendatult.

Sõltuvalt detektori omadustest, s. o. missuguse reegli järgi muutub ta juhtivus, eraldatakse kahte liiki detekteerimist: kvadraatset ja lineaarset.

K v a d r a a t - d e t e k t e e r i m i s e l (joon. 27 — 1*a*) lahutatakse detekteerimis-kõverjoonega moduleeritud vool algteguriteks, milledes esinevad alalisvoolu komponent, moduleerimissagedus, tema teine ja kõrgemad harmoonilised sagedused. Moduleeritud sageduse teise harmoonilise ilmumine on ebasoovitav nähtus, kuna ta avaldub väljandis moonutusena. Sellest põhjustatud moonutuse suurus tuletub teise harmoonilise ja põhisageduse amplituudide suhtest moonutustegurina γ_2.

$$\gamma_2 = \frac{m}{4}\ .$$

Moonutustegur γ_2, olles võrdeline modulatsiooniteguriga m, ulatub 100% moduleerimisel 25%. Kui γ_2 hoida 5% piirides, ei tohi kvadraat-detekteerimisel vastuvõetavate lainete modulatsioon ületada 20%.

[1] Tarbe korral kasutatakse kandevlaine sageduse jääke teatud lülitusis, nagu regeneratiivdetektor, positiivse tagasisidena (koossidena) võnkeringi sumbuvuse vähendamiseks, samuti rakendatakse alalisvoolu-komponenti vastuvõtjas automaatseks tundlikkuse reguleerimiseks.

Modulatsioonisagedusliku voolu amplituudi I_F saab määrata valemiga:

$$I_F = S \frac{m^2}{4} U^2,$$

milles S on tunnusjoone tõus tööpunktis, m — modulatsioonitegur ja U — kandevsageduspinge amplituud.

Täiendavalt sellele ilmnevad kvadraat-detekteerimisel lisahäired veel modulatsioonisageduste summana ja vahena, kui kandevlaine on, nagu tavaliselt, korraga moduleeritud mitme sagedusega, s. o. terve modulatsioonisageduste spektriga.

Lineaar-detekteerimisel on ideaalsel juhul (joon. 27 — 1*b*) modulatsioonisagedus moonutustest vaba. Kuigi praktikas ideaalset detektorit ei leidu ning detekteerimise tunnusköver kunagi ei esine puhtakujulise murdjoonena, leidub siiski detektoreid, mille tunnusköver a ülemineku kohalt omab küllaldaselt järsku kõverust, mida suurte detekteeritavate amplituudide puhul ei tule arvestada. Ideaalse lineaar-detektori puhul on demoduleeritud madalsagedusliku voolu amplituud I_F kui U on kandevsageduse amplituud ja m modulatsioonitegur määratud järgmiselt:

$$I_F = S \frac{m}{2} U.$$

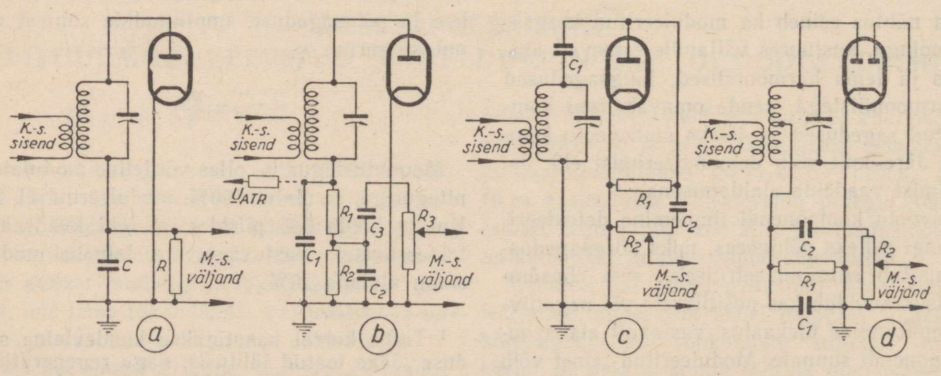
Võrreldes kumbagi detekteerimisviisi nende tundlikkuse järgi selgub, et kvadraat-detekteerimine on märgatavalt tundlikum, sest väljandvool on tema puhul võrdeline sisendpinge ruuduga, lineaar-detekteerimisel aga ainult pinge esimese astmega.

27 — 2. DIOODDETEKTOR.

Dioodetekteerimine on vanimaid detekteerimisviise ja ühtlasi esimene elektronlambi rakendusala. Vahepeal, pärast trioodi ja mitmevõreliste lampide leiutamist, tõrjuti diood detekteerimise ülesannetest välja võredetektori ja anooddetektori poolt, kuid tänapäeval superheterodüünvastuvõtja võidukäiguga on diooddetektor kujunenud kohati asendamatuks. Selleks on olemas kaaluvaid põhjusi. Küllaldaselt suurte, 5 ... 10-voldiste kõrgsageduslike sisendpingete ja lülituselementide õige valiku juures on diooddetektor praktiliselt moonutusvaba, mida teiste detektorite kohta ei saa ütelda. Peale selle lahendab diooddetektor erilülituses vastuvõtja automaatse võimenduse reguleerimise probleemi, mis on tarvilik selleks, et vastuvõtja väljand säiliks ühtlasena, vaatamata vastuvõetavate signaalide erinevale tugevusele ja nende muutumisele vastuvõtu ajal.

Kuid selleks, et diooddetektor toimiks moonutusvabalt, on tarvilik, et ta töötingimused oleksid valitud õigesti, eriti siis, kui vastuvõtjalt nõutakse kõrgekvaliteedilist ülekannet.

Joonisel 27 — 2*a* toodud diooddetektori põhimõttelisest lülitusest nähtub, et häälestatud võnkering, mille klemmidele kandub k.-s.-pinge, asetseb järjestikku dioodiga ja koormusringiga *RC*. Võiks arvata, et siis, kui k.-s.-sisend puudub, võrdub anoodvool nulliga, kuid tegelikult see pole nii, sest osa kuumutatud katoodist väljakiirguvaid elektrone omavad anoodile saabumiseks küllaldast kiirust, vaatamata positiivse pinge puudumisele anoodil. Järelikult voolab dioodi välises vooluringis anoodvool, tekitades koormustakistuse R klemmidel pingelangu selliselt, et anood muutub katoodi suhtes negatiivseks. Selle alalise anoodpinge väärtus sõltub dioodi iseloomustussuurustest ja koormustakistuse R väärtusest ning võrdub keskmiselt —0,5 ... —1 voldiga. Anoodvoolu täielikuks katkestamiseks on tarvis negatiivset anoodpinget tõsta —0,9 ... —1,5 voldini.



Joon. 27 — 2. Diooddetektori lülitusi: *a* — põhimõtteline lülitus; *b* — järjestikune diooddetektori lülitus, osad: R_1 = 0,05 MΩ, R_2 = 0,2 MΩ. R_3 = 1,0 MΩ, C_1, C_2 = 100 pF, C_3 = 0,1 μF; *c* — rööbitine diooddetektori lülitus, osad: R_1 = 0,25 MΩ R_2 = 1 MΩ, C_1 = 100 pF, C_2 — 0,1 μF; *d* — täistee-diooddetektori lülitus, osad: R_1 = 0,25 MΩ, R_2 = 1,0 MΩ, C_1 = 100 pF, C_2 — 0,05 μF.

Kui lülitada detektorile k.-s.-pinge, suureneb vastavalt anoodvool ning ühtlasi suureneb ka negatiivne pinge anoodil. 10-voldise efektiivväärtusega sisendpinge puhul võib anoodpinge ulatuda —12 voldini. Kuna selline negatiivne anoodpinge on võrdeline sisendpingega, siis ta leiabki otstarbekat kasutamist automaatse tundlikkuse kontrolli teostamiseks vastuvõtja eelvõimendusastmetes; detekteerimise otstarbeks on see tekkiv alaline negatiivne anoodpinge tarbetu kõrvalprodukt.

Dioodi koormustakistusega rööbiti lülitatud kondensaator C laeb end positiivsete pooltsüklite osade vältel, mil dioodi läbib anoodvool, ning tühjeneb, kui diood voolu ei juhi, säilitades seega negatiivse anoodpinge ühtlasena. Kui C on küllaldaselt suur, rakendub sisendpinge oma täie amplituudväärtusega dioodile, mistõttu püsiva kandevlaine tingimustes peaks anoodvool katkema. Tegelikult aga positiivsete amplituudide vaheaegadel lahendub kondensaatori C laeng koormustakistuse R kaudu ja seetõttu anoodvool väga lühikeste positiivsete amplituudväärtuste kestel siiski voolab. Mida lühem on dioodi voolujuhtivuse kestus, seda kõrgem on detektori kasutegur η, seda lähem on alaldatud pinge k.-s. amplituudväärtusele; tegelikes tingimustes võrdub alaldatud pinge keskmiselt 70...90% k.-s.-sisendpingest.

Dioodi koormustakistuses R arenev vool kujutab võimsuskadu, mida peab katma häälestatud võnkering. Seda võimsuskadu võib vaadelda kui võimsust, mis hävib võnkeringile rööbiti lülitatud ekvivalentses takistuses ja mis võnkeringi üle kandudes kutsub esile võnkeringi Q vähenemise ja mida seepärast nimetatakse *detektori sisendtakistuseks* R_D. Vastavalt sellele detektori sisendvõimsus

$$P_D = \frac{U_{efks}^2}{R_D} \text{ [W]},$$

milles U_{efks} on k.-s.-efektiivpinge.

Alaldatud pinge vooluringis

$$\underline{U}_D = \sqrt{2}\, U_{efks}\, \eta \text{ [V]},$$

alaldatud vool

$$\underline{I}_D = \frac{\underline{U}_D}{R} = \frac{\sqrt{2}\, U_{efks}\, \eta}{R} \text{ [A]},$$

tarbitav võimsus $P_D = \underline{U}_D \underline{I}_D = \frac{2\, U_{efks}^2\, \eta}{R}$ [W].

Asendame $\frac{U_{efks}^2}{R_D} = \frac{2\, U_{efks}^2\, \eta}{R}$, millest

$$R_D = \frac{R}{2\eta}.$$

Siit selgub, et suure kasuteguri puhul detektori sisendtakistus võrdub ligikaudu poole koormustakistuse väärtusega.

Eeltoodu on kehtiv kõrgete sisendpingete juures, mil a.-v.- on võrdeline, s. o. muutub lineaarselt k.-s.-sisendpingega. Väikeste, alla 1-voldiste sisendpingete puhul juhib diood voolu kogu tsükli vältel, mille juures detekteerimine kandub dioodi tunnusjoone alumisse põlvikusse. Loomulikult lakkab olemast endine võrdelisus sisendpinge ja anoodvoolu ning ühtlasi alaldatud väljandpinge vahel ning detekteerimine muutub kvadraatseks. Ühtlasi väheneb märgatavalt ka detektori sisendtakistus.

Moduleeritud sisendpinge puhul arenevad endisele kandevlaine väärtusele vastavas alaldatud pinges muutused, mis kujutavad kasulikku detekteeritud madalsageduslikku pinget. See pinge vastab kandevlaine modulatsiooniteguriile m, s. o. pingele, millega saatjas oli moduleeritud kandevlaine. Seega areneva madalsagedusliku modulatsioonipinge amplituudväärtus U_m modulatsiooniteguri m juures

$$U_m = \sqrt{2}\, U_{efks}\, \eta m \text{ [V]}$$

ning efektiivväärtus

$$U_{efm} = U_{efks}\, \eta m \text{ [V]}.$$

100% moduleerimisel muutub väljandpinge amplituudväärtus kandevlaine väljandpinge kahekordse ja nullise väärtuse vahel. Arvestades dioodi tunnuskõvera alumist põlvikut, peab k.-s.-sisendpinge olema küllaldaselt suur, et vältida moonutusi suure modulatsiooniteguri juures. Väga madalate sisendpingete puhul, näiteks 0,1 volti ja vähem, mil detekteerimine toimub tunnuskõvera alumises põlvikus, ulatuvad moonutused teisel harmoonilisel sagedusel 25%ni. Kuid selleks, et tagada detektorile kõrged k.-s.-sisendpinged, peab eelnev k.-s.-võimendusaste olema suuteline sääraseid pingeid moonutusvabalt käsitama.

Teiselt poolt vähendatakse moonutuste sisaldust koormustakistuse R väärtuse suurendamisega, millega koos säilitatakse ühtlasena detektori sisendtakistus dioodi dünaamilise tunnusjoone sirgemaks muutumise tagajärjel. Koos R kasvuga tõuseb detekteerimise kasutegur η ja detektori sisendtakistus, mis tähendab kõrgemat eelmise astme võimendust ja selektiivsust.

Tüüpilisteks R väärtusteks on 0,5...0,1 mΩ, keskmise väärtusega 0,25 MΩ, mille juures isegi 2...3-voldiste sisendpingete puhul tekkivad moonutused on lubatavais piirides. Diooddetektori arvutusandmed selguvad dioodi tunnusjoonte sarjast. Tavaliste dioodide juures detekteerimi-

se kasutegurid η ja sisendtakistused R_D. sõltuvalt koormustakistusest R, kujunevad järgmisteks:

R	η	R_D
0,25 MΩ	0,925	135000 Ω
0,1 MΩ	0,89	56000 Ω
0,01 MΩ	0,675	7400 Ω.

Eeltoodust selgub, kuivõrd ebasoodne on rakendada väikest, näiteks 0,01 MΩ koormustakistust diooddetektoris. Selline takistus: 1) koormab tunduvalt eelneva astme võnkeringi, vähendades selle võimendust ja selektiivsust, 2) annab väga väikese detekteerimise kasuteguri ja 3) suurenenud dünaamilise tunnusjoone kõveruse tõttu põhjustab väljandis märgatavat ebalineaarmoonutust.

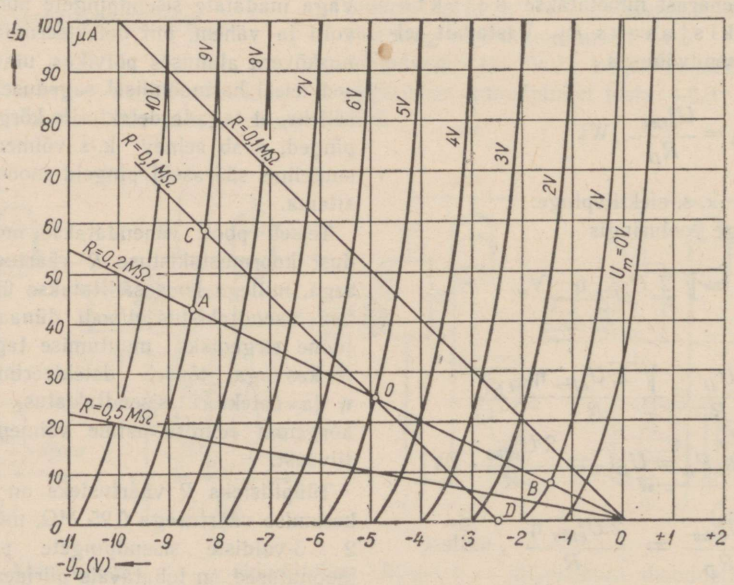
Kristalldioodide rakendamisel detektorina, arvestades nende vastassuunalist voolu, detektori sisendtakistus

$$R_D = \frac{R_{iv} R}{2 R_{iv} + 3 R},$$

milles R_{iv} on kristalldioodi vastassuunaline sisetakistus. Amplituuddetektorina rakendatuna koormab kristalldiood toitvat võnkeringi rohkem kui lampdiood. Seetõttu osutub otstarbekamaks kasutada detektorina suure vastassuunalise sisetakistusega (R_{iv}) dioode, nagu ДГ-Ц3, ДГ-Ц5 ja ДГ-Ц7, tarbe korral lülitades neid võnkeringile autotransformaatoriliselt. Germaaniumdioodide elektrilised parameetrid on toodud tabelis 27 — 1.

Diooddetektori tegelikus lülituses ei saa järgnevat madalsagedusvõimendajat ühendada dioodi koormustakistusele vahetult, sest koormustakistus asetseb ühtlasi alaldatud pinge all. Seepärast detekteeritud m.-s.-pinged juhitakse järgneva lambi võrele sidestuskondensaatori C_3 ja võretakistuse R_3 kaudu (joon. 27 — 2*b*), kusjuures R_3 tavaliselt on ühtlasi tugevusregulaatoriks. Säärane C_3R_3 lülitamine muudab märgatavalt dioodi töörežiimi moduleeritud laine puhul. Nimelt R_3 asetsedes rööbiti koormustakistusega (lülituses *b* ainult rööbiti R_2), kujuneb koormustakistuse üldväärtus vahelduvvoolule R_{vv} väiksemaks, kui ta seda on alalisvoolule R_{av}. Selle tulemusena väheneb moduleeritud signaali detekteerimisel modulatsiooniprotsent, mida detektor on suuteline käsitama moonutusvabalt, vahekorras R_{vv}/R_{av}. See tähendab, et endise modulatsiooniteguri juures moonutuste protsent vastavalt suureneb.

Joonisel 27 — 3 on toodud tüüpilise lampdioodi $I_D - U_D$ tunnusjoonte sari jääva sisendpinge amplituudväärtuse U_m puhul. Kui näiteks sisendpinge kandevsageduse amplituudväärtus $U_0 = 5$ V, siis koormustakistuse $R = 0{,}2$ MΩ puhul eelpingestub dioodi anood, nagu nähtub dioodi tunnussarjalt, katoodi suhtes negatiivselt $U_D \approx -5$ V ning tööpunkt paikneb punkti *0*. Kui sama kandevsagedust moduleerida modulatsiooniteguriga $m = 0{,}8$, siis hakkab eelpinge väärtus kõikuma koormussirgel punktide $A - B$ vahel. Säärane on töökäik ainult seni, kui koormustakistus $R = 0{,}2$ MΩ on jääv suurus. Lülitades aga sellega võrekondensaatori kaudu rööbiti



Joon. 27 — 3. Dioodi $I_D - \underline{I}_D$ tunnusjooni jäävate sisendpinge amplituudväärtuste U_m puhul.

järgneva võimenduslambi võretakisti arvväärtusega $R_G = 0{,}2$ MΩ, kujuneb vahelduvvoolude suhtes koormustakistus nüüd $R' = \frac{RR_G}{R + R_G} =$ $= 0{,}1$ MΩ ning töökäik areneb uuel koormussirgel, mis lõikub endisega punktis *0*, punktide *C* — *D* vahel. Selle tulemusena lõigatakse moduleeritud k.-s.-pinge positiivsed amplituudid punktis *D* maha, mis avaldubki ebalineaarmoonutuste γ_2 tekkimisena. Moonutusvabadeks jäävad sisendpinge amplituudid, mis joonise 27 — 3 kohaselt ei ületa 70%.

Selliste ebalineaarmoonutuste vähendamiseks on olemas kaks võimalust: kas tõsta tunduvalt R_3 suurust, jättes koormustakistuse $R_1 + R_2$ väärtuse endiseks, või vähendada $R_1 + R_2$ suurust, jättes R_3 endiseks. $R_1 + R_2$ väärtuse vähendamine vahelduvvoolu suhtes pole võimalik (sest moonutuste vähendamise huvides piirati ta väärtus 0,25 ... 0,1 MΩ), teisiti on olukord, kui R_2 asendada suure induktiivsusega, keskmiselt 300 ... 500 H paispooliga, jättes R_1 väärtuseks umbes 50 000 oomi. Seda lahendusviisi tuleb pidada eriti otstarbekaks, kuid ta vajab väga kõrgeväärtusliku kalli paispooli valmistamist. Teiselt poolt, kui jätta $R_1 + R_2$ väärtus endiseks, ei saa siiski R_3 suurust tõsta rohkem kui 2-megaoomini järgneva pingevõimenduslambi puhul või 0,5 megaoomini järgneva võimsuslambi korral. Kui valida $R_1 = 0{,}05$ MΩ, $R_2 = 0{,}2$ MΩ, $R_3 = 1$ MΩ, langeb maksimaalselt käsitatav modulatsiooniprotsent detektoris, kuna

$$m_{max} = \frac{R_{vv}}{R_{av}} = \frac{\frac{(R_1 + R_2)\,R_3}{R_1 + R_2 + R_3}}{R_1 + R_2} = 0{,}8, \text{ s. o. } 80\%.$$

Kompromisslahenduseks on lülitada R_3 haruühendina R_1, R_2 ühenduspunkti, nagu on näidatud lülituses *b*. Sel puhul maksimaalselt lubatav modulatsiooniprotsent suureneb:

$$m_{max} = \frac{R_{vv}}{R_{av}} = \frac{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}}{R_1 + R_2} = 0{,}87,$$

s. o. 87%,

mida tuleb pidada rahuldavaks.

Üheks moonutusteta detekteerimise võimaluseks modulatsiooni sügavusega kuni $m = 100\%$ on säilitada $R_{vv} \approx R_{av}$ väärtus sel teel, et valida $R_2 \ll R_1$. Vastav lülitusskeem on toodud joonisel 27 — 4. Skeemi kohaselt valitud lülituselementide arvväärtustest selgub, et maksimaalselt lubatav

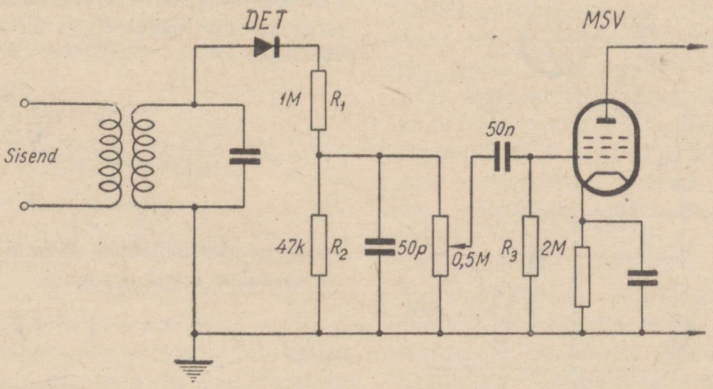
$$m_{max} = \frac{R_{vv}}{R_{av}} = \frac{1 + \frac{0{,}047 \cdot 0{,}4}{0{,}047 + 0{,}4}}{1 + 0{,}047} = 0{,}995 \approx 1{,}0.$$

Kuna aga nüüd kasulik koormustakistus R_2 moodustab vaid väikese osa detektori vooluringi üldisest takistusest, siis vältimatult osutub kasutegur väga väikeseks. Lülituses võib kasutada, samuti kui eelmisteski diooddetektorite lülitustes, lampdioodi asemel germaaniumdioodi.

Teisalt põhjustab vahelduvvoolu koormustakistuse vähenemine moduleeritud signaalide puhul vahelduvvoolu tippväärtuse üldise vähenemise, mis osaliselt kompenseerib moonutuste tekkimise suurenemise.

Rööbiti R_2-ga lülitatakse jääk-kõrgsagedus-pingete filtreerimiseks kondensaator C_2, mille väärtus tuleb valida nii, et ta ebatakistus oleks küllalt väike kõrgsagedusele, kuid küllalt suur kõrgeimatele madalsagedustele. Sobivaks C_2, samuti kui ka C_1 väärtuseks on 100 pF.

Ühtlasi selgub, kuivõrd ohtlik on eelmiste võimenduslampide automaatseks eelpingeks vajatav pinge võtta samalt dioodilt (lülituses 27 — 2*b* märgitud punktiirina ATR), millega märgatavalt väheneks vahelduvvoolu koormustakistus ja tõuseks vastavalt moonutuste protsent.



Joon. 27 — 4. Moonutusvaba diooddetektori lülitus.

Kui on tarvilik, et detektori katood ja võnkering asetseksid maapotentsiaalil, kasutatakse rööbitist diooddetektori lülitust (joon. 27 — 2*c*). Rööbitise lülituse puuduseks on see, et ta koormab häälestatud võnkeringi rohkem kui järjestikune lülitus ning et jääk-kõrgsageduse komponent kandub täielikult üle järgneva võimendus-lambi võreringi, mille allasurumiseks on tarvilik viimistletud madalläbivusfiltri lülitamine detektori väljandi ja m.-s.-võimendusastme sisendi vahele.

Joonisel 27 — 2*d* on toodud täistee-diooddetektori lülitus, milles mõlemad k.-s.-pooltsüklid detekteeritakse. Lülituse oluliseks paremuseks on jääk-kõrgsagedusliku komponendi praktiliselt täielik kompenseerumine dioodi vooluringis, mistõttu langeb ära filtreerimise vajadus väljandis.

Kokku võttes on diooddetektori tundlikkus üldiselt väike, kuid samuti on väike moonutuste protsent. Diooddetektor koormab eelnevat võnkeringi märgatavalt, vähendades võnkeringi *Q*-d, kuid on võimeline käsitama seejuures suhteliselt suuri sisendpingeid, mida teised detektorid ei suuda.

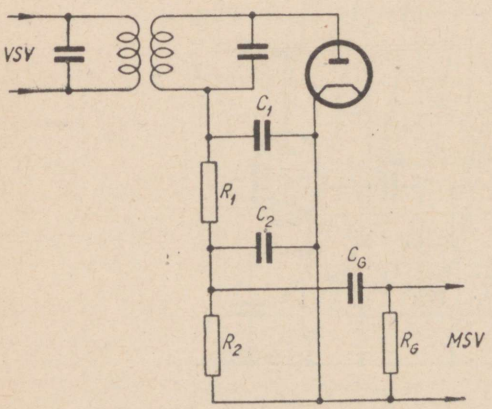
Lisaks omab diooddetektor veel seda eelist, et lihtsal teel võimaldab lahendada ATR pinge saamise probleemi neil puhkudel, kui kasutada on üks ainus diood, nagu näiteks patareidest toidetavas vastuvõtjas.

27 — 3. DIOODDETEKTORI ARVUTUS.

A n t u d: 1) Detektori sisendtakistus R_D, mille moodustab diood koos oma vooluringiga R_1, R_2, C_1, C_2 (joonis 27 — 5), šuntides võnkeringi *LC* ning vähendades ta ekvivalentset takistust. Harilikult valitakse R_D väärtuseks 50 ... 250 kΩ.

2) Madalaim ja kõrgeim ülekantav sagedus f_m ja f_k.

3) Maksimaalne modulatsioonitegur m_{max}, mille ületamisel arenevad detektoris ebalineaarmoonutused.



Joon. 27 — 5. Diooddetektori arvutuse selgitamiseks.

M ä ä r a t a: 1) Koormustakisti R_2 ja filtertakisti R_1 arvväärtused;

2) šuntkondensaatori C_1 ja filterkondensaatori C_2 arvväärtused;

3) järgneva lambi võrekondensaatori C_G ja võretakisti R_G arvväärtused;

4) detektori pingeülekandetegur V_D.

A r v u t u s.

1. Valitakse kasutatava dioodi tüüp.

2. Määratakse detektori vooluringi takistuse $R = R_1 + R_2$ suurus avaldisest

$$R = 2R_D.$$

Tavaliselt valitakse $R = 100 \ldots 500$ kΩ.

3. Määratakse $C = C_1 \approx C_2$ arvväärtus ebalineaarsuse tingimustest tingituna *C* šunteerivast toimest takistusele *R* kõrges sagedusalas, lähtudes m_{max} ja kõrgeimast ülekandesagedusest f_k:

$$C \leqslant \frac{\sqrt{1 - m_{max}^2}}{2\pi f_k' R m_{max}},$$

milles *R* on p. 2. järgi valitud vooluringi takistus ja f_k' — madalsagedusvõimendaja kaudu tegelikult ülekantav kõrgeim kuuldesagedus, s. o. kas põhisagedus või selle 2. harmooniline, kui nad ulatuvad 15 kHz-ni.

Leitud *C* väärtuse järgi määratakse $C_1 \approx C_2 = C$.

Harilikult diooddetektori lülituses kasutatavad *C* väärtused on 50 ... 150 pF.

4. Määratakse järgneva m.-s.-võimendaja lambi R_G ja C_G arvväärtused sõltuvalt f_m.

Esmalt valitakse lampide kataloogi järgi maksimaalselt lubatav R_G väärtus, milleks harilikult on 1 ... 2 MΩ, mille järel arvutatakse C_G:

$$C_G \geq \frac{10}{2\pi f_m R_G}.$$

5. Rööbitise takistuse R_G šunteeriva toime tõttu areneva täiendava ebalineaarmoonutuse vältimise seisukohalt arvutatakse eeldatud m_{max} järgi koormustakisti R_2 ja filtertakisti R_1 arvväärtused:

$$m_{max} = \frac{R_{vv}}{R_{av}} = \frac{R_1 + \dfrac{R_2 R_G}{R_2 + R_G}}{R_1 + R_2} \quad \text{ja}$$

$$R_1 + R_2 = R.$$

Lahendades mõlemad võrrandid R_1 ja R_2 suhtes saadakse arvutusvalemid

$$R_2 = a + \sqrt{a^2 + b} \ [\Omega],$$

milles

$$a = \frac{R(1 - m_{max})}{2}$$

ja

$$b = RR_G\,(1 - m_{max})$$

ning

$$R_1 = R - R_2\ [\Omega].$$

Juhul, kui arvutusega selgub, et $R_2 > R$, siis näitab see, et antud R väärtuse puhul lisamoonutusi ei teki. Selpuhul valitakse $R_1 \approx 0{,}2\ R$.

6. Arvestades seda, et sisendpinge kandevsageduse amplituudi $U_0 \geqslant 3$ V puhul kujuneb eespool määratud töörežiimile (s. o. kui $R \geqslant 0{,}1$ MΩ) vastavalt detektori üldine kasutegur $\eta_D \approx 0{,}9$, määratakse detektori pinge-ülekandetegur:

$$V = \eta_D \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Madalamate sisendpinge U_0 väärtuste puhul langeb moduleeritud kandevsageduse minimaalne amplituud $U_{m\ min} \leqslant 0{,}3$ V ning detektori töökäik siirdub dioodi $i_D - u_D$ tunnusjoonte põlvikutesse; selle tulemusena lineaarne detekteerimine muutub kvadraatseks ning detekteerimisel arenevad tunduvad ebalineaarmoonutused γ_2, mida tuleb vältida.

7. Arvutatakse eeldatud m_{max} ja U_0 tingimustes maksimaalne m.-s.-väljandpinge amplituud:

$$U_m = Vm_{max}\,U_0.$$

27 — 4. DIOODDETEKTORI ARVUTUSNÄIDE

Arvutada diooddetektor järgmiste tingimuste kohaselt: detektori sisendtakistus $R_D = 0{,}1$ MΩ, ülekantav sagedusala $f_m = 50$ Hz, $f_k = 7{,}5$ kHz, kandevsageduse sisendpinge amplituud $U_0 = 3$ V, maksimaalne modulatsioonitegur $m_{max} = 0{,}8$.

Arvutus.

1. Valitakse detektoriks lampdiood 6X6C, millele järgneb m.-s.-võimendajalamp 6Ж3.

2. Määratakse detektori vooluringi takistus $R = R_1 + R_2 = 2R_D = 2 \cdot 0{,}1 = 0{,}2$ MΩ.

3. Määratakse šuntkondensaatorite koondmahtuvus:

$$C = C_1 = C_2 = \frac{\sqrt{1 - m_{max}^2}}{2\pi f_k R m_{max}} =$$

$$= \frac{\sqrt{1 - 0{,}8^2}}{6{,}28 \cdot 7{,}5 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^5 \cdot 0{,}8} =$$

$$= 50 \cdot 10^{-12}\ F = 50\ \text{pF}.$$

4. Valitakse maksimaalselt 6Ж3 lubatav võretakisti arvväärtus $R_G = 1$ MΩ ning arvutatakse võrekondensaator:

$$C_G \geqslant \frac{10}{2\pi f_m R_G} = \frac{10}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 50 \cdot 2 \cdot 10^6} =$$

$$= 0{,}016 \cdot 10^{-6}\ \text{F} = 0{,}016\ \mu\text{F};$$

valitakse lähim standardsuurus 0,02 μF.

5. Arvutatakse R_1 ja R_2 arvväärtused. Esmalt leitakse a ja b:

$$a = \frac{R(1 - m_{max})}{2} = \frac{0{,}2 \cdot 10^6\,(1 - 0{,}8)}{2} = 2 \cdot 10^4;$$

$$b = RR_G(1 - m_{max}) = 0{,}2 \cdot 10^6 \cdot 10^6\,(1 - 0{,}8) =$$

$$= 4 \cdot 10^{10};\ \text{mille järgi}$$

$$R_2 = a + \sqrt{a^2 + b} = 2 \cdot 10^4 + \sqrt{4 \cdot 10^8 + 4 \cdot 10^{10}} =$$

$$= 221 \cdot 10^3\ \Omega.$$

Kuna kontrollarvutusel R_2 kujunes suuremaks kui R, siis tähendab see, et $m_{max} = 0{,}8$ puhul ebalineaarmoonutusi ei teki siis, kui koormustakistuse R_2 väärtus ei ületa 221 kΩ. Seetõttu valime lõplikult filtertakistiks $R_1 = 50$ kΩ ja $R_2 = R - R_1 = 200 - 50 = 150$ kΩ.

6. Arvutatakse detektori pinge-ülekandetegur:

$$V = \eta_D \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0{,}9\,\frac{150}{50 + 150} = 0{,}675.$$

7. Arvutatakse väljandpinge amplituud, kui $U_0 = 3$ V:

$$U_m = Vm_{max}\,U_0 = 0{,}675 \cdot 0{,}8 \cdot 3 = 1{,}62\ \text{V}.$$

Joonisel 27 — 4 kujutatud lülitusskeemi kohaselt koostatud detektori pinge-ülekandetegur

$$V = \eta_D \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0{,}95\,\frac{47}{1000 + 47} = 0{,}0426$$

ning väljandpinge maksimaalne amplituud

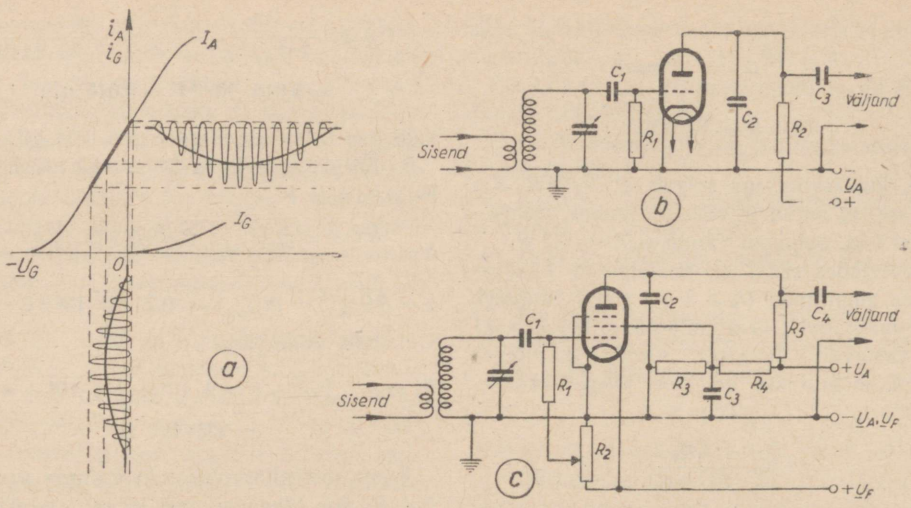
$$U_m = Vm_{max}\,U_0 = 0{,}0426 \cdot 1 \cdot 3 = 0{,}128\ \text{V},$$

mis on üle 10 korra väiksem eespool arvutatud detektori väljandpingest.

27 — 5. VÕREDETEKTOR.

Kui rööbitine diooddetektor sidestada järgneva madalsagedusvõimendaja võimenduslambiga vahetult, siis mõlema lambi sisendringid liituvad ning lõpuks võib mõlemast lambist moodustada ühise lambi, millel on ühine katood ja mille võre on ühtlasi dioodi anoodiks. Sellisel teel tuletatud trioodi toime ei erine põhimõtteliselt kahe eraldi lambi toimest ning vastavas töörežiimis töösse rakendatuna teda nimetataksegi võredetektoriks ehk audioniks.

Võredetektoris (joon. 27 — 6) põhineb detekteerimine võrevoolu tagajärjel võretakistuses R_1 areneval pingelangul, mis kontrollib lambi anoodvoolu muutumist. Põhimõtteliselt toimib võredetektor kvadraat-detektorina, mida iseloomustavad väikesed sisendpinged ja võrevoolu



Joon. 27 — 6. Võredetektor: *a* — töötamise põhimõtte kujutus; *b* — kaudse küttega takistussidestuses võredetektori lülitus; *c* — otsese küttega k.-s.-pentood võredetektorina, osad: R_2 — potentsiomeeter, mille abil reguleeritakse detekteerimiseks õige võre-eelpinge, R_3, R_4 — pingejagaja 0,02 + 0,05 MΩ, mille kaudu antakse varivõrele õige toitepinge, C_2 — kõrgsageduse filterkondensaator 100 ... 300 pF, C_3 — varivõre eralduskondensaator 1 μF.

voolamine praktiliselt kogu tsükli vältel. Võredetektori õigeks töötamiseks valitakse tööpunkt selliselt, et ta langeks ühte võrevoolu algus-punktiga, mil võrevoolu tunnuskõvera kumerus on suurim. Enamikul lampidest asub see punkt nullise või nõrgalt positiivse võre-eelpinge piirkonnas. Selleks lülitatakse kaudse küttega lampidel võretakisti R_1 katoodile (lülitus *b*), otsese küttega lampidel ühendatakse võretakisti negatiivse ja positiivse küttejuhtme vahele lülitatud potentsiomeetri keskpunkti (lülitus *c*). Anoodpinge valitakse sääraselt, et nullise võre-eelpinge juures tööpunkt anoodvoolu-võrepinge tunnusjoonel asetseks sirgjoonelise osa keskel. See tähendab, et võredetektorina vajab lamp tunduvalt madalamat anoodpinget kui võimendajana töötamisel. Anoodpinge vähendamisega suureneb võrevool ja ühtlasi suureneb ka võrevoolu tunnusjoone põlviku järskus, mis on oluline võredetektori tundlikkuse tõstmiseks.

Võredetektori töötamispõhimõte, mis on kujutatud joonisel 27 — 6*a*, sarnaneb diooddetektoriga nõrkade sisendpingete tingimustes. Ilma k.-s.-sisendpingeta võrduvad nii võrevool kui ka pinge võretakistuse klemmidel praktiliselt nulliga. Kui võreringis ilmuvad k.-s.-pinged, siis kanduvad nad võrekondensaatori kaudu detektorlambi võrele, kus nad alaldatakse. Võrekondensaator on dimensioonitud nii, et ta omaks k.-s. suhtes väikest, m.-s. suhtes suurt ebatakistust. Igal üksteisele järgneval positiivsel pooltsüklil kandub võrekondensaatori kaudu võrele uus laeng, mis kestab seni, kuni võrepinge väärtus võrdub k.-s.-pinge amplituudiga. Kuna laengu lahendumine suure võretakistuse kaudu on piiratud, siis muutub võre järk-järgult negatiivsemaks, tööpunkt kandub vastavalt vasemale, alaldatud võrevool väheneb. Selline olukord kestab kogu aeg, kusjuures säilitatakse tasakaal võnkeringist võrele kanduva lisalaengu ja võretakistuse kaudu ärajuhitava laengu vahel. Detektori optimaalseks töötamiseks peavad võrekondensaatori ja võretakistuse väärtused olema õigesti dimensioonitud. See tähendab, nende ajakonstant ühelt poolt peab olema küllaldaselt suur, et k.-s.-pinged pääseksid võrel täielikult mõjule, mis on tarvilik detektori suure kasuteguriga toimimiseks, teiselt poolt ei tohi ajakonstant olla liiga suur võrreldes kõrgeimate modulatsioonisageduste perioodiga, mis on tarvilik nende kandmiseks väljandisse. Praktiliselt valitakse võretakistuse väärtuseks 1 ... 2 MΩ, millele vastavalt kujunevad võrekondensaatori arvväärtused 100 ... 250 pF. Suuremat tundlikkust annavad lambid, millel võrevool on suurem.

Võrekondensaatori optimaalne väärtus maksimaalse väljandpinge saavutamiseks arvutatakse vastavalt kohalikele tingimustele järgmise võrrandi abil:

$$C_G^2 = \frac{\sqrt{2}(R_G + R_{iG})}{(2\pi)^2 f F R_G R_{iG}^2},$$

milles C_G on võrekondensaatori mahtuvus faradites, R_G — võretakistus oomides, R_{iG} — võreringi sisetakistus oomides, f — kõrgsagedus hertsides, F — modulatsioonisagedus hertsides.

Sellest nähtub, et R_{iG} vähendamisel, mis tekib kas k.-s.-pingete suurendamisega või anoodpinge vähendamisega, peab suurenema C_G. Kui näiteks $R_G = 1$ MΩ, $R_{iG} = 0{,}05$ MΩ, $f = 1$ MHz ja keskmine $F = 1$ kHz, siis

$$C_G^2 = \frac{\sqrt{2}\,(10^6 + 5 \cdot 10^4)}{(6{,}28)^2 \cdot 10^6 \cdot 10^3 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^8} \text{ ning}$$

$$C_G = \sqrt{1{,}5 \cdot 10^{-20}} \text{ faradit ehk } 123 \text{ pF.}$$

Võreringis detekteeritud m.-s.-pinged võimendatakse trioodis ja kantakse üle anoodringi koormustakistusse R_2 (lülitus *b*). Jääk-kõrgsageduse filtreerimiseks on filterkondensaatori C_2 lülitamine tarvilik, mille suurus valitakse kompromissina k.-s. ja m.-s. nõuete seisukohalt; sobivaks suuruseks on 100 ... 300 pF. Suurema võimenduse saamiseks võib võredetektorit sidestada järgneva võimendusastmega transformaatoriliselt, eriti siis, kui anoodi toitepinge on piiratud, nagu see on harilikult patareivastuvõtjate juures. Kuid ülekande kvaliteedi seisukohalt pole transformaatoriline sidestusviis võredetektori juures parim moonutuste tõttu, mis tekivad ebatakistuste võreringi tagasikandumise tõttu.

Kuna võredetektor toimib kvadraat-detekteerimise tingimustes võrevoolu tunnuskõvera põlviku järsumas osas, on ta detekteerimistundlikkus väga suur. Pealegi tõuseb tundlikkus veel seetõttu, et triood arendab üheaegselt märgatavat madalsageduse võimendust. Kuid ebalineaarmoonutuste suur sisaldus on võredetekteerimisel paratamatu. Vastavalt k.-s.-pingete suurusele nihkub kogu aeg tööpunkt, millega teatavais piirides automaatselt ühtlustatakse väljandpingete keskväärtus. Teiste sõnadega, võredetektori tundlikkus muutub pöördvõrdeliselt sisendi kandevlaine väärtusega, mille tagajärjel erinevate tugevustega kandevlainete kontrastsus väljandis automaatselt väheneb. Kuid sellist tundlikkuse automaatset reguleerimist tuleb piirata siiski suhteliselt nõrkade sisendpingetega: kõrgete sisendpingete puhul laadub võre seevõrra tugevalt, et võretakistus pole suuteline õigeaegselt laengut maha juhtima ning moonutuste sisaldus võib muuta vastuvõtu täiesti arusaamatuks.

Peale selle võimaldab võredetektor positiivse tagasiside e. koosside rakendamisega vähendada mitte ainult detektorist võnkeringi kandunud ekvivalentset takistust, vaid ühtlasi ka võnkeringi enda kõrgsageduslikku takistust, mille tulemusena vastuvõtu tundlikkus tohutult tõuseb väga lihtsal teel.

Võredetektori tundlikkust saab veelgi tõsta, kui detekteerimiseks kasutatav triood asendada varivõrepentoodiga (lülitus *c*). Kuid, arvestades varivõrelampide väga suurt sisetakistust, pole trafosidestuse rakendamine järgneva võimendusastmega sel juhul teostatav. Küsimusse võib tulla ainult väga suure, 300 ... 500 H induktiivsusega paispoolsidestus, kui anoodpinge säästmine on oluline.

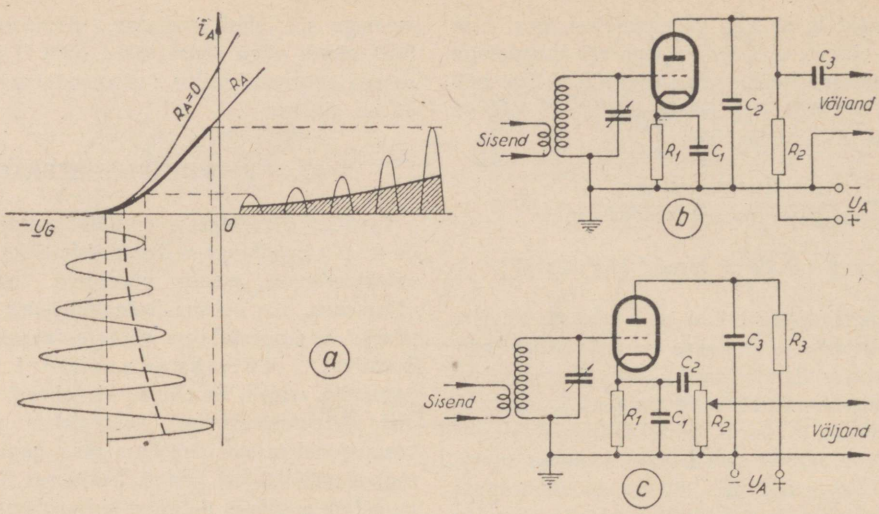
27 — 7. VÕIMSUSDETEKTOR.

Tavaline võredetektor on kõlblik ainult nõrkade k.-s. sisendpingete detekteerimiseks ja kuna detekteerimine areneb võrevoolu tunnusjoone põlvikosas, siis optimaalsete tulemuste saavutamiseks eelpingestatakse võre teatavasti nõrgalt positiivselt. Võimsusdetektori töötamispõhimõte erineb võredetektori toimest sellepoolest, et detekteerimisel kasutatakse võrevoolu tunnusjoont ta sirgjoonelises osas, nagu lineaarsegi diooddetektori juures, kusjuures tunnusjoone põlvik ei mängi detekteerimisprotsessis olulist osa. Sellisel detekteerimisviisil on oluline, et sisendpinged oleksid võimalikult suured, sest detekteerimine areneb ainult sisendpingete positiivsete pooltsüklite vältel, mil voolab võrevool, kuna negatiivsed pooltsüklid ära lõigatakse (joon. 27 — 1*b*). Võimsusdetektori optimaalne töötamispunkt asub ligikaudu anoodvoolu-võrepinge tunnusjoone lõikepunktis, seega on ta negatiivselt eelpingestatud. Selleks valitakse võrekondensaatori ja -takistuse väärtused keskmiselt 100 pF ja 0,25 MΩ. Kuna alaldatud võrepinged on võimsusdetektoris märgatavalt kõrgemad kui harilikus võredetektoris, siis ebalineaarmoonutuste vältimiseks anoodringis tuleb suurendada ühtlasi anoodpinget. Isegi tavaline väikese võimsusega pingevõimendustriood ei osutu piiratud anoodvoolu-võrepinge tunnusjoone sirgjoonelise osa tõttu võimsusdetekteerimisel küllaldaseks. Seepärast kasutatakse võimsusdetektoriks harilikult normaalsete anoodpingetega võimsuspentoode ja -trioode. Suure väljatugevusega kohaliku saatja tingimustes lahendab võimsusdetektor lihtsa ühelambilise vastuvõtja probleemi, kuna ta suudab arendada väljandvõimsust sellises ulatuses, mida nõutakse kohalikult vastuvõtjalt.

Kokku võttes sarnaneb võimsusdetektor pigem lineaar- kui kvadraatdetektoriga. Seepärast on ta iseloomustavamaiks omadusteks suhteliselt väike moonutuste sisaldus väljandis, kuid ühtlasi väike tundlikkus nõrkade signaalide vastuvõtul.

27 — 7. ANOODDETEKTOR.

Anooddetektoris toimub k.-s.-pingete detekteerimine anoodringis. Selleks eelpingestatakse detektorlamp küllaldaselt, et viia tööpunkt anoodvoolu-võrepinge tunnusjoone lõikepunkti (joon. 27 — 7*a*). K.-s. pingete saabumisel võrele mõjutavad anoodvoolu ainult positiivsed pooltsüklid, mille tulemusena kandub anoodvoolu üle üldine



Joon. 27 — 7. Anood- ja katooddetektor: *a* — anooddetektori töötamispõhimõtte kujutus; *b* — anooddetektori lülitus, osad: $R_1 = 0{,}01 \ldots 0{,}1$ MΩ, $R_2 = 0{,}05 \ldots 0{,}25$ MΩ, $C_1 = 1$ µF või rohkem, $C_2 = 250 \ldots 500$ pF, $C_3 = 0{,}1$ µF; *c* — katooddetektori lülitus, osad: $R_1 = 0{,}15$ MΩ, $R_2 = 0{,}25$ MΩ, $R_3 = 0{,}025$ MΩ, $C_1 = 250$ pF, $C_2 = 0{,}1$ µF, $C_3 = 0{,}5$ µF.

modulatsiooni kontuurjoon. Väikeste kandevlaine pingete juures toimub detekteerimine siiski kvadraatselt, kuid küllalt suure anoodringi koormustakistuse puhul sirgub dünaamiline tunnusjoon, mille tagajärjel detekteerimine muutub lineaarseks praktiliselt kõigi sisendpingete suhtes.

Tundlikkuse suhtes asetseb anooddetektor diooddetektori ja võredetektori vahepeal. Kuna detekteerimisel võrevoolu ei teki, siis detektorist häälestatud sisendringi nimetamisväärset koormust tagasi ei kandu, mistõttu võnkeringi Q ja võimendus säilitatakse kõrgena, see tähendab, et nii detektori sisendisse saabuvad pinged kui ka detekteeritud väljandpinged on üldiselt kõrged. Anooddetektor käsitab võrdlemisi suuri sisendpingeid, mille amplituudväärtus võib ulatuda tunnusjoone lõikepunktist nullise eelpingeni; kõrgemad sisendpinged tekitavad võrevoolu, mis pole aga moonutuste vältimise eesmärgil lubatav.

Anooddetektori kasutegur sõltub lambi võimendustegurist, kuna lamp peale detekteerimise arendab ühtlasi ka teatud võimendust. Seepärast osutuvad suure võimendusteguriga trioodid ja varivõrepentoodid sobivamaiks anooddetektoreiks. Tingituna erilistest töötingimustest tõuseb anooddetektori sisetakistus märgatavalt, mis dikteerib järgneva võimendusastmega sidestamiseks takistussidestus-meetodi. Samal põhjusel pole trafosidestus sobiv, paispoolsidestus on rakendatav vaid siis, kui paispooli induktiivsus on küllaldaselt suur.

Joonisel 27 — 7*b* on toodud anooddetektori põhimõtteline lülitus, milles eelpingestamine teostatakse katoodtakistuses R_1 automaatselt; katoodtakistuse suurus neis tingimustes sõltub lambi tüübist ja anoodtakistusest, keskmiseks väärtuseks on trioodidel 0,025 kuni 0,1 megaoomi, k.-s.-pentoodidel 0,01 ... 0,02 megaoomi. Anoodtakistuse väärtus valitakse vastavalt 0,05 kuni 0,25 megaoomi. Jääk-kõrgsageduse filtreerimiseks lülitatakse anoodringi filterkondensaator keskmiselt 250 ... 500 pF. Anooddetektor leiab kasutamist juhtudel, kui on tegemist kõrgete sisendpingetega, näiteks kohaliku saatja vastuvõtjas või suure eelvõimendusega vastuvõtjas, kus tahetakse säilitada võnkeringidelt arendatud suurt selektiivsust.

27 — 8. KATOODDETEKTOR.

Katooddetektor, mille lülitus on toodud joonisel 27 — 7*c*, toimib kombineeritud diood- ja anooddetektorina, evides ühelt poolt suurt sisendpingete käsitatavust madala moonutuste sisaldusega ja teiselt poolt koormamata eelnevat võnkeringi. Selline katooddetektori toimimine põhineb 100% m.-s-vastusidel, mis tekib detektori katoodtakistuses R_1, sest katoodtakistus R_1 asub üheaegselt nii võre- kui ka anoodringis. Katoodtakistus on lahti sidestatud k.-s. suhtes kondensaatoriga C_1, mille väärtus on niivõrd väike, et ta m.-s. mõju ei avalda. Anoodringis asetsev takistus R_3 ja mahtuvus C_3 moodustavad lahtisidestusfiltri nii kõrgsagedusele

kui ka madalsagedusele anoodpinge toiteallika suhtes.

Ilma signaalita on anoodvool väga väike, kuid ta tugevneb sisendpingega võrdeliselt nagu anooddetektori juures. Muutuvast anoodvoolust tingituna arenevad katoodtakistuse klemmidel m.-s.-pinged, mis sidestuskondensaatori C_2 ja tugevusregulaatori R_2 kaudu kantakse väljandisse. Suure katoodtakistuse tõttu suudab detektor käsitada suuri sisendpingeid ilma võrevoolu tekkimiseta. Katooddetektor leiab kasutamist neil juhtudel, kui moonutuste vähendamine omab esmajärgulist tähtsust.

27 — 9. KONTAKTDETEKTORID.

Kontakt- ehk kristalldetektoritena kasutatakse rida looduslikke ja tehislikke (sünteetilisi) kristalle, milles detekteerimisomadused avalduvad ebalineaarses voolujuhtivuses kas kristalli ja metallkontakti või kahe kristalli vahel. Seesuguseid kristalle kasutatakse mitte ainult lihtsamais nn. detektor-vastuvõtuseadmeis, vaid nad on kujunenud asendamatuiks superkõrgsagedus-tehnikas (cm-laineil), kus elektronilised abinõud ei anna enam rahuldavaid tulemusi. Nii kasutatakse kristalldetektoreid vastuvõtjates ja mõõteriistades k.-s.-pingete detekteerimiseks, sagedusmuundamiseks ja muudeks ülesanneteks.

Detekteerimisefekti ilmnemise eelduseks elektrijuhi — metalli ja pooljuhi — kristalli vahel on see, et nende puutekohas tekiks pooljuhi ja temas sisalduvate lisandite iooniline ruumlaeng, mis võimaldab elektronide liikumist ainult ühes suunas. See puutekoha eralduskiht, mis tekib kristalli pinna oksüdeerumisel või muul keemilisel teel, on olulisim lüli detektori toimes, kuna temast oleneb detektori tundlikkus, stabiilsus, konstantsus ja muud omadused. Elektronide voolu läbiminekuks on tarvis, et puutekohas tekiks küllaldane pingelang, mis saavutatakse kontaktpinna vähendamisega ja pooljuhi takistuse tõstmisega. Räni- (siliitsiumi) kristalli juures, mille kontaktimiseks kasutatakse 0,3 mm läbimõõduga lameda koonilise otsaga volframtraati, kujuneb eralduskihi mahtuvus väga väikeseks — 0,2...0,3 pF. Kristalli puutekontakti takistus on keskmiselt 300 oomi.

Peale selle oleneb kontaktdetektori tundlikkus kasutatava kristalli liigist, tema koostise puhtusest, kontakti survest, mis on väga kriitiline, eralduskihi paksusest, mis samuti on kriitiline, ja temperatuurist. Metallkontaktiks kasutatava materjali liigil harilikult ei ole tähtsust, on vaid tarvilik, et see materjal oleks tugev, vetruv, ei korrodeeruks, s. o. et ta säiliks puhtana. Kristalldetektori koostamisel on tarvilik, et kristalli väline üleminekutakistus oleks väike, mida saavutatakse kristalli kittimisega, vastavasse metallalusesse madala sulamistemperatuuriga metallisulami abil.

Peale kristallide kasutatakse kontaktdetektoritena veel miniatuurse ehitusega vaskoksüüd- ja seleensuunajaid, mille paremuseks on suur konstantsus ja tööstabiilsus. Kuid nende suurimaks puuduseks on väike tundlikkus ja suur sisemahtuvus, mis teeb nende kasutamise võimatuks juba harilikel lühilainetel. Peale selle sõltuvad seleensuunaja omadused märgatavalt töötingimustest; seleensuunaja tundlikkus muutub ühtlasi ka töötamise kestusega, mis lülitab ta välja kasutamisest isegi mõõteriistade suunajana.

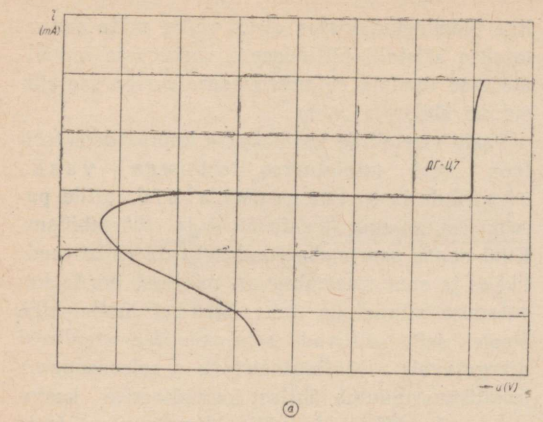
27 — 10. GERMAANIUMDIOODID.

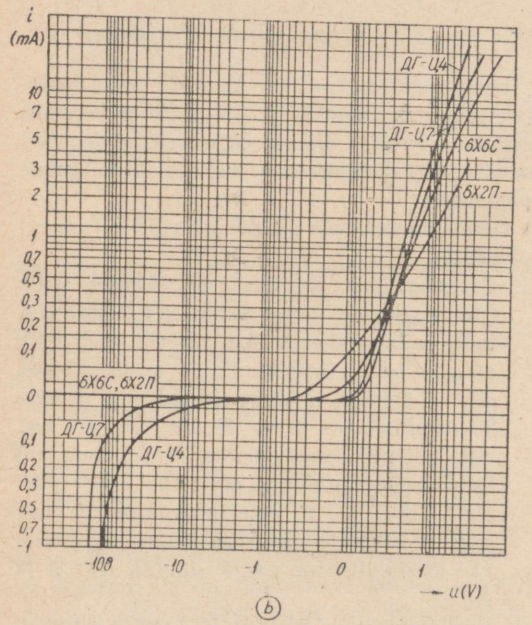
Levinenumaid dioodiks kasutatavaid materjale on germaaniumi kristallid, mille olulisemaks eeliseks võrreldes kõikide teiste materjalidega on nende suur vastupidavus suhteliselt kõrgetele pingetele.

Germaaniumdioode iseloomustavad järgmised omadused.

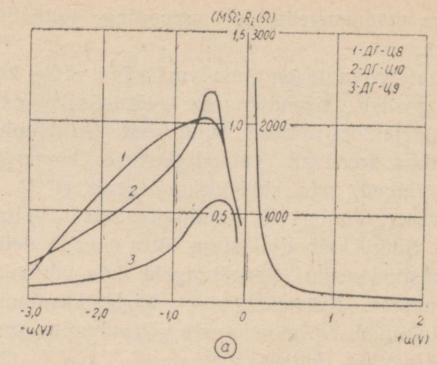
1. Otsesuunaline takistus on väikeste, alla 0,25 V pingete juures suhteliselt suur, ulatudes mitme tuhande oomini, kuid suuremate pingete puhul langeb mõnele sajale oomile, mis on märksa väiksem lampdioodi sisetakistusest (joonis 27 — 8). Seetõttu on nad eriti sobivad kasutamiseks detektorina, kui kandevsageduse pinge amplituud on vähemalt 0,15...0,2 V. Detektoritena on parimad suurt vastassuunalist sisetakistust R_{iv} omavad kristalldioodid, nagu ДГ-Ц3, ДГ-Ц5 ja ДГ-Ц7.
2. Vastassuunaline takistus R_{iv} omab sõltuvalt dioodi tüübist maksimaalset väärtust 0,5... ...2,5 MΩ rakenduspingete juures 0,5... ...60 V.
3. Teatava vastassuunalise rakenduspinge juures, mis harilikult on —75...—200 V piires, muutub germaaniumdioodi sisetakistus algul nulliks ja seejärel negatiivseks (joonis 27 — 8*a*); teatavates tingimustes saab negatiivse takistusega R_i piirkonda kasutada võnkumiste genereerimiseks.
4. Sisemahtuvus on väga väike ja sõltudes tüübist võrdub 0,2...1 pF, mis võimaldabki neid kasutada väga kõrgetel sagedustel.
5. Germaaniumdioodid on mõõdetelt väikesed, mehhaaniliselt vastupidavad, pika, vähemalt 4000-tunnise tööeaga.

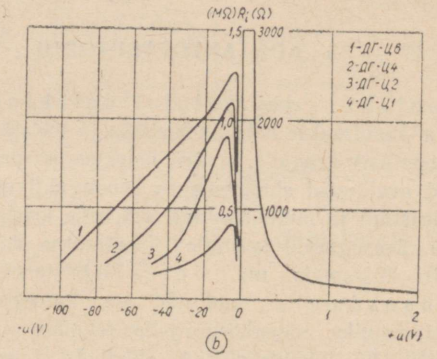
Ainsaks tõsisemaks puuduseks on sisetakistuse vähenemine temperatuuri tõusul, eriti vastassuunaliselt (joon. 27 — 9).

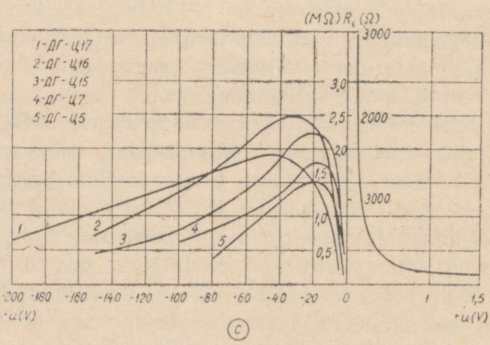




Joon. 27 — 8. Germaaniumdioodide ДГ-Ц4 ja ДГ-Ц7 ning lampdioodide 6Х6С ja 6Х2П $i — u$ tunnusjooni.







Joon. 27 — 9. Germaaniumdioodide otse- ja vastassuunalise takistuse sõltuvus rakenduspingest.

Ülaltoodud omaduste tõttu leiavad germaaniumdioodid laialaulatuslikku kasutamist, millest allpool loetletakse tähtsamad (vastavad skeemid joonisel 27 — 10).

1) Suunajatena võrgutoitega alaldajates. Joonisel *a* on näidatud kahest järjestikku lülitatud pooltsükkelalaldajast moodustatud täistsükkelalaldaja. Rakenduspingete ja koormusvoolude väärtused määratakse kasutatava dioodi parameetrite järgi.

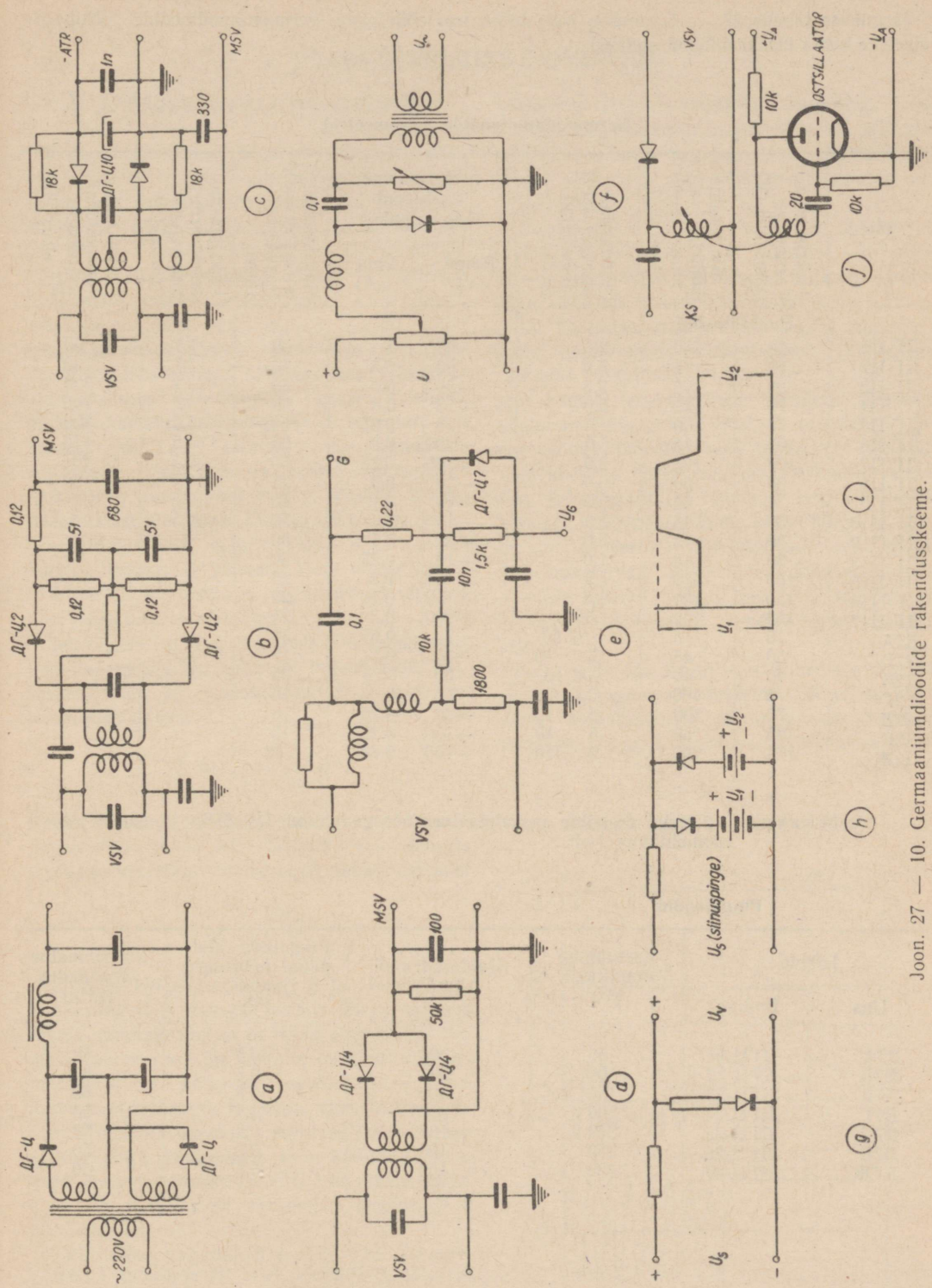
2) K.-s.- ja v.-s.-detektoritena nii AM (amplituudmoduleeritud) kui ka FM (sagedusmoduleeritud) signaalipingete puhul, kusjuures neid saab rakendada sagedusteni kuni 200 MHz.

Joonisel *b* on näidatud piiraja-diskriminaatori lülitus, *c* — suhtedetektori lülitus ja *d* — AM signaalide täistsükli detektor. Eriti soodne on germaaniumdioodide kasutamine suhtedetektoris, sest et väikese sisetakistuse tõttu väheneb müra-pingete tase.

3) Alalispinge komponendi taastajana kineskoobi juhtelektroodi vooluringis, mille lülitus on näidatud joonisel *e*.

4) Madalsageduslike võnkumiste generaatorina, kasutades dioodi negatiivse R_i ala. Generaatori lülitus on kujutatud joonisel *f*.

5) Pingestabilisaatorina-regulaatorina, mille lülitus nähtub jooniselt *g*.



Joon. 27 — 10. Germaaniumdioodide rakendusskeeme.

6) Ristkülikuliste pingepulsside vormijana, mille lülitus on näidatud joonisel *h* ja väljandpinge kuju joonisel *i*.

7) Segustajana UKS supervastuvõtjates. Üks selliseid lülitusi on toodud joonisel *j*, kus sisenev k.-s.-pinge muundatakse kohaliku ostsillaatorsageduse toimel vahesageduseks.

Peale selle kasutatakse germaaniumdioode veel sünkropulsside eraldajana, pingeamplituudi piirajana, hammaspinge generaatorina jms.

Järgnevas tabelis 27 — 1 tuuakse meie tööstuses toodetavate germaaniumdioodide põhiparameetrite kohta üksikasjalikud andmed.

Tabel 27 — 1.

Germaaniumdioodide parameetrid.

Tüübid	Maksimaalne vastupinge amplituud (V)	Minimaalne läbilöögi vastupinge amplituud (V)	Minimaalne otsevool +1 V pinge puhul (mA)	Maksimaalne vastuvool pingete puhul		Maksimaalne alaldatud voolu tippväärtus (mA)	Maksimaalne detekteeritav pinge efektiivväärtus (V)	Minimaalne vastassuunaline sisetakistus $R_{io\ min}$ (kΩ)
				Pinge (V)	Vool (mA)			
Punktdioodid								
ДГ-Ц1	50	60	2,0	—50	1	50	17,7	50
ДГ-Ц2	50	75	5,0	—50	0,5	50	17,7	100
ДГ-Ц3	50	75	2,5	—50	0,1	50	17,7	500
ДГ-Ц4	75	100	5,0	—75	0,8	50	26,5	100
ДГ-Ц5	75	100	2,0	—75	0,25	50	26,5	300
ДГ-Ц6	100	125	5,0	—100	0,8	50	35,5	125
ДГ-Ц7	100	125	2,0	—100	0,25	50	35,5	400
ДГ-Ц8	30	50	10,0	—30	0,5	75	10,5	60
ДГ-Ц9	30	45	10,0	—10	0,1	50	10,5	
ДГ-Ц10	30	45	5,0	—10	0,6	50	10,5	
ДГ-Ц12	30	45	5,0	—10	0,5	50		
ДГ-Ц13	30	45	1,0	—10	0,25	50		
ДГ-Ц15	150	170	1,5	—150	0,8	25		
ДГ-Ц16	150	180	1,5	—150	0,25	25		
ДГ-Ц17	150	220	1,5	—200	0,8	25		
Д2А	10	15	$\leqslant 50$	—7	0,25	50		
Д2Б	30	45	5 . . . 10	—10	0,1	16		
Д2В	40	60	$\leqslant 10$	—30	0,25	25		
Д2Г	75	100	2 . . . 5	—50	0,25	16		
Д2Д	75	100	5 . . . 10	—50	0,25	16		
Д2Е	125	150	5 . . . 10	—100	0,25	16		
Д2Ж	175	200	2 . . . 10	—150	0,25	8		

Märkus: Д2 tüüpi dioodide maksimaalne töösagedus on 150 MHz ja nende läbivusmahtuvus 1 pF.

Pinddioodid

Tüübid		Vastupinge amplituud (V)	Alaldatud vool (mA)	Pingelang alaldatud nimivoolu puhul (V)	Maksimaalne töösagedus (kHz)
Uus	Endine				
Д7А	ДГЦ-21	50	300	0,5	50
Д7Б	ДГЦ-22	100	300	0,5	50
Д7В	ДГЦ-23	150	300	0,5	50
Д7Г	ДГЦ-24	200	300	0,5	50
Д7Д	ДГЦ-25	300	100	0,3	50
Д7Е	ДГЦ-26	350	100	0,3	50
Д7Ж	ДГЦ-27	400	100	0,3	50

28. peatükk.

DETEKTEERIMISE ERIVORMID.

28 — 1. REGENERATIIVDETEKTOR.

Regeneratiivdetektor kujutab endast harilikku võredetektorit, milles rakendatakse positiivset tagasisidet[1] ehk koossidet selleks, et vähendada võnkeringi kõrgsagedustakistust, s. o. tõsta ta Q-d. Erinevalt ostsillaatorist, kus samuti rakendatakse positiivset tagasisidet, esineb regeneratiivdetektor eeskätt võimendajana, milles ergutuspinge saadakse eemalasuvalt saatjalt väljakiirgunud väljaenergiast vastuvõtuantenni kaudu. Regenereerimisega kantakse osa võimendatud võimsusest anoodringist tagasi võreringi, millega kaetakse võreringi kaod suuremal või vähemal määral, vastavalt tagasikanduvale võimsusele. Seejuures on välise ergutuspinge ülesandeks ainult võnkeringis areneva võnkumisprotsessi tüürimine. Kui tagasikanduva võimsuse väärtus teha muudetavaks, s. o. sidestus reguleeritavaks, on võimalik tõsta võnkeringi Q väärtust ja koos sellega ergutuspinge võimendust väga suures ulatuses.

Sellist nähtust võib vaadelda kui lambi sisetakistuse muutumist sõltuvalt tagasisidest. Vastuside puhul, mil sidestustegur oli negatiivne, lambi sisetakistus

$$R_i' = \frac{R_i}{1 - \beta\mu}.$$

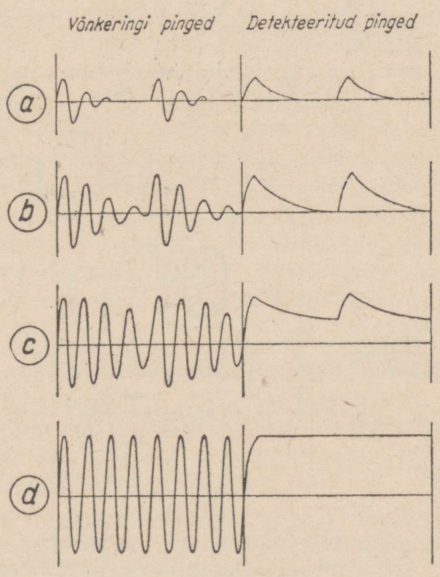
Koossides juures on sisetakistuse muutus arusaadavalt vastupidine, sest tagasikanduv võimsus on faasis võreringi võimsusega[2]. Sellest valemist

$$R_i' = \frac{R_i}{1 + \beta\mu}$$

nähtub, et kui sidestusteguri β ja lambi võimendusteguri μ korrutis võrdub ühega, muutub murru nimetaja nulliks ja lambi sisetakistus lõpmata suureks; kui $\beta\mu$ korrutis on ühest suurem, muutub murru nimetaja negatiivseks ja seega muutub negatiivseks ka lambi sisetakistus. Esimesel juhul on tegemist ergutuspinge täieliku säilitamisega võnkeringis ilma kadudeta, s. o. kord alanud võnkumised jätkuvad katkematult. Teisel juhul kasvavad võnkumiste amplituud ja võnkeringi võimsus lambi ja võnkeringi omadustest ning toitevõimsusest olenevate piirväärtusteni, kusjuures ergutuspinge lakkab kontrollimast võnkumisi ning võimendaja muutub ostsillaatoriks.

Joonisel 28 — 1 on kujutatud võnkumisprotsessi arenemine vastavalt sidestuse väärtusele. Graafikuist nähtub, et nõrga tagasiside puhul katkevad võnkumised võnkeringis koos ergutuspinge katkestamisega, kuid tugeva tagasiside puhul ergutuspinge katkestamisel võnkumised jätkuvad. Sidestuse tõstmisel üle kriitilise piiri kaotab ergutuspinge täielikult kontrolli võnkumiste üle. Sellest järeldub, et moduleeritud signaalide vastuvõtul saab tagasisidet kasutada vaid kriitilise piirini, mil omavõnkumisi veel ei teki. Selline kriitiline tööpunkt arendab maksimaalset võimendust, kuid väga kõrge Q tõttu muutub võnkeringi üliselektiivseks ning mõjub diskrimineerivalt kandevlaine külgsagedustele, mistõttu tekivad tõsised lineaarsed moonutused ülekandes kõrgemate modulatsioonisageduste arvel.

Tagasiside üle kriitilise väärtuse reguleerimisel annab regeneratiivdetektor võimaluse vastu võtta moduleerimata signaale, mis harilikul detekteerimisviisil kanduvad väljandisse ainult



Joon. 28 — 1. Võnkumisprotsessi arenemine regeneratiivdetektoris sõltuvalt sidestustegurist *k*: *a* — võnkumised ilma tagasisideta, *b* — võnkumised nõrga tagasisidega, *c* — võnkumised keskmise tugevusega tagasisidega, *d* — ostsilleerimine ülekriitilise tagasisidega.

[1] Positiivset tagasisidet tuntakse ka reaktsiooni nimetuse all ja regeneratiivdetektoreid nimetatakse ühtlasi ka reaktsioondetektoreiks.

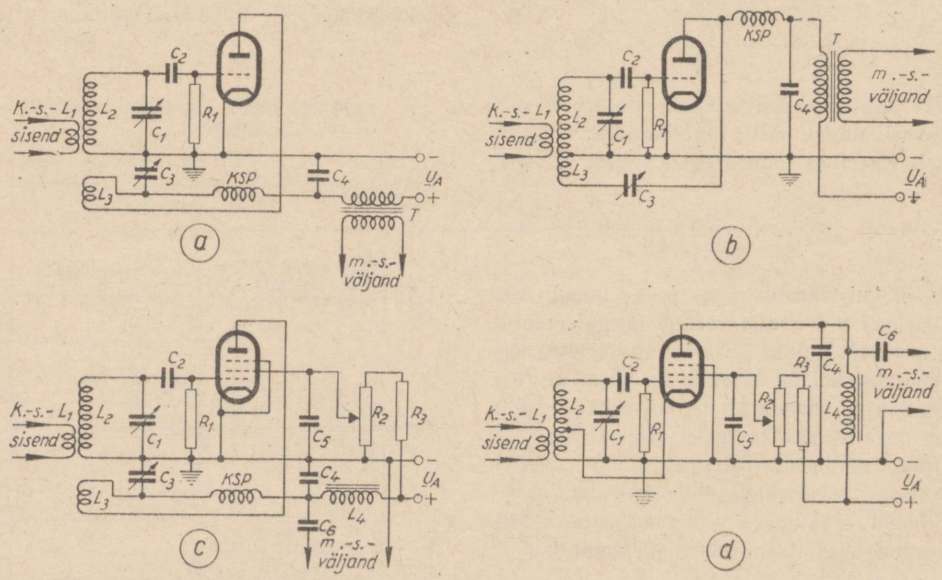
[2] Kuigi valemis sidestustegur β kannab positiivset märki, kujuneb ta arvestustel negatiivseks seetõttu, et lambis vahelduv anoodpinge on vastufaasis võrepingega; pluss- või miinusmärk näitavad ainult faasi, millega on teostatud tagasiside.

alalisvoolu pulssidena ja seega jäävad peatelefonides kuuldamatuks. Kuna ülekriitilise tagasisidega regeneratiivdetektori võnkumissagedus ei allu enam ergutuspinge kontrollile, siis tarvitseb vaid muuta ümberhäälestamisega detektori võnkeringi sagedust selliselt, et mõlemate võnkeringis toimivate pingete, s. o. ergutuspinge ja kohaliku ostsilleerimispinge sageduste vahe võrduks keskmistele helisagedustele — 400... ...2000 Hz. Sel teel kaks erinevat sagedust moduleeruvad detektoris kui ebalineaarses elektronilises seadmes ja samas detekteerides avalduvad väljandis kuuldava helisagedusena, tuikesagedusena.

Eelnevast võiks jääda mulje, et tagasiside kasutamisel pole sugugi oluline, millise kvaliteediga võnkeringi osi, s. o. pooli ja kondensaatorit kasutatakse ja et tagasiside, s. o. negatiivse takistuse suurendamisega võidaks saada suurekaolise pooliga samu tulemusi kui väikesekaolisega. Seejuures ei tohi aga unustada seda, et saavutatav negatiivne takistus kujutab endast mitte üksi tagasiside reguleerimise funktsiooni, vaid sõltub ka signaalipingete amplituudist. Praktiliselt pole võimalik tagasiside väärtust kriitilisel reguleerimisel hoida täiesti ühtlasena: väiksemadki muudatused toitepingetes, temperatuuris jne. muudavad tagasiside kas ülekriitiliseks või alakriitiliseks. Suurekaoliste poolide puhul tuleb suurte k.-s.-takistuste mahasurumiseks kasutada tagasisidet ohtramalt kui väikesekaoliste poolide juures; tugevama tagasisidestuse puhul kannatab aga reguleerimise täpsus. Seega on selge, et madalakaolisus on oluline ka regeneratiivlülituses tagasiside hõlpsama ohjeldamise ja lülituse korrapärasema toimimise huvides.

Madalama sagedusega signaalide vastuvõtul, mil võnkeringi induktiivsus on suhteliselt suur, on võnkumiste amplituudi juurdekasv aeglane. Esiteks sellepärast, et teatava ajaühiku vältel saab tekkida ainult väiksem arv võnkumisi, teiseks, et suur induktiivsus, sarnanedes võnkeringi suure inertsiga, aeglustab võnkumiste amplituudi juurdekasvu. Seega moduleeritud, eriti suurema sagedusega signaalid ei jõua oma mõjutusaja kestel võnkeringis esile kutsuda stabiilset võnkumisrežiimi. Sellega seletubki modulatsioonisageduste märgatav nõrgenemine, mis on eriti tähelepandav kõrgemate modulatsioonisageduste juures. Liigse tagasiside rakendamisel väheneb tunduvalt kõneülekande arusaadavus.

Olukord muutub märgatavalt, kui tagasiside kasutamisega siirduda kõrg- ja ülikõrgsagedusastmikesse. Võrdsel ajaühikul tsirkuleerib võn-



Joon. 28 — 2. Regeneratiivdetektori lülitusi: *a* — järjestikuse tagasisidetoitega mahtuvuslikult reguleeritava tagasisidega detektor, *b* — sama rööbitise toitega, *c* — varivõrepingega reguleeritava tagasisidega detektor, *d* — elektronsidestuses detektor. Üksikosad: L_1 — antenni sidestuspool; L_2 — võnkeringi häälestuspool; L_3 — tagasisidepool, lülituses *d* saavutatakse tagasiside L_2 haruühendusega; C_1 — häälestuskondensaator, C_2 = 100 pF, C_3 — tagasiside regulaatorkondensaator 100 pF, C_4 = 200... ...300 pF, C_5 = 1 µF, C_6 = 0,1 µF; R_1 = 1...3 MΩ, R_2 = 0,05 MΩ, R_3 = = 0,05...0,1 MΩ; *KSP* = 2,5 mH; *T* — madalsagedustrafo, L_4 — m.-s.-paispool 300...500 H; anoodpinge lülituses *a* ja *b* 50 V, lülitustes *c* ja *d* 100...250 V, varivõrel keskmiselt 30 V.

keringis nüüd suhteliselt palju enam võnkumisi ja tänu võnkeringi väikesele induktiivsusele jõuab võnkumiste amplituud stabiilsele töörežiimile tunduvalt varem. Seepärast tagasiside rakendamine kõrg-, eriti aga ülikõrgsagedusil omab väga suurt tähtsust, kuna ta annab suuri võimendusi ja võimaldab paremat heliülekande kvaliteeti.

Kui regeneratiivdetektor ühtlasi on vastuvõtja esimeseks astmeks, on väga oluline õige side valik antenniga. Teatavasti kujutab antenn endast võnkeringi, mis sidestatuna detektori võnkeringiga avaldub viimasele koormusena. Sellest tingituna muutub tagasiside reguleerimine märgatavalt antenniga sidestamisel: sagedustel, millistel antenn häälestub võnkeringiga, tuleb tagasiside väärtust tunduvalt tõsta, et ühtlasi katta ka antenni kaod. Kui tagasisidega genereeritav võimsus detektoris on piiratud, lakkab detektor neil sagedusil üldse ostsilleerimast, mille tulemusena tekivad augud vastuvõetavas sagedusastmikus.

Selleks, et tagasiside reguleerimine oleks pidev ja painduv, mis on ühtlasi esmajärguliseks tingimuseks regeneratiivdetektori käsitamisel, ei tohi antenni side olla liiga tugev. Peale selle põhjustab liiga tugev antenni side võnkeenergia kandumist antenni sellisel määral, mis muutub häirivaks teistele vastuvõtjatele. Paras antenni side on säärane, mis võimaldab normaalset ostsilleerimist üle terve kaetava sagedusastmiku koos paindliku regenereerimise reguleerimisega.

Regeneratiivdetektoris on võimalik rakendada praktiliselt kõiki ostsillaatori lülitusi, eeldusel, et tagasiside oleks painduvalt reguleeritav. Lülitusi võib koostada ühevõrra hästi nii trioodide ja tetroodidega kui ka pentoodidega. Joonisel 28 — 2 on toodud neli regeneratiivdetektori lülitust, mis oma lihtsuse ja töötamiskindluse poolest on enam levinud.

Lülituses *a* on kasutatud detektoriks trioodi, milles tagasiside reguleerimine toimub muudetava kondensaatoriga C_3. Kondensaatori minimaalsel mahtuvusel regenereerimist ei teki, kondensaatori mahtuvuse suurendamisel suureneb pidevalt tagasiside kuni ostsilleerimiseni. Kõik poolid on mähitud ühes suunas, ühisel alusel, üksteisega lähestikku, kusjuures tagasisidepooli L_3 keerdude arv moodustab umbes 10... ...25%, antennipooli L_1 keerdude arv 10...30% häälestuspooli L_2 keerdude arvust. Koosside saavutamiseks on tagasisidepooli mähise polaarsus oluline: ühise mähkimissuuna puhul ühendatakse mähiste välimised otsad vastavalt lambi anoodile ja võrele.

Lülitus *b* on analoogiline lülitusega *a*, vahe seisab ainult anooditoites: lülituses *a* teostatakse toide järjestikku, lülituses *b* — rööbiti tagasisidepooli suhtes. Lülituse *b* paremuseks on, et tagasisidepool asub maapotentsiaalil ja kujutab õieti häälestuspooli pikendust. Kuna aga tagasiside reguleerimiskondensaator C_3 on k.-s.-pingete all, siis tuleb ta rootor «käemõju» vältimiseks välisest regulaatornupust hästi isoleerida.

Lülituses *c* on kasutatud varivõrepentoodi, milles tagasiside reguleerimine toimub varivõre pinge muutmisega potentsiomeetri R_2 abil, millega järjestikku on lülitatud pingelange-takistus R_3. Muis üksikasjus lülitus sarnaneb eelmistega.

Lülitus *d* sarnaneb lülitusega *c*, ainsa vahega, et tagasisidestus teostatakse elektroniliselt häälestuspooli haruühendi kaudu induktiivse kolmpunkt-lülitusena, milles anoodina toimiv varivõre on kondensaatori C_5 kaudu maandatud. Sel puhul pooli tagasisidestuse keerdude arv, mis on haruühendi ja maanduse vahel, kujuneb väiksemaks; keskmiselt 10% häälestuspooli keerdude arvust annab paraja tagasisidestuse.

Regeneratiivdetektor kujutab endast lihtsaimat kuid ühtlasi küllalt võimsat vastuvõtulülitust, mis oskuslikes kätes annab väga häid tulemusi. Selle saavutamise olulisemaks eelduseks on õigesti dimensioonitud ja sobitatud tagasiside. Niisama oluline on oskus tagasisidet maksimaalselt kasutada. Kuna amatöörtöös tuleb vastu võtta nii moduleeritud kui ka moduleerimata signaale, siis on optimaalseks tagasiside reguleerimiseks punkt, kus ostsilleerimine parajasti algab, s. o. ostsilleerimislävi. Selles punktis töötades on peatelefonides kostev kahin kõige tugevam, mis näitab, et vastuvõtja arendab maksimaalset võimendust. Kinnipüütud signaali puhul tuleb käituda vastavalt: moduleeritud signaali puhul tagasisidet vaevalt märgatavalt vähendada, moduleerimata signaali korral samavõrra lisada. Neis tingimustes saavutatavad tulemused on optimaalsed, suuremad kõrvalekaldumised ühele või teisele poole vähendavad vastuvõtu tundlikkust märgatavalt.

28 — 2. SUPERREGENERATIIVDETEKTOR.

Regeneratiivdetektoril piirab kriitiline tagasisidestuse väärtus vastuvõetavate signaalide võimendust, kuna üle selle kriitilise väärtuse minnes tõuseb kohalike võnkumiste amplituud niivõrd suureks, et summutab väga nõrgad väljastpoolt saabuvad signaalid.

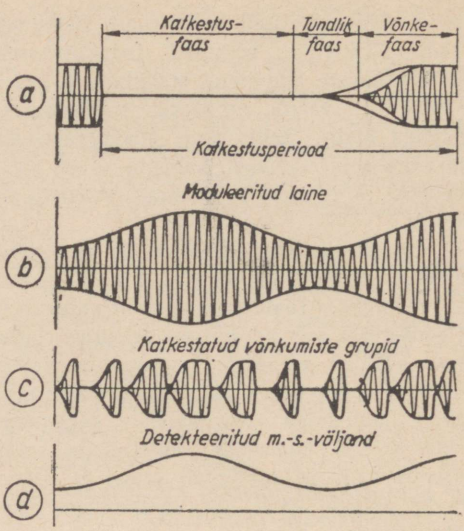
Superregeneratiivdetektoris saadakse säärasest piiramisest üle sel teel, et detektori võnkeringi rakendatakse täiendavalt kohalik vahelduvpinge, mille sagedus on väiksem signaalisagedusest endast, kuid suurem tema modulatsioonisagedusest, keskmiselt 20...200 kHz. Selle katkes-

tus- ehk kustumissageduse sisseviimisega muudetakse võnkeringi k.-s.-takistust tsükliliselt. Kuna ostsilleerimine katkestatakse pidevalt, kasvab regenereerimine väga ulatuslikult ning signaalipinge amplituud tõuseb tohutult.

Katkestusprotsessis võib superregeneratiivdetektoris ühe tsükli vältel eraldada kolme üksteisele järgnevat faasi — katkestatud, tundlikku ja võnkefaasi. Katkestatud faasil võnkumiste amplituud langeb nullini või täpsemalt — võnkeringi alalejäävate alaliste EMJ-ide väärtuseni, mis on tingitud elektronide korrapäratust liikumisest võnkeringi materjalis ja lambis (nn. haavelefekt) ning ülekantud signaalipingetest. Sellele katkestatud faasile järgneb suhteliselt lühike tundlik faas, mille vältel võnkeringis võnkumised tagasiside mõjutusel tõusevad logaritmiliselt ajaga. Tekkinud võnkumiste amplituud areneb kogu aeg võrdeliselt signaalipingega seni, kuni ta ei ole jõudnud maksimaalse piirini, mis on sõltuv lambi konstruktsioonist ja töötingimustest. Arusaadav, et mida suurem on signaalipinge, seda varem saavutavad võnkumised oma maksimumväärtuse, mida nõrgem on signaalipinge, seda rohkem aega võtab see kasvamisprotsess. Võnkumiste maksimumpiirini jõudmisel algab võnkefaas, mis kestab seni, kui nad uuesti katkestatakse, ning võib alata uus tsükkel endises faaside järjekorras.

Kui võrrelda sääraseid üksikuid võnkumiste rühmi graafiliselt (joon. 28 — 3*a*), siis selgub, et nad kõik omavad ühesugust kuju, kuid on üksteise suhtes erinevate ajavahemikkude võrra nihutatud. Nõrgemate signaalide puhul jõuavad võnkumised oma amplituudväärtuseni hiljem kui tugevamate signaalide juures.

Tundliku faasi vältel paisuvad võnkumisamplituudini kõik signaalipinged, mis võnkeringi üle kantakse vaatamata nende tugevusele (joon. 28 — 3*b*). Erandit ei kujuta seegi juhtum, mil signaalipinge on suhteliselt nõrgem võnkeringis endas genereeruvast ja muist häirivpingetest, sest ka neist põhjustatud võnkumised jõuavad amplituudväärtuseni. Vahe seisab ainult selles, et liiga nõrgad signaalipinged ei pääse võnkumistena esile ning vastuvõtja väljandis kostab vaid korrapäratu müra. Kui signaalipinge ületab mürapinge taseme, algab võnkeprotsess enne, kui eelmine võnkumiste rühm on jõudnud kustuda, mille tulemusena müra väljandis kaob. Võnkumiste alguse ettejõudmine ajas on moduleerimise korral võrdeline signaalipinge modulatsiooni amplituudiga. Kuna võnkumisfaasi kestus muutub vastavalt modulatsioonile, siis pärast võnkumiste rühmade alaldamist detekteerimisel on ka väljandi keskväärtus võrdeline modulatsioonipingega. Vastuvõetava moduleeritud signaali tugevus oleneb ainult modulatsiooni sügavusest, kuid sugugi mitte kandevlaine tugevusest. Isegi üsna nõrk signaalipinge on suuteline küllaldaselt summutama häirivpingeid.



Joon. 28 — 3. K.-s.-võnkumiste arenemine superregeneratiivdetektori võnkeringis: *a* — üksikfaaside kujutus katkestusperioodi kestel, *b* — moduleeritud laine, *c* — katkestatud võnkumiste rühmad, *d* — detekteeritud m.-s.-väljand.

Säärase käitumise järgi võib teha superregeneratiivdetektori kohta kolm järeldust:

Esiteks, et igasugune võnkeringi pinge (kas väljast sisse kantud või võnkeringis endas tekkinud, — tugevusele vaatamata) areneb võnkumisfaasi kestel võrdse amplituudväärtuseni, siis rakendatakse superregeneratiivdetektoris maksimaalselt automaatset tundlikkuse reguleerimist (ATR).

Teiseks, et detekteeritud väljand on võrdeline kandevlaine modulatsioonipingega, siis pole superregeneratiivdetektor kõlblik moduleerimata laine, näiteks telegraafisaate vastuvõtmiseks.

Kolmandaks, superregeneratiivdetektori vastuvõtu tundlikkus on tohutult suur, võrdlematu ühegi teist liiki detektoriga. Superregeneratiivdetektorilt saadavad võimendused on fenomenaalsed, sest detektorlamp, toitevõimsusega 1 ... 2 vatti, arendab võimendust umbes $5 \cdot 10^8$ korda, kusjuures võimendus on mõeldud m.-s.-väljand- ja k.-s.-sisendvõimsuste suhtena, 100 MHz sageduse (3 m lainepikkuse) juures toimides. Teiste sõnadega, superregeneratiivdetektor võib arendada täielikku väljandvõimsuse signaalipingetega alla 1 mikrovoldi. Säärane võimendus saavutatakse ühelt ainsalt lambilt.

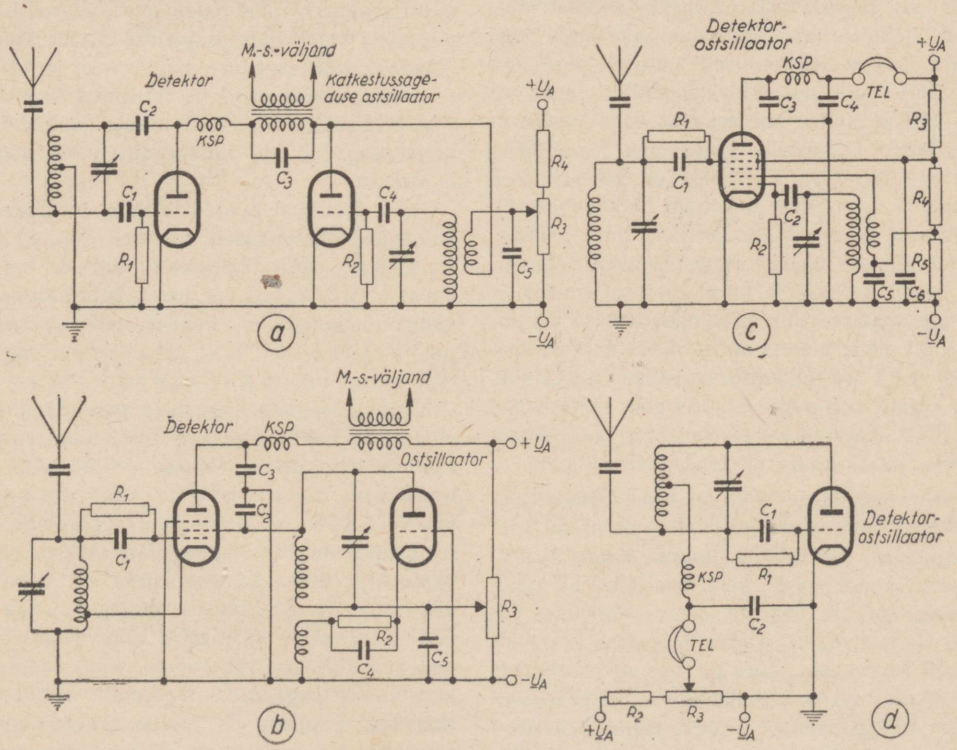
Tuleb lisada, et nii ülikõrge tundlikkus kui ka täiuslik ATR-i toime kooskõlas eeltooduga on kehtiv ainult ülikõrgsageduste kohta. Madala-

mail sagedusil pole nad enam paikapidavad seni, kuni katkestussagedus pole suhteliselt küllalt madal, sest lühiajalise tundliku faasi vältel ei suuda võnkumised enam maksimaalse amplituudväärtuseni tõusta ja seega kõrget võimendust ning head ATR-i anda. Madalamail sagedusil sobiv katkestussagedus peaks olema seevõrra madal, et satuks kuuldepiirkonda, mis loomulikult häiriks vastuvõttu ja pole seega lubatav. Suure tundlikkuse saavutamiseks on oluline õige katkestussageduse ja selle amplituudväärtuse valik. Igale signaalisagedusele vastab optimaalne katkestussagedus, mis näib olevat võrdeline signaalisagedusega. Ühelt poolt on võimendus seda suurem, mida suurem on sageduste vahe, resp. suhe, sest signaali amplituudi arenemiseks maksimaalväärtuseni jätkub rohkem aega tundliku faasi kestel. Kuid teiselt poolt tõuseb ka katkestusaeg, mil võnkeringi takistus sõltub ainult võnkeringi enda Q-st. Optimum ei ole kriitiline, asudes suhete piirides 100 ... 500. 60 MHz sagedusribale sobivaks katkestussageduseks on 150 kHz, 85 MHz sagedusribale — 250 kHz.

Kõigi muude võrdsete tingimuste juures nõuab katkestussageduse kõrgendamine ka katkestussageduse amplituudi suurendamist, mida saavutatakse anoodi toitepinge vastava tõstmisega.

Arvestades seda, et superregeneratiivdetektori võnkeringi Q muutub kogu aeg väga suurtes piirides, ei saa seesugune seade omada head selektiivsust, vaid just ümberpöördult, tema selektiivsus on halb. Selektiivsust on võimalik parandada, kui siinuselise katkestussageduse asemel kasutada püstküliku-kujulist sagedust. Sel puhul on ühe toimimistsükli vältel regenereerimist tarvis ainult niikaua, kui võnkumised on jõudnud maksimumamplituudini. Regenereerimise edasijätkamine mõjub võnkeringile uuesti summutavalt. Kui tekitada regenereerimist järsult ja samuti järsult õigeaegselt katkestada, siis on summutusoht välditud. Kuid tavalistes seadmetes, milles esmajärgulist tähtsust omab lülituse lihtsus, keerukate katkestussageduse pulsside vormimisest harilikult loobutakse.

Lülituslikult kujutab superregeneratiivdetektor kahte seadet: regeneratiivdetektorit ja katkestussageduse ostsillaatorit. Põhimõtteliselt pole oluline, kuidas ühel või teisel juhul genereerimist tekitada. Kuna aga superregeneratiivdetektorit rakendatakse peamiselt ülikõrgsagedusil, siis



Joon. 28 — 4. Superregeneratiivdetektori lülitusi. Lülitustes *a* ja *b* kasutatakse eraldi katkestussageduse ostsillaatorit: lülituses *c* täidab heptood nii kõrg- kui ka katkestussageduse ostsillaatori ülesandeid; lülituses *d* katkestussagedus tekitatakse võrekomplektiga $C_1 R_1$ ja määratakse nende ajakonstandiga. Kõigis lülitustes $R_1 = 2 \ldots 10$ MΩ. $C_1 = 50$ pF, teiste osade suurused olenevad kasutatavast signaalisagedusest.

kõlbavad detektoriks lülitused, mis hästi genereeruvad sellel astmikul. Parimaid neist on ultraaudion. Tunduvalt madalam katkestussagedus lülituse valikul erilisi nõudeid ei esita. Samuti pole oluline, kuidas katkestussagedust regeneraatorisse moduleerida, kõik tuntud moduleerimisviisid on kõlblikud. Eriliseks nõudeks on ainult see, et katkestussageduse amplituudväärtus, s. o. modulatsiooniprotsent oleks reguleeritav optimaalsete tulemuste saavutamiseks.

Joonisel 28 — 4 on toodud rida superregeneratiivdetektori tüüplülitusi. Lülituses *a* kasutatakse detektoris ultraaudion-lülitust, katkestussageduse ostsillaatoris lihtsat tagasiside-lülitust. Anoodpinge on ühine, seda reguleeritakse pingejagaja-potentsiomeetri abil. Lülituses *b* on detektor koostatud elektronsidestuses, katkestussageduse moduleerimine toimub varivõre-toite kaudu, modulatsiooni sügavus on eraldi reguleeritav potentsiomeetri (R_3) abil. Lülituses *c* täidab heptood mõlemaid, nii regeneraatori kui ka ostsillaatori ülesandeid. Kõrgsageduslik regenereerimine toimub selles lülituses lambi elektroodidevahelise varjestuse ebatäiuslikkusest tingitud mahtuvusliku tagasisidestuse tõttu. Katkestussageduslik genereerimine toimub lambi võrede G_1 ja G_2 vooluringidesse lülitatud võnkesüsteemis induktiivse tagasisidega. Kõrgsagedusliku võnkumise moduleerimine katkestussagedusega teostatakse lambis elektroniliselt. Lülituse parajasse töörežiimi seadmisel on elektroodide toitepingete õigel valikul oluline tähtsus. Oktoodi rakendamine lülituses lihtsustab mõnevõrra toitepingete õiget reguleerimist. Lülitus *d* on huvitav oma lihtsuse poolest, kuna mõlemaid funktsioone täidab triood. K.-s. regenereerimine toimub ultraaudion-lülituses, katkestussagedus tekib tagasisidest, mida reguleerib võretakistuse-kondensaatori ajakonstant. Viimaste väärtused on kriitilised, kuna neist oleneb mitte ainult katkestussagedus, vaid ka katkestussageduse amplituud. Kord õigesti väljareguleerituna võib säärane isekatkestav superregeneratiivdetektor oma lihtsusele vaatamata üllatavalt häid tulemusi anda.

Suure võimenduse tõttu on superregeneratiivdetektori omamüra märgatavalt suurem kui teiste regeneratiivdetektorite juures. Kõige tundlikumaks tööpunktiks on koht, kus müra parajasti tugevaks muutub. Õigesti töötavas seadmes väheneb signaali häälestamisel müratase vastavalt signaali tugevusele. Müra puudumine osutab kas puudulikule tagasisidele detektoris või ebaküllaldasele katkestuspinge amplituudile. Antenni koormus võib häälestatavas sagedusribas tekitada auke, millest ülesaamiseks tuleb vähendada antenni sidestust või muuta antenni dimensioone.

Kokku võttes, superregeneratiivdetektor on asendamatu väikestes kantavates seadmetes, millelt nõutakse lihtsust ja kompaktsust, eeskätt ülikõrgeil sagedusil. Ta puudusteks on nõrk selektiivsus ja häirete tekitamine teistes vastuvõtjates katkestussageduse väljakiirgumise tõttu. Nende puuduste vältimiseks lülitatakse talle ette k.-s. eelvõimendaja kas kõrgsageduse otselülitusena või superlülitusena. Eriti viimasel juhul temalt saadavad tulemused on kõrgelt hinnatavad.

28 — 3. SAGEDUSMUUNDAMINE.

Väga paljudel juhtudel tekib kõrgsagedustehnikas tarvidus ühte sagedust teiseks muundada. Lihtsaimaks sagedusmuunduse näiteks on sageduskordistamine ja sagedusjaotamine, milles sageduse muundumine toimub kindlates harmoonilistes vahekordades. Teatavasti rakendatakse säärast sageduskordistamist eeskätt saatjates. Samuti rajanevad sagedusmuunduse põhimõttele ka moduleerimine ja demoduleerimine, kus sageduse muundumine toimub mitte ainult harmoonilises vahekorras. Teatavasti liidetakse moduleerimisel kandevsagedus modulatsioonisagedustega, kusjuures saadakse uued, nn. külgsagedused. Analoogiline, kuid toimelt vastupidine nähtus esineb ka moduleeritud ja moduleerimata laine detekteerimisel. Moduleeritud laine detekteerimisel eralduvad modulatsioonisagedused külgsagedustest kandevlaine sageduse toimel. Moduleerimata kandevsageduse kuuldavaks helisageduseks muutmiseks on tarvis detekteerimisprotsessil liita kohapealne lisasagedus, sest moduleerimata kandevsagedus kui lihtsagedus muid sagedusi ei sisalda.

Peale loetletud laialdaste rakendusalade põhineb sagedusmuundusele moodne superheterodüün- ehk üldisemalt tuntud supervastuvõtja, milles vastuvõetav signaalisagedus muundatakse kohapealses ostsillaatoris, nn. heterodüünis genereeritava sageduse abil uueks, nn. vahesageduseks.

Kuna igasugune sageduste muundamine on ebasümmeetriline protsess, siis supervastuvõtjas rakendatakse selleks töösse eriline aste, nn. esimene detektor ehk sagedusmuundaja (ka segustusaste), millel samuti on ebasümmeetriline iseloom. Supervastuvõtja erilisteks voorusteks on väga suur võimendus ja selektiivsus, millega ei saa võistelda ükski teine vastuvõtja tüüp. Suur võimendus saavutatakse vahesagedusvõimendajas, mis konstantsel sagedusel, täpsemalt öeldes sagedusribal, toimides on töösse rakendatud optimaalsetes tingimustes. Peale selle suureneb võimendus veel seetõttu, et vahesageduses kasutatakse peaaegu alati signaalisagedusest madalamat sagedust, millel võimendaja töötab üldiselt kõrgema kasuteguriga. Koos suure võimenduse-

ga, mis saavutatakse suure Q-ga võnkeringidega häälestatud võimendusastmetes, paraneb vastavalt ka selektiivsus. Et vastu võetakse tervet sagedusastmikku ja et vahesagedus on püsiv, siis loomulikult peab ostsillaator- ehk heterodüünsagedus muutuma kindlas suhtes signaalisagedusega, milleks supervastuvõtjas kasutatakse erilist kokkujooksumenetlust.

Põhimõtteliselt saab iga kahte sagedust $U_1 \sin \alpha t$ ja $U_2 \sin \beta t$ teineteisega liita, kui nad allutada ebasümmeetrilisele detekteerimisele. Detektori väljandis tekib neist terve rida uusi sagedusi: 0, $\alpha \pm \beta$, $2\alpha \pm 2\beta$, $3\alpha \pm 3\beta \ldots n\alpha \pm n\beta$, milledes teguriteks on täisarvud. Lähemal vaatlusel selgub, et esimene liige kujutab nullise sagedusega alalisvoolu (0), teine liige — mõlema sageduse summat ja vahet, kolmas liige — kahekordse esimese ja teise sageduse summat ja vahet jne. Nende uute sageduste amplituudid määrab kindlaks detektori tunnuskõvera kuju. Saadud sageduste spektrist eraldatakse filtritega need sagedused, mis on tarvilikud edaspidiseks kasutamiseks.

Supervastuvõtjas leiab kasutamist vahesagedusena f_i — algsageduste, s. o. kohaliku heterodüünsageduse ehk ostsillaatorsageduse f_{os} ja vastuvõetava signaalisageduse f_s vahe

$$f_i = \pm (f_{os} - f_s),$$

kuid võnkeringide kokkujooksu saab paremini teostada siis, kui ostsillaatorsagedus on kõrgem signaalisagedusest. Kui näiteks signaalisagedus $f_s = 1200$ kHz, siis tema muundamiseks vahesageduseks $f_i = 475$ kHz peab ostsillaatorsagedus $f_{os} = 1675$ kHz.

Jääb ainult selgitada, kas sellise sagedusmuundumisega kanduvad vahesagedusse üle ka modulatsioonisagedused F_m, mis moduleerimisel liideti signaalisagedusega.

Matemaatiline analüüs näitab, et sagedusmuundaja väljand, mille sisendisse juhiti moduleeritud signaalisagedus $f_s \pm f_m$ ja ostsillaatorsagedus f_{os}, sisaldab järgmisi sagedusi:

$$0 \quad f_s \quad f_{os} \quad F_m \quad f_s \pm F_m$$
$$2f_s \quad 2f_{os} \quad 2F_m \quad 2f_s \pm F_m \quad f_s \pm f_{os}$$
$$2f_s \pm 2F_m \qquad (f_s \pm f_{os}) \pm F_m$$

Sellest järeldub, et muundumisel kandub algsagedus koos oma modulatsioonisagedusega $f_s \pm F_m$ vahesagedusse $(f_s \pm f_{os}) \pm F_m$ või $(f_{os} \pm f_s) \pm F_m$, millest filtreeritakse välja võimendamiseks vahesagedusvõimendajas ainult sagedusriba

$$(f_s - f_{os}) \pm F_m \text{ või } (f_{os} - f_s) \pm F_m.$$

Sagedusmuundaja lülitusi käsitleme hiljem koos vastuvõtjate kirjeldustega.

VIIES OSA.

ULTRAKÕRGSAGEDUSLIKUD SEADMED.

29. peatükk.

SAGEDUSMODULEERITUD VAHELDUVPINGETE DETEKTEERIMINE.

29 — 1. VASTUVÕTU PÕHIMÕTE.

Faas- ja sagedusmoduleeritud signaalide detekteerimine tavaliste detekteerimisviisidega, mis on mõeldud amplituudmoduleeritud signaalide detekteerimiseks, pole võimalik, kuna nii faas- kui ka sagedusmoduleeritud signaalide amplituud jääb konstantseks.

Faasmoduleeritud signaalide vastuvõtul muundatakse algul faasmodulatsioon ümber amplituudmodulatsiooniks kohapealse abisageduse liitmise teel, mille sagedus võrdub faasmoduleeritud kandevsagedusega, kuid on viimasest vajaliku nurga võrra faasis nihutatud. Sellisel muundusmenetlusel saadud amplituudmoduleeritud signaal detekteeritakse seejärel harilike detektorite abil.

Sagedusmoduleeritud signaalide vastuvõtul toimub samuti sagedusmodulatsiooni muundamine amplituudmodulatsiooniks, millist ülesannet täidab sagedusdetektor. Ent selleks, et täielikult ära kasutada sagedusmodulatsiooni olulisimat paremust — mürade mahasurumist, on tarvis sagedusmoduleeritud signaal kas enne sagedusdetektorisse juhtimist või detekteerimise protsessis endas täielikult vabastada amplituudmodulatsioonist. Praktika ja katsed näitavad, et enamik häire- ja mürapingeid, mis liituvad parasiitmodulatsioonina moduleeritud signaaliga, omavad amplituudilist iseloomu. Selliste mürade hulka kuuluvad võnkeringides ja lampides arenevad termilised mürapinged ning toitepingete ebatasasused, mis liituvad kasuliku võnkumisega amplituudiliselt nii saatjas kui ka vastuvõtjas. Samuti omavad peamiselt amplituudilist iseloomu tööstuslikud ja atmosfäärilised väljahäired, mis liituvad väljakiirgunud saatelainega ruumis või vastuvõtuantennis.

Vastuvõtjates teostatakse vastuvõetud sagedusmoduleeritud signaali taandamist mitmel teel. Üks efektiivsemaid meetodeid on vastuvõetud signaali võimendamine algul küllaldase amplituudväärtuseni (10...20 V), misjärel ta juhitakse piirajasse, kus amplituudid kärbitakse keskmisele, kuid täiesti ühtlasele väärtusele. Selline amplituudide kärpimine ei avalda mingit kahjustavat mõju laines sisalduvale sagedusmodulatsioonile, küll aga vabanetakse liitunud parasiitsest amplituudmodulatsioonist. Eelvõimendajalt arendatav võimendus peab olema seevõrra suur, et ka kõige nõrgemate vastuvõetud signaalidega, mille amplituudide tase mõnevõrra ületab keskmise mürapingete amplituudi taseme (vähemalt 1,5...2,0 korda), võiks toimuda amplituudide piiramine. Seepärast on sagedusmoduleeritud saate vastuvõtjad pea eranditult superheterodüün-vastuvõtjad.

Piirajalt nõutakse, et ta toimiks ühevõrra efektiivselt nii impulss- kui ka sujuvate amplituudhäirete suhtes.

Piiraja lülitamine osutub vältimatuks diskriminaator-tüüpi sagedusdetektori ette, mis piirajata reageerib ühtlasi ka amplituudmodulatsioonile. Teistes sagedusdetektorites — suhtedetektoris ja heterodüün-

detektoris — toimub amplituudi piiramine detekteerimisprotsessis endas ja seepärast pole piiraja lülitamine põhimõtteliselt tarvilik, kuigi soovitav.

Selleks, et sagedusmodulatsioonis ei tekiks sagedusdeviatsiooni ja koos sellega ebalineaarmoonutusi ülekandes, peab sagedusmoduleeritud (FM) signaalide vastuvõtja kõrg- ja vahesagedusvõimendaja võimaldama suhteliselt laia sagedusriba (225 ... 250 kHz) ühtlast ülekandmist. Selle ülesande täitmine esitab FM vastuvõtjale märksa suuremaid nõudeid, võrreldes AM vastuvõtjaga, kuna üldjuhul on FM vastuvõtja tundlikkus ja seega ka kõrgsageduslik võimendus suured.

29 — 2. SAGEDUSMODULEERITUD SIGNAALIDE HÄIREKINDLUS.

Sagedusmodulatsiooni tehnika teoreetilistest alustest on teada, et sagedusmoduleeritud signaalide häirekindlus vastuvõtul on täiesti suhteline mõiste, mis sõltub modulatsiooni-indeksist m_f. AM signaalide vastuvõtjates sellist häirekindluse mõistet ei esine, sest et detektori väljandisse kanduvad kõik häirepinged, kui nad oma sageduselt asuvad moduleerimissageduste (helisageduste) spektris. FM signaalide vastuvõtul sõltub aga detekteeritud häirepingete suhteline väärtus sellest, millist sagedusdeviatsiooni Δf nad tekitavad kandevsagedusega f_0 tuigeldes, teiste sõnadega öeldes, millise sageduse võrra nad erinevad kandevsagedusest.

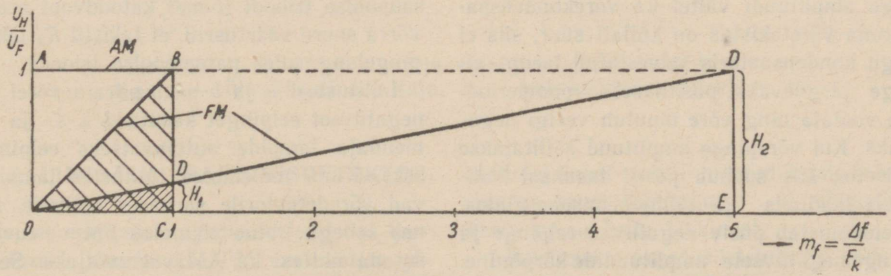
Kuna FM põhimõtte kohaselt kujuneb moduleerimisel sagedusdeviatsioon võrdeliseks moduleeriva pinge amplituudiga, siis lineaarse detekteerimise puhul annab suurema sagedusdeviatsiooniga signaal vastavalt suurema väljandpinge. Sellest järeldub, et madala sagedusega häirepinged, tuigeldes detektoris kandevsagedusega, tekitavad väikese sagedusdeviatsiooni ja vastavalt väljandis ka madala häirepinge. Ümberpöördult, kõrge sagedusega häirepinged, põhjustades suurt sagedusdeviatsiooni, arendavad detektori väljandis suuri häirepingeid. Detektori väljandis jäävad häirepinged suhteliselt väga väikesteks siis, kui tõsta sagedusdeviatsiooni sellisel määral, et ta mitmekordselt ületaks kõrgeima modulatsioonisageduse F_k, teiste sõnadega, kui suurendada modulatsiooni-indeksit $m_f = \frac{\Delta f}{F_k}$. Sel puhul on häirepingete osatähtsus ülekantavas kuuldesagedusalas tühiselt väike. Hoolimata sellest, et nende amplituud tõuseb kõrgemas sagedusalas märgatavalt, jäävad nad kõrvale kuuldamatuks, sest et nad asuvad väljaspool kuuldesagedusala. Pealegi ei kanna selliseid sagedusi enam üle tavalised madalsagedusvõimendajad ega ka valjuhääldajad.

Sellel põhjusel kasutataksegi kaasaegsetes kõrgekvaliteedilistes FM saadetes lairiba modulatsiooni, modulatsiooni-indeksiga $m_f = 5$. Sel puhul ulatub põhisageduslik deviatsioon kõrgeima moduleerimissageduse $F_k = 15$ kHz puhul $\Delta f = \pm m_f F_k = 15 \cdot 15 = \pm 75$ kHz.

Eeltoodud füüsikaline nähtus on selgitatud graafiliselt joonisel 29 — 1, kus häire- ja signaalipinge suhe U_H/U_F on kujutatud modulatsiooni-indeksi m_f funktsioonina. Graafikus on näidatud võrdluseks sama seos ka AM puhul, kusjuures $m_f = \frac{\Delta f}{F_k} = 1$. Ühtlasi eeldatakse, et mõlema moduleerimisviisi juures on kõrgeimaks moduleerimissageduseks F_k ja et detektori sisendis on U_H/U_F suhe jääv suurus. Graafikust selgub, et AM puhul ei sõltu U_H/U_F suhe detektori väljandis häirepinge sagedusest, vaid ainult selle amplituudist. Seepärast kujutab U_H/U_F horisontaalset sirgjoont AB ning häirevõimsus püstküliku $OABC$ pindala.

FM signaali puhul pole U_H/U_F suhe detektori väljandis enam jääv suurus, vaid tõuseb sagedusega, ja seepärast kujutab kallakjoont OB ning häirevõimsus kolmnurga OBC pindala.

Kui suurendada modulatsiooni-indeksi $m_f = 5$, siis väheneb vastav häirevõimsus õige märgata-



Joon. 29 — 1. Häire- ja signaalipinge suhe $\frac{U_H}{U_F}$ AM- ja FM-detektorite väljandis sõltuvalt modulatsiooni-indeksist m_f.

valt, kuna teda kujutava kolmnurga *ODC* pindala on suhteliselt väga väike. On võimalik näidata, et FM puhul rakendades $m_f = 5$ nõrgeneb häirepingete osatähtsus võrreldes AM-ga sõltuvalt häire liigist 18,8...20 dB.

Häirepingete täiendavaks mahasurumiseks kasutatakse FM saadetes veel nn. «eelmoonutuse» meetodit, mis seisab selles, et moduleeriva sageduse tõustes suurendatakse võrdeliselt sagedusdeviatsiooni. Järelikult saadakse vastuvõtjas detektori väljandis samasugune pingete tõus suureneva moduleeriva sagedusega. Kuna selline eelmoonutus teostatakse kindla reegli järgi (+17 dB), harilikult kasutades selleks *RC* või *LC* filtreid ajakonstandiga $\tau = 75$ µsec, siis sama arvväärtusega τ, kuid vastupidise toimega *RC* filtrit vastuvõtjas kasutades, taastatakse normaalne sageduste ülekande tasakaal. Kuna sageli rakendatakse sellist eelmoonutuse meetodit ka AM saadetes, siis võrdsetes eelmoonutuse tingimustes annab FM täiendavat häirekaitset 3,5...7,3 dB.

Kokku võttes saavutatakse FM menetlusel võrreldes AM kõigis muudes võrdsetes tingimustes häirekindluse 27...30 dB ulatuses (s. o. 23...30 korda).

29 — 3. PIIRAJA.

Piirajas kasutatakse harilikult varivõrepentoodiga vahesageduse võimendusastet, mis rakendatakse töösse erisuguses töörežiimis, millega tagatakse, et piiramine toimub nii positiivsetel kui ka negatiivsetel sisendpinge amplituudidel. Negatiivset amplituudide kärpimist saavutatakse võrevoolu voolamise tulemusena, milleks võreringi lülitatakse rööbitine $R_G C_G$ ahel, mis on joonise 29 — 2 lülitusskeemidel tähistatud R_1C_1 ja R_5C_4. Sisendpinge positiivse amplituudi vältel voolab läbi võretakisti võrevool, mille tagajärjel võre muutub pingelangu võrra katoodi suhtes negatiivseks. Mida suurem on sisendpinge amplituud, seda suurem on ka negatiivne võreeelpinge. Ühtlasi aga laadub iga positiivse sisendpinge amplituudi vältel ka võrekondensaator, ja kuna võretakistus on küllalt suur, siis ei jõua kogu kondensaatoris salvestatud laeng sisendpinge järgnevaks positiivseks poolperioodiks ära voolata ning võre muutub veelgi negatiivsemaks. Kui võrepinge amplituud säilitatakse konstantsena, siis saabub peagi tasakaal kondensaatori laadimis- ja tühjenemisenergiates, mida iseloomustab püsiv negatiivne eelpinge ja sisendpinge negatiivsete amplituudide kärpimine.

Võreahela ajakonstant $\tau_G = R_G C_G$ määrab ära piiraja reageerimise võime kiirete ja aeglaste amplituudi muutuste suhtes. Väga lühiajaliste, kuid suhteliselt suureamplituudiliste häirepingete, nn. i m p u l s i h ä i r e t e elimineerimiseks on sobivam väike ajakonstant, kuid liiga väike ajakonstant vähendab signaalipingete üldist taset, mida piiraja peaks säilitama konstantsena. Aeglaselt muutuvate ehk s u j u v h ä i r e t e käsitamisel on suurem ajakonstant küll parem, kuid ta pole mõjuv impulsihäirete puhul.

Sisendpinge positiivsete amplituudide kärpimiseks antakse piirajale väga madalad anoodi ja varivõre toitepinged, mille tulemusena iga kriitilist väärtust omav sisendpinge positiivne amplituud kutsub esile anoodvoolu küllastumise.

Lülituslikult lihtsaim on üheastmeline piiraja, mis on kujutatud joonisel 29 — 2*a*. Piiramise ajakonstant τ_G valitakse sõltuvalt vahesagedusest ning sagedusele $f_i = 6...12$ MHz vastavalt 2,5...10 µsec piirides. Joonisel 29 — 2*a* toodud lülituse puhul ajakonstant $\tau_G = R_1C_1 = 50 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-12} = 5 \cdot 10^{-6}$ sec = 5 µsec. Pingejagajaga R_2, R_3, R_4 antakse anoodile ja varivõrele madaldatud toitepinged. Kärbitud amplituudidega väljandpinged, arvväärtusega 2...2,5 V, juhitakse sagedusdetektorisse.

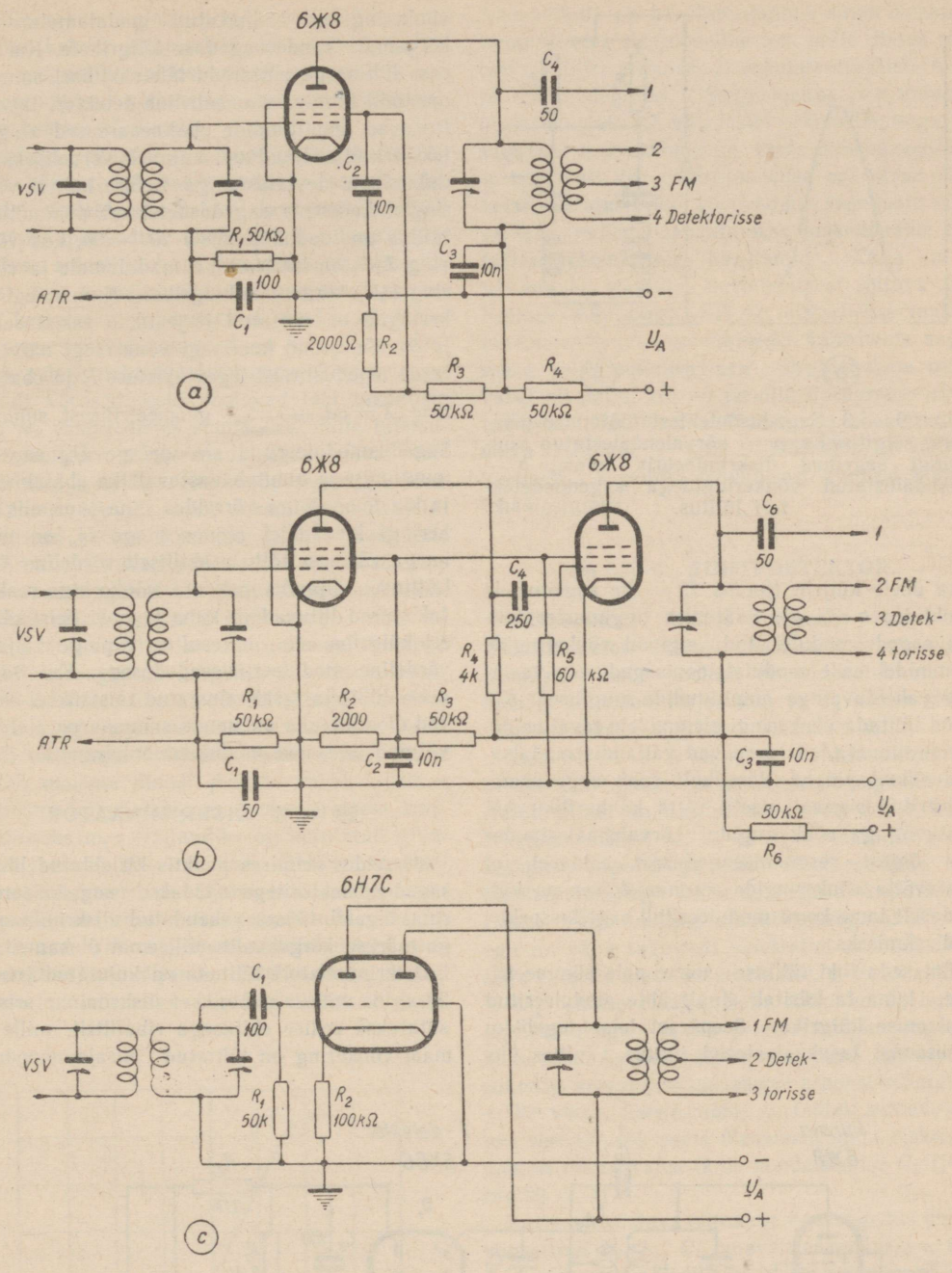
Joonisel 29 — 2*b* on kujutatud kaheastmeline amplituudipiiraja lülitus, mille piiramise ajakonstandid valitakse harilikult järgmiselt:

1. astmes $\tau_{G1} = 1...2{,}5$ µsec ja
2. astmes $\tau_{G2} = 5...25$ µsec.

Lülituses *b* $\tau_{G1} = R_1C_1 = 50 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-12} = 2{,}5$ µsec ja $\tau_{G2} = R_5C_4 = 60 \cdot 10^3 \cdot 250 \cdot 10^{-12} = 15$ µsec. Kaheastmelise piiraja kärpimise efektiivsus on tunduvalt suurem, mistõttu teda on otstarbekas kasutada suure tundlikkusega FM vastuvõtjates.

Joonisel 29 — 2*c* on toodud ühise katoodtakisti kaudu sidestatud kaksiktrioodiga piiramislülitus. Selles lülituses vasakpoolne triood toimib ligikaudu anooddetektori režiimis, kusjuures suurtel negatiivsetel sisendpinge amplituudidel anoodvool katkeb. Positiivseid sisendpinge amplituude piirab parempoolne triood, kuna siis vasakpoolse trioodi toimel katoodvool areneb seevõrra suure väärtuseni, et takistil R_2 tekkiv suur pingelang suleb parempoolse trioodi.

Lülitustest *a* ja *b* saab piiraja võrel arenevat negatiivset eelpinget kasutada k.-s.- ja v.-s.-võimendaja lampide automaatseks eelpingestamiseks. Kuna mõlemates lülitustes lambid toimivad võredetektorile sarnases režiimis, siis avaneb sellega lihtne võimalus FM vastuvõtjat kasutada ühtlasi ka AM vastuvõtjaks. Selleks tuleb kondensaatori C_1 klemmid, millel areneb amplituudiline helisageduslik pingelang, ühendada m.-s.-võimendaja sisendiga.

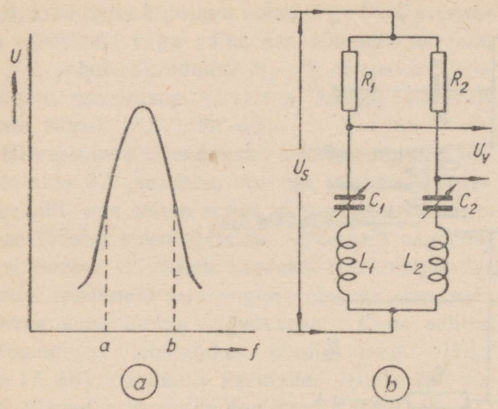


Joon. 29 — 2. FM-vastuvõtja amplituudipiirajate lülitusi: *a* ja *c* — üheastmeline piiraja, *b* — kaheastmeline piiraja.

29 — 4. LIHTSAIM SAGEDUSDETEKTOR.

Selleks, et eraldada sagedusdeviatsiooni kandevsagedusest, kasutatakse FM vastuvõtjas piiraja järel sagedusdetektorit. Sagedusdetektorilt nõutakse: 1) suurt tundlikkust, s. o. reageerimist suhteliselt nõrkadele sisendpingetele; 2) suurt tõusu, mis tähendab kandevsageduse sagedusmodulatsiooni amplituudmodulatsiooniks muundamise suurt kasutegurit; 3) võimalikult väikeste moonutuste tekkimist.

Lihtsaimaks sagedusdetektoriks võib olla harilik võnkering, mis häälestatakse mitte sisseneva sagedusmoduleeritud võnkumise kandevsagedusele, vaid ühele ta külgribale. Kandevsagedus paikneb sel puhul võnkeringi resonantskõ-



Joon. 29 — 3. Sagedusdetektori töötamise põhimõtte selgituseks: *a* — kõrvalehäälestatud võnkeringi sagedusi diskrimineeriv toime, *b* — lahkhäälestatud võnkeringidega sagedusdetektori lülitus.

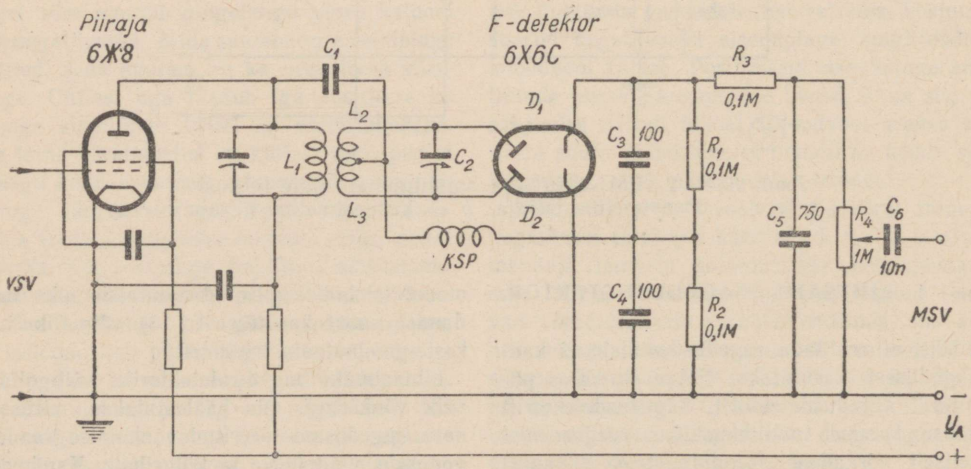
vera ühele küljele (joonis 29 — 3*a* sagedustele punktides *a* või *b*). Säärastes tingimustes kutsub sagedusmoduleeritud signaal võnkeringide klemmidel esile modulatsioonisagedusele vastavad vahelduvpinge amplituudide muutused. Kui nüüd lülitada võnkeringi klemmidele tavaline detektor-suunaja, siis arenevad väljandis madalsageduslikud pinged. Järelikult saab sagedusmoduleeritud signaali vastu võtta ka hariliku AM vastuvõtjaga võnkeringide kõrvalehäälestamise teel õigest resonantssagedusest, eeldusel, et vastuvõtja võnkeringide resonantskõver on küllaldaselt lame kogu moduleeritud sagedusspektri läbilaskmiseks.

Ent seda liiki lülituse toime pole sümmeetriline, kuna ta käsitab ainult ühte moduleeritud võnkumise külgriba. Seepärast leiab tegelikku kasutamist tasakaalustatud lülitus, milles üks võnkering on häälestatud madalamale, teine kõrgemale kandevsageduse külgribale. Kui säärase lülitusega sidestada täistsüklilisel suundusmeetodil töimiv sümmeetriline detektor, tasakaalustuvad amplituudide ebalineaarsused ning detekteeritud väljandvool kujuneb võrdeliseks modulatsiooni deviatsiooniga. Sellise kahest võnkeringist koosneva sagedusdetektori põhimõtteline lülitus on toodud joonisel 29 — 3*b*, kus võnkering L_1C_1 on häälestatud madalamale ja võnkering L_2C_2 kõrgemale külgribale. Kummalegi võnkeringile on lülitatud järjestikku takistused R_1 ja R_2. Sel puhul kummagi võnkeringi näivtakistused moodustuvad tegevtakistuse R ja ebatakistuse $X = \omega L - \frac{1}{\omega C}$ geomeetrilisest summast. Sagedusmoduleeritud sisendpinge U_s sageduse muutumisega muutub vastavalt ka ebatakistus X ja kui R on X-iga võrreldes üsna suur, siis võnkeringi klemmidel arenev pinge U_v on nihkenurga väiksuse tõttu praktiliselt võrdeline X-iga. Lülituse väljandis mõlema võnkeringi reaktiivtakistused liituvad ja kuna kumbki neist käsitab eri külgriba, siis on resulteeriv pinge väljandis võrdeline moduleerimissagedusega. Kui väljandisse lülitada tasakaalustatud täistsükkel-suunajad-dioodid, siis on nende summaarne alaldatud väljand lineaarne modulatsioonipingega.

29 — 5. DISKRIMINAATOR.

Võrreldes eelmises punktis kirjeldatud lihtsate sagedusdetektoritega saadakse sagedusdetektorina õigesti töösse rakendatud diskriminaatoriga märksa kõrgekvaliteedilisemat ülekannet.

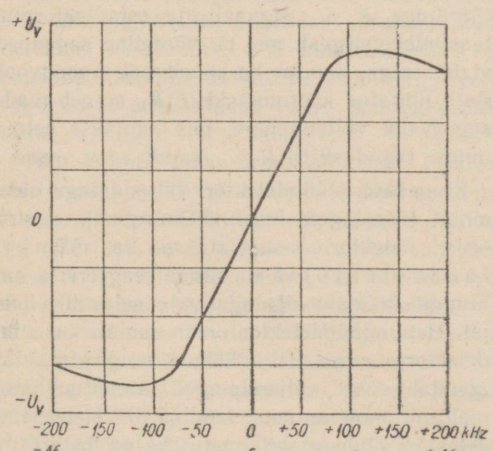
Diskriminaatori lülitus on kujutatud joonisel 29 — 4, millest nähtub, et diskriminaatoris kasutatakse erilise ehitusega ribafiltrit, mille primaar-võnkering on lülitatud piiraja anoodringi



Joon. 29 — 4. Diskriminaatori põhimõtteline lülitus.

ja mille sekundaar-võnkeringi induktiivsus on jaotatud kaheks sümmeetriliseks osaks L_2 ja L_3. Peale magnetilise sidestuse on primaar- ja sekundaarmähised sidestatud veel mahtuvuslikult kondensaatori C_1 kaudu.

Ribafiltri primaar- ja sekundaarringid on mõlemad häälestatud vahesageduse sagedusriba keskele. Detektoreile rakendatav pinge koosneb kahest komponendist: ühest, mis indutseerub induktiivse sidestuse kaudu sekundaarmähises, ja teisest, mis kantakse üle mahtuvuslikult sekundaari keskpunkti kondensaatori C_1 kaudu. Mõlema pinge faaside vahekord on selline, et resonantsi puhul alaldatud koormusvoolud on amplituudilt võrdsed, kuid voolavad läbi takistuste R_1 ja R_2 vastupidistes suundades, mille tulemusena resulteeriv pinge madalsageduslikus väljandis võrdub nulliga. Kui kandevsagedus kaldub resonantsist kõrvale, tekib sekundaarmähises indutseeritud voolus faasinihe: ta kas jõuab ette või hilineb, sõltuvalt sellest, kas sagedusdeviatsioon omas langevat või tõusvat kallakut. Tekkinud faasinihke tagajärjel indutseeritud vool liitub kondensaatori C_1 kaudu saabuva vooluga selliselt, et sageduse langedes alla resonantssageduse suureneb ühe dioodi toitepinge võrreldes teisega ning sageduse tõustes suureneb teise dioodi toitepinge. Väljandis avalduv m.-s.-pinge kujutab mõlema dioodi pingete vahet. Selline sagedusmodulatsiooni muundumise protsess amplituudiliseks m.-s.-väljandiks on kujutatud graafiliselt joonisel 29 — 5, kust nähtub, et summaarne detekteeritud väljand evib vastassuunalist polaarsust resonantssageduse suhtes vastupidiselt arenevate sagedusdeviatsioonidega ning et detekteeritud väljandi amplituud U_v teatud ulatuses on võrdeline sagedusdeviatsiooniga Δf.



Joon. 29 — 5. Sagedusdetektori tööd iseloomustav S-kõver.

Loomulikult on kasutamiskõlblik ainult detektori tunnuskõvera sirgjooneline osa, mille ulatus oleneb ribafiltri primaar- ja sekundaarmähiste Q-st ja sidestustegurist. Sirgjooneline osa muutub ulatuslikumaks Q väärtuste vähendamisega ja sidestuse suurendamisega. Trafo dimensioonitakse harilikult nii, et sirgjoonelise osa otsad ulatuvad parajasti üle võimendaja sageduste riba servade, millega saavutatakse maksimaalne detekteerimisomaduste kasutamine. Kuna m.-s. väljand on võrdeline deviatsioonist sõltuva alalispinge muutusega, siis on otstarbekas maksimaalse väljandi saavutamiseks vähendada sageduste vahet tunnuskõvera sirgjooneliste otste vahel nii palju, kui on tarvilik lineaarsuse säilitamiseks. Harilikult valitakse see siiski mõnevõrra laiemana, $\pm$ (100 . . . 125) kHz, et vältida vastuvõtja sageduse triivimisest tingitud kõrvalehäälestumist.

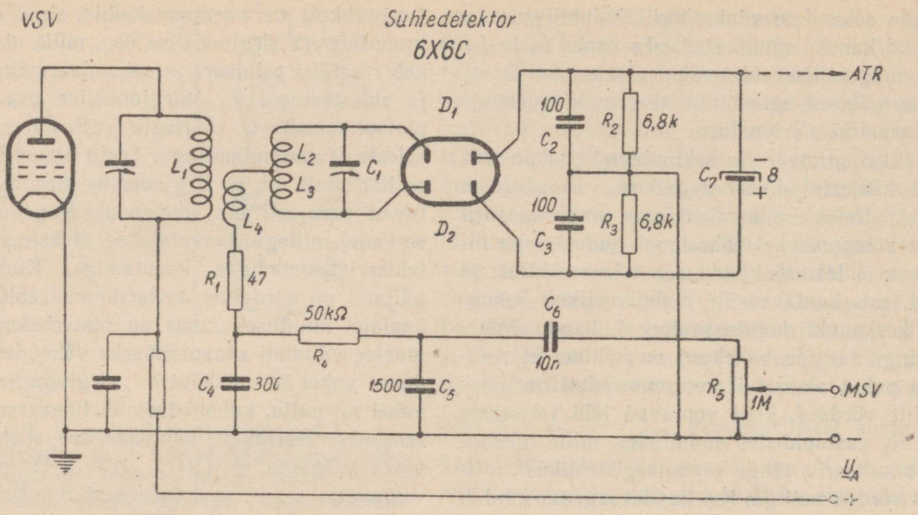
29 — 6. SUHTEDETEKTOR.

Suhtedetektori lülitus meenutab mõnevõrra diskriminaatori lülitust, kuid erineb viimasest peamiselt selle poolest, et suhtedetektoris on dioodid lülitatud järjestikku ja et nende välisringides voolavad voolud ühesuunaliselt.

Joonisel 29 — 6 kujutatud suhtedetektori lülituses kasutatakse eri konstruktsiooniga sisendtrafot, millel on üks primaarmähis L_1 ja kolm sekundaarmähist L_2, L_3 ja L_4. Mähis L_1 omab keskmise tugevusega sidet sümmeetriliste sekundaarmähistega L_2 ja L_3 nagu diskriminaatoriski. Väga väikese induktiivsusega mähis L_4 aga on väga tugevasti sidestatud primaarmähisega L_1 selle madalpotentsiaalse, s. o. toiteallika $+U_A$ poolse otsaga. Selle tõttu on L_4 indutseeritav pinge faasis primaarmähise pingega, kuna L_2 ja L_3 indutseeritavad pinged aga on resonantsi korral primaarmähise pingest nihutatud $\pm$ 90° võrra. Seega mähis L_4 täidab suhtedetektori sisendtrafos sama ülesannet, mida diskriminaatori sisendtrafos täitis kondensaator C_1 (joonis 29 — 4).

Kui vastuvõetava signaalipinge sagedus ühtub võnkeringi L_2, L_3, C_1 omavõnkesagedusega, siis on kummalegi dioodile D_1 ja D_2 rakenduvad vahelduvpinged võrdsed ning samuti on võrdsed ka alaldatud voolud I_1 ja I_2. Järjestikku lülitatuna kujuneb dioodide alalisvoolu vooluring järgmiseks: dioodi D_1 katood, poolid L_2 ja L_3, diood D_2, takistid R_3 ja R_2 ning dioodi D_1 anood.

Kui aga sisendpinge hetkväärtus moduleerimise tagajärjel muutub, siis pole nii dioodidele rakenduvad pinged ega ka alaldatud voolud I_1 ja I_2 oma väärtuselt enam võrdsed. Tekkiv alaldatud voolude vahe $I_F = \pm (I_1 - I_2)$ kujutab en-



Joon. 29 — 6. Suhtedetektori põhimõtteline lülitusskeem.

dast kasulikku detekteeritud helisageduslikku voolu, mis läbides välisvooluringi, tekitab kondensaatori C_4 klemmidel helisagedusliku pingelangu. See pingelang rakendatakse eelmoonutuse taandamisfiltri R_4, C_5 ja eralduskondensaatori C_6 kaudu m.-s.-võimendajasse.

Suhtedetektori koormustakistitega R_2, R_3 on rööbiti lülitatud suure mahtuvusega kondensaator C_7, kusjuures vooluahela ajakonstant $\tau = (R_2 + R_3)C_7$ valitakse piirides 0,2 ... 0,5 sec selleks, et säilitada R_2, R_3 klemmidel arenevate alaldatud pingete U_{v1} ja U_{v2} hetkväärtuste summa madalaima ülekantava sageduse F_m suhtes konstantsena, s. o. $U_{v1} + U_{v2} = \text{const}$. Samal ajal aga muutub sõltuvalt sagedusdeviatsioonile väljandpingete $\frac{U_{v1}}{U_{v2}}$ suhe, mistõttu seda detektorit nimetataksegi suhtedetektoriks.

Kuna suhtedetektoris alaldatud pingete hetkväärtuste summa säilitatakse konstantsena, siis sellega ühtlasi kõrvaldatakse sagedusmoduleeritud sisendpingega segunenud amplituudhäired ning amplituudipiiraja lülitamine osutub liigseks.

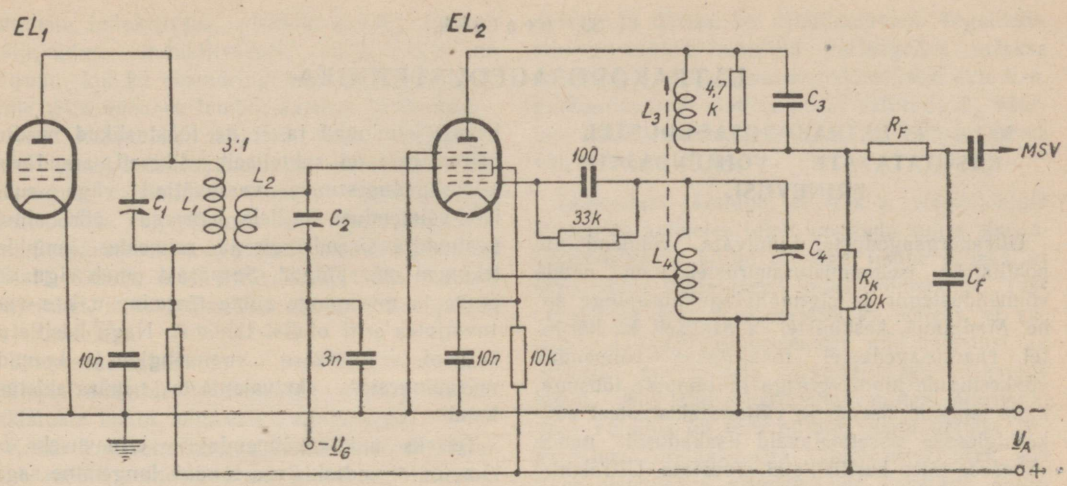
Samal ajal ei sõltu m.-s.-väljandpinge sisendpinge absoluutväärtusest, vaid dioodidele D_1 ja D_2 rakenduvate pingete suhtest, mis omakorda oleneb ainult moduleeritud signaali sagedusdeviatsioonist.

Eeltoodust järeldub, et võrreldes diskriminaatoriga omab suhtedetektor märksa suuremat tundlikkust. Suhtedetektor töötab täiesti rahuldavalt, kui eelmise võimendusastme sisendpinge võrdub 0,05 ... 0,1 V; diskriminaatori eelastmepiiraja sisendpinge peab olema vähemalt 2 ... 4 V, et amplituudide kärpimine toimuks rahuldavalt.

29 — 7. HETERODÜÜNDETEKTOR.

Joonisel 29 — 7 on kujutatud heterodüüntüüpi FM detektori põhimõtteline lülitusskeem, milles EL1 on eelmine v.-s.-võimendusaste ja EL2 — sagedusdetektor. Heterodüündetektoris kasutatakse muundusheptoodi, mille katood, esimene võre G_1 ja varivõred G_2, G_4 toimivad induktiivse sidestusega kolmpunktlülituses ostsillaatorina-heterodüünina ja mille võnkesagedus võrdub vahesageduspinge keskmise sagedusega. Kuna detektori anoodring L_3C_4 on induktiivselt sidestatud ostsillaator-ringiga, siis õige häälestumise puhul lukustub genereeritav ostsillaatori sagedus vahesagedusliku sisendpinge sagedusega, kuid ostsillaatori pingefaas muutub sisendpinge sagedusdeviatsiooni taktis. Sõltuvalt kummagi tüürpinge, s. o. signaali- ja ostsillaatorpinge faasi-nihkenurgast, mis on võrdeline sagedusdeviatsiooniga, muutub ka anoodvool. Anoodvooluringi lülitatud koormustakistil R_k areneb madalsageduslik väljandpinge, mis kantakse eelmoonutuse taandusfiltri $R_F C_F$ kaudu m.-s.-v.-sse.

Kuna heterodüündetektori väljandpinge oleneb ainult tüürpingete faasi-nihkenurgast, mistõttu seda detektorit nimetatakse ka s ü n k r o f a a s d e t e k t o r i k s, siis ei reageeri ta amplituudmodulatsioonile ega vaja eelastmes piirajat. Heterodüündetektor omab samuti kui suhtedetektorgi suurt tundlikkust ning samal ajal arendab suurt väljandpinget. Amplituudhäirete mahasurumine on suur, kuni 50 dB. Heterodüündetektori olulisemaks puuduseks on ta kriitiline väljareguleerimine ning tööst väljalangemine lambi parameetrite või toitepingete muutumisel.



Joon. — 29 — 7. Heterodüüntüüpi FM-detektori põhimõtteline lülitusskeem.

29 — 8. SAGEDUSDETEKTORITE TÜÜPIDE VÕRDLUS.

Iga eespool käsitletud sagedusdetektori tüübil on oma eelised ja puudused. Üheks olulisemaks sagedusdetektorite võrdluse aluseks on efektiivsus, millega nad AM häireid maha suruvad.

Selleks, et ülekandes ei esineks nimetamisväärselt AM häireid, peab nende mahasurumise suhe ulatuma 35...40 dB. Diskriminaator-piiraja lülitusega asub see suhe 40 dB piires; suhtedetektori puhul aga väheneb see suhe 20...30 dB, mis alati ei osutu küllaldaseks ja seepärast esinebki suhtedetektori tõsisemaks puuduseks. Seda suhet on võimalik parandada piiraja ettelülitamisega suhtedetektorile. Ent koos sellega langeb ära suhtedetektori suurim eelis, lampide vähesus, sest et rahuldavaks töötamiseks tuleb piirajale lisa v.-s. võimendusaste ette lülitada. Sellise hübriidse piirajaga suhtedetektori kasutamine võib küll mõnevõrra parandada ülekande kvaliteeti, kuid nõrga väljatugevusega asukohtades võib temaga esineda siiski raskusi.

AM häirete mahasurumisel omab diskriminaator-piiraja lülitus teatavat lävivääртust, millel piiraja hakkab korralikult töötama. Alla seda väärtust on AM mahasurumise suhe halb ning m.-s. väljandpinge muutub ligikaudu võrdeliselt sisend-signaalipinge amplituudiga. Lävivääртusest suuremate sisendpinge amplituudide puhul tõuseb AM mahasurumise suhe järsult ligikaudu jääva suuruseni, millega kaasneb efektiivne AM häiretest vabanemine.

Suhtedetektoris on sellise lävivääртuse mõiste erinev. Ta esineb siis, kui sisend-signaalipinge langeb tasemeni, mil dioodi detekteerimise efektiivsus hakkab vähenema. Alla seda lävivääртust väheneb AM mahasurumise suhe pidevalt. Sellest lävivääртusest suuremate sisendpingete puhul jääb AM allasurumise suhe konstantseks.

Konstruktsioonilt on piirajaga diskriminaator lihtne. Samuti lihtne on ka ta väljareguleerimine lineaarseks detekteerimiseks. Suhteliselt töökindel. Puuduseks on väike tundlikkus ja astmete rohkus vastuvõtjas.

Suhtedetektorit ja heterodüündetektorit iseloomustavad suur tundlikkus ja astmete arvu vähesus. Suhtedetektoris on võimalik asendada kaksiklampdiood germaaniumdioodidega, mis annab häirepingete vähendamise suhtes isegi mõnesuguseid eeliseid. Suhtedetektori trafo konstruktsioon ja väljareguleerimine on võrdlemisi keerukad. Kuid kord õigesti väljareguleerituna on suhtedetektor küllalt töökindel.

Heterodüündetektori olulisemaks puuduseks on töörežiimi kriitilisus.

Tabelis 29 — 1 tuuakse andmed sagedusdetektorite põhi-iseloomustussuuruste kohta.

Tabel 29 — 1

Sagedusdetektorite põhiparameetrid.

Detektori tüüp	Detektorile eelneva astme sisendpinge V	Detektori väljandpinge V	Detekteerimisviljakus mV/kHz
Lahkuhäälestatud lihtsa võnkeringiga detektor	2...4	0,3...0,5	3...10
Diskriminaator	2...4	1,0...2,0	10...30
Suhtedetektor	0,02...0,1	0,2...1,0	4...6
Heterodüündetektor	0,05...0,1	10...20	100...200

30. peatükk.

ULTRAKÕRGSAGEDUSTEHNIKA.

30 — 1. ULTRAKÕRGSAGEDUSTEL KASUTATAVATE VÕIMENDAJATE ERINEVUSI.

Ultrakõrgsagedustel toimivate võimendajate põhilisteks iseloomustussuurusteks on nende võimendustegur ja signaalipinge-mürapinge suhe. Madalatel, keskmistel ja osaliselt ka kõrgetel raadiosagedustel määratakse võimendus võnkeringide hindeteguriga ja lampide tõusuga, kuna lampide sisend- ja väljandtakistustest võnkeringidesse sissetoodavaid lisakadusid nende vähesuse tõttu harilikult ei arvestata. Ultrakõrgsagedusel aga muutub lampide väljandtakistus, eriti aga sisendtakistus, seevõrra väikeseks, võrreldes võnkeringi ekvivalentse resonantstakistusega, et võnkeringi hindetegur ei oma võimendusprotsessis enam olulist tähtsust. Suurima võimenduse saamiseks on väga oluline lampide ja võnkeringide õige sidestamine, s. o. lampide sisend- ja väljandtakistuste sobitamine võnkeringide ekvivalentsete resonantstakistustega.

Teiseks ultrakõrgsagedusvõimendajate oluliseks erinevuseks on veel signaalipinge-mürapinge suhte tõstmise vajadus, mis harilikes kõrgsagedusvõimendajates ei oma tähtsust. See vajadus on tingitud esmalt sellest, et ultrakõrgsagedustel kasutatakse signaalide ülekandeks laiu sagedusribasid, millega koos suureneb vastavates võimendajates ka mürapinge tase. Peale selle aga peavad ultrakõrgsagedus-vastuvõtjad omama märksa suuremat tundlikkust, võrreldes harilike vastuvõtjatega, tingituna selle sagedusastmiku saatjate piiratud tegevusulatusest.

Suurenenud tundlikkuse nõude täitmiseks peavad ultrakõrgsagedustel toimivad vastuvõtjad seega arendama väga suuri võimendusi pealegi ebasoodsates tingimustes. Seepärast kasutatakse peaaegu eranditult kõigis ultrakõrgsagedus-vastuvõtjates superheterodüünlülitust, mille vahesagedusvõimendajaga tagatakse vajalik võimendus. Vajalikku signaalipinge-mürapinge suhet kindlustatakse vastuvõtja sisendosa, s. o. sisendringide ja nende sidestusviisi ning sobiva lambi tüübi valikuga.

30 — 2. ULTRAKÕRGSAGEDUS-VÕIMENDAJATES KASUTATAVAD LAMBID.

Ultrakõrgsagedus-võimendajad on põhiliselt lairibavõimendajad, kuna neid kasutatakse peamiselt televisiooni- ja sagedusmoduleeritud (FM) ringhäälingu seadmetes. Arvestades seda, et ultrasagedusastmikes atmosfäärilised raadiohäired puuduvad ja et ka tööstuslikud raadiohäired neis on suhteliselt väikesed, arendavad ultrasagedusastmike vastuvõtjad väga suuri k.-s.-võimendusi, millele panevad piiri ainult vastuvõtja sisendringis ja esimestes lampides tekkivad mürapinged. Seepärast omab signaalipinge ja mürapinge suhte tõstmine u.-k.-s.-vastuvõtjates eriti olulist tähtsust. Nagu käsitletud eespool, arvutatakse vooluringide ja lampide mürapingesid ekvivalentsete müratakistuse kaudu.

Teiseks u.-k.-s.-võimendajate erinevuseks on lampide sisendtakistuse tunduv langemine sageduse suurenemisel. Lampide sisendtakistuse vähenemist põhjustavad suhteliselt suur elektronide läbivusaeg lambis, eriti, kui see muutub võrreldavaks võnkeperioodiga, elektroodide väljejuhtmete induktiivsus ja lambi sisendmahtuvus. Tegelikus tööolukorras arvutatakse sisendtakistust R_s sõltuvalt töösagedusest f järgmise avaldisega:

$$R_s = \frac{k}{f^2},$$

milles k on iga lambitüübile vastav püsivtegur ja mida mõõdetakse $M\Omega \cdot MHz^2$. Avaldisest nähtub, et muude võrdsete tingimuste puhul muutub sisendtakistus pöördvõrdeliselt sageduse ruuduga. Kui, näiteks, varjestatud pentoodi 6Ж7 sisendtakistust võib käsitleda pikk- ja kesklaineil väga suurena, kümnetesse MΩ ulatuva väärtusena, siis 30 MHz sagedusel väheneb see 20 kΩ-ni ning 100 MHz sagedusel 2 kΩ-ni. Samal ajal aga ei lange sisendtakistus k.-s.-pentoodides, näiteks 6Ж1П, mis on konstrueeritud eriliselt u.-k.-s. töötamiseks, sama madalale, vaid võrdub 30 MHz sagedusel 77 kΩ ja 100 MHz puhul veel 7,0 kΩ.

Lambi sisendtakistuse tunduv langus töösageduse tõustes seletub füüsikaliselt sellega, et ultrakõrgsagedusalas ei suuda elektronid oma lõpliku kiiruse tõttu täpselt järgida kiireid tüürpingete muutusi elektroodidel. Positiivse võrepinge mõjutusel ruumlaengust liikumapandud elektronid pole veel jõudnudki võrele, kui järgnev negatiivne võreimpulss nende liikumise pidurdab. Selliseks elektronide edasi-tagasi suunamiseks katoodi-võre vahelises ruumalas kulub energiat, mida peab katma võre tüürpinge allikas. Mida kõrgem on sagedus, seda suurem on energiakadu ja seda väiksemaks muutub ka dünaamiline lambi sisendtakistus.

Peale elektronide kulgemisajast tingitud mõjutust vähendab lambi sisendtakistust märgatavalt veel elektroodide, põhimiselt katoodi, välje-

juhtmete induktiivsus. Nimelt areneb katoodi väljejuhtme induktiivsusel, mida läbib nii väljand- kui ka sisendringi vool, vastusidestus, mille tõttu väheneb lambilt saadav võimendus.

Neid kahjulikke mõjusid saab vähendada ainult lambi konstruktsiooniga: elektroodide vahekaugusi vähendades viimase võimaluseni ja elektroodide väljejuhtmed tehes mitmekordsetena. Seepärast on u.-k.-s. kasutatavatel lampidel 6Ж1П, 6Ж3П, 6К4, 6Ж3, 6К1П kaks katoodi väljejuhet, millest üks ühendatakse võre- ja teine anoodringi.

Järgnevas tabelis 30 — 1 on toodud andmed mõnede enamtarvitatavamate lampide sisendtakistuste kohta, sõltuvalt töösagedusest.

Kuna k.-s.-võimendajas lambi sisendtakistus asub rööbiti eelneva astme anoodringi lülitatud võnkeringiga, mille ekvivalentne resonantstakistus Z_e ulatub isegi u.-k.-s. kümnetesse tuhandetesse oomidesse, siis langeb anoodtakistuse koondväärtus ning koos sellega ka astmelt saadav võimendus õige tunduvalt. Kui $R_s \ll Z_e$, võib astmelt saadav pingevõimendus

$$V = SR_s$$

osutuda isegi väiksemaks ühest. Järelikult on olemas piirsagedus, mille ületamisel võimendajas hakkab arenema nõrgenemine. Seda teoreetilist piirsagedust f_p saab arvutada:

$$f_p = \sqrt{\frac{k}{R_s}} = \sqrt{\frac{kS}{V}},$$

ning võrdsustades, et $V = 1$, siis

$$f_p = \sqrt{k \cdot S \cdot 10^3} \text{ [MHz]},$$

kui k on avaldatud MΩ·MHz² ja S — mA/V.

Tabelis on antud ühtlasi ka teoreetiline piirisageduse väärtus, millisel lakkab lamp võimendamast ja ühtlasi ka ostsilleerimast. Tegelikkuses aga saabub mainitud piirisagedus märksa varem, s. o. madalamal sagedusel, sest et u.-k.-s. piirkonnas pole alati võimalik säilitada Z_e väärtust küllalt suurena, mistõttu Z_e võib kujuneda võrreldavaks R_s-ga.

Eeltoodust järeldub, et u.-k.-s. võimendajate esimestes astmetes tuleb kasutada suure sisendtakistusega ja kõrge tõusuga lampe selleks, et neilt saada küllaldaselt suurt võimendust. Teatavasti on suur tõus tarvilik ka selleks, et vähendada lambi ekvivalentset müratakistust ja sellega suurendada signaalipinge-mürapinge suhet. Kui signaalipinge-mürapinge suurendamise vajadus on eriti oluline, nagu näiteks väga suure tundlikkusega kaugvastuvõtjates, siis tuleb vastuvõtja sisendastmes kasutada suure tõusuga u.-k.-s.-trioodi, näiteks 6Н15П (üks pool) või trioodina lülitatud 6Ж1П. Nagu käsitletakse hiljem, osutub suure tundlikkusega vastuvõtja sisendis sobivaimaks kahelambiline maandatud katoodiga ja maandatud võrega kombineeritud lülitus, milles kasutatakse u.-k.-s.-trioode. Sellise lülitusega saab parandada signaalipinge-mürapinge suhet võrreldes pentoodi kasutamisega kuni 26%.

Suurema sisendtakistusega lampide kasutusele võtmisest ei tule aru saada vääralt, nagu suureneks koos sisendtakistuse suurenemisega vastavalt ka sisendringi ekvivalentne müratakistus ja seega ka mürapinge. Tõsi küll, sisendtakistuse R_s suurenemisega suureneb võrdeliselt küll sisendringi resonantstakistus Z_r ning koos sellega sisendringi ülekandetegur (Q), kuid samal ajal sisendringi mürapinge tõuseb mitte võrdeliselt, vaid vähem, ruutjuur-avaldisega ekvivalentsest müratakistusest $[\sqrt{R_m}]$.

Tabel 30 — 1

Lampide sisendtakistuse väärtusi sõltuvalt töösagedusest.

Lambi tüüp	Tõus S (mA/V)	Tegur k (MΩ·MHz²)	Korrutis SR_s (100 MHz)	Sisendtakistus R_s (kΩ) sagedustel			Teoreetiline piirisagedus (MHz), mil lamp lakkab võimendamast
				10 MHz	30 MHz	100 MHz	
6Ж1Ж	1,4	200	28,0	2000	200	20	530
6С1П	2,2	160	35,2	1600	185	16	600
6Ж1П	5,1	70	35,7	700	77	7,0	600
6Н15П	5,3	46	24,4	460	46	4,6	495
6К1П	1,8	46	8,3	460	46	4,6	294
6Ж3П	5,0	30	15,0	300	33	3,0	395
6Н3П	5,6	20	11,2	200	20	2,0	335
6Ж7, 6Ж8, 6К3, 6К7	1,45...2,0	20	2,9...4,0	200	20	2,0	170...190
6Ж3, 6К4	4,0...4,9	15,6	6,0...7,3	160	16	1,6	250
6А7	0,45	12,5	5,6	125	14	1,2	75
6Ж4	9,0	7,5	6,7	70	7	0,7	260

30 — 3. ULTRAKÕRGSAGEDUS-VÕIMENDAJATE SISENDRINGID.

Suure tundlikkuse saavutamiseks omab u.-k.-s.-vastuvõtjate juures väga olulist tähtsust sisendringide konstruktsioon, mis põhiliselt erineb pikk-, kesk- ja lühilainete vastuvõtjate sisendringide konstruktsioonist. Viimati mainitud vastuvõtjad töötavad tugevate väljatugevustega suhteliselt laias sagedusalas, mistõttu sisendringi sidestus antenniga valitakse võrdlemisi nõrk; seejuures välditakse igati antenni häälestumist vastuvõetavale signaalisagedusele selleks, et säilitada enam-vähem ühtlane tundlikkus kogu sagedusalas.

U.-k.-s.-vastuvõtja puhul kasutatakse eranditult signaalisagedusele häälestatud antenni, mõnikord ka suundantenni süsteemi selleks, et tagada antennis maksimaalne emj. Omaette probleemiks on antenni sidestus vastuvõtja sisendiga: maksimaalse signaalipinge sisendringi ülekande seisukohalt tuleks kasutada optimaalset sidet, ent maksimaalse signaalipinge — mürapinge ülekande seisukohalt peaks sidet suurendama mõnevõrra üle optimaalse. Arvutuste lihtsustamise mõttes harilikult valitakse siiski optimaalne side, mida vastuvõtja lõplikul reguleerimisel muudetakse sõltuvalt signaalipinge-mürapinge optimaalsetest tingimustest.

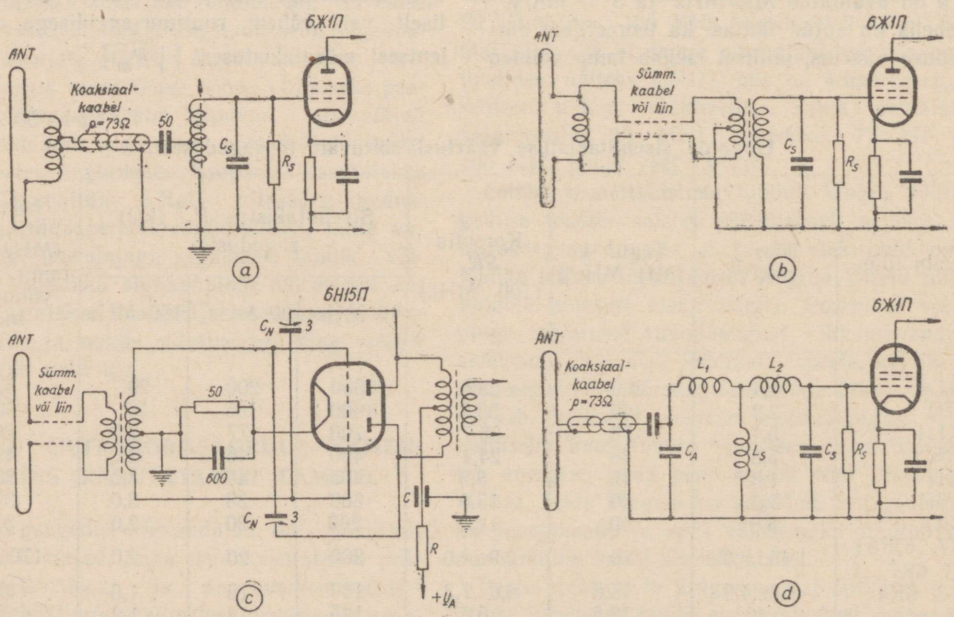
Maksimaalne pinge ülekanne antennist sisendlambi võrele toimub siis, kui antenni tegevtakistus R_A võrdub sisendlambi sisendtakistusega R_s. Kuna üldjuhul need takistused ei osutu võrdseiks, siis nende sobitamiseks kasutatakse kas ühevõnkeringilist või induktiivselt sidestatud kahevõnkeringilist sisendlülitust, mille põhimõttelised skeemid on näidatud joonisel 30 — 1.

Lülituses *a* rakendatakse ühevõnkeringiga autotrafo lülitust, kusjuures ülekandesuhe valitakse tingimusest, et saavutada maksimaalne signaalipinge — mürapinge suhe. Lülitus võimaldab sidestada ebasümmeetrilist toitejuhet antenniga. Lülitustes *b* ja *c* kasutatakse trafosidestust sümmeetrilise antenni toiteliiniga. Lülituses *b* kasutatakse võimenduslambiks u.-k.-s.-pentoodi, lülituses *c* vastastaktvõimendajana mahtuvuslikult neutraliseeritud u.-k.-s.-kaksiktrioodi 6Н15П. Lülitus *d* moodustab T-kujulise induktiivse sidestusega (L_s) ribafiltri sisendi, millega on võimalik saavutada väga laia sagedusriba ülekandmist.

Kõikide esitatud lülituste võnkeringidesse lisamahtuvusi täiendavalt ei lülitata, vaid poolide häälestumine toimub ainult sisend- ja montaažimahtuvustega. Võnkeringide häälestamine kandevsagedusele toimub poolide induktiivsuse muutmise teel kas k.-s.-raudsüdamiku või metallplaadi asendi muutmisega.

30 — 4. ULTRAKÕRGSAGEDUS-VASTUVÕTJA SISENDVOOLURINGIDE ARVUTUS.

Arvutada sisendvooluringid ultrakõrgsagedus-vastuvõtjale, mis võtab vastu $f = 90$ MHz sagedusel ± 75 kHz deviatsiooniga sagedusmoduleeriutd saadet. Antenniks kasutatakse poollaine dipooli, vastuvõtja esimeseks lambiks on k.-s.-pentood 6Ж1П rakendatuna kõrgsagedus-



Joon. 30 — 1. Ultrakõrgsagedus-vastuvõtja sisendringide tüüpe.

võimendajana. Ühtlasi määrata vastuvõtja tundlikkus, s. o. minimaalne sisendpinge, tingimusi, et signaalipinge U_S ja mürapinge U_M suhe oleks

$$\frac{U_S}{U_M} \geqslant 1{,}2.$$

Arvutuskäik on järgmine.

1. Tabelist 30 — 1 leiame, et lambi 6Ж1П sisendtakistuse arvutustegur $k = 70$ [MΩ · MHz²], mille alusel lambi sisendtakistus

$$R_s = \frac{k}{f^2} = \frac{70}{90^2} = 0{,}0086\ \text{MΩ} = 8{,}6\ \text{kΩ}.$$

Kuna R_s on väga väike võrreldes võnkeringi enda ekvivalenttakistusega Z_{v0} ja antennist võnkeringi toodava ekvivalenttakistusega, siis R_s on ühtlasi ekvivalentseks võnkeringi takistuseks Z_{ve}, s. o. $Z_{ve} = R_s$.

2. Arvestades seda, et dipooli sisendtakistus $R_A = 73\Omega$, leiame optimaalse sideväärtuse P_{opt} antenni ja võnkeringi vahel:

$$p_{opt} = \sqrt{\frac{R_A}{R_s}} = \sqrt{\frac{73}{8600}} = 0{,}092.$$

3. Arvutame sisendringi pingeülekandeteguri optimaalse side puhul:

$$V_s = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_s}{R_A}} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{8600}{73}} = 5{,}4.$$

4. Määratakse võnkeringi mahtuvuse väärtus, mis koosneb 6Ж1П sisendmahtuvusest $C_s = 4{,}1$ pF, pooli sisemahtuvusest $C_L = 5$ pF ja montaažimahtuvusest $C_M = 10$ pF:

$$C = C_s + C_L + C_M \approx 20\ \text{pF},$$

seejuures häälestamise otstarbel pöördkondensaatorit võnkeringi ei lülitata, vaid häälestamine toimub võnkeringi pooli induktiivsuse L muutmise teel kas raudsüdamiku või metallseibi reguleerimisega.

5. Leitakse võnkeringi pooli induktiivsus:

$$L = \frac{25\,330}{Cf^2} = \frac{25\,330}{20 \cdot 90^2} = 0{,}156\ \mu\text{H}$$

ja sidepooli induktiivsus:

$$L_A = p_{opt} L = 0{,}092 \cdot 0{,}156 = 0{,}016\ \mu\text{H}.$$

6. Määrame sisendringis võnkeringi takistusest ja lambist tingitud mürapinge U_M väärtuse.

Kuna vastuvõetava laine $\Delta f = \pm 75$ kHz, siis moduleeritud laine ribalaius kujuneb 150 kHz, millega tuleb liita veel vastuvõtja võnkeringide sageduse triivimisest tingitud kõrvalekaldumine 75 kHz. Seega kujuneb kogu riba laiuseks $2\Delta f' = 150 + 75 = 225$ kHz.

Võnkeringist tekkiv mürapinge

$$U_t = \frac{1}{8}\sqrt{R_s \cdot 2\Delta f'} = \frac{1}{8}\sqrt{8{,}6 \cdot 225} = 5{,}5\ \mu\text{V}.$$

Tabelist 12 — 1 leitakse 6Ж1П ekvivalentne müratakistus $R_M = 1880\ \Omega$ ning arvutatakse lambist tekkiv mürapinge:

$$U_l = \frac{1}{8}\sqrt{R_M \cdot 2\Delta f'} = \frac{1}{8}\sqrt{1{,}88 \cdot 225} = 2{,}6\ \mu\text{V}.$$

Üldine sisendringis arenev mürapinge

$$U_M = \sqrt{U_t^2 + U_l^2} = \sqrt{5{,}5^2 + 2{,}6^2} = 6{,}1\ \mu\text{V}.$$

7. Ülesande tingimuse kohaselt minimaalne signaalipinge väärtus võrel peab olema

$$U_{S\,min} = 1{,}2\,U_M = 1{,}2 \cdot 6{,}1 = 7{,}3\ \mu\text{V}$$

ning antennis indutseeritav signaali emj. efektiivväärtus

$$E_{A\,min} = \frac{U_{S\,min}}{\sqrt{2}\,V_s} = \frac{7{,}3}{\sqrt{2} \cdot 5{,}4} = 0{,}96\ \mu\text{V} \approx 1\ \mu\text{V}.$$

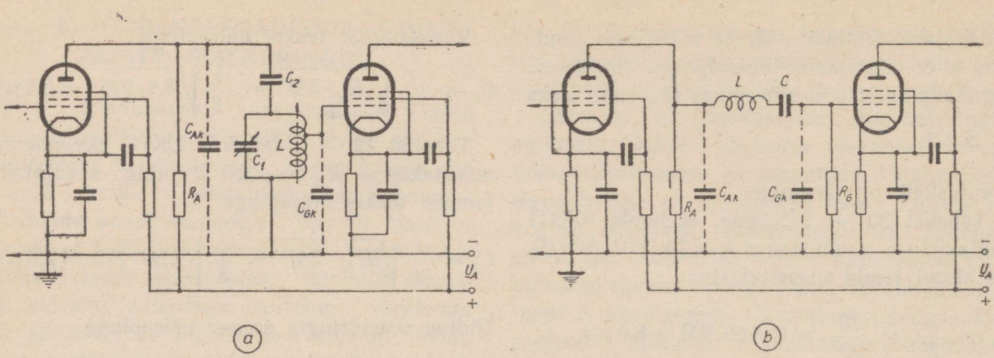
Seega on vastuvõtja maksimaalne tundlikkus arvutatuna antennis indutseeritud efektiivsuse emj. järgi 1 μV.

30 — 5. ULTRAKÕRGSAGEDUS-VÕIMENDAJA LÜLITUSSKEEMI VALIK.

Ultrakõrgsagedus-võimendajate põhiliseks iseloomustussuuruseks on küllaldane võimendustegur võimalikult suure signaalipinge-mürapinge suhte juures. Selle eesmärgi edukas saavutamine sõltub kahest peamisest tegurist: kasutatavast lambist ja lülitusskeemist, kusjuures lambi osatähtsus on märksa suurem võrreldes skeemiga.

Nagu eespool lähemalt selgitatud, täidab lamp võimenduse ülesandeid ultrakõrgsagedustel seda paremini, mida väiksem on ta ekvivalentne müratakistus R_M ja mida suurem on sisendtakistuse väärtus R_s. Arvestades seda, et pentood omab võrreldes trioodiga paremat headuse väärtust $G = S\mu$, on pentoodi kasutamine alati õigustatud siis, kui mürapingete probleem ei oma otsustavat tähtsust, s. o. kui vastuvõetava saate väljatugevus vastuvõtukohas on suhteliselt suur. Pentoode rakendatakse alati töösse maandatud katoodiga (*MK*) lülituses. Üldiselt nõutakse, et sisendaste arendaks vähemalt 5-kordset võimendust, et järgnevates astmetes tekkivaid mürapingeid mitte arvestada.

Joonisel 30 — 2 on kujutatud kaks tüüpilisemat kõrgsagedusvõimendaja lülituse põhimõttelist skeemi pentoodiga. Skeemis *a* on võnkeringi pool L lülitatud, nagu tavaliselt, rööbiti.

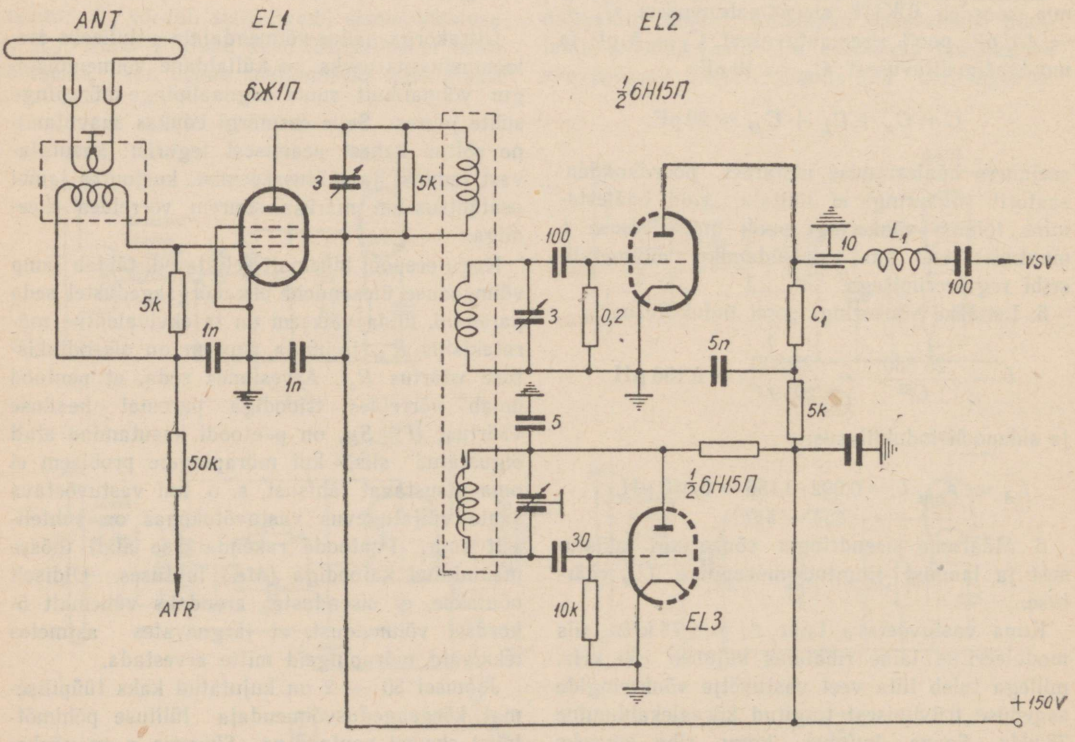


Joon. 30 — 2. Ultrakõrgsagedusvõimendaja põhimõttelisi skeeme pentoodiga: *a* — rööbitise võnkeringiga skeem ja *b* — järjestikuse võnkeringiga skeem.

Võnkering häälestatakse kas väga väikese mahtuvusega ca 10...20 pF kondensaatoriga C_1 või pooli L induktiivsuse muutmisega ferrokartsüdamiku või metallketta abil. Induktiivsusega muutmist tuleb eelistada 100 MHz kõrgematel sagedustel, et tõsta võnkeringi $\frac{L}{C}$ suhet, seega ka hindetegurit Q. Madalamatel sagedustel kasutatakse harilikult mahtuvuslikku häälestamist. Seejuures tuleb arvestada, et häälestuskondensaatori C_1 mahtuvusega liituvad veel võimenduslambi väljandmahtuvus C_{AK}, skeemi montaažimahtuvus ja järgneva lambi sisendmahtuvus C_{KG}. Selleks, et järgnevast lambist sissetoodavat mahtuvust ning ta sisendtakistuse šunteerivat mõju vähendada, lülitatakse lamp võnkeringile autotransformaatoriliselt, nagu näidatud joonisel 30 — 2*a*.

Joonisel 30 — 2*b* toodud skeemil lülituvad mahtuvused C_{AK} ja C_{GK} võnkeringi järjestikku, mistõttu võnkeringi mahtuvuste koondväärtus väheneb. Sel teel muutub sageduse piiriväärtus kõrgemaks ja üldiselt paranevad nii võnkeringi hindetegur kui ka võimendus.

Joonisel 30 — 3 on antud u.-k.-s.-supervastuvõtja sisendosa lülitusskeem, milles k.-s.-või-



Joon. 30 — 3. U.-k.-s.-super-vastuvõtja sisendosa lülitusskeem.

mendajana kasutatakse pentoodi 6Ж1П. K.-s.-võimendaja anoodring on sidestatud induktiivselt segustusastme võreringiga. Segustusastmes (EL_2) kasutatakse kaksiktrioodi 6Н15П ühte poolt, kuna ta teine pool (EL_3) toimib ostsillaatorina, mis samuti on induktiivselt sidestatud segustusastme võreringiga. Kasutades suure tõusuga ($S = 5{,}3$ mA/V) trioodi liitsegustuslülituses suureneb tunduvalt ka muundustõus ning vastavalt väheneb ekvivalentne müratakistus.

Segustuslambi anoodring, mis koosneb poolist L_1 ning järjestikustest mahtuvustest C_1 ja järgmise lambi C_{KG}, häälestub vahesagedusele; võnkeringile järgneb vahesagedusvõimendaja (*VSV*).

Väga suure tundlikkusega u.-k.-s.-kaugvastuvõtjates ja samuti ka kõrgemas sagedusalas toimivates televisioonivastuvõtjates, mille ülekantav sagedusala on väga lai, ulatudes kuni 6 MHz, osutub müra pingete vähendamise seisukohalt trioodlülituse kasutamine kõige otstarbekamaks.

Lülituslikult on võimalik trioodi lülitada võimendajana kolmel viisil: a) maandatud katoodlülituses (*MK*), b) maandatud võrelülituses (*MG*) ja c) maandatud anoodlülituses (*MA*).

Maandatud katoodiga lülitus, mille põhimõtteline lülitusskeem on toodud joonisel 30 — 4*a*. kujutab harilikku lülitust, milles sisendring asub *GK* vahel ja väljandring *AK* vahel. Selle lülituse olulisteks paremusteks on: 1) suurim võimendus võrreldes teiste lülitustega, mistõttu järgneva astme müra pinged ei pääse enam mõjule; 2) aktiivne väljandtakistus on ligikaudu sama suur kui järgneva astme optimaalne sisendtakistus.

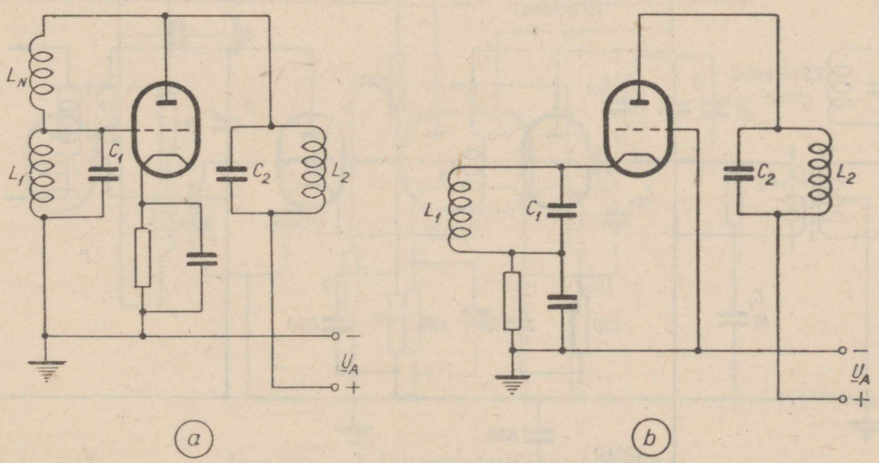
Oluliseks puuduseks on suurest läbivusmahtuvusest tingitud suur kalduvus endagenereerimisele. Kuid hõlpsasti saab teda genereerimise vastu neutraliseerida, kas mahtuvuslikult või veelgi lihtsamalt, induktiivselt.

Maandatud võrega lülituse põhimõtteline skeem on kujutatud joonisel 30 — 4*b*. Selles lülituses on võre ja katoodi ühendused vahetatud: võre on ühendatud kas vahetult (nagu näidatud joonisel) või lühistuskondensaatori kaudu miinusjuhtmega, kuna katood asetseb sisendvõnkeringi kõrgepotentsiaalsel otsal. Anoodring on lülitatud anoodi ja võre vahele. Sellise lülituse puhul kuulub mahtuvus C_{AG}, mis maandatud katoodiga lülituse korral põhjustas endagenereerimist, väljand-võnkeringi koosseisu. Parasiitseks mahtuvuseks on C_{AG}, mis aga maandatud võre varjestaval toimel on märksa väiksem eelmisest. Seepärast on ka endagenereerimise oht maandatud võrega lülituses tunduvalt väiksem, võrreldes teiste lülitustega. Kui genereerimine siiski peaks tekkima, siis pole raske teda neutraliseerimisega kõrvaldada.

Katoodvoolu toimel areneb õige tugev sisendringi koormumine, mille tagajärjel sisendtakistus langeb väärtuseni $R_s \approx \frac{1}{S}$. Seega omaks triood, mille $S = 5$ mA/V, sisendtakistust $R_s = \frac{1}{S} = \frac{1}{5 \cdot 10^{-3}} = 200$ Ω. Sellise suure sumbuvuse tulemusena tõuseb katoodringi lülitatud ja kindlale sagedusele häälestatud võnkeringi läbilaskeriba laius tunduvalt. On võimalik maandatud võrega trioodlülituse sisendit vahetult sidestada 240-Ω antenni toitejuhtmega, millega müra pingete väärtus hoitakse madalal.

Kokku võttes omab maandatud võrega võimendaja lülitus järgmisi paremusi:

1) Vähendatud C tagajärjel on ta endagenereerimise suhtes väga töökindel;



Joon. 30 — 4. Trioodiga k.-s.-võimendaja põhimõttelisi lülitusskeeme: *a* — maandatud katoodiga (*MK*) lülitus ja *b* — maandatud võrega (*MG*) lülitus.

2) väike aktiivne sisendtakistus, mis võimaldab saavutada laia riba-ülekannet.

Lülituse olulisemateks puudusteks on:

1) Väiksem võimendus, võrreldes teiste lülitustega;

2) sisend- ja väljandtakistuste sõltuvus sisendvooluallika ja koormuse takistustest.

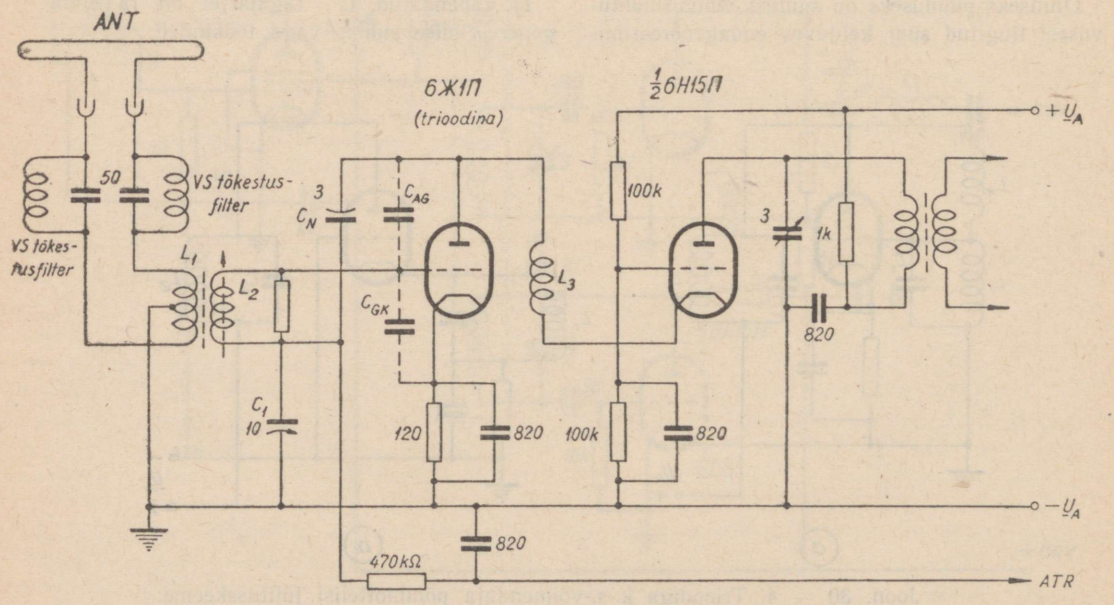
Kuna maandatud anoodiga võimendaja lülitus olulisi paremusi võrreldes kahe loetelduga ei anna, siis praktilisest seisukohast ei oma ta olulist tähtsust.

Eeltoodust võib teha järelduse, et suure arendatava võimenduse tõttu osutub signaalipinge — mürapinge suhte seisukohalt parimaks maandatud katoodiga triood-sisendaste. Tekib küsimus, millise lülitusega valida järgmine võimendusaste ja kuidas teostada side nende vahel. Lähem analüüs ning kogemused näitavad, et kõigist võimalikest lülitusvariantidest osutub lairibavõimendajas otstarbekaimaks kahest trioodist koosnev liitaste, millest esimene töötab maandatud katoodiga lülituses (*MK*) ja teine — maandatud võrega lülituses (*MG*), mida nimet. kaskoodiks ehk *MK—MG* lülituseks. Üks selline lülitus on kujutatud joonisel 30 — 5. Selline lülitus annab märksa suurema signaalipinge — mürapinge suhte võrreldes pentood-võimendajaga, kusjuures tööstabiilsus endagenereerimise vastu ei osutu halvemaks ega töökorda seadmine kriitilisemaks võrreldes pentood-sisendastmega. *MK—MG* lülitust tuleb käsitleda kui ühte võimendusastet, kusjuures esimene triood oma väga väikese anoodkoormuse tõttu, milleks on teise trioodi sisendtakistus, võimendust praktiliselt ei arenda. Teine triood aga *MG* lülituses arendab kogu astme võimenduse. On oluline, et mõlemad lambid, eriti teine, omaksid suurt tõusu, sest sellega paraneb kogu astme tööstabiilsus. Esitatud nõudeid saab täita kas sobiva kahe eraldi katoodiga kaksiktrioodi või kahe eri lambi kasutamisega. Ainsaks kõlblikuks kaksiktrioodiks osutub 6Н3П. Teise sobiva variandina on kohane kasutada esimeses astmes pentoodi 6Ж1П lülitatuna trioodina, teises astmes kas sama 6Ж1П trioodina või ühte kaksiktrioodi 6Н15П poolt.

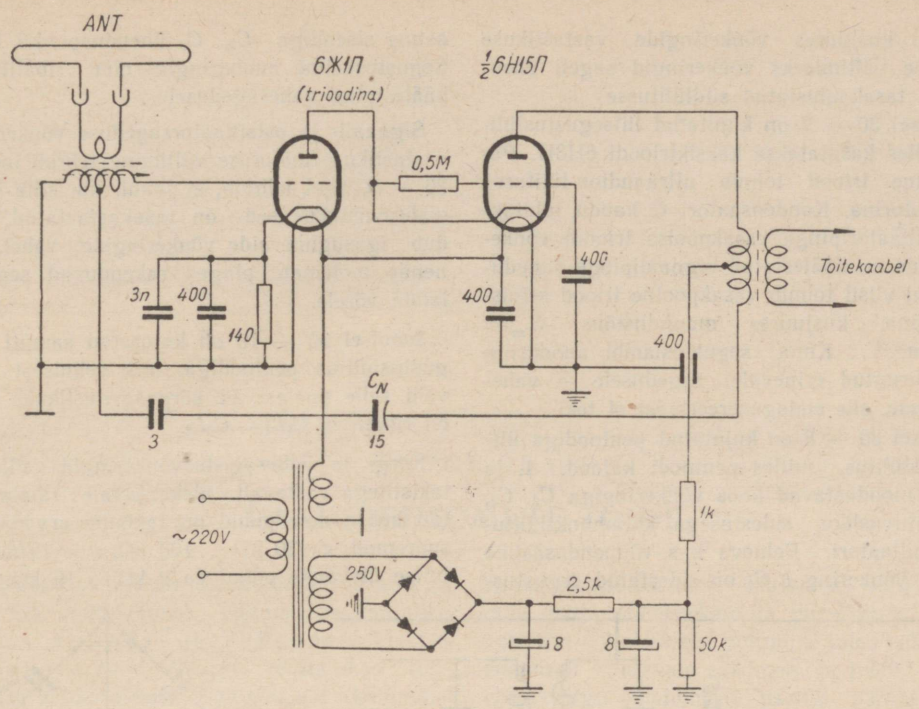
Joonisel 30 — 5 häälestub L_3 koos elektroodide-vaheliste mahtuvustega ülekantava riba keskele. C_N on neutraliseerimiskondensaator, mille täiendavaks ülesandeks on tõsta signaalipinge-mürapinge suhet. Neutraliseerimine toimub tasakaalustatud silla põhimõttel, mille vastaspoolsed õlad koosnevad mahtuvustest $C_1 - C_{AG}$ ja $C_N = C_{GK}$; tasakaalustatud silla diagonaalis lambi anoodi ja katoodi vahel energia vahetust ei saa toimuda. Lülituses on väga oluline, et sisendringi poolide L_1 ja L_2 vaheline side ületaks kriitilise väärtuse, mil saadakse maksimaalne ülekanne, et tõsta signaalipinge-mürapinge suhet.

Vaadeldud lülitus leiab kasutamist eeskätt suure ribalaiusega, näiteks televisioonivastuvõtjate, sisendis.

Joonisel 30 — 6 on toodud analoogiline kahe trioodiga *MK—MG* lülituses antennivõimendaja, mis asetatakse vahetult antennimasti ja millest väljub toitekaabel vastuvõtjasse. Neutraliseerimine toimub ka siin mahtuvuslikult kondensaatori C_N abil.



Joon. 30 — 5. Kahe trioodiga *MK-MG* lülituses ultrakõrgsageđusvõimendaja.

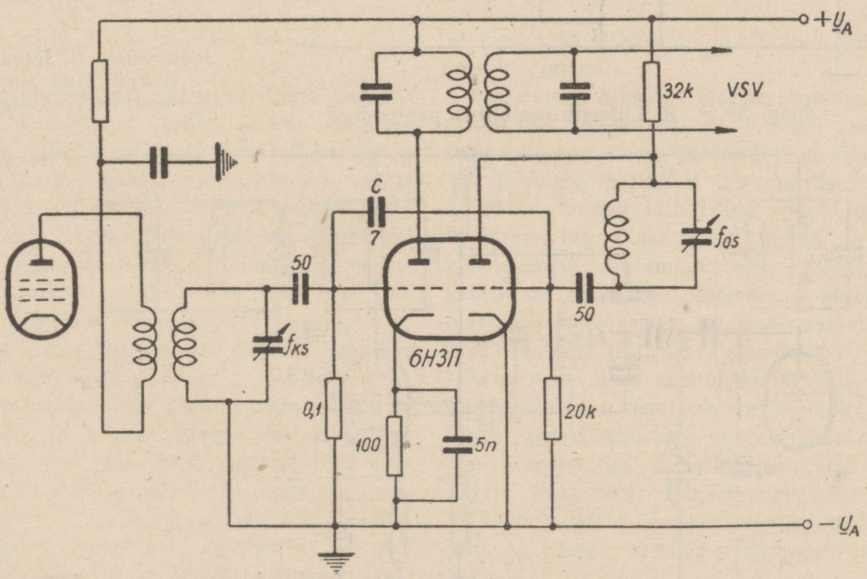


Joon. 30 — 6. Kahe trioodiga *MK-MG* lülituses antennivõimendaja.

30 — 6. ULTRAKÕRGSAGEDUS-VASTUVÕTJA SAGEDUSMUUNDAJA LÜLITUSI.

Madalatel, keskmistel ja kõrgetel sagedustel kasutatavad mitmevõrelised sagedusmuundus-lambid ei anna ultrakõrgsagedustel enam rahuldavaid tulemusi. Selle põhjuseks on signaali ja ostsillaatori võnkeringide vaheline sidestus lambi vastavate võrede kaudu. Sidestuse tagajärjel väheneb lambi muundustõus, väheneb astmelt saadav võimendus ja tõuseb tohutult astmes arenev endamürapinge.

Sellepärast kasutatakse peaaegu eranditult kõikides ultrakõrgsageduslikes sagedusmuundajates nn. liitsegustuslülitusi, milles mõlemad segustatavad pinged rakendatakse segustuslambi tüürvõrele. Segustuslampideks kasutatakse sel puhul suure tõusuga pentoode ja



Joon. 30 — 7. Liitsegustuslülitus trioodiga.

trioode, kusjuures võnkeringide vastastikuse mõjutuse vältimiseks võnkeringid sageli ühendatakse tasakaalustatud sildlülitusse.

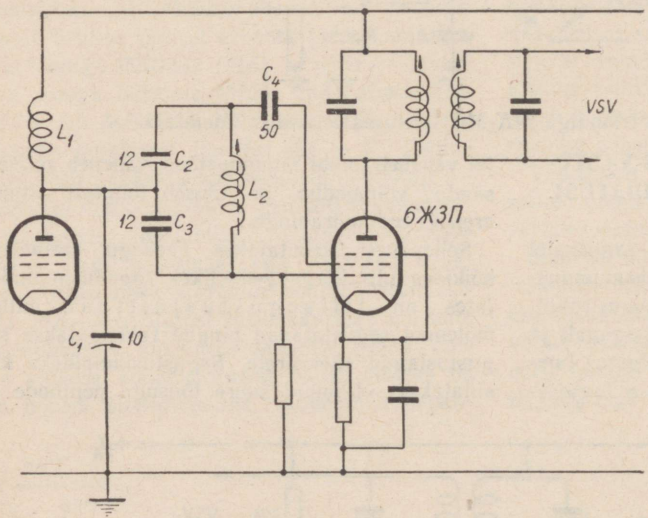
Joonisel 30 — 7 on kujutatud liitsegustuslülitus, milles kasutatakse kaksiktrioodi 6Н3П. Parempoolne triood toimib ultraaudion-lülituses ostsillaatorina. Kondensaatori C kaudu juhitakse ostsillaatoripinge vasakpoolse trioodi võnkeringi, mis on häälestatud signaalipinge sagedusele. Sel viisil toimib vasakpoolne triood segustuslambina, kusjuures muundustõus $S_m = 1{,}4$ mA/V. Kuna segustuslambi anoodring on häälestatud erinevale sagedusele — vahesagedusele, siis endagenereerimist ei teki.

Joonisel 30 — 8 on kujutatud pentoodiga liitsegustuslülitus, milles pentoodi katood, 1. ja 2. võre moodustavad koos võnkeringiga C_2, C_3, L_2 mahtuvusliku sidestusega kolmpunktlülituses ostsillaatori. Eelneva k.-s.-võimendusastme anoodi võnkering L_1C_1 on sidestatud segustusastme sisendiga C_2, C_3 ühenduspunkti kaudu. Segustusastme anoodringis olev ribafilter on häälestatud vahesagedusele.

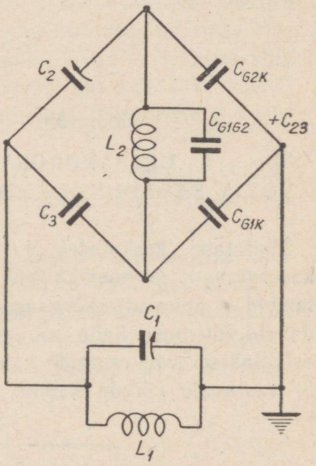
Signaali- ja ostsillaatorsageduse võnkeringide vastastikuse mõjutuse vältimine selgub jooniselt 30 — 9, kust nähtub, et juhul, kui silla õlgade mahtuvustakistused on tasakaalustatud, puudub igasugune side võnkeringide vahel, kuigi nende mõlemate pinged rakenduvad segustuslambi võrele.

Joonisel 30 — 10 on kujutatud samuti liitsegustuslülitus pentoodiga, mis eelmisest erineb vaid selle poolest, et kõrgsageduslikuks sideks on ribafilter $C_1L_1 - C_0L_2$.

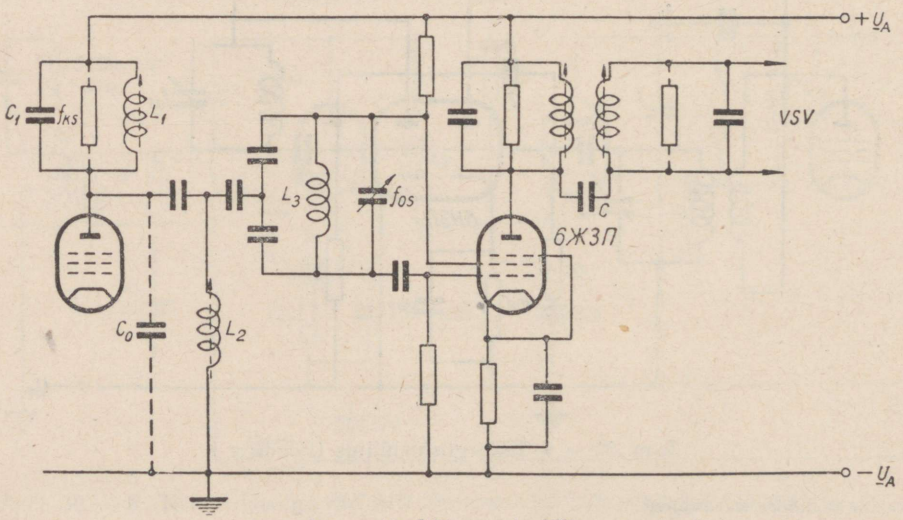
Kõrg- ja vahesagedusvõnkeringid sillatakse takistitega vastavalt ülekantavale ribalaiusele. FM helisaadete puhul on takistite arvväärtused suuremad, ca 30 kΩ ... 100 kΩ, televisiooni kujutise ülekande puhul ca 2 kΩ ... 10 kΩ.



Joon. 30 — 8. Liitsegustuslülitus pentoodiga.



Joon. 30 — 9. Joonisel 30 — 8 kujutatud segustuslülituse ekvivalentskeem.



Joon. 30 — 10. Liitsegustuslülitus pentoodiga.

KUUES OSA.

RAADIOSEADMETE TOIDE.

Raadioseadmete toite all mõeldakse saatja ja vastuvõtja varustamist töötamiseks vajalike kütte, anoodi ja võrede toitevõimsustega. Üldiselt teostatakse toitmist kas kohapealseist vooluallikaist (kuivpatareid ja akumulaatorid) või elektrivõrgust. Kuivpatareide ja akumulaatorite kõrge alghinna ja teenindamiskulude tõttu kujuneb võrgust toitmine alati märksa odavamaks kui kohapealseist vooluallikaist toitmine. Ühtlasi on võrgust toitmine palju otstarbekam ja piiramatum. Kohapealseist toiteallikaist toitmine tuleb küsimusse peamiselt kantavais seadmeis ja juhul, kui see elektrivõrgu puudumisel osutub paratamatuks. Vooluvõrkudest on oma suure painduvuse, otstarbekuse ja lihtsuse tõttu eelistatuim vahelduvvooluvõrk. Allpool käsitletakse lähemalt toiteseadmete ehitusviise ja rakendamist.

31. peatükk.

KÜTTETOIDE.

31 — 1. KÜTTETOITE VALIK.

Välja arvatud juhud, mil kasutatakse patareiseadmeile valmistatud erilisi otsese küttega säästlampe, toimub nii vastuvõtja kui ka saatja lampide kütmine vahelduvvooluvõrgust, vastavalt lampide küttepingele dimensioonitud trafo kaudu. Trafo arvutatakse vastavalt lambi või rööbitiselt lülitatud lampide rühma võimsusele. Trafo küttemähise keskelt tuuakse harilikult välja haruühend, et tasakaalustada võrgumüra; eriti on see tarvilik siis, kui trafost köetakse otsese küttega võimsuslampe.

Keskmise ning suure võimsusega saate- ja m-.s.-lampide puhul kasutatakse harilikult igas võimendusastmes omaette küttetrafot, mis pikkade küttejuhtmete ja neis liigse pingelangu vähendamiseks monteeritakse lampide soklite lähedusse. Õigete küttepingete säilitamine on oluline, sest nii üle- kui ka alaküte vähendab lambi tööiga, eriti tooriumiga kaetud kütteniidiga lampide juures.

Küttevoolu allikana alalisvooluvõrgu kasutamisel saab rakendada ainult erilisi kaudse küttega lampe, millede kütteniidid on dimensioonitud püsivale, harilikult 0,3-amprilisele voolule. Säärased lambid lülitatakse võrku järjestikku, kusjuures liigne osa võrgupingest küttevoolu konstantsuse säilitamiseks lülitamishetkedel langetatakse barretreis. Järjestikuse küttega lampide tüüpide vähesuse ja nende suhteliselt väikese võimsuse tõttu on alalisvooluvõrgu vahetu rakendamine alati seotud konstruktiivsete raskustega ja on saatjate juures piiratud väikeste saatevõimsustega ning vastuvõtjate juures nõrgendatud üldiste elektriliste omadustega. Probleemi lahendamine on võimalik voolumuundajate ja mootorgeneraatorite abil, mis aga kogu seadme muudavad raskepäraseks.

32. peatükk.

ANOODTOIDE.

32 — 1. ÜLDISED NÕUDED.

Nii saatja kui ka vastuvõtja lampide anoodtoiteks on kõlblik ainult alalisvool, sest igasugused toiteallikaist põhjustatud anoodvoolu muutused kanduvad vastuvõetavasse või saadetavasse signaali häiretena. Seepärast peab anoodtoiteks kasutatav vool olema võimalikult puhas alalisvool, kusjuures puhtuse nõue on seda rangem, mida madalama võimsustasemega on signaal; koos madalatasemelise signaaliga võimendatakse ka toitevoolu ebapuhtused, mis võimsuse suurenemisel võivad muutuda õige häirivateks.

Anoodtoite allikateks võivad olla:

1) kuiv- ja akumulaatorpatareid,
2) alalisvooluvõrk,
3) algvooluallikaist toituvad alalisvoolu väljandiga voolumuundajad ja mootorgeneraatorid,
4) vaakuumlamp- ja gaaslamp-alaldajad,
5) metall-alaldajad,
6) vibraator-alaldajad.

Kuivpatareid tulevad küsimusse väikese võimsusega kantavais seadmeis ning vooluvõrkudest eemal asuvais vastuvõtupunktides. Samuti on võimsus piiratud ka akupatareide kasutamisel. Põhimõtteliselt on võimalik akupatareisid anoodtoiteks rakendada kahel teel: kas kõrgepingelise patareina vahetuks toiteks või madalapingelise suure mahutavusega patareina voolumuundaja või vibraator-alaldaja kaudu. Viimast rakendusviisi tuleb kompaktsuse ja mugavuse mõttes otstarbekamaks pidada.

Alalisvooluvõrgu rakendamine tuleb küsimusse samuti kahel teel: kas vahetu toitena või voolumuundaja või vibraator-alaldaja kaudu. Esimesel juhul on võimsused piiratud suhteliselt madala võrgupinge tõttu (110 või 220 volti). Teisel juhul võimsuse piiramist ei ole, kuid kogu seade kujuneb võrdlemisi ebakompaktseks, ebamugavaks.

Otstarbekaimaks lahenduseks tuleb pidada vahelduvvooluvõrgu kasutamist anoodtoiteks alaldajate kaudu. Sel puhul trafode abil võrgupinge transformeeritakse vajalikule kõrgusele, suunatakse dioodlampidega, millest tulenev alaline pulseeriv vool *LC*-filtrite abil muudetakse puhtaks alalisvooluks.

Alaldajalt nõutakse head pingereguleerimist ja väljandis väikest vahelduvvoolu-komponendi sisaldust. Pingereguleerimiseks nimetatakse väljandpinge muutumist sõltuvalt koormusvoolu muutusest. Pingereguleerimine väljendatakse protsentides.

$$\text{Reguleerimise } \% = \frac{100(U_1 - U_2)}{U_2},$$

milles U_1 — pinge koormuseta, U_2 — pinge täiskoormusega.

Vahelduvvoolu-komponendi sisaldus määratakse lainelisusega, mis kujutab vahelduvpinge-komponendi efektiivväärtuse suhet alalispingesse protsentides.

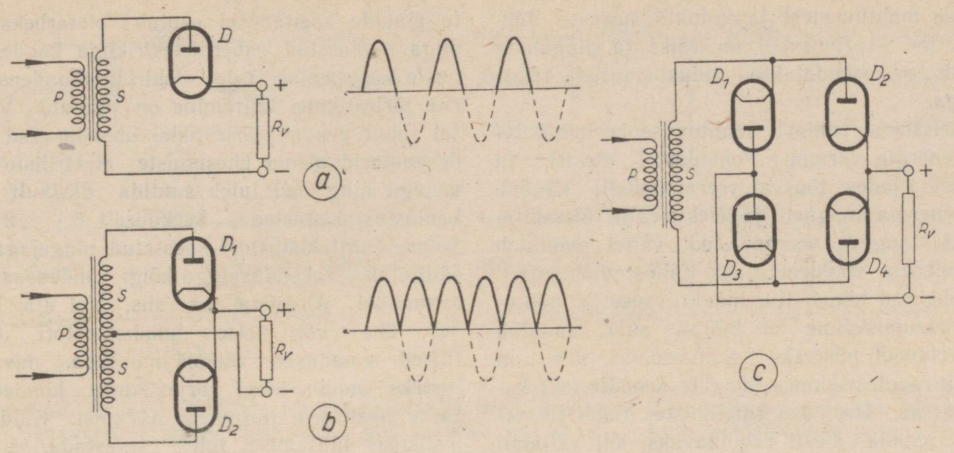
$$\text{Lainelisuse } \% = \frac{100U_{ef}}{U}.$$

32 — 2. ALALDAJA.

Alaldajaks nimetatakse seadist, mille abil vahelduvvool muudetakse anoodtoiteks kõlblikuks alalisvooluks. Alaldaja koosneb ühesuunalise voolujuhtivusega suunajast ja temale järgnevast silumisfiltrist. Alaldajates kasutatavamaid suunajaid on vaakuum- ja gaaslambid — dioodid. Lampide rakendamist suunajatena iseloomustavad järgmised suurused: sisemine pingelang täie koormusvoolu juures, maksimaalne vastupinge tippväärtus ja maksimaalne tippvoolu väärtus.

Vaakuumlampides sõltub sisemine pingelang lambi konstruktsioonist ja voolust. Voolu tõusuga suureneb pingelang; pingelangu muutused vähenevad katoodi ja anoodi vahelise kauguse vähendamisega. Gaaslampides on pingelang konstantne ja võrdub keskmiselt 15 voldiga, olles märgatavalt väiksem vaakuumlampide sisemisest pingelangust.

Maksimaalseks tippvooluks nimetatakse maksimaalset lampi läbivat voolu, mille väärtus sõltub lülitusest ja võib ulatuda mitmekordse koormusvoolu suuruseni. Vaakuumlampides pole lühiajaline ülekoormamine seevõrra ohtlik kui gaaslampide juures, sest voolu tugevnemisel kasvab ühtlasi ka sisemine pingelang, mis paneb piiri edaspidisele voolu tõusule. Gaaslampidel seesugust piiramist konstantse sisemise pingelangu tõttu ei ole, mistõttu ülekoormustel voolud ulatuvad ohtlikesse väärtustesse, mille tulemuseks on lambi hävimine. Peale selle on gaaslambid tundlikumad maksimaalse vastupinge tippväärtuse suhtes, mille ületamisel lambis tekib vastassuunaline kaarleek, mis põhjustab lambi hävingu. Vastassuunaline kaar võib tekkida ka gaaslambi alakütmisel. Seepärast on oluline gaaslambid töösse rakendada valmistaja poolt ettekirjutatud täpse küttepingega, mida tuleb mõõta vahetult lambi sok-



Joon. 32 — 1. Lampsuunaja põhilülitusi: *a* — pooltsüklisuunaja, *b* — terviktsüklisuunaja, *c* — sildsuunaja. Paremal on vastavalt näidatud suunatava voolu kujud, lülituses *c* saadav voolu kuju sarnaneb lülituse *b* voolu kujuga.

lilt. Samal põhjusel pole lubatav gaaslampidele anoodpinget lülitada enne, kui katood on kuumenenud keskmiselt 15...30 sekundit. Juhul, kui gaaslamp pannakse töösse esmakordselt või pärast pikemaajalist seismist, tuleb katoodi kuumutada enne anoodpinge lülitamist keskmiselt 10 minutit. Väärkäsitsuse vältimiseks on soovitav gaaslampide kasutamisel ette näha vastavad aegrelee d, mis lülitavad anoodpinge vajaliku aja möödumisel, arvates küttepinge lülitamishetkest.

Lülitusviisilt eritletakse kolme põhitüüpi alaldajaid: pooltsükli-alaldaja, terviktsükli- (täistee-) alaldaja ja sildalaldaja.

Pooltsükli-alaldaja kujutab lihtsaimat alaldusseadist, milles suunatakse ühe dioodiga ainult vahelduvvoolu toitepinge ühed pooltsüklid, kuna teised pooltsüklid jäävad suunamata ja väljandisse ei kandu. Lülitusest (joon. 32 — 1*a*) nähtub, et vool läbib dioodi ainult sel pooltsüklil, mil dioodi anood on positiivne. Vastavalt sellele kujuneb ka suunatud alalisvool, mis koosneb üksikuist pooltsükliliste ajavahemikkudega voolupulssidest. Sellises lülituses maksimaalne vastupinge tippväärtus võrdub 1,41-kordse rakenduspinge efektiivväärtusega.

Terviktsükli-alaldajas rakendatakse kahte dioodlülitust, milles kumbki diood käsitab erinevat vahelduvvoolu pooltsüklit. Selleks, et dioodidele vaheldumisi rakendada positiivsed anoodpinged, on tarvilik kahekordse rakenduspingega keskpunkti väljavõtega trafo sekundaarmähis (joon. 32 — 1*b*). Kui mähise ülemine ots on positiivse pinge all, voolab vool läbi dioodi nr. 1, samal ajal on dioodi nr. 2 anood negatiivne ja voolu läbimine suletud. Järgneval pooltsüklil on mähise alumine ots positiivne, mille kestel voolu juhib diood nr. 2, samal ajal on dioodi nr. 1 kaudu voolu läbipääs suletud. Mõlema dioodi väljandid lülitatakse rööbiti, kusjuures väljandi alalisvool koosneb samuti voolupulssidest, kuid pulsside sagedus on kaks korda suurem. Samuti on kaks korda suurem väljandisse kanduv võimsus, mis tähendab, et kumbki lamp arendab poole koormusvoolust. Dioodidele rakendatav maksimaalne vastupinge tippväärtus on kaks korda kõrgem kui pooltsükli-alaldajal.

Sildalaldaja (joon. 32 — 1*c*) kujutab terviktsükli-alaldajat, milles kasutatakse rakenduspingele vastavat ühekordset trafo sekundaarmähist nelja dioodi lülitamisega. Sildalaldajas suunamine toimub järgmiselt. Kui trafomähise ülemine ots on positiivne, voolab vool läbi dioodi nr. 2 koormusse, mille läbides voolab dioodi nr. 3 kaudu mähise alumisse negatiivsesse otsa. Samal ajal voolu läbipääs dioodi nr. 1 kaudu on suletud. Järgneval pooltsüklil, mil mähise alumine ots on positiivne, voolab vool dioodi nr. 4 kaudu koormusse ja tagasi mähise ülemisse otsa dioodi nr. 1 kaudu. Maksimaalne vastupinge tippväärtus võrdub samuti kui pooltsükli-alaldaja juures trafo sekundaarmähise pinge amplituudväärtusega. Silda lülitatud ristiasetsevad lampide paarid arendavad järjestikuselt poole koormusvoolust.

32 — 3. ALADAJA FILTRID.

Filtri ülesandeks alaldajas on siluda suunatud voolu pulsid selliselt, et väljand kujutaks püsivat alalisvoolu. Filtris kasutatakse tavalisi *T*- või π-tüüpi madalläbivusfiltri rakke, mis koos-

tatakse mahtuvustest ja induktiivsustest. Juhtudel, kui koormusvool on väike ja pingelang on lubatav, asendatakse induktiivsused takistustega.

Filtri toime põhineb mahtuvuse ja induktiivsuse energia varumise omadustel elektri- ja magnetväljades: tõusval veerandtsüklil kandub vooluenergia magnet- ja elektrivälja ülesehitamiseks, langeva veerandtsükli vältel muundub väljaenergia vooluenergiaks, täites voolupulsside vahelised lohud. Kui induktiivsuse ja mahtuvuse varumisvõime on küllalt suur, muutub pulseerivvool püsivaks alalisvooluks, mis on kõlblik raadioseadmeis lampide anoodtoiteks kasutamiseks. Harilikes tingimustes tuleb filtreerimist pidada täiesti rahuldavaks, kui väljandi lainelisus ei ületa 0,25%. Suure võimendusega mikrofoni eelvõimendajates peab *lainelisuse protsenti*[1] vähendama 0,1%-ni, et vältida väljandis võrgumüra.

Lainelisuse sagedus oleneb võrguvoolu sagedusest ja alaldaja tüübist. Peale algsageduse sisaldab lainelisus veel rea kõrgemaid harmoonilisi sagedusi, kuid sageduse suurenemisel tõusva madalläbivusfiltri silumisvõime tõttu ei kujuta harmooniliste sageduste mahasurumine mingisuguseid lisaraskusi. Pooltsükli-alaldajas võrdub lainelisuse algsagedus võrguvoolu sagedusega; terviktsükli-alaldajas on lainelisuse algsagedus kaks korda kõrgem, s. o. 50 Hz võrgusageduse puhul võrdub 100 Hz.

Alaldaja pingereguleeritavuse tõstmiseks, juhul, kui koormus on muutlik, nagu see on B-klassi m.-s.-võimendajate ja telegraafisaatjate juures, lülitatakse alaldaja väljandisse püsiv kunstlik koormus, mis arvutatakse selliselt, et teda läbiks keskmiselt 5...10% täiskoormuse voolust. Seega kujuneb ta takistus keskmiselt 20...10-kordseks täiskoormuse takistusest. Kunstliku koormuse toime seisab selles, et ta piirab filterkondensaatorite laadimispinget, mis ilma koormuseta tõuseb vahelduva rakenduspinge amplituudväärtuseni.

Alaldajas kasutatavad filterkondensaatorid tuleb dimensioonida nii, et nende töötamispinge vastaks tegelikule tööpingele. Elektrolüütkondensaatorid on oma suure mahtuvuse ja väikeste mõõdete tõttu eriti sobivad alaldajas kasutamiseks, kuid nende kasutamine on võimalik ainult pingete juures efektiivväärtusega kuni 400 V (amplituudväärtusega 560 V). Kõrgemate pingete käsitamisel osutub otstarbekamaks õliga immutatud paberdielektrikuga kondensaatorite kasutamine, kuigi elektrolüütkondensaatorite järjestikune lülitamine on võimalik. Viimasel juhul peavad järjestikku ühendatavad kondensaatorid olema ühesuguste elektriliste andmetega ning nad tuleb šuntida üksikult tasakaalustustakistustega, keskmiselt 0,1...2 MΩ. Sellise šunttakistustest koostatud pingejagajaga säilitatakse rakenduspinge kõigi kondensaatorite klemmidel võrdsena ka siis, kui aja jooksul ühe või teise kondensaatori elektrilised omadused võiksid muutuda, mis põhjustaks muidu kõigi järjestikuste kondensaatorite üksteisele järgnevat hävimist. Kuid järjestikusel lülitamisel tuleb arvestada, et kondensaatorite koondmahtuvus vastavalt väheneb. Elektrolüütkondensaatorite lülitamisel tuleb silmas pidada nende polaarsust.

Induktiivsuste dimensioonimisel tuleb arvestada, et kõigi raudsüdamikega paispoolide induktiivsus, vaatamata õhupilule, sõltub läbiva alalisvoolu suurusest. Kuna alaldaja arvutatakse täiskoormusele, siis paispoolide induktiivsus arusaadavalt ei tohi täiskoormuse voolu all langeda alla nimiväärtuse.

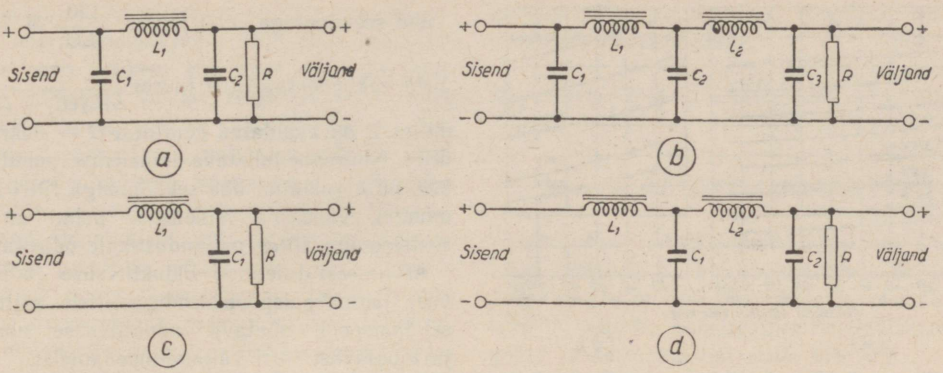
Lülituslikult eraldatakse kahte liiki alaldaja filtreid: *kondensaatorsisendiga* ja *paispoolsisendiga* filtrid. Kuigi mõlemad filtrid annavad võrdseid tulemusi, sõltub ühe või teise liigi valik tegelikest töötingimustest: kondensaatorsisendiga filter annab kõrgendatud pinget, mis läheneb vahelduva rakenduspinge amplituudväärtusele, kuid muutub suurel määral koormusega; paispoolsisendiga filtrist saadav alalispinge on madalam, lähenedes vahelduva rakenduspinge keskväärtusele, kuid ta pole nii sõltuv koormusest. Seega kondensaatorsisendiga filter leiab rakendamist püsiva koormusega seadmeis, paispoolsisendiga filter muutliku koormusega seadmeis.

32 — 4. KONDENSAATORSISENDIGA FILTER.

Kondensaatorsisendiga filtri lülitused on toodud joonisel 32 — 2: *a* — *ühe sektsiooniga*, *b* — *kahe sektsiooniga filter*. Ühe sektsiooniga filter on küllaldane lainelisuse vähendamiseks harilikes seadmeis, nii vastuvõtjais kui ka saatjais; kahe sektsiooniga filter on vältimatu, kui lainelisuse vähendamiseks esitatakse erilised tingimused (suure võimendusega võimendajad, kõrgekvaliteedilised vastuvõtjad jne.).

Filter arvutatakse madalläbivusfiltri põhimõttel, kusjuures vajalikud mahtuvused ja induktiivsused kujunevad järgnevaiks:

[1] Lainelisuse protsenti saab kindlaks teha tundliku vahelduvvoolu voltmeetriga, parem lampvoltmeetriga, mis lülitatakse järjestikku suure mahtuvusega ning kõrge isolatsioonitakistusega kondensaatoriga alaldaja väljandklemmidele. Pealiskaudset hinnangut lainelisuse kohta on võimalik teha ka peatelefonidega, mis lülitatakse analoogiliselt voltmeetriga.



Joon. 32 — 2. Alaldaja filtreid: *a* — ühe sektsiooniga ja *b* — kahe sektsiooniga kondensaatorsisendiga filter; *c* — ühe sektsiooniga ja *d* — kahe sektsiooniga paispoolsisendiga filter.

$C = \frac{0{,}318}{f_l R}$ (faradit) ja $L = \frac{0{,}318\,R}{f_l}$ (henrit),

milles f_l — lõikesagedus hertsides, R — koormustakistus oomides.

Teoreetiliselt on lõikesageduseks pooltsüklilisel suunamisel võrgusagedus, terviktsüklilisel suunamisel kahekordne võrgusagedus, kuid tegelikult ei toimu lõikamine sääraste lihtsate filtrite juures küllalt järsult, mistõttu praktiline lõikesagedus tuleb võtta tublisti väiksem. Ühtlasi selgub, et suurema koormustakistuse puhul, mil voolud on nõrgemad, kujuneb paispooli induktiivsus suuremaks, madalama koormustakistuse puhul — paispooli induktiivsus väiksemaks, kondensaatorite mahtuvus suuremaks.

Näiteks, kui terviktsükli-alaldaja, mis toitub 50-hertsisest vahelduvvooluvõrgust, peab andma anoodtoidet seadmele 500-voldise pinge juures 100 mA, kujunevad filtri *LC* väärtused järgmisteks. Koormustakistus $R = \frac{U}{I} = \frac{500}{0{,}1} = 5000\ \Omega$; teoreetiliseks lõikesageduseks käesoleval juhul oleks $2 \cdot 50 = 100$ Hz, kuid praktiliselt võetakse hea filtreerimise huvides lõikesagedus väiksem $\approx$ 60 ... 80 Hz. Kui valida lõikesageduseks $f_l =$ = 65 Hz, kujunevad L ja C väärtused järgnevaiks

$$L = \frac{0{,}318 \cdot 5000}{65} = 24{,}5\ \text{H},$$

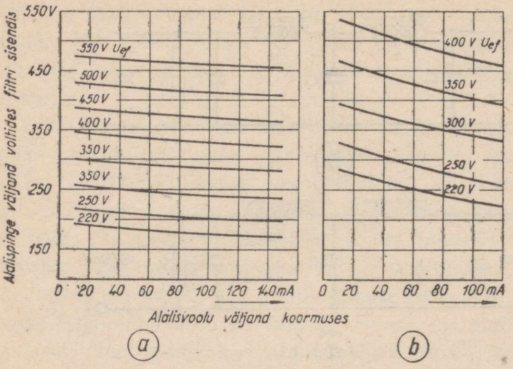
$$C = \frac{0{,}318}{65 \cdot 5000} = 9{,}8\ \mu\text{F}.$$

Pooltsükli-alaldaja tarbeks oleksid L ja C väärtused kaks korda suuremad.

Praktilisteks filtri *LC* suurusteks täistsüklilisel alaldamisel on: ühe sektsiooniga filtris $L =$ = 20 ... 30 H, kumbki $C = 4 \ldots 16\ \mu$F; kahe sektsiooniga filtris kumbki $L = 10 \ldots 20$ H, iga $C = 4 \ldots 8\ \mu$F. Igal juhul paraneb filtreerimine L ja C väärtuste tõstmisega; odavamaks ja praktilisemaks teeks on C suurendamine. Juhul, kui alaldajat kasutatakse raadiovastuvõtja toiteks, asendatakse paispool sageli valjuhääldaja ergutusmähisega.

Kondensaatorsisendiga filtriga alaldaja esitab suunaja lampidele suured nõuded suunatud tippvoolu väärtuse suhtes, sest tippvoolu väärtus kujuneb harilikult mitmekordseks, võrreldes alalise väljandvooluga. Tippvoolu väärtus kujutab esimese filterkondensaatori (joon. 32 — 2*a* ja *b*, kondensaator C_1) maksimaalset laadimisvoolu, mis on suur sellepärast, et kondensaatori laadimispinge ulatub rakenduspinge amplituudväärtuseni. Lampide andmete tabeleis piiratakse harilikult esimese kondensaatori väärtus 4 μF-ga, mis tähendab, et järgnevate kondensaatorite mahtuvused tuleb vastavalt suurendada. Suurema võimsusega lampidel märgitakse juurde maksimaalse tippvoolu väärtus, mida pole lubatud ületada. Praktiliselt tähendab see seda, et väljandvool ei tohi ületada 25% tippvoolust lambi kohta täistsüklilisel alaldamisel ja 12,5% pooltsüklilisel alaldamisel.

Kondensaatorsisendiga filtriga alaldaja väljandpinge tõuseb koormamatult või väikese koormusvoolu juures kuni rakenduspinge amplituudväärtuseni ($U_{max} = 1{,}41\ U_{ef}$). Täiskoormuse all väljandpinge langeb keskmiselt rakenduspinge keskväärtuseni ($U_{kesk} = 0{,}9\ U_{ef}$). Sellest nähtubki, miks kondensaatorsisendiga filtriga alaldaja pingereguleerimine on halb. Väljandpinge tegelikke väärtusi sõltuvalt koormusest saab lihtsaimal teel arvutada lampide väljandkõveraist, sest et muidu arvutus kujuneb väga keerukaks. Joonisel 32 — 3 on toodud säärased kõverad tarvitatavaima suunaja 5Ц4С kohta nii kondensaator- kui ka paispoolsisendiga filtri puhul.



Joon. 32 — 3. Terviktsükli-suunajalambi 5Ц4С suunamiskõveraid: *a* — paispoolsisendiga filtri puhul ja *b* — 4 µF mahtuvusega kondensaatorsisendiga filtri puhul.

Näide. Leida 4-mikrofaradise sisendkondensaatoriga kahesektsioonilise filtriga alaldaja väljandpinge, milles kasutatakse 2·300 V pingega trafot (arvutus 17 — 7), paispooli L_1, mille takistus on 225 oomi, valjuhääldaja ergutusmähist L_2, mille takistus on 800 oomi, ja lampi 5Ц4С, kui koormusvool on 90 mA.

5Ц4С tunnuskõveraist (joon. 32 — 3*b*) selgub, et 90 mA koormusvoolu juures 300 V trafomähise alaldatud pinge võrdub 345 V. Pingelang L_1 klemmidel võrdub $0{,}09 \cdot 225 = 20$ V ja L_2 klemmidel $= 0{,}09 \cdot 800 = 72$ V, kokku pingelang $20 + 72 = 92$ volti. Seega koormusse rakendatav pinge $U = 345 - 92 = 253$ volti. Kondensaatorite C_2, C_3 väärtused on 8µF. Alaldaja lülitus on toodud joonisel 32 — 4*a*.

32 — 5. PAISPOOLSISENDIGA FILTER.

Paispoolsisendiga filtri lülitused on toodud joonisel 32 — 2: *c* — ühe sektsiooniga, *d* — kahe sektsiooniga filter. Filtri L ja C väärtused arvutatakse lubatava lainelisuse protsendi järgi, mis 50 Hz võrgusagedusel kujunevad:

ühe sektsiooniga filtri juures $\frac{120}{LC}$ % ja

kahe sektsiooniga filtri juures $\frac{780}{L_1 L_2 (C_1 + C_2)^2}$ %,

milles L on avaldatud henrides, C — mikrofaradites. Suurema lubatava lainelisuse puhul, kuni 5%, on õigustatud ühe sektsiooniga filtri rakendamine, väiksema lainelisuse puhul on kahe sektsiooniga filter majanduslikult odavam.

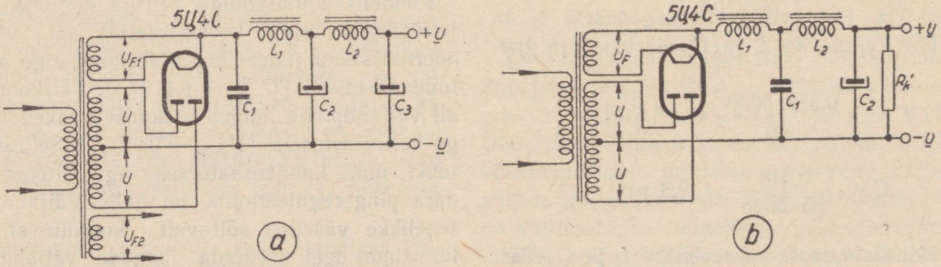
Arvutusest tuletatud induktiivsuse ja mahtuvuse jaotus paispoolsisendiga filtris sõltub sisendpaispooli nõutava induktiivsuse suurusest ja lubatavast filtri väljandimpedantsist.

Suunaja tippvoolu väärtus ja alaldaja pingereguleerivus sõltuvad peaaegu täielikult sisendpaispooli induktiivsusest teatud koormustakistuse juures. Paispooli ülesandeks on tõsta voolu keskväärtuse suhet tippväärtusesse ning piirata a.-v.-väljandpinge tõusmist üle v.-v.-toitepinge keskväärtuse. Mõlemaks otstarbeks ta impedants vahelduvvoolu komponendile peab olema suur.

Seda sisendpaispooli induktiivsuse väärtust, mis piirab a.-v.-väljandpinge tõusu üle suunatud pinge keskväärtuse, nimetatakse k r i i t i l i s e k s i n d u k t i i v s u s e k s, mille suurus 50 Hz terviktsüklilisel alaldamisel

$$L_{kr} \approx 0{,}0012 \; R_k \text{ (henrit)},$$

milles L_{kr} — kriitiline induktiivsus henrides, R_k — koormustakistus oomides. Alla kriitilise induktiivsusega sisendpaispooli puhul tõuseb väljandi alalispinge, sest filtri toimimine hakkab sarnanema kondensaatorsisendiga filtrile. Kriitilise induktiivsuse puhul on kummagi lambi tippvool keskmiselt ainult 10% kõrgem a.-v. üldisest väljandvoolust. Seda kriitilist induktiivsust võib tõsta kuni kahekordse väärtuseni, mida nimetatakse o p t i m a a l s e k s v ä ä r t u s e k s, mille juures väheneb veelgi tippvoolu ja keskvoolu väärtuste suhe, induktiivsuse edaspidine tõstmine ses suhtes lisaparanemist enam ei too.



Joon. 32 — 4. Anoodi toitealaldajate lülitusi: *a* — kondensaatorsisendiga kahe filtersektsiooniga alaldaja; osad: $C_1 = 4$ µF, C_2, $C_3 = 8$ µF, L_1, $L_2 = 10$ H; *b* — paispoolsisendiga kahe filtersektsiooniga alaldaja; osad: $C_1 = 2$ µF, $C_2 = 4$ µF, L_1 — õõtsuvpaispool 8...40 H, $L_2 = 14$ H, $R_k' = 40\,000$ Ω.

Et kriitilise induktiivsuse väärtus muutub otseselt koormustakistusega, olles suur suure takistuse, s. o. väikese koormuse puhul ja muutudes väikeseks väikese takistuse, s. o. suure koormuse juures, siis on otstarbekohane valida säärane sisendpaispool, mille induktiivsus muutuks pöördvõrdeliselt koormusega, koormuse muutumise piirides. Praktiliselt on see lahendatav üsna lihtsal viisil, sest õnneks iga raudsüdamikuga paispooli induktiivsus just muutubki soovitavas suunas koormusega; tarvitseb vaid soodustada induktiivsuse muutumist õhupilu kriitilise dimensioonimisega. Säärast muutuva induktiivsusega sisendpaispooli nimetatakse mõnikord õõtsuv-paispooliks. Kui näiteks alaldaja koormus tühikäigul koosneb ainult 20 000-oomisest kunstlikust koormusest, langedes täie koormusega 2500 oomile, peaks sisendpaispooli induktiivsus vastavalt muutuma keskmiselt 20-lt kuni 5 henrini.

Filtri väljandkondensaatori mahtuvus valitakse vastavalt tingimustele, mida esitab koormus: alaldaja vahelduvvoolu impedants peab olema väike koormuses arenevatele vahelduvpingetele. Kui koormuseks on madalsagedusvõimendaja, ei või kondensaatori ebatakistus ületada 15...20% koormuse takistust või impedantsi, mis tähendab, et väljandkondensaator ei tohi omada väiksemat mahtuvust kui 8...10 μF.

Filtri esimese lüli, s. o. L_1C_1 dimensioonimisel tuleb alati jälgida, et ta ei häälestuks suunatud voolu sagedusele, mis 50-hertsilise võrgusageduse terviktsüklilisel suunamisel võrdub 100. Resonantsi korral esineb mitte ainult filtreerimisele vastupidine nähtus, s. o. vahelduvvoolu komponendi esiletoomine, vaid ühtlasi tõusevad ebatavaliselt maksimaalne vastupinge tippväärtus ja tippvool. 50-hertsilise terviktsüklilise suunamise puhul võrdub häälestuvate L ja C korrutis 2,53, milles L — henrides, C — mikrofaradites, resonantsi vältimiseks peab LC korrutis olema sellest kriitilisest väärtusest vähemalt kaks korda suurem.

Paispoolsisendiga alaldaja väljandpinge $\underline{U}$ arvutatakse, kui sisendpaispooli induktiivsus võrdub vähemalt kriitilise väärtusega, järgmise võrrandi abil:

$$\underline{U} = 0{,}9\,U_{ef} - \frac{(I_k + I_k^1)\,(R_1 + R_2)}{1000} - U_l \text{ (volti)},$$

milles U_{ef} — trafo poole sekundaarmähise efektiivpinge voltides, I_k ja I_k^1 — koormuse ja kunstliku koormuse voolud milliamprites, R_1 ja R_2 — filterpaispoolide takistused oomides, U_l = lambi sisemine pingelang voltides. Toitetrafo sekundaarmähis arvutatakse järgmise, eelmisest tuletatud võrrandi järgi:

$$U_{ef} = 1{,}11\left[\underline{U} + \frac{(I_k + I_k^1)\,(R_1 + R_2)}{1000} + U_l\right] \text{ (volti)}.$$

32 — 6. ALADAJA ARVUTUSNÄIDE.

Arvutada täistsükli-alaldaja, milles kasutatakse lampi 5Ц4С, kui voolutarbivus 400-voldise pinge juures on 100 mA; lubatav maksimaalne lainelisus 0,2%, pingereguleerivus täiskoormuse puhul ja koormamatult mitte üle 10%.

Hea pingereguleerivus nõuab paispoolsisendiga filtri rakendamist ning kunstliku koormuse lülitamist alaldaja väljandisse. Väga väikese lainelisuse tõttu peab filter olema kahe sektsiooniga. Seega kujuneb lülitus vastavaks joonisele 32 — 4*b*.

1. Koormustakistuste määramine. Esialgu valime vooluks kunstlikus takistuses 10% 100 mA koormusvoolust, s. o. 10 mA. Tühikäigu ajal on koormustakistuseks takisti, mille suurus $R_k' = \frac{\underline{U}}{I_k'} = \frac{400}{0{,}01} = 40\,000$ oomi. Koormustakistus $R_k = \frac{\underline{U}}{I_k} = \frac{400}{0{,}1} = 4000\ \Omega$ ning täiskoormuse üldtakistus $R = \frac{R_k' \cdot R_k}{R_k' + R_k} = \frac{40\,000 \cdot 4000}{40\,000 + 4000} = 3640\ \Omega$.

2. Sisendpaispooli määramine. Täiskoormusel $L_{kr} = 0{,}0012\,R_k = 0{,}0012 \cdot 3640 = 4{,}4$ henrit. Tühikäigul $L_{kr}' = 0{,}0012\,R_k' = 0{,}0012 \cdot 4000 = 48$ henrit. Sellist muutumisulatust on raske teostada, seepärast valime L väärtuse täiskoormuse puhul optimaalsena $L_{opt} \approx 2 \cdot L_{kr} \approx 8$ henrit ja piirame tühikäigu induktiivsuse $L' = 40$ henriga. Seega sisendpaispooli induktiivsus muutub sõltuvalt koormusest 8...40 henrini.

3. L_2, C_1 ja C_2 määramine. Arvestame 0,2% lainelisust:

$$0{,}2 = \frac{780}{L_1L_2(C_1 + C_2)^2}\ ;\quad L_1L_2(C_1 + C_2)^2 = \frac{780}{0{,}2} = 3900.$$

Kui valida $C_1 = 2$ μF ja $C_2 = 4$ μF, siis

$$L_1L_2 = \frac{3900}{(C_1 + C_2)^2} = \frac{3900}{(2+4)^2} = 108,$$ millest

$$L_2 = \frac{108}{8} \approx 14 \text{ henrit}.$$

Kui nõutakse, et alaldaja väljandimpedants oleks väiksem, tuleb väljandkondensaator C_2 di-

mensioonida nõuete kohaselt suuremana, kusjuures paispool L_2 kujuneb vastavalt väiksemaks. L_1C_1 korrutis on $8 \cdot 2 = 16$, mis näitab, et resonantsi ohtu ei ole.

Paispoolide takistused kujunevad ligikaudu $L_1 = 75$ oomi, $L_2 = 100$ oomi.

4. Trafo sekundaarpinge arvutamine.

Valemist

$$U_{ef} = 1{,}11 \left[U + \frac{(I_k + I'_k)\ (R_1 + R_2)}{1000} + U_l \right] \text{ volti}$$

kujuneb trafo sekundaarpinge, kui suunaja sisemiseks pingelanguks arvata 35 volti:

$$U_{ef} = 1{,}11 \left[400 + \frac{(400 + 10)\ (75 + 100)}{1000} + 35 \right] = 500 \text{ volti efekt.}$$

Samad tulemused saadakse ka joonise 32 — 3*a* kõveraist.

5. Pingereguleerivuse kontrollimine. Tühikäigu juures väljandpinge

$$U = 0{,}9\, U_{ef} - \frac{I'_k\,(R_1 + R_2)}{1000} - U = 0{,}9 \cdot 500 - \frac{10(75 + 100)}{1000} - 25 = 425 \text{ V},$$

kusjuures on arvestatud, et lambi sisemine pingelang voolu vähenemisel langeb keskmiselt 25 voldile. Seega pingereguleerivus on

$$\frac{(U_1 - U_2)\ 100}{U_2} = \frac{(425 - 400)\ 100}{400} = 6{,}25\%.$$

Tegelikult reguleerivusprotsent tõuseb trafo sekundaarmähises muutuva pingelangu tagajärjel, kuid igal juhul on ta väiksem ülesandes antust (10%).

Trafo ja paispoolide kohta leiduvad arvutusandmed ptk. 17. Trafo sekundaarvõimsus P_s voltamprites paispoolsisendiga alaldaja juures leitakse valemist

$$P_s = 0{,}75\, U_{ef} I_{ef} \text{ (voltamprit)},$$

milles U_{ef} on kogu sekundaarmähise pinge, s. o. $2 \cdot 500$ V, I_{ef} võrdub väljandalalisvooluga amprites, seega käesoleval juhul

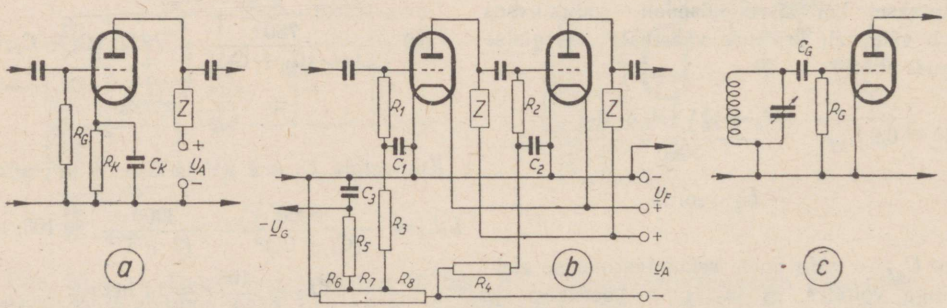
$$P_s = 0{,}75 \cdot 1000 \cdot 0{,}11 = 82{,}5 \text{ VA}.$$

32 — 7. VÕRE-EELPINGE TOIDE.

Võre-eelpinge antakse lampidele kahel teel: automaatselt ja eraldi toiteseadmega.

Automaatne eelpinge saadakse lambi katoodvõi võreringi lülitatud takisti klemmidel arenev pingelanguna takistit läbiva katood- või võrevoolu toimel. Automaatset eelpinget rakendatakse neil juhtudel, kui pingelangu tekitamiseks kasutatav vool omab püsivat keskväärtust, nagu A-klassi võimendajas, ostsillaatoris jne. Automaatse eelpinge andmisega saavutatakse kaks paremust: esiteks lihtsustub eelpingega varustamise küsimus, sest langeb ära vajadus eelpinge toiteallikate järele, teiseks säilitatakse automaatselt lampide optimaalne töörežiim, mis muutub anoodi varivõre jm. toitepingete, käsitatavate sisendpingete jne. muutumisega ning mis muidu nõuaks alatist eelpinge järelreguleerimist. Seepärast kõigis seadmeis, kus eelpinge tekitamiseks kasutatavate voolude keskväärtuste muutumine sõltub ainult töörežiimi juhuslikest muutumistest ja mitte töörežiimist endast, on automaatse eelpinge rakendamine kujunenud standardseks ja asendamatuks eelpingestamise meetodiks. Automaatne eelpingestamine ei piirdu mitte ainult kaudse küttega lampidega, vaid suuremal osal juhtudel on ta rakendatav ka otsese küttega lampide juures.

Automaatse eelpingestamise kolm tüüplülitust on toodud joonisel 32 — 5. Lülituses *a*, mis ühevõrra hästi kõlbab A-klassi madalsagedus- ja kõrgsagedusvõimendajas rakendamiseks, kasutatakse eelpinge tekitamiseks katoodi ja anoodi



Joon. 32 — 5. Automaatse võre-eelpinge lülitusi: *a* — katoodtakistusega eelpinge andmine kaudse küttega lambile, *b* — katoodtakistusega eelpinge andmine otsese küttega lampidele, *c* — võretakistusega eelpinge andmine.

toitepinge-allika miinusjuhtme vahele lülitatud katoodtakistit R_K. Katoodvoolu läbimisel tekib R_K klemmidel pingelang, mille negatiivne ots asub toitejuhtme miinusel. See katoodi suhtes negatiivne pinge rakendatakse võrele kõrgeomilise võretakisti R_G kaudu. Katoodtakisti R_K suurus dimensioonitakse vajatava võre-eelpinge väärtuse $\underline{U}_G$ ja anoodvoolu keskväärtuse $\underline{I}_A$ järgi:

$$R_K = \frac{\underline{U}_G}{\underline{I}_A} \ [\Omega].$$

Kui katoodi läbib mitme anoodi ja võre vool, tuleb seda katoodtakisti arvutamisel arvesse võtta.

Vastuside vältimiseks lülitatakse katoodtakistusega rööbiti katoodkondensaator C_K, mille suurus valitakse vastavalt sagedusele: kõrgsagedusvõimendajais jätkub vastavalt sagedusastmikule 100 ... 5000 pF mahtuvusest, madalsagedusvõimendajais — sõltuvalt madalamaist ülekantavaist sagedustest 1 ... 100 µF.

Lülituses *b* teostatakse otsese küttega lampide automaatset eelpingestamist anoodpinge toiteallika miinusjuhtmesse lülitatud takistuses R_6, R_7, R_8 üldise anoodvoolu läbimisel tekkiva pingelanguna. Mitmelambilises seadmes, milles tavaliselt iga lamp vajab eri väärtusega eelpinget, võetakse vastava suurusega eelpinged üldisest takistusest haruühenditena. Ühise pingelangetuse kaudu tekkivate sidestuste hävitamiseks on mitmelambilises seadmes nõutav ohtralt dimensioonitud lahtisidestusfiltrite R_3C_1, R_4C_2, R_5C_3 jne. rakendamine.

Lülituses *c* saavutatakse eelpinge võretakistuse R_G klemmidel alaldatud sisendpingetest tekkiva võrevoolu tagajärjel. Võrekondensaatori C_G ja võretakistuse R_G suurused määravad alaldatud voolu väärtuse ja nende ajakonstandi ja seega ka eelpinge väärtuse ning konstantsuse. Võrevooluga eelpingestamine on rakendatav ainult kõrgsagedusostsillaatoreis ja võimsusvõimendajais ning võredetektoris.

Neil juhtudel, kui katoodvoolu või võrevoolu keskväärtused ei säili püsivaina lambi normaalses töörežiimis, vaid pidevalt muutuvad, nagu AB- ja B-klassi võimendajates, dioodidetektoris jne., pole automaatne eelpinge rakendatav. Eelpingeks kasutatavate voolude muutumine neis tingimustes kujuneb seevõrra ulatuslikuks, et koos nende muutumisega tekib ühtlasi kogu töörežiimi pidev muutumine, mis loomulikult pole lubatav. Neil juhtudel osutub tarvilikuks eelpinge andmine eraldi toiteallikast. Samuti on eraldi toiteallikast eelpinge andmine tarvilik saatja C-klassi võimendusastmeis ja isegi suure võimsusega madalsageduse A-klassi võimendajais, sest kuna neil juhtudel eelpinge kujuneb suhteliselt kõrgeks, pole otstarbekohane anoodpinget langetada sellisel määral. Ka ei suuda võretakistuses arenev automaatne eelpinge säilitada vajalikku töörežiimi saatja C-klassi, eriti moduleeritud võimendaja astmes, milles samuti osutuvad vajalikuks eraldi eelpinge toiteallikad. Harilikult teostatakse C-klassi võimendajate eelpingestamist segasüsteemiliselt: püsivat eelpinget täiendatakse automaatse eelpingega. Lõpuks rakendatakse eraldi eelpinge toiteallikaid saatjas võre- või sulgvõrega tastimise kordadel, kus vajatakse eriti kõrgeid eelpingeid selleks, et sulgeda anoodvool signaalide vaheajal täielikult.

Võre-eelpinge toiteallikaiks võivad olla kuiv- ja akupatareid ning anoodtoiteseadmeile sarnanevad võrgualaldajad. Patareide kasutamine on siiski tülikas ja tuleb küsimuse alla seepärast peamiselt kantavais seadmeis.

Võre-eelpinge toiteallikate ülesandeks pole võreringi toitmine, vaid lambi eelpingestamine õiges tööpunktis töötamiseks. Siiski, suuremal osal juhtudel läbib võre-eelpinge toiteallikat töörežiimi iseloomustav võrevool, mille kadusid aga katab mitte toiteallikas, vaid võre ergutusvõimsus.

Igal juhul nõutakse võre-eelpinge toiteallikalt head pingereguleerivust ja väga väikest lainelisust. Samuti peab eelpinge toiteallika väljand alati olema lülitatud kunstlikule koormustakistusele, mida läbib eelpingestatava lambi võrevool.

Heaks pingereguleerivuseks peab eelpinge toiteallika kunstliku koormuse takistus olema madal, et võrevoolu muutused ei kutsuks ühtlasi esile eelpinge muutusi. Kui üks eelpinge toiteallikas varustab eelpingega mitut lampi, tuleb ette näha vajalik lahtisidestus-süsteem või lülitada igale eelpingestatavale lambile omaette kunstlik koormus. Pinge stabiliseerimiseks on alati soovitav eelpinge-alaldajas kasutada paispoolsisendiga filtrit. Kui eelpinge konstantsuse säilitamisel on eriti ranged nõuded, tuleb pingereguleerivust teostada täiendavalt kas stabilisaatorlampide või elektronlamp-stabilisaatori abil.

Peale loetletud *töö-eelpinge* rakendatakse saatjates veel nn. *kaitse-eelpinget*, mis rakendatakse lampidele koos küttepingega, s. o. enne anoodpinge lülitamist; selle ülesandeks on kaitsta lampe liigse anoodvoolu arenemise eest juhul, kui võre-ergutus mõnesuguse rikke tõttu peaks katkema.

Tuleb pidada soovitavaks kõik eelpinge toitevooluringid varustada releede süsteemiga, millega kindlustatakse automaatne anoodpingete väljalülitamine, kui mõnel põhjusel võre-eelpinge peaks töö kestel katkema.

32 — 8. PINGEKORDISTAJAD.

Pingekordistajate kasutamine tuleb küsimusse peamiselt neil juhtudel, kui soovitakse saada kõrgendatud alalispinget vahelduvvooluvõrgust ilma toitetrafota. Pingekordistajate töötamispõhimõte seisab selles, et kummagi pooltsükli ajal laetakse täis diood-suunajate kaudu kondensaatorid, millede laengud pooltsükli muutumisel lahenduvad järjestikuselt ühisesse koormusesse.

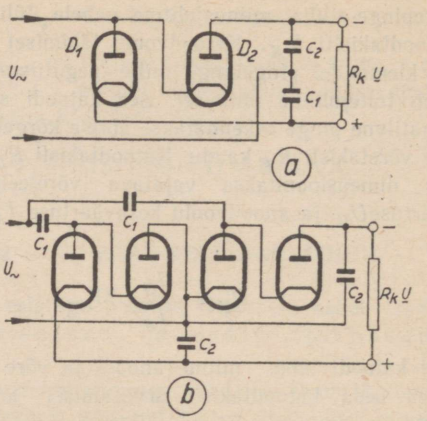
Joonisel 32 — 6*a* toodud pinge-kahekordistajas laadub kondensaator C_1 läbi esimese dioodi sel pooltsüklil, mil ta anood on katoodi suhtes positiivne, järgmisel pooltsüklil laadub kondensaator C_2 läbi teise dioodi. Seega mõlemad kondensaatorid laaduvad eraldi võrdsete alalispingete väärtusteni ning kannavad oma laengud järjestikuselt koormustakistusele R_k. Pingereguleerivus on üldiselt halb ning sõltub kondensaatorite C_1 ja C_2 mahtuvusest, paranedes mahtuvuste suurenemisega. Kondensaatorite minimaalseks mahtuvuseks on 16 µF, mille juures väikeste koormustega saadav alalispinge võrdub keskmiselt vahelduvpinge kahekordse efektiivväärtusega.

Lülitus *b* kujutab pinge-neljakordistajat, mis koosneb kahest järjestikusest pooltsükkel-kahekordistajast. Pinge neljakordistamine toimub kondensaatorite C_2 laengute tühjenemise tagajärjel järjestikuselt.

Vahetult toitevõrku lülitatud pingekordistajaid ning nendest toituvaid seadmeid pole võimalik otseselt maandada. Kõrgsageduslikku maandust on võimalik teostada väikese, mitte üle 50 nF kondensaatori kaudu.

Lampsuunajate kasutamine pingekordistajatena on tülikas ja ebapaindlik, sest et iga kasutatava suunaja katoodi asudes erisuguse potentsiaali all, vajatakse igale suunajale eraldi küttemähist. Eriti on lampsuunajate kasutamine raskendatud vahetul, s. o. trafota lülitamisel võrku. Neil puhkudel on otstarbekam pingekordistajates kasutada seleen- ja germaaniumsambaid. Joonisel 32 — 7 on toodud neli metallsuunajatega alaldaja lülitust, millest *a* ja *b* toimivad pingekordistajatena, *c* ja *d* — lihtsate pooltsüklialaldajatena. Kui vajatakse mitut eri suurusega alaldatud pinget, siis on võimalik neist lülitustest koostada soovikohane variant. Nii, näiteks, ühendades kõik joonisel 32 — 7 toodud lülitused rööbiti 220 V vahelduvvoolu võrku (tarbe korral läbi trafo, kui on tarvis väljandpinged isoleerida võrgust) ja ühendades kokku lülituste *a*, *b* ja *c* miinusklemmid ning lülituse *d* plussklemm, saadakse väljandis järgmised pinged: +250 V, +500 V, +750 V ja —250 V.

Toodud lülitustes on alaldaja sisendid sillatud 0,05 µF filterkondensaatoritega, R_1 on tippvooluväärtuse piiramistakistid (ca 20 Ω); C_1 ja C_2 on kordistuskondensaatorid, mille arvväärtused tuleb valida võrdeliselt koormusvoolule. C_{F1}, C_{F2}, R_F moodustavad alaldaja filterlüli, mille arvväärtuste valikust sõltub alaldatud pinge lainelisus. Ühtlasi väljandpinget reguleerida saab filtertakisti R_F väärtuse muutmisega.



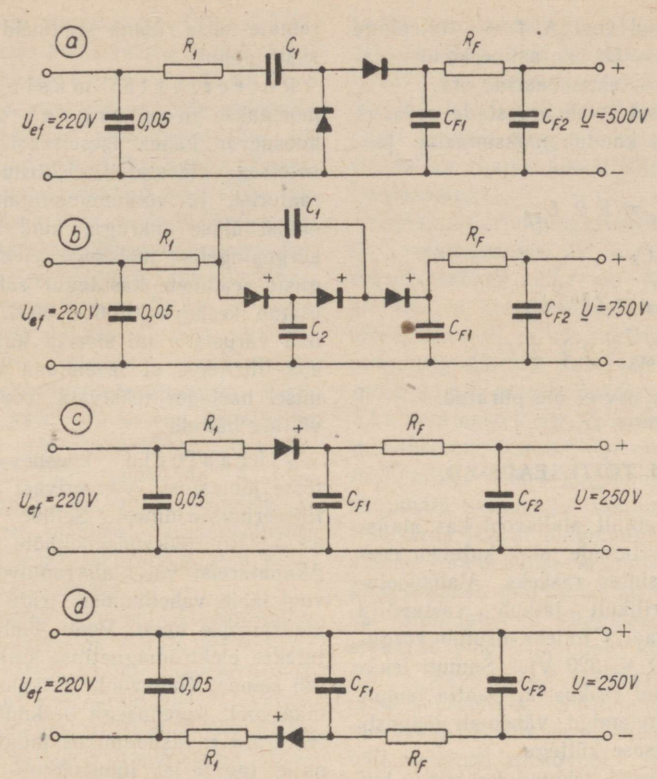
Joon. 32 — 6. Pingekordistuslülitusi: *a* — pinge kahekordistaja, *b* — pinge neljakordistaja. Kondensaatorite tööpinge 220-voldise võrgupinge puhul C_1 — 500 volti, C_2 — 700 volti, kondensaatorite mahtuvus vähemalt 16 mikrofaradit.

Kui alaldaja toidab suurtes piirides muutuvat koormust, siis pingereguleerivuse seisukohalt osutuvad pingekordistajad ebapiisavateks. Neil puhkudel tuleb kasutada harilikku alaldaja lülitust. Juhul, kui vajatakse mitmesugust anoodtoidet ning soovitakse säästa lisatrafot või kulukat võimsuskadu pingejagajas, siis kasutatakse erilise ehitusega toitetrafot, mille sekundaarmähisest on välja toodud vajalik arv sümmeetrilisi haruühendeid. Joonisel 32 — 8 toodud lülituses kasutatakse eraldi täistsükli-alaldajaid mõlemale pingele U_1 ja U_2 Filter-paispoolid on ühised mõlemale toitevooluringile, asetsedes ühises miinusjuhtmes. Alaldaja väljand on šunditud kunstlike koormustakistustega R_1 ja R_2, mille väärtused oomides võrduvad 1000-kordse paispooli L_1 henride arvuga.

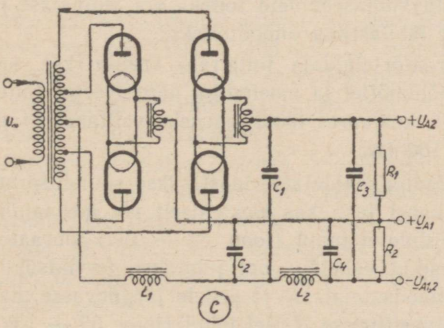
Juhul, kui soovitakse saada tugevama vooluga toitevõimsust, võib lampe lülitada rööbiti vajaduse järgi, s. o. ühendades kokku anoodid ja katoodid omavahel.

Elavhõbe-gaaslampide ühendamisel rööbiti tuleb iga lambi anoodi vahetult lülitada 50 ... 100-oomised takistid, et tagada lampide õiget süttimist ja ühetasast koormuse jaotust.

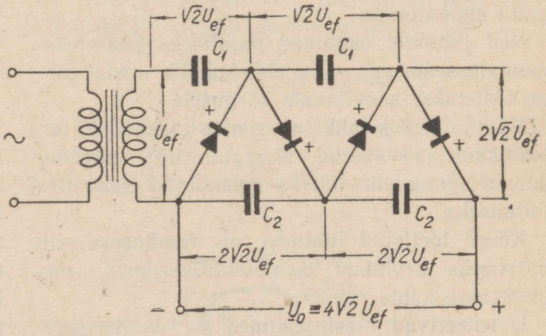
Pingekordistajaid on eriti otstarbekas kasutada kõrgepingelistes alaldajates juhul, kui koormusvoolud on väikesed ja ligikaudu püsivad, nagu, näiteks, elektronkiiretoru anoodide toitel. Joonisel 32 — 9 on toodud kõrgepingelise



Joon. 32 — 7. Kuivsuunajatega alalduslülitusi.



Joon. 32 — 8. Kahesuguse anooditoitepinge saamine ühest toitetrafost.



Joon. 32 — 9. Kõrgepingelise pingekordistaja põhimõtteline lülitusskeem.

pingekordistaja põhimõtteline lülitusskeem, milles võib kasutada nii lamp- kui ka metallsuunajaid. Selles lülituses rakendatakse pinge kahekordistuse põhimõtet, kusjuures väljandis saadav alaldatud pinge koormamatult

$$\underline{U}_0 = \sqrt{2}\,U_{ef}\,2n,$$

milles U_{ef} on toitepinge efektiivväärtus, n — pingekordistaja astmete paaride arv (aste — üks suunaja + üks kondensaator C). Koormatult langeb pinge sõltuvalt koormuse suurusest keskmiselt $\underline{U} \approx 0{,}8\,\underline{U}_0$.

Kui, näiteks, toitepinge $U_{ef} = 500$ V, siis $n = 2$ puhul, nagu kujutatud joonisel 32 — 9, alaldatud pinge koormamatult

$$\underline{U}_0 = \sqrt{2} \cdot 500 \cdot 2 \cdot 2 = 2800 \text{ V}$$

ja koormatult

$$\underline{U} \approx 0{,}8 \cdot 2800 = 2250 \text{ V}.$$

Alaldatud pinge lainelisus

$$\Delta\underline{U} \approx \frac{\underline{I}_0}{fC}\, n \left(\frac{n+1}{2}\right),$$

milles I_0 — alaldatud vool A, f — toitepinge sagedus Hz, $C = C_1 = C_2$ ühe astme kondensaatori mahtuvus F, n — astmepaaride arv.

Lülituse koostamisel tuleb arvestada seda, et kondensaatoritele C_1 kandub maksimaalne tööpinge:

$$U_{max} = \sqrt{2}\, U_{ef}$$

ja kondensaatorile C_2

$$U_{max} = 2\sqrt{2}\, U_{ef}$$

ning suunajatele $U_{max} = 2\sqrt{2}\, U_{ef}$.

Astmete lülitamise arv ei ole piiratud.

32 — 9. ERI TOITESEADMED.

Kui kasutada on ainult alalisvool kas alalisvooluvõrgu või akupatareide näol, kujuneb raadioseadmete toiteküsimus raskeks. Alalisvooluvõrgu pingest harilikult jätkub vastuvõtja anoodtoiteks, kuid saatja toiteks osutub võrgupinge madalaks (110 V, 220 V). Samuti tekib alalisvooluvõrgu puhul raskusi ka saatja lampide küttega, sest saatelambid, vähemalt lõppastmes, on harilikult otsese küttega.

Samalaadsed raskused tekivad ka siis, kui kohapeal on kasutada ainult madalapingeline (6...12-voldine) akupatarei, mis on küll otstarbekas lampide kütteks, kuid otseselt rakendamatu anoodtoiteks.

Neil juhtudel osutuvad vajalikeks lisa-voolumuundusseadmed, mille abil kohalik madal pinge tõstetakse soovitavale kõrgusele.

Mõnikord võib tekkida vajadus alalisvoolu-toiteallikaid (a.-v.-võrku, akupatareisid) rakendada vahelduvvoolu toiteks ettenähtud seadmete toitmiseks.

Kõigil loetletud juhtudel on raadioseadmete toitmiseks tarvilikud lisamuundusseadmed, mis jaotatakse kahte rühma:

1) roteerivad masinseadmed — mootorgeneraatorid, voolumuundajad,

2) vibraatorid — vibraator-alaldajad ja vibraatormuundajad.

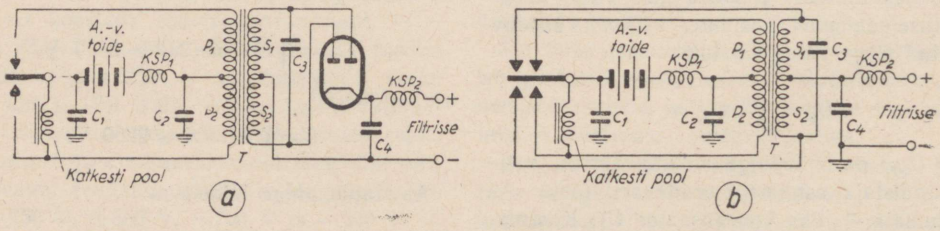
Esimese rühma seadmeid rakendatakse suuremate, teise rühma seadmeid väiksemate võimsuste puhul.

Roteerivate masinseadmete all mõeldakse mootorgeneraatoreid, mis koosnevad kahest iseseisvast, mehaaniliselt teineteisega sidestatud elektrimootorist ja -generaatorist, ja voolumuundajaid, mis kujutavad endist ühise ankruga, kuid kahe, madala- ja kõrgepingelise mähisega elektrimasinat. Seesuguste seadmete kasutegur sõltub võimsusest ja ulatub keskmiselt 50...60%. Igal juhul tuleb nad varustada nii sisend- kui ka väljandpoolel k.-s.-filtritega, et tasandada voolu kommuteerimisel harjades tekkivaid voolu ebatasasusi ja vältida häireid.

Vibraatorid koosnevad erilisest pingetõste jõutrafost, vibreerivast voolukatkestist ja filtreerimisseadmest. Sellise vibraatori (joon. 32 — 10) töötamispõhimõte seisab järgmises. Akupatareist või alalisvooluvõrgust tulev toitevool läbib vaheldumisi trafo sümmeetrilisi primaarmähise pooli. Voolu ümberlülitamine teostatakse elektromagnetilise katkesti abil, mis toitub samast alalisvoolu allikast. Katkestatav primaarvool, sagedusega keskmiselt 100 Hz, tekitab trafo raudsüdamikus muutuva magnetvälja, mille tagajärjel indutseerub sekundaarmähises trapetsikujuline vahelduvpinge; pinge määratakse kindlaks trafo mähiste keerdude arvuga. Saadud vahelduvvoolu võib kasutada otseselt vahelduvvooluseadmete toiteks või suunajast ja filtrist läbilastuna anoodtoiteks.

Vibraator-alaldaja toitetrafo arvutatakse samal põhimõttel ja meetodiga nagu võrgu toitetrafogi, kusjuures töösageduseks valitakse tavaliselt 100 Hz.

Vibraator-alaldajates teostatakse suundusprotsessi kahel teel: kas elektriliselt või mehaaniliselt. Esimesel juhul (joon. 32 — 10*a*) vibraatoris saadud vahelduvvool juhitakse terviktsüklilisse dioodsuunajasse ja sellele järgnevasse madalläbivusfiltrisse. Teisel juhul (joon. 32 — 10*b*) toimub vahelduvvoolu suunamine vibraatori katkesti lisakontaktide paariga sünkroonselt. Järsu voolukatkestamise tõttu on väljandvool trapetsikujuline, mis on seotud väga suure katkestussa-



Joon. 32 — 10. Vibraatorsuunaja lülitusi: *a* — elektronlambiga vibraatorsuunaja, *b* — mehaaniliselt suunav vibraatorsuunaja.

geduse harmooniliste sisaldusega. Ühtlasi tekivad sekundaarmähises katkestamise hetkil samal põhjusel suhteliselt kõrged tipp-pinged. Nii ühed kui teised kutsuvad vastuvõtjas esile märgatavaid häireid kas vahetult vibraatorseadme või tagasikantuna alalisvoolu allika kaudu. Seepärast on igal juhul vaja vibraator sisendi ja väljandi pool varustada küllaldase k.-s.-filtriga. Sisendfilter, mis lülitatakse järjestikku alalise toitevoolu allikaga (a.-v.-võrguga, akupatareiga), koosneb filterkondensaatoritest C_1 ja C_2 (akupatareist toite puhul langeb C_1 ära, patarei klemm maandatakse vahetult), mahtuvusega 0,5 ... 1 µF, ja kõrgsageduspaispoolist *KSP*, millel peab olema väike alalisvoolu takistus ja keskmiselt 0,5 ... 1 mH induktiivsus. Akupatareist toite puhul võib filtri valmistada 1,8 ... 2,0 mm traadist 10 kuni 15 mm alusele «metsikult» keritud 50-keerulisest mähisest, alalisvooluvõrgust toitel kujuneb traat peenemaks, kuid keerdude arv vastavalt suuremaks.

Väljandfilter koosneb summutuskondensaatorist C_3, mille ülesandeks on piirata sekundaarmähises arenevaid vahelduvpinge tippväärtusi ja vähendada vibraatori kontaktide vahel tekkivat sädelemist, ja järgnevast filtrilülist C_4, KSP_2. C_3 tööpinge tuleb valida väljandpingest vähemalt 6 korda kõrgem, ta väärtus on kriitiline ja tuleb katseliselt kindlaks määrata. Optimaalse C_3 väärtuse puhul on sädelemine kontaktide vahel minimaalne ja sisendvool on minimaalne võrdse väljandvõimsuse juures. Ta keskmisteks väärtusteks on 0,005 ... 0,03 µF. C_4 suurus on keskmiselt 0,01 ... 0,1 µF; KSP_2 koosneb 300 ... ... 400 keerust 0,2 mm traadist ristmähisest, kerituna 8 ... 10 mm alusele.

Vibraator-alaldajas järgneb k.-s.-filtrile veel m.-s.-filter, mis koostatakse varemkäsitletud üldpõhimõtete järgi. Siiski kujunevad filtri elementide *LC* väärtused väiksemateks, sest vibraatori töösagedus on võrgu vahelduvvoolu sagedusest suurem.

Vibraatorseadmete kasutegur on üldiselt suurem kui vastavate roteerivate masinseadmete juures. Kuid vibraatorseadmete korralikuks ja häirevabaks töötamiseks on oluline k.-s.-filtrite õige dimensioonimine, hea maandamine ja hea varjestamine metallkastiga.

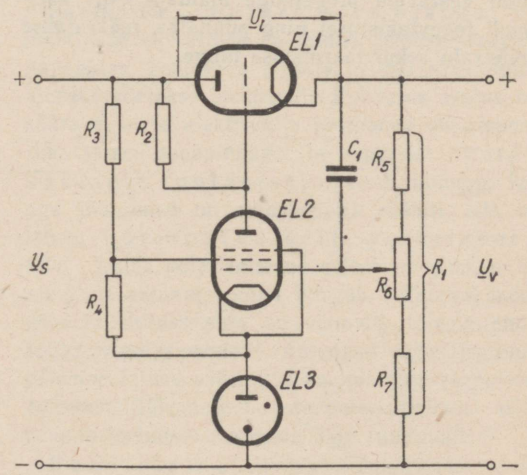
32 — 10. ELEKTRON-PINGESTABILISAATORID.

Elektron-pingestabilisaatoriteks nimetatakse selliseid alalispinge stabiliseerimisseadmeid, milles pinge reguleerijatena toimivad vaakuumelektronlambid. Oma kõrge stabiliseerimisvõime, suure pingereguleeritavuse ja inertsivaba toime tõttu on elektron-pingestabilisaatorid võrreldes teiste samalaadsetega täiuslikemad ja kohati asendamatud. Nad tasandavad väga efektiivselt niihästi koormusvoolu (väljandis) kui ka toitepinge (sisendis) kõikumistest tingitud väljandpinge muutusi ning vähendavad väljandpinges ühtlasi ka ebatäiuslikust filtrimisest põhjustatud lainesuspinget.

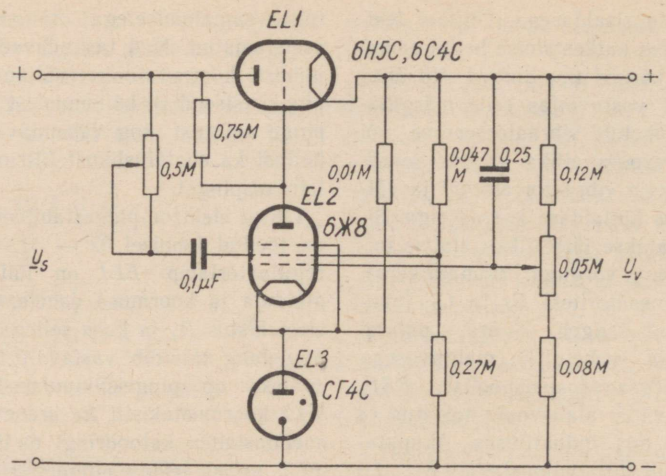
Lihtsa elektron-pingestabilisaatori lülitusskeem on toodud joonisel 32 — 11, millest nähtub, et regulaatorlamp *EL1* on lülitatud järjestikku alaldaja ja koormuse vahele. Regulaatorlambi sisetakistus R_i ja koos sellega ka lambis tekkiv pingelang muutub vastavalt lambi tüürpingele, milleks on pingekõikumistest võimenduslambi *EL2* koormustakistil R_2 arenev pingelang. Võimenduslambi katoodringi on lülitatud huumlamp *EL3*, milles tekkiv pingelang on jääv ja seega sõltumatu sisend- ja väljandpingete kõikumistest. Seda jäävat pingelangu rakendatakse *EL2* alalise võre-eelpinge andmiseks. Võimenduslampi tüüritakse pingekõikumistega nii sisend- kui ka väljandpoolelt. Reguleerimata sisendpinges arenevad pingekõikumised kantakse pingejagaja R_3, R_4 kaudu *EL2* varivõrele, mis toimib siin teise tüürvõrena. Sisendpinge $\underline{U}_s$ suurenedes muutub *EL2* võre positiivsemaks, millele vastavalt suureneb anoodvool. Selle tagajärjel tekib koormustakistil R_2 võimendatud pinge, mis rakendatuna regulaatorlambi *EL1* võrele omab sellist faasi, et lambi sisetakistus ja koos sellega pingelang $\underline{U}_l$ lambis $\underline{U}_l$ suurenevad ning väljandpinge $\underline{U}_v$ osutub konstantseks:

$$\underline{U}_v = \underline{U}_s - \underline{U}_l = \text{const.}$$

EL2 tüürvõrele kanduvad pingejagaja R_5, R_6, R_7 ja kondensaatori C_1 kaudu koormuse muutusest ja väljandpinge lainesusest tingitud pingekõiku-



Joon. 32 — 11. Elektron-pingestabilisaatori lülitusskeem.



Joon. 32 — 12. Minimaalse lainesuspingega elektronstabilisaatori lülitus.

mised, mis samuti võimendatuna, mõjuvad regulaatorlambile väljandpinget stabiliseerivalt. Kuna *EL3* ja *EL2* asendamisel uutega nende põhiparameetrid võivad muutuda, siis täpne eelpinge seadmine toimub poolmuudetava potentsiomeetri R_6 abil.

Kirjeldatud 250 ... 300 V väljandpingega seade vähendab lainesuspinget kuni 0,05 V. Väljandpinge reguleeritavus ulatub ± 2 V.

Joonisel 32 — 12 toodud lülitusega on võimalik lainesuspinget vähendada vähemalt 0,002 V.

Elektron-pingestabilisaatoris kasutatakse regulaatorlambina võimalikult väikese R_i-ga trioodi 6C4C, 6H5C või trioodina lülitatud jugatetroodi 6П3С, 6П6С. Juhul, kui vajatava koormusvooluga ületatakse ühe lambi anoodkaovõimsus, lülitatakse 2 ... 4 lampi rööbitiselt. Eeldades 20 ... 30 V pingelangu regulaatorlambis, samuti vastavaid pingelange alaldaja filtri paispooli tegevtakistusel ning suunajas, määratakse toitetrafo sekundaarmähise pinge.

Võimenduslambiks kasutatakse lühikese tunnusjoonega k.-s.-pentoodi 6Ж8, mille anoodkoormustakistus valitakse suur ($R_2 = 0{,}5 \ldots 1$ MΩ), et saavutada suurt võimendust. Selleks, et *EL2* võrele kanduks võimalikult kõik lainesuspinge, tuleb kasutada suurima tööpingega huum-regulaatorlampi, näiteks СГ4С või patareid. Huumlambi normaalseks töötamiseks peab pingejagajat R_3, R_4 läbima vähemalt 8 mA vool, millele vastavalt kujunevad $R_3 \approx 22500\,\Omega$ ja $R_4 \approx \approx 7500\,\Omega$. *EL2* eelpinge pingejagaja takistus $U_v = 300$ V puhul valitakse $R_1 \approx 0{,}25$ MΩ, mille õlad: $R_5 = 0{,}12$ MΩ, $R_6 = 0{,}05$ MΩ ja $R_7 = 0{,}08$ MΩ.

Kondensaatori C_1 mahtuvus ei või ületada 0,25 μF, kuna muidu ta pole suuteline üle kandma kiiresti muutuvaid lainesuspingeid.

Veelgi suurema pingestabiilsuse saavutamiseks kasutatakse kaheastmelise pingevõimendajaga elektron-pingestabiliseerimise seadmeid.

SEITSMES OSA.

RAADIOLAINETE LEVIMINE JA ANTENNID.

33. peatükk.

RAADIOLAINETE LEVIMINE.

33 — 1. RAADIOLAINE ÜLDISI OMADUSI.

Tavalises võnkeringis on kondensaatori ja pooli mõõted niivõrd väikesed, et elektri- ja magnetväljad keskenduvad peaaegu täielikult kondensaatoriplaatide vahele ja pooli ruumalasse, väljaulatuvad hajuvväljad on aga suhteliselt väga väikesed. Võnkumisprotsessi vältel toimub pidevalt võnkeenergia muundumine elektriväljaenergiast magnetväljaenergiaks, ja ümberpöördult. Kord alanud võnkeprotsess kestab seni, kuni kogu võnkeenergia on võnkeringi takistuses soojuseks muutunud.

Kui aga suurendada võnkeringi elementide *LC* mõõteid, siis muutub ta lõpuks avatud võnkeringiks, liiniks, milles *L* ja *C* on ühtlaselt jaotatud kogu liini pikkusele. Sellises avatud võnkering-liinis, mida nimetatakse antenniks, ei keskendu elektri- ja magnetväljad endiselt võnkeringi vahetusse ümbrusse, vaid hajuvad ruumi valguse kiirusega (300 000 km/sek). Selliselt kondensaatori laadimise pooltsükli kestel ruumi levinud elektriväljaenergia (arvestades välja piiratud levimiskiirust) ei jõua kondensaatori tühjenemisel terviklikult antennini tagasi; hiljaksjäänud väljaenergia osa vabaneb antennist ja levib kiirgusenergiana ruumi. On arusaadav, et kiirgumine on seda suurem, mida avaramad on antenni mõõted ja mida suurem on kõrgsagedusenergia võnkumissagedus.

Sama nähtus ilmneb ka magnetvälja juures, mis ringikujuliselt ruumi levides samuti ei jõua terviklikult antenni tagasi pooltsükli kestel, mil areneb antennivoolu kahanemine, ning vabanedes antennist kiirgub valguse kiirusega ruumi.

Seejuures on mõlemad, nii kiirguse elektri- kui ka magnetväli, üksteisega lahutamatult seotud, kusjuures igasugune elektrivälja muudatus kutsub esile magnetvälja muutuse, ja ümberpöördult. Mõlema välja jõujoonte suunad on teineteisega risti ja asuvad tasapinnal, mis on risti levimissuunaga.

Raadiolained kuuluvad samade elektromagnetiliste lainete hulka mis valguslainedki, omades ühesugust levimiskiirust ja ühesuguseid iseloomustavaid omadusi, nagu polariseerumist, peegeldumist, murdumist ja paindumist.

Raadiolaine polariseerumiseks nimetatakse ta väljade tasapinna asetust maapinna suhtes, kusjuures polarisatsiooni määramise aluseks võetakse elektriväli. Kui laine asetus on säärane, et ta elektrivälja jõujooned on perpendikulaarsed maapinnaga, on tegemist vertikaalselt polariseeritud lainega, kui aga jõujooned on maapinnaga rööbiti, siis on laine horisontaalselt polariseeritud. Laine polarisatsioon sõltub nurgast, mille all laine antennist välja kiirgub. Antenni mõõdete ja ehitusviisiga on võimalik lainele anda soovitav polarisatsioon. Antennist väljakiirgunud pikemad lained säilitavad ruumis oma algpolarisatsiooni, lühemate lainete polarisatsioon võib ruumis levimisel muutuda õige tunduvalt.

Raadiolaine peegeldumine (reflekteerumine) tekib siis, kui ta levimise homogeenne keskkond katkeb teravalt piiritletava, so-

bivate omaduste ja mõõdetega uue keskkonnaga. Säärast keskkonna homogeensuse katkemist võivad esile kutsuda elektrijuhid, kui nende mõõted on võrreldavad vähemalt lainepikkusega. Peegeldumist põhjustavad ka isolaatorid, kui nende dielektriline läbitavus erineb keskkonna dielektrilisest läbitavusest. Sellise homogeensuse katkemise tüüpilisemaiks näiteiks on maapind ja ioniseeritud õhkkonna kihtide piirjooned, kuid ka säärased objektid nagu laev, lennuk ja isegi inimese keha võivad põhjustada väga lühikeste raadiolainete peegeldumist.

Raadiolaine võib samuti kui valguskiirgi murduda (refrakteeruda), kui ta oma levikul siirdub nurga all teise keskkonda, millel on endisest erinev murdumisindeks. Murdumist põhjustab laine levimiskiiruse muutumine eri keskkondades. Raadiolaine murdumisnähtused ilmnevad nii ionosfääris, s. o. ioniseeritud kõrgemates atmosfääri kihtides, kui ka troposfääris, s. o. madalates atmosfääri kihtides. Tavaliselt kandub raadiolaine murdumisel maakera pinnale tagasi.

Samuti kui teiste laineenergia levimiste juures esinevad ka raadiolainete levimisel paindumise (difraktsiooni) nähtused, mis avalduvad laine kaldumises tõkestava serva taha. Paindumise tagajärjel kaldub osa sirgjooneliselt levivast laineenergiast kõrvale ning on vastuvõetav punktides, mis asuvad väljaspool sirgjoonelist laine levimissuunda.

Levimisteekonna kõrguse järgi jaotatakse raadiolained ionosfääri-, troposfääri- ja maalaineteks.

Ionosfäärilaine moodustab selle üldise kiirguse osa, mis saateantennist suundub üles ionosfääri suunas. Sõltuvalt muutlikest ionosfääri tingimustest ning kiirguse sagedusest võib ionosfäärilaine lahkuda ruumi, maakera pinnale tagasi jõudmata, kuid peegeldumise ja murdumise tagajärjel võib ta teatavail kaugusil maapinnale uuesti tagasi tulla.

Troposfäärilaine moodustab selle kiirguse osa, mis troposfääri dielektrilise läbitavuse järskude muutuste tagajärjel, tingituna õhumasside temperatuuri ja niiskusesisalduse muutusest, allub peegeldumise ja murdumise nähtustele.

Maalaine moodustab selle üldise kiirguse osa, mida otseselt mõjutab maapind ja temal asuvad esemed. Maalaine koosneb kahest laneliigist: pinna- ja ruumilainest. Pinnalaineks on kiirgus, mis levib maapinnases selle juhtivuse tõttu. Ruumilaine koosneb veel kahest komponendist: otselainest, mis levib maapinna läheduses sirgjooneliselt, ja maapinnal peegeldunud lainest, mis lameda nurga all vastu maapinda peegeldunult levib edasi maapinna läheduses.

33 — 2. LEVIMINE IONOSFÄÄRIS.

Ühendusepidamine kaugemate punktidega on raadiolainetega sagedusastmikus 3...30 MHz põhimõtteliselt võimalik ainult ionosfäärilise laine kaudu. See laine lahkub saateantennist ruumi sellise nurga all, mille juures ühendusepidamine poleks mõeldav teisiti, kui et laine teekond paindub uuesti tagasi maakera pinnale. Laine teekonna tagasipaindumist põhjustab atmosfääri ülemine ioniseeritud kiht — ionosfäär. Ionosfäär sisaldab suurel arvul vabu elektrone ja ioone, mille kontsentratsioonist on sõltuv murdumisnäitaja. Ioniseerumise tekkimise põhjuseks arvatakse olevat põhimiselt päikese ultravioletsed kiired, mis on väga intensiivsed kõrgemates atmosfääri kihtides. Tegelikult eritletakse mitut ioniseeritud õhukihti, mis asuvad erinevail kõrgusil ja omavad erinevat ioniseerumise tihedust. Iga kiht omab teatavat paksust, mille keskosa on ioniseeritud maksimaalselt.

Teatud ioniseerumise tiheduse juures vähenevad laine murdumise omadused sageduse suurenemisega. Seega on murdumine kõrgemate sageduste juures väiksem kui madalamate sageduste puhul ja kui laine sagedus on küllalt suur, saabub lõpuks piir, kus murdumine muutub seevõrra väheseks, et kiirgus maakera pinnale enam tagasi ei jõua, vaatamata sellele, et ta langenurk ioniseeritud kihti oli väga väike.

Mida suurem on ioniseerumise tihedus, seda suurem on murdumine iga sageduse juures. Seega kaugühenduseks kõlblik minimaalne lainepikkus ioniseerumise suurenemisega väheneb, ehk teiste sõnadega, kasutatav maksimaalne sagedus suureneb.

Liikudes ionosfääris kaotab laine osa oma energiast absorptsiooni ehk neeldumise näol, mis suureneb sageduse vähenemisega ja ionisatsiooni tihedusega. Erakordselt tugev ioniseerumine, eriti madalamates ioniseeritud kihtides, võib laineenergia täielikult absorbeerida.

Lisaks murdumisele tekib ioniseeritud kihtide alumistes servades laine peegeldumine, kui alumise serva ioniseerumise muutus on teravalt piiritletud. Peegeldumine saab toimuda ainult siis, kui kihi alumise serva ioniseerumise tihedus muutub õige järsult ja kui säärase kihi serva tiheduse muutumise mõõted sügavuti on võrreldavad kihile risti saabuva laine pikkusega. Seega ilmnevad peegeldumise nähtused peamiselt pikemate lainepikkuste, s. o. madalamate sageduste juures.

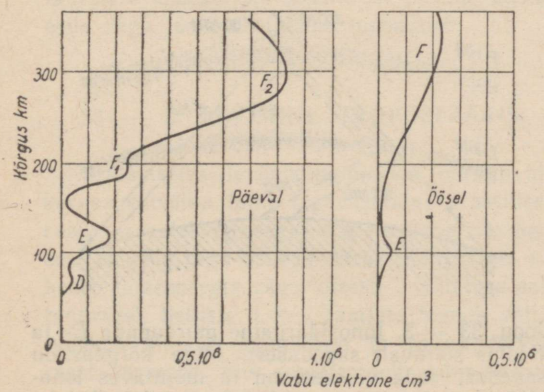
Kui sagedus on küllaldaselt madal, peegeldub vertikaalselt ionosfääri saadetud laine järsult ning saabub tagasi saatepunkti. Kõrgeimat sagedust, millel peegeldumine teatud ionosfääritingimustel saab tekkida, nimetatakse kriiti-

liseks sageduseks. Kõik kriitilisest sagedusest kõrgemad sagedused püstloodis üles saadetuna läbivad ionosfääri, maakerale tagasi tulemata, kõik kriitilisest sagedusest madalamad sagedused peegelduvad maakera pinnale tagasi. Loomulikult ei ole kriitiline sagedus püsiv, vaid muutub koos ionosfääri ioniseerumise, s. o. vabade elektronide ja ioonide kontsentratsiooni muutumisega. Päikese intensiivsema kiirguse tagajärjel on kriitilised sagedused suvel märgatavalt suuremad kui talvel, päeval suuremad kui öösel. Kuigi kriitilist sagedust võib vaadelda saatetingimuste näitajana, pole ta siiski kõrgeimaks kasutatavaks sageduseks, sest teised sama sagedusega lained, mis ionosfääri saabuvad väiksemate kui 90° nurkade all, murduvad maapinnale tagasijõudmiseks vajalikul määral. Maksimaalne kasutatav sagedus, mida omavad väga väikeste nurkade all väljasaadetud lained, võrdub keskmiselt kolmekordse kriitilise sagedusega.

Madalaimat ioniseeritud kihti, mis maksimaalsetes ioniseerimistingimustes asub keskmiselt 110 km kõrgusel maapinnast, nimetatakse *E*-kihiks. Ta ioniseerumise tihedus on maksimaalne keskpäeval, mil päikese kiirgus on maksimaalne, muutudes öösel võrdlemisi nõrgaks. Säärane kiire ioniseerumise muutus sõltuvalt päikese kiirgusest on tingitud sellest, et sellises madalas kõrguses on õhutihedus veel küllalt suur, mistõttu vabade elektronide ja ioonide ümberkombineerumine toimub kiiresti.

E-kihi saba, mis asub keskmiselt 70 km kõrgusel, omab mõnikord nõrka maksimumi, mida nimetatakse *D*-kihiks. Ta tihedus on nõrk, nii et ainult madalad sagedused temas tagasi peegelduvad. *D*-kihi olulisemaks tähtsuseks on, et ta absorbeerib raadiolainetest energiat.

Järgnevaks põhi-ioniseeritud kihiks on *F*-kiht, mis asub öösiti umbes 280 km kõrgusel. Sellises kõrguses on õhk niivõrd hõre, et ioonide ja elektronide ümberkombineerumine saab nendevaheliste suurte vahemaade tõttu areneda väga aeglaselt. Ioniseerumine väheneb pärast päikese loojakut, jõudes miinimumini parajasti päikese tõusuks. Päevaajal *F*-kiht jaguneb kaheks — F_1- ja F_2-kihiks, mille keskmised kõrgused asuvad vastavalt 225 km ja 320 km kõrgusel. Need kihid on väga tugevasti ioniseeritud keskpäeval ning liituvad uuesti ühiseks *F*-kihiks pärast päikese loojakut (joon. 33 — 1).



Joon. 33 — 1. Vabade elektronide paiknemine öösel ja päeval, millest sõltuvalt kaob öösel *D*-kiht ning liituvad F_1 ja F_2 kihid.

Ioniseeritud kihtide muutumine areneb tsükliliselt ja korrapäratult, tingituna reast välismõjutustest. Tsükliliste ioniseerumise muutuste all tuntakse ööpäevaseid, aastaaja, päikese pöörlemisest ja päikeselaikudest põhjustatud tsüklilisi muutusi.

Ööpäevased muutused sõltuvad otseselt päikese kiirguse mõju muutusest ööpäeva kestel, tingituna maakera pöörlemisest oma telje ümber. On arusaadav, et need muutused arenevad kooskõlas kohaliku ajaga.

Aastaaja muutustest tingituna muutuvad E-kihi kriitilised sagedused, millede keskväärtus suvel võrdub 4 MHz, talvel 3 MHz. *F*-kiht muutub aastaajaga vähe, ta kriitiliseks sageduseks õhtuti on keskmiselt 4...5 MHz. F_1-kiht, mille kriitiliseks sageduseks suvel on umbes 5 MHz, kaob talvel harilikult täielikult. F_2-kihi kriitilisteks sagedusteks on talvel keskmiselt 11...12 MHz, suvel 7MHz. F_2-kiht asub talvel umbes 300 km ja suvel umbes 400 km kõrgusel. Aastaaegade üleminek tekib kevadeti ja sügiseti, millal ionosfäärilised olud on väga muutlikud.

Seoses päikese pöörlemistsükliga paranevad iga 28-päevase perioodi kestel ühendusepidamise tingimused lühikeseks ajaks tippväärtuseni, millele harilikult järgneb võrdlemisi järsk ühendusepidamise tingimuste halvenemine alla normaalse. Sellele langusele järgneb ühtlane pidev tõus, mis areneb uueks lühiajaliseks tippväärtuseks. 28-päevase tsükli mõju on eriti tähelepandav 14 ja 28 MHz amatöörsageduste ribades.

11-aastane päikeselaikude tsükkel kutsub samuti esile ioniseeritud kihtide omaduste muutumise, mis avaldub selles, et F_1- ja F_2-kihi kriitiliste sageduste väärtused tsükliliselt tõusevad ja langevad. Päikeselaikude maksimumil on kriitilised sagedused kõrgemad, miinimumil — madalamad. Ainult päikeselaikude miinimumil on kaugühendus võimalik madalamail sagedusil; 28 MHz laineriba on neis tingimustes vaevalt kasutatav, kuid 14 MHz laineriba on sobivaim päevaseks tööks, olles vähem kõlblik öösiti. Registreeritud perioodilisuse järgi kujunes 1947. a. päikeselaikude maksimumi aastaks.

Korrapäratud ionosfääri muutused tekivad koos maakera magnetvälja tormidega, mis või-

vad kesta järgemööda mitu päeva. Magnetitormide ajal ioniseeritud kihid hajuvad, millega harilikult selts:b märgatav absorptsiooni tõus. Raadio-ühenduse pidamine on neil puhkudel väga halb, kusjuures on märgata üldist kriitiliste sageduste langust. Erakordselt tugev õhukihtide ioniseerumine allpool tavalisi ioniseeritud kihte võib suurendada absorptsiooni seevõrra, et ionosfäärilaine kasutamine kõrgemail sagedusil osutub täiesti võimatuks isegi mitme tunni kestel. Analoogilisi nähtusi, mil ionosfäärilaine läbiminek katkeb, põhjustab mõnikord ka erakordne päikeselaikude ilmumine, mis tekib ainult päeval ja kestab võrdlemisi lühikest aega.

Magnetitormid on sageli seotud virmaliste ilmumisega, mis kujutavad raadiolainetele peegeldavat pinda: see pind on suuteline tagasi peegeldama laineid sagedusega isegi kuni 60 MHz.

Mõnikord ilmuvad erakordse tihedusega ioniseeritud laigud keskmiselt *E*-kihi kõrgusel, mis avalduvad selles, et kriitilised sagedused tõusevad umbes kahekordselt, võrreldes normaalseis tingimustes tagasitulevate lainete sagedusega. Juhul, kui säärased erakordsed pilvetaolised ioniseeritud laigud asuvad saate- ja vastuvõtupunktide keskkohal, on võimalik ühendusepidamine sagedusel 56 MHz ulatusteni 800...2000 km. Seesugused erakordsed tingimused tekivad harilikult hiliskevadel ja varasuvel, peamiselt keskpäeva ajal. Erakordsete *E*-kihtide tingimustes lüheneb märgatavalt 14 ja 28 MHz esimene tagasituleku ulatus.

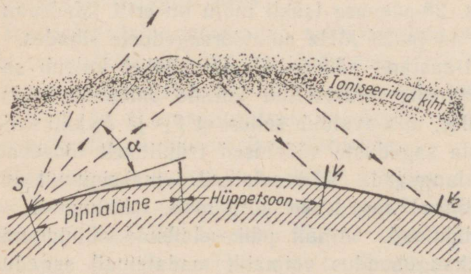
Mida väiksem on nurk, mille all laine lahkub maapinnalt, seda vähem vajab laine paindumist ionosfääris tagasitulekuks maapinnale, ehk teiste sõnadega, seda suurem on ulatus, mida laine suudab katta saate- ja vastuvõtupunktide vahel. Nurka, mis moodustub saateantennist väljakiirgunud laine levimissuuna ja maakera puutuja vahel, nimetatakse kiirgusnurgaks.

Kuna suurema nurga all lahkunud laine tagasitoomiseks maapinnale on tarvis suuremat paindumist, pole kõrgematel sagedustel murdumine küllaldane, kui laine kiirgusnurk ei ole väiksem teatavast piirväärtusest, nn. kriitilisest nurgast, mis on kujutatud joonisel 33 — 2 nurgana. Kriitilise nurga all maapinnale tagasitulev laine määrab lühima kauguse, millel normaalsete ionosfääri-tingimuste juures ühendusepidamine on võimalik. Vahemaad pinnalaine ulatuse ja ionosfäärilaine alguse vahel kutsutakse hüppetsooniks. Hüppetsooni ulatus oleneb sagedusest ja ionosfääri seisundist, olles seda suurem, mida kõrgem on saatesagedus ja mida väiksem on kriitiline sagedus. Hüppeulatus oleneb peale selle veel kihi kõrgusest, milles toimub laine murdumine: kõrgemad kihid põhjustavad pikemaid hüppeulatusi võrdse kiirgusnurga juures. Kiirgusnurgad on saate- ja vastuvõtupunktides harilikult ligikaudu võrdsed.

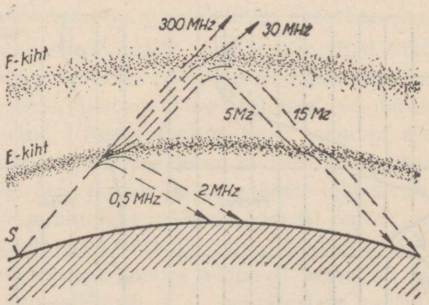
Ionosfäärilaine võib läbida *E*-kihi ja tagasi murduda alles kas *F*-, F_1- või F_2-kihis, olenedes ööpäeva ajast ja valitsevaist tingimustest, sest et viimaste kihtide kriitilised sagedused on kõrgemad (joonis 33 — 3).

Tingituna kiirgusnurgast ja sagedusest on mõnikord võimalik ühendust pidada kas *E*- või F_1-, F_2-kihi kaudu samal sagedusel.

Maapinnale tagasi pöördudes võib laine uuesti peegelduda ionosfääri, kust ta jällegi murdub tagasi maapinnale. Säärane protsess võib korduda mitu korda ja on sobiv selleks, et katta väga suuri ulatusi, sest kihtide piiratud kõrgusé ja maapinna kumeruse tagajärjel võrdub väiksema kasutatava kiirgusnurga puhul maksimaalne hüppekaugus *E*-kihist murdumisel 2000 km ja



Joon. 33 — 2. Ionosfäärilaine murdumine ioniseeritud kihis sõltuvalt laine kiirgusnurgast. Väiksema nurga all lahkunud laine jõuab kaugemasse punkti V_2, keskmise nurga all lahkunud laine jõuab ainult keskmiste ulatusteni V_1, suurema kui kriitilise nurga α all kiirgunud laine lahkub maailmaruumi, maapinnale tagasi pöördumata.



Joon. 33 — 3. Ionosfäärilaine murdumine *E*- ja *F*-kihis sõltuvalt sagedusest. Mida kõrgem on sagedus, seda väiksem on ta mõjutavus ionosfääris: madalad sagedused murduvad juba *E*-kihis, kõrged sagedused läbivad *E*-kihi ja murduvad *F*-kihis, ülikõrgsagedused läbivad nii *E*- kui ka *F*-kihi ja lahkuvad maailmaruumi, maapinnale tagasi jõudmata.

F_2-kihist murdumisel 4000 km. Veelgi väiksema nurga juures väljasaadetud laine absorbeerub kiiresti maapinnaga kokkupuute kohas. Samuti tekivad laineenergia kaod igal maapinnale peegeldumisel, kadude suurus oleneb maapinna iseloomust ja on kõige väiksem merevee juures. Seega on kasulikum, kui ulatus vähegi lubab, kasutada ühehüppelist saadet, kuna kaod tõusevad mitme hüppe puhul märgatavalt.

Saatjast väljakiirgunud laine võib hargneda mitmeks osaks ja vastuvõtupunkti levida erinevaid teid kaudu. Sel puhul kutsuvad teede pikkuste erinevused saabuvate hargnenud lainete vahel vastuvõtupunktis esile faasinihke. Koondväljatugevuse väärtus vastuvõtuantennis võib muutuda väga suurtes piirides, võrdudes nende summaga, kui lained on üksteisega faasis, ja nulliga, kui nad on üksteisega vastufaasis. Kuna teede pikkused aeg-ajalt muutuvad, siis vastavalt sellele muutub ka signaali tugevus, millist nähtust kutsutakse *feedinguks* ehk *vaibumiseks*. Vaibumine võib peale selle tekkida osalainete mitmesuguse kombinatsioonina vastuvõtuantennis, näiteks ühehüppe- ja mitmehüppelainete vahel, pinnalaine ja ionosfäärilaine või troposfäärilaine vahel jne. Viimasel juhul võivad pinnalaine piirulatuse rajoonis tekkida õige tõsised vaibumised, selle piirulatuse ületamisel ühes või teises suunas vaibumised vähenevad, sest üks lainekomponentidest muutub märgatavalt tugevamaks. Feeding võib olla kiire või aeglane, sõltuvalt sellest, kas ionosfääritingimused muutuvad kiiresti või aeglaselt.

Peale tavalise feedingu eristatakse veel *selektiivset feedingut*, mis tekib moduleeritud lainete levikul. Neil juhtudel muutuvad saatetingimused isegi väga väikese sageduse muutumise juures, mistõttu kandevsagedus ja külgribades esinevad sagedused saabuvad vastuvõtuantenni moonutatud amplituudilises ja faasilises vahekorras. Selektiivne feeding kutsub esile väga tõsiseid signaali moonutusi.

33 — 3. LEVIMINE TROPOSFÄÄRIS.

Normaalsetes levimistingimustes piirdub ülikõrgsagedusliku laine tegevusulatus praktiliselt raadio «vaatekaugusega» ehk raadiohorisondiga, sest et selle taga asuvas difraktsionitsoonis väheneb laineenergia väga kiiresti leviulatuse suurenemisel. Selliste ü.-k.-s.-saatjate tegelik väljatugevus muutub kaugusega ja sõltub tervest reast tegureist, mis summaarselt võimaldavad arvestada, et normaalsetes levimistingimustes suure võimsusega ü.-k.-s.-saatja väli kujuneb juba 300 km kaugusel seevõrra nõrgaks, et vastuvõtt praktiliselt on võimatu.

Seega on ü.-k.-s.-laine levimine suurematele ulatustele võimalik ainult ebanormaalsetes levimistingimustes, s. t. kui esinevad teatavad meteoroloogilised või ionosfäärilised olud. Selliste ebanormaalsete laine levimistingimuste puhul, nagu näitavad katsed, on lühiajaline vastuvõtt võimalik 300 ... 2300 km kaugusel saatjast. Teatavatel meteoroloogilistel tingimustel aga võivad levimistingimused osutuda ebasoodsateks, mille tulemusena tegevusulatused võivad neil puhkudel kujuneda märksa väiksemateks normaalsetest.

Füüsikaliselt esineb ü.-k.-s.-laine kaugvastuvõtt kahel teel: levimise tõttu sporaadilises (pilvetaolises) ioniseeritud E-kihis ja levimise tõttu troposfääri inversioonkihtides.

Levimine sporaadilise E-kihi tagajärjel.

Kuigi ü.-k.-s.-lained ei levi normaalsetes ionosfäärikihtides nende kihtide läbipaistvuse tõttu neil sagedusil (välja arvatud lühikestel perioodidel päikese laikude maksimumide ajal), kujuneb sporaadilise E-kihi ionisatsiooni tihedus ü.-k.-s.-laine levitamise säilitamiseks küllaldaselt suureks. Sellised sporaadilised kihid tekivad normaalse E-kihi alas sagedasti. Katseliste andmete varal võib eeldada, et 7-MHz kriitilise sagedusega sporaadiline E-kiht säilitab madalaima võimaliku langenurga all levimise 36-MHz lainele, mis vastab maksimaalsele ühe hüppega levimisele 2300 km ulatusele. Järelikult kõrgema kui 7-MHz kriitilise sagedusega sporaadiline E-kiht on suuteline säilitama kaugsaadet ü.-k.-s.-alas.

Ionosfäärijaamade mõõteandmetest selgub, et intensiivne sporaadiline E-kiht, mille kestus ületab 5% üldisest ajast, esineb Euroopas maist kuni augustikuuni. Seejuures saavutab ionisatsiooni tipp maksimumi kohaliku aja järgi kella 10.00 ... 12.00 ja väiksema abitipu osas kell 18.00. Ajavahemikul septembrist aprillini nihkub suhteliselt väikese intensiivsusega tipp kella 12.00-le. Seega on intensiivsest sporaadilisest E-kihist tingitud kaugvastuvõtt ü.-k.-s.-astmikus tõenäolik maist kuni augustini kella 07.00 kuni kella 22.00.

Katseliselt selgub veel, et ü.-k.-s.-laine levimisel alla 800 ... 1000 km ei oma sporaadiline E-kiht praktilist tähtsust, sest et laine peegeldumise intensiivsus väheneb kiiresti sageduse tõustes, ent kaugustel 2200 ... 2300 km, s. o. ühe hüppe ulatuses, võib ta levitada sagedusi mõnevõrra üle 55 MHz rohkem kui 1% üldise aja kestel. Üle 2300 km ulatuste on kaugvastuvõtt võimalik ainult mitme hüppega ja seega ebatõenäoline. Sagedustel üle 60 MHz on aga vastuvõtt kaugetel ulatustel praktiliselt võimatu, kuigi väga harvadel juhtudel see on esinenud.

Levimine troposfääri kihtide inversiooni (vastupidise paiknemise) tagajärjel.

Normaalsetes troposfääri tingimustes väheneb atmosfääri murdumisindeks pidevalt kõrgusega, mille tõttu ü.-k.-s. raadiolaine kulgeb sujuvalt kõverduvat trajektoori pidi raadio horisondini ning difraktsiooni tõttu tungib üle selle piiri. Murdumisindeksiga võrdelist atmosfääri dielektrilist läbitavust ε saab määrata avaldisega:

$$\varepsilon = 1 + \frac{160}{T}\left(p + \frac{4800\,\tau}{T}\right) 10^{-6},$$

milles T — õhutemperatuur, p — õhurõhk, τ — veeauru, s. o. niiskuse osaldus õhus. Avaldisest nähtub, et ε väheneb (põhjustades laine murdumist maapinna suunas) kui T tõuseb või p väheneb kõrguse suurenemisel. Ühtlasi väheneb ε ka õhuniiskuse vähenemisel.

Normaalsetes atmosfääri tingimustes vähenevad nii T kui ka p kõrguse tõustes, kusjuures nende mõjud ε suhtes, olles vastupidised, teineteist peaaegu tasakaalustavad, andes nõrka kallakut ε vähenemise suunas. Selle tulemusena väheneb kõrguse tõustes nõrgalt ka murdumisindeks, mis levimisel kutsub esile vähese laine paindumise maapinna kumerust mööda. See nähtus on samaväärne maakera tegeliku raadiuse suurendamisega, mis vastaks olukorrale, kui maakera asuks õhutühjas ruumis. Katsed näitavad, et selline maakera efektiivraadius suureneb võrreldes tegeliku raadiusega suhtes 4:3, millele vastab efektiivraadius $r_e = 8448$ km.

Ent teatavates meteoroloogilistes tingimustes võib temperatuuri langemise kiirus kõrgusega olla väiksem, või tekkida isegi inversioon, s. o. temperatuuri langus muutub tõusuks. Samuti võib esineda ka järsk niiskuse vähenemise muutus. Kõige tõenäolisemalt tekib selline olukord kõrgrõhkkondade rajoonis või külmfrondi läbimisel. Seejuures ei tule arvata, et iga kõrgrõhkkond, mis võib tekkida igasugusel aastaajal, eeldaks ebanormaalseid laine levimise tingimusi ja et need tingimused ei teki kogu kõrgrõhkkonna kestusel, vaid ainult teataval ajal. Neil puhkudel vähenevad kõrgusega nii atmosfääri ε kui ka murdumisindeks seevõrra, et maakera efektiivraadius läheneb oma möödetelt tegevraadiusele ning laine hakkab levima piki maakera kumerust.

Sellised inversioonkihid arenevad troposfääri 3000 m kõrguses kihis maapinnast (suuremalt osalt 500...2000 m vahemikus) ja esinevadki teise ü.-k.-s.-lainete levimisulatuste suurendamise põhjusena. Huvitav on seejuures, nagu näitavad katselised andmed, et inversioonkihtidest tingitud murdumise tulemusena troposfääris muutub levimisulatus vaid väga vähe sagedusalas 50 kuni 100 MHz.

Ent sõltuvalt aastaajast suureneb selline väljatugevus juuni-juuli kuudel, vähenedes miinimumini novembris. Seega on käsitletavad aastaaja muudatused väga sarnased intensiivse sporaadilise E-kihiga.

Katseliselt on tähele pandud, et ebanormaalsed troposfääri levimised esinevad intensiivselt levimisel üle maa, vähem üle mere. Tõenäoliselt on see tingitud erinevast maa ja mere soojenemise ja jahtumise kiirusest ning seega nende konvektsiooni mõjust nende kohal asuvale õhule. Maa kohal omandavad ebanormaalsest levimisest troposfääris tingitud väljad miinimumi kella 14.00 ja 16.00 vahel (kohaliku aja järgi), tõustes seejärel õhtul ja öösel pidevalt ning jõudes maksimumini kella 04.00...07.00 vahel, mille järel langevad uuesti pärastlõunase miinimumi suunas. Selgub, et inversioonkihid tekivad öö kestel ja hävivad päeval.

Ebanormaalsetest troposfääri mõjudest tingitud väljatugevuse suurenemine vastuvõtu kohas väheneb pidevalt ulatusega, langedes tähtsusetult väikseks 400...600 km kaugusel. Ent samal ajal võib 350 km kaugusega saatja väljatugevus võrduda 150 km kaugusega jaama väljatugevusega normaaltingimustes.

Katselisel teel saadud andmed lubavad eeldada, et suvekuudel (mai — juuli) esinev ebanormaalne kaugvastuvõtt ü.-k.-s. astmikus toimub järgmistel põhjustel:

ebanormaalse troposfääri levimise tõttu	70%,
ainuüksi sporaadilise E-kihi tõttu	15%,
mõlemal põhjusel koos	15%.

33 — 4. ÜLIKÕRGSAGEDUSTE HAJUVLEVIMINE.

Viimaste aastate uurimuste tulemusena on kindlaks tehtud, et lisaks varemtuntud levimisliikidele, millest olulisemad on troposfääriline murdumine ja ionosfääriline murdumine ning peegeldumine, pakuvad suurt huvi uued ülikõrgsageduste levimisviisid — troposfääriline ja ionosfääriline hajumine. Nende äsjaavastatud levimisviiside suur praktiline tähtsus seisab selles, et nad teevad võimalikuks luua erakordselt kindlat ülikõrgsageduslikku sidet kindlate punktide vahel suurtele kaugustele. Hajuvlevimise põhimõttel toimivates sideliinides on vältimatu suurte saatevõimsuste ja suure võimendusteguriga antennide kasutamine. Sellised sideliinid tagavad märksa kindlamaid ja pidevamaid tulemusi võrreldes madalamatel sagedustel saavutatavatega, sest et ülikõrgsageduslikku hajuvlevimist ei mõjuta tähelepandavalt ionosfääri peegelduse, magnettormide, virmaliste jms. tujud,

mis võivad halvata madalamate sageduste levimist täielikult.

Katseliselt on selgunud, et suuri antennivõimsusi, ulatuslikke antennisüsteeme ja suure tundlikkusega vastuvõtjaid kasutades ei lange ü.-k.-s. signaalid horisondi taga kunagi järsult alla, vaid et nad ulatuvad üllatavalt suurtele kaugustele pidevalt nõrgenedes. Sellise horisonditaguse signaali tähelepandavaks omaduseks on, et ta keskmine tugevus säilib küllaldaselt konstantsena hoolimata ilmastiku või ionosfääri tingimustest. Selle tulemusena on võimalik ülikõrgsagedustel luua palju kindlamat sidet ulatusteni kuni 2000 km võrreldes madalamate sagedustega. Seda uut liiki levimist nimetatakse hajuvlevimiseks, kusjuures eristatakse kahte hajumise tüüpi: esimest, mis toimub mõne km kõrgusel maapinnast ja nimetatakse troposfääriliseks hajumiseks ja teist, mis toimub 50...100 km kõrgusel ioniseeritud *E*-kihi läheduses ja mida seetõttu nimetatakse ionosfääriliseks hajumiseks.

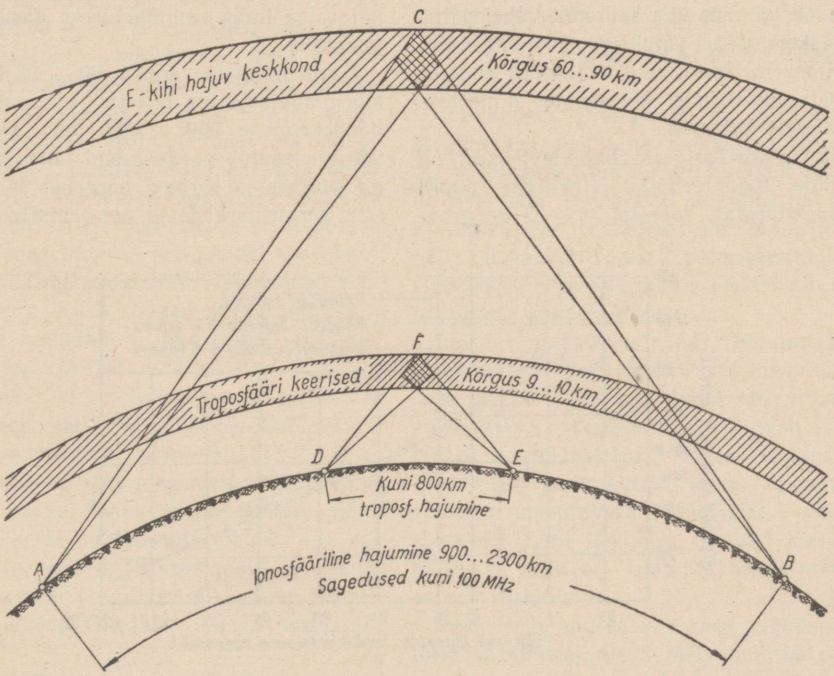
Mõlemad levimisviisid on skemaatiliselt kujutatud joonisel 33 — 4.

Troposfääriline hajumine.

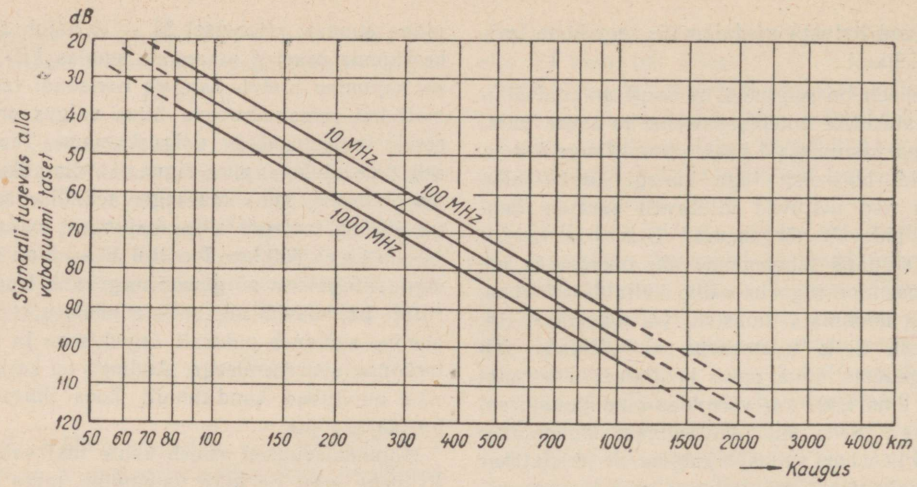
Troposfäärilist hajumist põhjustavad juhuslikud korrapäratused, keerised atmosfääris, mis tõenäoliselt alati on olemas. Selliste korrapäratuste tõttu muutub atmosfääri murdumisindeks küllaldaselt, et nõrgalt hajutada signaali maapinna suunas (joonisel 33 — 4 hajub signaal keskkonna osast *F* maapinna suunas *FE*). Sellise hajumine ulatub kaugele horisondi taha samuti kui eemal asetseva linna valgus on horisondi tagant nähtav valguskumana. Teoreetiliselt pole olemas piire signaali võimalikule hajuv-ulatusele, kuid kaasaegse tehnilise seadmega piirdub troposfäärilise hajumise maksimaalne ulatus ca 800 km. Joonisel 33 — 5 on toodud signaalitugevuse nõrgenemise graafik troposfäärilisel hajuvlevimisel, millest nähtub, et nõrgenemine suureneb pidevalt sagedusega ja kiiresti teekonna suurenemisega. Andmed on keskmised, mis muutuvad tund-tunnilt koos ilmastikuga, aastaajaga jne.

Hajumislevimisel esineb kahte liiki vaibumist. Esimene neist on kiire vaibumine, mida tekitab laine levimine mitmet erinevat teed kaudu. Joonisel 33 — 6 toodud graafikus on näidatud aeg protsentides, mille kestel vaibub signaalitugevus alla keskmist taset sõltuvalt levimisliigist ja levimissuunast. Kiire vaibumine ahendab mõnevõrra sideliini ribalaiust, sest et signaali erikomponendid võivad sihtkohta saabuda erinevatel aegadel eri teid kulgedes.

Teine on aeglane vaibumine, mille periood on tundide ja isegi päevade pikkune. Neid aeglasi signaalitugevuse kõikumisi kutsuvad esile atmosfääri murdumisindeksi muutused sõltuvalt ööpäevast ning temperatuuri ja niiskuse muutustest piki hajumisteed.



Joon. 33 — 4. Troposfäärilise ja ionosfäärilise ü.-k.-s. levimise skemaatiline kujutus.



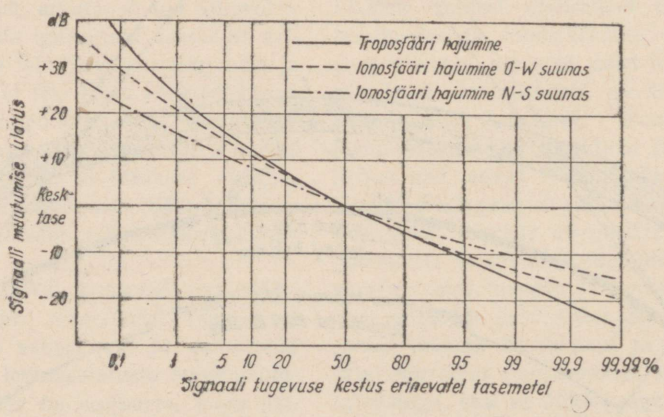
Joon. 33 — 5. Signaalitugevuse nõrgenemine troposfäärilisel hajuvlevimisel sõltuvalt kogusest ja sagedusest.

Ionosfääriline hajumine

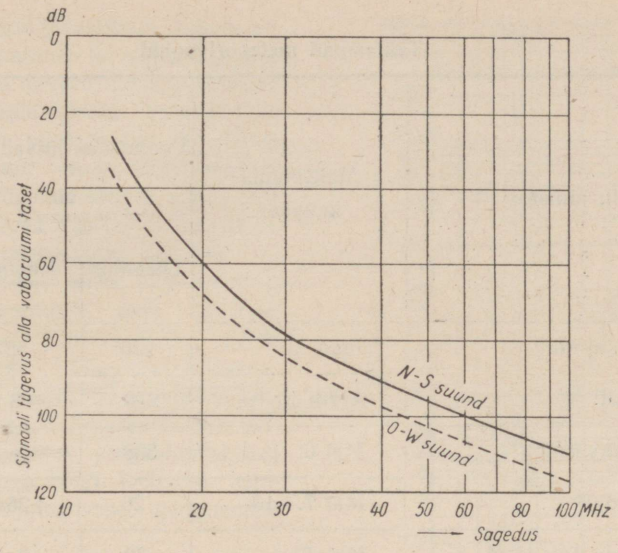
Ionosfäärilise hajuvlevimise mehhanism selgub samuti jooniselt 33—4, kust nähtub, et hajuv keskkond *C* asub 55 ... 95 km kõrgusel ioniseeritud *E*-kihi läheduses. Seni pole saavutatud lõplikku kokkulepet ionosfäärilise hajuvkeskkonna tekkimise põhjuste kohta. Üks teooria oletab troposfääri levimise põhjusele sarnanevat kuid suhteliselt nõrka keeriselist ioniseerumist. Teise teooria kohaselt eeldatakse pidevat atmosfääri pommitamist meteooride poolt, mis põhjustab atmosfääri ioniseerimise. Viimane teooria on võitmas üha suuremat tähelepanu, sest et maakera sfääri satub iga 24 tunni kestel üle 12 biljoni meteoori, mis on küllalt suutelised pidevat ioniseerimist kõrgemates atmosfääri kihtides esile kutsuma.

Erinevalt troposfäärilisest hajuvlevimisest on ionosfääriline hajuvlevimine efektiivne ainult piiratud sagedusalas. Joonisel 33 — 7 on graafiliselt kujutatud signaalitugevuse muutumine ionosfäärilisel hajuvlevimisel sõltuvalt kasutatavast sagedusest. Graafikust selgub, et 100 MHz on ülemine kasutatav piirisagedus, sest et isegi sellel sagedusel kujuneb saatevõimsus väga suureks. Teiselt poolt tuleb ionosfäärilisel hajuvlevimisel panna piir ka madalaima sageduse suhtes (ca 25 MHz), sest et korrapärane ioniseeritud kihtides leviv ruumilaine tekitab hajuvlainele soovimatuid häireid ja põhjustab selle töös selektiivset vaibumist. Nii paradoksaalne, kui see ka ei ole, kujuneb tavaline «maksimaalne kasutatav sagedus» ionosfääri hajuvside liinis «minimaalseks kasutatavaks sageduseks».

E-kihi hajumine areneb 60 ... 95 km kõrgusel, kihi madalama ala lähedal ja annab optimaalse hüppekauguse 960 ... 1950 km. Ulatustel alla 960 km osutub peegeldunud laine langenurk liiga suureks ja signaal nõrgeneb kiiresti. Madalate kiirgusnurkade ja normaalsete antenni kõr-



Joon. 33 — 6. Signaalitugevuse muutumise protsent alla keskväärtust eri levimistingimustel.



Joon. 33 — 7. Signaalitugevuse muutumine ionosfäärilisel hajuvlevimisel sõltuvalt kasutatavast sagedusest.

guste puhul satub laine hüpe ca 1950 km kaugusele. Seda ulatust saab suurendada kuni 2300 km, kui tõsta saateantenni merepinnast mõnesaja meetri kõrgusele, näiteks asetades antenni kõrgesse masti või mäetippu.

Samuti kui troposfäärilise levimise puhulgi vaibuvad ka ionosfäärilise hajumise kaudu levivad signaalid kiiresti. Ent alati säilib signaali alustase, millest alla signaal praktiliselt kunagi ei vaibu. Seda taset kasutataksegi hajuv-sideliinide projekteerimisel. Signaalitugevus hakkab tõusma kell 06.00 ja saavutab maksimumi keskpäeval. Tõenäoliselt põhjustavad seda maksimaalne ultraviolett-kiiritusest tingitud atmosfääri ioniseerumine, mis on maksimaalne keskpäeval ja meteoriitide pommitamine, mis saavutab maksimaalse intensiivsuse ca kella 06.00 ajal. Signaalitugevus tõuseb mõnevõrra veel päikese laikude, virmaliste tegevuse ja eriti sporaadilise *E*-kihi peegeldumise perioodidel. Suvekuudel on signaalid mõne dB võrra tugevamad võrreldes talvistega. *N*—*S* suunad on harilikult paremad *O*—*W* suundadest, mis selgub kujukalt graafikutest joonistel 33 — 6 ja 33 — 7.

Esineb kahte liiki meteoriite, mis saabuvad maakera sfääri: harilikud, mis omavad väga erinevaid liikumissuundi ja kiirusi ja mille üldarv on enam-vähem jääv ning meteooride sajuna nii öösel kui päeval saabuvad meteoriidid. Põhjapoolsel poolkeral on päevane meteoriitide arvu suurenemine eriti märgatav mais, juunis ja juulis, mis kordub reeglipäraselt. Neil kuudel on signaalitugevus märgatav ka hajuvside-liinidel.

Kuna ionosfäärilised hajuvside-liinid arvutatakse töötamiseks minimaalse signaali perioodidel, siis tegurid, mis põhjustavad signaalitugevuse lühiajalist suurenemist, ei oma suurt tähtsust, vaid pigem, võivad isegi kahjustada sidet. Kuid amatööridele, kes kasutavad erakordseid levimistingimusi, võivad meteooride sajud pakkuda küllaltki suurt huvi.

Tabelis 33 — 1 on toodud lähemad andmed suuremate tähesadude — meteoorivoolude kohta, mille varal saab ennustada soodsaid sidevõimalusi suurtele kaugustele.

33 — 5. MAALAINE LEVIMINE.

Pinnalaine. Pinnalaine on pidevalt seotud maapinnaga, kusjuures ta edasikandumine maapinna kumerust mööda on võimalik ainult paindumise teel. Pinnalaine on ööpäeva ja aastaaja muutustest praktiliselt sõltumatu. Pinnalaine peab olema vertikaalselt polariseeritud, sest horisontaalselt polariseeritud elektriväli ühenduks maapinna kaudu lühisesse.

Levides maapinda mööda, indutseerib pinnalaine maapinnases voolu. Kui maapinnas kujutaks endast täiuslikku juhti, siis võimsuskadusid ei tekiks. Tegelikult aga omab maapinnas küllalt suurt takistust, milles tekkivaid võimsuskadusid peab katma laine. Tekkivad kaod, olenedes maapinnase iseloomust, vähendavad vastavalt laine levimise ulatust: merevee hea juhtivuse tõttu on ulatused merel märgatavalt suuremad kui maal.

Peale selle suurenevad kaod sagedusega, mistõttu sagedustel üle 2 MHz muutub pinnalaine seevõrra nõrgaks, et teda kaugühenduse pidamisel enam arvestada ei saa.

Tabel 33 — 1

Tähtsamad meteoorivoolud

	Voolu nimetus	Maksimumi kuupäev	Voolu koordinaadid		Keskmine tunniarv, s. o. nähtavate jälgede arv ühest vaatluspunktis ühe tunni kestel	Kiirus km/sec
			Otsetõus	Kääne		
Öösel	Kvadrantiidid[1]	Jaan. 3.	230°	+52°	35	39
	Lüriidid[1]	Aprill 21.	270	+33	8	51
	Eeta-Akvariidid[1]	Mai 6.	338	+3	12	66
Päeval	Pistsiidid[2]	Mai 7.—13.	26	+25	30	—
	Omikron-Tsetiidid[2]	Mai 21.	30	—3	20	—
	Tseeta-Perseiidid[1]	Juuni 3.	61,5	+24,4	40	28,8
	Arietiidid[1]	Juuni 8.	44,3	—22,6	60	37,6
	54-Perseiidid[2]	Juuni 25.	68	+33	50	—
	Beeta-Tauriidid[1]	Juuli 2.	86,2	+18,7	30	31,5
	Alfa-Orioniidid[2]	Juuli 12.	87	+11	50	—
	Nüü-Geminiidid[2]	Juuli 12.	98	+21	60	—
	Gamma-Geminiidid[2]	Juuli 12.	111	+15	32	—
	8-Auringiidid[2]	Juuli 25.	87	+38	20	—
Öösel	Delta-Akvariidid[1]	Juuli 28.	339	—11	10	50
	Perseiidid[1]	Aug. 10.—14.	47	+58	50	61
	Jakobiniidid[3]	Okt. 9.	262	+54	muutub	20
	Orioniidid[1]	Okt. 20.—23.	96	+15	15	68
	Tauriidid[1]	Nov. 3.—10.	55	+15	10	27
	Bieliidid[3]	Nov. 14.	25	+45	muutub	22
	Leoniidid[1]	Nov. 16.—17.	152	+22	12	72
	Geminiidid[1]	Dets. 13.—14.	113	+32	60	35
	Ursiidid[1]	Dets. 22.	207	+77	13	38

Märkused: [1] — Aastased korduvad voolud
[2] — Pole veel teada, kas need voolud korduvad regulaarselt
[3] — Varemalt need voolud on tekitanud suurepäraseid vaatepilte, ent viimastel aastatel meteooride sagedus neis on tunduvalt kahanenud

Kevadiste voolude maksimum esineb kesköö ja kella 06.00 vahel ja uuesti keskpäeval

Ruumilaine. Ülikõrgsageduslikus sagedusastmikus (üle 30 MHz) kujuneb lainete murdumine normaalses ionosfääris niivõrd nõrgaks, et ionosfäärilainet ühendusepidamiseks kasutada ei saa. Samuti on väga piiratud ka pinnalaine, nagu eespool käsitletud. Seega neil sagedusil normaalne ühendusepidamine toimub otselainete abil, mis kulgevad saatjast vastuvõtjani sirgjooneliselt kuni vaatekauguse ulatuseni.

Maapinnalt peegeldunud laine, sattudes koos otselainega vastuvõtuantenni, asub harilikult viimasega vastufaasis, mistõttu üldine väljatugevus väheneb. Selline väljatugevuse nõrgenemine sõltub saatja ja vastuvõtja antennide kõrgusest, võrreldes kohaga, kus peegeldumine toimub, kadudest maapinnases peegeldumiskohas ja sagedusest, kusjuures kõigi loetletud tegurite suurenemine väljatugevuse nõrgenemist vähendab.

Maapinnases absorptsiooni tagajärjel tekkivad võimsuskaod vähenevad väga kiiresti laine levimistee tõstmisega maapinnast, kusjuures tõstmist ei tule mõista absoluutsetes mõõtühikutes, vaid sõltuvalt saatesagedusest, s. o. lainepikkustena. Seega ülikõrgsageduslik laine võib kulgeda maapinnale palju lähedamalt ilma absorptsioonikadudeta, võrreldes samal kõrgusel kulgeva pikema lainega.

Harilikes tingimustes muutub õhukihi murdumisnäitaja kõrgusega maapinnast, mis avaldub laine paindumisena maapinna suunas. Sellist normaalmurdumist antenni vajaliku kõrguse määramisel võib vaadelda kui ekvivalentset maakera raadiuse suurenemist vahekorras $^4/_3$.

Kuna otselaine tegelikult kulgeb sirgjooneliselt, siis tuleb antennid asetada küllaldasele kõrgusele, et lainel ei tekiks teel puutekohti maapinnaga. Pikematel ulatustel tuleb arvestada maakera kumerust ja maastiku kuju.

Saateulatuse määramine otselainega kujuneb seega sarnaseks optilise vaatekauguse määramisega.

Kui saatja asukoht on maapinnast kõrgemal, siis tasase maastiku puhul määratakse vaatekaugus vastuvõtupunktini, arvestamata murdumist:

$$d = 3{,}58\sqrt{h},$$

milles d on vaatekaugus km, h — saatja asukoha kõrgus m.

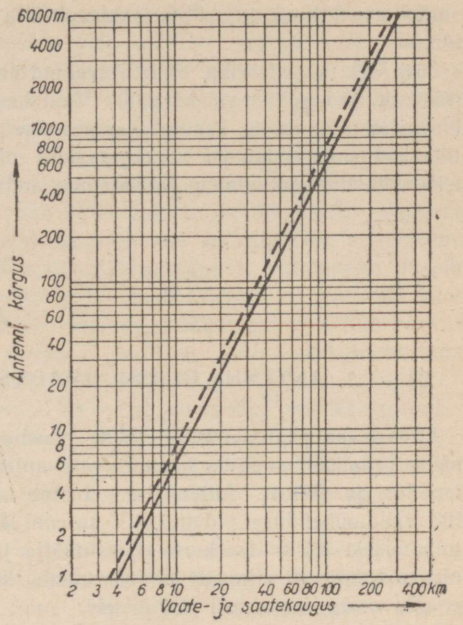
Murdumist arvestades saatekaugus

$$d = 4{,}11\sqrt{h}$$

ja nõutava ulatuse katmiseks vajatav saatja asukoha kõrgus maapinnast

$$h = 0{,}0592\,d^2.$$

Joonisel 33 — 8 on toodud kõrguse ja kauguse sõltuvus graafiliselt.



Joon. 33 — 8. Graafik antenni kõrguse määramiseks ülikõrgsageduslikeks saadeteks sõltuvalt kaugustest. Punktiirjoon näitab optilist vaatekaugust, täisjoon saatekaugust.

Juhul, kui mõlemad, nii saatja kui ka vastuvõtja, on tõstetud maapinnast kõrgemale, arvutatakse saateulatus:

$$d = 4{,}11\,(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}).$$

Graafiliselt leitakse üldine töökaugus mõlemale kõrgusele vastavate kauguste summana.

Ühendusepidamisel on olulisemaks nõudeks optimaalse saatenurga valik, millisel laine saabub ionosfääri. Saatetingimused võivad märgatavalt muutuda, kuid üldiselt saab neid amatöör-laineribades kokku võtta järgmiselt.

1,75 MHz sagedusriba. Kaugemateks ühendusteks on sobivam väike saatenurk. Suur saatenurk põhjustab vaibumisi maalaine ulatuse piirides. Eelistatavam on vertikaalne polarisatsioon.

7,0 MHz sagedusriba. Üldiselt saabuvad maapinnale tagasi lained, mis on saadetud välja kuni 45° nurga all. Päikeselaikude maksimumil saab kasutada veelgi suuremaid nurki. Polariseerimine pole oluline, kuigi kaod tõenäoliselt on suuremad vertikaalse polarisatsiooniga.

14,0 MHz sagedusriba. Kaugühenduseks tuleb suurem osa kiirgusenergiat koondada 20° saatenurka. Suuremad, kuni 30° nurgad on kõlblikud lühemateks, 500...700 km ulatusteks. Kuigi vertikaalse polarisatsiooniga on kaod tõenäoliselt suuremad, võib kasutada mõlemat liiki polarisatsiooni.

28,0 MHz sagedusriba. Eelistatavamad on

saatenurgad kuni 10°. Polarisatsiooni liik pole oluline.

56,0 MHz sagedusriba. Eelistatavamad on võimalikult väikesed saatenurgad. Vaatekauguse ulatustes töötamiseks kasutatakse peamiselt vertikaalset polarisatsiooni, kaugemateks ulatusteks võib horisontaalne polarisatsioon anda paremaid tulemusi. Igal juhul tuleb nii saatja kui ka vastuvõtja juures kasutada ühte liiki polarisatsiooni.

Meeterlainete sagedusribad. Nii vertikaalne kui ka horisontaalne polarisatsioon on rakendatavad; tingimuseks on ainult, et ta oleks ühesugune nii saatja kui ka vastuvõtja juures.

34. peatükk.

ANTENNID.

34 — 1. ANTENNI ÜLDISI OMADUSI.

Käesolevas peatükis käsitletakse raadioseadmeis, peamiselt saatjais kasutatavate antennide omadusi ja ehitust. Antenn moodustab olulise lüli raadioühenduse pidamises: antenni õigest toimimisest nii saatja kui ka vastuvõtja juures oleneb tunduvalt signaali saatus ruumis, kus ta ei allu enam operaatori juhtimisele.

Antenni süsteemi ja tüübi õige valikuga on võimalik üsna tunduvalt säästa saatja võimsust. Ühtlasi väheneb õigesti valitud antenni juures märgatavalt juhuse moment, mis sobimatu antenni juures on tavaliseks nähtuseks.

Antenniks nimetatakse ühest või mitmest juhtmest koosnevat seadist, mille kaudu sidestatakse ruumiga ühelt poolt saatja kui k.-s.-võimsuse generaator ja teiselt poolt vastuvõtja kui k.-s.-võimsuse tarbija. Antenni iseloomustavateks tähtsamateks suurusteks on polariseerivus, kiirgusnurk, näivtakistus ja suunivus.

Polarisatsioon. Sirgjoonelise juhtmega antenni polariseerivus oleneb antenni asetusest maapinna suhtes. Seega vertikaalne juhe kiirgab välja vertikaalselt polariseeritud, horisontaalne juhe — horisontaalselt polariseeritud laineid. Maapinna suhtes viltuselt asetsev antenn kiirgab elektrivälja nii vertikaalset kui ka horisontaalset komponenti.

Kiirgusnurk. Antenni optimaalne kiirgusnurk määratakse ta polarisatsiooniga, kõrgusega maapinnast ning maapinna omadustega. Kiirgumine ei piirdu täpselt piiritletud nurgaga, vaid hajub suuremasse või väiksemasse alasse, sõltuvalt antenni tüübist. Kiirgusnurk arvutatakse saateantenni asukohas kujutataval vertikaalsel tasapinnal maakera puutuja suhtes.

Näivtakistus. Antenni näivtakistuseks ehk impedantsiks igas vaadeldavas punktis on pinge ja voolu suhe selles punktis. Antenni impedants omab olulist tähtsust antenni toitmisel, kuna ta avaldub saatjale koormustakistusena. Kõrgsagedusil koosneb antenni impedants peamiselt kiirgustakistusest, mida mõõdetakse harilikult voolupaisus.

Suunivus. Iga antenn kiirgab võimsust teatavais suundades rohkem kui teistes, millist omadust nimetatakse antenni suunivuseks. Antenni suunivust tuleb käsitada kolmes mõõtes — nii vertikaalses kui ka horisontaalses, s. o. ilmakaarte suunas asimuudina.

Antenni võimendustegur. Kiirgunud väljatugevus on võrdeline antennis tsirkuleeriva vooluga. Seisevlainega töötamisel muutub antenni vool kogu antenni pikkuses. Seepärast on kiirgus suurem neis antenni lõikudes, kus vool on suurem. Antenni võimendusteguriks nimetatakse võimsuste suhet, mis on tarvilik teatud väljatugevuse tekitamiseks võrdlusantenniga ja sama väljatugevuse tekitamiseks vaadeldava antenniga. Antenni võimendustegur tuleb rakendamisele juhtudel, kui antenn on määratud suundsaateks, kusjuures väljatugevuste mõõtmine sooritatakse kiirguse optimaalses suunas. Võrdlusantennina kasutatakse sel puhul harilikult poollaine-antenni, mis omab sama polarisatsiooni suunda kui vaadeldav antenn.

34 — 2. POOLLAINE-ANTENN.

Antenni põhitüübiks on üksik juhe, mille pikkus võrdub ligikaudu saatelaine poole pikkusega. Sellest põhitüüpi antennist, mis üldiselt on tuntud Hertzi antenni nimetuse all, tuletatakse teised keerukama ehitusviisiga antennid.

Poollaine pikkus ruumis võrdub teatavasti $\frac{\lambda}{2} = \frac{150}{f}$, milles λ — laine pikkus m, f — sagedus MHz. Poollaine-antenni tegelik pikkus on juhtme otste mahtuvuse tõttu poollaine pikkusest umbes 5% võrra lühem, kusjuures lühenemine tõuseb sageduse suurenemisega. Poollaineantenni pikkust sagedustel kuni 30 MHz saab määrata küllaldase täpsusega järgmise valemi abil:

$$l = \frac{143}{f},$$

milles l on antenni pikkus m, f — saatesagedus

MHz, 56 MHz ja kõrgemail sagedusil poollaine-antenni pikkus

$$l = \frac{141}{f}.$$

Ideaalses poollaine-saateantennis paiknevad vool ja pinge siinuskõvera kujuliselt (joon. 34 — 1*a*), kusjuures vool on maksimaalne juhtme keskel ja peaaegu nullise väärtusega juhtme otstes; vastupidine paiknemine on kehtiv antenni k.-s.-pingete suhtes. Tegelikult vool ei muutu voolusõlmedes nulliks otsa mahtuvuse tõttu; pinge ei muutu nulliks pingesõlmes antenni takistuse tagajärjel, mis koosneb kiirgustakistusest ja antenni juhtme k.-s.-takistusest. Tavaliselt on juhtme k.-s.-takistus kiirgustakistusega võrreldes väga väike ja praktiliselt ei kuulu arvestamisele.

Poollaine-antenni kiirgustakistus vabas ruumis, s. o. ümbritsevaist esemeist küllaldaselt eemaldatuna, võrdub keskmiselt 73 oomiga. Ta kujutab endast puhtakujulist takistust ning teda mõõdetakse antenni keskel. Antenni impedants, olles minimaalne antenni keskel, kus ta võrdub kiirgustakistusega, suureneb antenni otstele lähenemisel. Ta tegelik väärtus otstel oleneb paljudest teguritest, näiteks antenni kõrgusest, konstruktsioonist ja asukohast maapinna suhtes. Antenni impedants sõltub peale selle veel antenni juhtme läbimõõdu suhtest ta pikkusesse. Kui juhtme läbimõõtu suurendada, nii et ta võrdub 1% või enam juhtme pikkusest, suureneb mahtuvus pikkuse ühiku kohta, samal ajal induktiivsus vastavalt väheneb. Et seejuures kiirgustakistus läbimõõdu/pikkuse suhte muutmisega muutub ainult väga vähe, siis antenni L/C suhte vähenemine kutsub esile vastavalt ka antenni Q vähenemise, mille tagajärjel antenni resonantskõver muutub lamedamaks ning antenn ise kohaseks laial sagedusribal töötamiseks. Seda omadust kasutatakse antennide juures edukalt ülikõrgsagedustel antennijuhtme läbimõõdu/pikkuse suhte märgatava tõstmise teel.

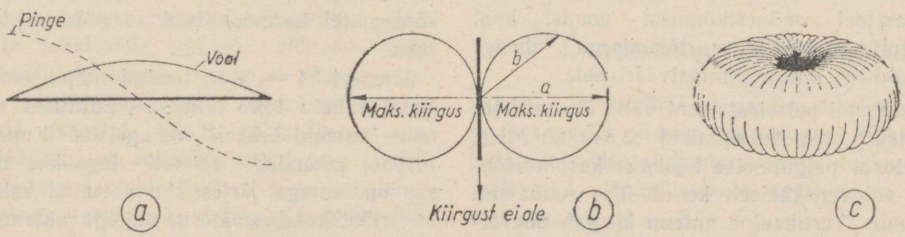
Poollaine-antenni kiirgus pole ühtlane kõigis suundades, vaid muutub juhtme telje vahelise nurgaga: kiirgus on maksimaalne 90° nurga all, s. o. risti juhtmele, ja muutub nulliks juhtme pikisuunas. Joonisel 34 — 1*b* on toodud antenni kiirguse iseloomustusdiagramm polaarkoordinaat-teljestikus, millel on kaheksataoline kuju. Kui antenn asub vertikaalselt, nagu on näidatud joonisel, siis väljatugevus on ühtlane kõigis horisontaalsuundades; kui antenn asetub horisontaalselt, omab kiirgus märgatavalt suunatud iseloomu ning väljatugevus sõltub käsitatava suuna ja antenni juhtme vahelisest nurgast..

Joonisel 34 — 1*c* on toodud vertikaalse poollaine-antenni kiirguse ruumdiagramm, mis saadakse kaheksataolise pinddiagrammi pöörlemise teel antenni kui telje ümber ja kujutab endast toroidi.

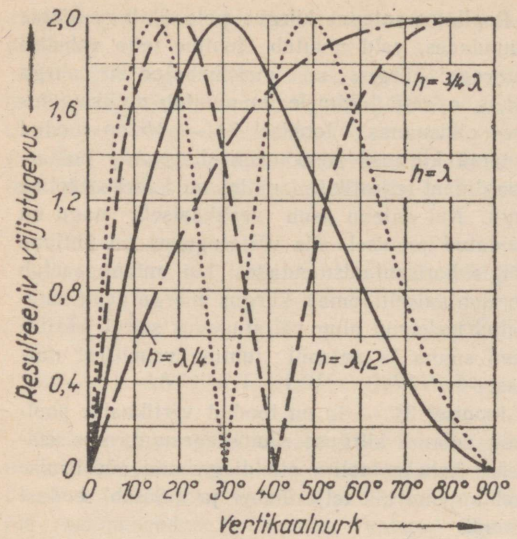
Kui antenn asub maapinna läheduses, siis ta kiirguse kuju muutub maapinnalt tagasipeegelduva laine tagajärjel. Tagasipeegelduv laine võib moodustada alglainega igasuguseid võimalikke faasilisi vahekordi, sõltuvalt antenni kõrgusest, ta asetusest maapinna suhtes ja maapinnase elektrilistest omadustest. Tekkiv resulteeriv kiirgusväli võib suureneda kahekordseks ja võib muutuda nulliks. Et maapind peegeldab alati üles, siis säärane peegeldumine muudab kiirgusvälja kuju ainult vertikaal-, mitte aga horisontaalpinnas.

Joonisel 34 — 2 on kujutatud resulteeriva väljatugevuse muutumine koos vertikaalse nurga muutumisega sõltuvalt horisontaalse antenni kõrgusest maapinnast. Antenni tõstmisega väheneb nurk, millel summeeruvad otsene ja peegeldunud laine: ühe laine pikkusega antenni kõrguse juures tekib väljade täielik summeerumine 15° nurga all, antenni kõrguse edaspidise tõstmisega väheneb optimaalne kiirgusnurk veelgi.

Vertikaalse poollaine-antenni puhul resulteeriva väljatugevuse maksimumid ja miinimumid



Joon. 34 — 1. Poollaineantenni voolu, pinge ja kiirgusväljade pinddiagramm, *a* — voolu ja pinge paiknemine antennis, *b* — väljade kiirguse pinddiagramm, *c* — ruumdiagramm vabas ruumis; *b* ja *c* puhul asub antenn vertikaalselt. Ruumiliselt kujutab vertikaalse poollaine-antenni kiirgusväljadiagramm toroidi, milles antenni-juhtmega risti asuva väljatugevuse vektor *a* on maksimaalne, piki juhet asuv väljatugevuse vektor on minimaalne, vahepealse nurga all asuv vektor *b* on oma väärtuselt keskpärane.



Joon. 34 — 2. Maapinna mõju horisontaalse antenni kiirgusele vertikaalnurkade all. Diagrammi koostamisel on arvestatud täiuslikult juhtivat pinnast.

kujunevad kõverail vastupidisteks. Sel juhul arvatakse kõrgus maapinnast antenni keskelt.

Et kaugühenduste soodustamiseks vertikaalne kiirgusnurk peab olema harilikult väike, siis on väga soovitav, et antenn asetataks võimalikult kõrgele maapinnast. 14 MHz sagedusribal peaks antenni kõrgus võrduma minimaalselt poole laine pikkusega, 28 MHz ja kõrgemail sagedusribadel, millede juures antenni füüsikalised mõõted kujunevad ehituslikult soodsamateks, tuleb minimaalseks antenni kõrguseks pidada laine pikkust. Praktiliselt tähendab see antenni asetamist keskmiselt 10...20 m kõrgusele maapinnast.

Peale selle mõjutab maapinna peegeldumine antenni kiirgustakistust, sest peegeldumise tagajärjel võib antenni vool suureneda või väheneda. Väikeste antenni kõrguste puhul maapinnast on kiirgustakistuse muutumine õige märgatav (73 oomi asemel mõnestkümnest oomist kuni 95 oomini), kuid kõrguse tõstmisega läheneb kiirgustakistus oma nominaalväärtusele.

Saateantenni polarisatsiooni valik ei oma olulist tähtsust sagedusastmikul 3,5...30 MHz, kuid antenni paigutamise küsimus kas horisontaalselt või vertikaalselt kerkib üles suunavuse seisukohalt. Vertikaalne antenn kiirgab ühevõrra hästi igas horisontaalses suunas, olles seega täielikult mittesuunav hariliku mõiste järgi. Asetatuna horisontaalselt, muutub antenn suunavaks, omades maksimaalset kiirgust risti ja minimaalset kiirgust piki antenni telge. Ülikõrgsagedusil rakendatav otselaine ja madalama troposfääri tingimused vajavad ühtse polarisatsiooni säilitamist saatja ja vastuvõtja antenni juures.

Antenni kiirguse kuju määramisel tuleb seda vaadelda nii horisontaal- kui ka vertikaalpinnas. Kui poollaine-antenn asetseb vertikaalselt, ei muuda valitud kiirgusnurk ta horisontaalse kiirguse kuju, vaid ainult amplituudi. Horisontaalsel antennil olenevad nii kiirguse kuju kui ka amplituud valitud kiirgusnurgast. Võiks arvata, et horisontaalse antenni väli piki antenni telge kaugelasuvas vastuvõtupunktis võrdub nulliga, kuid see on kehtiv ainult väga väikese nurga all välja saadetud laine kohta. Tegelikult hajub osa võimsust suurema nurga all, kusjuures horisontaalse kiirgusdiagrammi endine kaheksataoline kuju moonutub. Vastavalt sellele muutuvad antenni suunamisomadused seda väiksemaks, mida suurem on kiirgusnurk.

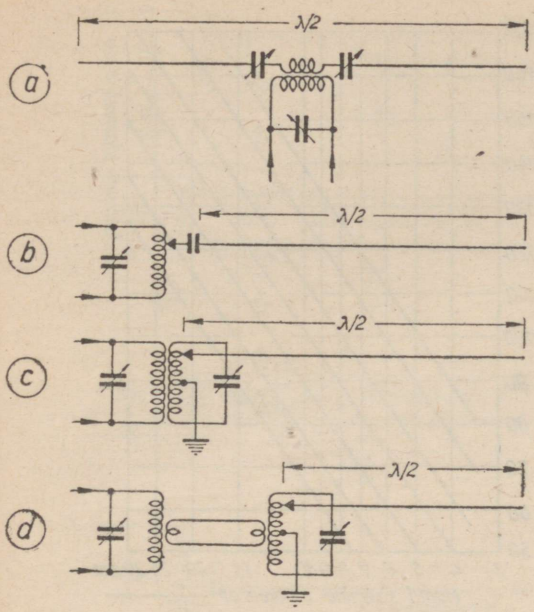
34 — 3. ANTENNI TOITMINE.

Kõrgsagedusliku võimsuse ülekandmist saatjast antenni teostatakse kahel viisil: otseselt ja toiteliini kaudu, millele vastavalt eristatakse antenni v a h e t u t j a k a u d s e t t o i t m i s t. Mõlemal juhul võib antenni toitmine toimuda kas antenni voolupaisus või pingepaisus. Vastavalt sellele tuntakse v o o l u t o i t e j a p i n g e t o i t e meetodit.

Vahetut toitmist kasutatakse üldiselt väga harva, sest antenn asub sel juhul saatja vahetus läheduses kogu hoone elektrivoolu-juhtmete ja metallesemetega, mis tähendab kasuliku väljandvõimsuse vähenemist absorptsioonikadudena neis esemeis. Peale selle moonutab saatja kiirguse kuju samal põhjusel. Seepärast kohakindlates jaamades kasutatakse peaaegu eranditult kaudset toitmist, mis on vaba säärastest kadudest ja kiirguse kuju moonutustest. Vahetu toite rakendamine on õigustatud ainult neil juhtudel, kui kohalikest oludest tingituna on kõrge antenni paigutamine raskendatud, või siis, kui soovitakse rakendada lihtsat antenni ühtlasi ka kõrgematel harmoonilistel sagedustel töötamiseks.

Joonisel 34 — 3 on toodud tüüpilisemaid antenni vahetu toite lülitusi. Lülituses *a* toidetakse antenni keskelt voolupaisus. Kuna sidestuspool pikendab antenni tegelikke mõõteid, siis on temaga järjestikku asetatud kaks sümmeetrilist kondensaatorit, millega antenni elektrilised mõõted viiakse endisesse koormamata olukorda.

Lülituses *b* toidetakse antenni pingega saatja väljandringi kõrgepotentsiaalselt otsalt. Kuna selles lülituses, mis üldiselt on tuntud «f u k s a n t e n n i» nimetuse all, antenn on sidestatud



Joon. 34 — 3. Antenni vahetu toite lülitusi: *a* — voolutoitega lülitus, *b, c, d,* — pingetoitega lülitused. Antennijuhtme pikkus võrdub kõigis lülitustes poollaine või mitmekordse poollaine pikkusega.

anoodringiga vahetult, siis antenn kiirgab ühtlasi välja kõiki võnkeringis arenevaid harmoonilisi sagedusi, mistõttu ta kujuneb teistega võrreldes vähemsoovitavaks antenniks.

Lülitustes *c* ja *d* toidetakse antenni samuti pingega, kuid eraldi võnkeringi kaudu. Seepärast on nende omadused, eriti lüliside-ühenduse puhul lülituses *d*, märgatavalt paremad kui lülituses *b*.

Kõik toodud lülitused on kõlblikud töötamiseks kõigil harmoonilistel sagedustel. Samal põhjusel võib antenni juhtme pikkust soovi kohaselt suurendada, eeldusel, et säiliks poollaine pikkuse vahekord.

Antenni kaudne toitmine toimub toiteliinide kaudu, mis võivad olla kahejuhtmelised ja ühejuhtmelised, häälestamata ja häälestatud. Häälestamata toiteliinide pikkuse valik on täiesti vaba, kuid seesugune liin vajab täpset impedantside kokkuviimist oma laineimpedantsiga nii sisend- (saatja) kui ka väljandpoolel (antenn). Häälestatud toiteliini puhul pole sisend- ja väljandimpedantside kokkuviimine liini laineimpedantsiga tarvilik, kuid liini pikkus on kriitiline ning sõltub sisend- ja väljandimpedantside suurusest. Seejuures veerandlaine pikkusega liin kujutab endast erinevate väärtustega impedantside transformaatorit, poollaine pikkusega liin — samuti transformaatorit, mille ülekandesuhe võrdub ühega.

Enamkasutatavamaid toiteliine on kahejuhtmeline, mille valmistamisel on oluline, et juhtmete vahekaugus oleks võimalikult väike, võrreldes lainepikkusega. Samuti on soovitav, et liini eraldajaid ei oleks rohkem, kui on parajasti tarvis liini vahekauguse säilitamiseks tuulise ilmaga. Sobivaks juhtmete vahekauguseks 28 MHz ja madalamail sagedusil on 15 cm, ülikõrgsagedusil — 5 ... 10 cm. Lahtise kahejuhtmelise toiteliini ülespanekul tuleb silmas pidada, et liin asetseks maapinna ja lähedaste esemete suhtes sümmeetriliselt. Kui see pole täielikult läbiviidav, siis tuleb juhtmed kindlatel vahekaugustel ristata, millega säilitatakse liini sümmeetrilisus ja seega õige töötamine.

Parimaid toiteliine on kõrge isolatsioonivääртusega ja väikeste dielektriliste kadudega koaksiaalliin. Seesugustes kaablites kasutatakse seesmise juhtme eraldamiseks mantlist polüstüroolist või keraamilisest ainest isolaatoreid. Kuid koaksiaalliin säilitab oma kõrgekvaliteedilised omadused ainult niikaua, kuni niiskus pole tunginud kaablisse. Seepärast tuleb koaksiaalliinide otsad teha õhu- ja niiskuskindlaiks.

Toiteliiniks võib kasutada ka hea kummi-isolatsiooniga, punutud juhet, näiteks tüüp ШРО, kuid sellise liini kaod, eriti niiske ilmaga, on eelmistest märgatavalt suuremad.

Järgnevalt tuuakse eri liiki toiteliinide sumbuvuse keskmised andmed liinide ühe lainepikkuse kohta.

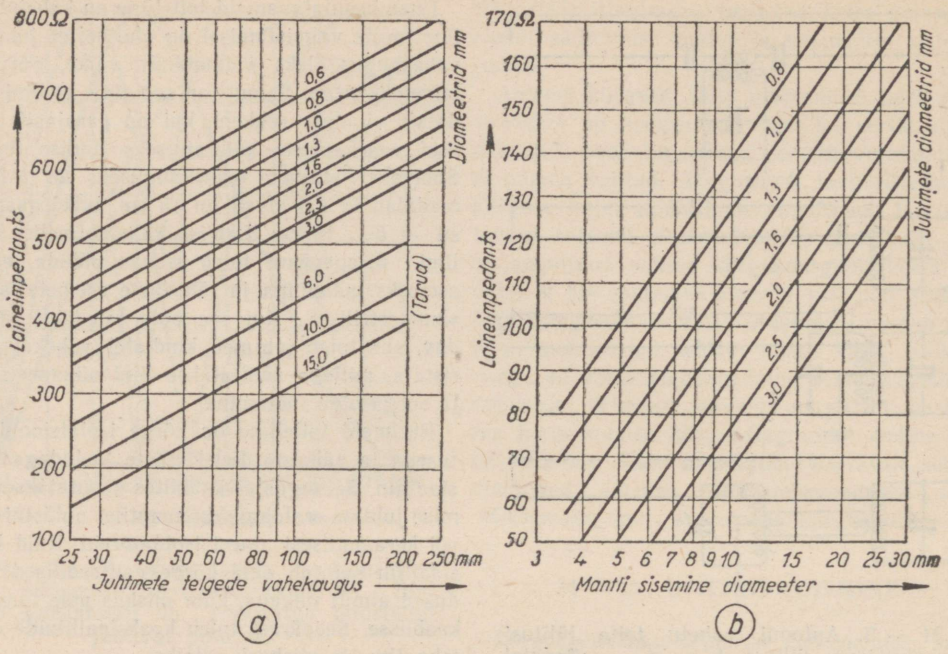
Liini tüübi nimetus	Sumbuvus —dB/λ
Kahejuhtmeline koaksiaalliin	0,06...0,1
Kahejuhtmeline lahtine liin	0,12...0,15
Kõrgekvaliteediline kummi-isolatsiooniga kahejuhtmeline liin	1
Kahejuhtmeline punutud juhe	1,5

Joonisel 34 — 4 on graafiliselt toodud tüüpilisemate kahejuhtmeliste lahtiste liinide ja koaksiaalkaablite laineimpedantsid sõltuvalt liini mõõdetest.

34 — 4. SIDESTAMINE TOITELIINIDEGA.

Saatja ja toiteliini sisendotsa vahelise sidestuse ülesandeks on sobitada koormus õigesti saatjaga ning ühtlasi kompenseerida tekkivad ebatakistused. Tüüpilisemaid sidestusviise on toodud joonisel 34 — 5.

Lülitus *a* kujutab lihtsaimat sidestusviisi häälestamata ühejuhtmelise liiniga. Sidestuse suurendamiseks tõstetakse haruühendit pooli anoodipoolse otsa suunas. Sidestuskondensaatori C ülesandeks on tõkestada anoodpinge sattumist liini.



Joon. 34 — 4. Toiteliinide laineimpedantside diagrammid:
a — kahejuhtmeline lahtine liin, *b* — koaksiaalkaabelliin.

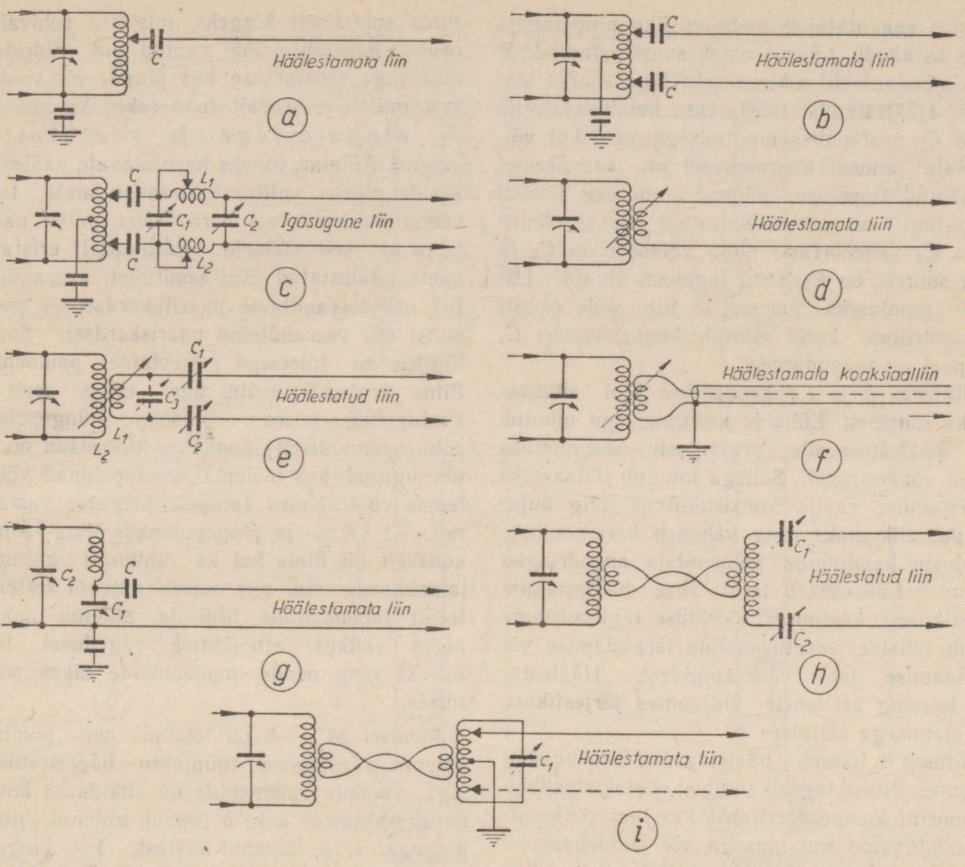
Lülituses *b* on anoodi võnkering sidestatud kahejuhtmelise häälestamata liiniga lülituse *a* põhimõttel. Lülitust kasutatakse sümmeetrilise võnkeringi puhul (vastastaktlülituses), mille keskpunkt on maandatud. On oluline, et haruühendid oleksid võetud sümmeetriliselt, arvates pooli maandatud keskpunktist.

Lülitus *c* kujutab madalläbivusfiltrit, mis võimaldab sidestada impedantse väga erinevates ulatustes. Lülituse häälestamine toimub järgmiselt. Algul lahti ühendatud filtriga häälestada saatja anoodring resonantsi minimaalse anoodvoolu järgi. Siis seada filtri poolid L_1 ja L_2 sümmeetriliselt haruühenditele, lülitades kõrgemal sagedusel vähem keerde, madalamal sagedusel rohkem keerde filtri ringi, ning ühendada filter haruühendite kaudu sümmeetriliselt anoodringi külge. Filtrikondensaator C_2 seada keskasendisse ning lülitades saatjasse anoodpinge häälestada kondensaator C_1 minimaalsele anoodvoolule. Kui saadud minimum ei vasta õigele koormusvoolule, seada C_2 uuele asendile ning korrata häälestamist C_1-ga. Kui vaatamata kõigile C_2 asendeile anoodvool siiski peaks osutuma kas liiga tugevaks või nõrgaks, tuleb asetada ümber L_1 ja L_2 haruühendid ja tarbe korral ka filtri haruühendid anoodringil. Kogu häälestamise ajal ei tohi ümber häälestada anoodringi ennast. Kui lõpuks anoodi õige koormusvool on saavutatud, seada C_1 täpsele resonantspunktile minimaalse anoodvoolu järgi. Selline häälestusmeetod on oluline harmooniliste sageduste allasurumiseks väljandis.

Lülitus *d* on kõlblik häälestamata liiniga sidestamisel. Saatja koormamist reguleeritakse sidestuspooli asukoha muutmisega anoodpooli suhtes. Üldiselt vajab see meetod õigeks koormamiseks tugevat sidet. Pärast õige koormuse saavutamist võib osutuda vajalikuks saatja anoodringi veidi järele häälestada, mis on tingitud sidestuspooli enda tagasimõjust võnkeringile.

Lülitust *e* kasutatakse häälestatud liiniga sidestamisel, kusjuures on mõeldavad kaks häälestamisviisi: järjestikune ja rööbitine.

Järjestikust häälestamist kasutatakse siis, kui liini sisendimpedants on madal, s. o. kui voolupais asetseb sisendil. Liini häälestamiseks kasutatakse kahte järjestikust kondensaatorit C_1 ja C_2, millega liin hoitakse sümmeetrilisena maa suhtes. Järjestikusel häälestamisviisil sooritatakse häälestamist järgmiselt. Kondensaatorid C_1 ja C_2 seada minimaalsele mahtuvusele, sidestada antennipool L_1 nõrgalt anoodpooliga L_2 ning jälgida anoodvoolu näitu. Seejärel suurendada üheaegselt C_1 ja C_2, seni kui saavutatakse maksimaalne koormusvool, mis ühtlasi näitab, et antenn on häälestatud saatesageduse'e. Seada anoodi kondensaator ümber minimaalsele anoodvoolule. See on tarvilik selleks, et tasakaalustada antennist liini kaudu võnkeringi kandunud ebatakistust. Saadud uus anoodvoolu



Joon. 34 — 5. Saatja toiteliiniga sidestamisviise. Lülitustes *a, b, d, f, g, i* kasutatakse häälestamata liini, lülitustes *e, h* häälestatud liini, lülitus *c* on kõlblik igasuguse liiniga kasutamiseks. Sidestuskondensaatorid *C* ei avalda mingit mõju häälestusele, nad ainult tõkestavad anoodpinge sattumist liini. Kondensaatoreid C_1, C_2 kasutatakse liini häälestamiseks.

miinimum kujuneb kõrgemaks endisest, mil antenn oli häälestamata, kuid tõenäoliselt on ta õigest anoodi koormusvoolust väiksem. Suurendada sidestust L_1 ja L_2 vahel, seada C_1 ja C_2 uuesti ümber maksimaalsele anoodvoolule, misjärel anoodringi kondensaator uuesti häälestada minimaalsele anoodvoolule. Sama häälestusmeetodit jätkata seni, kui tegelik anoodi koormusvool vastab ettenähtud koormusvoolule. L_1 ja L_2 vaheline sidestus tuleb valida alati nii suur, kui just on tarvilik võimendaja anoodvoolu tõstmiseks ettenähtud koormusvoolule, kui C_1 ja C_2 läbivad resonantspunkti.

Rööbitist häälestamist kasutatakse siis, kui sisendimpedants on suur. Sel juhul sidestuspool L_1, häälestuskondensaator C_3 (näidatud punktiirina) ja liin asetsevad kõik üksteise suhtes rööbiti ning koormus kandub otseselt sidestusvõnkeringi klemmidele. Kui liin ei oma ebatakistuslikke elemente, häälestub sidestusring iseseisvalt saatja sagedusele. Kui liin neid omab, siis ta reaktants kompenseeritakse C_3, ja kui on tarvilik, L_1 induktiivsuse muutmisega haruühendite abil. Rööbitist häälestusmeetodit rakendatakse siis, kui pingepais asub liini sisendis. Häälestamist teostatakse analoogiliselt järjestikuse häälestamismeetodiga, kusjuures muudetakse L_1 ja L_2 vahelist sidet selliselt, et C_3 häälestamisel saavutatav tegelik koormusvool vastaks ettenähtud koormusvoolule. Lõpuks võib sidestatud reaktiivsuse mõju kompenseerimiseks osutuda tarvilikuks anoodvõnkeringi väike järelhäälestamine. Järjestikuseid kondensaatoreid C_1 ja C_2 rööbitisel häälestusmeetodil ei kasutata; need tuleb kas välja lülitada või lühistada.

Lülitus *e* on levinenumaid amatöörpraktikas. Teda kasutatakse koos nn. t s e p e l i i n - a n t e n n i g a, mille suurimaks vooruseks on võimalus harmoonilistel sagedustel töötamiseks.

Lülitus *f* sarnaneb üldiselt lülitusega *d*, ainus erinevus seisab selles, et lahtise kahejuhtmelise liini asemel kasutatakse koaksiaalliini.

Lülitus *g* sarnaneb elektriliselt lülitusega *a*, milles sidestus võetakse anoodi võnkeringi haruühendina. Erinevuseks on see, et lülituses *g*

sidestus saavutatakse mahtuvusliku pingejagaja C_1 ja C_2 kaudu. Lülitus omab suurt paindlikkust liini impedantside sobitamiseks õige suures ulatuses. Häälestamist teostatakse kondensaatorite C_1 ja C_2 vastupidise muutmisega, seni kui võimendaja anoodi koormusvool on saavutanud ettenähtud tugevuse, hoides kogu aeg anoodi võnkeringi resonantsis. Sidestuse suurus oleneb C_2 ja C_1 vahekorrast: mida väiksem on C_1 ja mida suurem on C_2, seda tugevam on side. Lülituse puuduseks on see, et liin pole täiesti sümmeetriline, kuna sidestuskondensaatori C_1 üks pool on maandatud.

Lülitustes *h* ja *i* rakendatakse liini sidestamiseks lülisidet. Lüliside kasutamisega muutub liini häälestusseade praktiliselt sõltumatuks anoodi võnkeringist. Sellega muutub lihtsamaks häälestamine, saatja konstruktiivne külg kujuneb paindlikumaks ning väheneb harmooniliste sageduste kandumine võimendaja anoodringist antenni. Lülituses *h* teostatakse häälestamist järjestikuselt, kusjuures sidestuse reguleerimine toimub lüliside sidestuspoolide lähendamise või eemaldamise teel võnkeringidest. Häälestamise toiming sarnaneb üldjoontes järjestikuse häälestamisega lülituses *e*.

Lülituses *i* toimub häälestamine rööbitiselt, kusjuures liinist tagasikanduvat ebatakistuslikku komponenti kompenseeritakse kas liini võnkeringi induktiivsuse muutmisega või kondensaatori C_1 reguleerimisega. Lüliside-poolid tuleb sidestada võnkeringide maandatud kohtadel, et vähendada seega mahtuvuste ülekannet võnkeringide vahel. Liini võnkeringi keskkohta võib tarbe korral maandada, samuti võimaldab lülitus rakendada niihästi ühejuhtmelist kui ka kahejuhtmelist liini. Häälestamine toimub üldiselt samadel põhimõtetel kui lülituse *e* juures rööbitisel häälestusmeetodil.

Kõigi lülitusviiside juures on olulisemaks nõudeks harmooniliste sageduste mahasurumine ja nende antenni pääsemise tõkestamine. Paremad selles mõttes on madalläbivusfiltriga ja induktiivselt sidestatud häälestatud süsteemid. Halvemad on vahetu sidestusega ja häälestamata liiniga süsteemid. Induktiivse sidestuse puhul tuleb jälgida, et üksikute ülekandelülide vahel ei oleks mahtuvuslikke sidestusi, mida vajaduse korral saab praktiliselt täielikult hävitada varjestuse asetamisega sidestuspoolide vahele.

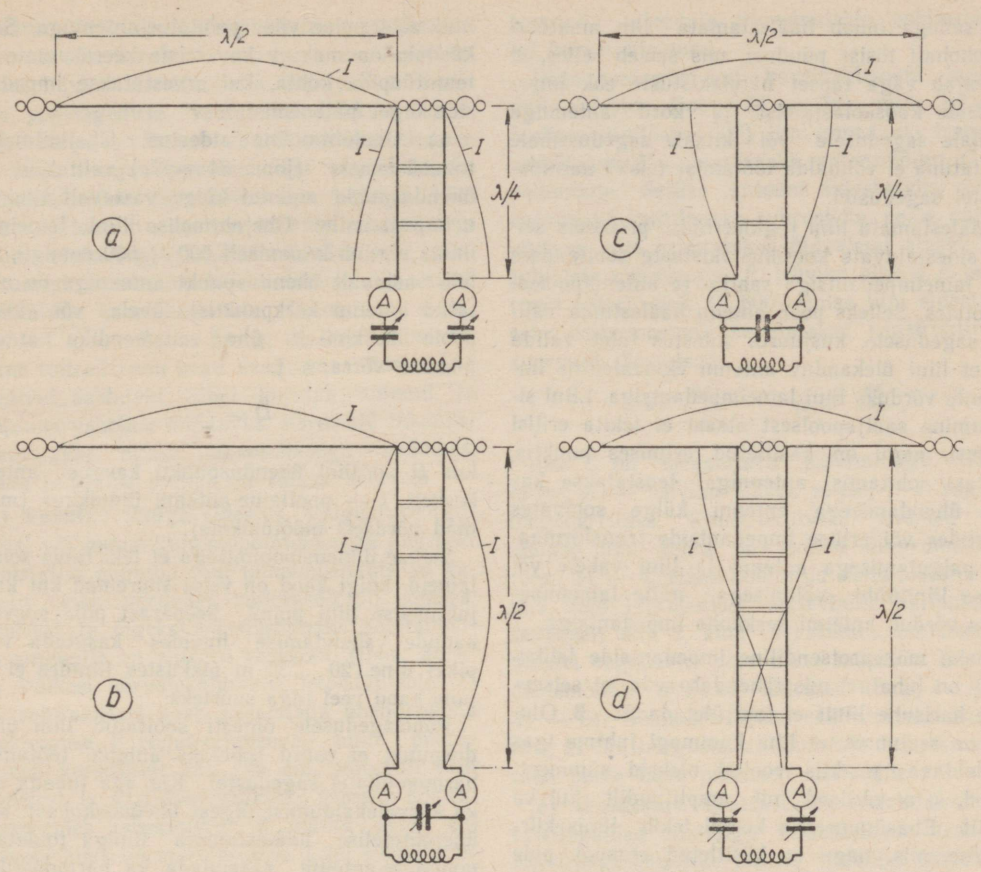
34 — 5. HÄÄLESTATUD TOITELIINI SIDESTAMINE ANTENNIGA.

Häälestamise lihtsuse ja harmoonilistel sagedustel töötamise võimaluse tõttu on antenni toitmiseks häälestatud liini kasutamine laialt levinud. Seisevlaine tagajärjel arenevad pinged liinis suhteliselt kõrgeks, mistõttu sobivaimaks osutub kahejuhtmeline avatud liin. Sidestamist antenniga teostatakse kas pinge- või voolupaisus, millele vastavalt tuletatakse ka nimetused — p i n g e t o i t e g a ja v o o l u t o i t e g a antenn. Antenni toiteks kasutatavate häälestatud liinide pikkus valitakse peaaegu alati tervete veerandlainepikkuste korrutisena, milles paikneb terve arv seisevlaineid. Käitumiselt eristatakse kahte häälestatud liini põhitüüpi: veerandlainelist või veerandlaine paaritukordset ja poollainelist või veerandlaine paariskordset. Säärane liigitus on tuletatud seisevlaine paiknemisest liinis: veerandlaineliini ühes otsas asub alati voolupuhm, teises voolusõlm (pingepuhm ja sõlm vastupidiselt) poollaine liini otsad on alati ühesugused, kas mõlemas voolupuhmad või mõlemas voolusõlmed (pingete paigutus vastupidine). Et voolu- ja pingepuhmade ning -sõlmede kohaselt nii liinis kui ka antennis kujunevad laineimpedantsid, siis seisab antenni toiteprobleemi lahendamine liini ja antenni mõõdete õiges valikus ettenähtud sagedusel töötamiseks ning nende impedantside õiges sobitamises.

Joonisel 34 — 6 on toodud neli poollaineantenni sidestamise tüüpjuhtu häälestatud liiniga; voolude paiknemine on näidatud kõveratena. Lülitustes *a* ja *b* toimub antenni toitmine pingega, s. o. antenni otstest, kus pinge on maksimaalne ja vool minimaalne. Impedantside õigeks sobitamiseks peab liini sidestuspunkt antenniga omama maksimaalset pinget ja minimaalset voolu. Vastavalt sellele kujuneb veerandlaine-liini sisendotsas minimaalse pinge ja maksimaalse voolu, s. o. minimaalse impedantsi punkt, mistõttu liini toitmine toimub järjestikuselt; poollaine-liini sisendotsas on pinge maksimaalne ja vool minimaalne ning ühtlasi on maksimaalne ka impedants, mis vajab rööbitist toitmist.

Lülitustes *c* ja *d* toimub antenni toitmine vooluga, s. o. antenni keskelt, kus vool on maksimaalne ja pinge minimaalne. Sel puhul veerandlaine-liini toitmine peab toimuma saatjapoolsest otsast pingega, s. o. rööbitiselt, poollaineliini toitmine vooluga, s. o. järjestikuselt.

Liinide tegelikud pikkused arvutatakse samadel põhimõtetel kui antennigi pikkus, kusjuures saadud väärtused korrutatakse soovitava veerandlaine arvuga. Väiksemad kõrvalekaldumised arvutatud liinide pikkustest on mõeldavad, kuid suuremate (mõnekümne-protsendiliste) kõrvalekaldumiste puhul tekib suuri raskusi saatja õige koormamisega, kuna tavalised liinide häälestusseadmed toimivad hästi ainult suurte ja väikeste impedantside juures. Keskmised, mõnesaja-oomised impedantsid viivad liini häälestus-



Joon. 34 — 6. Poollaineantenni sidestamisviise häälestatud liiniga: *a* ja *b* — pingetoitega, *c* ja *d* — voolutoitega sidestamine; *a* ja *c* puhul kasutatakse veerandlainelist, *b* ja *d* puhul poollainelist liini. Nii antennides kui ka liinides on voolujaotus näidatud kõveratena *I*. Häälestamisindikaatoritena kasutatakse liinide sisendotstesse lülitatud voolumõõtjaid (A).

ringi *Q* seevõrra väikeseks, et küllaldase sidetugevuse saavutamine osutub harilikult võimatuks.

Antenni häälestamisel on soovitav toitejuhtmetesse lülitada k.-s.-voolumõõtjad, mis mitte ainult näitavad antenni toitumist, vaid millede abil on võimalik kontrollida ka liini sümmeetrilisust. Voolumõõtja näit iseenesest pole veel absoluutseks antennivõimsuse hinnanguks, sest voolu tugevus muutub toitejuhtmetes seisevlaine ümberpaiknemisega häälestamisel. Järjestikuse toitmise puhul asetsevad voolumõõtjad voolupaisu läheduses, kus vool on maksimaalne, rööbitise toitmise puhul on voolumõõtjad pingepaisus, kus vool on minimaalne. Seepärast võib voolumõõtjaid häälestuse otstarbeks asendada lihtsate indikaatoritega: järjestikuse toite puhul toitejuhtmetesse lülitatud skaalalambid ja rööbitise toite puhul huumlambid annavad antenni kanduva võimsuse kohta küllaldaselt selge pildi. On arusaadav, et pärast häälestamist tuleb sääräsed indikaatorid vooluringist välja lülitada, et vältida neis tekkivaid kadusid.

Häälestatud toiteliinide juures tuleb tähelepanu juhtida veel liini elektrilisele sümmeetrilisusele, mida saab kontrollida liini lülitatud voolumõõtjate või indikaatoritega. Sümmeetrilise liini juhtmete igas punktis on voolud võrdsed ja vastassuunalised, mistõttu ka nende väljad on võrdsed ning üldine resulteeriv väli võrdub praktiliselt nulliga. Ebasümmeetrilisel voolude paiknemisel võib resulteeriv väli kujuneda küllaltki suureks, mis tähendab, et liin ise toimib kiirgusgeneraatorina — antennina. Kuna liin tavaliselt ei asu vabas ruumis, vaid on ümbritsetud kohalike esemetega, siis tuleb sellisele kiirgusvõimsusele vaadata kui kahjulikule, mille võrra antenni ulatuv kasulik võimsus väheneb.

34 — 6. HÄÄLESTAMATA TOITELIINI SIDESTAMINE ANTENNIGA.

Häälestamata toiteliini paremused — minimaalsed kaod ja häälestamisprobleemi ärajäämine — loovad talle erilise eelise. Kuid rõõ-

biti sellega omab häälestamata liin amatööri seisukohalt tõsist puudust, mis seisab selles, et ta vajab väga täpset näivtakistuste ehk impedantside kooskõlastamist ja kord antenniga kindlale sagedusele või kitsale sagedusribale sobitatuna ei võimalda töötamist teistel harmoonilistel sagedustel.

Häälestamata liini reguleerimise probleem seisab sidestatavate koormustakistuste sobitamises liini laineimpedantsiga saatja- ja antennipoolsetes otstes. Selleks peab antenn häälestuma valitud sagedusele, kusjuures sidestus tuleb valida nii, et liini ülekanduv antenni ekvivalentne impedants võrduks liini laineimpedantsiga. Liini sidestamine saatjapoolsest otsast ei tekita erilisi raskusi, nagu on käsitletud eelmises punktis. Säärast sobitamist antenniga teostatakse kas liini ühendamisega antenni külge sobivates punktides või erilise impedantside transformaatori paigutamisega antenni ja liini vahele või sellise liinitüübi valimisega, mille laineimpedants võrdub antenni keskkoha impedantsiga.

Siiski, mõneprotsendiline impedantside lahkujooks on lubatav, mis tähendab seda, et seisevlaine harisuhe liinis ei tohi ületada 2...3. Oluline on seejuures, et liini kummagi juhtme igas vaadeldavas punktis voolud oleksid sümmeetrilised, s. o. võrdsed nii amplituudilt kui ka faasilt. Ebasümmeetria korral tekib liinis kiirgamine, mis, nagu on käsitletud eespool, pole soovitav. Eriti oluline on sümmeetria maa suhtes, mistõttu sisendotsas häälestamata liin sageli maandatakse (joon. 34 — 5*f* ja *i*). Mõnikord asetatakse saatja sidestuspooli ja liini vahele elektrostaatiline varjestus.

Alljärgnevalt käsitletakse häälestamata toiteliini sobitamise viise poollaine-antenniga. Sama käsitelu on maksev ka teiste keerukamate antennitüüpide kohta, kui arvestatakse impedantside õiget paiknemist.

a) Ühejuhtmeline sidestus. Ühejuhtmelises toitesüsteemis (joon. 34 — 7*a*) valitakse liini ühenduspunkt antenni külge vastavalt liini laineimpedantsile. Ühejuhtmelise liini laineimpedants võrdub keskmiselt 500...600 oomiga, millele vastavalt ühenduspunkt antenniga on nihutatud antenni keskpunktist ühele või teisele poole keskmiselt ühe seitsmendiku antenni pikkuse võrra, s. t.

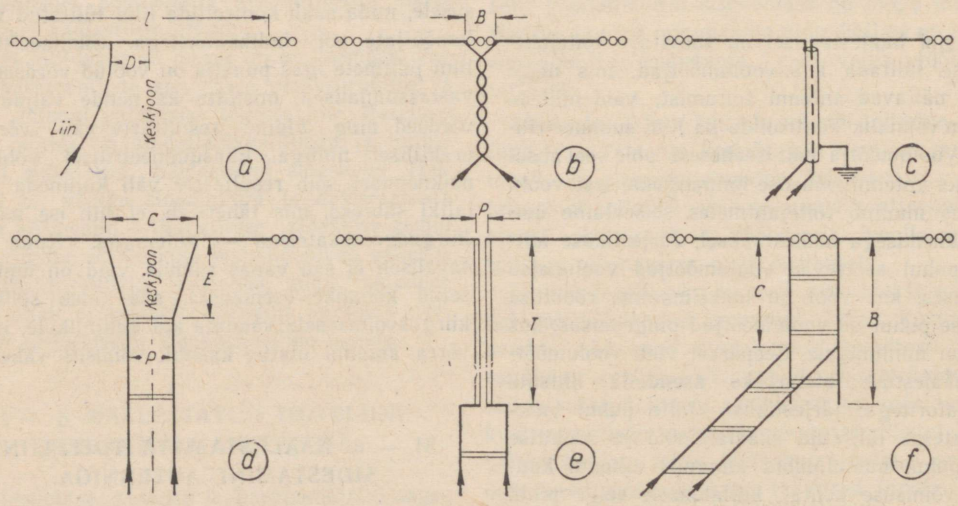
$$D = \frac{l}{7},$$

kus D on liini ühenduspunkti kaugus antenni keskelt, l — poollaine-antenni üldpikkus (mõlemad võrdseis mõõtühikuis).

Sellise dimensioonimisega ei teki liinis seisevlaineid, kuigi kaod on veidi suuremad kui kahejuhtmelise liini puhul. Seepärast pole soovitav kadude vähendamise huvides kasutada väga pikki liine. 20...30 m pikkustes liinides ei kujune kaod veel liiga suurteks.

Põhisagedusele õigesti sobitatud liini ühenduspunkt ei osutu sobivaks antenni töötamisel harmoonilistel sagedustel. Kui aga lubada nõrka kõrvalekaldumist õigest ühenduskohast, saab ühejuhtmelise häälestamata liiniga toidetavat poollaine-antenni rakendada ka harmoonilistel sagedustel. Kompromisslahenduseks osutub ühenduspunkti nihutamine antenni keskpunktist ühe kuuendiku antenni pikkuse võrra:

$$D = \frac{l}{6}.$$



Joon. 34 — 7. Poollaineantenni sidestamisviise häälestamata liinidega: *a* — ühejuhtmeline sidestus, *b* — punutud liiniga sidestus, *c* — koaksiaalliiniga sidestus, *d* — deltasidestus, *e* — Q-sidestus, *f* — sidestus transformaatorliinilõiguga.

Säärane kõiklaine-antenni süsteem on lihtsaim ja annab täiesti rahuldavaid tulemusi. Siiski on viimasel juhul soovitav viia liini pikkus kooskõlla põhisageduse veerandlainepikkuse kordsega. Sellega väheneb ebatakistuslike elementide mõju saatja lõppvõimendaja väljandringile.

Ühejuhtmelise toitesüsteemiga antenni häälestamine toimub sidestuse suuruse muutmise ja anoodi võnkeringi järelhäälestamise teel, kuni saavutatakse anoodvoolu miinimum, mis vastab normaalsele koormusvoolule. Olenemata sidestusviisist (joon. 34 — 5*a*, *g*, *i*), vajab ühejuhtmeline toitesüsteem head saatja maandust, kuna antennist saabuvat juhet kujutab antenni ja maapinna vaheline mahtuvus. Paremaid tulemusi saavutatakse niiske maapinnasega asukohas, liivane ja kivine pinnas on vähem sobivad.

b) Punutud liiniga sidestus. Valgustusvõrgunöörist või muust kummi-isolatsiooniga juhtmest valmistatud punutud liini laineimpedants on harilikult väike, võrdudes keskmiselt 70 oomiga. Seepärast ta õigeks sidestuskohaks poollainelisele antennile on antenni keskkoht (joon. 34 — 7*b*). Väikesi kõrvalekaldumisi impedantside õigest sobitamisest saab parandada ühenduskoha vahekauguse *B* reguleerimisega, mille pikkus kujuneb keskmiselt 15...45 cm, sõltuvalt liini mõõdetest ja sagedusastmikust. Täpseks sobitamiseks tuleb vahekaugust *B* muuta seni, kui toitevool liinis on maksimaalne. Liini sidestamist saatjaga teostatakse häälestamata sidestuspooli kaudu (joon. 34 — 5*d*). Punutud liiniga toitesüsteem on kõlblik kasutamiseks ainult põhisagedusel, harmoonilistel, eriti paarisharmoonilistel tekivad liinis seisevlained ning liini sobitamatuse tõttu voolu ülekandumine antenni katkeb.

c) Koaksiaalliiniga sidestus. Antenni toitmiseks kasutatavate koaksiaalliinide impedants võrdub keskmiselt 70 oomiga (joon. 34 — 4, diagramm *b*); selliste kaablite sidestamine toimub poollaine-antenni keskelt (joon. 34 — 7*c*), nagu punutud liiniga sidestamisel. Dielektrilised kaod kõrgekvaliteedilisest isolatsioonimaterjalist eraldajatega kaablis on väga väikesed, kiirgusväljad puuduvad täielikult. Seepärast on koaksiaalliiniga sidestusviis teistega võrreldes parimaid. Kuid koaksiaalkaabliga antennisüsteem toimib ainult põhisagedusel, samuti kui punutud liiniga süsteem. Sobitamine ja sidestamine saatjaga on samad mis punutud liini juures.

d) Delta-sidestus. Praktiliselt pole võimalik valmistada kahejuhtmelist liini, mis omaks väikest laineimpedantsi ja oleks kohane vahetult poollaine-antenni keskele ühendamiseks. Kasutatavate liinide impedantsid võrduvad keskmiselt 400...700 oomiga, millest tarvitatavamaid on 600-oomine liin. Seepärast osutub vajalikuks kasutada erinevate impedantside sobitamiseks eri konstruktsioone.

Ühte seesugust eri konstruktsiooni kujutab delta-sidestus (joon. 34 — 7*d*), mille lehvikutaolises liinilõigus (*E*) liini-impedants transformeeritakse üles, vastavaks antennilõigu *C* impedantsile. Sellise antenni sidestusviisi juures kujunevad kriitilisteks suurusteks, peale antenni pikkuse, mis arvutatakse üldvalemi alusel: liini juhtmete vahekaugus *P*, lehviku pikkus *E* ja antenni sidestuslõik *C*. 600-oomise liini sidestamiseks delta-meetodil arvutatakse konstruktiivsed suurused järgmiselt:

$$C = \frac{36}{f}; \qquad E = \frac{45}{f},$$

milles *C* on sidestatava antennilõigu pikkus m-tes, *E* — lehviku pikkus m-tes, *f* — sagedus megahertsides. Konstruktiivsed andmed 600-oomise liini kohta on toodud diagrammis *a*, joon. 34 — 4. Hästi sobitatud delta-sidestus annab häid töötulemusi, seisevlaine harisuhe on tavaliselt alla 2, kuid ta rakendamine harmoonilistel sagedustel pole üldse mõeldav. Liini sidestamiseks sobivad lülitused *c*, *g*, *i* (joon. 34 — 5). Sümmeetrilisuse säilitamiseks on oluline, et liin hargneks antennist ja kulgeks vähemalt poole laine pikkuselt ristloodis.

e) Q-sidestus. Q-sidestuses kasutatakse veerandlainelise liinilõigu impedantside transformeerimise omadust lahtise toiteliini laineimpedantside sobitamiseks antenni keskpunkti impedantsiga (joon. 34 — 7*e*). Transformaatori-osa valmistatakse lähestikku-asuvaist jämeda läbimõõduga alumiinium- või vasktorudest, et vähendada laineimpedantsi miinimumini. Q-transformaatori kriitilisteks suurusteks on (peale antenni pikkuse) liinilõigu pikkus *T*, Q-liinilõigu laineimpedants Z_Q ja häälestamata liini laineimpedants Z_O.

Q-liinilõigu laineimpedants arvutatakse $Z_Q = \sqrt{Z_A Z_O}$, milles Z_A — antenni keskkoha impedants, keskmiselt 72 oomi, Z_O — toiteliini laineimpedants.

Q-liinilõigu pikkus *T* võrdub veerandlaine pikkusega ja arvutatakse üldvalemi järgi $T = \frac{71{,}5}{f}$, milles *T* — pikkus meetrites, *f* — sagedus megahertsides.

Näide. Arvutada *Q*-sidestusega antenni andmed töötamiseks saatesagedusel 14,3 MHz. Valides toiteliini laineimpedantsiks $Z_O = 600$ oomi, kujuneb *Q*-liinilõigu laineimpedants Z_A, arvestades antenni keskpunkti impedantsina $Z_A = 72$ oomi, $Z_Q = \sqrt{Z_A Z_O} = \sqrt{72 \cdot 600} = 208$ oomi. Valides *Q*-lõigu materjaliks 10 mm läbimõõduga alumiiniumtoru, leiame diagrammist *a* (joon. 34 — 4), et 208-oomise impedantsi puhul

10 mm läbimõõduga torude tsentrite vahekaugus peab olema 28 mm, millest torude pindade vahekaugus võrdub $28 - (2 \cdot 5) = 18$ mm. Q-lõigu pikkus $T = \frac{71,5}{f} = \frac{71,5}{14,3} = 5,00$ m. Poollaineantenni pikkus $l = \frac{143}{f} = \frac{143}{14,3} = 10,00$ m. 600-oomise laineimpedantsiga transmissioonliini juhtmete tsentrite vahekauguse leiame diagrammist *a* (joon. 34 — 4). Kui liini juhtmematerjaliks on 1,3 mm läbimõõduga vasktraat, siis vastav liini juhtmetevaheline kaugus kujuneb 96 mm.

Q-sidestus omab järgmisi paremusi: reguleerimine on lihtne nagu punutud juhtmega sidestamiselgi, liinisüsteem on väikesekaoline. Kuid harmoonilistel sagedustel töötamiseks on Q-süsteem vähe kõlblik.

Saatjaga sidestamiseks on sobivad lülitused *b*, *c*, *i* (joon. 34 — 5).

f) Sidestus transformaatorliinilõiguga. Häälestamata liinide laineimpedantse saab antenni impedantsiga sobitada veerandlaine pikkusega transformaatorliinilõigu abil. Joonisel 34 — 7*f* on toodud transformaatorliinilõigu rakendamine kesktoitega antenni juures. Säärase lülituse puhul on liinilõigu välimine ots lahtine, sest teine ots on ühendatud antenni madalaimpedantsilise kohaga. Kuna liinilõigus tekib seisevlaine, mille pingepais ja ühtlasi maksimaalne impedants on lahtises otsas, siis toimub transmissioonliini sobitamine õige koha valikuga liinilõigul.

Sama sidestusviisi saab rakendada ka otsast pingega toidetava poollaineantenniga, kuid sel puhul tuleb liinilõigu välimine ots lühistada, et antennipoolse otsa impedants oleks kõrge, s. o. et ta vastaks antenni toitekoha impedantsile. Peale selle võib pingega toidetava poollaine-antenni juures kasutada ka poollaine pikkusega transformaatorliinilõiku, mispuhul liinilõigu väline ots jääb seal tekkiva pingepaisu tõttu lahtiseks.

Õigesti sobitatud transformaatorliinilõiguga sidestamisel kujuneb seisevlaine harisuhe toiteliinis väikeseks ning liini pikkus pole millegagi piiratud. Sobitamine teostatakse pigem katselisel kui arvutuse teel. On oluline, et antenn häälestuks täpselt poolele, liinilõik veerandile (tarbe korral poolele) lainepikkusele. Toiteliini õige kinnituskoha määramiseks sooritatakse tegeliku töö ajal rida toitevoolu mõõtmisi, toiteliini voolutugevuse mõõtmisega erinevates kaugustes. Õige sobituse tunnuseks on seisevlainete puudumine toiteliinis, s. o. kui voolutugevus kõigis liinipunktides praktiliselt on võrdne.

600-oomise laineimpedantsiga toiteliini kasutamisel toimub antennisüsteemi sidestamine saatjaga samadel põhimõtetel kui delta- ja Q-süsteemi juures.

34 — 7. PIKAJUHTMELISED ANTENNID.

Antenni on võimalik häälestada alati siis, kui ta pikkus vastab häälestatava sageduse ühele või mitmele täisarvulisele poollaine pikkusele. Antenni, mis on poollainepikkusest pikem, nimetatakse pikajuhtmeliseks ehk harmooniliseks antenniks. Harmoonilistele sagedustele häälestamisel tekib sellises antennis rida seisvaid poollaineid.

Pikajuhtmelise antenni pikkus ei vasta täpselt poollaine-antenni pikkuse kordsele, sest antenni otste mahtuvuslikud ja induktiivsuslikud mõjud tekivad ainult antenni tegelikes otstes, mitte aga iga seisva poollaine vahel. Pikajuhtmelise antenni pikkust arvutatakse seepärast järgmise valemi abil:

$$l = \frac{150\ (n - 0,05)}{f},$$

milles l on antenni pikkus meetrites, n — poollainete arv antennis, f — sagedus MHz. Nagu nähtub valemist, kujuneb põhisagedusele dimensioonitud pikajuhtmeline antenn kõrgematele harmoonilistele sagedustele lühikeseks, kusjuures lühenemine suureneb harmooniliste arvu tõusuga.

Antenni pikendamisega tõuseb kiirgustakistus. Ühtlasi suureneb ka ta kiirgamisvõimsus teatud suundades — võimsuse vähenemise arvel teistes suundades. Pikajuhtmeline antenn omab märgatavat suunalisust, mis tõuseb antenni pikendamisega. Endine kaheksakujuline poollaine kiirgusdiagramm muutub sopiliseks, kusjuures eriti märgatav on kiirguse tõus piki antenni telje suunda.

Pikajuhtmelise antenni toitmine toimub üldiste poollaine-antenni kohta maksvate põhimõtete järgi, kusjuures tuleb arvestada õiget sidestuse kohta.

Iga poollaine-antenni võib vaadelda harmooniliste sageduste suhtes pikajuhtmelise antennina. Raskuseks kujuneb harmoonilistel sagedustel antenni toiteküsimus, sest põhilainele dimensioonitud toitesüsteem harmoonilistel sagedustel harilikult lakkab impedantside muutumise tõttu toimimast.

Sobivateks antennisüsteemideks harmoonilistel sagedustel töötamisel on häälestatud liiniga poollaine-antenn (joonis 34—6), millest eelistatumaks tuleb pidada pingetoitega tsepeliinantenni. Sel juhul antenn dimensioonitakse poollaineliselt kõige madalamale saatesagedusele; samuti valitakse ka liini mõõted, mis peavad vastama madalaima sageduse veerandlainepikkuse kordsele. Nii näiteks saab 20,5 m pikkusega antenni koos 10,25 m häälestatud toiteliiniga kasutada töötamiseks 7, 14, 21 ja 28 MHz

laineribal niihästi keskelt voolutoitega kui ka otsast pingetoitega.

Harmoonilistel sagedustel töötamiseks saab hästi kasutada veel ühejuhtmelist antennisüsteemi, eriti kui toiteliin ühendada $^1/_6$ ulatusele, arvates antenni keskkohast. Lõpuks võib iga antenni kasutada harmoonilistel sagedustel töötamiseks, kui saatja juures toiteliini mõlemad juhtmed kokku ühendada. Igal juhul muutuvad kõik toiteliinid harmoonilistel sagedustel töötamisel häälestatud liinideks, mis paratamatult vähendab üldist antenni kasutegurit.

34 — 8. ÜLIKÕRGSAGEDUSANTENNID.

Ülikõrgsagedustel lihtsustub antennide probleem sellega, et antenni mõõted muutuvad väikesteks, mistõttu lihtsustub antennide reguleerimine, katsetamine jne. Kuid samal ajal kasvavad sageduse suurenedes dielektrilised kaod, mis esitab eriti toiteliinidele kõrgendatud tehnilised tingimused.

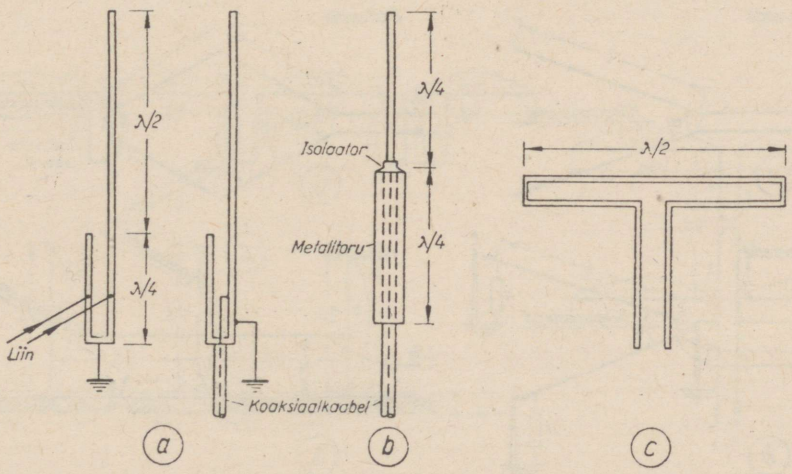
Levinenumad ülikõrgsagedusantenni tüübid on järgmised.

a) J-antenn. J-antenn kujutab endast poollaine-pikkust antenni radiaatorit, mida toidetakse veerandlaine-pikkuse liinilõigu kaudu (joon. 34 — 8*a*). J-antenn valmistatakse vask- või alumiiniumtorust, mille alumine ots, asudes maapotentsiaalil, harilikult maandatakse. Seega ei vaja antenn ise mingisugust isoleerimist. Vertikaalse asendi tõttu on saatelaine polariseeritud vertikaalselt. Toiteliiniks kasutatakse peamiselt koaksiaalkaablit, kuid vajaduse korral võib teda asendada lahtise kahejuhtmelise liiniga. Kuna toiteliinis seisevlaineid ei teki, on liini pikkus piiramatu. Reguleerimine ja häälestamine toimub analoogiliselt transformaatorliinilõiguga antennisüsteemile.

b) Koaksiaal-antenn. J-antenni puuduseks on transformaatorliinilõigu, ja kui kasutati lahtist toiteliini, siis ka toiteliini kiirgamine, mis avaldub selles, et antenni resulteeriv kiirgusnurk kujuneb suureks. See puudus välditakse koaksiaalantenni juures (joon. 34 — 8*b*), milles toiteliiniks on 70-oomise laineimpedantsiga koaksiaalkaabel. Antenn on poollaineline, mille ülemise osa moodustab veerandlaine pikkusega kaablisoone avatud jätk, alumise osa — kaabli mantliga ülevalt otsast ühendatud veerandlaine-pikkune metalltoru. Koaksiaal-antenn omab väga häid kiirgusomadusi.

c) Murtud dipool. Murtud dipool (joon. 34 — 8*c*) kujutab keskelt toidetavat poollaineantenni, millele teine poollaineline antenn on vahetult ühendatud otstesse. Mõlema osa vahe peab olema võimalikult väike — mõni protsent lainepikkusest. Murtud dipooli kogupikkus vastab ühele lainepikkusele ja arvutatakse varemtoodud valemite järgi. Sellise dipooli impedants sisendil võrdub keskmiselt 300 oomiga, millele sobitatud toiteliin on ilma seisevlaineteta. Konstruktiivselt valmistatakse murtud dipool metalltorust, mis annab laia riba kiirguse omadused ja mis leiab rakendamist eeskätt laiaribalistel televisioonisaadetel.

Peale loetletud üksikute ülikõrgsageduslike antennide on välja arendatud rida eriotstarbelisi antenne, muuhulgas õõnesliin-toruradiaatorid, millega väljaenergia kontsentreeritakse kitsasse suunatud joasse. Selliste toruradiaatorite suunavus on seda suurem, mida laiem on toru lehvikukujuline ava võrreldes lainepikkusega. Neid kasutatakse peamiselt sentimeetrilainetel, kus kõrg-



Joon. 34 — 8. Ultra- ja superkõrgsageduslikke antenne: *a* — J-antenn, *b* — koaksiaalantenn, *c* — murtud dipool.

sageduse võimsuse genereerimine ja juhtimine toimub õõnesliinides väljadena.

Kõik senikäsitletud antennid toimivad elektromagnetilise kiirguse mõlema välja — nii magnetilise kui ka elektrilise kasutamise põhimõttel. See on kehtiv antennide kohta nii saatmisel kui ka vastuvõtul. Kuid peale nende tuntakse veel ühte eri liiki antennitüüpi, nn. raamantenni, milles rakendatakse ainult elektromagnetilise kiirguse magnetvälja komponenti. Raamantenn omab õige märgatavat suunalisust, kusjuures eriti piiritletud on raami vastuvõtu omadused raami pinnale risti kulgeva magnetvälja suhtes, kus vastuvõetava signaali tugevus muutub nulliks. Selle nullise väljatugevuse teraval piiritlusel põhinebki raadiosaatjate suuna määramise põhimõte raadiogoniomeetrilisel teel, milliseks otstarbeks raamantenni peaaegu eranditult kasutataksegi.

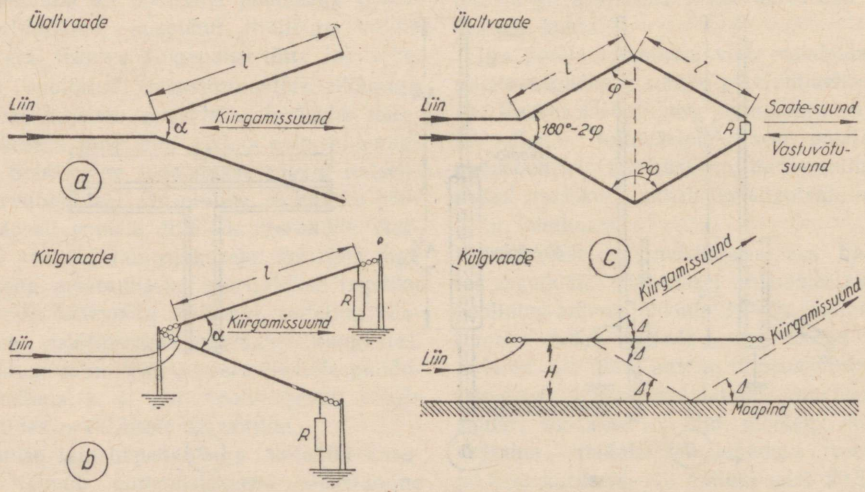
34 — 9. SUUNDANTENNID.

Saatevõimsuse säästmise ja ruumi koormamise vähendamise huvides rakendatakse saatjate juures teravalt piiratud suunalisusega antenne, nn. suundantenne. Samalaadseid antenne kasutatakse ka suundvastuvõtul selleks, et vabaneda muudest suundadest saabuvatest häirivsignaalidest ja müradest.

Töötamispõhimõttelt eristatakse kolme suundantenni süsteemi: pikajuhtmelised suundantennid, toidetavad ridaantennid ja parasiit-ridaantennid.

a) V-antenn. Iga horisontaalselt asetatud antenni kiirgus keskendub seda enam antenni juhtme pikiteljelistesse suundadesse, mida pikemaks teha antenn võrreldes kasutatava lainepikkusega. Kahe säärase pika antennijuhtme asetamisega V-kujuliselt (joon. 34 — 9*a*) tõuseb kiirguse keskendumine märgatavalt piki nurgapoolitajat kummaski suunas, sest teistes suundades kiirgusväljad suuremal või väiksemal määral vastastikku neutraliseeruvad. Antenni harude pikendamisega tõuseb kiirguse võimsuse keskendumine neis suundades ning vastavalt vähendatakse harude-vahelist nurka α maksimaalse võimsuse saamiseks: 1 laine pikkusega harudel (l) optimaalne nurk $\alpha = 110°$, 2λ puhul 70°, 3λ — 60°, 4λ — 52°, 5λ — 45°. Antenni tõstmisega maapinnast väheneb vertikaalne kiirgusnurk: 1 laine pikkuse kõrgusel on kiirgusnurk 31°, 2λ — 27°, 3λ — 23°, 4λ — 20°, 5λ — 18°. Siit nähtub, et V-antenni on võimalik rakendada ühtlasi ka harmoonilistel sagedustel, kusjuures iga järgneva kõrgema harmoonilisega suureneb horisontaalne suunavus ja muutub väiksemaks vertikaalne kiirgusnurk, kuigi kiirguse keskendumine jääb harmoonilistel sagedustel väiksemaks võimalikust maksimumist, kuna nurk α jääb muutumatuks. Kaheksakordse lainepikkusega harudega V-antenni võimsuse suurenemine on umbes 12 dB, võrreldes poollaine-antenniga. Kui V-antenni juhtmete vabad otsad maandada läbi antenni impedantsile vastava takistuse (nn. tupiktakisti), kaovad seisevlained ning antenn muutub ühesuunaliseks (joon. 34 — 9*b*). Maandamist võib ette võtta ainult siis, kui on tagatud hea ning püsiv maandustakistus; vastasel korral tekivad antennis suured võimsuskaod.

b) Rombantenn. Maandatud V-antenni puudustest on vaba rombantenn, mis kujutab parimat suundantenni, võrreldes teiste süsteemidega. Rombantennilt saadav võimsuse keskendumine tõuseb kahe kuni nelja lainepikkusega an-



Joon. 34 — 9. Pikajuhtmelise suundantenni tüüpe: *a* — kahesuunaline V-antenn; *b* — ühesuunaline takistuspeatusega V-antenn; *c* — rombantenn.

tenni-harude puhul keskmiselt 12 dB-ni; koos harude pikendamisega paraneb võimsuse keskendumine ja suureneb vastavalt suunavus. Rombantenni paremuseks on peale selle veel asjaolu, et ta mõõted pole kriitilised kasutatavate sageduste suhtes, vaid väga häid tulemusi saavutatakse töösageduste muutmisega vahekorras 1:2 ja isegi kuni 1:4. Teiste sõnadega, 14 MHz töösagedusele dimensioonitud rombantenn on kasutamiseks kõlblik ühtlasi ka 28 MHz, 21 MHz ja 7 MHz sagedusribadel. Säärane sobivus on tingitud sellest, et rombantennis puuduvad seisevlained, kui t u p i k t a k i s t i on õigesti valitud.

Konstruktiivselt sarnaneb rombantenn V-antenniga, millele samasugune V-antenn on külge ühendatud induktiivsusvaba, tupiktakistusega keskmiselt 800 oomi (joon. 34 — 9*c*). Rombantenni mõõted määratakse kohapealsete tingimuste järgi, kusjuures maksimaalse võimsuse saavutamiseks on võimalik ainult üks optimaalne lahendus.

Rombantenni arvutuse aluseks maksimaalse võimsuse taotlemisel on ainult üks suurus, s. o. vertikaalne kiirgusnurk Δ (horisontaalse kiirgusnurga määrab maapinnal antenni asend), mille järgi määratakse antenni optimaalne kõrgus H, pikkus l ja kaldenurk φ; seejuures H ja l arvutatakse lainepikkustes, Δ ja φ — kraadides.

Arvutuskäik on järgmine:

Antenni kõrgus $H = \frac{\lambda}{4 \sin \Delta}$ (lainepikkustes);

$\sin \varphi = \cos \Delta$;

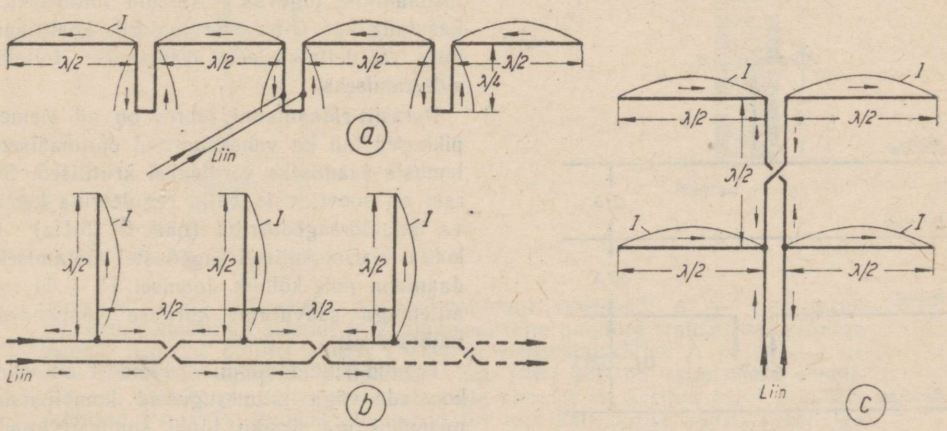
külje pikkus $l = \frac{\lambda}{2 \sin^2 \Delta}$.

N ä i d e: Arvutada rombantenn sagedusele $f = 28{,}6$ MHz, kui kiirgusnurk $\Delta = 20°$.

Sagedusele $f = 28{,}6$ MHz vastab lainepikkus $\lambda = \frac{300}{28{,}6} = 10{,}5$ m; antenni kõrgus $H = \frac{\lambda}{4 \sin \Delta} = \frac{10{,}5}{4 \cdot 0{,}342} = 7{,}7$ m; kaldenurga $\sin \varphi = \cos \Delta$; $\cos 20° = \sin 70°$, seega $\varphi = 70°$; külje pikkus $l = \frac{\lambda}{2 \sin^2 \Delta} = \frac{10{,}5}{2 \cdot 0{,}342^2} = 44{,}85$ m.

Antenni toitmine toimub 800-oomise laineimpedantsiga häälestamata liini kaudu. Tupiktakistuse valikul tuleb arvestada seda, et pool saatja väljandvõimsusest hävib selles soojuseks. Rombantenn annab ülihäid tulemusi ka vastuvõtul, kusjuures vastuvõtu suund on vastupidine saate suunale.

c) Toidetavad ridaantennid. Paigutades mitu poollaine-antenni (mida sel puhul nimetatakse antennielementideks) ritta, üksteisest sobivatele vahekaugustele ning toites neid ühisest transmissioonliinist liituvad antennielementide väljatugevused selliselt, et nad annavad soovitavas suunas teravalt piiritletud kiirguse keskendumise, teistes suundades nõrgenemise. Antennielemente võib asetada ritta sirgjooneliselt üksteise järele (l i n e a a r n e r i d a a n t e n n) või vertikaalselt üksteise suhtes ühisel pinnal (k a m m a n t e n n). Ridasüsteemi suunavus tõuseb elementide arvu suurenemisega, olenedes elementide vahekaugusest ning nendes tsirkuleerivate voolude faasist. Joonisel 34 — 10*a* on näidatud lihtsaima lineaarse ridaantenni ehituspõhimõte koos voolude paiknemisega. Iga üksiku lineaarse elemendi vahele on lülitatud veerandlaineline liinilõik, millega pööratakse voolud kõigis elementides ühesuunalisteks. Elementide arv ulatub harilikult 2 ... 6, kusjuures saadav kiirguse võimendus risti liini võrdub 2 elemendi juures 1,8 dB, 3 puhul 3,3 dB, 4 — 4,5 dB, 5 — 5,3 dB



Joon. 34 — 10. Toidetavaid ridaantenne: *a* — lineaarne rida-antenn, *b* — kammantenn, *c* — H-antenn, mis kujutab endast mõlema eelmise (*a* ja *b*) kombinatsiooni.

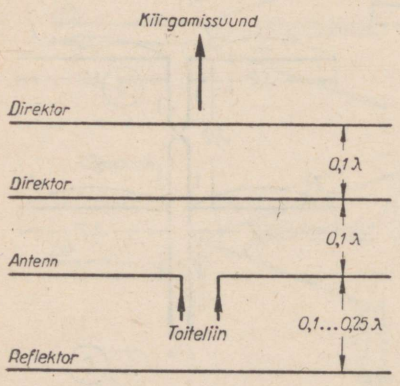
jne. Horisontaalselt asetatud lineaarse ridaantenni suunavus on horisontaalne, kusjuures vertikaalne suunavus sarnaneb tavalise poollaineantenni suunavusega. Vertikaalselt asetatud antenni suunavus, mida aga suurte vajatavate antennikõrguste tõttu on raske teostada, on vastupidine.

Joonisel 34 — 10*b* on näidatud kammantenn, mille suunavus on risti antennielementide pinnaga. Antenni kiirguse võimendus ja suunavus sõltuvad samuti kui lineaarsel ridaantennilgi elementide arvust ja vahekaugusest. Tavalisemalt kasutatakse poole laine pikkust vahekaugust, millega lihtsustub elementide õigefaasiline toiteprobleem. Õigefaasilisuse säilitamiseks antennielementides transmissioonliin elementide vahedel ristandatakse. Selliselt antennilt saadavad võimendused võrduvad 2 elemendi juures 4 dB, 3 — 5,5 dB, 4 — 7 dB, 5 — 8 dB jne.

Joonisel 34 — 10*c* on toodud kasutatavamaid ridaantenne lineaar- ja kammtüübi kombinatsioonina, nn. H-antenn, mis koosneb neljast elemendist. Sellise segatüüpi antenni paremuseks on suunavus mitte ainult ühes, vaid mõlemas — nii horisontaal- kui ka vertikaalpinnas.

Elementide ja veerandlaine-liinilõikude pikkused arvutatakse antennide üldvalemite järgi, kammantenni elementide vahekaugused ja toiteliini pikkused poollainele $l = \frac{146}{f}$ [m], milles f — sagedus MHz.

d) Passiivsed ehk parasiit-ridaantennid. Kõik eelmises lõigus vaadeldud toidetavad ridaantennid on kahesuunalised. Ühesuunalisuse andmiseks rakendatakse erisugust antennielementide ümberkorraldust. Üheks selliseks ümberkorraldusviisiks on parasiit-ridaantenni süsteem, milles toidetakse ainult ühte elementidest, mida sel puhul nimetatakse antenniks, teised antennielemendid on elektriliselt isoleeritud, kuid toituvad antenni välja kaudu. Sellisel juhul tekib neist lisa-antennielementidest, nn. parasiit-elementidest omakiirgumine, mis sobivasse faasi rakendatuna annab antennisüsteemile soovitava ühesuunalisuse. Neid parasiit-elemente nimetatakse direktoreiks, kui nad asetatuna soovitavasse kiirguse suunda selles suunas kiirgust suurendavad, ja reflektoreiks, kui nad asetatuna ebasoovitavaisse kiirguse suundadesse neis suundades kiirgust vähendavad. Antennielemendi käitumine direktorina või reflektorina sõltub ta resonantssagedusest (mida harilikult reguleeritakse elemendi pikkusega) ja antenni vahekaugusest.



Joon. 34 — 11. Passiivse ridaantenni põhimõtteline ehitus.

Parasiit-element omab optimaalset suunavust direktorina siis, kui ta kaugus antennist on keskmiselt 0,1 lainepikkusest, kuid reflektorina toimides kujuneb vahekaugus suuremaks — 0,1 ... 0,25 lainepikkusest. Antenni pikkus dimensioonitakse poollainele üldise antenni mõõdete määramise valemi järgi, direktor valitakse antennist keskmiselt 4% lühem, reflektor keskmiselt 2 ... 4% pikem — esi- ja tagasuunalise kiirguse suhte tõstmiseks. Kindlaimaks abinõuks direktorite ja reflektorite pikkuste määramisel on väljatugevuste kontrollimine 2 ... 3 km kauguselt nii esi- kui tagasuunas.

Joonisel 34 — 11 on toodud parasiit-ridaantenni ehituspõhimõte, milles on kasutatud kahte direktorit ja ühte reflektorit. Tarbe korral võib ära jätta kas üks või mõlemad direktorid või reflektor, millega loomulikult suunavus väheneb. Säärast antennisüsteemi on hõlpus üles seada pööratava juga-antennina, millega on võimalik saatesuunda soovi kohaselt muuta. Sel puhul on soovitav antennielemendid valmistada 15 ... 25 mm läbimõõduga metalltorudest, millega vähenevad takistuslikud kaod ning tõuseb mehaaniline tugevus. Antenni toitmiseks võib kasutada kas *Q*-transformaatorit, koaksiaalliinilõiku või delta-süsteemi 600-oomise toiteliiniga sidestamiseks.

Parasiit-ridaantenni juures on nii elementide pikkused kui ka vahekaugused optimaalsete tulemuste saamiseks võrdlemisi kriitilised. Seepärast on soovitav ta välja reguleerida kasutatava amatöörsagedusriba (näit. 28 MHz) keskkohta. Harmoonilistel sagedustel töötamiseks ridaantenn pole kõlblik. Joonisel 34 — 11 toodud antenniga saavutatav kiirguse võimendus on umbes 7 dB.

Toodud suundantenni tüüpidest on võimalik koostada väga mitmesuguseid kombinatsioone, mispuhul iga üksiku tüübi suunamisomadused liituvad. Eriti soodne on suundantennide kasutamine ülikõrgsagedusil väikeste mõõdete tõttu.

Sama hea eduga kui saatel, saab suundantenne rakendada ka vastuvõtuks, kusjuures eriti hinnatav on häirete ja mürade märgatav vähenemine ebasoovitavatest suundadest.

34 — 10. VASTUVÕTUANTENNID.

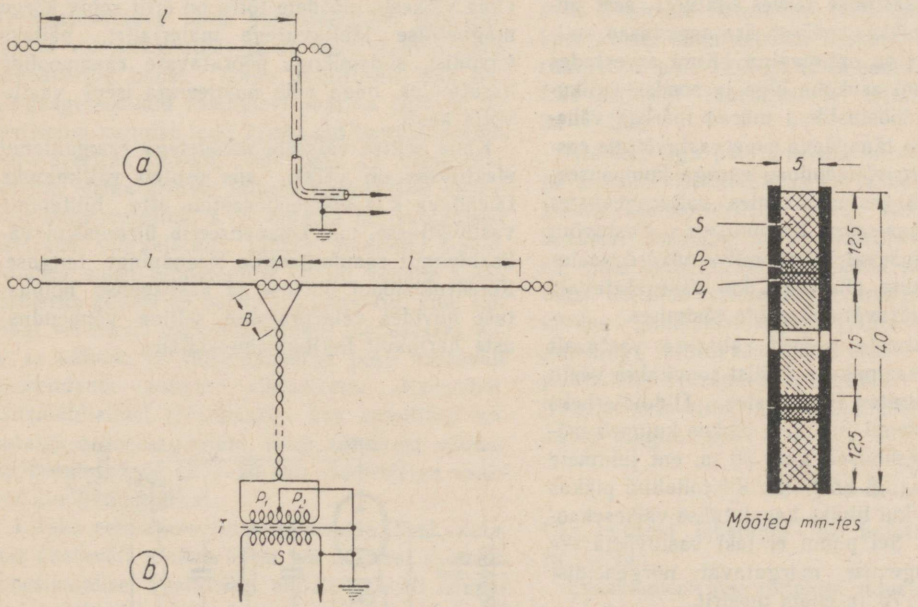
Kõik omadused, mida antenn omab radiaatorina saatmisel, säilivad antenni juures ka vastuvõtmisel. See käib ühevõrra voolu ja pinge paiknemise, impedantsi, takistuse ja suunavuse kohta.

Laia sagedusastmiku, kaasa arvatud ringhäälingu astmiku vastuvõtuks kasutatakse siiski vaba pikkusega juhet koos maandusega. Säärase antenni juures kujuneb veerandlaine-pikkune antennijuhe optimaalseks, mis tähendab seda, et vastuvõtu-omadused on seda paremad, mida rohkem antenni mõõted lähenevad vastuvõetava laine veerandlaine pikkusele. Järelikult peaks pikkade lainete vastuvõtuks kasutama suhteliselt väga pikki antenne ja lühemate lainete vastuvõtuks lühemaid. Et laia sagedusastmiku vastuvõtul mõlemat tingimust üheaegselt täita ei saa, lepitakse kompromisslahendusega, mis piirab veerandlaine-antenni pikkuse keskmiselt 30 m. Igal juhul pole vastuvõtuantenni mõõted kriitilised, häid tulemusi saavutatakse märksa lühemate antennidega.

Kaugelt olulisema tähtsusega kui vastuvõtuantenni mõõted on kohalikest tööstuslikest müraväljadest vabanemise küsimus, mis tingib antenni asukoha valikut sääraselt, et vastuvõetavate lainete väljad oleksid küllaldaselt tugevad võrreldes müraväljadega. See tähendab antenni asetamist kõrgeile mastidele või väljaviimist eemale, kus puuduvad häirepingeid kandvad juhtmed. Sellise antenni vastuvõtu-osa eemaleviimisel tuleb kasutada kaovaeseid toiteliine.

Kuid parimaiks vastuvõtuantennideks osutuvad siiski saateantennid ise, sest häälestatuna tõuseb vastuvõetav signaal märgatavalt üle müratasemе. Saateantenn on raadiojaamas rakendatav ka vastuvõtuantennina, kui antenni sisend varustada ümberlülitiga.

Joonisel 34 — 12 on toodud kaks üldisemalt levinud müravaba vastuvõtuantenni tüüpi. Lülituses *a* on antenni vastuvõtu-osa asetatud kõrgele või viidud eemale, kus kohalike mürade väli on nõrk. Antenni üks ots ühendatakse koaksiaalkaabliga, mis toimides transmissioonliinina juhib antennis kinnipüütud signaalid vastuvõtjasse. Kui antenn asub vastuvõtjast märgatavalt eemal, on soovitav koaksiaalkaabel



Joon. 34 — 12. Müravaba vastuvõtuantenni sisendeid: *a* — varjestatud transmissioonliiniga sisend; *b* — sümmeetriline punutud transmissioonliiniga sisend. Antenni juhtme pikkus $l = 30$ m, hargnemisküljed A ja B — 1 m, *c* — lihtsamaid liinitrafo valmistuse viise; trafo alus on valmistatud eboniidist või mõnest muust isoleerainest, mille vahesse on keritud algul primaarmähised P_1 ja P_2, kumbki 20 keerdu 0,4 mm kahekordse siidisolatsiooniga traadist, primaari peale on keritud sekundaarmähis S 400 keerdu 0,25 mm kahekordse siidisolatsiooniga traadist. Kitsa ehitusviisi juures pole varjestus vajalik.

paigutada maasse. Igal juhul on tarvilik vastuvõtja juures kaabli mantel hästi maandada. Sel puhul on kaabelliini soon kaabli maandatud mantli kaudu varjestatud kohalike müraväljade eest, mis on kõige tugevamad just kaabli asukoha läheduses, s. o. hoonetes ja voolujuhtmete läheduses.

Lülituses *b* kasutatakse *sümmeetrilist vastuvõtuantenni*, mille keskkoht on lülitatud punutud juhtmetest transmissioonliini külge. Tarbe korral võib punutud liini asendada edukalt kahejuhtmelise liini või koaksiaalkaabliga. Punutud liin lõpeb vastuvõtja juures sümmeetrilist primaarmähist omava trafoga, mille keskkoht maandatakse. Sellise ehitusviisi juures indutseeruvad primaarmähisest sekundaarmähisesse, mille klemmidele ühendatakse vastuvõtja, ainult antenni ülemise horisontaalosa poolt kinnipüütud signaalid. Müraväljadest liini juhtmeis indutseerunud voolud (olles mõlemas juhtmes ühesuunalised ja võrdse tugevusega) tasakaalustuvad primaarmähises ning sekundaarmähisesse üle ei kandu. Elektriväljadest tingitud mürade hävitamiseks, mis võivad kanduda üle trafo primaar- ja sekundaarmähiste vahelise mahtuvuse kaudu, paigutatakse trafo mähiste vahele harilikult *metallkoega varjestus*.[1]

On arusaadav, et toodud vastuvõtuantenni tüüpnäidised ei taga ühtlaselt head vastuvõttu laiade sagedusastmike terves ulatuses, sest antenni tegelik pikkus määrab ära sagedused, milledel vastuvõtt on optimaalne. Kuid arvestades seda, et antenni asukoha õige ja soodsa valikuga kohalikud tööstuslikud mürad märksa vähenevad, ei tekita tänapäeva supervastuvõtjale raskusi oma suure võimenduse varuga kompenseerida ebaühtlusi vastuvõetavates väljatugevustes ka mitteoptimaalsetes tingimustes. Vastuvõtu probleem tänapäeval seisab mitte niivõrd vastuvõtja tundlikkuse piiratuses kui vastuvõetavate signaali- ja müraväljade suhte tõstmises.

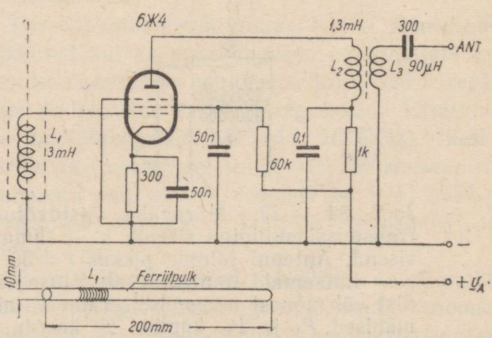
Antenni juhtmete mõõted valitakse vastavalt sellele sagedusastmikule, millist soovitakse vastu võtta optimaalsetes tingimustes. Üldotstarbeks kasutatava antenni juhtmete pikkus kujuneb mõlemal juhul keskmiselt kuni 30 m, ent juhtmete pikkus pole sugugi kriitiline. Ka toiteliini pikkus pole kriitiline, kui liiniks kasutatakse väikesekaolist materjali. Sel puhul ei teki vastuvõetavate signaalide tugevuse märgatavat nõrgenemist ulatustel 50...70 ja enam meetrit.

Suuremate majade varustamiseks müra- ja häirevabade signaalipingetega pole tavaliselt võimalik püstitada vajalikul arvul tingimustele vastavaid antenne. Neil juhtudel rakendatakse ringhäälingu vastuvõtuks tegevusse kogu maja jaoks üldine, parimatesse tingimustesse sobitatud, tarbe korral isegi kaugele eemale viidud antenn. Antenniga kinnipüütud signaalid võimendatakse kogu ringhäälingu leviks kasutatavate sagedusastmike ulatuses antenni lähedale ülesseatavas k.-s.-võimendajas. Võimendatud signaalid juhitakse koaksiaalkaabli kaudu majja, kus nad püsiva kaabelsüsteemi kaudu suunatakse abonentidele. Sellise süsteemi paremuseks on peale müra- ja häirevaba vastuvõtu veel hulgaliste antennide püstitamise probleemi hõlpus lahendamine ja suhteliselt lihtsamate ja odavamate vastuvõtjate kasutamine.

Lülituslikult koosneb säärane võimendaja mitmest, näiteks kolmest kaheastmelisest aperioodilisest võimendajast, milledest igaüks käsitab piiratumat sagedusastmiku osa. Antennist saabuvad signaalid jaotatakse ribaläbivusfiltrite toimel sageduste kohaselt võimendajate sisendeisse. Pärast võimendamist liidetakse signaalipinged uuesti ühises väljandtrafos ja sobitatuna transmissioonliini laineimpedantsiga juhitakse tarbijaile kasutamiseks.

Suunatud häireväljadest vabanemiseks osutub sageli otstarbekaks raamantenni kasutamine, mille suunivusdiagramm sarnaneb dipooli 8-kujulise suunivusdiagrammiga, omades kahte lamedat maksimumi ja kahte teravat miinimumi. Oma väikeste mõõdete tõttu on eriti sobiv kõrge magnetilise läbitavusega materjalist, näiteks ferriidist, südamikuga pööratavate raampoolide kasutamine, mida võib monteerida isegi vastuvõtja kasti.

Kuna sellise väikeste mõõdetega raamantenni efektiivsus on väike, siis osutub vältimatuks täiendava k.-s.-võimendusastme ette lülitamine vastuvõtjasse, mis kompenseerib üleminekul välisantennilt raamantennile sisendpinge languse. Konstruktsiooni lihtsuse ja käsitsemise hõlbustuse huvides valmistatakse selline võimendusaste harilikult lairibavõimendajana.



Joon. 34 — 13. Ferriitantenniga lairiba k.-s. võimendaja (kesklaine astmikule).

[1] Metallkoega varjestus kujutab eriliiki riiet, milles lõimed on isoleerainest, näiteks siidist, kude aga peenikesest vasktraadist.

Joonisel 34 — 13 on kujutatud ferriitantenniga lairiba k.-s.-võimendusastme lülitusskeem ja ferriitantenni konstruktsioon. Kui kasutada võimendajas suure tõusuga pentoodi, näiteks 6Ж4, ning ferriitpool L_1 valmistada sellise induktiivsusega, et ta oma sisemahtuvusega häälestuks kesklaine-astmiku madalsageduslikus otsas, näiteks 670 kHz ja anoodringi pool L_2 — kõrgsageduslikus otsas, näiteks 1200 kHz, siis saadakse suhteliselt peaaegu ühtlane võimendus. Anoodpool L_2 on transformaatoriliselt sidestatud väljandpooliga L_3, mis sidestatakse vastuvõtja antennipuksiga.

Konstruktiivselt koosneb pool L_1 ca 200 keerust ПЭ 0,16 traadist, mis on isoleeritud ferriitpulgast ning ümbritsetud maandatud metallvarjega (jättes varje külgede vahele mittemetallist pilu), et vältida elektrivälja moonutavat mõju suunavusele. Ühisele kõrgsagedusrauast südamikule keritud anoodtransformaatori primaarpool L_2 koosneb ca 250 ja sekundaarpool ca 70 keerust samast 0,16 ПЭ traadist.

34 — 11. ÜLIKÕRGSAGEDUSLIKKE VASTUVÕTUANTENNE.

Nagu juba eespool öeldud, võib kõiki saateantenne hästi rakendada ka vastuvõtuks. Seejuures tuleb aga arvestada kahte lisatingimust: 1) vastuvõetava laine polariseeritust (horisontaalne või vertikaalne) ja 2) vastuvõetava laine sagedusriba laiust. Kuna praktiliselt kõik ülikõrgsageduslikud raadiolevi saatjad (FM ja televisiooni kujutise levi) kiirgavad horisontaalselt polariseeritud laineid, siis peab ka vastuvõtuantenn olema selliste lainete vastuvõtuks vastavalt konstrueeritud, s. o. omama horisontaalselt asetatud vibraatoreid. Lihtne poollaine dipool, omades suurt hindetegurit Q, on kohane kasutamiseks kitsasriba saadete vastuvõtul, kuid lairibal või tervel sagedusastmikul töötamiseks pole ta kõlblik. Q vähendamiseks peab vastavalt suurendama antenni vibraatorite diameetrit. Ultralühilaineil töötamiseks, kus eranditult kasutatakse lairiba-saateid, tuleb seepärast vibraatorid valmistada 10...20 mm diameetriga vaskvõi alumiiniumtorust.

Lisaks eeltoodule tuleb arvestada veel seda, kas vastuvõtt toimub ühest või mitmest suunast. Ühesuunalisel vastuvõtul annab teravalt suunatud kohtkindel vastuvõtu-antenn alati paremaid tulemusi võrreldes suunamata antenniga, sest et sellega suurendatakse kasuliku signaali pinget ning nõrgendatakse häirepingeid. Mitmesuunalise vastuvõtu puhul võib kasutada nii teravalt suunatud kui ka suunamata ringkiirgusega antenni. Arusaadavalt peab sel puhul teravalt suunatud antenn olema roteeriva konstruktsiooniga, mille kasutamine sõltub kohalikest oludest ning üldjuhul on siiski piiratud.

Joonisel 34 — 14 on kujutatud rida tüüpilisemaid sümmeetrilisi ultrakõrgsagedustel toimivaid antenne, milles põhielemendiks on kas lihtne poollaine dipool või murtud dipool. Suunimisomaduste tõstmiseks rakendatakse kas passiivseid reflektoreid R (variandid *3, 4, 9, 10*), või reflektoreid R ja direktoreid D (variandid *5* ja *6*), või aktiivsete dipoolide paare, tarbekorral koos passiivsete elementidega (variandid *7, 8, 9, 10*). Joonisel on toodud ühtlasi ka vastavate antennide orienteerivad sisendtakistused Z_A kiirguse diagrammide kujud ja võimendustegurid.

Joonisel 34 — 15 on näidatud täiendavalt kaks antenni tüüpi: *a* — ringkiirgusega antenn, milles kasutatakse kahte aktiivset ruumiliselt risti asetatud murtud dipooli, *b* — ühesuunaline kahe aktiivse murtud dipooliga antenn, mille suunda saab 180° võrra muuta toitejuhtmete *a b* ühenduskohtade ümberlülitamise teel ($a'b'$).

Antennis indutseeritud signaalipinge kaovaeseks ülekandeks vastuvõtjasse tuleb antenni ja toiteliini sidestusviisi valikule pöörata erilist tähelepanu. Vähimad on energiakaod siis, kui toiteliin toimib leviva laine režiimis, mille teostamiseks antenni sisendtakistus R_A peab võrduma toiteliini lainetakistusega Z_0. Harilikult kasutatava sümmeetrilise vastuvõtuantenni puhul saab seda tingimust lihtsal teel täita ainult siis, kui kasutatakse sümmeetrilist toiteliini ja kui konstruktiivselt pole raskusi täita nõuet, et $Z_0 = Z_A$. Üks selliseid lahendusi on näidatud joonisel 34 — 16*a*.

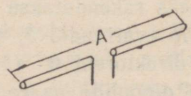
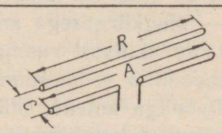
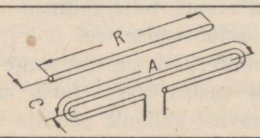
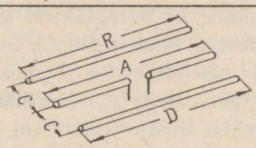
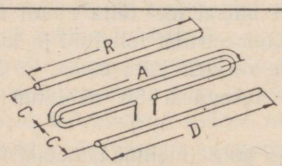
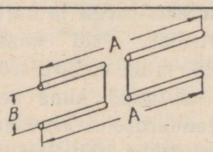
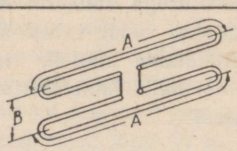
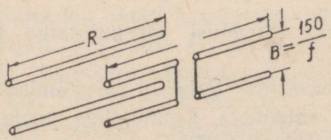
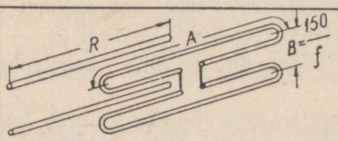
Üldjuhul aga pole toiteliini lainetakistus võrdne antenni sisendtakistusega ja harilikult ei kasutata sümmeetrilist, vaid ebasümmeetrilist koaksiaal-toiteliini, mille elektrilised parameetrid pole vabalt valitavad, kuna neid valmistatakse tehastes standardsetes arvväärtustes. Ebavõrdse lainetakistusega toiteliini sobitamiseks antenniga lülitatakse nende vahele avatud kahejuhtmeline veerandlaine liinilõik impedantside transformaatorina, mille lainetakistus Z_T tuleb valida tingimusest

$$Z_T = \sqrt{Z_A Z_0} .$$

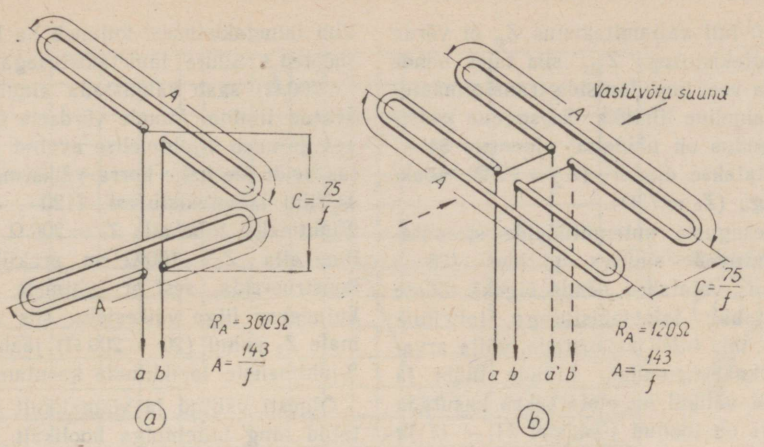
Üks selliseid lahendusi on kujutatud joonisel 34 — 16*b*.

Ebasümmeetrilise toiteliini sidestamiseks sümmeetrilise antenniga kasutatakse poole laine pikkust koaksiaalliinilõiku, mis antenni sisendiga sidestatakse vahetult. Joonisel 34 — 16*c* on kujutatud sellise nn. «*U*-lüli» konstruktiivandmed.

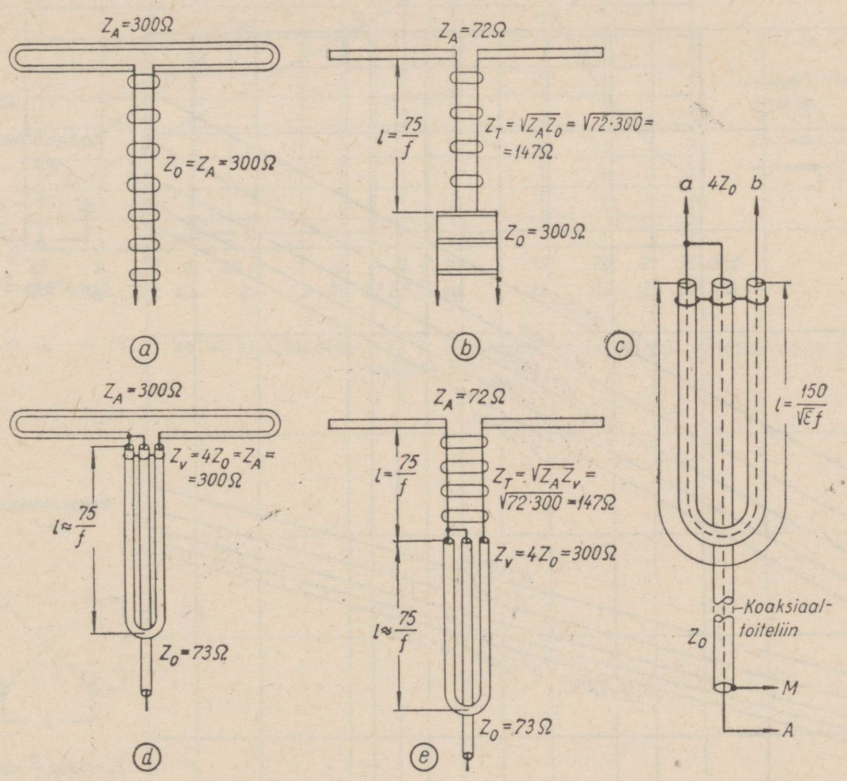
Kuna poollaineline liinilõik kujutab impedantside transformaatorit ülekandesuhtega $\ddot{u} = 1$, siis kõlbab *U*-lüliks mistahes lainetakistusega

Jrk. nr.	Antennielementide mõõtmed (m) $A=\frac{143}{f}$; $B=\frac{150}{f}$; $R=\frac{145\ldots150}{f}$; $D=\frac{141}{f}$; $C=\frac{75}{f}$.	Z_A (Ω)	Kiirguse diagramm		Võimendus võrreldes dipooliga	
			elektrivälja	magnetvälja	$\frac{P_1}{P_0}$	dB
1		72		Ringkiirgus	1	0
2		300				
3		60	Ühesuunaline risti dipooliga		2. 2½	3...4
4		250				
5		20...30	Ühesuunaline risti dipooliga		2½...4	4...6
6		80...120				
7		35...40			2...2½	3...4
8		150				
9		25...30			4...5	6...7
10		100...120				

Joon. 34 — 14. Ülikõrgsageduse vastuvõtuantenne.



Joon. 34 — 15. Ülikõrgsageduslikke vastuvõtuantenne: *a* — ringkiirgusega antenn, *b* — ühesuunalise kiirgusega antenn.



Joon. 34 —16. Ülikõrgsageduse vastuvõtuantennide sobitamisviise sümmeetriliste (*a, b*) ja ebasümmeetriliste (*c, d, e*) toiteliinidega.

koaksiaalkaabel. Seejuures tuleb aga meenutada, et *U*-lüli kannab sidestatava koaksiaalliini lainetakistuse neljakordse väärtusena väljandpoolele (*a, b*). *U*-lüli täpne pikkus sõltub peale vastuvõtu sageduse veel lüliks kasutatava kaabli dielektrilisest läbitavusest ning määratakse valemiga:

$$l=\frac{150}{\sqrt{\varepsilon}\ f},$$

kus f on arvestatud megahertsides ja l — meetrites.

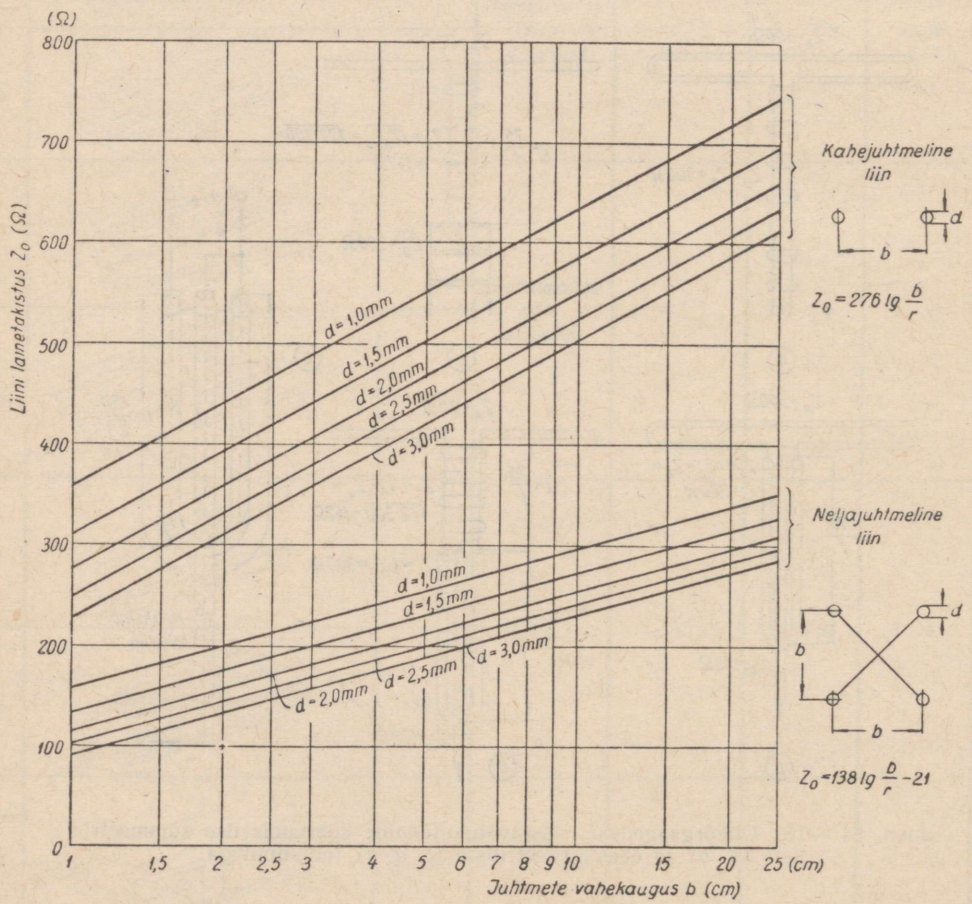
Joonisel 34 — 16*d* on kujutatud $Z_0=73\ \Omega$ koaksiaal-toiteliini sidestamine *U*-lüli kaudu murtud dipooliga, mille $Z_A=300\ \Omega$.

Juhul, kui *U*-lüli väljandtakistus Z_v ei võrdu antenni sisendtakistusega Z_A, siis tuleb nende vahele lülitada veel impedantside transformaatorina veerandlaineline liinilõik. Seesugune konstruktiivne lahendus on näidatud joonisel 34 — 16*e*, kus sobitatakse dipool ($Z_A = 72\ \Omega$) koaksiaal-toiteliiniga ($Z_0 = 73\Omega$).

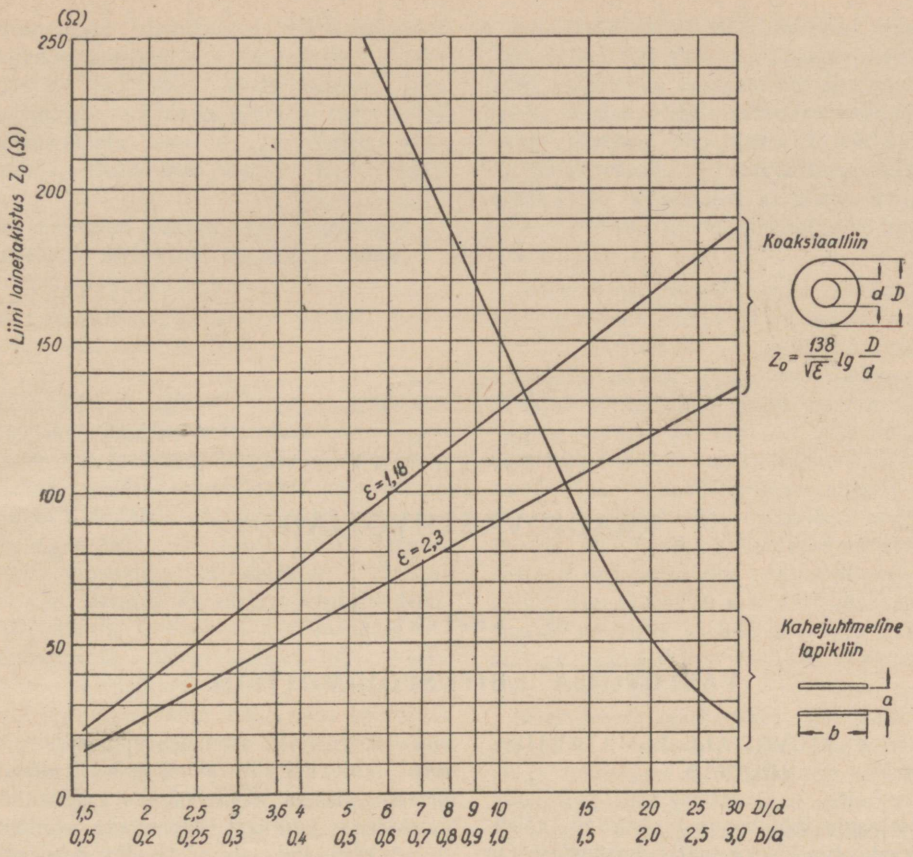
Kuna mitmesuguste antennitüüpide sisendtakistused muutuvad suurtes piirides (25... ...300 Ω), siis vajatakse nende õigeks töösse panekuks vajaliku lainetakistusega toiteliine ning liinilõike, mis tuleb valmistada, välja arvatud koaksiaalkaabel, endal. Liinide tüübi ja konstruktsiooni valikul on otstarbekas kasutada graafikuid, mis on toodud joonistel 34 — 17 ja 34 — 18.

Graafikutest nähtub, et sõltuvalt vajatavast liini lainetakistusest kujuneb ka liini tüüp ja ta mõõted. Suure lainetakistusega liine (250... ...700 Ω) saab valmistada ainult 2-juhtmelise avatud liinina. Muude võrdsete tingimuste juures kujuneb 4-juhtmelise avatud liini lainetakistus veidi üle kahe korra väiksemaks 2-juhtmelise liini lainetakistusest (120 ..330 Ω). Kuna 2-juhtmelisi liine alla $Z_0 = 200\ \Omega$ ja 4-juhtmelisi liine alla $Z_0 = 100\ \Omega$ on praktiliselt võimatu konstrueerida, sest et juhtmete vahekaugused kujunevad liiga väikesteks, siis veelgi madalamate Z_0 puhul (20... 200 Ω) jääb ainsaks teeks 2-juhtmeliste lapikliinide kasutamine.

Õigesti valitud ja võimalikult kõrgele paigutatud ning toiteliiniga hoolikalt sidestatud antennisüsteem annab kindlama tagatise kaugvastuvõtuks.



Joon. 34 — 17. Graafik kahe- ja neljajuhtmelise avatud liini lainetakistuse Z_0 arvutamiseks.



Joon. 34 — 18. Graafik koaksiaalliini ja kahejuhtmelise lapikliini lainetakistuse Z_0 arvutamiseks.

SEITSMES OSA.

RAADIOVASTUVÕTJAD

35. peatükk.

VASTUVÕTJA EHITUSPÕHIMÕTTEID.

35 — 1. VASTUVÕTJALE ESITATAVAID NÕUDEID.

Amatöörjaama töötulemused olenevad täielikult nii vastuvõtja kui ka saatja omadustest. On vähe sellest, kui omatakse head saatjat — veelgi suuremat tähtsust omab kahepoolsel sidepidamisel hea vastuvõtja.

Parema kvaliteedi ja suurema võimsusega saade ulatub ruumis kaugemale, mis suurendab amatööri vastutust korrespondeeriva signaali vastuvõtu kindlustamises. Oleks vastutustundetu nii amatööri-eetika põhimõtete rikkumise kui ka ruumi koormamise seisukohalt levitada signaali, kui juba ette on teada, et vastuvõtja pole suuteline korrespondeerivaid signaale käsitama. Seepärast tuleb õigesti plaanitsetud raadiojaamas vastuvõtjale osutada vähemalt niisama palju tähelepanu kui saatjalegi. Peale selle on amatööri kohuseks hoida oma jaam alati eeskujulikult töökorras ning kaasaja tehnilise arengu tasemel.

Vastuvõtja ülesandeks on ruumi läbivaid raadiolaineid kinni püüda, neist vajalikud soovi kohaselt eraldada ning muuta nad saatja moduleerimiseks rakendatud signaalidega sarnasteks signaalideks. Lülituslikult koosneb iga vastuvõtja detektorist ja võimendajatest.

Kuna iga praktiline detektor nõrkade sisendpingete käsitamisel töötab iseloomustuskõvera põlviku-osas, siis arusaadavalt halvenevad detekteerimise omadused väga nõrkade signaalide juures õige tunduvalt, kuna sel puhul väga väike põlviku-osa sarnaneb pigem sirgjoonelisele lõigule, kui kõverale. Seepärast tuleb antennis kinnipüütud väga nõrgad signaalid enne detektorisse juhtimist võimendada vajaliku amplituudväärtuseni[1], mis on tarvilik detektori efektiivseks toimimiseks.

Eraldatakse kahte liiki detektori eel asetsevaid võimendajaid: kõrgsagedusvõimendaja, mis toimib vastuvõetavate signaalipingete sagedusel, ja vahesagedusvõimendaja, mida rakendatakse superheterodüün-tüüpi vastuvõtjas pärast vastuvõetud signaali muundamist püsiva sagedusega vahesagedussignaaliks. Võimendajat, mis detektorile järgneb ja milles võimendatakse detekteeritud pingeid, nimetatakse madalsagedusvõimendajaks.

Töötamispõhimõtte järgi liigitatakse vastuvõtjad kolme põhitüüpi:

1. Regeneratiivdetektor-vastuvõtja, milles eelvõimendajat ei ole, kuid lisavõimendus saavutatakse koosside arvel; regeneratiivdetektorile järgneb harilikult m.-s.-võimendaja.

2. Otsevastuvõtja, milles detektori eel on ühe- või mitmeastmeline k.-s.-võimendaja ning detektori järel m.-s.-võimendaja.

3. Superheterodüün- ehk supervastuvõtja, milles võimendus saavutatakse

[1] Amplituudväärtus sõltub sellest, missugust liiki detektorit kasutatakse, kas lineaarset või kvadraatset.

muundusastmele järgnevas 1- või 2-astmelises vahesagedusvõimendajas (sagedustel 450 ... 475 kHz või 1600 kHz). Veelgi suurema k.-s.-võimenduse saavutamiseks lülitakse tarbe korral sagedusmuundaja ette 1 ... 2-astmeline k.-s.-võimendaja. Detektorile järgneb m.-s.-võimendaja.

Peale nimetatud vastuvõtjate kasutatakse ülikõrgsagedusil veel kahte vastuvõtja tüüpi:

1. Superregeneratiiv-vastuvõtjat, mis koosneb superregeneratiivdetektorist ja järgnevast m.-s.-võimendajast.

2. Kahekordset supervastuvõtjat, milles vastuvõetud signaalid algul muundatakse kõrgemasageduslikuks vahesageduseks (f_{i1} = = 6 ... 10 MHz), millele järgneb esimene v.-s.-võimendaja; seejärel muundatakse võimendatud pinge uuesti madalamasageduslikuks vahesageduseks (f_{i2} = 450 ... 475 kHz), millele järgneb teine v.-s.-võimendaja ja detektor. Mõnikord kasutatakse detektoriks superregeneratiivdetektorit. Detektorile järgneb m.-s.-võimendaja.

Moduleerimata telegraafisignaalide vastuvõtuks on vastuvõtjas vajalik täiendava k.-s. (või v.-s.) genereerimine, mille vahe võimendatava sagedusega moodustaks väljandis kuuldava helisageduse (tavaliselt 400 ... 1500 Hz). Seda teostatakse kas ostsilleeriva võimenduslambi abil, näiteks regeneratiivdetektoriga või eraldi ostsillaatoriga, nn. tuike-ostsillaatoriga[1].

Vastuvõtjate omaduste peamisteks määrajateks on järgmised iseloomustussuurused: tundlikkus, selektiivsus, stabiilsus ja ülekandeheadus.

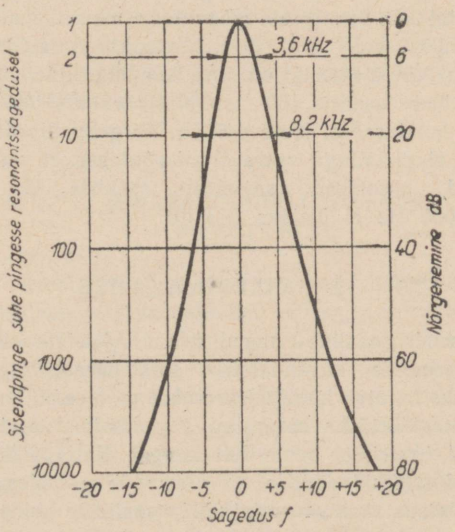
Tundlikkus. Vastuvõtja tundlikkuseks nimetatakse sisendpinge väärtust, mis on tarvilik rakendada teataval sagedusel vastuvõtja antenni klemmidele, et väljandklemmidel saada kindla suurusega väljandvõimsust. Tundlikkuse määramise aluseks võetakse harilikult 400 Hz sagedusega 30% moduleeritud signaalipinge väljandvõimsuse juures 50 millivatti[2]. Neis tingimustes on vastuvõtja tundlikkuse näitarvuks sisendpinge väärtus antenni klemmidel, arvestatuna kas milli- või mikrovoltides. Amatöörtööks kasutatava moodsa supervastuvõtja tundlikkus on harilikult parem kui 5 mikrovolti.

Koos tundlikkuse määramisega arvestatakse vastuvõtjas tekkivate endamürade taset, mida mõõdetakse vastuvõtjast lahutatud antenni juures. Endamürade määramisel saadud mürade väljandvõimsust võrreldakse 50 mW väljandiga, kusjuures mürade väljandvõimsuse suhet 50 mW võimsusesse arvutatakse tavaliselt detsibellides. Hea vastuvõtja juures endamürade tase ei tohi olla kõrgem kui —40 dB.

Selektiivsus. Selektiivsuseks nimetatakse vastuvõtja omadust eraldada vastuvõetavat signaali teistest, erinevate sagedustega signaalidest. Vastuvõtja üldine selektiivsus oleneb peamiselt üksikute võnkeringide headusest (Q) ja võnkeringide arvust. Selektiivsus määratakse mõõtmise teel erinevail signaalisagedustel, kusjuures muudetakse signaalisageduste pingete väärtust nii, et väljandvõimsus säiliks konstantsena 50 mW. Mõõtmiseks rakendatud erinevate sagedustega signaalipingete väärtused, mis olid tarvilikud konstantse 50 mW väljandvõimsuse saamiseks, kantakse sageduste suhtes graafikusse, millega saadakse nn. selektiivsuse kõver (joonis 35 — 1).

Selektiivsuse määramisel arvuliselt leitakse graafikust soovitavale sagedusele vastav sisendpinge, mille suhe sisendpingesse resonantssagedusel kujutabki selektiivsuse näitarvu ja mida tavaliselt väljendatakse detsibellides.

Selektiivsuse praktiliseks väärtuseks on sagedusriba laius kHz, mis saadakse kindlate sisendpingete suhete (näitarvude) juures ja milleks harilikult võetakse suhted 2:1 ja 10:1, s. o. vastavalt 6 ja 20 dB.



Joon. 35 —1. Tüüpiline amatöör-supervastuvõtja selektiivsuskõver, milles 6 dB nõrgenemisel ribalaius on 3,6 kHz, 20 dB nõrgenemisel 8,2 kHz. Vahesagedus 460 kHz.

[1] Tuikeostsillaatori nimetus on tuletatud sagedusmuundumisel tekkivatest amplituudide tuigetest, kusjuures tuigete arv võrdub käesoleval juhul mõlema sageduse vahega.

[2] ИРПА tehniliste tingimuste kohaselt määratakse vastuvõtja tundlikkus sisendpinge väärtusena μV, mida vajatakse 0,1 nimi-väljandvõimsuse saamiseks, kui signaalipinge on 30% moduleeritud 400 Hz sagedusega; seejuures signaali- ja mürapinge suhe peab olema võrdne või suurem kui 10.

Selektiivsuse määramine arvuliselt ei anna vastuvõtja selektiivsusest siiski täiuslikku pilti, sest arvulised üksikpunktid ei määra veel kõvera üldist kuju ja seega sagedusriba muutumise üldist iseloomu.

Amatöörtöös omab vastuvõtja selektiivsus väga olulist tähtsust; moodsate amatöör-supervastuvõtjate selektiivsus ulatub 3...5 kHz juures 6 dB. Ringhäälingu vastuvõtjates, kus on tarvilik laia sagedusriba ülekandmine, peab selektiivsus olema märgatavalt madalam, keskmiselt 10...15 kHz 6 dB juures.

Lisaks kirjeldatud selektiivsusele, mida tuntakse selektiivsusena naaberkanali suhtes, eristatakse supervastuvõtjates täiendavalt veel selektiivsust peegelkanali suhtes (36 — 1). Arvuliselt näitab peegelkanali selektiivsus, mitu korda väheneb vastuvõtja tundlikkus peegelkanalis võrreldes tundlikkusega põhikanalis.

Stabiilsus. Stabiilsuse all mõeldakse vastuvõtja omadust säilitada konstantne väljandvõimsus teatud püsiva sageduse ja tugevusega sisendpinge juures.

Ülekandeheadus. Ülekandeheaduseks nimetatakse sisendisse rakendatud pinge modulatsioonikuju moonutusvaba ülekannet väljandisse. Ülekandeheaduse küsimus vastuvõtjas kujuneb kompromisslahenduseks selektiivsusega: moonutusvabaks ülekandeks peab ülekantav sagedusriba olema lai, suure selektiivsuse saavutamiseks — kitsas. Ülekandeheadust arvutatakse väljandvõimsuse langusena muutliku moduleerimissageduse kuid võrdse modulatsiooni protsendi ja püsivate sisendpingete juures. Neis tingimustes saadud andmed kantakse graafikusse, millest arvutatakse lineaarsete moonutuste suurus absoluutväärtusena või detsibellidena. Amatöörvastuvõtja ülekanne on hea, kui ülekantavate sageduste spektris 150...2000 Hz väljandvõimsuse muutused ei ületa ±6 dB. Kõrgekvaliteediliselt ringhäälingu vastuvõtjalt nõutakse, et vastavad muutused sageduste spektris 35... ...8000 Hz ei ületaks ±3 dB.

35 — 2. HÄÄLESTAMISVIISE.

Sisendsignaalide sagedusele häälestatavate võnkeringide kavandamine amatöörvastuvõtja tarbeks kujutab küllaltki keerukat probleemi, kuna amatöörtööks määratud sagedusribad asetsevad üksteisest suhteliselt kaugel. Katta kõiki sagedusribasid ühtede ning samade poolidega muudetava mahtuvusega kondensaatorite komplektiga ei osutu otstarbekaks, sest võnkeringi L/C suhe muutub kaetava sagedusastmiku madalsageduslikus otsas ebasoodsaks ning saatjate häälestamine kujuneb liiga kriitiliseks. Seepärast amatöörvastuvõtjas, samuti kui ringhäälingu-vastuvõtjaski, vahetatakse sagedusastmike kaupa häälestuspoole, jättes häälestuskondensaatorid ühisteks. Häälestuspoolide vahetamist teostatakse kas vajaliku kontaktide arvuga ümberlülitite abil või kontaktpesadega varustatud poolide vahetamise teel. Esimene sagedusastmike vahetamise viis on mugavam ja kiirem, kuid raske konstruktiivselt teostada kõrgematel sagedusribadel (21 MHz, 28 MHz). Teine sagedusastmike vahetamise viis on aegaviitev, kuid ehituslikult kergem teostada. Põhimõtteliselt on võimalik ehitada universaalset vastuvõtjat, mis kataks vahetatavate poolidekomplektidega nii ringhäälingute sagedusastmikud kui ka amatöör-sagedusribad, kuid arvestades ehituslikke raskusi mitte ainult sagedusastmike vahetamise, vaid ühtlasi ka selektiivsuse muutmise vajaduse seisukohalt, on tavaliselt otstarbekam amatöörtööks ehitada eraldi vastuvõtja.

Pooli ja pöördkondensaatori sageduse katteulatus sõltub pooli induktiivsuse L (µH-des) ja võnkeringi mahtuvuse (s. o. pöördkondensaatori C ja temaga rööbiti asetsevate lambi sisendmahtuvuse ning lülitite ja ühendusjuhtmete mahtuvuse C_s (pF-ites) muutusest:

$$LC = \frac{25330}{f^2}, \text{ millest}$$

$$f_{max} = \sqrt{\frac{25330}{L(C_{min} + C_s)}} \text{ [MHz]}$$

ja

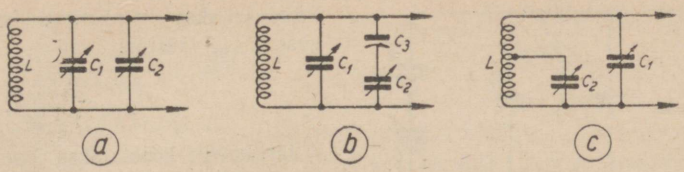
$$f_{min} = \sqrt{\frac{25330}{L(C_{max} + C_s)}} \text{ [MHz]},$$

milles C_{min} ja C_{max} on pöördkondensaatori alg- ja lõppmahtuvuse väärtused.

Häälestamise hõlbustamiseks on soovitav valida sageduse katteulatus nii, et kogu häälestusskaala kattuks täielikult ühe sagedusribaga. Seda nn. ribalaotuse meetodit teostatakse mitmel viisil, millest tüüpilisemad on toodud joonisel 35 — 2.

Lülituses *a* on pea-häälestuskondensaatorile C_1 (maksimaalne mahtuvus 150...175 pF), mida käesoleval juhul kasutatakse vaid ribaseade-kondensaatorina, lülitatud rööbiti ribalaotus-kondensaator C_2 (maks. 15...25 pF). C_1 seatakse kindlasse asendisse, kusjuures vastuvõtja häälestamine toimub laotuskondensaatori C_2 abil. Selle lülitusega pole katteulatused kõigil muudetavail sagedusribadel ühesugused.

Lülituses *b* teostatakse ribalaotus laotuskondensaatorile C_2 (maks. 100...150 pF) järjestikku lülitatud kondensaatori C_3 (maks. 25... ...50 pF) ja rööbiti lülitatud kondensaatori C_1 (maks. 15...25 pF) abil. Selle lülituse juures



Joon. 35 — 2. Ribalaotushäälestuse põhimõttelisi lülitusi, milles ribalaotuskondensaatoriks on C_2.

võnkeringi minimaalne mahtuvus määratakse C_1, maksimaalne C_3 seadmisega, kusjuures sagedu se katteulatuse reguleerimine on võimalik suurtes piirides. Sagedusastmike vahetamisel vahetatakse koos pooliga ka C_1 ja C_3 või seatakse ümber nende asendid.

Lülitus *c* võimaldab reguleerida katteulatust samuti suurtes piirides. Ribalaotus-kondensaator C_2 (maks. 50 pF) lülitatakse pooli L haruühendile, rööbitine kondensaator C_1 (maks. 150 pF või enam) seatakse kindlasse asendisse, tarbe korral kasutatakse teda ühtlasi ka üldiseks häälestamiseks. Ribalaotus on seda suurem, mida vähem pooli keerde haarab C_2 ja mida suurem on C_1. Vahetatavate kontaktpesadega poolide puhul on soovitav õigesti väljareguleeritud ribaseade-kondensaator C_1 paigutada eraldi igasse pooli, millega lihtsustub üleminek ühelt sagedusastmikult teisele.

Ringhäälinguvastuvõtjates teostatakse ribalaotust harilikult sel teel, et kõigile koosjooksvaile häälestuskondensaatoreile lülitatakse järjestikku väikese mahtuvusega püsivkondensaatorid, mis vähendavad pöördkondensaatori mahtuvust ning võnkeringidele rööbiti kondensaatorid, millega piiratakse riba katteulatust

$$k_k = \frac{f_{max}}{f_{min}}$$

selliselt, et kogu laotatav sagedusriba kataks terve vastuvõtja häälestusskaala. Tarbe korral teostatakse säärast ribalaotust mitmel sagedusribal, kusjuures loomulikult iga laotus vajab omaette kondensaatorite komplekti vahetamist. Lülitamine ribalaotusele toimub üldise lainelülitiga.

Mitme kõrgsagedus-võimendusastmega vastuvõtja häälestamist teostatakse harilikult ühisele võllile asetatud pöördkondensaatorite komplektiga. Sellisele häälestamisviisile seab võnkeringide kokkujooksu kindlustamine üle terve kaetava sagedusastmiku eriti ranged tingimused. Võnkeringide täpne kokkujooks on võimalik ainult siis, kui kõigi kooshäälestatavate võnkeringide poolide induktiivsused, võnkeringi sisseviidud mahtuvused (C_s) ja häälestuskondensaatorite mahtuvused igas kondensaatorite asendis on omavahel võrdsed.

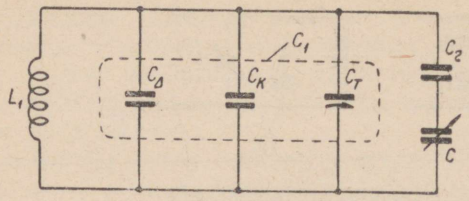
Häälestuskondensaatorite kokkujooks kindlustatakse kondensaatorite valmistaja tehase poolt harilikult suure täpsusega (± 1%). Võnkeringi sisseviidud mahtuvuste minimaalsed väärtused kompenseeritakse võnkeringidele rööbiti lülitatavate nn. trimmerkondensaatorite abil ($C = 15 \ldots 30$ pF). Poolide induktiivsused sobitatakse kokku keerdude arvu reguleerimisega, kusjuures algul võetakse poolid veidi suurema keerdude arvuga ja hiljem vähendatakse seda arvu vajalikul määral. Lõplik poolide induktiivsuste täpsustamine sooritatakse harilikult poolide otsakeerdude nihutamisega lähemale või kaugemale (see on võimalik muidugi ainult vähese keerdude arvuga lühilainepoolide puhul). Raudsüdamikpoolide induktiivsust on võimalik reguleerida südamiku asendi muutmisega.

Ülikõrgsageduslike vastuvõtjate võnkeringides lampide elektroodidevahelised ja ühendusjuhtmete mahtuvused, mis on peaaegu sõltumatud kasutatavaist sagedustest, moodustavad suure osa kasulikust muudetavast mahtuvusest, mistõttu võnkeringide L/C suhe muutub väga väikeseks. Sagedustel üle 200 MHz tavaliste lampide kasutamisel kaob pool täielikult ning isegi ühendusjuhtmete induktiivsus osutub häälestuseks liiga suureks. Peale selle aga suurenevad sageduse tõustes märgatavalt võnkeringi kaod, mis tingib neil sagedustel erilampide ja võnkeringidena liinilõikude kasutamist.

35 — 3. RIBALAOTUSEGA VÕNKERINGIDE ARVUTAMINE.

Ribalaotusega võnkeringe kasutatakse lühilainelistes sagedusastmikes selleks, et suhteliselt kitsast sagedusriba avardada kogu häälestusskaala pikkusele. Kuna kõigis laotatud sagedusribades kasutatakse suhteliselt suure mahtuvusega (450 ... 500 pF) pöördkondensaatorite plokke, siis nende mahtuvuse muutumise ulatuse piiramiseks ning võnkeringides vajaliku L/C suhte säilitamiseks tuleb lülitada võnkeringidesse rööbitised ja pöördkondensaatoritega järjestikused kondensaatorid.

Joonisel 35 — 3 toodud skeemil kujutab C_Δ pooli sisemahtuvuse, võimenduslambi sisend-



Joon. 35 — 3. Ribalaotusega võnkeringi arvutamise selgitamiseks.

mahtuvuse ja ühendusjuhtmete ning astmiku lüliti mahtuvuste koondväärtust, C_k — rööbitist negatiivse dielektrilise läbitavuse temperatuuriteguriga kompensatsiooni-kondensaatorit ja C_T — rööbitist reguleerimiskondensaatorit. Kõikide rööbitiste mahtuvuste koondväärtus

$$C_1 = C_\Delta + C_k + C_T.$$

Pöördkondensaatoriga C asub järjestikku lühenduskondensaator C_2.

Arvutuse lähtesuurusteks on sagedusriba piirsagedused f_{min} ja f_{max}, pöördkondensaatori C alg- ja lõppmahtuvused C_a ja C_l. Samuti määratakse kindlaks võnkeringi üldine maksimaalne mahtuvus C_{max}, milleks kasutatakse alljärgnevaid orienteerivaid väärtusi (tabel 35 — 1).

Tabel 35 — 1.

Võnkeringide keskmisi mahtuvuse väärtusi sõltuvalt sagedusest.

Sagedus-astmikud / Mahtuvused pF	kuni 300 kHz	300 ... 1500 kHz	1,5 ... 6 MHz	6 ... 30 MHz	üle 30 MHz
Pöördkondensaatori maks. mahtuvus pF	450 ... 750	250 ... 500	150 ... 250	50 ... 150	20 ... 50
Pöördkondensaatori min. mahtuvus pF	12 ... 25	10 ... 15	8 ... 12	6 ... 10	3 ... 7
Maksimaalne võnkering üldmahtuvus pF	530 ... 800	280 ... 530	175 ... 280	65 ... 175	30 ... 65

Määranud kindlaks sagedusribale vastava maksimaalse võnkeringi mahtuvuse C_{max}, tehakse kindlaks riba kattetegur k:

$$k = \frac{f_{max}}{f_{min}}.$$

Nüüd leitakse võnkeringi minimaalse mahtuvuse C_{min} väärtus:

$$C_{min} = \frac{C_{max}}{k^2}.$$

Järgnevalt koostatakse joonise 35 — 3 alusel kaks võrrandit:

$$C_1 + \frac{C_2 C_l}{C_2 + C_l} = C_{max}$$

ja

$$C_1 + \frac{C_2 C_a}{C_2 + C_a} = C_{min},$$

milles tundmatuteks on C_1 ja C_2. Lahendades võrrandsüsteemi leitakse algul C_2 ja siis C_1 arväärtus. C_1 väärtus jaotatakse C_k ja C_T vahel, eeldades C_Δ väärtust.

Lõppeks arvutatakse pooli induktiivsus L:

$$L = \frac{25\,330}{C_{max} f_{min}^2} \text{ [µH] või } L = \frac{25\,330}{C_{min} f_{max}^2} \text{ [µH],}$$

milles C_{max}, C_{min} on pF-es ja f — MHz-es.

Arvutusnäide. Arvutada 19-m ringhäälingu-riba laotatud häälestamiseks võnkeringide elementide väärtused, kui kasutatakse pöördkondensaatorite plokki, mille $C_a = 15$ pF ja $C_l = 485$ pF.

1. Väikese ülekattega riba servadel määrame sagedusriba piirsagedusteks $f_{min} = 14{,}9$ MHz ja $f_{max} = 15{,}5$ MHz.

2. Kattetegur

$$k = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{15{,}5}{14{,}9} = 1{,}04.$$

3. Eelnevast tabelist leiame 6 ... 30 MHz astmikule vastava $C_{max} = 65 \ldots 175$ pF ning määrame, et $C_{max} = 75$ pF.

4. Arvutame võnkeringi minimaalse mahtuvuse:

$$C_{min} = \frac{C_{max}}{k^2} = \frac{75}{1{,}04^2} = 69{,}5 \text{ pF}.$$

5. Koostame võrrandid ja lahendame nad algul C_2 suhtes:

$$C_1 + \frac{C_2 \cdot 485}{C_2 + 485} = 75;$$

$$C_1 + \frac{C_2 \cdot 15}{C_2 + 15} = 69{,}5;$$

$$\frac{C_2 \cdot 485}{C_2 + 485} - \frac{C_2 \cdot 15}{C_2 + 15} = 75 - 69{,}5 = 5{,}5,$$

$$464{,}5\, C_2^2 - 2750\, C_2 - 40\,150 = 0, \text{ millest}$$

$$C_2 = \frac{+2750 + \sqrt{2750^2 + 4 \cdot 464{,}5 \cdot 40\,150}}{2 \cdot 464{,}5} =$$

$$= 12{,}72 \text{ pF}.$$

Leidnud C_2, arvutame C_1:

$$C_1 = 75 - \frac{12{,}72 \cdot 485}{12{,}72+485} = 62{,}6 \text{ pF.}$$

6. Lõppeks arvutame võnkeringi L:

$$L = \frac{25\,330}{14{,}9^2 \cdot 75} = 1{,}52 \text{ µH.}$$

7. Kontrollime arvutatud mahtuvuste vastavust eelpool leitud C_{max} ja C_{min} -le:

$$C_{min} = \frac{C_2 \cdot C_a}{C_2 + C_a} + C_1 = \frac{12{,}72 \cdot 15}{12{,}72+15} + 62{,}6 = 69{,}5 \text{ pF}$$

ja

$$C_{max} = \frac{C_2 \cdot C_l}{C_2 + C_l} + C_1 = \frac{12{,}72 \cdot 485}{12{,}72+485} + 62{,}6 = 75 \text{ pF.}$$

35 — 4. VASTUVÕTJA SISENDRINGI ARVUTAMINE.

Vastuvõtja sisendringi arvutusega määratakse kindlaks sisendringi elektrilised parameetrid eesmärgiga, et vatsuvõtt toimuks ettenähtud sagedusastmikus ja et seejuures saavutataks võimalikult suurem pinge ülekandetegur. Harilikult esitatakse sisendringile veel täiendavad nõuded ülekandeteguri sagedusest sõltumatuse kohta kogu kaetavas sagedusastmikus, selektiivsuse ja läbilaskeriba laiuse jt. kohta.

Alljärgnevalt tuuakse arvutusnäide lihtsustatud kujul kesklaine astmikus toimiva vastuvõtja sisendringi kohta. Seejuures eeldatakse, et sisendring sidestub antenniga induktiivselt, mis oma paindlikkuse tõttu on praktikas kõige rohkem levinenud.

Arvutusnäide. Arvutada sisendring, mis sidestatakse antenniga induktiivselt. Kaetav sagedusastmik $f_{min} = 529$ kuni $f_{max} = 1602$ kHz. Häälestuskondensaatori mahtuvus $C_l = 460$ pF ja $C_a = 12$ pF. Antenni mahtuvus muutub piiride $C_{A\,min} = 150$ pF kuni $C_{Amax} = 300$ pF. Antenni kaotakistus $r'_A = 25\,\Omega$. Sisendringi ja sidepooli hindetegurid $Q = Q_s = 100$.

Arvutus.

1. Määrame sisendvõnkeringi katteteguri

$$\gamma = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1602 \cdot 10^3}{529 \cdot 10^3} = 3{,}03.$$

2. Leiame võnkeringi paralleelse mahtuvuse väärtuse C_p:

$$k = \sqrt{\frac{C_l + C_p}{C_a + C_p}},$$

millest

$$C_p = \frac{C_l - \gamma^2 C_a}{\gamma^2 - 1} = \frac{460 - 3{,}03^2 \cdot 12}{3{,}03^2 - 1} = \frac{350}{8{,}18} = 43 \text{ pF,}$$

mis koosneb lambi sisendmahtuvusest, pooli sisemahtuvusest, juhtmestiku ja astmelüliti mahtuvusest, üldväärtusega kesklaine astmikus keskmiselt $C_0 = 25$ pF; paralleelmahtuvuse ülejäänud osa täpsustatakse ja kaetakse reguleeritava trimmerkondensaatoriga, mille arvväärtus

$$C_T = C_p - C_0 = 43 - 25 = 18 \text{ pF.}$$

3. Arvutame võnkeringi induktiivsuse L:

$$L = \frac{1}{(2\pi)^2 f^2_{min} (C_l + C_p)} = \frac{1}{(2 \cdot 3{,}14)^2 (529 \cdot 10^3)^2 (460+43) \cdot 10^{-12}} = 180 \cdot 10^{-6} \text{ H ehk } 180 \text{ µH.}$$

4. Arvutame antenni sidepooli induktiivsuse L_s. Selleks, et sisendringi ülekandetegur V_s ei muutuks tunduvalt vastuvõetava sagedusega, häälestatakse antenn kogu sagedusastmikus madalamale sagedusele, võrreldes vastuvõetava sagedusastmikuga. Leiame esmalt antenniringi maksimaalse häälestussageduse $f_{A\,max}$, eeldades, et ta moodustab 0,7 f_{min}-st:

$$f_{A\,max} = 0{,}7 f_{min} = 0{,}7 \cdot 529 = 371 \text{ kHz}$$

ja antenniringi minimaalse häälestussageduse:

$$f_{A\,min} = \frac{f_{A\,max}}{\sqrt{\frac{C_l}{C_a}}} = \frac{371}{\sqrt{\frac{300}{150}}} = \frac{371}{\sqrt{2}} = 263 \text{ kHz}$$

ning siis L_s:

$$L_s = \frac{1}{(2\pi)^2 f^2_{A\,max} C_{A\,min}} = \frac{1}{(2 \cdot 3{,}14)^2 \cdot (371 \cdot 10^3)^2 \cdot 150 \cdot 10^{-12}} = 1225 \cdot 10^{-6} \text{ H ehk } 1225 \text{ µH.}$$

5. Määrame antenni sidepooli aktiivtakistuse r_s keskmisel häälestussagedusel:

$$f_0 = \frac{f_{min} + f_{max}}{2} = \frac{529 + 1602}{2} = 1065 \text{ kHz;}$$

$$r_s = \frac{\omega L_s}{Q_s} = \frac{2 \cdot 3{,}14 \cdot 1065 \cdot 10^3 \cdot 1225 \cdot 10^{-6}}{100} = 82\,\Omega.$$

6. Antenniringi aktiivtakistus kesksagedusel

$$r_A = r'_A + r_s = 25 + 82 = 107\,\Omega.$$

7. Eeldades, et antenniringi mõjutusest tingitud lahkhäälestustegur $\beta \leqslant \frac{0,5}{Q} = 5 \cdot 10^{-3}$, arvutame sideteguri k, leides esmalt väärtused A ja B:

$$A = \frac{f_{A\ min}^2}{f_{max}^2} = \frac{(263 \cdot 10^3)^2}{(1602 \cdot 10^3)^2} = 0,027$$

ja

$$B = \frac{f_{A\ max}^2}{f_{min}^2} = \frac{(371 \cdot 10^3)^2}{(529 \cdot 10^3)^2} = 0,49.$$

Seejärel sidetegur

$$k = \sqrt{\frac{4\beta\,(1-A)\,(1-B)}{B-A}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 5 \cdot 10^{-3}\,(1-0,027)\,(1-0,49)}{0,49-0,027}} = 0,146.$$

8. Arvutame sisendringi ülekandeteguri:

$$V = \frac{kQ}{1 - \frac{f_{A\ min}}{f_0}} \sqrt{\frac{L}{L_s}} = \frac{0,146 \cdot 100}{1 - \frac{(263 \cdot 10^3)^2}{(1065 \cdot 10^3)^2}} \sqrt{\frac{180 \cdot 10^{-6}}{1225 \cdot 10^{-6}}} = 6,0.$$

Sama meetodiga arvutatakse sisendringi parameetrid ka pikk- ja lühilainetel.

36. peatükk.

SUPERHETERODÜÜN-VASTUVÕTJA

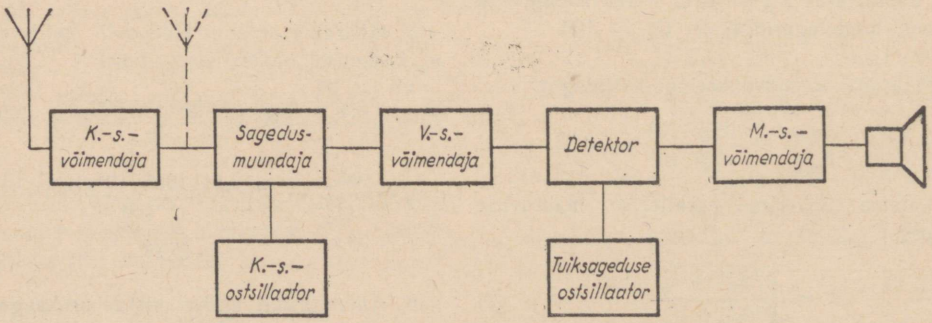
36 — 1. SUPERVASTUVÕTJA TÖÖPROTSESS.

Nagu eespool mainitud, muudetakse superheterodüün- ehk supervastuvõtjas sisendpinge sagedus muundusastmes uueks sageduseks, v a h e s a g e d u s e k s (v.-s.), seejärel võimendatakse v.-s.-võimendajas ja detekteeritakse. Sageduse muundumine toimub kohalikult ostsillaatorilt genereeritud, nn. ostsillaatorsagedusega pinge abil m u u n d u s- või s e g u s t u s a s t m e s (e s i m e s e s d e t e k t o r i s). Muundusprotsessis vahesagedus f_i saadakse ostsillaatorsageduse f_{os} ja signaalisageduse f_s vahena, s. o. $f_i = \pm (f_{os} - f_s)$. Samal põhimõttel saadakse detektoris madalsagedus f_m vahesageduse f_i ja tuikesageduse ostsillaatori sageduse f_t vahena, $f_m = \pm (f_t - f_i)$ (joon. 36 — 1).

Kui vahesagedus $f_i = 475$ kHz ja signaalisagedus $f_s = 7000$ kHz, siis ostsillaatorsagedus peab võrduma $f_{os} = f_s \pm f_i$, s. o. 7475 kHz, või 6525 kHz; praktiliselt kasutatakse peaaegu eranditult esimest, s. o. 7475 kHz. Samuti, 1000 Hz m.-s. tuikesageduse saamiseks väljandis peab tuikesageduse ostsillaatori sagedus olema $f_t = f_i \pm f_m$, s. o. 476 kHz või 474 kHz.

Supervastuvõtjas toimub võimendamine peamiselt vahesagedusvõimendajas, milles suhteliselt madala sageduse tõttu saavutatakse väga suur võimendus ning selektiivsus, millised on sisendsignaali sagedusest praktiliselt sõltumatud.

Muundusastmes arenevad ostsillaatorsageduse f_{os} toimel vahesageduslikud pinged korraga kahelt signaalisageduselt $f_s = f_{os} \pm f_i$ s. o. $7475 \pm 475 = 7950$ kHz ja 7000 kHz, mis loomulikult tekitab häireid vastuvõtul ja pole lubatav. Soovimatu signaalisagedus, milleks on $f_s = f_{os} + f_i$, käesoleval juhul 7950 kHz, ja mida nimetatakse p e e g e l s a g e d u s e k s, elimineeritakse muundusastmele eelneva võnkeringi häälestamisega soovitavale sagedusele $f_s = f_{os} - f_i$, käesoleval juhul 7000 kHz. Vastuvõtja väljandis avalduvate soovitava ja soovimatu signaalipingete suhe kujutab p e e g e l s u h e t. Peegelsuhte



Joon. 36 — 1. Supervastuvõtja põhimõtteline lülitus.

väärtus oleneb muundusastmele eelnevate võnkeringide selektiivsusest, s. o. nende Q-st ja nende arvust ning vahesageduse suurusest. Kuna peegelsagedus on signaalisagedusest kahekordse vahesageduse võrra suurem, siis on arusaadav, et vahesageduse suurendamisega paikneb peegelsagedus k.-s.-võnkeringi resonantssagedusest kaugemale ning peegelsuhe vastavalt suureneb.

Peale peegelsageduse võivad supervastuvõtjas häireid põhjustada veel k.-s.-ostsillaatori harmoonilised sagedused, moodustades mõne kõrgema signaalisagedusega vahesageduse. Samuti võivad tugeva signaalipinge vastuvõtul tekkida häirivpinged harmooniliste sagedustena detekteerimisel, mis kantuna juhtmete kaudu tagasi muundusastmesse põhjustavad iseloomustavate «vilede» tekkimist. Igasuguste muundusprotsessiga seotud häirete vähendamiseks miinimumini tuleb tõsta muundusastmele eelnevate võnkeringide Q-d või/ja nende arvu, mis harilikult tähendab k.-s.-võimendusastme ettelülitamist muundusastmele. Peale selle on nõutav hoolikas astmetevaheline varjestamine.

36 — 2. SUPERVASTUVÕTJA VÕNKERINGIDE ARVUTUS KOLMEL KOKKUJOOKSU SAGEDUSEL.

Eelnevast selgus, et supervastuvõtjas ostsillaatorsagedus peab alati jääma signaalisagedusest vahesageduse võrra kõrgemaks ja et seesugune sõltuvus tuleb rangelt säilitada kõigis kaetavates sagedusastmikes igal signaalisagedusel. Selle nõude täitmine esitab tõsiseid konstruktiivseid raskusi ostsillaatori võnkeringi kokkujooksus signaalisageduse võnkeringidega, kui kasutatakse ühisel võllil asuvate võrdsete elektriliste väärtustega pöördkondensaatoreid.

Põhimõtteliselt peavad ostsillaatori võnkeringi parameetrid (L, C) k.-s.-võnkeringide parameetreist väiksemad olema. Üldiselt rakendatavamaks võnkeringide kokkujooksu meetodiks on järjestikuse ja rööbitise kondensaatori lülitamine ostsillaatori võnkeringi, millega saavutatakse täpne kokkujooks võnkeringide komplektiga kaetava sagedusastmiku kolmel sagedusel; muil sagedustel aga tekib paratamatult väike lahkujooks, mis tavaliselt asub siiski tehniliselt lubatavais piirides (joon. 36 — 2). Sellisel meetodil kujuneb võnkeringide arvutuskäik järgmiseks.

1) Määrata k.-s.-(signaalisageduse) võnkeringi suurused kaetavale sagedusastmikule, kui on teada kasutatava pöördkondensaatori C elektrilised andmed (joon. 36 — 2a).

Lähtepunktiks on kaetavad signaalisagedused f_{min} ja f_{max}, pöördkondensaatori C alg- ja lõppmahtuvused C_a ja C_l; C_1 väärtus koosneb pooli sisemahtuvusest, muunduslambi sisendmahtuvusest ja ühendusjuhtmete mahtuvusest üldväärtusega C_Δ ning rööbiti lülitatava reguleerimiskondensaatori — trimmeri mahtuvusest C_0 ($C_1 = C_\Delta + C_0$).

Algul tuleb kindlaks teha sageduste kattetegur:

$$k = \frac{f_{max}}{f_{min}}.$$

Võnkeringi üldvalemist $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ tuletame, et

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_a + C_1)}} \text{ ja}$$

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_l + C_1)}},$$

millest leiame, et

$$C_1 = \frac{C_l - k^2 C_a}{k^2 - 1} \text{ [pF]}.$$

Kuna C_1 harilikult kujuneb arvutusega suuremaks kui C_Δ, siis tekkiv vahe tuleb katta trimmeriga C_0.

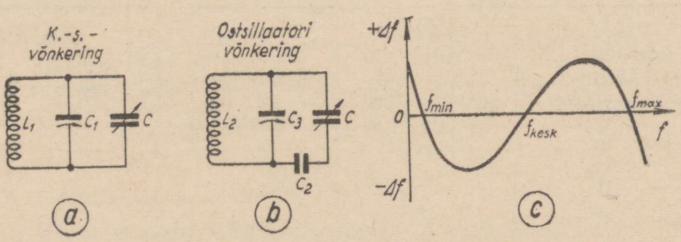
Seejärel arvutatakse k.-s.-võnkeringi pooli L_1 induktiivsus:

$$L_1 = \frac{25330}{(C_a + C_1)\, f_{max}^2} \text{ [µH]}$$

või

$$L_1 = \frac{25330}{(C_l + C_1)\, f_{min}^2} \text{ [µH]},$$

kusjuures C_a C_l on arvestatud pF-es ja f — MHz-es.



Joon. 36 — 2. Supervastuvõtja võnkeringide kokkujooksu põhilülitus koos tüüpilise kokkujooksukõveraga.

2) Määrata kolm signaalisagedust, milledel kokkujooks ostsillaatorsagedustega peab olema täpne.

Vähim üldine lahkujooks saavutatakse siis, kui mainitud kolm punkti signaalisageduste alas valida järgmiselt:

$$f'_{max} = f_\alpha = \frac{f_{max} + f_{min}}{2} + \frac{f_{max} - f_{min}}{4}\sqrt{3} = 0{,}933\, f_{max} + 0{,}067\, f_{min},$$

$$f'_{kesk} = f_\beta = \frac{f_{max} + f_{min}}{2} = 0{,}5\,(f_{max} + f_{min}),$$

$$f'_{min} = f_\gamma = \frac{f_{max} + f_{min}}{2} - \frac{f_{max} - f_{min}}{4}\sqrt{3} = 0{,}067\, f_{max} + 0{,}933\, f_{min}.$$

3) Arvutada pöördkondensaatori mahtuvused C_{min}, C_{kesk}, C_{max} kolmel signaalisagedusel f_α, f_β, f_γ.

Võnkeringi üldvalemi järgi

$$L_1(C_{min} + C_1) = \frac{10^6}{4\pi^2 f_\alpha^2} = \alpha,$$

millest $C_{min} = \frac{\alpha}{L_1} - C_1$,

$$L_1(C_{kesk} + C_1) = \frac{10^6}{4\pi^2 f_\beta^2} = \beta,$$

millest $C_{kesk} = \frac{\beta}{L_1} - C_1$,

$$L_1(C_{max} + C_1) = \frac{10^6}{4\pi^2 f_\gamma^2} = \gamma,$$

millest $C_{max} = \frac{\gamma}{L_1} - C_1$,

kus f on MHz-es, C — pF-es, L — µH-es.

4) Arvutada ostsillaatori võnkeringi (joon. 36 — 2*b*) suurused vahesageduse f_l puhul, kui C_3 kujutab trimmeri C_0 ja C_Δ üldväärtust ning C_2 lühenduskondensaatorit (pading-kondensaatorit).

Käesolevas arvutuskäigus kasutatakse järgmisi asendusväärtusi:

Algul arvutatakse võnkeringi üldvalemi järgi nagu p. 3:

$$L_2\left(\frac{C_{min}C_2}{C_{min}+C_2} + C_3\right) = \frac{10^6}{4\pi^2(f_\alpha + f_l)^2} = \delta,$$

$$L_2\left(\frac{C_{kesk}C_2}{C_{kesk}+C_2} + C_3\right) = \frac{10^6}{4\pi^2(f_\beta + f_l)^2} = \varepsilon,$$

$$L_2\left(\frac{C_{max}C_2}{C_{max}+C_2} + C_3\right) = \frac{10^6}{4\pi^2(f_\gamma + f_l)^2} = \eta.$$

Saadud kolme võrrandi lahendamisel tuletatakse C_2, C_3 ja L_2 väärtused:

$$C_2 = \frac{C_{kesk}C_{max}(\varepsilon - \eta) + C_{min}C_{max}(\eta - \delta) + C_{kesk}(\eta - \delta) + C_{max}(\delta - \varepsilon) + C_{kesk}C_{min}(\delta - \varepsilon)}{+ C_{min}(\varepsilon - \eta)}\ [\text{pF}];$$

$$C_3 = \frac{\eta E - \delta D}{\delta - \eta}\ [\text{pF}],\ \text{kus}\ D = \frac{C_{max}C_2}{C_{max}+C_2}\ \text{ja}\ E = \frac{C_{min}C_2}{C_{min}+C_2};$$

$$L_2 = \frac{\varepsilon}{p + C_3}\ [\mu\text{H}],\ \text{kus}\ p = \frac{C_{kesk}C_2}{C_{kesk}+C_2}.$$

N ä i d e: Arvutada supervastuvõtja võnkeringid kaetavale sagedusastmikule 1500 ... 540 kHz, kui kasutatakse kahekordset pöördkondensaatorit, mille algmahtuvus $C_a = 12$ pF, lõppmahtuvus $C_l = 440$ pF ja kasutatav vahesagedus 475 kHz.

L a h e n d u s: 1) K.-s.-võnkeringi parameetrite määramine.

$$\text{Kattetegur}\ k = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1500}{540} = 2{,}78;$$

$$C_1 = \frac{C_l - k^2 C_a}{k^2 - 1} = \frac{440 - 2{,}78^2 \cdot 12}{2{,}78^2 - 1} = 51{,}7\ \text{pF};$$

$$L = \frac{25\,330}{(C_a + C_1)f_{max}^2} = \frac{25\,330}{(12 + 51{,}7)1{,}5^2} = 177\ \mu\text{H}.$$

Kokkujooksu signaalisagedused	Vastavad korrutise *LC* väärtused k.-s.-võnkeringis	Vastavad korrutise *LC* väärtused ostsillaatori võnkeringis	Vastavad häälestuskondensaatori *C* mahtuvused	Signaalisagedus	Ostsillaatorsagedus
f'_{max}	α	δ	C_{min}	f_α	$f_\alpha + f_l$
f'_{kesk}	β	ε	C_{kesk}	f_β	$f_\beta + f_l$
f'_{min}	γ	η	C_{max}	f_γ	$f_\gamma + f_l$

2) Kolme kokkujooksu signaalisageduse määramine.

$$f_\alpha = 0{,}933\, f_{max} + 0{,}067\, f_{min} = 0{,}933 \cdot 1{,}5 + 0{,}067 \cdot 0{,}54 = 1{,}436 \text{ MHz},$$

$$f_\beta = 0{,}5(f_{max} + f_{min}) = 0{,}5(1{,}5 + 0{,}54) = 1{,}02 \text{ MHz},$$

$$f_\gamma = 0{,}067\, f_{max} + 0{,}933\, f_{min} = 0{,}067 \cdot 1{,}5 + 0{,}933 \cdot 0{,}54 = 0{,}605 \text{ MHz}.$$

3) Pöördkondensaatori mahtuvuste määramine kolmel kokkujooksu sagedusel.

$$\alpha = \frac{10^6}{4\pi^2 f_\alpha^2} = \frac{10^6}{4 \cdot 3{,}14^2 \cdot 1{,}436^2} = 12\,300,$$

millest

$$C_{min} = \frac{\alpha}{L} - C = \frac{12\,300}{177} - 51{,}7 = 17{,}8 \text{ pF},$$

$$\beta = \frac{10^6}{4\pi^2 f_\beta^2} = \frac{10^6}{4 \cdot 3{,}14^2 \cdot 1{,}02^2} = 24\,300,$$

millest

$$C_{kesk} = \frac{\beta}{L_1} - C_1 = \frac{24\,300}{177} - 51{,}7 = 85{,}8 \text{ pF},$$

$$\gamma = \frac{10^6}{4\pi^2 f_\gamma^2} = \frac{10^6}{4 \cdot 3{,}14^2 \cdot 0{,}605^2} = 69200,$$

millest

$$C_{max} = \frac{\gamma}{L_1} - C_1 = \frac{69\,200}{177} - 51{,}7 = 339{,}1 \text{ pF}.$$

4) Ostsillaatori võnkeringi parameetrite määramine.

$$\delta = \frac{10^6}{4\pi^2 (f_\alpha + f_i)^2} = \frac{10^6}{4 \cdot 3{,}14^2 (1{,}436 + 0{,}475)^2} = 6940,$$

$$\varepsilon = \frac{10^6}{4\pi^2 (f_\beta + f_i)^2} = \frac{10^6}{4 \cdot 3{,}14^2 (1{,}02 + 0{,}475)^2} = 11330,$$

$$\eta = \frac{10^6}{4\pi^2 (f_\gamma + f_i)^2} = \frac{10^6}{4 \cdot 3{,}14^2 (0{,}605 + 0{,}475)^2} = 21710,$$

$$C_2 = \frac{85{,}8 \cdot 339{,}1 (11330 - 21710) + 85{,}8 (21710 - 6940) + 17{,}8 \cdot 339{,}1 (21710 - 6940) + 85{,}8 \cdot 17{,}8 (6940 - 11330) + 339{,}5 (6940 - 11330) + 17{,}8 (11330 - 21710)}{-11330 - 21710} = 583 \text{ pF},$$

$$D = \frac{C_{max} C_2}{C_{max} + C_2} = \frac{339{,}1 \cdot 583}{339{,}1 + 583} = 214{,}5,$$

$$E = \frac{C_{min} C_2}{C_{min} + C_2} = \frac{17{,}8 \cdot 583}{17{,}8 + 583} = 17{,}3,$$

$$C_3 = \frac{\eta E - \delta D}{\delta - \eta} = \frac{21710 \cdot 17{,}3 - 6940 \cdot 214{,}5}{6940 - 21710} = 75{,}4 \text{ pF},$$

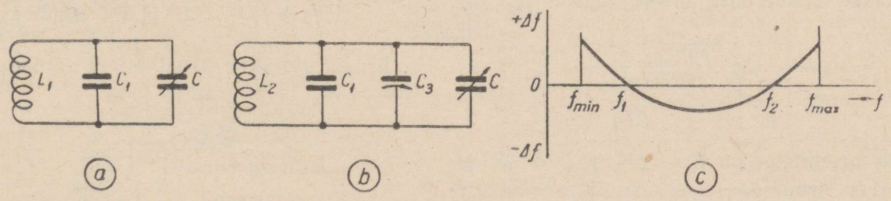
$$p = \frac{C_{kesk} C_2}{C_{kesk} + C_2} = \frac{85{,}8 \cdot 583}{85{,}8 + 583} = 74{,}9,$$

$$L_2 = \frac{\varepsilon}{p + C_3} = \frac{11330}{74{,}9 + 75{,}4} = 75{,}4 \text{ µH}.$$

Arvutuse kohaselt tuletusid võnkeringide elementide väärtused järgmistena: L_1 — 177 µH, L_2 — 75,4 µH, C_1 — 51,7 pF, C_3 — 75,4 pF ja C_2 — 583 pF. Kui arvestada, et C_Δ moodustab keskmiselt 25 pF, kujunevad trimmerite C_{01} ja C_{03} väärtused vastavalt 30 pF ja 50 pF max.

36 — 3. SUPERVASTUVÕTJA VÕNKERINGIDE ARVUTUS KAHEL KOKKUJOOKSU SAGEDUSEL.

Lühilainetel on vahesagedus f_i märksa väiksem signaalisagedusest, mistõttu saavutatakse täiesti rahuldavad tulemused võnkeringide arvutamisega kahele kokkujooksu sagedusele. Sel puhul võib ära jätta ostsillaatori võnkeringist lühenduskondensaatori C_2 ning kokkujooksu kõver kujuneb selliseks, nagu näidatud joonisel 36 — 3*c*.



Joon. 36 — 3. Supervastuvõtja võnkeringide arvutuse selgituseks kahe kokkujooksusageduse puhul: *a* — signaalisageduse võnkering, *b* — ostsillaatorsageduse võnkering, *c* — kokkujooksukõver.

Kahe kokkujooksu sageduse puhul lihtsustub arvutuskäik tunduvalt ning kujuneb järgmiseks.

1. Määratakse signaalisagedus (k.-s.) võnkeringi parameetrid, kui on antud kaetava sagedusastmiku piirisagedused f_{min} ja f_{max}. Algul määratakse kattetegur $k = \frac{f_{max}}{f_{min}}$ ja tabeli 35 — — 1 järgi valitakse sagedusastmikule vastav võnkeringi mahtuvuse väärtus, pöördkondensaatori tüüp ning selle alg- ning lõppmahtuvus C_a, C_l.

Lõppeks arvutatakse rööbitise skeemimahtuvuse C_1 arvväärtus:

$$C_1 = \frac{C_l - k^2 C_a}{k^2 - 1},$$

millest lampide sisend- ja väljandmahtuvused ning pooli sise- ja montaažimahtuvus lahutades leitakse trimmeri mahtuvus.

2. Arvutatakse k.-s.-võnkeringi pooli induktiivsus (joonis 36 — 3*a*)

$$L_1 = \frac{25330}{(C_a + C_1) f_{max}^2}.$$

3. Määratakse täpsed kokkujooksusagedused:

$$f_1 = f_{min} + \frac{f_{max} - f_{min}}{4}$$

ja

$$f_2 = f_{max} - \frac{f_{max} - f_{min}}{4}.$$

4. Leitakse abitegur α:

$$\alpha = \left(\frac{f_1 + f_l}{f_2 + f_l}\right)^2.$$

5. Arvutatakse ostsillaatori võnkeringi parameetrid (joonis 36 — 3*b*):

$$C_3 = \frac{25330}{L_1 (1 - \alpha)} \left(\frac{\alpha}{f_1^2} - \frac{1}{f_2^2}\right);$$

$$L_2 = \frac{25330}{(f_1 + f_l)^2 \left(C_3 + \frac{25330}{f_1^2 L_1}\right)}.$$

6. Arvutatakse vahesageduse lahkujooks vastavatel signaalisagedustel f ning tarbe korral koostatakse lahkujooksu kõver:

$$\Delta f_l = \frac{159}{\sqrt{C_3 + \frac{25330}{f^2 L_1}}}.$$

Kõigis arvutustes on C — pF-es, L — µH-es.

Näide: Arvutada supervastuvõtja võnkeringid sagedusastmikule 10...20 MHz, vahesagedus f_l = 465 kHz; kõrgsagedusastmes kasutatakse lampi 6K4, sagedusmuundajas — 6A7.

Lahendus: 1) Määratakse k.-s.-võnkeringi mahtuvused ja kondensaatori tüüp.

Algul määrame katteteguri:

$$k = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{20}{10} = 2.$$

Tabelist 35 — 1 valime sagedusastmikule vastava pöördkondensaatori tüübi. Tabeli kohaselt $C_{v\,max} = 50...150$ pF ja $C_{v\,min} = 6...$ ...10 pF. Valime lõplikult $C_l = 120$ pF ja $C_a = 7$ pF ning arvutame C_1 arvväärtuse:

$$C_1 = \frac{C_l - k^2 C_a}{k^2 - 1} = \frac{120 - 2^2 \cdot 7}{2^2 - 1} = 30{,}6 \text{ pF}.$$

Kontrollime C_1 reaalsust, mis koosneb

6K4 väljandmahtuvus	7,0 pF
6A7 sisendmahtuvus	9,5 pF
pooli sisemahtuvus	3,0 pF
montaaži mahtuvus	5,0 pF
Kokku:	24,5 pF,

mis rahuldab, kuna vahe $30{,}6 - 24{,}5 = 6{,}1$ pF tuleb katta trimmeriga. Seega lõplikult k.-s.-võnkeringi minimaalne mahtuvus $C_{min} = 7 + 30{,}6 = 37{,}6$ pF ja maksimaalne mahtuvus $C_{max} = 120 + 30{,}6 = 150{,}6$ pF.

2) Arvutatakse k.-s.-võnkeringi pooli induktiivsus:

$$L_1 = \frac{25330}{C_{min} f_{max}^2} = \frac{25330}{37{,}6 \cdot 20^2} = 1{,}68 \text{ µH}.$$

3) Määratakse täpsed kokkujooksusagedused:

$$f_1 = f_{min} + \frac{f_{max} - f_{min}}{4} = 10 + \frac{20 - 10}{4} =$$

$$= 12{,}5 \text{ MHz}$$

ja

$$f_2 = f_{max} - \frac{f_{max} - f_{min}}{4} = 20 - \frac{20 - 10}{4} =$$

$$= 17{,}5 \text{ MHz}.$$

4) Määratakse abitegur α:

$$\alpha = \left(\frac{f_1 + f_l}{f_2 + f_l}\right)^2 = \left(\frac{12{,}5 + 0{,}465}{17{,}5 + 0{,}465}\right)^2 = 0{,}522.$$

5) Arvutatakse ostsillaatori võnkeringi parameetrid:

$$C_3 = \frac{25330}{L_1 (1 - \alpha)} \left(\frac{\alpha}{f_1^2} - \frac{1}{f_2^2}\right) =$$

$$= \frac{25330}{1{,}68 (1 - 0{,}522)} \left(\frac{0{,}522}{12{,}5^2} - \frac{1}{17{,}5^2}\right) =$$

$$= 2{,}52 \text{ pF}$$

$$L_2 = \frac{25330}{(f_1 + f_i)^2 \left(C_3 + \frac{25330}{f_1^2 L_1} \right)} =$$

$$= \frac{25330}{(12{,}5 + 0{,}465)^2 \left(2{,}52 + \frac{25330}{12{,}5^2 \cdot 1{,}68} \right)} =$$

$$= 1{,}52 \text{ µH}.$$

6) Arvutatakse maksimaalne vahesageduse lahkujooks kesksagedusel

$$f_{kesk} = \frac{f_{max} + f_{min}}{2} = \frac{20 + 10}{2} = 15 \text{ MHz};$$

$$\Delta f_i = \frac{159}{\sqrt{L_2 \left(C_3 + \frac{25330}{f_{kesk} L_1} \right)}} -$$

$$- (f_{kesk} + f_i) = \frac{159}{\sqrt{1{,}52 \left(2{,}52 + \frac{25330}{225 \cdot 1{,}68} \right)}} -$$

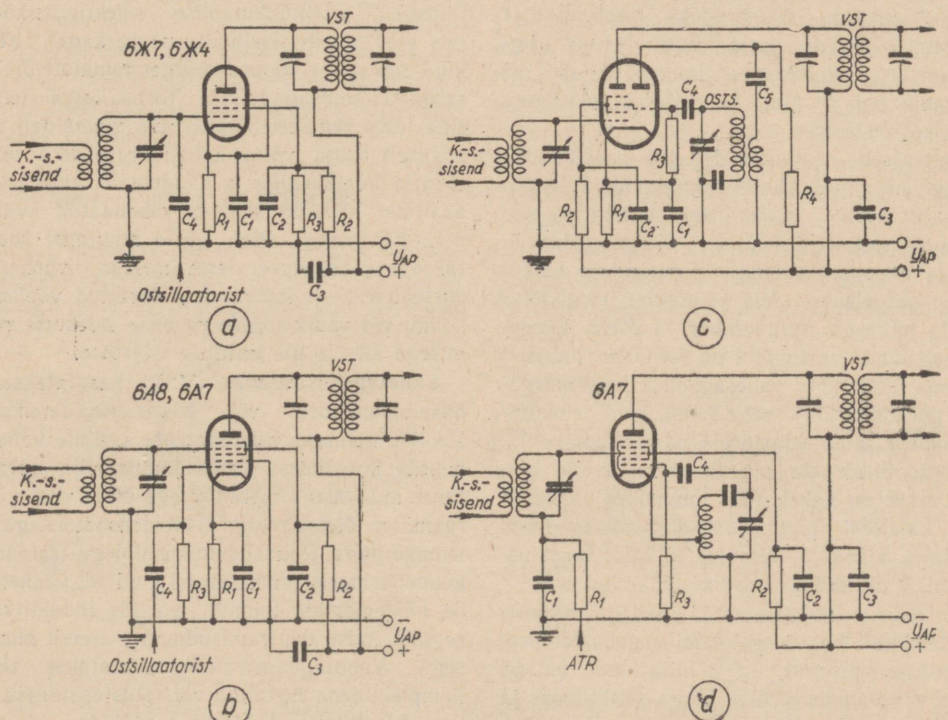
$$- (15 + 0{,}465) = 0{,}015 \text{ MHz} = 15 \text{ kHz}.$$

36 — 4. SAGEDUSMUUNDAJA.

Sagedusmuundaja kujutab endast supervastuvõtja astet, milles kohaliku ostsillaatorsageduse toimel muundatakse signaalisagedus vahesageduseks. Sagedusmuundaja võimekus määratakse väljandis arenevate vahesageduspingete väärtuste suhtena sisend-signaalipingetesse. Sagedusmuunduse võimekus oleneb kasutatava lambi muundustõusust (mA/V) ja lülitusest. Healt sagedusmuundajalt nõutakse võimalikult suurt sagedusmuunduse võimekust ja väikest muundumisel tekkivat mürataset. Samuti on oluline, et ostsillaatorsagedus säiliks püsivana, sõltumata ajast ja vastuvõetavate signaalide sagedusest ning tugevusest. Õigesti valitud lülituse, lampide õigesse töörežiimi seadmise ja kvaliteetsete osade valikuga on võimalik vastuvõtjalt saada optimaalseid tulemusi.

Joonisel 36 — 4 on toodud tüüpilisemad sagedusmuundaja lülitused. Lülituses *a* kasutatakse varivõrepentoodi, mis töötab anooddetektorina. Ostsillaatorpinge saadakse eraldi ostsillaatorilt ning rakendatakse muundaja võrele läbi väga väikese mahtuvusega kondensaatori (tavaliselt paari keeruna kokkukeeratud kahe juhtme vaheline mahtuvus). Heaks muundustõusuks peab ostsillaatori pinge olema küllaldaselt suur (1 ... ... 2 V), kuid ei tohi ületada negatiivse eelpinge väärtust. Häid tulemusi saab lambiga 6Ж7, kuid sagedustel üle 15 MHz tuleb eelistada 6Ж4, mis toimib sagedusteni kuni 50 MHz.

Lülituses *b* rakendatakse tavalist heptoodi 6A8. Eraldi ostsillaatori rakendamine on tarvilik lühi- ja ultralühilaine astmikus töötamiseks.



Joon. 36 — 4. Superi muundusastme tüüplülitusi.

Osa nimetus	Lülitus *a*	Lülitus *b*	Lülitus *c*	Lülitus *d*
R_1 — oomi	10 000 (6Ж4 — 300)	300	250	100 000
R_2, R_3, R_4 — megaoomi	0,1	0,05	0,05	0,05
C_1, C_2, C_3 — mikrofaradit	0,05	0,05	0,05	0,05
C_4 — pikofaradit	1	50 ... 100	100	100
C_5 — pikofaradit	—	—	500	—

Lülituses *c* on kasutatud muundusastmes triood-heksoodi, mis annab häid tulemusi suhteliselt kõrgetel sagedustel.

Lülituses *d* kasutatakse sagedusmuundajana heptoodi 6A7, milles ostsillaatorina toimivad võnkeringiga sidestatud heptoodi katood, võre G_1 ja varivõre G_2G_4. Kuna varivõre on kõrgsageduslikult C_2 kaudu maandatud, siis on ostsillaator rakendatud töösse maandatud anoodiga kolmpunkt-lülituses.

Ülaltoodud tabelis on antud joonisel 36 — — 4 kujutatud lülituste üksikosade elektrilised arvväärtused.

Ülikõrgsagedustel toimivate sagedusmuundajate kohta on antud lähem kirjeldus p. 30 — 6.

36 — 5. VAHESAGEDUSVÕIMENDAJA.

Vahesageduse valik kujuneb kompromisslahenduseks ühelt poolt vastuvõtja selektiivsuse ja tundlikkuse, teiselt poolt peegelsageduse häirete vahel. Madalamal vahesagedusel on võnkeringide Q suurem, seepärast ka võimendus ja selektiivsus parem, kuid vastuvõetava signaalisageduse suurenedes langeb ühtlasi ka k.-s.-võnkeringi Q ning peegelsuhe, mis muutub tõsiselt häirivaks.

Standardseks kujunenud 455 ... 475 kHz vahesagedus annab täiesti rahuldavaid tulemusi muundaja vahetul sidestamisel antenniga signaalisagedustel kuni 7 MHz. Kõrgsagedusvõimendaja lisamisel antenni ja muundaja vahele paraneb peegelsuhe, mis võimaldab vastuvõttu teostada häireteta kuni umbes 14 MHz. Kõrgemate sageduste vastuvõtul on seepärast hakatud kasutama 1600 kHz vahesagedust, mis märgatavalt parandab küll peegelsuhet, kuid selektiivsuse suhtes jätab soovida. Otstarbekamaks lahenduseks ülikõrgete sageduste vastuvõtul alates 28 MHz on kahekordse muunduse rakendamine. Esimesel muundusel signaalisagedused muundatakse kas 5 MHz või 10 MHz sagedusteks, misjärel toimub uus muundamine 455 ... ... 475 kHz vahesageduseks. Sellega vabanetakse täielikult ka kõrgeimatel sagedustel peegelsageduse häiretest ja säilitatakse ühtlasi madala vahesageduse tõttu kõrge selektiivsus ja tundlikkus.

Teatavasti seisab supervastuvõtja suure tundlikkuse ja kõrge selektiivsuse saladus ta soodsates tingimustes töösse rakendatud vahesagedusvõimendajas, mis optimaalselt väljareguleerituna annab praktiliselt nii vastuvõtja üldvõimenduse kui ka selektiivsuse. Erandi moodustab ainult kõrgsagedusvõimendusastmega või -astmetega super, milles teatav lisavõimendus ja lisaselektiivsus saavutatakse k.-s.-võimendaja arvel.

Et aga selektiivsuse tõstmisega suureneb ühtlasi ka kõrgemate modulatsioonisageduste mahalõikamise oht, siis ollakse sunnitud koos tundlikkusega ohverdama osa selektiivsusest, et säilitada ülekantavat helikvaliteeti. Selleks koostatakse vahesagedusvõimendaja trafod ribaläbivusfiltri põhimõttel kahest võnkeringist (18 — 5), milles sobiva väärtusega sidestusteguri valikuga saavutatakse ühtlane sagedusriba võimendus. Õigesti reguleeritud vahesagedusvõimendaja, mis koosneb kahest, kahe vahesagedus-võimendusastme puhul isegi neljast kahe võnkeringiga ribaläbivusfiltrist, arendab praktiliselt täiusliku püstkülikutaolise selektiivsuskõvera, mis elimineerib täielikult naaberkanali häired, kuid samal ajal kannab nõrgendamatult üle kõik modulatsioonisagedused. Tarbe korral tehakse riba laius reguleeritavana, mis võimaldab soovi kohaselt vastu võtta kohalikku saadet maksimaalse kvaliteediga ja kaugemaid, kuid teistest saatjaist häiritud saateid vähendatud kvaliteediga häirimatult. Riba laiuse muutmist sooritatakse kas takistuse sisseviimisega võnkeringidesse harilikult kolmanda sidestatud võnkeringi kaudu või võnkeringide-vahelise sidestuse muutmisega alla ja üle kriitilise väärtuse.

Vahesagedustrafodes (VST) kasutatakse kas õhksüdamikpoole või k.-s.-raudsüdamikpoole. Poolide mähised valmistatakse kadude vähendamiseks k.-s.-litsest. Õhksüdamikpoolid häälestatakse muudetava mahtuvusega õhk-, vilk- või keraamilise dielektrikuga kondensaatoritega — trimmeritega. Raudsüdamikpoolidega trafodes on kondensaatorite mahtuvused kindlad, võnkeringide häälestamine toimub poolide induktiivsuste reguleerimise teel raudsüdamiku asendi muutmisega. Vahesagedustrafod koostatakse tervikkomplektidena metallist varjestustopsidesse, millega hävitatakse kahjulikud väljade sidestused ja sellest tulenev vastuvõtja ebastabiilsus.

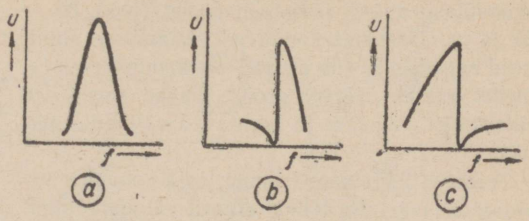
Eranditult kasutatakse vahesagedusvõimendajas muutliku tõusuga (eksponent-) lampe (6K7), millele rakendatakse automaatne eelpinge (ATR). Võimendaja koostamisel tuleb erilist rõhku panna heale sisend- ja väljandringide ning astmetevaheliste sidestuste hävitamisele nii väljade kui ka vooluringide kaudu. Seepärast on oluline, et traadistus teostataks lühikeste otseste ühendusjuhtmetega; anood-, varivõre- ja võreringides tuleb ohtralt kasutada lahtisidestust.

Kuid moduleerimata telegraafisignaalide vastuvõtuks pole tavaliste võnkeringidega saavutatav selektiivsus küllaldane, kuna teise detektori võrele kohalikust ostsillaatorist rakendatav sagedus tekitab tuikesageduse kahe vahesagedusvõimendajat läbiva signaalisagedusega, millest üks on tuikesageduse võrra madalam, teine tuikesageduse võrra kõrgem. Teiste sõnadega, teise detektori väljandis avalduvad üheaegselt kaks signaali — soovitava sagedusega signaal ja häiriv madalsageduslik peegelsageduse signaal, samuti nagu see tekkis esimeses detektoris — muundusastmes. Peegelsageduse häiriva mõju vähendamiseks on tarvilik v.-s. selektiivsust vajalikul määral tõsta, mida teostatakse lihtsamal teel vahesagedusastmete regenereerimisega, viimistletumal teel kristallfiltriga.

Regenereerimisel rakendatakse tavalisi tagasiside meetodeid, kusjuures v.-s.-võimendaja anoodring sidestatakse nõrgalt võreringiga. Loomulikult peab tagasiside olema reguleeritav, et võimaldada ühtlasi ka moduleeritud saate vastuvõttu, milleks v.-s.-riba laius peab olema küllaldane. Regenereerimisega saavutatud parema selektiivsuse juures väheneb ühtlasi ka mürade tase, mis omakorda parandab nõrkade telegraafisignaalide vastuvõttu.

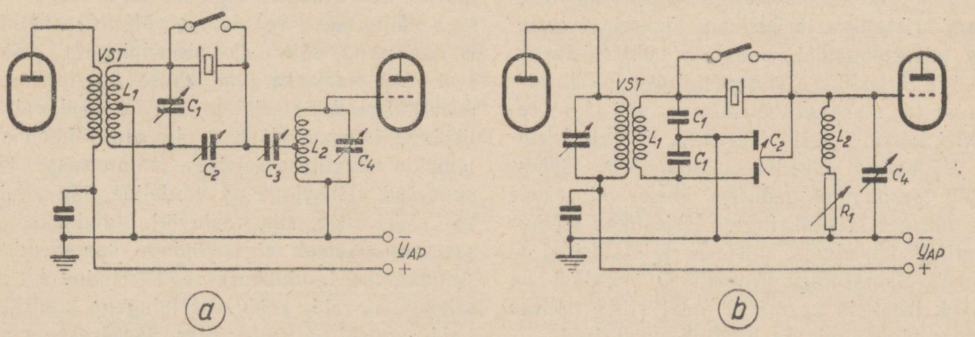
36 — 6. KRISTALLFILTER.

Suurimat selektiivsust on võimalik saavutada vahesagedusvõimendajasse lülitatud kvartskristall-filtriga. Kvartskristall kujutab endast järjestikust *LCR*-võnkeringi, millega rööbiti on lülitatud kristalli enda dielektriku ja kristallihoidja mahtuvus. Võrreldes tavalise võnkeringiga on kristalli Q väga suur, millega on seletatav ka vastuvõtja üldise selektiivsuse tähelepandav tõus, kui säärast kristallfiltrit rakendada vahesageduse võnkeringide sidestamiseks. Loomulikult peab kristalli resonantssagedus sel puhul täpselt vastama võnkeringide resonantssagedusele. Rööbitise kristalli mahtuvuse kaudu pääsevad kristallfiltrist läbi ka teised kristalli resonantssagedusest erinevad sagedused. Seepärast kristall rakendatakse töösse erilises sildlülituses (joon. 36 — 6*a*), milles kristalli mahtuvus tasakaalustatakse kondensaatori C_2 abil ning väldítakse kõigi teiste väljaspool kristalli resonantssagedust asuvate sageduste pääs väljandisse.



Joon. 36 — 5. Kvartskristallfiltri resonantskõveraid sõltuvalt rööbitise mahtuvuse tasakaalustamisest: *a* — mahtuvus on täielikult tasakaalustatud, resonantskõver on sümmeetriline; *b* ja *c* — mahtuvus on osaliselt tasakaalust välja viidud, resonantskõverad ebasümmeetrilised.

Õigesti tasakaalustatud kristalli mahtuvuse puhul on filtri resonantskõver täiesti sümmeetriline (joon. 36 — 5*a*). Kui aga tasakaalustuskondensaatori C_2 mahtuvus õigest tasakaaluasendist välja viia, s. o. mahtuvust suurendada või vähendada, muutub kõverjoon ebasümmeetriliseks: ühel pool resonantssagedust langeb kõver järsult, teisel pool lamedalt. Kui C_2 mahtuvust suurendada, asub kõvera lame külg kristalli resonantssagedusest madalamal poolel, kui aga C_2 mahtuvust vähendada, on kõvera lame külg



Joon. 36 — 6. Muudetava ribalaiusega kristallfiltrite lülitusi. Lülituselementide andmeid: *a* — C_1 = = 100 pF, C_2 = 10 ... 15 pF, C_3 = 50 pF; *b* — C_1, C_1 = 100 pF, C_2 — diferentsiaalkondensaator 2 × 8 pF, R_1 — reostaat 0 ... 3000 oomi.

kristallisagedusest kõrgemal poolel (joon. 36 — 5*b* ja *c*). Järelikult kanduvad väljandisse ainult need sagedused, mis asuvad resonantskõvera lamedal poolel, järsul poolel asuvad sagedused filtrist läbi ei pääse ja muutuvad väljandis nulliks.

Teatavasti iga sagedusmuundaja kohaliku ostsillaatori sageduse toimel areneb väljandis kindla sagedusega pinge kahelt sisendsageduselt: ühelt, mis on väljandpinge sageduse võrra ostsillaatorsagedusest madalam, ja teiselt, mis on väljandsageduse võrra ostsillaatorsagedusest kõrgem. Ühte neist, tavaliselt ostsillaatorsagedusest madalama sisendsagedusega tekitatud väljandsagedust rakendatakse supervastuvõtjas kasulikult, kuna teise, nn. peegelsageduse kui häiriva sageduse vältimiseks kasutatakse eespool sagedusmuundajat selektiivseid võnkeringe. Kui supervastuvõtja eelselektsioon on küllalt suur, s. o. kui peegelsuhe on suur, siis on vastuvõtt sellelaadilistest häiretest vaba.

Analoogiline nähtus ilmneb ka vahesagedusvõimendajas suure selektiivsuse puhul, mis on eriti märgatav kristallfiltri rakendamisel. Kui vahesagedusvõimendaja resonantskõver muuta ebasümmeetriliseks, siis vahesagedusele järgnevas detektoris kui sagedusmuundajas pääseb kohaliku tuikesageduse toimel väljandisse ainult resonantskõvera lamedas osas asetsevast sagedusest tekkinud tuikesagedus, kuna samal ajal järsus osas asetsev sagedus, nn. madalsageduslik peegelsagedus ebasümmeetrilisusest tingituna maha lõigatakse.

Järelikult avaneb kristallfiltri puhul lihtne võimalus vabaneda detektori väljandis avalduvast ühest tuikesagedusest ning teostada nn. ainusignaalset vastuvõttu, kui vahesageduse võnkeringid muuta kristalli resonantssageduse suhtes ebasümmeetriliseks.

Kristallfiltri selektiivsust on võimalik muuta võnkeringi resonantssageduse muutmisega kristalli resonantssageduse suhtes, mille tagajärjel vastavalt muutub kristalliringi Q. Võnkeringi täpsel häälestamisel kristalli resonantssagedusele asub kristalliga järjestikku võnkeringi impedants, mis resonantsi puhul on puhttakistuslik. Kuna iga järjestikuse võnkeringi Q väheneb järjestikuse takistuse suurenemisega, siis täpse resonantsi korral peab vähenema ka kristallringi Q. Võnkeringi sageduse nihutamisega täpsest kristalli resonantssagedusest ühele või teisele poole väheneb kristalliringiga järjestikku asetsev võnkeringi impedants, mistõttu kristalliringi Q suureneb. Samasugust kristalli Q muutust on võimalik teostada ka mõnel muul viisil, näiteks takistuse sisseviimisega kristalli vooluringi.

Seega ebasümmeetriliselt võnkeringi töösse rakendatud kristallfilter muudab ebasümmeetriliseks kogu võnkeringi resonantskõvera ning mõjub diskrimineerivalt madalsageduslikule peegelsagedusele.

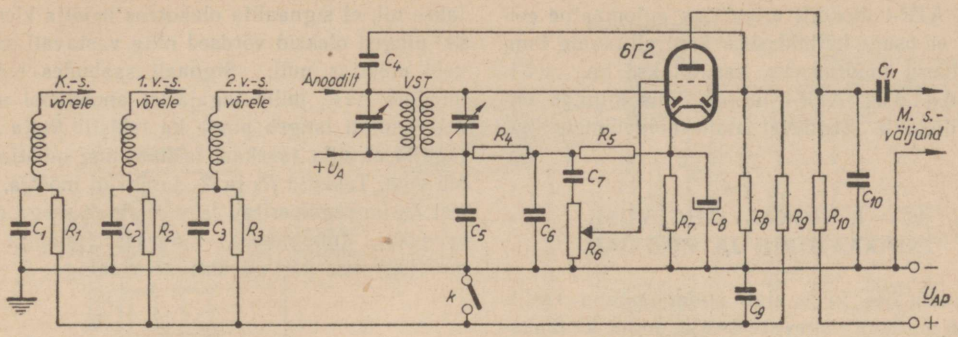
Sama ainusignaalset vastuvõttu saab teostada ka siis, kui vahesageduse võnkeringid muuta üliselektiivseteks ning regeneratsiooni teel tekitada neis ebasümmeetrilisus, kuigi tulemused ei saa olla nii kontrastsed kui kristallfiltri puhul.

Joonisel 36 — 6 on toodud kaks kristallfiltri lülitust, kusjuures kummaski on selektiivsus muudetav. Lülituses *a* reguleeritakse selektiivsust 1 vahesagedustrafo sekundaarmähise ümberhäälestamise teel kondensaatoriga C_1. Täpselt vahesagedusele väljahäälestatuna on võnkeringi L_1C_1 impedants maksimaalne ja seejuures puhttakistuslik. Kuna sekundaarmähis on keskelt poolitatud, siis neljandik võnkeringi takistusest on järjestikku kristalliga kondensaatori C_3 ja L_2 alumise osa kaudu. Takistuse sisseviimise tagajärjel kristalli Q väheneb ja selektiivsus muutub minimaalseks (resonantskõver *a*, joon. 36 — 5). Võnkeringi L_1C_1 kristalli resonantssageduselt kõrvalehäälestamisel väheneb võnkeringi impedants ja koos sellega ka see takistuslik komponent, mis asub järjestikku kristalliga. Selle tulemusel kristalliring muutub selektiivsemaks.

Lülituses *b* muudetakse selektiivsust väljandvõnkeringi lülitatud takistuse R_1 sisseviimisega kristalliringi. Kristalli rööbitise mahtuvuse tasakaalustamist teostatakse diferentsiaalkondensaatori C_2 abil. Takistuse R_1 suuruse laialdase muutmise tõttu on selle lülitusega võimalik muuta k.-s.-võimendaja selektiivsust õige suurtes piirides. Kristalliga rööbitist lülitit kasutatakse kristalli lühistamiseks, kui võetakse vastu moduleeritud signaale.

36 — 7. AUTOMAATNE TUNDLIKKUSE REGULAATOR.

Automaatse tundlikkuse regulaatoriga (ATR) muudetakse automaatselt vastuvõtja tundlikkust (võimendust) pöördvõrdeliselt vastuvõetava signaali tugevusega, millega säilitatakse vastuvõtja väljand praktiliselt konstantsena, sõltumata sisendpingete väärtusest. Automaatseks tundlikkuse reguleerimiseks kasutatakse detektoris suunamisel saadavat alalispinge komponenti k.-s.- ja v.-s.-võimendajate lampide negatiivse eelpinge muutmiseks. Kuna suunatud alalispinge on võrdeline signaalipinge keskväärtusega, siis vastuvõtja tundlikkus langeb automaatselt signaalipinge suurenemisega. Automaatne tundlikkuse reguleerimine on seda täiuslikum, mida rohkem eelpingega kontrollitavaid astmeid on vastuvõtjas. Seepärast on automaatne tundlikkuse reguleerimine teostatav peamiselt supervastuvõtjas, milles astmeid on kül-



Joon. 36 — 7. Automaatse tundlikkuse reguleerimise lülitus, milles kaksikdiood-triood 6Г7 on rakendatud detektorina, ATR-i suunajana ja m.-s.-võimendajana. Lülituselementide suurusi: C_1, C_2, $C_3 = 0{,}01$ µF, C_4, C_5, C_6, $C_{10} = 100$ pF, C_7, $C_{11} = 0{,}05$ µF, $C_8 = 10$ µF, $C_9 = 0{,}1$ µF; R_1, R_2, R_3, R_5, $R_{10} = 0{,}25$ MΩ, $R_4 = 0{,}1$ MΩ, $R_6 = 0{,}5$ MΩ, $R_7 = 2000$ Ω, $R_8 = 2$ MΩ, $R_9 = 1$ MΩ, K — ATR-i lüliti.

laldasel arvul ja milles suure võimenduse tõttu suunatud pingete väärtus on küllaldane vajaliku reguleeriva mõju esilekutsumiseks.

Automaatset tundlikkuse reguleerimist rakendatakse ainult k.-s.- ja v.-s.-võimendusastmetes; sagedusmuundusastmes automaatse tundlikkuse reguleerimise kasutamine pole soovitav, sest muunduslambi eelpinge muutmine mitte ainult häirib normaalset muundusprotsessi käiku, vaid mõjudes tagasi ostsillaatori võnkeringile kutsub esile ostsillaatorsageduse muutumise. Automaatselt reguleeritavaiks lampideks saab kasutada erilisi muutliku tõusuga ehk eksponentlampe, millede anoodvool ei katke tõusva negatiivse eelpingega, vaid langeb aeglaselt (6K7). Kui sisendpinged ületavad lambi tunnuskõvera sirgjoonelise osa, areneb järsult katkeva anoodvooluga lampide juures (6Ж7) koos võimendusega ühtlasi ka detekteerimine, mis kutsub ülekandes esile tõsiseid moonutusi ja häireid.[1]

Joonisel 36 — 7 on toodud tüüpilisem ATR-i lülitus, milles ATR-i suunajaks on kasutatud kahekordse diood-trioodi ühte (parempoolset) dioodi. Samal ajal toimib lamp ühtlasi detektorina ja m.-s.-võimendajana. ATR-i dioodi anood saab toitepinge v.-s.-trafo primaarvõnkeringist väikese mahtuvusega kondensaatori C_4 kaudu. Suunatud voolu tagajärjel tekib dioodi koormustakistil R_8 pingelang, kusjuures sõltuvalt voolu suunast dioodi anoodipoolne takistuse ots muutub negatiivseks. Saadud negatiivne pinge rakendatakse filtrite R_9C_9, R_1C_1, R_2C_2 ja R_3C_3 kaudu reguleeritavate lampide võredele. Telegraafisignaalide vastuvõtul lülitatakse ATR tavaliselt välja maandamise teel lüliti K kaudu. Sageli kasutatakse ühte ning sama dioodi nii detekteerimiseks kui ATR-iks. Kuigi saadavad tulemused on rahuldavad, tuleb siiski eelistada eraldi dioodi kasutamist ning ATR-i toitmist v.-s.-trafo primaarmähisest. Sellega vähendatakse moonutusi detekteerimisprotsessis.

Vaadeldud juhul toimib ATR *viivitusega*, sest ATR-i dioodi anood on takisti R_8 kaudu nõrgalt negatiivselt eelpingestatud katoodtakistis R_7 tekkiva pingelangu tagajärjel (1 . . . 2 volti). Järelikult ei teki ATR-i toimet enne, kui signaalipinge väärtus ületab selle alalise negatiivse eelpinge väärtuse. Selle tagajärjel kõik nõrgad signaalipinged võimendatakse maksimaalselt. ATR-i *lävi*väärtust, s. o. kriitilist pinget, millel ATR-i toime algab, on võimalik muuta takisti R_8 alumise otsa ühendamisel haruühendina katoodtakisti R_7 külge.

Väga kõrgekvaliteediliste ringhäälingu vastuvõtjate juures loobutakse viivitustoimega ATR-ist, sest viivitustoime kutsub esile nõrgemate, ATR-i läviväärtusega signaalipingete moonutamise. Neil juhtudel koormustakisti R_8 alumine ots ühendatakse vahetult lambi katoodiga. Sel puhul tuleb üldiselt vähendada ATR-i üldist toimet kas ATR-i dioodi toitepinge vähendamisega või ainult osalise rakendamisega.

Väga olulist tähtsust omab *CR*-filtrite ajakonstandi õige valik, mis peab olema küllaldaselt suur, et ATR-is ei pääseks mõjule signaalipinge modulatsiooni muutused, vaid ainult ta alalisvoolu keskväärtus. Teiselt poolt ei või ajakonstant olla liiga suur, sest vastasel korral ei suuda ATR jälgida õigeaegselt signaalipinges avalduvat kiiret feedingut. Joonisel 36 — 7 toodud lülituselementide väärtused vastavad kompromisslahendusele.

[1] Sellised häired on tuntud *ristmodulatsiooni* nimetuse all, mis tekib siis, kui ebalineaarsesse süsteemi, antud juhul ebalineaarsesse võimendajasse, satuvad korraga mitu moduleeritud signaalisagedust. Ebalineaarsuse tagajärjel ühe signaali modulatsioonisagedused kanduvad üle teisele ning väljandis kostab korraga mitu saadet, vaatamata sellele, et vastuvõtja üldine selektiivsus on küllalt suur häirivate saatjate eraldamiseks.

Kui ATR-i dioodilt arendatav automaatne eelpinge ei osutu küllaldaseks kontrollitavate lampide tõusu muutmiseks, kasutatakse nn. võimendatud ATR-i lülitust, mis kujutab endast dioodile järgnevat alalisvooluvõimendajat.

36 — 8. SIGNAALITUGEVUSE INDIKAATORID JA MÕÕTJAD.

Amatöörtöös tuleb alati anda hinnang vastuvõetud signaali tugevuse kohta, mille kindlakstegemine ilma kontrollabinõudeta võib kujuneda mitte küllalt erapooletuks. Seepärast on soovitav amatöörjaama vastuvõtja varustada mingi elektriliselt toimiva indikaatoriga, mille näit oleks kui mitte määratav, siis vähemalt võrreldav.

Kõigi selliste indikaatorite ja mõõtjate (S-mõõtjad) töötamispõhimõte rajaneb kas otseselt või kaudselt ATR-i toimele. Joonisel 36 — 8 on toodud kolm säärast lahendusvõimalust.

Lülitus *a* kujutab lihtsaimat signaalitugevus- ehk häälestusindikaatorit, milles kasutatakse elektronkiirtetoru põhimõttel toimivat lampi 6E5C.

Lülituses *b* on ATR-iga kontrollitavate lampide anoodtoite juhtmesse lülitatud voolumõõtja — S-mõõtja, millega rööbiti asub reguleeritav piiramistakisti *R*. Kuna ATR-i kontrollitavate lampide anoodvool langeb signaalitugevuse tõusuga, siis S-mõõtja näitamine kujuneb vastupidiseks skaalajaotustele. Kuigi signaalitugevuste mõõtmise skaala pole üldiselt normitud, võib siiski S-mõõtjat kogemuste järgi gradueerida.

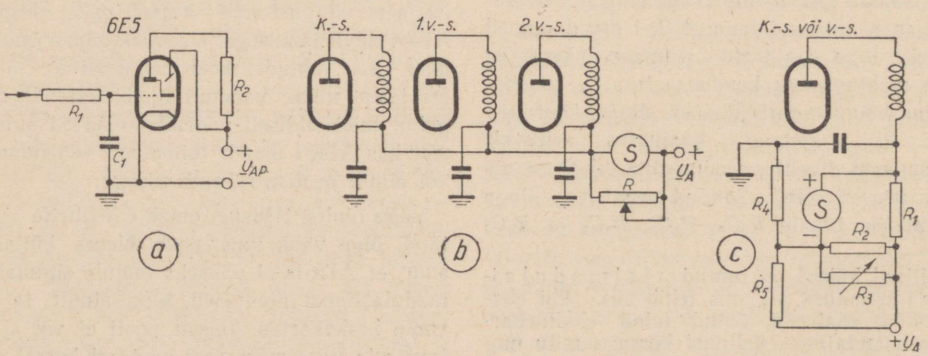
Lülituses *c* on 1 mA mõõteriist rakendatud S-mõõtjana ATR-iga kontrollitava lambi anoodi toiteringi sildlülituses. S-mõõtja miinusklemm saab pingejagaja R_4R_5 kaudu püsiva positiivse pinge; mõõtja positiivne klemm on lambi anoodi ja püsivtakisti R_1 vahel. Takistite suurused valitakse nii, et signaalita olukorras mõõtja klemmidel pinged oleksid võrdsed ning vastavalt sellele vool mõõtjas null. Signaali saabudes hakkab toimima ATR, mille tagajärjel anoodvool väheneb; samuti langeb pinge ka takistil R_1 ja selle tagajärjel silla tasakaal lakkab ning mõõtjat läbib vool. Takistid R_2 ja R_3 šundivad mõõtja, millest R_3 on reguleeritav ja võimaldab seega muuta mõõtja tundlikkust. Säärase S-mõõtja signaalitugevuse näit on ühtlane skaalaga.

36 — 9. MÜRAPIIRAJAD JA -TASANDAJAD.

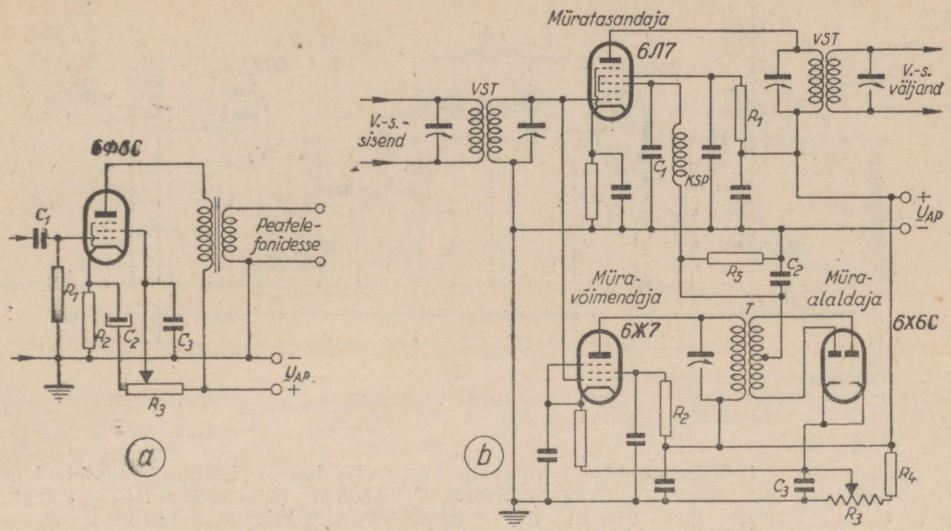
Nagu eespool käsiteldud, on raadiovastuvõtul raskemaks ülesandeks mürade vastu võitlemine. Raskemail juhtudel ei suuda isegi hoolikalt teostatud antenni üldisest müratasemest väljaviimine olulist parandust tuua. Neil juhtudel jääb ainsaks võimaluseks rakendada vastuvõtjas mürapiirajad, mis mõnikord võivad anda üllatavaid tulemusi.

Mürapiirajate toimimise põhimõte seisab selles, et vastuvõtjat läbivad pingeamplituudid piiratakse normaalse signaalipinge amplituudväärtusega või muudetakse vastuvõtja lühiajaliste mürapingete kesteks automaatselt «töövõimetuks». Amplituudide piiramise menetlust saab edukalt rakendada telegraafitöö vastuvõtul, kuid moduleeritud signaalide vastuvõtuks pole see kohane, kuna amplituudide piiramise tõttu saade võib muutuda arusaadamatuks. Teine menetlus on rakendatav nii telegraafi- kui ka telefonitöö vastuvõtul, sest et väga lühiajalist signaali kadumist koos mürapulssidega inimkõrv peaaegu ei taju.

Joonisel 36 — 9*a* toodud m.-s.-mürapiirajas on kasutatud m.-s.-võimenduspentoodi, millele antakse madal, umbes 35-voldine varivõrepinge, mistõttu väljand jääb praktiliselt konstantseks



Joon. 36 — 8. Signaalitugevuse indikaatori ja S-mõõtja lülitusi: *a* — signaalitugevuse ehk häälestuse indikaator; osad: R_1, $R_2 = 1$ MΩ, $C_1 = 0{,}1$ μF; *b* — S-mõõtja lülitus, mida kasutatakse ATR-iga kontrollitavate lampide anoodringis; šunttakisti *R* suurus oleneb mõõteriista voolutarbivusest; *c* — sillana ATR-iga kontrollitava lambi anoodringi lülitatud S-mõõtja lülitus; osad: $R_1 = 250$ Ω, $R_2 = 350$ Ω, $R_3 = 1000$ Ω.



Joon. 36 — 9. Mürapiirajate lülitusi: *a* — m.-s.-mürapiiraja; osad: $C_1 = 0{,}01$ µF, $C_2 = 8$ µF, $C_3 = 0{,}25$ µF; $R_1 = 0{,}5$ MΩ, $R_2 = 2000$ Ω, $R_3 = 0{,}05$ MΩ; *b* — v.-s.-müratasandaja; osad: $C_1 = 50$ pF, $C_2 = 50 \ldots 250$ pF, $C_3 = 0{,}1$ µF; R_1, $R_2 = 0{,}1$ MΩ, $R_3 = 5000$ Ω, $R_4 = 0{,}02$ MΩ, $R_5 = 01$, MΩ.

võrepingete muutumisel vahekorras 100 : 1. Säärane piiraja surub mürad maha ühisele tasemele signaalipingega ja ühtlasi tasakaalustab ka feedingust tingitud signaalitugevuse kõikumised. Ta on kõlblik kasutamiseks ainult telegraafisignaalide vastuvõtmisel.

Joonisel 36 — 9*b* on toodud v.-s.-müratasandaja lülitus, mis koosneb kolmest lambist: müratasandajast 6Л7, mis lülitatakse harilikult esimeseks vahesagedusvõimendajaks, müravõimendajast 6Ж7 ja müraaladajast 6X6C. Lülituse töötamise põhimõte seisab selles, et mürapulsid võimendatakse müravõimendajas 6Ж7, kust nad juhitakse müraaladajasse 6X6C ja sealt negatiivse pingena müratasandaja — v.-s.-võimendaja 6Л7 sulgvõrele, mille tagajärjel 6Л7 võimendus langeb nullile niikauaks, kuni pulsi kestus lõpeb. Müravõimendaja negatiivne eelpinge on reguleeritav potentsiomeetri R_3 abil ja on seatud selliselt, et alaldamine ei teki enne, kui mürapinge väärtus ületab normaalse signaalipinge amplituudi. Selline müratasandaja annab üllatavaid müra mahasurumise tulemusi, võimaldades tõsta signaali/müra suhet keskmiselt 1000 korda (30 dB), võrreldes sama vastuvõtja töötades ilma müratasandajata. Seadme korralikuks töötamiseks on tarvilik, et signaalipinged oleksid müratasandajasse jõudes küllaldase amplituudiga, mis tingib vastuvõtjale k.-s.-eelvõimendaja ettelülitamist. Samuti on tarvilik müravõimendaja ja -alaldaja hea varjestamine ning isoleerimine eriti müratasandaja suhtes, et vältida võimalikku ebastabiilsust.

37. peatükk.

VASTUVÕTJATE EHITUSKIRJELDUSI.

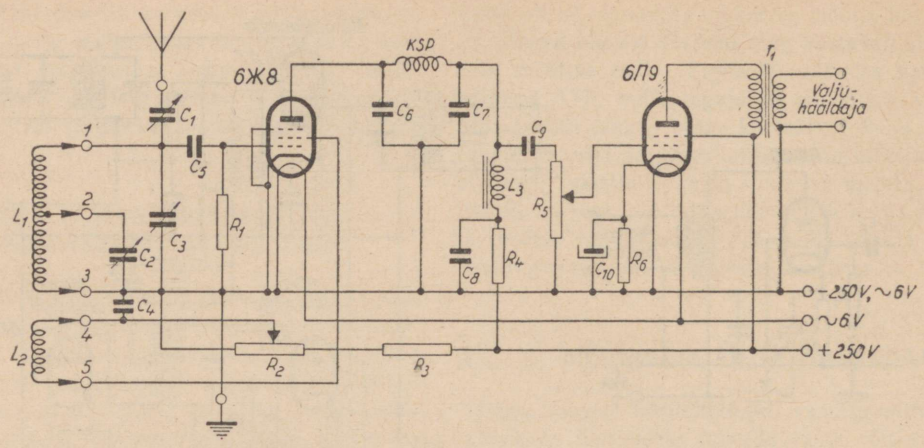
37 — 1. KAHELAMBILINE REGENERATIIV-VASTUVÕTJA.

Regeneratiiv-vastuvõtja on oma ehituselt ja töösse seadmiselt üks lihtsamaid, kuid vastuvõtu-omadustelt võib ta oskuslikes kätes anda küllaltki rahuldavaid tulemusi. Sellise vastuvõtja lülitus on toodud joonisel 37 — 1.

Vastuvõtja koosneb kahest astmest: regeneratiivdetektorist ja m.-s.-võimendajast. Regeneratiivdetektori võnkering häälestatakse kondensaatorite C_2 ja C_3 abil, millest C_3 kasutatakse üldiseks häälestamiseks ning sagedusribade seadmiseks, C_2 abil aga teostatakse kitsa sagedusriba häälestamist. Tagasiside saavutatakse induktiivselt pooli L_2 kaudu, kusjuures regenereerimist reguleeritakse varivõrepinge muutmisega potentsiomeetri R_2 abil.

Detektor on sidestatud m.-s.-võimendajaga paispoolsidestuse abil, potentsiomeetriga R_5 reguleeritakse m.-s.-võimendaja sisendpinget. M.-s.-võimendaja väljandvõimsus kantakse üle sobitustrafo T_1 kaudu valjuhääldajasse.

Vastuvõtjas kasutatakse vahetatavaid pooli-



Joon. 37 — 1. Kahelambilise regeneratiivvastuvõtja lülitus. Lülituselementide loetelu: $C_1 = 3 \ldots 30$ pF, C_2, C_6, $C_7 = 100$ pF, $C_3 = 365$ pF, $C_4 = 1000$ pF, $C_5 = 200$ pF, $C_8 = 1 \ldots 2$ µF, $C_9 = 0{,}05$ µF, $C_{10} = 10$ µF; $R_1 = 2$ MΩ, $R_2 = 25\,000$ Ω, $R_3 = 20\,000$ Ω, $R_4 = 10\,000$ Ω, $R_5 = 0{,}5$ MΩ, $R_6 = 180$ Ω; $KSP = 15$ mH; T_1 — väljandtrafo; L_1 ja L_2 andmed tekstis, $L_3 = 30$ H.

komplekte, mis on keritud vanade lampide soklitele või presspapist alustele. Kuue poolikomplektiga on võimalik katta sagedusastmik 0,15 ... 32 MHz.

Alljärgnevalt on toodud tabel poolide valmistamiseks, kusjuures on arvestatud, et poolialuse väline läbimõõt on 35 mm, mähiste L_1 ja L_2 vahekaugus 3 mm. On oluline, et mähised oleksid keritud ühesuunaliselt.

Poolikomplektide nr. 1, 2, 3 mähised keritakse mitmekihiliselt, mähise pikkus on umbes 6 ... 7 mm. Poolikomplekti nr. 6 mähised on 15 mm sisemise läbimõõduga vabalt seisvad poolid, mis ainult otstega on kinnitatud poolialuse külge.

Lampideks kasutatakse esimeses astmes varivõrepentoodi 6Ж8, teises — võimsuspentoodi 6П9. Lampide valik pole kriitiline, nii võib esimeses astmes kasutada iga tüüpi varivõrepentoodi, teises astmes vajaduse korral trioodi, näiteks 6С5, kui vastuvõtt valjuhääldajas pole oluline.

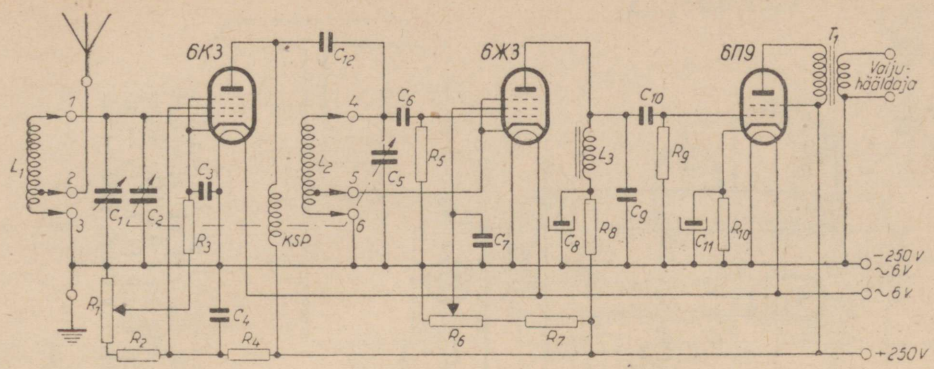
Vastuvõtja monteeritakse pannitaolisele alumiiniumist või rauast alusele, mõõdetega umbes 20 × 16 cm, millele on kinnitatud samuti metallist esiplaat pöördkondensaatorite ja tugevusregulaatori kinnitamiseks. Võrgutoite-seade on soovitav valmistada eraldi alusele, millega vähendatakse võrgutrafo puisteväljade mõju ostsilleerivale detektorastmele. On oluline, et toitealaldaja oleks väga hästi filtreeritud, millega välditakse tagasiside kriitilise asendi juures võrgumüra tekkimine väljandis.

Seda lülitust saab sama hästi kasutada ka vastuvõtuks ringhäälingu pikk- ja kesklaine astmikes. Selpuhul tuleb kondensaatori C_3 mahtuvust suurendada 465 ... 500 pF-ni ning kondensaator C_2 ära jätta. Poolide L_1 ja L_2 keerdude arvude ja välismõõdete vähendamiseks on otstarbekohane kasutada k.-s.-raudsüdamikke ning lainеastmike vahetamist teostada lainelüliti abil.

37 — 2. KOLMELAMBILINE REGENERATIIVVASTUVÕTJA.

Vastuvõtja koosneb kolmest astmest: kõrgsagedus-võimendusastmest, regeneratiivdetektorist ja madalsagedus-võimendusastmest (joon. 37 — 2). Sagedusastmik 3,1 ... 50 MHz kaetak-

Poolikompl. nr.	Sagedusastmik MHz	Pooli L_1 keerdude arv ja traadi läbimõõt	Pooli L_2 keerdude arv ja traadi läbimõõt	Pooli L_1 haruühend
1	0,15 ... 0,43	320 — traat 0,15 mm	70 — traat 0,15 mm	
2	0,55 ... 1,6	78 — „ 0,2 „	19 — „ 0,2 „	
3	1,2 ... 3,35	31 — „ 0,2 „	10,5 — „ 0,2 „	
4	2,7 ... 7,7	12,5 — „ 0,2 „	5,5 — „ 0,2 „	4,5
5	5,35 ... 14,6	7 — „ 0,5 „	5,5 — „ 0,2 „	3,5
6	12,8 ... 32	5 — „ 1,0 „	6 — „ 0,3 „	2,5



Joon. 37 — 2. Kolmelambilise 1-V-1 regeneratiiv-vastuvõtja lülitus. Lülituselemendid: $C_1 = 15$ pF, C_2, C_5, $C_{12} = 100$ pF, C_3, C_4, $C_7 = 0{,}01$ µF, $C_6 = 50$ pF, $C_8 = 8$ µF, $C_9 = 500$ pF, $C_{10} = 0{,}1$ µF, $C_{11} = 25$ µF; $R_1 = 0{,}01$ MΩ, $R_2 = 0{,}015$ MΩ, $R_3 = 250$ Ω, $R_4 = 0{,}02$ MΩ, $R_5 = 2$ MΩ, $R_6 = 0{,}05$ MΩ, R_7, $R_8 = 0{,}025$ MΩ, $R_9 = 0{,}25$ MΩ, $R_{10} = 400$ Ω; $KSP = 15$ mH; T_1 = väljandtrafo; L_1 ja L_2 — andmed tekstis; $L_3 = 200$ H, milleks võib tarbe korral kasutada lampidevahelist m.-s.-trafot, kui ta primaar- ja sekundaarmähised ühendada järjestikku kokku, või takistit, arvväärtusega 50 ... 100 kΩ.

se nelja vahetatava poolikomplektiga. Häälestuskondensaatorid C_2 ja C_5 on ühisel võllil, tekkiv lahkujooks korrigeeritakse abikondensaatoriga C_1. Kõrgsagedusvõimendajas on kasutatud muutliku tõusuga lampi, et oleks võimalik reguleerida võimendusastme tundlikkust muudetava eelpingega. Tegelikult toimub tundlikkuse reguleerimine käsitsi katoodringis asuva potentsiomeetri R_1 abil. K.-s.-võimendaja on sidestatud järgneva regeneratiivdetektoriga kõrgsagedus-paispooli (KSP) kaudu. Regeneratiivdetektoris reguleeritakse tagasiside varivõrepinge muutmisega potentsiomeetri R_6 abil. Et saavutada võimalikult suuri väljandpingeid võimendaja täielikuks väljatüürimiseks, on detektor sidestatud m.-s.-võimendajaga paispoolsidestuse meetodil.

Tarbe korral võib paispooli asendada takistiga, mille arvväärtus tuleb valida 50 ... 100 kΩ piirides.

Vastuvõtja väljand sidestatakse valjuhäälduajaga väljandtrafo T_1 kaudu. Vastuvõtjas m.-s. osas tugevuse reguleerimist ei kasutata, vaid see toimub k.-s.-võimendaja tundlikkuse ja tagasiside reguleerimisega.

Vastuvõtjas kasutatavad poolid on mähitud 40 mm keraamilistele või kõrgekvaliteedilisest isoleerainest alustele, mis on varustatud kolme jalgpistikuga. Poolide L_1 ja L_2 mähiste andmed on järgmised:

Tabelis toodud L_1 ja L_2 andmeid tu'eb vastuvõtja ehitamisel katsetada, sest kohalikest oludest tingituna võivad nad vähemal määral muutuda.

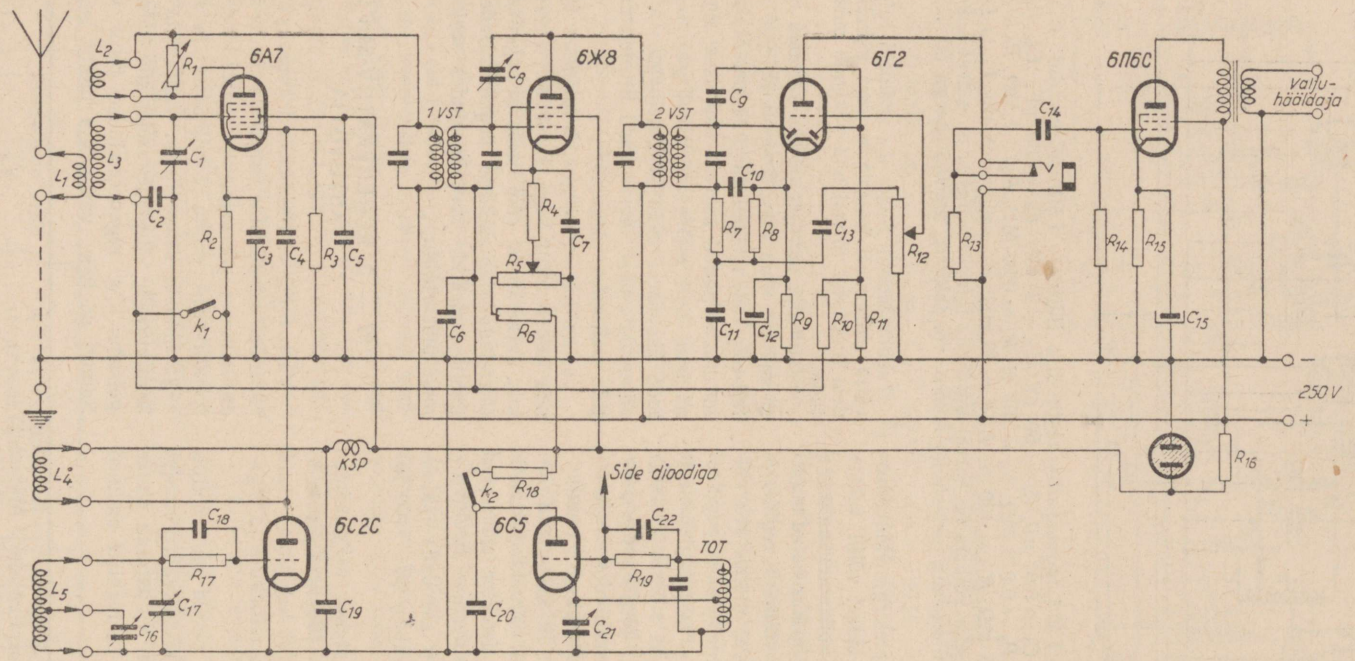
Vastuvõtja monteerimiseks vajaliku metallšassii mõõted ilma servadeta on 25 × 20 cm, metall-esiplaadi mõõted 25 × 22 cm. Monteerimisel on oluline poolid asetada üksteisest eemale, võimalikult risti asetsevate telgedega, ning varjestada üksteisest metall-vaheseinaga. Vastuvõtja anoodtoide peab olema hästi filtreeritud, et vältida väljandis võrgumüra.

Vastuvõtjat iseloomustab painduv tagasiside, mis töötab hästi kogu kaetavas sagedusastmikus. Tarbe korral võib kaetavat sagedusastmikku täiendada ringhäälingu sagedusribadega lisapoolikomplektide abil, kasutades seejuures astmike ümberlülitit.

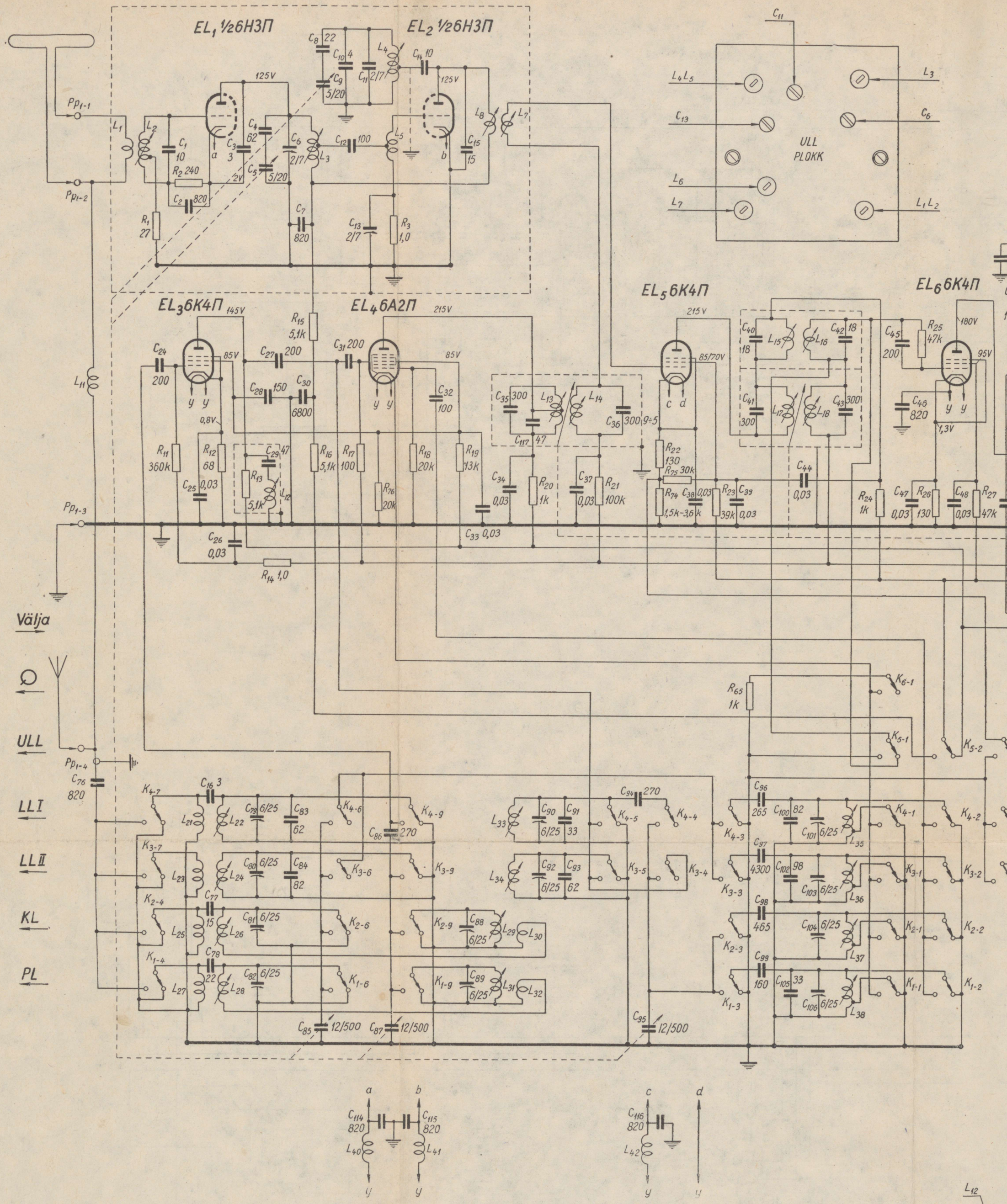
37 — 3. REGENERATIIV-SUPER-VASTUVÕTJA.

Vastuvõtja olulisemaks erinevuseks on regenereerimise kasutamine muundus- ja v.-s.-võimendusastmetes, mis oskuslikes kätes kindlustab hea selektiivsuse, suure tundlikkuse ja stabiilsuse väga lihtsate vahenditega. Vaatamata madalale kasutatavale vahesagedusele, 465 kHz, on peegelsuhe k.-s. regenereerimise tõttu väga hea. Samuti on hea vastuvõtja üldine selektiivsus,

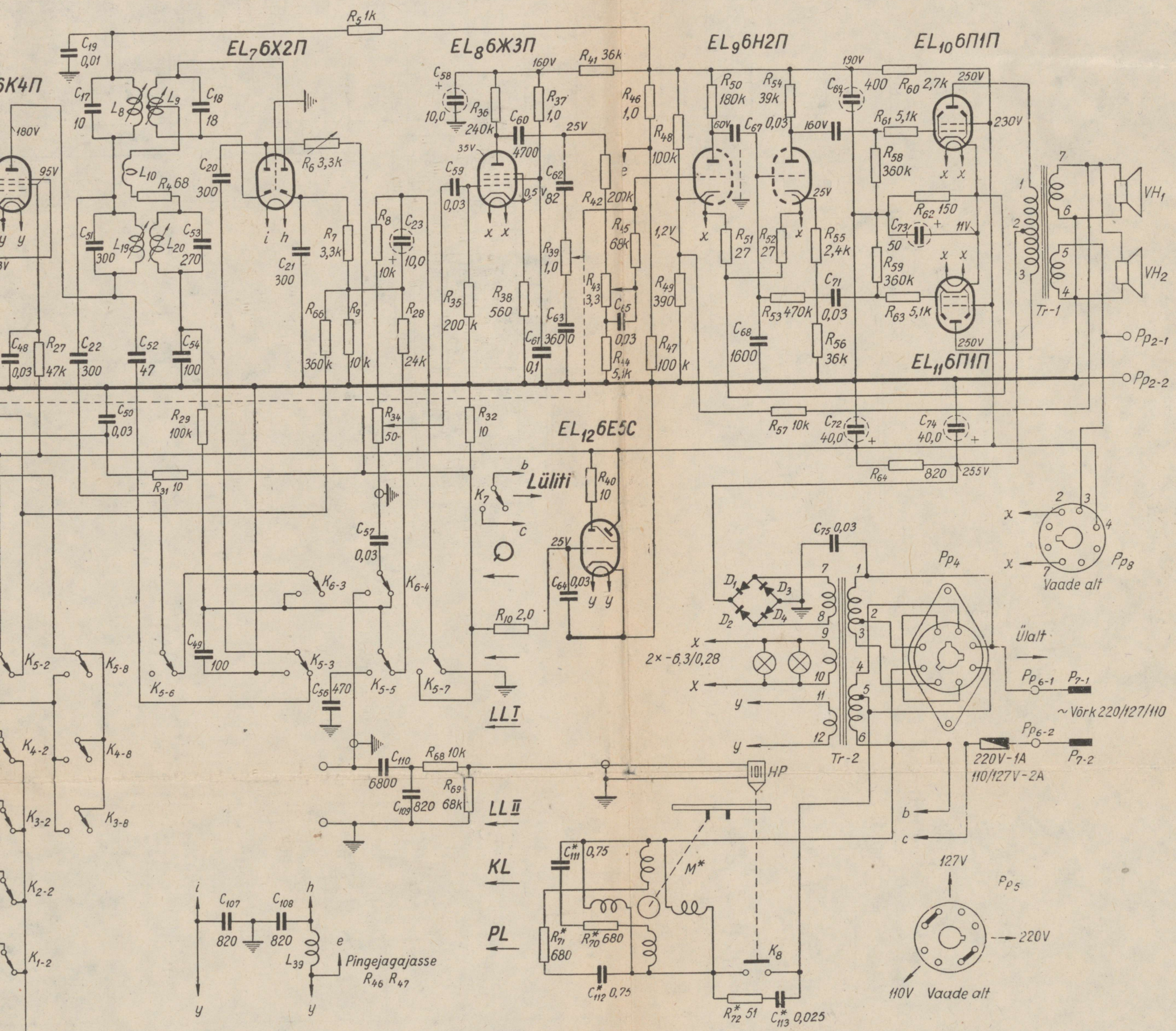
Poolikompl. nr.	Sagedusastmik MHz	Poolide keerdude arvud	Mähise pikkus mm	L_1 haruühend	L_2 haruühend	Traadi läbimõõt
1	3,1 ... 6,6	27	30	4	0,5	0,6 mm
2	6,3 ... 13,5	12,5	26	1,5	0,3	1,0 mm
3	13,0 ... 28,5	4,5	14	1	0,25	1,2 mm
4	23,0 ... 50,0	2	7	0,2	0,2	1,2 mm



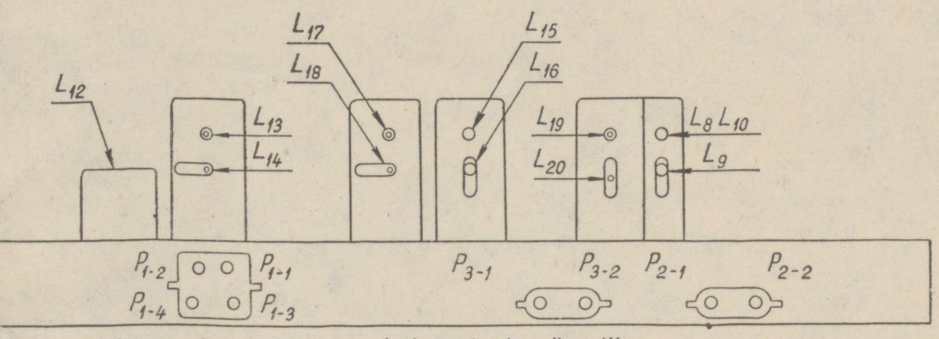
Joon. 37 — 3. Regeneratiiv-supervastuvõtja lülitus. Osad: C_1, C_4, $C_{17} = 50$ pF, C_2, $C_{19} = 5000$ pF, C_3, C_5, $C_7 = 0{,}1$ µF, C_6, C_{13}, C_{14}, $C_{20} = 0{,}01$ µF, $C_8 = 3 \ldots 30$ pF, C_9, C_{11}, C_{18}, $C_{22} = 100$ pF, $C_{10} = 250$ pF, C_{12}, $C_{15} = 25$ µF, $C_{16} = 35$ pF, $C_{21} = 25$ pF; $R_1 = 0{,}01$ MΩ, $R_2 = 200$ Ω, $R_3 = 0{,}02$ MΩ, $R_4 = 300$ Ω, $R_5 = 0{,}025$ MΩ, $R_6 = 0{,}075$ MΩ, R_7, R_{17}, R_{18}, $R_{19} = 0{,}05$ MΩ, $R_8 = 0{,}2$ MΩ, $R_9 = 2000$ Ω, $R_{10} = 1$ MΩ, R_{11}, $R_{12} = 2$ MΩ, $R_{13} = 0{,}1$ MΩ, $R_{14} = 0{,}5$ MΩ, $R_{15} = 250$ Ω, $R_{16} = 5000$ Ω (10 vatti); L_1, L_2, L_3 — sisendpoolide komplekt, L_4, L_5 — ostsillaatoripoolide komplekt, 1 *VST* ja 2 *VST* — v.-s.-trafod 465 kHz sagedusel; *TOT* — tuikeostsillaatori pool 460 kHz sagedusel; K_1, K_2 — lülitid.



Joon. 37 — 6. «Estonia-55» põhimõtteline lülitusskeem.

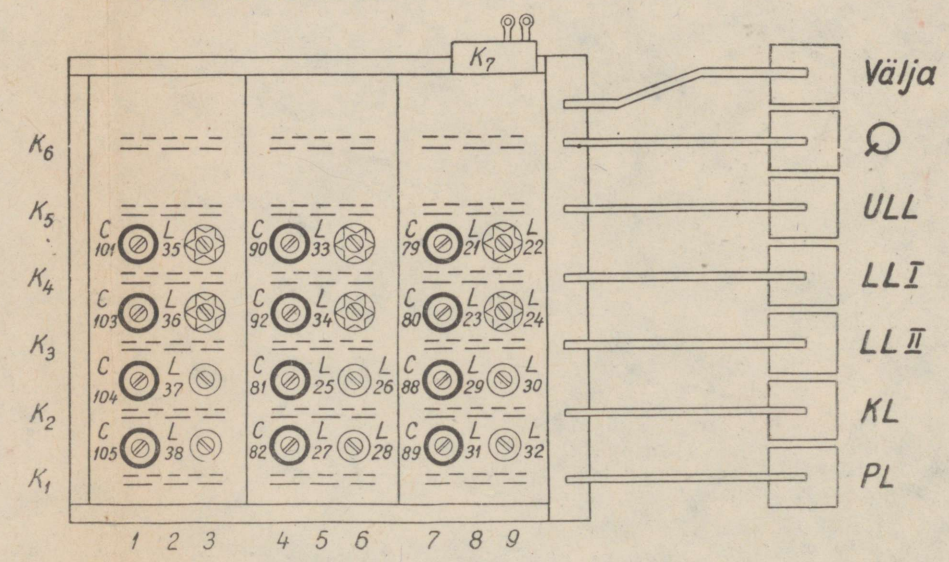


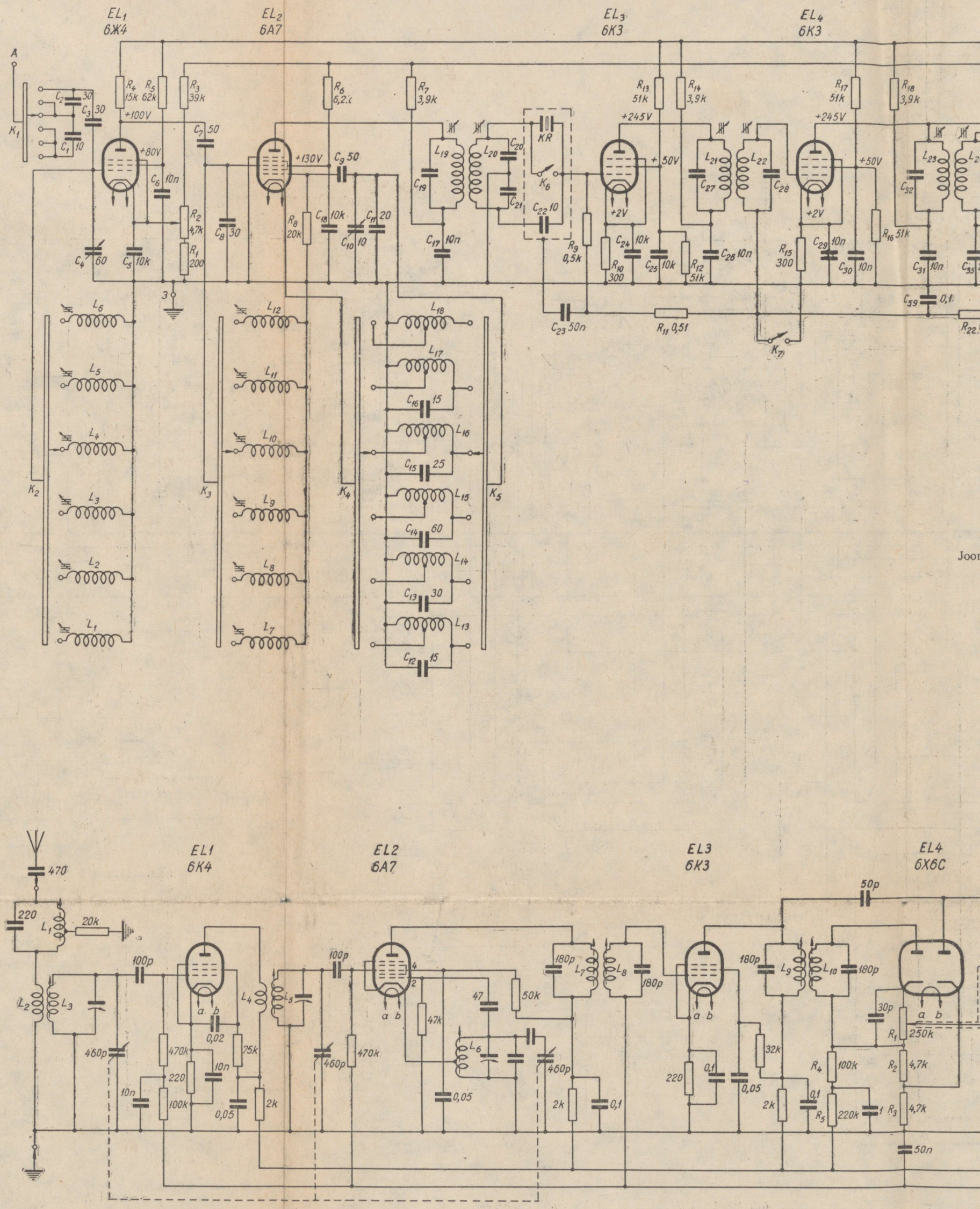
C_{109}, C_{110}; R_{68}; R_{69} ja R_{74} arvväärtused täpsustatakse reguleerimisel



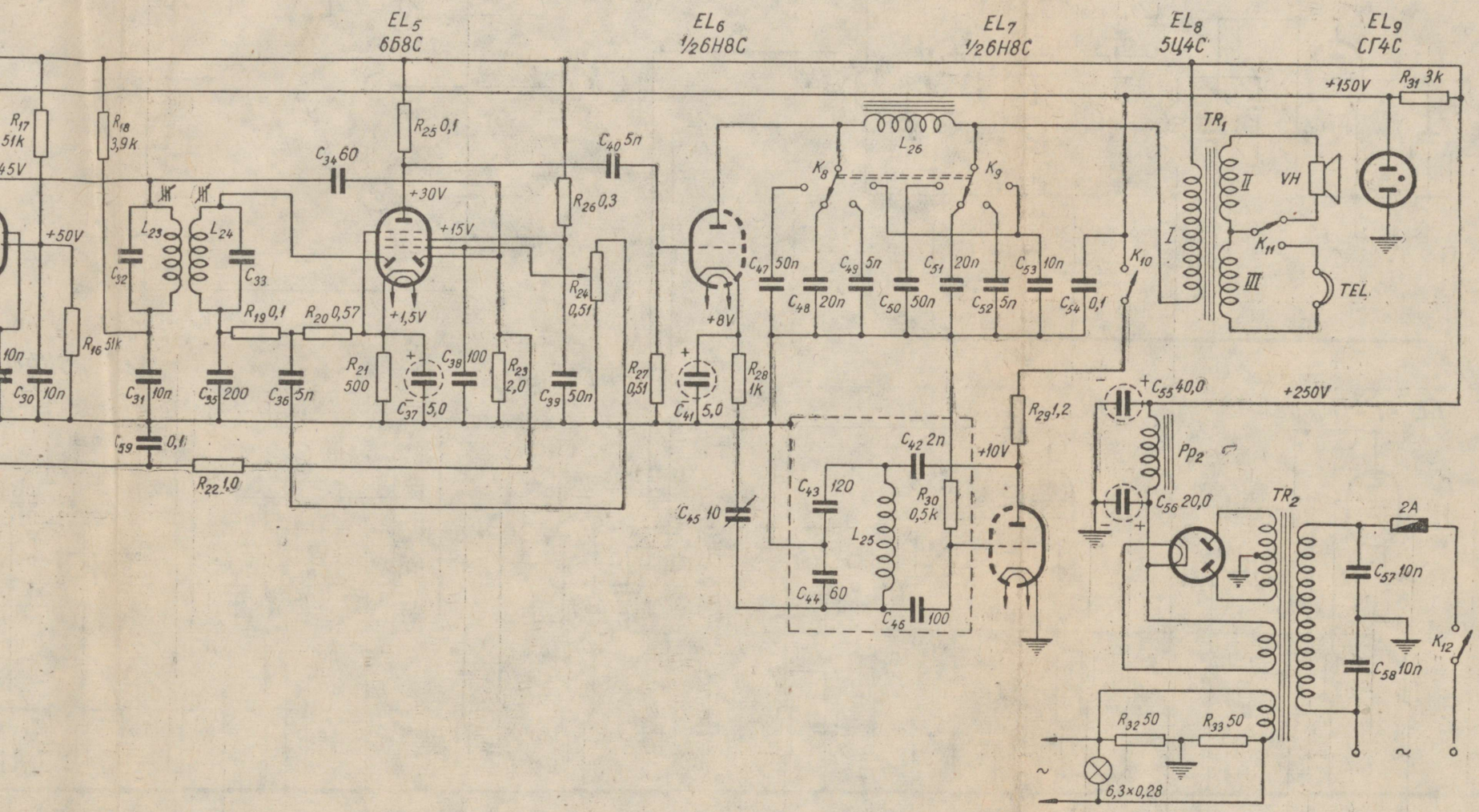
Vahesageduspoolide ja -trafode paigutus šassiil

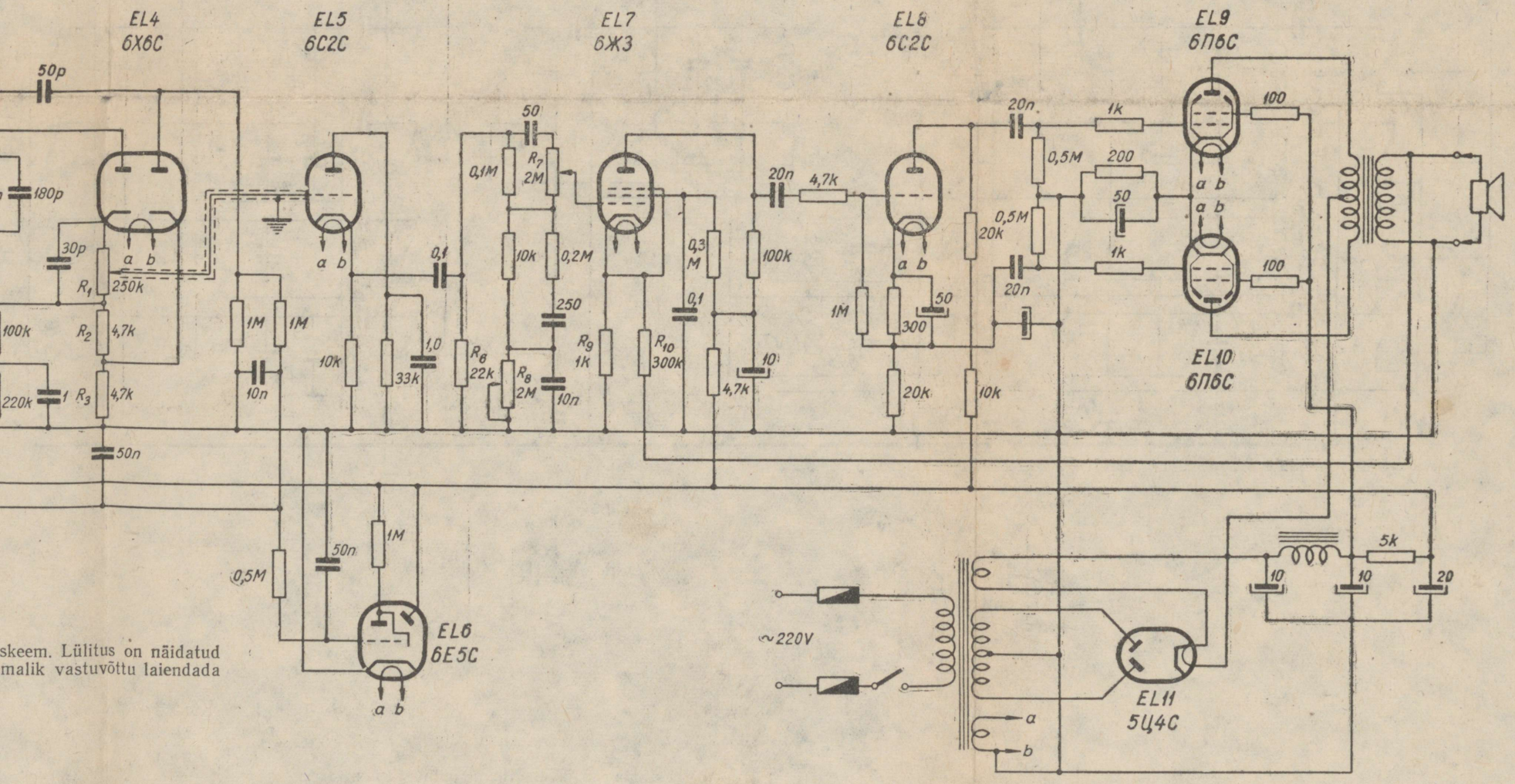
Vaade klahvlülitile alt





Joon. 37 — 5. Kõrgekvaliteetse ringhäälinguvastuvõtja lülitusskeem. Lülitus on näidatu ainult ühele laineastmikule, kuid vastava ümberlülitiga on võimalik vastuvõttu laiendad ka teistele laineastmikele.





Joon. 37 — 4. Amatöörsuperi lülitus.

skeem. Lülitus on näidatud
malik vastuvõttu laiendada

mis ulatub painduva v.-s. regenereerimise tõttu ainusignaalse vastuvõtuni. Regenereerimist reguleeritakse k.-s. osas reostaadi R_1 abil, v.-s. osas potentsiomeetri R_5 abil, kusjuures tagasiside kondensaator C_8 on seatud parajale regenereerimislävele. Stabiilsuse tagamiseks toidetakse mõlemaid ostsillaatoreid ja muundus- ning v.-s.-võimendaja lampide varivõresid stabiliseeritud pingega; pinge stabiliseerimiseks kasutatakse 105...140-voldist stabilisaatorlampi.

Vastuvõtja ehitamisel on kehtivad üldised põhinõuded. Eriti vastutavaks osaks on poolikomplektide valmistamine, mis vajab väga head sobitamist ja reguleerimist, et oleks võimalik tagasisidet rakendada maksimaalselt. 38 mm alusele mähitud vahetatavate poolide andmed on antud tabelis.

Kõik poolide mähised on keritud vajalike pistikutega varustatud keraamilistele või bakeliidist poolialustele ühesuunaliselt, mähise materjaliks on emailtraat. K.-s.-poolid koosnevad kolmest mähisest L_1, L_2, L_3, millest L_1 ja L_3 on mähitud kõrvuti, kuna L_2 asub poolialuse sees, on mähitud keerd keeru kõrvale, läbimõõduga 20 mm, ja kaetud bakeliitlakiga. Poolikomplektis nr. 5 asetseb L_2 pooli L_3 keerdude vahel. Samuti on kõrvuti ostsillaatoripoolide mähised L_4 ja L_5. Vahekaugus L_1 ja L_3 ning L_4 ja L_5 vahel on 8 mm. Mähised L_3 ja L_5 on keritud selliselt, et nende üldine pikkus võrduks 25 mm, välja arvatud mähised L_3 — 1, L_5 — 1 ja L_3 — 2, mis on mähitud keerd keeru kõrvale. Mähised L_1 ja L_4 on kõigis poolides mähitud keerd keeru kõrvale.

Toodud andmed on vaid põhimõttelised; arvestades seda, et poolialuste mõõted võivad kohapeal õige tunduvalt muutuda, tuleb neil juhtudel mähiste suurused täpsustada katseliselt.

Vastuvõtja tarbivus on: kütteks 6,3 V, 2,2 A, anoodtoiteks 250 V, 80 mA. Tarbe korral võib ära jätta lõppvõimendaja 6П6С, sooritades vastuvõttu peatelefonides. Sel puhul väheneb voolukulu: kütteks 6,3 V, 1,5 A, anoodtoiteks 250 V, 40 mA. Vastuvõtja toitmiseks kõlbab harilik vastuvõtja toiteseade. Juhul, kui tagasiside rakendamisel vastuvõtja väljandisse kandub võrgumüra, tuleb alaldaja filtrit täiendavalt suurendada kas ainult lisafilterkondensaatori või *LC*-filtri juurdelülitamisega.

37 — 4. AMATÖÖRSUPER.

Kirjeldatav vastuvõtja (lülitusskeem joonisel 37 — 4) on ette nähtud töötamiseks 160-, 80-, 40-, 20-, 14- ja 10- meetrisel amatöör-laineribal. Lülituslikult koosneb vastuvõtja ühest k.-s.-võimendusastmest (EL1), sagedusmuundajast (EL2), kahest v.-s.-võimendusastmest (EL3, EL4), detektorist (EL5), kahest m.-s.-võimendusastmest (EL5 pentood ja EL6), m.-s.-tuikeostsillaatorist (EL7) ja alaldajast (EL8) koos pingestabilisaatoriga (EL9).

Selektiivsuse tõstmiseks kasutatakse lisaks võnkeringidele veel kahte filtrit: kristallfiltrit v.-s.-võimendajas ja madalläbivusfiltrit m.-s.-võimendajas.

Et vähendada nõrkade signaalipingete puhul vastuvõtja endamüra, kasutatakse k.-s.-võimendajas suure tõusuga varivõrepentoodi. Tundlikkuse reguleerimine toimub k.-s.-võimendajas käsitsi võimenduslambi eelpinge muutmise teel reguleeritava pingejagaja R_1, R_2, R_3 abil.

Sisendring häälestatakse ümberlülitatavate poolide $L_1 \ldots L_6$ ja pöördkondensaatori C_4 abil ning sidestatakse antenniga ümberlülitatavate kondensaatorite komplekti C_1, C_2, C_3 kaudu. Kui poolide $L_1 \ldots L_6$ induktiivsused reguleerida vastuvõtja töökorda seadmisel selliselt, et pöördkondensaatori C_4 mahtuvuse keskväärtuse juures häälestuksid võnkeringid amatöörribade keskele, siis pole tarvis k.-s.-võnkeringi häälestust tegeliku töö ajal muuta teisiti, kui ainult antenni vahetamise korral.

Samuti häälestatakse vastuvõtja töökorda seadmisel amatöörribade kesksagedusele k.-s.-võimendaja anoodring poolid $L_7 \ldots L_{12}$ induktiivsuste reguleerimisega kõrgsagedusrauast südamike abil.

Muundusastmes kasutatakse heptoodi 6A7, mida toidetakse genereeritava sageduse stabiliseerimise otstarbel huumstabilisaatorseadmest lambiga СГ-4С. Ostsillaatorvõnkering, milles sagedusribade vahetamine toimub poolide $L_{13} \ldots L_{18}$ ümberlülitamise teel, häälestatakse pöördkondensaatoriga C_{10}, mis on seega ainsaks vastuvõtul kasutatavaks häälestuselemendiks.

Muunduslambi anoodringi on lülitatud 500 kHz resonantssagedusega kvartskristall. Samale sa-

Jrk. nr.	Sagedusribad	Poolide keerdude arvud ja traadi läbimõõdud mm					Haruühend poolist L_5
		L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	
1	1,75 MHz	15—0,5	15 —0,6	70—0,5	15 —0,5	42 —0,6	Ei ole
2	3,5 MHz	9—0,6	12 —0,6	35—0,6	10 —0,6	25 —0,6	18
3	7,0 MHz	5—0,6	9 —0,6	18—1,0	6 —0,6	14 —1,0	6
4	14,0 MHz	5—0,6	7 —0,6	10—1,0	4 —0,6	7 —1,0	2,4
5	28,0 MHz	4—0,6	1,5—0,6	4—1,0	2,4—0,6	3,6—1,0	1,4

gedusele on häälestatud ka v.-s.-võnkeringid. Kondensaatoriga C_{22} tasakaalustatakse kristalli efektiivne mahtuvus. Kristallfiltrit kasutatakse ainult telegraafisignaalide vastuvõtul, telefonisignaalide vastuvõtu ajaks lühistatakse kristall lülitiga K_6.

Vahesagedusvõimendaja, detektor ja madalsagedusvõimendaja lülitused on tavalised, välja arvatud teise m.-s.-võimendusastme anoodring, millesse on lülitatud madalläbivusfilter.

Tuikeostsillaatori (½ 6H8C) häälestamine toimub kondensaatoriga C_{45} sagedusribas 498... ...502 kHz ning ta lülitamist teostatakse lülitiga K_{10}.

Vastuvõtjas kasutatakse tööstuslikult toodetud osi, välja arvatud poolid ja väljandtrafo. Alljärgnevas tabelis on toodud andmed häälestuspoolide valmistamise kohta. Kõik poolid, kaasa arvamata L_6, L_{12} ja L_{18}, on ühekihilised silinderpoolid; poolid L_6, L_{12} ja L_{18} on mähitud «metsikult». Poolides kasutatakse 9 mm läbimõõduga kõrgsagedusrauast südamikke.

Tuikeostsillaatori pool L_{26} koosneb ø 0,15 traadist ПЭЛ mähitud 175 keerust, mis on paigutatud suletud magnetringiga kõrgsagedusrauast pottpessa.

Vahesagedustrafodeks kõlbavad iga konstruktsiooniga valmistooted, mis on ette nähtud töötamiseks sagedustel 460...470 kHz. Esimese v.-s.-trafo sekundaarvõnkeringi kondensaator tuleb asendada kahe järjestikuse, kuid kaks korda suurema mahtuvusega kondensaatoriga C_{20}, C_{21}.

Madalläbivusfiltri paispoolis L_{26} on kasutatud Ш-12×12 südamikku, millele on mähitud ПЭ-0,1 traadist 5000 keerdu. Väljandtrafoks kasutatakse samu plekilõike, kuid südamiku paksus on siin 15 mm. Trafo primaarmähis I koosneb 3000 keerust ja sekundaarmähis III — 1200 keerust ПЭЛ-0,1 traadist; sekundaarmähis III mähistakse 60 keeruga ПЭ-0,55 traadist.

Vastuvõtja monteeritakse šassiile, mille mõõted on 300×205×60 mm ja mis on kinnitatud 300×170 mm esiplaadi külge.

Vastuvõtja töökorda seadmine toimub tavalise korra kohaselt signaaligeneraatori ja voltmeetri abil.

37 — 5. KÕRGEKVALITEETNE RINGHÄÄLINGUVASTUVÕTJA.

Joonisel 37 — 5 toodud kõrgekvaliteetse ringhäälinguvastuvõtja lülitus koosneb k.-s.-võimendusastmest (EL1) k.-s.-pentoodiga 6К4, sagedusmuundusastmest (EL2) heptoodiga 6А7, vahesagedusvõimendusastmest (EL3) k.-s.-pentoodiga 6К3, kaksikdioodist (EL4), millest esimene diood toimib diooddetektorina, teine reguleeritavate lampide АТР pinge allikana, katoodjärgijast (EL5) trioodiga 6С2С, 1-st m.-s.-võimendusastmest (EL7) k.-s.-pentoodiga 6Ж3, faasipöörajast (EL8) trioodiga 6С2С ja AB_1-klassi võimsusvõimendajast jugatetroodidega 6П6С. Alaldajas kasutatakse suunajana (EL11) kenotrooni 5Ц4С, häälestusindikaatorina toimib 6Е5С.

Kuna kaasaegsetes vastuvõtjates on põhimiseks ebalineaarmoonutuste allikaks detektor, siis käsitletavas lülituses on juhitud eri tähelepanu sedalaadi moonutuste viimisele võimaliku miinimumini. Selleks on diooddetektori koormustakisti R_1 (mis on ühtlasi ka käsitsetavaks tundlikkuse regulaatoriks) valitud küllaldaselt suurena (250 kΩ) ning on sidestatud järgneva katoodjärgija astmega vahetult. Sel viisil tagatakse, et koormuse vahelduv- ja alalisvoolu takistuse suhe on praktiliselt võrdne ühega. Samal põhjusel on ka viivitusega АТР-pinge tekitamine eraldatud detekteerimisprotsessist.

Tämbri reguleerimiseks kasutatakse RC-filtreid, kusjuures madalaid toone reguleeritakse potentsiomeetriga R_7, kõrgeid — reostaadiga R_8. Kuigi kõrgekvaliteedilise ülekande puhul tämbriregulaatori vajadus kujuneb vaieldavaks, on ta käsiteldavasse vastuvõtjasse lisatud peamiselt selleks, et reguleerida teadustaja kõne ülekandes sageduskarakteristikut, kuna normaalse praktika kohaselt moduleeritakse ringhäälingu jaamades teadustaja saade sama sügavusega, kui orkestri ülekannegi. Seetõttu kostab teadustaja saade vastuvõtjas ebatavaliselt valjusti (ca 15 dB võrra valjumalt normaalsest) ja madalatämbriliselt.

Vastuvõtja arendab 10-vatist väljandvõimsust, mis võimaldab orkestri ettekandes esinevat heli-

	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7	L_8	L_9	L_{10}	L_{11}	L_{12}	L_{13}	L_{14}	L_{15}	L_{16}	L_{17}	L_{18}
Laineriba m	10	14	20	40	80	160	10	14	20	40	80	160	10	14	20	40	80	160
Keerdude arv	5	7	10	28	58	90	5	7	10	30	60	90	5	6	10	19	43	80
Mähise läbimõõt mm	14	14	14	14	14	12	14	14	14	14	14	12	14	14	14	14	14	12
Mähise pikkus mm	3,5	5,0	7,5	20	20	10	3,5	5,0	7,5	21	21	10	3,5	4,5	6,0	15	16	10
Haruühend... keerult	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2	2	4	5	9	25
Traat ПЭ	0,65	0,65	0,65	0,65	0,33	0,15	0,65	0,65	0,65	0,65	0,33	0,15	0,65	0,65	0,65	0,33	0,33	0,15

dünaamikat enam-vähem rahuldavalt üle kanda. Madalsagedusvõimendajas arenevate igat liiki moonutuste vähendamiseks kasutatakse kõiki kolme astet haaravat sagedusest sõltumatut ...nge-vastusidet. Vastuside väärtus oleneb väl...ainistrafo sekundaarmähise pingest, s. t. valju...hääldaja võnkepooli impedantsist, ning teda saab igal üksikul juhul lõplikult kindlaks mää...rata takistuse R_{10} reguleerimisega.

Muus osas on lülitus täiesti tavaline ning te...nas kasutatakse standardosi, nagu k.-s.- ja ...-s.-poolide komplekte, astmetevahelisi sidestus...elemente jms.

37 — 6. I KLASSI RINGHÄÄLINGU-VASTUVÕTJA «ESTONIA-55».

I klassi ringhäälingu-vastuvõtja «ESTONIA-55» kujutab endast 12-lambilist vahelduvvoolu-võrgust toituvat supervastuvõtjat, mille sagedusastmikud on järgmised: 1) pikklaineastmik — 150 ... 415 kHz, 2) kesklaineastmik — 520 ... ... 1600 kHz, 3) II lühilaineastmik — 3,95 ... ... 8,2 MHz, 4) I lühilaineastmik — 7,8 ... ... 12,1 MHz ja 5) sagedusmoduleeritud UKS leviastmik — 66 ... 73 MHz.

Vastuvõtja kasti on sisse ehitatud heliplaa...tide ülekande seade koos asünkronmootoriga, mis võimaldab siduri abil plaaditaldriku kiirust soovikohaselt muuta vastavalt standardsetele kiirustele, 78 ja 33⅓ p m.

Vastuvõtja ümberlülitamine ühelt sagedusast...ikult teisele ja heliplaadi ülekandele ning toite väljalülitamine toimub 7-astmelise sõrmistega (klahvidega) varustatud ümberlülitite süsteemi abil.

Vastuvõtja tundlikkus kõigis sagedusastmikes, kaasa arvatud UKS astmik, on vähemalt 50 μV. Selektiivsus naaberkanali suhtes on pikk-, kesk- ja lühilaine astmikes vähemalt 43 dB ja UKS astmikus vähemalt 20 dB. Selektiivsus peegelkanali suhtes on vähemalt: pikklaineil — 60 dB, kesklaineil — 50 dB, lühilaineil ja UKS — 26 dB. Vastuvõtja sagedusriba laius, arvatuna 14 dB lineaarmoonutuse juures helirõhu järgi, pikk-, kesk- ja lühilaine astmikes, on mitte kitsam kui 50 ... 6500 Hz, ja UKS astmikus, mitte kitsam kui 50 ... 10 000 Hz.

Vastuvõtjas kasutatakse sõrmlampe, välja arvatud häälestusindikaator 6E5C. Anoodpinge saadakse sildlülituses toimiva seleensuunajaga.

Lülituslikult koosneb vastuvõtja ühest k.-s.-võimendusastmest, sagedusmuundusastmest, kahest v.-s.-võimendusastmest, detektorist, kahest m.-s.-pinge-võimendusastmest, faasipöörajast ja A-klassi vastastaktlülituses võimsusvõimendusastmest. Arvestades seda, et UKS-tehnika tunduvalt erineb tavalisest k.-s.-tehnikast ning seda, et erinevalt pikk-, kesk- ja lühilaineist, kasutatakse UKS leviks sagedusmodulatsiooni, on vastuvõtja k.-s.-kanal koos selle juurde kuuluva detektoriga dubleeritud ja ainult m.-s.-võimendaja on mõlemale kanalile ühine.

Kõrgsagedusliku kanali k.-s.-võimendusastmes kasutatakse eksponentpentoodi 6K4П, mille lülitus on mõnevõrra ebatavaline. Pikk- ja kesklaine astmikes kasutatakse sisendringidena antenniga L ja C kaudu sidestatud ja pöördkondensaatoritega C_{80}, C_{81} häälestatavat ribafiltrit, kusjuures sidestus mõlema ribafiltri võnkeringi vahel on induktiivne. K.-s.-võimendusaste sidestatakse sama laineastmikes sagedusmuundaja sisendiga aperioodiliselt, takistussidestuse kaudu. Rööbiti anoodkoormustakistiga R_{15} = 12kΩ on lülitatud madalale vahesagedusele f_{t1} = 465 kHz häälestatud järjestikvõnkering $L_{12}C_{29}$.

Lühilaine astmikele üle minnes muutub k.-s.-võimendusastme lülitus: antenni sisendringi moodustab harilik antenniga induktiivselt sidestatud häälestatav võnkering ja k.-s.-lambi anoodring muutub häälestatavaks võnkeringiks. Sellise lülitusviisiga saavutatakse üheltpoolt ligikaudu ühtlane k.-s.-võimendus ja teisalt ühesugune läbilaskeriba laius kõigis neljas kõrgsagedusastmikus.

Kõrgsagedusliku kanali sagedusmuundajana toimib muundusheptood 6A2П, mille ostsillaatorvõnkeringid on koostatud kõigis neljas sagedusastmikus ühesuguselt maandatud anoodiga induktiivse sidestusega kolmpunkt-lülituses, kusjuures maandatud anoodiks on tegelikult heptoodi varivõre.

Sagedusmuundusastmele järgneb kaheastmeline vahesagedusvõimendaja, milles kasutatakse eksponent-pentoode 6K4П. Vahesagedusvõimendaja lülitus erineb üldtuntud lülitusest kahes osas: 1) mõlemat võimenduslampi kasutatakse nii madala (f_{t1} = 465 kHz) kui ka kõrge (f_{t2} = 8,4 MHz) vahesageduse võimendajaks; madalat vahesagedust rakendatakse kõrgsagedusliku kanali muundamisel, kõrget vahesagedust aga ultrakõrgsagedusliku kanali muundamisel; mõlemate vahesageduste ribafiltrite võnkeringid on lülitatud järjestikku ja kuna nende töösagedused on tunduvalt erinevad, siis nad teineteise tööd ei häiri ning seetõttu ümberlülitamist ei vaja; 2) madala vahesageduse ribafiltrite võnkeringide vaheline induktiivne side on mehaaniliselt muudetav, kusjuures side muutmine toimub koos kõrge helisagedusala tämbri reguleerimisega regulaatori R_{39} ühise pööratava nupu abil; seesugune kõrge helisageduse tämbri reguleerimine koos vahesageduse ribalaiuse muutmisega annab suurima efekti.

Madalal vahesagedusel võimendatud signaalid rakendatakse kaksikdioodi 6X2П, millest skeemi järgi vasakpoolne diood toimib ampli-

tuudmoduleeritud signaalide detektorina, parempoolne diood aga lihtsa ATR pinge suunajana. ATR pingega eelpingestatakse nii k.-s.- ja v.-s.-võimenduslampe kui ka sagedusmuunduslampi.

UKS kanali sisendringi moodustab sagedusriba keskele häälestatud võnkering, mis on induktiivselt sidestatud dipooliga. K.-s.-võimenduslambiks kasutatakse kaksiktrioodi 6Н3П vasakpoolset trioodi, mis on sisendvõnkeringiga sidestatud autotransformaatoriliselt selleks, et vähendada lambi sisendtakistuse kaudu võnkeringi kanduvat sumbuvust. K.-s.-võimendusastme anoodring häälestatakse 20 pF pöördkondensaatoriga C_6 ning ta on sidestatud kaksiktrioodi parempoolse trioodiga, mis toimib ostsillaatorina ja segustajana. Ostsillaatori võnkering häälestatakse samuti 20 pF pöördkondensaatoriga C_{10}. Kõik viis häälestuskondensaatorit on monteeritud ühisele võllile. Ostsillaatori tagasimõjutuse vältimiseks kasutatakse tasakaalustatud sildlülitust.

Sagedusmuundajast väljudes läbib kõrge vahesageduslik signaal eelmainitud 2-astmelise võimendaja, kust kandub suhtedetektori tüüpi sagedusdetektorisse, milleks kasutatakse teist kaksikdioodi 6Х2П. Sagedusdetektorist juhitakse detekteeritud m.-s.-signaal, samuti kui amplituuddetektoristki, m.-s.-võimendajasse. UKS-vastuvõtul v.-s.-võimenduslampe automaatselt ei eelpingestata. Küll aga antakse see ATR häälestusindikaatorile 6Е5С, nagu k.-s.-kanaliski, vahetult detektorist.

Madalsagedusvõimendaja koosneb esimesest pingevõimendusastmest k.-s.-pentoodiga 6Ж3П, mille võimenduse arvel toimub suureulatuslik tämbri reguleerimine (± 10 dB) eraldi madalatel (R_{41}) ja kõrgetel (R_{39}) sagedustel. Esimesele pingevõimendusastmele järgneb 2. pingevõimendusaste, milleks kasutatakse 6Н2П vasakpoolset (skeemi järgi) trioodi. Selle väljandpinge rakendatakse jaotatud koormusega lülituses toimiva faasipööraja sisendisse; milles kasutatakse parempoolset trioodi. Võimsusastmes toimivad A-klassi vastastaktlülituses jugatetroodid 6П1П. Võimsusvõimendaja toidab kahte rööbiti lülitatud alnico sulamist püsivmagnetiga valjuhääldajat (tüüp 6ГД-Р1).

Moonutuste vähendamiseks rakendatakse sagedusest sõltumatut vastusidet kolmes kohas: 1) vooluvastusidet 1. m.-s.-võimendusastme katoodringis takisti R_{38} kaudu; 2) vooluvastusidet faasipöördeastmes; 3) pingevastusidet, mis rakendatakse väljandtrafo sekundaarmähiselt takisti R_{62} kaudu eelmise võimendusastme katoodtakistile R_{49}.

Kokku võttes tuleb mainida, et kirjeldatud vastuvõtja, asudes kõigi oma elektriliste ja elektrilis-akustiliste omaduste poolest täielikult kaasaegse tehnika arengu tasemel, vastab ühtlasi ka temale esitatavatele tehnilistele nõuetele.

37 — 7. ULTRAKÕRGSAGEDUS-VASTUVÕTJA LÜLITUSSKEEMI VALIK.

Ultralühilainete vastuvõtjate nimetuse all tuleb mõista sagedusmoduleeritud (FM) raadiolevi-vastuvõtjaid. Sellised vastuvõtjad erinevad amplituudmoduleeritud (AM) raadiolevi-vastuvõtjatest mitte ainult detektori tüübi, vaid ka ülekantava sagedusriba laiuse poolest. Standardse lairiba FM raadiolevi puhul kasutatakse ± 75 kHz sagedusdeviatsiooni, mis moodustab üldise ribalaiuse 150 kHz. Võimalikuks sagedustriivimiseks tuleb sellele lisada 50 kHz ning naaberkanalist vabanemiseks veel 50 kHz. Seega saadakse üldine FM raadiolevi kanali laius 200 ... 250 kHz, mis tuleb ebalineaarmoonutuste vältimiseks detekteerimisel ahendamatult üle kanda.

Meil on ÜKS FM raadioleviks ette nähtud järgmised sageduseastmikud:

1) ÜKS ringhäälingule 66 ... 76 MHz,
2) televisiooni helisaate I kanalile 56,25 MHz,
3) televisiooni helisaate II „ 65,75 „ ,
4) televisiooni helisaate III „ 83,75 „ ,
5) televisiooni helisaate IV „ 91,75 „ ,
6) televisiooni helisaate V „ 99,75 „ .

Seega vastuvõtja peab olema ümberastendatav vastavatele sagedustele.

Arvestades seda, et FM vastuvõtjates võib signaalipinge-mürapinge suhe väheneda 2:1, mis AM puhul vastaks suhtele 100:1, on võimalik tunduvalt tõsta FM vastuvõtja tundlikkust. Paremates vastuvõtjates ulatub tundlikkus vähemalt 10 μV. Arvestades seda, et võrdse väljandvõimsuse saavutamiseks tuleb anda piirajadiskriminaator-tüüpi sagedusdetektorisse ca 10 V ja suhtedetektorisse ca 0,2 V, peab 10 μV tundlikkusega vastuvõtja k.-s.-osa arendama võimendust:

piiraja-diskriminaatori puhul $\frac{10}{10 \cdot 10^{-6}} = 10^6$

ja suhtedetektori puhul $\frac{0{,}2}{10 \cdot 10^{-6}} = 2 \cdot 10^4$.

Kuna sellist suurt võimendust võib arendada ainult superheterodüün-tüüpi vastuvõtja, siis otsevastuvõtjat ei kasutata FM signaalide vastuvõtuks peaaegu kunagi. Mõnel puhul saadakse täiesti rahuldavaid tulemusi ka superregeneratiivlülitusega, mida iseloomustab väike lampide arv ja konstruktsiooni lihtsus.

Kui arvestada, et kriitiliselt või mõnevõrra ülekriitiliselt sidestatud sisendring arendab või-

mendust $V_S = 3{,}5$ ja et hästi koostatud üheastmeliselt k.-s.-võimendajalt saadakse võimendust $V_{KSV} = 20$ ning et sagedusmuundaja võimendus samades tingimustes $V_{SM} = 7$, siis peab vahesagedusvõimendaja andma võimendust diskriminaatoritüüpi detektori puhul

$$V_{VSV} = \frac{V_{ü}}{V_S V_{KSV} V_{SM}} = \frac{10^6}{3{,}5 \cdot 20 \cdot 7} = 2040$$

ja suhtedetektori puhul

$$V_{VSV} = \frac{2 \cdot 10^4}{3{,}5 \cdot 20 \cdot 7} = 41.$$

Kuna v.-s.-võimendusastmelt on võimalik saada kuni 40-kordset pingevõimendust, siis diskriminaatori-tüüpi lülituse puhul osutuks kaks astet ebapiisavaks, sest et vajatavat võimendust

$$V = \sqrt{2040} = 45$$

ei suuda aste sel puhul anda. Kui aga siiski piirduda 2 astmega, tuleks vastuvõtja tundlikkusele esitatud nõuet mõnevõrra vähendada.

Kolme astme puhul kujuneb astmevõimendus väikeseks:

$$V = \sqrt[3]{2050} = 14{,}5,$$

mis oleks täiesti vastuvõetav, kuna siis saaks kõik võimendusastmed, kaasa arvatud k.-s.-võimendaja, panna tööle vähemkriitilistes ja stabiilsetes töötingimustes. Seega kujuneks vastuvõtja lahterskeem diskriminaatori puhul järgmiseks:

KSV + SM + (2...3) VSV + PIIRAJA + + DISKRIMINAATOR.

Suhtedetektori puhul lihtsustuks lülitus märksa, sest et vajatav tundlikkus saavutatakse juba ühe v.-s.-astmega, mispuhul kujuneks lahterskeem järgnevaks:

KSV + SM + VSV + SUHTEDETEKTOR.

Nagu eespool mainitud, tuleb kõrgsagedusvõimendajasse valida väikese ekvivalentse müratakistusega (R_M), suure tõusuga (S) ja suure sisendtakistusega (R_s) lambid. Sagedusmuundaja-segusti lamp — pentood või triood ja ostsillaator omagu samuti suurt tõusu.

Vahesagedusvõimendaja lampide valikul on stabiilsuse nõue põhimine; selleks tuleb valida pentood, millel on suur S/C_{AG1} suhe.

UKS-vastuvõtjate vahesageduse valikul tuleb lähtuda samuti kui madalsageduslikes vastuvõtjateski järgmistest nõuetest:

1. Vahesagedus f_i olgu küllalt kõrge, et peegelsagedushäired ei ületaks lubatavaid piire (20...30 dB);

2. f_i ei tohi tõsta liiga kõrgeks, kuna tuleb säilitada küllaldane stabiilne astmevõimendus;

3. f_i ei tohi asuda sagedusribas, kus töötavad võimsad saatjad või asuvad nende harmoonilised.

Kooskõlas nende nõuetega ning arvestades kasutatavaid UKS raadiolevi sagedusi, on sobivaimaks vahesageduseks $f_i = 4...12$ MHz. Seejuures tuleb juhinduda sellest, et mida kõrgem on vastuvõetav sagedus (signaalisagedus), seda kõrgem olgu ka vahesagedus f_i. Tegelikkuses on välja kujunenud järgmised vahesagedused: 4,5; 6,5; 8,4; 10,7; 16,0 ja 20,5 MHz.

UKS vastuvõtjate madalsagedusvõimendaja projekteerimisel tuleb arvestada kõrgekvaliteetse ülekande seisukohalt lisaks üldistele m.-s.-võimendajale esitatavatele nõuetele veel järgmist:

1. FM saadete madalsagedusspekter ulatub 30...15000 Hz,

2. häire- ja mürapingete täiendavaks allasurumiseks (5...10 dB võrra) rakendatakse FM saatjates nn. «eelmoonutusmenetlust», millega saatjates kunstlikult suurendatakse kõrgemate modulatsioonisageduste amplituudi võrdeliselt sageduse tõusuga alates 1500 Hz. Sellisel teel osutuvad kõrgemad sagedused eelmoonutatuks 20...30 dB võrra.

Selliste sagedusmoonutuste tasakaalustamiseks lülitatakse vastuvõtja detektori ja m.-s.-v. vahele madalläbivusfilter, mis koosneb järjestikusest takistusest R_F ja sellele järgnevast rööbitisest mahtuvusest C_F. Sõltuvalt saatja modulaatoris rakendatud filtri ajakonstandist τ_F, mis valitakse piirides 50...75 µsec, määratakse samale τ_F vastavad R_F ja C_F arvväärtused Võttes $R_F = 0{,}1$ MΩ,

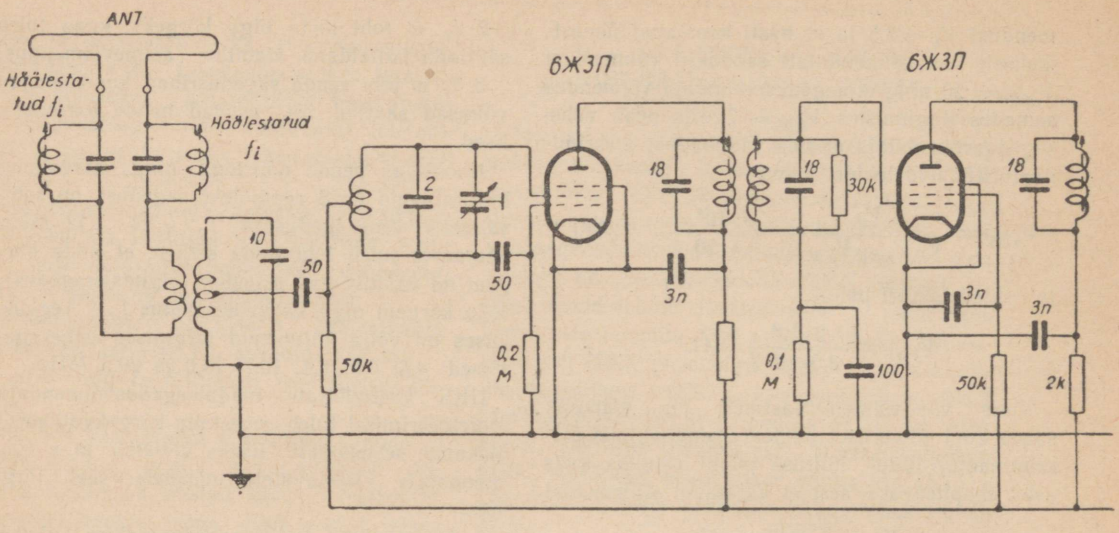
siis

$$C_F = \frac{\tau_F}{R_F} = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{0{,}1 \cdot 10^6} = 500 \cdot 10^{-12} = 500 \text{ pF}.$$

Lõppeks tuleb lisada, et FM tehnika eeliseid saab täiel määral ära kasutada ainult siis, kui saatja on eeskujulikus töökorras ja vastuvõtja elektriline osa on laitmatult koostatud, ja kui rakendatakse valjuhääldajate komplekti, mis on suuteline kogu laia ülekantavat sagedusspektrit ja helidünaamikat käsitama.

37 — 8. ULTRAKÕRGSAGEDUS-VASTUVÕTJATE LÜLITUSI.

Joonisel 37—7 on kujutatud lihtsam kohalikule saatjale lähedal asuva FM vastuvõtja lülitus, mille esimeses astmes kasutatakse muunduslambina pentoodi 6Ж3П, milles ostsillaatorina toimivad induktiivses kolmpunktlülituses pentoodi K, G_1 ja G_2. Muundusastmele järgnevad v.-s.-v.-

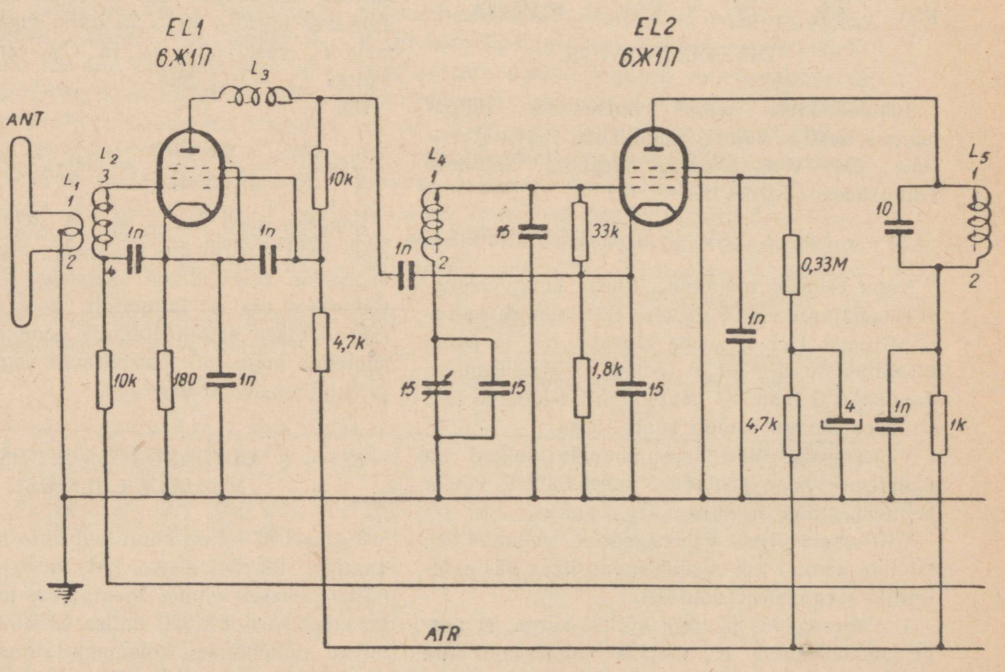


Joon. 37 — 7. Sagedusmoduleeritud

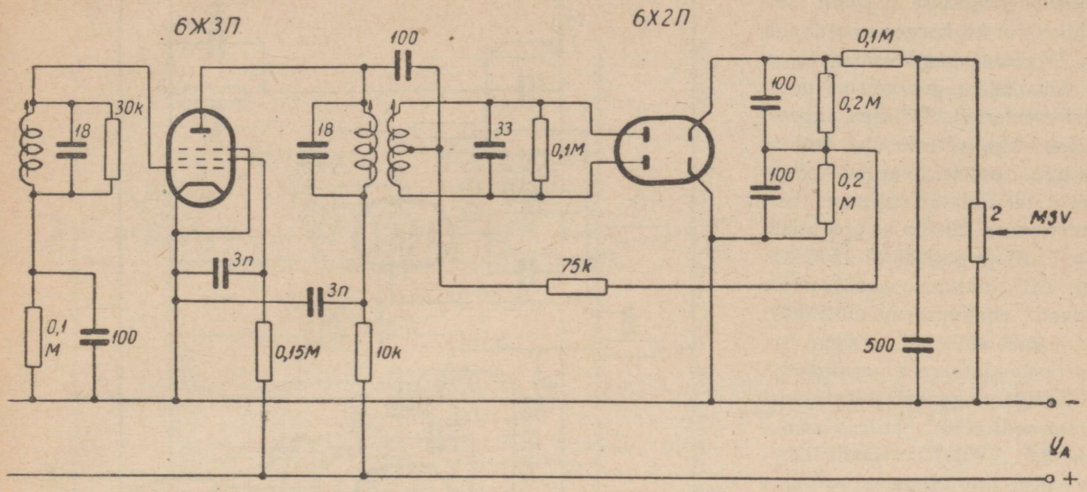
aste ning piiraja, mõlemad pentoodiga 6Ж3П. Detektorina toimib diskriminaatorlülituses kaksiktriood 6Х2П, kuid samu tulemusi saadakse germaaniumdioodidega ДГ-Ц4 või ДГ-Ц6.

Joonisel 37—8 on näidatud lihtsa suhtedetektoriga FM-vastuvõtja kõrgsagedusosa lülitusskeem, milles esimene pentood 6Ж1П toimib kõrgendusvõimendajana. Pool L_3 moodustab järjestikku asuvate lampide elektroodidevaheliste mahtuvustega võnkeringi. Järgnev pentood 6Ж1П toimib muunduslambina, milles K, G_1 ja G_2 moodustavad maandatud anoodiga (G_2) mahtuvusliku kolmpunktlülitusega ostsillaatori. Muundusastmele järgnevad v.-s.-võimendaja pentoodiga 6Ж4 ja suhtedetektor germaaniumdioodidega.

Joonisel 37—9 on toodud suure tundlikkusega FM-vastuvõtja, mille kõrgsagedusvõimendajas kasutatakse MK-MG lülitust. Kuna kaksiktrioodis 6Н15П pole katoodid teineteisest eraldatud,



Joon. 37 — 8. 3-lambilise sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtja lülitus.

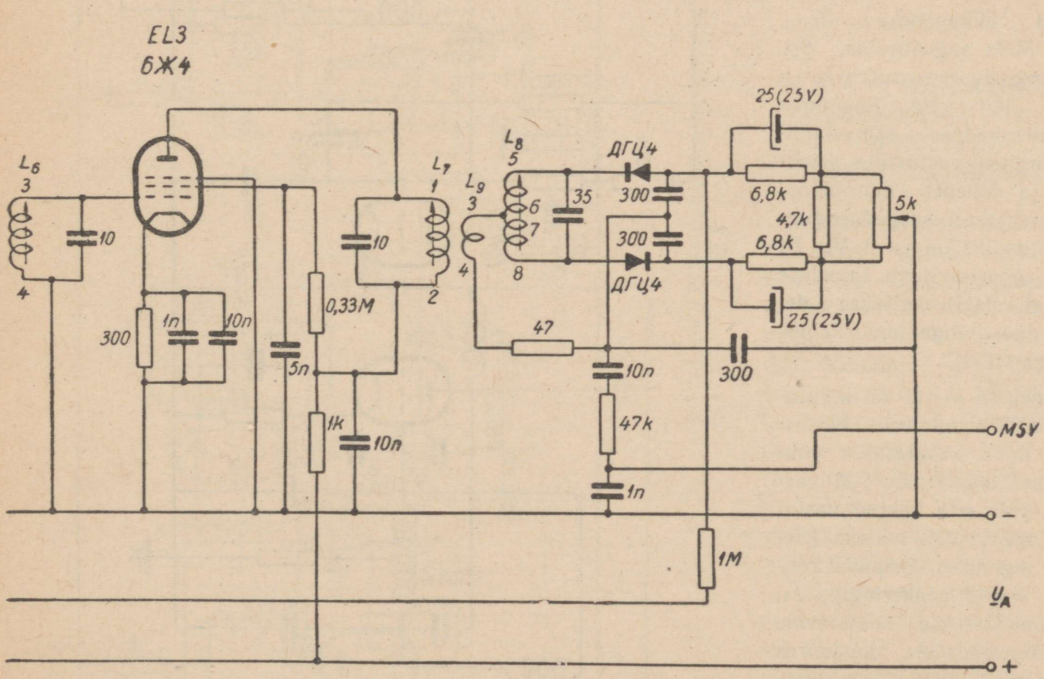


saadete vastuvõtja lülitusskeem.

siis tuleb kasutada kahte 6Н15П, milles kasutamata trioodi elektroodid (soovitav kontaktjalad 1, 3, 4, 5) tuleb lambipesas lühistada ja maandada. Esimene triood on mahtuvuslikult neutraliseeritud C_N abil. Segustuslambina kasutatakse pentoodi 6Ж1П, mille G_1-le saabub nii signaali- kui ka ostsillaatoripinge ostsillaatortrioodilt 6С1П. Segustusastmele järgneb kaks v.-s.-astet pentoodidega 6Ж3П. Suure tundlikkuse saavutamiseks rakendatakse suhtedetektorit, milles kasutatakse germaaniumdioode.

Detektorile järgneb m.-s.-võimendusaste k.-s.-pentoodiga 6Ж8, milles areneb põhiliselt kogu pingevõimendus, sest et järgnevas astmes, mida rakendatakse ulatuslikuks tämbri reguleerimiseks ja milles on kasutusel k.-s.-pentood 6Ж3, kesksagedustel võimendust peaaegu ei teki.

Tämbri reguleerimine toimub sagedusest sõltuva vastuside rakendamisega, kusjuures regu-

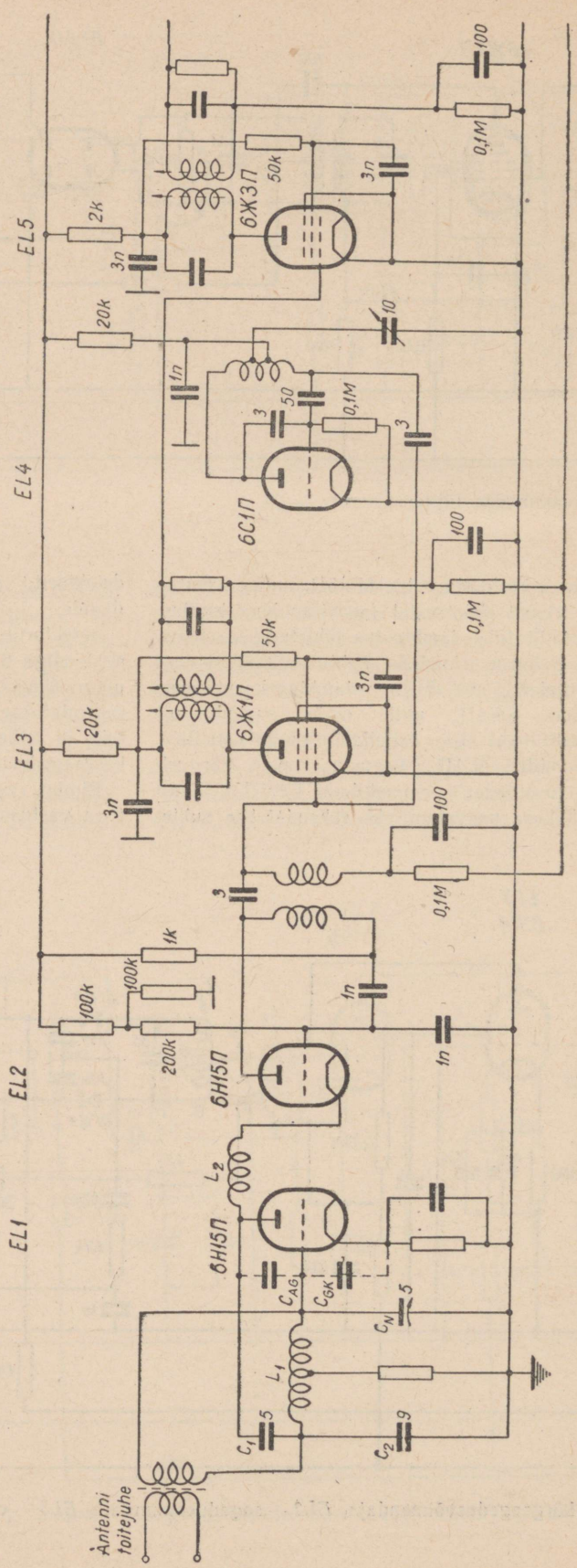


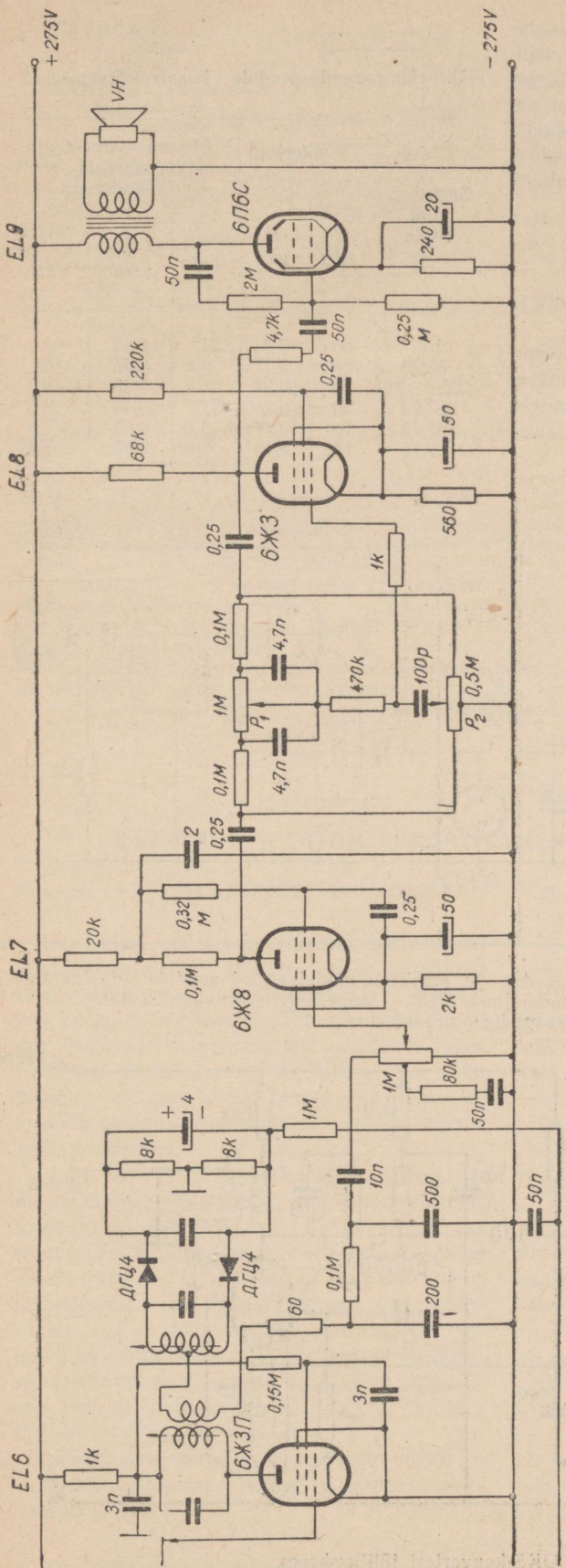
EL1 — kõrgsagedusvõimendaja, *EL2* — sagedusmuundaja, *EL3* — vahesagedusvõimendaja.

leerimist teostatakse sujuvalt nii madalas kui ka kõrges sagedusalas. Madalas sagedusalas toimib võimendusregulaatorina potentsiomeeter P_1, kõrges sagedusalas aga väljatoodud keskpunktiga potentsiomeeter P_2. Sellisel teel ulatub võimenduse reguleerimine 20 Hz sagedusel ca ±15 dB ja sagedusel 15 kHz ±20 dB ulatuses, kusjuures tekkivad ebalineaarmoonutused on tühiselt väikesed. Lõppastmes rakendatakse sagedusest sõltumatult pingevastusidestatud jugatetroodi 6П6С, millega saadakse 3,5 ... 4,0 W väljandvõimsust. Kui see võimsus osutub ebapiisavaks, siis saab võimsust tõsta vastastakt-lülituse rakendamisega koos faasipöörajaga, nagu näidatud joonisel 37 — 5.

Joonisel 37 — 10 on toodud UKS superregeneratiiv-vastuvõtja lülitusskeem, mille esimene aste pentoodiga 6Ж1П toimib k.-s.-võimendajana-puhverastmena. Kaksiktrioodi 6Н3П esimene pool (EL_2) töötab superregeneratiivdetektorina ja teine pool (EL_3) katkestussagedusostsillaatorina. Lülitus on mõeldud töötamiseks 45 ... ... 100 MHz sagedusalas. Sobivaks sageduseks osutub f_k = = 50 ... 100 kHz, kusjuures katkestussageduse vähendamisega paraneb vastuvõtja selektiivsus ja väheneb müranivoo. Parajaks katkestussageduse pingeamplituudiks on ca 3 V. Et vältida genereeritava sageduse triivimist, stabiliseeritakse detektori anoodpinge huumstabilisaatoriga СГ-4С.

Joonisel 37 — 11 on kujutatud UKS-konverteri lülitusskeem, mida kasutatakse puhkudel, kui olemasolev FM vastuvõtja pole ette nähtud vastuvõtuks soovitaval, näiteks kõrgemal, sagedusel. Selpuhul konverteri sisend võnkeringiga L_1, C_1 häälestatakse soovitavale vastuvõtusagedusele, kusjuures k.-s.-võimendajana toimib esimene pentood 6Ж1П (võib olla





Joon. 37 — 9. Suure tundlikkusega ÜKS-ringhäälinguvastuvõtja lülitus; lülituse kõrgsagedus-osa saab kasutada ka televisiooni kaugvastuvõtuks.

ka 6Ж3П). Kõrgsagedusvõimendaja anoodring häälestatakse järjestikuste lampide elektroodide-vaheliste mahtuvuste ja pooli L_2 abil samuti vastuvõetavale sagedusele. Võimendatud signaalipinge juhitakse vahetult teise pentoodi 6Ж1П (või 6Ж3П) sisendisse, kusjuures see lamp toimib sagedusmuundajana. Sagedusmuundaja elektroodid K, G_1 ja G_2 on ühendatud pooli L_3 ja kondensaatori C_2 kaudu kolmpunkt-ostsillaatorlülitusse. Anoodring L_3C_3 häälestatakse vahesagedusele, milleks on vastuvõtja sisendringi sagedus. Võnkeringiga sidestatud pooli L_4 kaudu juhitakse muundatud vahesagedusliк pinge vastuvõtja sisendklemmidele edaspidiseks võimendamiseks.

Konverterit võib edukalt kasutada ka televisiooni-vastuvõtja sisendis, kui vastuvõtja sisendringid ei häälestu soovitavale signaalisagedusele. Selpuhul tuleb aga võnkeringi L_3C_3 rööbitise takisti arvväärtust vähendada 2,7 ... 3,5 kΩ-ni, et saavutada vajalik läbilaskeriba laius.

37 — 9. ULTRAKÕRG-SAGEDUS-VASTUVÕTJATE POOLIDE KONSTRUKTSIOONE.

U.-k.-s.-vastuvõtja pooli konstruktsioon erineb mõnevõrra kesk- ja kõrgsagedusastmiku pooli konstruktsioonist peamiselt mähise keerdude vähesuse poolest. Tabelis 37 — 1 on toodud tavalisemate u.-k.-s.-poolide kohta orienteerivad konstruktiivandmed, eeldades, et induktiivsuste lõplik sobitamine toimub k.-s.-rauast või hea elektrijuhtivusega metallist (alumiinium, vask) südamike abil.

Allijärgnevalt tuuakse lähemad konstruktiivandmed joonisel 37 — 8 esitatud lülituse poolide kohta. Poolide konstruktsioon selgub joonisel 37 — 12.

Kõigis joonisel näidatud poolikonstruktsioonides kasutatakse 11 mm läbimõõduga poolialust, mis on valmistatud kõrgekvaliteedilisest keraamikast, kunstvaikudest või immutatud papist. Kui valmistatavate poolide aluse läbimõõt on erinev, siis säilitades endist mähise pikkuse ja läbimõõdu suhet arvutatakse uus keerdude arv avaldisega:

$$w_2 = w_1 \sqrt{\frac{D_1}{D_2}},$$

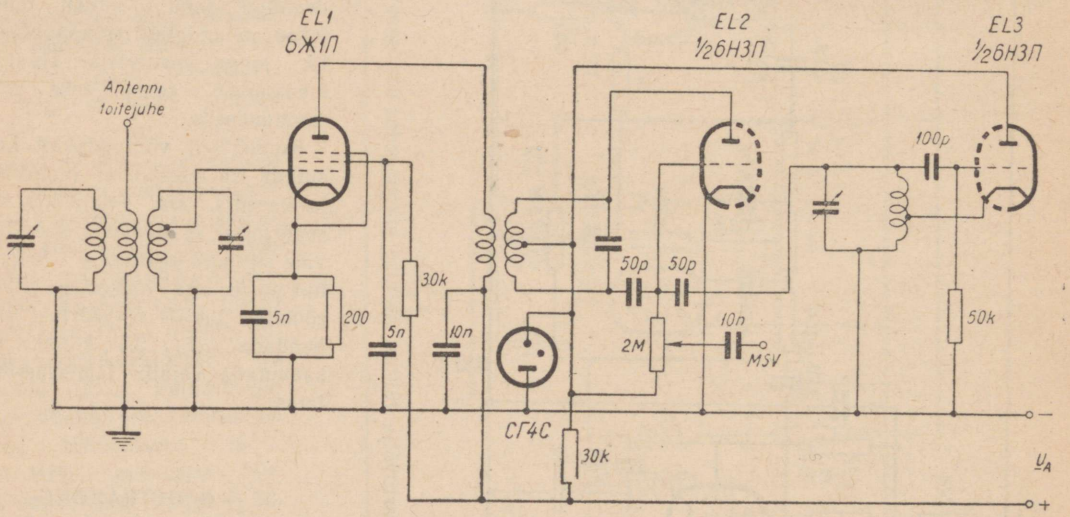
milles w_1 ja D_1 on endise pooli keerdude arv ja läbimõõt, D_2 — uue pooli läbimõõt.

Eri tähelepanu tuleb juhtida sagedusdetektori sisendpoolide komplekti valmistamisele, sest et efektiivse ning lineaarse ülekande saavutamiseks peab mähiste-vahelisi sidestusi ja mähiste sumbuvusi õigesti valima.

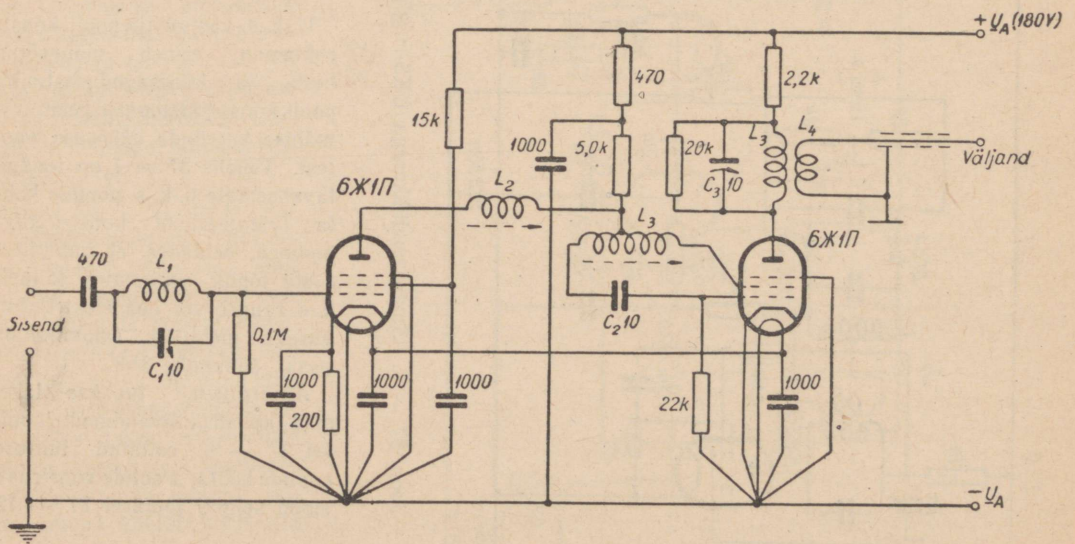
Tabel 37 — 1.

Ultrakõrgsageduspoolide konstruktiivandmed.

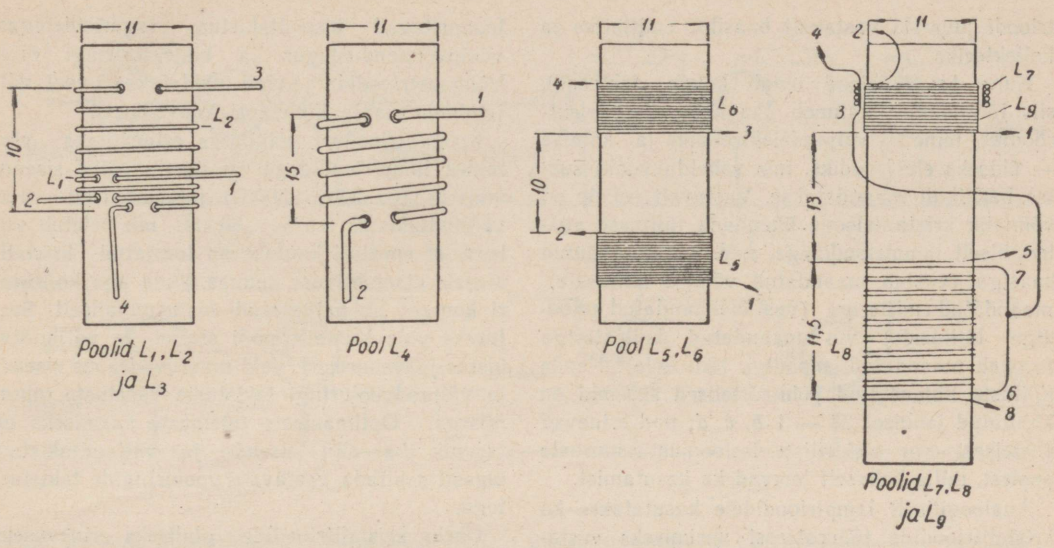
Sagedusriba MHz	Võnkeringi		11 mm diameetriga alusele keritud pooli andmed		
	C pF	L µH	Keerdude arv	Mähise traat	Mähise pikkus mm
10,7	30	7,4	24	0,12	5
56,25	30	0,27	6,5	0,45	10
65 . . . 76	25	0,24	6,0	0,45	8
83,75	20	0,18	5,5	0,45	8
91,75	18	0,17	5,0	0,45	7,6
99,75	15	0,16	5,0	0,45	7,6



Joon. 37 — 10. Superregeneratiivlülitus sagedus- ja amplituudmoduleeritud saadete vastuvõtmiseks. Lülituses toimivad: *EL1* — k.-s.-võimendajana, *EL2* — superregeneratiivdetektorina, *EL3* — katkestussagedusgeneraatorina.



Joon. 37 — 11. ÜKS-konverteri lülitusskeem.



Joon. 37 — 12. Joonisel 37 — 8 toodud lülituses kasutatavate poolide konstruktsiooni selgitamiseks. Poolide mähiste andmed: L_1 — 1 kuni 0,45 mm ПЭ traadist, mähitud L_2 maapoolse otsa keerdude vahele; L_2 — 6 keerdu 0,45 mm ПЭ traadist; L_3 — sarnane L_2, välja arvatud, et primaarmähis (L_1) puudub; L_4 — 5 keerdu 1 mm ПЭ traadist, L_5 ja L_6 — mõlemad 24 keerdu 0,12 ПЭ traadist, mähitud keerd-keeru kõrvale; L_7 — 24 keerdu 0,12 ПЭ traadist keerd-keeru kõrvale mähitult; L_9 — 4½ keerdu 0,12 ПЭ traadist tihedalt mähitud L_7 maapoolse otsa kohale, mähiste vahele jättes õhukese immutatud paberist kihi; L_8 — koosneb kahest bifilaarselt mähitud mähise poolest, kumbki pool koosneb 9 keerust 0,27 ПЭ traadist, mähise kogu pikkus 11,5 mm. Mähiste pikkused ja ühendamise viis on näidatud vastavate mähiste joonistel. Poolide induktiivsust reguleeritakse kõrgsagedusrauast südamikega.

38. peatükk.

KRISTALLTRIOODIDE KASUTAMINE RAADIOSEADMETES.

38 — 1. KRISTALLTRIOODI ÜLDANDMEID.

Katsetades raadiovastuvõtul mitmesuguseid kristalldetektoreid, avastas Nižni-Novgorodi raadiolaboratooriumi kaastööline O. V. Lossev juba 1922. a., et teatavates tingimustes omandavad mõned kristalldetektorid negatiivse takistuse, mis võimaldas neid kristalle — kristalldioode — rakendada raadiovastuvõtjas k.-s.-võnkumiste generaatorina-ostsillaatorina ja regeneratiivdetektorina.

Ent selle avastuse suurejoonelisem rakendamine algas alles pärast seda, kui võeti kasutusele moodsad germaaniumdioodid ja kui neile lisati juurde veel kolmas kontaktelektrood. Sel moel saadi kristalltriood ehk transistor, mida hakati suure eduga kasutama nagu elektronlampegi nii võimendajana, generaatorina või muudeks otstarveteks. Eriti tõsise huvi objektiks on kristalltrioodid saanud just kõige viimasel ajal tänu eelistele, mida nad omavad võrreldes lamptrioodidega, nagu näiteks:

1) õige pikk tööiga, mis ulatub 70 000 ... ... 90 000 töötunnini (vastab 10-aastasele pidevale tööajale).

2) väikesed mõõted ja kaal ning suur mehhaaniline tugevus;

3) madalad toiteallikate tööpinged ja suur elektriline kasutegur.

Kristalltrioodide puudustena tuleb märkida piiratud töösagedusala ja väljandvõimsust ning suuremat endamüra-taset, millised aga kõigi eelduste kohaselt on kõrvaldatavad, kui võetakse tarvitusele täiustatud tootmismeetodid.

Oma konstruktsiooni ja iseloomustussuuruste poolest jagunevad kristalltrioodid kahte põhirühma: punkt- ja pindtrioodideks.

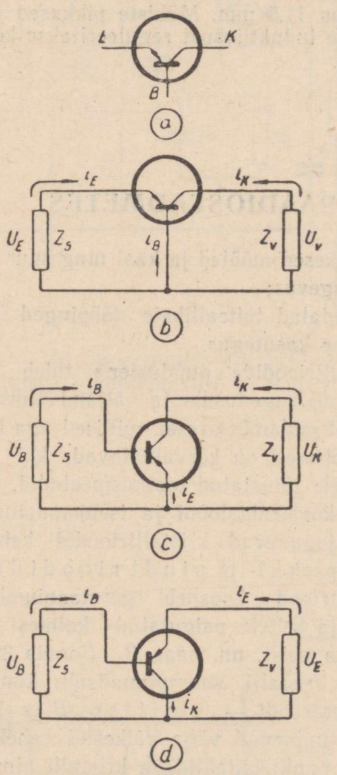
Punkttriood koosneb germaaniumkristallist alusest ja sellele paigutatud kolmest elektroodist. Üks neist, nn. baas B (joonis 38 — 1*a*) haarab kristalli suurepinnaliselt, kuna teised kaks elektroodi — emitter E ja kollektor K tuginevad väga väikestel vahekaugustel asuvate punktkontaktidega kristalli pinnale.

Mõnevõrra erinev on oma ehituselt pindtriood, milles erisuunaline juhtivus saavutatakse erisuguste lisaainete difundeerimisega germaaniumkristalli eri tahkudesse. Erisuunalise juhtivusega tahkudelt tuuakse välja joodetud kontaktid, mida nimetatakse samuti kui punkt-

trioodi juureski vastavalt baasiks, emitteriks ja kollektoriks.

Kuna kristalltriood omab kolme elektroodi, siis lülituslikult kujuneb üks neist sisendelektroodiks, teine — väljandelektroodiks ja kolmas — ühiseks elektroodiks, mis vahelduvvoolu suhtes harilikult maandatakse. Vastavalt sellele on võimalik kristalltrioode ühendada lülitusse analoogiliselt lamptrioodidega, s. o. kas maandatud baasiga (vastab maandatud võrega lülitusele), maandatud emitteriga (vastab maandatud katoodiga lülitusele) või maandatud kollektoriga (vastab maandatud anoodiga lülitusele). Nende lülituste lihtsustatud põhimõttelised skeemid on kujutatud joonisel 38 — 1 *b*, *c*, *d*; nad erinevad üksteisest oma elektriliste iseloomustussuuruste poolest, mille kohaselt leiavad ka kasutamist.

Analoogiliselt lamptrioodidele kasutatakse ka kristalltrioodide tööprotsessi uurimiseks vastavate elektroodide voolude ja pingete seoste graafilist kujundust tunnussarjadena. Punkttrioodide peamisteks parameetriteks on sisendtakistus, väljandtakistus, tagasisidetakistus ja vooluning võimsusvõimendustegur. Pindtrioode iseloomustavad sisendtakistus, tagasisidetegur, vooluvõimendustegur ja kollektoriringi tõus. Võimsustrioodide puhul näidatakse veel väljandvõimsus ja kollektori kaovõimsus.



Joon. 38 — 1. Kristalltrioodi lülituslik tähis *a* ja põhimõttelised lülitusskeemid: *b* — maandatud juhtelektroodiga, *c* — maandatud emitteriga, *d* — maandatud kollektoriga lülitusskeem.

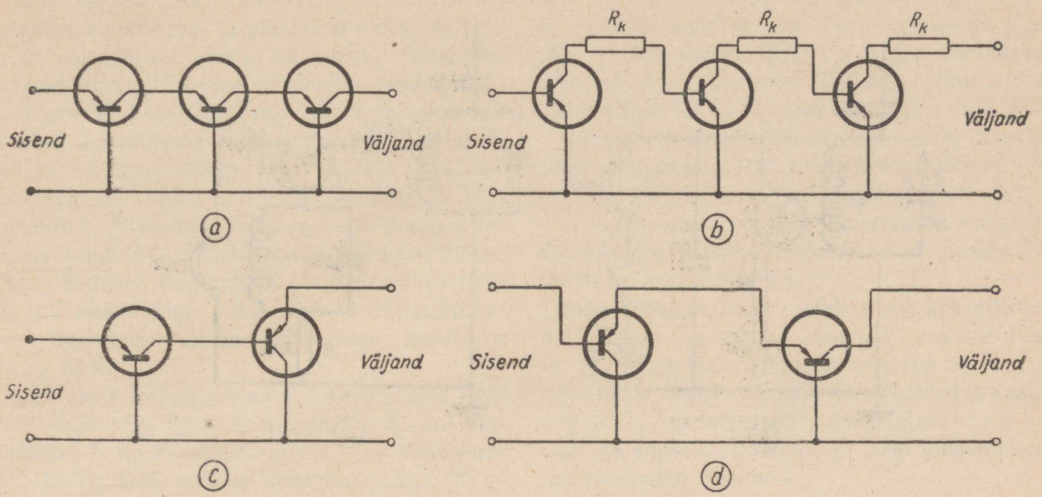
Kristalltrioodide põhiliseks erinevuseks võrreldes lamptrioodidega on nende väike sisendtakistus (ca 200 ... 300 Ω) ja suhteliselt suur väljandtakistus (ca 5 ... 30 kΩ), mis seletub sellega, et emitteri kontakt on toestatud kristallalusele otsejuhtivuse suunas, kuna aga kollektori kontakt on paigutatud vastusuunaliselt. Seejuures pole kristalltrioodi sisend- ja väljandtakistus jäävsuurused, vaid muutuvad koos sisend- ja väljandvooluringi takistuste väärtuste muutmisega. Optimaalsete tulemuste saamiseks on tarvilik ka siin sisend- ja väljandtakistusi õigesti sobitada vastavate vooluringide takistustega.

Üheks kristalltrioodide oluliseks erinevuseks on veel see, et sisend- ja väljandvooluringi voolud i_E ja i_K on teineteisega faasis, mis põhjustab positiivse tagasiside, s. o. koosside tekkimise. Koosside väärtus sõltub sisend- ja väljandvooluringi üldisest takistusest: mida väiksem on vooluringi takistus, seda suurem on koosside väärtus ja ostsilleerumise tekkimise võimalused. Võimendajana kasutamisel peab nende vooluringide aktiivtakistus ületama teatava minimaalväärtuse, et võimendus oleks stabiilne. Peale selle areneb koosside ka siis, kui elektroodide ühisesse vooluringi, näiteks maandatud baasiga lülituses baasi vooluringi (joonis 38 — 1*b*), lülitada *L* või *R*. Selpuhul sisendringi takistus mitte ainult võib muutuda nulliks, vaid võib omandada isegi negatiivse väärtuse. Pindtrioodide puhul on ostsilleerumise oht märksa väiksem.

Kuna kaasaegse tehnoloogilise menetlusega pole olnud võimalik kristalltrioodides emitteri ja kollektori vahekaugust vähendada lõpmatu väikeseks, siis laengute lõpliku läbivusaja tõttu on kõrgeimad käsitatavad sagedused piiratud 10 ... 30 MHz-ga.

Kristalltrioode ehk transistore saab kasutada samadeks otstarveteks, kui lamptrioodegi, s. o. m.-s.- ja k.-s.-võimendajateks, ostsillaatoriteks jne.

Joonisel 38 — 2 on toodud mõned tüüpilisemad kristalltrioodi põhimõttelised lülitused, milles lihtsustamise mõttes on ära jäetud alalisvoolualliikad. Lülituses *a* on kolm kristalltrioodi ühendatud maandatud baasiga lülitusse järjestikku. Sellise vahetu sidestuse puhul kujuneb võimsuse võimendus suhteliselt väikeseks, igalt astmelt umbes 3-kordseks, sest et astmete erinevad sisend- ja väljandtakistused pole sobitatud. Märksa suuremaks kujuneb võimendus siis, kui kasutada astmetevaheliseks sidestuseks sobitustrafosid.



Joon. 38 — 2. Võimendajate põhimõttelisi lülitusi kristalltrioodiga: *a* — kolmeastmeline järjestikune maandatud juhtelektroodiga lülitus, *b* — kolmeastmeline järjestikune maandatud emitteriga lülitus, *c* — maandatud juhtelektroodiga ja maandatud kollektoriga segalülitus, *d* — maandatud kollektoriga ja maandatud juhtelektroodiga segalülitus.

Lülituses *b* koosneb võimendaja kolmest maandatud emitteriga astmest, mis sarnaneb tavalise maandatud katoodiga trioodlülitusega. Kuigi selline lülitus võiks anda tunduvalt suuremat võimendust, ollakse sunnitud ostsilleerumise tekkimise vältimiseks ühendama kollektori vooluringi lisatakistused R_K, mille tulemusena võimsusevõimendus astme kohta langeb endiselt kolmele.

Sageli leiavad kasutamist segalülitused, milles saab otstarbekohaselt ära kasutada astmete sisend- ja väljandtakistuste erinevusi. Lülituses c on omavahel sidestatud maandatud juhtelektroodiga ja maandatud kollektoriga astmed, millest viimane meenutab maandatud anoodiga trioodlülitust ehk katoodjärgijat. Seda lülitust kasutatakse võimendaja sidestamisel väikse takistusega koormusega, näiteks koaksiaalkaabliga, kusjuures võimendaja arendab 50 ... 100-kordset võimsusvõimendust.

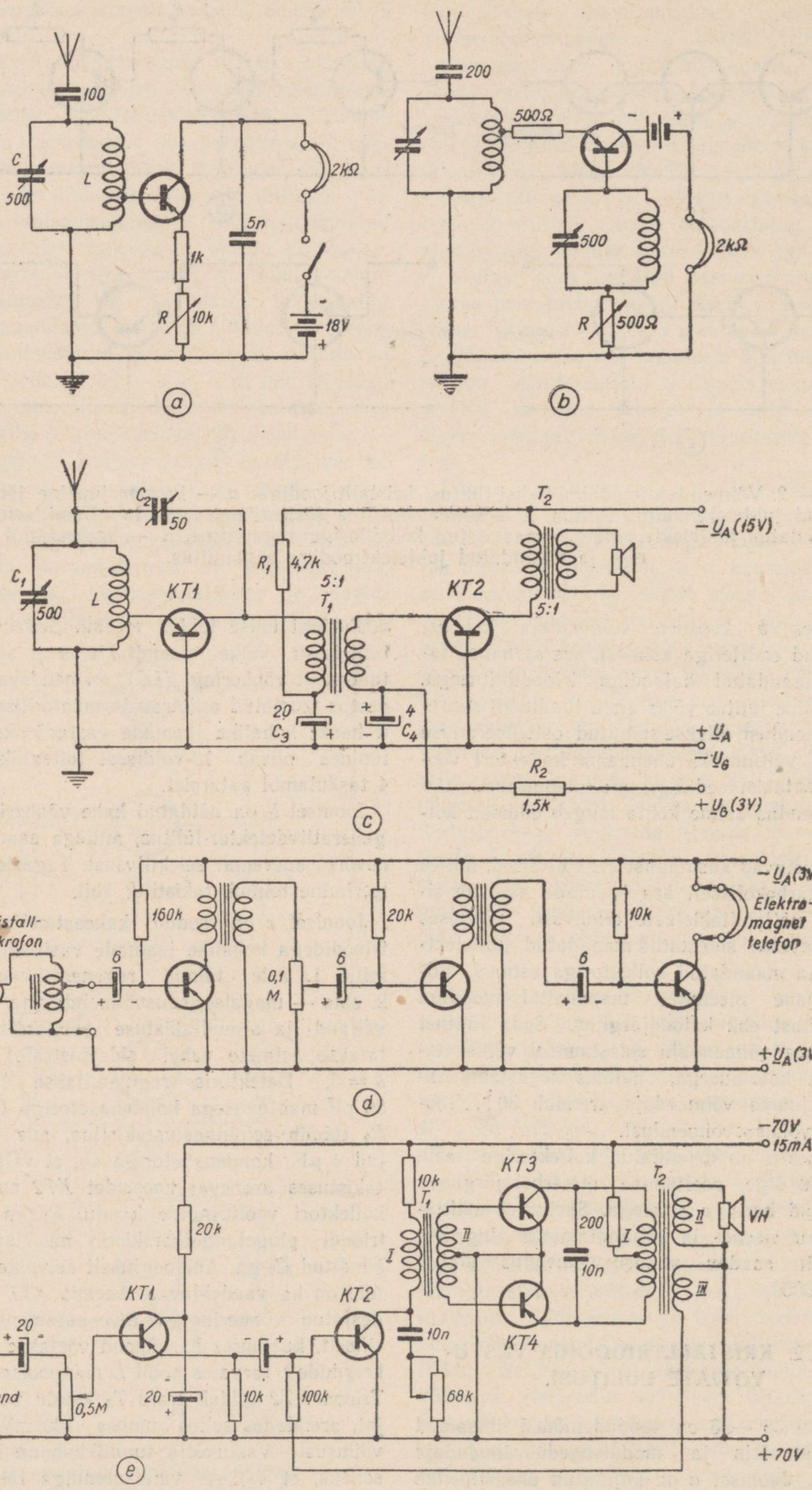
Lülituses *d* on maandatud kollektoriga aste sidestatud õige sobitamise otstarbel järgneva maandatud baasiga astmega. Seejuures säilitatakse suur sisend- ja väljandtakistus ning võimendajalt saadav võimsusvõimendus ulatub 1000 ... 3000.

38 — 2. KRISTALLTRIOODIGA VASTUVÕTJATE LÜLITUSI.

Joonisel 38 — 3 on toodud mõned lihtsamad raadiovastuvõtja ja madalsagedusvõimendaja lülitused. Joonisel *a* on kujutatud üheastmeline regeneratiivdetektor-lülitus, milles tagasisidet reguleeritakse transistori baasi ja kollektori vooluringi ühise takisti *R* abil. Selleks et kristalltrioodi väike sisendtakistus ei summutaks tunduvalt võnkeringi (*LC*), on nendevaheline sidestus teostatud autotransformaatoriliselt. Täiesti heaks kohalike jaamade vastuvõtuks peatelefonides piisab 18-voldisest toiteallikast, s. o. 4 taskulambi patareist.

Joonisel *b* on näidatud kahe võnkeringiga regeneratiivdetektor-lülitus, millega saadakse mõnevõrra suuremat selektiivsust. Tagasiside reguleerimine toimub takisti *R* abil.

Joonisel *c* on toodud kaheastmelise kristalltrioodidega kohalike jaamade vastuvõtja lülitus, mille 1. aste toimib regeneratiivdetektorina, 2. aste — madalsagedusvõimendajana. Trioodide väljand- ja sisendtakistuse sobitamiseks kasutatakse astmete vahel sidestustrafot T_1, mille $\ddot{u} = 5$. Detektoris reguleeritakse tagasisidet 50 pF mahtuvusega kondensaatoriga C_2. Takisti R_2 toimib eelpingestustakistina, mis on šunditud 4 µF kondensaatoriga C_4, et vältida selles takistuses arenevat koossidet *KT2* emitteri ja kollektori vooluringide kaudu. R_1 on detektortrioodi pingelangetustakisti, mis samuti on šunditud C_3-ga. Analoogiliselt eelmistele lülitustele on ka vaadeldavas skeemis *KT1* sisend sidestatud võnkeringiga LC_1 autotransformaatoriliselt, kusjuures haruühend võetakse ca $^1/_5$ osa keerdudelt (arvates pooli *L* maapoolsest otsast). Triood *KT2* toidab trafo T_2 kaudu valjuhääldajat, arendades selles umbes 100 mW väljandvõimsust. Vastuvõtja tundlikkus on küllaldane selleks, et väikese välisantenniga täie võimsusega vastu võtta 30 ... 40 km kaugusel asuvat ringhäälingusaatjat.



Joon. 38 — 3. Lihtsate raadiovastuvõtjate ja m.-s.-v.-lülitusskeeme kristalltrioodidega.

Kõik eeltoodud kristalltrioodiga lülitused on mõeldud ainult kesk- ja pikklainel töötavate jaamade vastuvõtuks, sest et lühilainetel töötamisel langeks kristalltrioodide võimendus tunduvalt.

Järgneval kahel lülitusskeemil *d* ja *e* on kujutatud 3-astmelised madalsagedusvõimendajad, millest esimene töötab väga madala, 3-voldise toitepingega. Teises lülituses kasutatakse kõrgendatud, 70-voldist toitepinget ja B-klassi režiimis toimivat vastusidestatud võimsusvõimendajat. Sellistes tingimustes arendab võimendaja 50 mV sisendpinge puhul 0,5 W väljandvõimsust, kusjuures seadme elektriline kasutegur on ca 50%.

Lülituse *e* trafode südamikes kasutatakse 70% niklisisaldusega permalloilõikeid 6 × 9 mm² ristlõikega. Trafo T_1 primaarmähis I — 4000 keerdu ПЭЛ-1 0,05 mm ja sekundaarmähis II — 500 + 500 keerdu ПЭЛ-1 0,08 mm. Väljamistrafo T_2 mähiste andmed on: primaarmähis I — 1300 + 1300 keerdu ПЭЛ-1 0,1 mm, sekundaarmähised II — 75 keerdu ПЭЛ-1 0,4 mm ja vastusidemähis III — 25 keerdu ПЭЛ-1 0,25 mm.

0,5-vatise väljandvõimsuse saamiseks kasutatakse lõppastmes П2Б-tüüpi kristalltrioode, mis taluvad kõrgendatud toitepinget. Kuid samal ajal tuleb need trioodid ümbritseda metallradiaatoritega, et neis temperatuur ei tõuseks üle lubatava piiri (+50° C).

Meie tööstuse poolt toodetavate kristalltrioodide kohta on toodud lähemad andmed lisas nr. 9. Nende trioodidega on võimalik konstrueerida mitte ainult lihtsaid otsevõimendus-vastuvõtjaid ja madalsagedusvõimendajaid, vaid samuti ka supervastuvõtjaid ja isegi keerukamaid raadiotehnilisi seadmeid.

39. peatükk.

AMATÖÖRSAATJATE EHITUSKIRJELDUSI.

39 — 1. SAATJA PLAANIMINE.

Amatöörsaatja plaanimine oleneb peamiselt olemasolevatest vooluallikatest, kasutatavast võimsusest, tööliigist ja kaetavaist sagedusribadest. Harilikult toimub saatja väljaehitamine järk-järgult. Algul valmistatakse lihtsaim, väikese võimsusega üheastmeline kristalliga tüüritav saatja paaril sagedusribal töötamiseks, mida hiljem täiendatakse võimendusastmete ja modulaatori juurdeehitamisega. Kuigi lihtsa saatja tööulatus soodsalt kokkusattunud tingimustes võib olla piiramatu, siiski on viimistletud saatjaga võimalik saavutada palju kindlamaid tulemusi. Seejuures ei tarvitse viimistluse all sugugi mõelda saatja suurt võimsust, vaid pigem saatja töö stabiilsust ning lampide, lülituselementide ja antenniseadme optimaalsetes tingimustes töösse rakendamist. Tuleb ühtlasi meenutada, et suurema võimsusega saatja viimistletud olukorda viimine on tunduvalt raskem kui väikese võimsusega saatja puhul. Halvasti väljareguleeritud saatjaga töötamine tähendab asjatut ruumi koormamist ja seega üldist töötamisvõimaluste kärpimist. Seepärast on iga saatja omaniku — amatööri aukohuseks pidada oma jaam eeskujulikult töökorras ja tehniliselt ajanõuete tasemel.

39 — 2. ÜHEASTMELINE KRISTALLIGA TÜÜRITAV SAATJA.

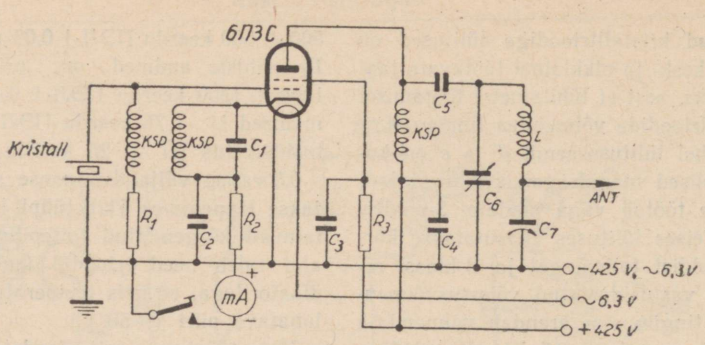
Üheastmeline kristalliga tüüritav saatja, mille lülitus on toodud joonisel 39 — 1, kujutab lihtsaimat, kuid küllalt kindlat saatjat algajale. Lülituselt kujutab saatja võre-anood-kristallostsillaatorit, milles katoodi võnkering on häälestatud kristallsagedusest tunduvalt madalamale sagedusele. Võre-eelpinge saab ostsillaator peamiselt katoodtakisti R_2 kaudu. Alalispinge kõrvaldamiseks toidetakse anoodringi rööbitiselt. Anoodring koosneb vahetatavast poolist *L* ja temaga järjestikusest kahest pöördkondensaatorist C_6 ja C_7. Kondensaatorite C_6 ja C_7 abil toimub anoodi võnkeringi häälestamine ja ühtlasi häälestamata antenni toiteliini toitmine, kusjuures liini pikkus on vabalt valitav.

Ostsillaatorlambiks on valitud 6П3С, kuid samahästi kõlbavad ka 6Ф6С, 6П6С jt. võimsuspentoodid, kuigi nad on väiksema väljandvõimsusega. Elektronlampi 6П3С võib toita maksimaalselt kuni 450-voldise anoodpingega, samal ajal jääb varivõrepinge 250 voldile.

Vastavalt sagedusribadele kujunevad pooli *L* andmed 40 mm poolialuse juures järgmisteks: 1,75 MHz sagedusribal 62 keerdu, 0,6 mm kahekordse siidisolatsiooniga traat, keerd keeru kõrvale mähitud, 7,0 MHz sagedusribal 15 keerdu, 0,8 mm emailtraat, mähise pikkus 40 mm.

Saatja töötab ainult kristallisagedusel; sagedusriba vahetamisel tuleb koos pooliga vahetada ka kristall.

Saatja häälestamine sooritatakse kondensaatorite C_6 ja C_7 abil, kusjuures milliampermeetrilt jälgitakse anoodvoolu muutumist. Häälestamisel tuleb C_6, C_7 mahtuvust muuta seni, kui saadakse järsk anoodvoolu langus, mis ilma antennita olukorras kujuneb keskmiselt 85 milliamprilt 40 mA-ni. Antenni külgelülitamisel tuleb C_6, C_7 mahtuvusi vastastikku muuta, hoides



Joon. 39 — 1. Üheastmelise kristalliga tüüritava saatja lülitus. Lülituselemendid: $C_1 = 100$ pF (vilk), C_2, C_3, $C_4 = 0{,}01$ μF (paber), $C_5 = 100$ pF (vilk), C_6, $C_7 = 250$ pF (pöördkondensaatorid); $R_1 = 7500$ Ω (0,5 W), $R_2 = 200$ Ω (2 W), $R_3 = 0{,}015$ MΩ (2 W); $KSP = 2{,}5$ mH, L — poolid (andmed tekstis), mA — 100-mA mõõteriist.

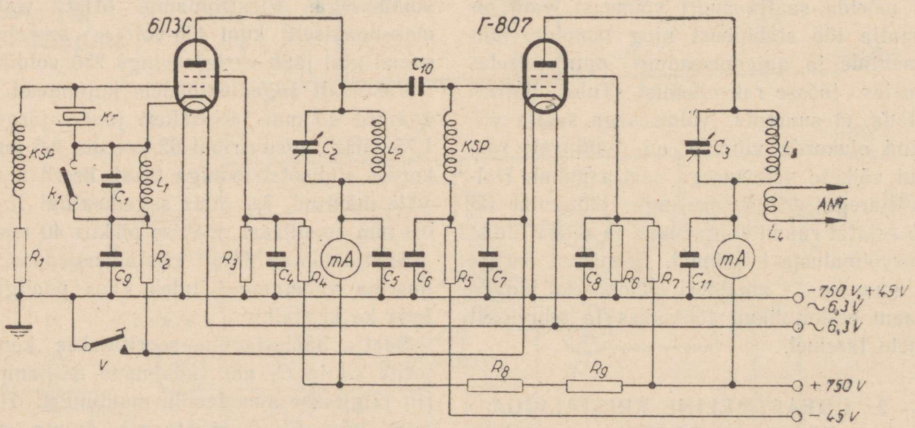
võnkeringi kogu aeg häälestatult, s. o. säilitades minimaalset anoodvoolu seni, kuni vool tõuseb umbes 70 mA-ni. Sel puhul antenni kaudu väljuv võimsus on umbes 15...20 vatti.

Saatja väljaehitus ei esita mingeid raskusi, lihtsaimaks ehitusviisiks on monteerida saatja horisontaalsele metallšassiile või isegi puidust lauale.

39 — 3. KAHEASTMELINE KRISTALLIGA TÜÜRITAV SAATJA.

Kaheastmelises saatjas, mille lülitus on toodud joonisel 39 — 2, on 6П3С rakendatud ostsillaatorina ja Г-807 võimendajana või ühtlasi ka sageduse kahekordistajana. Ostsillaator toimib kas sageduse kordistajana tri-tet-lülituses või lihtsa kristall-ostsillaatorina kristalli põhisagedusel, viimasel juhul lülitatakse katoodi võnkering $L_1 C_1$ lüliti K_1 kaudu lühisesse. Teatavasti annab tri-tet-lülitus võrdlemisi suurt väljandvõimsust, millest jätkub järgneva lambi Г-807 väljatüürimiseks isegi neljandal harmoonilisel sagedusel. Kogu seadis toitub ühisest 750-voldisest anoodpinge alaldajast, voolutarbimisega umbes 250 mA. Täiendavalt on tarvis 45-voldist eelpinget, mida tarbe korral võib võtta kuivpatareist.

Kuna ostsillaatorit on võimalik töösse rakendada kas kristalli põhisagedusel või teisel, kolmandal ja neljandal harmoonilisel ja samuti kasutada võimendajat kas lihtvõimendajana või sageduse kahekordistajana, siis tekib rida kombinatsioone — erinevate poolikomplektidega ja erinevate kristallidega võib saavutada väljandvõimsust ühel ning samal sagedusel. Parema kasuteguri saamiseks tuleb eelistada võimendaja töösse rakendamist otsevõimendajana ning sa-



Joon. 39 — 2. Kaheastmelise kristalliga tüüritava saatja lülitus. Osad: $C_1 = 100$ pF (vilk), C_2, $C_3 = 150$ pF (pöördkondensaatorid), C_4 kuni $C_9 = 0{,}01$ μF (600 V paber), $C_{10} = 20$ pF (vilk), $C_{11} = 0{,}01$ μF (1000 V paber); $R_1 = 0{,}02$ ПΩ (1 W), $R_2 = 200$ Ω (2 W), $R_3 = 0{,}01$ MΩ (25 W), $R_4 = 3500$ Ω (25 W), $R_5 = 0{,}025$ MΩ (2 W), R_6, $R_7 = 0{,}015$ MΩ (25 W), R_8, $R_9 = 1250$ Ω (50 W), $KSP = 2{,}5$ mH, K_1 — lüliti, V — võti, mõõteriistad — 100 mA.

Sagedusriba	Vajalikud pooli keerdude arvud 150 pF kondensaatoriga katmiseks ja mähiste pikkus mm		Traadi jämedus mm
	30 mm poolialusel	40 mm poolialusel	
1,75 MHz	59—45 mm	48—50 mm	0,6 . . . 0,7
3,5 MHz	30—40 mm	24—40 mm	0,7 . . . 1,0
7 MHz	15—32 mm	15—40 mm	1,0 . . . 1,5
14 MHz	9—32 mm	8—40 mm	1,5 . . . 2,5
21 MHz	6—30 mm	6—40 mm	2,0 . . . 3,0
28 MHz	4—30 mm	4—40 mm	3,0 . . . 5,0

geduste kordistamist teostada ostsillaatoris. Sellisel teel on võimalik 3,5 MHz kristalliga saavutada väljandvõimsusi 7 ja 14 MHz ning 7 MHz kristalliga 7, 14, 21, 28 MHz sagedusribadel. Kui rakendada võimendusaste töösse sageduse kahekordistajana, siis on võimalik 3,5 MHz kristalliga, kuigi väiksema kasuteguriga, saavutada väljandvõimsusi täiendavalt veel 21 ja 28 MHz sagedusribadel.

Standardsete poolialuste puudumise tõttu on võimatu anda poolide ehituslikke andmeid täpselt, poolide keerdude arvud tuleb täpsustada vastavalt kohalikele tingimustele. Orienteerivalt võib poolide valmistamisel kasutada ülaltoodud tabeli andmeid.

Tri-tet-lülituse juures häälestatakse ostsillaatori katoodi võnkering kristallisagedusest märgatavalt kõrgemale. Seepärast L_1 keerdude arv tuleb võtta keskmiselt 2,5 korda väiksem, kui see oleks tarvilik kristallisagedusele häälestamiseks. Näiteks 3,5 kHz kristalliga oleks 30 mm poolialuse puhul L_1 keerdude arv 12, 40 mm poolialuse juures 10.

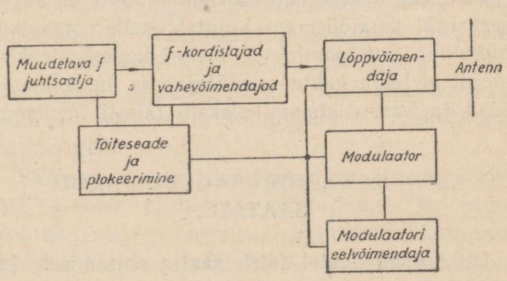
Saatja häälestamismeetod on järgmine. Asetanud soovitaval sagedusribal töötamiseks õiged poolid ja kristalli vastavaisse pesadesse, lülitada saatjasse anoodpinge (loomulikult köetud lampide juures), kusjuures võimendaja anoodvool tõuseb umbes 25 mA-ni. Seejärel vajutada võtmele ning ostsillaatori anoodringi häälestuskondensaatoriga C_2 leida kiiresti asend, milles võimendaja anoodvool suureneb maksimumini. Samal ajal häälestada võimendaja anoodring resonantsi, mis avaldub võimendaja anoodvoolu järsus languses ning reguleerida ostsillaatori anoodringi kondensaator minimaalsele anoodvoolule: kristallisagedusel ja teisel harmoonilisel keskmiselt 40 . . . 50 mA, kolmandal ja neljandal harmoonilisel 80 . . . 90 mA. Lõpuks täpsustada veel kord võimendaja häälestamist, millele järgneb võimendaja koormamine antenniga. Väljandvõimsus võrdub võimendaja Г-807 töötamisel keskmiselt 40 . . . 55 vatiga kõigil sagedusribadel, mis langeb sageduse kahekordistamisel 21 ja 28 MHz sagedusribadel vastavalt 22 . . . 18 vatile. Vajaduse kohaselt võib Г-807 asendada mõne teise varivõrepentoodiga, näiteks RL 12 P 35.

39 — 4. VIIMISTLETUD KONSTRUKTSIOONIGA AMATÖÖRSAATJA.

Kristalliga tüüritavate saatjate tõsiseks puuduseks on see, et ettenähtud sagedusribas saatesageduse pidev muutmine ei ole võimalik. See osutub tarvilikuks eriti siis, kui kristallisagedusel juhtub ruumis asuma mingi häiriv saatja. Seepärast kasutatakse kaasaegsetes amatöörsaatjates kristalli asemel erilist, ettenähtud sagedusribas pidevalt *muudetava sagedusega juhtsaatjat*. Sellise pidevalt muudetava sagedusega juhtsaatja rakendamisega lihtsustub ning kiireneb tunduvalt kaugühenduste pidamine, kuna avaneb võimalus siirduda oma sagedusega täpselt korrespondeeriva saatja sagedusele. Sageduse seadmise kontrolliks kasutatakse sel puhul oma vastuvõtjat.

Säärase pidevalt muudetava sagedusega juhtsaatja elektriline lülitus peab tagama väga suurt genereeritava sageduse stabiilsust. Kuna selline saatja on ette nähtud eeskätt kaugühenduste pidamiseks, siis peab ühtlasi ka ta väljandvõimsus olema küllalt suur.

Loetletud nõuete täitmiseks kujuneb saatja konstruktsioon küllaltki keerukaks. Üks saatja lülituse võimalikke lahendusi on kujutatud lahterskeemina joonisel 39 — 3. Joonise kohaselt koosneb saatja järgmistest sõlmedest.



Joon. 39 — 3. Viimistletud konstruktsiooniga amatöörsaatja lahterskeem.

1. Muudetava sagedusega juhtsaatja, mille moodustavad väikese võimsusega ja stabiliseeritud toitepingetega töötav juhtostsillaator ning sellele järgnevad 1 kuni 2 eraldusastet (puhverastet). Harilikult ehitatakse kogu juhtsaatja eraldi plokki ning paigutatakse töölaual operaatori vahetusse käsitusulatusse. Juhtsaatjast väljub koaksiaalkaablist või punutud juhtmepaarist ühendusliin.

2. Sageduskordistajate ja vahevõimendajate sõlme, mis paigutatakse kapitaolise statiivkonstruktsioonina sobivasse kohta operatsiooniruumis. Selle sõlme abil kordistatakse juhtsaatjalt genereeritud sagedus vajatava töösageduseni ning võimendatakse sellise võimsuseni, millest piisab täielikult moduleeritava *C*-klassi lõppvõimendusastme väljatüürimiseks.

3. Lõppvõimendajas arendatakse väljandvõimsus antenni toiteks ette nähtud väärtuseni. Elektrilise kasuteguri tõstmiseks kasutatakse lõppvõimendajas harilikult *C*-klassi vastastaktlülitust. Lõppvõimendajas toimub harilikult ka kandevsageduse moduleerimine. Lõppvõimendaja sõlm paigutatakse koos sagedus-kordistaja ja vahevõimendaja sõlmega statiivkappi.

4. Modulaator ja modulaatori eelvõimendaja ehitatakse harilikult eraldi sõlmedena ja paigutatakse samuti statiivkappi. Tarbe korral jäetakse eelvõimendaja operaatori lauale.

5. Toite- ja plokeerimisseade varustab kõiki saatja sõlmi vajalike toitepingetega, tagades ühtlasi, et igale saatja astmele lülitataks toitepinged õiges järjekorras.

6. Antenn. Eeskujulikus amatöörjaamas tuleb antenni konstruktsioonile omistada mitte sugugi vähem tähelepanu kui saatja muude seadmete konstruktsioonile. Selleks, et amatöörsaatja saaks töötada ühevõrra efektiivselt kõikidel amatöörtööks eraldatud sagedusribadel, ei piisa kaugeltki ühest antennisüsteemist. Kui saatja asukohas leidub vaba ruumi, siis tuleb taotleda igale sagedusribale oma antennisüsteemi väljaehitamist.

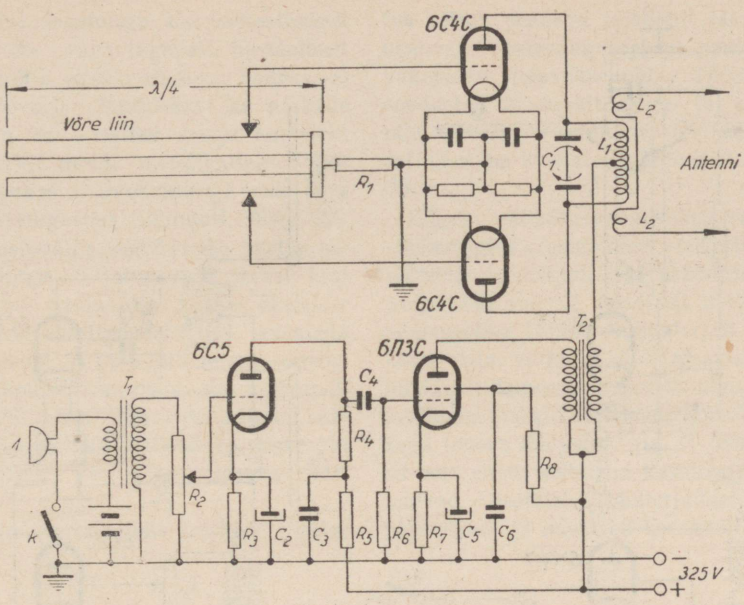
Lähemat saatja ehituskirjeldust siin ei anta, sest iga amatöörjaam kujutab selle omaniku individuaalset loomingut. Autori kogemuste kohaselt ei leidu kahte amatöörjaama, mille koossead ja konstruktsioon oleksid täiesti identsed.

39 — 5. ÜLIKÕRGSAGEDUSLIKUD SAATJAD.

Ülikõrgsagedustel tuleb saatja ehitamisele ja osade ning lampide valikule pöörata erilist tähelepanu. Sageduse tõustes moodustavad isegi mõne sentimeetri pikkused ühendusjuhtmed juba märgatava osa töölaine pikkusest. Lampide elektroodide ja ühendusjuhtmete vahelised mahtuvused mitte ainult vähendavad kasutatavate võnkeringide headust, vaid panevad üldse piiri töösagedusele. Nende erinevuste tõttu pole tavaline kõrgsageduslik saatja enam kõlblik rakendamiseks ülikõrgsagedustel lihtsa poolikomplekti vahetamise teel, vaid tuleb tõsiselt soovitada täiesti omaette saatja valmistamist.

Joonisel 39 — 4 on toodud lihtsaima üheastmelise ülikõrgsagedusliku moduleeritud saatja lülitus, milles ostsillaatorina on kasutatud kahte 6C4C taolist võimsustrioodi vastastaktlülituses. Moduleerimisel tekkiva kandevlaine sageduse kõikumise vähendamiseks on saatja võrering valmistatud veerandlainepikkusest liinilõigust. Anoodringi moodustab tavaline võnkering. Saatjas kasutatakse anoodmoduleerimist; modulaator koosneb eelvõimendaja astmest lambiga 6C5 ja sellele järgnevast jugatetroodist 6П3С. Süsimikrofoni kasutamisel arendab modulaator 6,5 vatti väljandvõimsust, millega on võimalik 100%-liselt moduleerida saatjat sisendvõimsusega 13 vatti. Kuid arvestades täielikul moduleerimisel tekkivat tõsist saatja sageduse ebastabiilsust, on saatja sisendvõimsus ligikaudu 24 vatti, mille juures modulatsiooni protsent on tublisti madalam.

Konstruktiivselt 85 MHz sagedusel töötamiseks valmistatakse võreliin kahest 10 ... 20 mm rööbitisest vask- või alumiiniumtorust, pikkusega umbes 80 cm, mis on kinnitatud tugi-isolaatorile. Lampide võred ühendatakse torudel liikuvate metallrõngaste abil. Mida lähemale torude lühistatud otsale on nihutatud lampide võred, seda suurem on liini *Q* ja seda stabiilsem on töö; paras ühenduskoht asub umbes ¼ ... ⅓-ul torude pikkusest, arvates lühistatud otsast. Anoodringi pool valmistatakse kolmest keerust umbes 3 mm läbimõõduga vasktorust, keerdude läbimõõduga 50 mm, mida häälestatakse kahekordse pöördkondensaatoriga 2 × 75 pF. Õige töötamise korral peab häälestamisel anoodvool järsult vähenema. Anoodvoolude vahekord häälestamata ja häälestatud olekus on parimaks ostsillaatori korraliku töötamise tunnuseks: mida suurem on see vahekord, seda parema kasuteguriga ostsillaator töötab. Antenni sidestamisel saatja võnkeringiga kahe järjestikku lülitatud ühekeerulise pooli kaudu anoodvool suureneb. Õigel sidestamisel kujuneb antenni võimsus 85 MHz sagedusribal umbes 10 W.



Joon. 39 — 4. 85 MHz ülikõrgsagedusliku moduleeritud saatja lülitus. Üksikosad: R_1 — 0,02 MΩ, R_2, R_6 = 0,5 MΩ, R_3 = 3500 Ω, R_4 = = 0,1 MΩ, R_5 = 0,02 MΩ, R_7 = 350 Ω, R_8 = 0,025 MΩ; C_1 = = 2×50 pF, C_2, C_5 = 25 μF, C_3 = 4 μF, C_4 = 0,5 μF, C_6 = 0,5 μF, L_1 — 3 keerdu 3,5 cm läbimõõduga 3 mm vasktorust, L_2 — kumbki 1 keerd 3,5 cm läbimõõduga 3 mm vasktorust; võreliin — kaks 80 cm pikkust vask- või alumiiniumtoru läbimõõduga 10...20 mm, torude vahekaugus samuti vastavalt 10...20 mm.

39 — 6. KANTAV 400 MHz-ne SAATE-VASTUVÕTUJAAM.

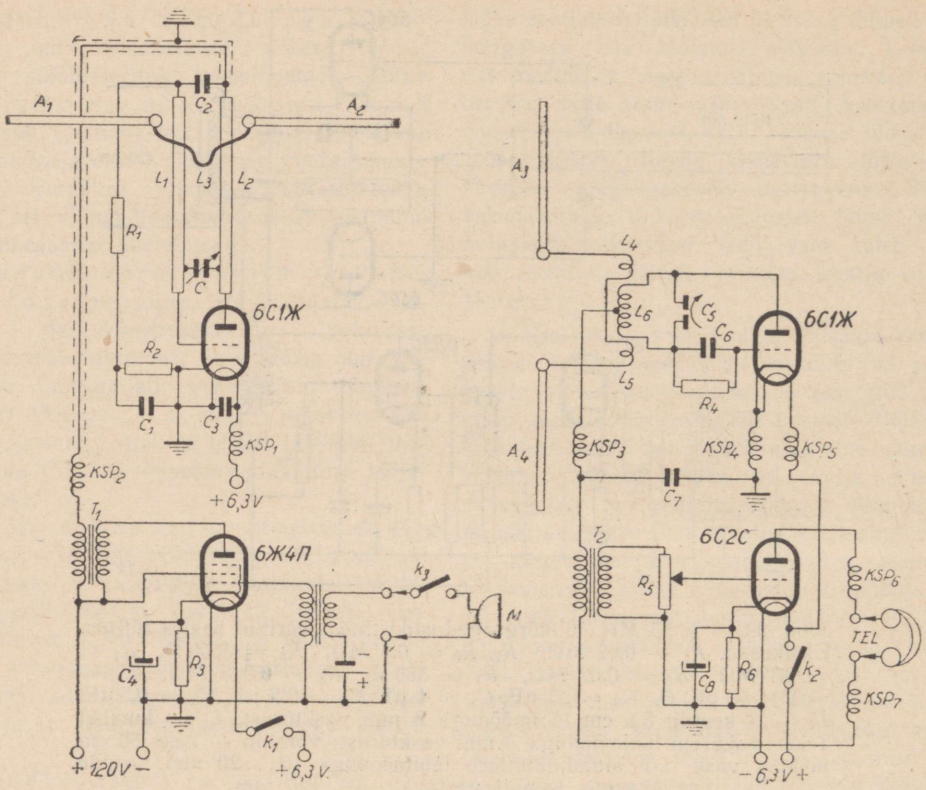
Kantav 400 MHz jaam, mille lülitus on toodud joonisel 39 — 5, koosneb veerandlaine pikkusega liinilõik-võnkeringiga ostsillaatorist tõrutrioodiga 6С1Ж ja modulaatorist k.-s.-pentoodiga 6Ж4П ning vastuvõtjast, milles superregeneratiiv-detektorina — katkestussagedusostsillaatorina toimib tõrutriood 6С1Ж ja madalsagedusvõimendajana triood 6С2С.

Kogu seade on monteeritud kahte väikesesse alumiiniumkasti, mille mõõted on saatjal 220×150×95 mm ja vastuvõtjal 150×130×60 mm; 6-voldine kütteaku ja 120-voldine anoodpatarei asuvad eraldi. Antennidena kasutatakse nii saatja kui vastuvõtja juures poollainepikkusi dipoole. Saatja antenni sidestuseks kasutatakse poolekeerulist haakpooli L_3, sidestuse suurust muudetakse tema lähendamise või eemaldamisega liinilõik-võnkeringist L_1 L_2.

Saatesageduse muutmine toimub väikese kaheplaadilise kondensaatori C mahtuvuse reguleerimisega. Kondensaator on valmistatud kahest, umbes 1-kopikalise metallraha suurusega vaskplekist kettast, mille tsentritesse on needitud 2,5 mm montaažkruvist ja mis on keermega paigutatud liinitorudest põigiti läbi. Koos saatesageduse muutmisega on vaja vastavalt muuta ka saatedipoolide pikkust, mida on lihtsam teostada teleskoobi põhimõttel.

Vastuvõtja juures toimub häälestamine miniatuurse lõhestatud staatoriga kondensaatori C_5 abil, mis koosneb kahest kõrvuti asetsevast 15×25 mm vaskplaadist ja liikuvast 10 mm läbimõõduga poolkettast. Pooli L_6 induktiivsus tuleb kooskõlastada C_5 mahtuvusega nii, et vastuvõtja oma sagedusribaga kataks täielikult saatja sagedusriba. Selleks tuleb vajaduse korral muuta 1 keeru võrra pooli L_6 keerde, väiksemaid induktiivsuse muudatusi saab teostada pooli pikkuse muutmisega, s. o. pooli venitamisega või kokkuvajutamisega. Nii pool L_6 kui ka sidestuspoolid L_4L_5 on ilma aluseta vabalt õhus; poolide otsad kinnitatakse kondensaatori C_5 montaažplaadile. Vastuvõtja juures pole dipoolide A_3A_4 pikkused nii kriitilised kui saatja juures: keskmisele saatesagedusele väljareguleerituna kujuneb vastuvõtu tundlikkus ühtlaseks kogu saatesageduste ribas.

Säärase seadme koostamisel omab esmajärgulist tähtsust üksikosade otstarbekas ja kompaktne monteerimisviis. Kriitiliselt käituvad kõrgsageduspaispoolid KSP, mis on valmistatud 0,8 mm läbimõõduga 2-kordse puuvill-isolatsiooniga traadist ja koosnevad 10 mm alusele



Joon. 39 — 5. Kantava 400 MHz saate-vastuvõtujaama lülitus. Osad: $C_1 = 0{,}01$ µF, C_2, $C_7 =$ $= 100$ pF, C_3, $C_6 = 50$ pF, C_4, $C_8 = 25$ µF, $C_5 = 5$ pF, $C = 3$ pF; $R_1 = 5000\ \Omega$, $R_2 = 500\ \Omega$, $R_3 =$ $= 250\ \Omega$, $R_4 = 5$ MΩ, $R_5 = 0{,}5$ MΩ, $R_6 = 1000\ \Omega$; *KSP* — 15 keerdu 0,8 mm 2-kordse puuvillisolatsiooniga traadist, pooli läbimõõt 10 mm, keerd keeru kõrvale mähitud ja lakitud, L_1, L_2 — vasktorud, läbimõõt 16 mm, pikkus 125 mm, torude vahekaugus 11 mm; L_3 — ½ keerdu 1,5 mm emailisolatsiooniga või haljastraadist; L_4, L_5 — à 1 keerd 0,8 mm haljastraadist, pooli läbimõõt 6 mm; L_6 — 5 keerdu 0,8 mm haljastraadist, pooli läbimõõt on 6 mm; A_1, A_2 — antenni dipool 4 mm läbimõõduga vasktorust, à 152 mm pikk; T_1 — modulatsioonitrafo, T_2 — lampidevaheline pingevõimendustrafo.

keerd keeru kõrvale mähitud 15 keerust. Pärast kerimist tuleb paispoolid katta kõrgsageduslakiga (näiteks polüstürool lahustatuna amüülatsetaadis või bensoolis) ja pärast kuivamist monteerida lülitusse.

Saatja töösse seadmiseks ja reguleerimiseks tuleb modulaatorlamp välja võtta ja anoodvoolu juhtmesse lülitada 10-mA voolumõõtja. Esialgsed proovimised sooritada ilma antennita. Kui ostsillaator töötab õigesti, muutub anoodvoolu tugevus võnkeringi käega puudutamisel, mis näitab, et võnkumine lakkab. Reguleerimise ülesandeks on saavutada võimalikult kontrastset voolu muutust lambi ostsilleerivas ja ostsilleerimata seisukorras kogu sagedusastmiku ulatuses. Kui ostsillaator on optimaalsetesse tingimustesse seatud, tuleb lülitada külge antenniharud. Seejuures peab ostsilleerimine jätkuma ning anoodvool ühtlasi tugevnema. Harude pikkuse reguleerimisega tuleb antenn häälestada täpselt resonantssagedusele. Tõenäoliselt osutub vajalikuks antenni sidestust haakpooli L_3 asendi sobitamisega muuta: liiga tugeva side puhul lakkab ostsillaator võnkumast. Normaalseks 6C1Ж aonodvooluks antenni parajal toitumisel on keskmiselt 7...8 mA. Seejärel lülitada modulaatorlamp tagasi oma pesasse, ning saatja on töökorras.

Vastuvõtja reguleerimine seisab peamiselt kahes toimingus: ta seadmises maksimaalsele tundlikkusele, mis avaldub peatelefonides ühtlase, superregeneratiiv-vastuvõtjale omapärase kahinana, ja võnkeringi õigele sagedusribale kohaldamises. Selleks tuleb saatja rakendada omaette töösse eraldi toiteallikaist ning lülitada sisse püsiv modulatsioon mingist heliallikast, näiteks saatja mikrofoni asetamisega ringhäälinguvastuvõtja valjuhääldaja ette. Vastuvõtjaga tuleb siirduda teise ruumi, kus valjuhääldaja ülekanne ei sega. Vastuvõtja toite sisselüli-

tamisel ja kondensaatoriga C_5 häälestamisel peab saade kostma väga tugevalt, tõenäoliselt üle terve vastuvõtja skaala ulatuse. Selleks, et kontrollida vastuvõtja tundlikkust ka nõrkade väljatugevustega, on soovitav saatja komplekt varjestada osaliselt mingi metallkattega. Varjestuse järk-järgulise suurendamisega saab luua igasuguseid väljatugevuse tingimusi, ning ühtlasi sobitada vastuvõtja sagedusriba saatja sagedusribaga. Nõrga väljatugevuse puhul keskendub vastuvõtt vastuvõtja skaala üksikuile jaotustele. Katsete sooritamisel tuleb arvestada laine polarisatsiooni ja peegeldumist ruumis: paarikümne-sentimeetriline vastuvõtja ümberpaigutamine ühes või teises suunas või antenni asetamine nurga alla võib kas katkestada vastuvõtu täielikult või muuta vastuvõtu tugevuse eeskujulikuks.

Sääraste detsimeeterlaineliste jaamade tööulatus sõltub peaaegu täielikult jaamadevahelisest otsesest vaatekaugusest ja asukoha kõrgusest vahepealse maastiku suhtes. Tööulatuse tõstmist soodustab tunduvalt saate- ja vastuvõtuantennile suunalisuse andmine, mis sellises sagedusastmikus on teostatav võrdlemisi lihtsate vahenditega.

Kõigis ülikõrgsageduslikes seadmeis tuleb võnkeringide elementides, võnkeringide kinnituskohtades ja kõikjal, kus rakendatakse ülikõrgsageduslikke pingeid, kasutada ainult väga kõrgeväärtuslikku isolatsioonimaterjali. Peab arvestama seda, et harilikel kõrgsagedustel veel rahuldavalt toimivad isolatsioonimaterjalid (nagu pertinaks, tekstoliit, eboniit jms.) oma sagedusega tõusva kaoteguri (tg δ) tõttu neil sagedusil pole enam kõlblikud kasutamiseks. Seepärast tulevad isolatsioonimaterjalidena küsimusse polüstürool ja moodsad keraamilised materjalid.

ÜHEKSAS OSA.

MÕÕTERIISTAD JA ABINÕUD.

40. peatükk.

MÕÕTMISTEHNIKA.

40 — 1. ÜLDISELT.

Jaama korrashoiuks, teenindamiseks ning saatja võimsuse ja saatesageduse suhtes kehtivaist eeskirjadest kinnipidamiseks peab igas amatöörjaamas olema teatav minimaalne arv mõõteriistu ja mõõteabinõusid. Samuti peab iga amatöör omama vajalikke teadmisi mõõteriistade käsitsemise ja mõõtemeetodite tundmise alal. Progressiivne amatöör mitte ainult ei lepi juhuslike mõõteabinõude hankimisega, vaid olles ise teadlik nende ehituses, omadustes ja kasutamisvõimalustes, ta alatasa täiendab oma mõõteabinõusid ja konstrueerib juurde uusi, et hoida oma jaam tehnilise arengu tasemel.

Põhimõtteliselt on mõõtmine tundmatu suuruse võrdlemine teadaoleva suurusega. Kasutatavad mõõteabinõud jagunevad kahte põhiliiki: 1) püsivad standardid, mis koos vastava seadmega võimaldavad tundmata suurust teatud täpsusega võrrelda tuntud püsivsuurusega, ja 2) mõõteriistad, mis on varem kalibreeritud mõõdetavatele suurustele ja näitavad neid vahetult. Käesolev peatükk käsitleb lihtsamate mõõteriistade ja -abinõude ehitust ja mõõtemeetodeid.

40 — 2. MÕÕTERIISTAD.

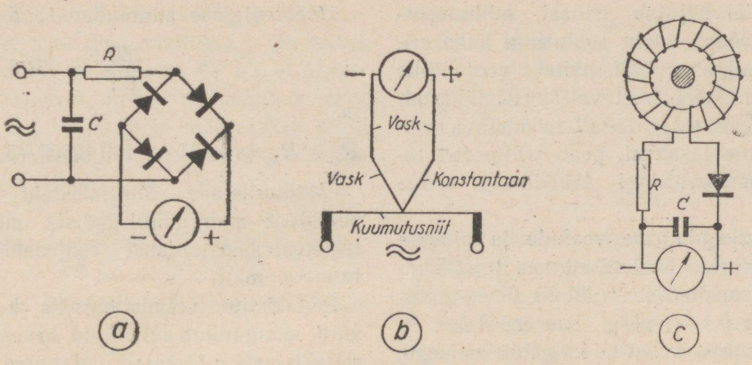
Enamik amatöörpraktikas kasutatavaid mõõteriistu on alalisvoolu tüüpi, nn. magnetelektrilised ehk pöördpoolmõõteriistad. Põhimõtteliselt on pöördpoolmõõteriist kõlblik ainult alalisvoolu mõõtmiseks, kuid tegelikult rakendatakse teda peale alalisvoolu mõõtmiste samahästi tehniliste vahelduvvoolude, helisageduslike voolude ja kõrg- ning ülikõrgsageduslike voolude mõõtmiseks (lisaabinõudega täiendades).

Pöördpool-mõõteriist on tundlikum kõigist teistest mõõteriistadest. Osutitüüpi pöördpoolmõõteriistu valmistatakse alates 5-mikroamprise ja 1 mV näiteulatusega, võimsuse tarbimisega alates 1 mikrovatist. Peale väga suure tundlikkuse ja väikese võimsuse tarbimise iseloomustab pöördpool-mõõteriista veel ühtlaste jaotustega (lineaarne) skaala.

Elektromagnetilised ehk pöördraudmõõteriistad leiavad tehniliste mõõteriistadena kasutamist oma odavuse, tugevuse ja vastupidavuse tõttu ülekoormamisel. Kuid väikese tundlikkuse, puuduliku näitetäpsuse ja ebalineaarse skaalajaotuse tõttu pole nad laboratoorseteks mõõteriistadeks tavaliselt kõlblikud. Normaalselt rakendatakse neid tehniliste vahelduvvoolude mõõtmiseks. Samuti kasutatakse neid ka alalisvoolu mõõtmiseks, kuid alalisvoolu mõõtmisel tuleb alati arvestada suuremat näiduviga, mis tekib liikuva süsteemi jääkmagnetismi tagajärjel.

Elektromagnetilised mõõteriistad valmistatakse alates 10 mA ja 5 V, võimsuse tarbimisega alates 50 mW.

Helisageduslike ja kõrgsageduslike voolude mõõtmiseks rakendatakse mõõteriistana tundlikku pöördpool-mõõteriista, millele lisandatakse



Joon. 40 — 1. Pooljuhtsuunajaga (*a*), termoelemendiga (*b*) ja voolutrafo-detektoriga vahelduv- ning kõrgsagedusvoolude mõõtmise põhimõttelised skeemid.

esimesel juhul pooljuht-suunaja mõõdetava vahelduvvoolu alaldamiseks, teisel juhul termoelement vahelduvvoolu muundamiseks alalisvooluks. Selliste mõõteriistade lülitusskeemid on kujutatud joonisel 40 — 1.

Pooljuht-suunajaga mõõteriistas (*a*) kasutatakse peaaegu eranditult vask-oksüüd-suunajaelemete, mis harilikult ühendatakse terviktsüklilise suunamise põhimõttel sillana. Sildlülitusega saavutatakse, võrreldes teiste lülitustega, suurim voolutundlikkus. Tekkiva pingelangu tagajärjel suunajas kujuneb alaldatud väljandpinge mõnevõrra madalamaks rakenduspingest. Pooljuht-suunajaga mõõteriistad omavad suurt tundlikkust ja on küllaldaselt täpsed tehnilisteks mõõtmisteks sagedusastmikus 20 ... 10 000 Hz. Neid valmistatakse näiteulatusega alates 0,1 mA ja 1,5 V.

Termoelemendiga mõõteriist (*b*) koosneb kuumutusniidist, mida läbib mõõdetav vahelduvvool, ja kuumutuspunktiga termiliselt sidestatud termoelemendist. Suurema tundlikkuse saavutamiseks kasutatakse termoelementides eeskätt sääraseid metalle või nende sulameid, mille termo-EMJ on kõrge. Säärasteks metallide-paarideks on antimon-vismut (104 μV/°C), konstantaan-raud (51 μV/°C), konstantaan-manganiin (42 μV/°C), vask-konstantaan (40 μV/°C). Metallide-paari ühenduskoht kas keevitatakse kokku kuumustusniidiga või sidestatakse termiliselt õhukese keraamilise toru kaudu. Termosidestusega kasutatavad mõõteriistad peavad omama küllalt suurt tundlikkust, sobivateks mõõteriistadeks on 12 mV, takistusega umbes 5 oomi. Tundlikkuse tõstmiseks paigutatakse termoelement vaakuumi: sel teel saavutatavad mõõteulatused viiakse alla isegi kuni 2 mA ja enam.

Vaatamata sellele, et termoside kasutegur pole suur, ulatudes parimate juures ainult kuni 1/2000 (s. o. termoelektrilisel teel saadud alalisvoolu võimsuse ja kütteniidis häviva vahelduvvoolu võimsuse suhe), kuid arvestades seda, et koos termosidega kasutatakse ülitundlikke pöördpool-mõõteriistu, on sääraste mõõteriistade tundlikkus siiski küllalt kõrge. Neid rakendatakse peamiselt kõrgsagedusvoolude mõõtmiseks, kus nad on asendamatud.

Kõrgsagedusvoolude mõõteriistana-indikaatorina kasutatakse sageli pöördpool-mõõteriista koos voolutrafo-detektoriga (*c*). Selline seadis koosneb kõrgsagedusrauast valmistatud õõnsast silindrist, mille õõnsust läbib mõõdetavat kõrgsagedusvoolu kandev juhe kui trafo primaarmähis ja mille ümber on toroidikujuliselt mähitud sekundaarmähis. Sekundaarmähises indutseerunud pinge rakendatakse suunajal ning saadud alaldatud vool juhitakse pöördpool-mõõteriista. Et rauaskaod ja detektori omadused muutuvad sõltuvalt sagedusest, pole erinevail sagedusil sellise mõõteriista näit täpne. Seepärast leiab ta kasutamist peamiselt vooluindikaatorina, mis on täiesti küllaldane saatja antenni või toiteliini häälestamisel, kus harilikult pole oluline teada voolu absoluutset, vaid suhtelist maksimum- või miinimumväärtust.

Peale loetletud mõõteriistade on kasutamisel veel rida teisi, näit. elektrostaatilisi, elektrodünaamilisi ja induktsioonilisi mõõteriistu, kuid amatööripraktikas kasutatakse neid harva.

40 — 3. ALALISVOOLU MÕÕTERIISTADE LÜLITAMINE AMPERMEETRINA JA VOLTMEETRINA.

Ampermeeter ja voltmeeter kujutavad endast ühte ning sama mõõteriista, mille erinevuseks on ainult nende ühendusviis mõõdetavasse vooluringi. Ampermeeter mõõdab voolu ning ta ühendatakse vooluringiga järjestikuselt. Tekkiva pingelangu vähendamiseks peab ampermeetri takistus olema võimalikult

väike. Voltmeeter kujutab endast milliampermeetrit, mis mõõdab voolu vooluringi kahe erineva potentsiaaliga punkti, näiteks vooluallika klemmide vahel. Selleks, et voltmeetri lülitamisega ei moonutuks märgatavalt mõõdetava vooluringi elektriline tasakaal, peab voltmeetri takistus võrreldes vooluringi takistusega olema väga suur.

Harilikult rakendatakse voolude ja pingete mõõtmise otstarbeks keskmiselt hea tundlikkusega pöördpool-mõõteriista, näiteks mõõteulatusega 1 mA ja 0,1 V, ning suurendatakse ta mõõteulatusi väliste takistite külgelülitamisega. Ampermeetri puhul toimub takistite lülitamine mõõteriistaga rööbitiselt, mispuhul takisteid nimetatakse *šunttakistiteks*, voltmeetri puhul ühendatakse takistid järjestikuselt, mida sel puhul nimetatakse *eeltakistiteks* (joon. 40 — 2 *a* ja *b*).

Ampermeetri mõõteulatuse suurendamiseks arvutatakse šunttakisti väärtus järgmiselt:

$$R_š = \frac{R_m}{n - 1}$$

ning voltmeetri mõõteulatuse suurendamiseks eeltakistus järgmiselt:

$$R_e = R_m (n - 1),$$

milles R_m — mõõteriista endatakistus ja n — mõõteulatuse suurendamise tegur.

Kui näiteks 1 mA mõõteulatusega ja 100-oomise takistusega mõõteriista on tarvis kohandada 100 mA mõõtmiseks, siis ta šunttakisti väärtus

$$R_š = \frac{R_m}{n-1} = \frac{100}{100-1} = \frac{100}{99} \approx 1{,}01\ \Omega.$$

Kui sama mõõteriista kohandada voltmeetrina 250-voldise pinge mõõtmiseks, tuleb algul leida mõõteriista enda mõõteulatus voltmeetrina:

$$U = I_m R_m = 0{,}001 \cdot 100 = 0{,}1\ \text{V}.$$

Mõõteulatuse suurendamise tegur

$$n = \frac{250}{0{,}1} = 2500,$$

ja

$$R_e = R_m (n - 1) = 100\ (2500-1) = 249\,900\ \Omega.$$

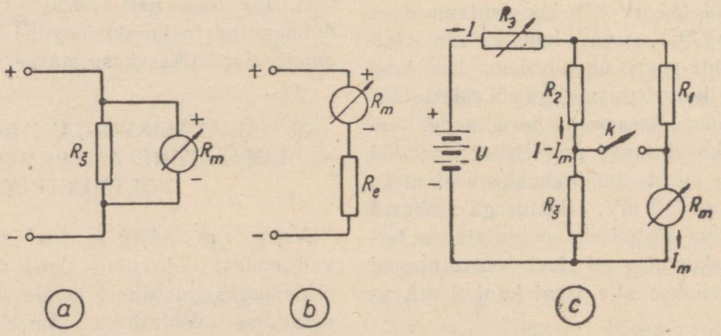
Mõõteriistade šunttakisteid valmistatakse peamiselt manganiintraadist, mis omab suurt takistuse konstantsust soojenemisel ja väikest termo-e. m. j.

Eeltakistite valmistamiseks kasutatakse samuti manganiintraati, kuid arvestades seda, et eeltakistuste väärtused ulatuvad sageli megaoomidesse, piirdub nende kodune valmistamine peamiselt väiksemate mõõteulatustega. Suurematel mõõteulatustel võib kasutada kõrgtakistuslikke masstakisteid, kusjuures tekkiv mõõteviga ei kujune amatööripraktikas häirivaks, kui on võimalik mõõtmise teel välja valida küllaldase täpsusega takisteid.

Nagu eeltoodud näitest selgub, pole ampermeetri šunttakistuste määramine keerukas, kui mõõteriista enda takistus R_m on täpselt teada. Ent mitte alati pole see teada küllaldase täpsusega; igasugune mõõteriista takistuse ebatäpsus põhjustab umbes samasugust mõõteviga šunditud mõõteriista kasutades.

Ohmi seaduse alusel voltmeetri ja ampermeetri meetodiga või sillaga pole mõõteriista endatakistuse mõõtmine küllalt täpne, kui mõõteriista läbivat voolu piirata ohutustamatu väärtuseni.

Kasutades joonisel 40 — 2 *c* toodud lülitusskeemi, on võimalik šundi takistust väga suure täpsusega välja reguleerida. Lülitus kujutab silda, mille üheks õlaks on mõõteriist; R_3 piirab voolu lubatava väärtuseni. Lüliti *K* on ühendatud silda indikaatori asendamiseks. Silla tasakaalustamiseks reguleeritakse šunttakistust $R_š$ seni, kui mõõteriista hälve osutub sõltumatuks lüliti K asendist, s. o. kas lüliti on suletud või avatud.



Joon. 40 — 2. Pöördpoolmõõteriista lülitamine: *a* — ampermeetrina, *b* — voltmeetrina, *c* — lülitus ampermeetri šuntide väljareguleerimiseks.

Olgu mõõteriista endatakistus R_m ja ta täishälveks vajatav vool ilma šundita I_m. On tarvis šuntida mõõteriista takistusega $R_š$ nii, et šundituna ta täishälvevool oleks I. Selpuhul läbib $R_š$ vool $I - I_m$, mille järgi määratakse šundi takistuse ja mõõteriista takistuse omavaheline seos:

$$\frac{R_m}{R_š} = \frac{I - I_m}{I_m} = \frac{I}{I_m} - 1.$$

Takistused R_1 ja R_2 valitakse eelneva tingimuse kohaselt:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{I - I_m}{I_m} = \frac{I}{I_m} - 1,$$

kusjuures pole oluline teada nende absoluutväärtusi, küll aga nende suhet. On soovitav, et R_1 ja R_2 arvväärtused oleksid tunduvalt suuremad $R_š$ ja R_m väärtustest, sest et siis mõõteriista näitetundlikkus suureneb.

Kui šunt on reguleeritud õigele väärtusele, kehtib seos:

$$\frac{R_m}{R_š} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_m + R_1}{R_š + R_2}$$

ning ka voolude I_m ja I suhe osutub õigeks. Kui K on avatud, siis läbib mõõteriista ainult vool I_m; kui K on suletud, voolab läbi šunditud mõõtja vool I. Reguleerimine on lõplik, kui hälve jääb endiseks.

Seejärel mõõdetakse väljareguleeritud $R_š$ arvväärtus sillal, mille järgi valmistatakse mõõteriistale jäädav šunt. Teades šundi takistust, leitakse nüüd ka mõõteriista endatakistus:

$$R = R_š \left(\frac{I}{I_m} - 1\right).$$

Näiteks, tarvis on šuntida mõõteriista, mille $I_m = 1$ mA ja $R_m = 100$ Ω, täisskaala hälvele $I = 10$ mA.

Eelnevast on teada, et

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_m}{R_š} = \frac{I}{I_m} - 1 = 10 - 1 = 9.$$

Vajatava $R_š$ arvväärtus on $\frac{100}{9} \approx 11$ Ω ning algul võetakse šundiks ca 15 Ω takistusega traat.

Takistused R_1 ja R_2 tulevad valida suhtes 9:1 nii täpselt kui võimalik. Vaadeldaval juhul on sobiv, et $R_2 = 100$ Ω ja $R_1 = 900$ Ω, ent nende absoluutväärtuste täpne teadmine pole oluline. Mõõteriista ülekoormamise vältimiseks on reguleerimisel otstarbekohane sooritada mõõtmisi mõõteriista pooleskaalalise hälvega, käesoleval juhul seega ca 0,5 mA. Pingelangud takisteil R_1 ja R_m on $0{,}0005\,(900 + 100) = 0{,}5$ V ning R_3-el peab arenema pingelang ca 1 V, kui pingeallikaks kasutatakse ühte kuivelementi, mille $U \approx 1{,}5$ V. Takistit R_3 läbib 5 mA vool, millele vastavalt ta arvväärtus

$$R_3 = \frac{1}{0{,}005} = 200\ \Omega$$

ning ta maksimaalne arvväärtus 400 ... 500 Ω.

Lüliti K sulgedes väheneb mõõteriista näit siis, kui $R_š$ on liiga väike ja suureneb siis, kui $R_š$ on liiga suur. Seetõttu on soovitav alata reguleerimist väikese $R_š$ väärtusega, mida suurendatakse seni, kuni K sulgemine ei muuda enam näitu.

Käsitletav meetod on küllaldaselt tundlik, kuna on võimalik avastada mõõteriista osuti kõikumist juba 0,1% täisskaala väärtusest, mis tähendab, et šunti saab reguleerida samasuguse täpsusega.

Šunti reguleerides tuleb tagada, et šunt ei eralduks mõõteriistast, sest vastasel korral võib mõõteriista vool kujuneda suuremaks täisskaala voolust. On soovitav kasutada surunuputaolist lülitit K.

Selleks, et vältida võimalikku liigvoolu ohtu mõõteriistas, tuleb R_1 ja R_2 arvväärtused valida tingimusest

$$R_1 \approx 2\,\frac{U}{I_m}\ ;\ \text{käesoleval juhul}$$

$$R_1 = 2\,\frac{1{,}5}{0{,}001} = 3\ \text{kΩ}\ \text{ja}$$

$$R_2 = 0{,}1\ R_1 = 0{,}1 \cdot 3000 = 300\ \Omega.$$

Avatud lüliti K puhul läbib mõõteriista vool

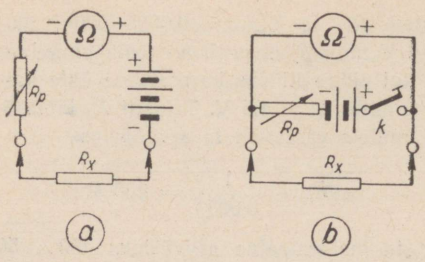
$$I_m = \frac{1{,}5}{3100} = 0{,}485\ \text{mA}.$$

40 — 4. OOMMEETER.

Voolu ja pinge mõõtmisega võrdset tähtsust omab amatööri laboratooriumis takistuse mõõtmine. Levinenumaid takistuse mõõtmise meetodeid on kaks: täpsusmõõtmine silla abil ja ligikaudne mõõtmine oommeetri abil. Sageli pole aga takistite mõõtmisel väga suur täpsus kuigi oluline, mispuhul oma ehituselt ja käsitsuselt lihtne oommeeter osutub asendamatuks.

Oommeeter kujutab endast väikese voolutarbimisega voltmeetrit. Ta koosneb 0,1 ... 1 mA mõõteulatusega mõõteriistast ning seda toitvast vooluallikast, harilikult kuivpatareist. Joonisel 40 — 3 *a* ja *b* on toodud järjestikuse ja rööbitise oommeetri vastavad lülitused.

Järjestikuses oommeetris (*a*) lülitatakse mõõteriistaga järjestikku vooluallikas, mõõdetav ta-



Joon. 40 — 3. Pöördpoolmõõteriista lülitamine: *a* — järjestikuse oommeetrina, *b* — rööbitise oommeetrina.

kistus R_x ja piiramistakistus R_p. Järjestikuses oommeetris piiramistakistuse väärtus muudetakse nii, et mõõteklemmide lühistamisel oommeetri näit vastaks täpselt maksimaalsele osuti hälbele (mõõteklemmide vahele ühendatud takistus on null). Selliselt reguleeritud mõõteklemmide lülitatud mõõdetav takistus, asetsedes vooluringis järjestikku, vähendab tsirkuleerivat voolu ja osuti hälvet. Teadaolevate takistite lülitamisega mõõteklemmidele on võimalik mõõteriista kalibreerida oomides. Järjestikust oommeetrit kasutatakse suuremate takistuste mõõtmiseks. Suuremate takistuste mõõtmisel vajab mõõteriist kõrgemapingelist vooluallikat. Suurema voolutarbimisega mõõteriist vajab kõrgemat pinget.

Rööbitine oommeeter (*b*) erineb järjestikusest ainult sellepoolest, et mõõdetav takistus R_x lülitatakse rööbiti mõõteriistaga ja viimane omakorda piiramistakistuse ning vooluallikaga. Rööbitise oommeetri juures luuakse lüliti K abil vooluring läbi oommeetri, kusjuures piiramistakisti R_p väärtus reguleeritakse maksimaalsele osuti hälbele. Mõõdetava takistuse R_x lülitamisel mõõteklemmidele moodustab see mõõteriistale šundi, mõõteriista tundlikkus väheneb ja mõõteriista hälve on seda väiksem, mida väiksem on R_x. Teadaolevate takistite lülitamisega oommeetri mõõteklemmidele on võimalik teda kalibreerida oomides. Rööbitine oommeeter on sobiv väikeste takistuste mõõtmiseks.

40 — 5. UNIVERSAALNE MÕÕTERIIST — TESTER.

On võimalik koostada rida eriotstarbelisi kombineeritud mõõteriistu voolude, pingete ja takistuste mõõtmiseks. Ühe säärase tööstuslikult «TT-2» nimetuse all toodetava universaalse mõõteriista lülitusi on toodud joonisel 40 — 4. Mõõteriistas on kasutatud 150 μA mõõteulatusega mikroampermeetrit. Mõõteriist võimaldab mõõta vahetult: 1) alalisvoolu, astmikes 0,3, 3,0, 30, 300 ja 750 mA, 2) alalis- ja vahelduvpinget, astmikes 7,5, 30, 75, 150, 300 ja 900 V, 3) takistusi, astmikes 1 Ω ... 2 kΩ, 10 Ω ... 20 kΩ, 100 Ω ... 200 kΩ ja 1 kΩ ... 2 MΩ.

Mõõteriista sisendtakistus voltmeetrina kasutamisel on 2500 Ω/V. Mõõteriist võimaldab mõõta vahelduvpingeid sagedusega 50 ... 5000 Hz. Oommeetrina kasutamiseks on mõõteriistale sisse paigutatud 1 + 3 tk. 1,5 V kuivelementi.

Mõõteriista ümberlülitamine alalisvoolu mõõtmiselt vahelduvvoolu ja takistuse mõõtmisele toimub kolmeastmelise ümberlülitiga, mis on monteeritud esiplaadile. Samuti on esiplaadile välja toodud mõõteklemmide ja oommeetri nullasendi regulaatornupp.

40 — 6. LIHTNE MAHTUVUSMÕÕTJA.

Küllaldase täpsusega mahtuvuste mõõtmisi saab sooritada resonantsi meetodil toimiva lihtsa mõõteseadisega, mille lülitus on toodud joonisel 40 — 5.

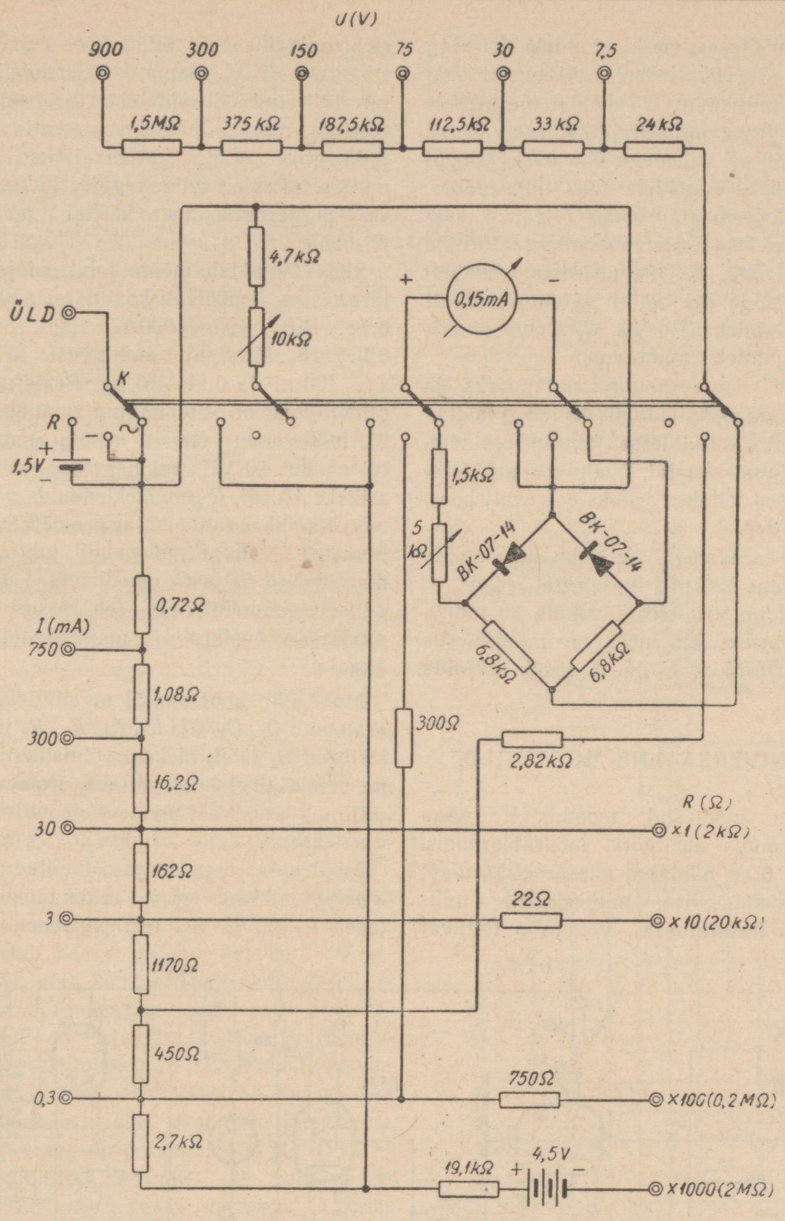
Seadis koosneb vahelduvvoolu võrgust vahetult toituvast ostsillaatorist trioodiga 6C2C, milles kasutatakse mahtuvusliku sidestusega kolmpunktlülitust. Ostsillaatori võnkering $L_2C_3C_4C_5C_6$ on induktiivselt sidestatud mõõtevõnkeringiga $L_1C_1C_2$, millele lülitatakse rööbiti klemmide AB kaudu mõõdetav mahtuvus C_x. Ostsillaatori võnkering häälestatakse kindlale sagedusele, mis vastab umbkaudu 260 ... ... 270 kHz-le, kui võnkeringides kasutada standardseid supervastuvõtja vahesagedusvõimendaja poole L_1 ja L_2. Poolide L_1 ja L_2 vaheline side valitakse tingimusest, et resonantsi korral võrevoolu langus oleks kasutatava 0 2 mA (või veelgi suurema tundlikkusega) mõõteriista skaalal selgesti loetav. Mida nõrgem on side, seda väiksem on küll võrevoolu langus, kuid seda suurem on mõõtetäpsus.

Pärast asukoha kindlaksmääramist jäetakse poolid edaspidi püsivasse asendisse ning võrevoolu väärtust reguleeritakse vajaduse järgi reostaadiga R_2. Sobivaimaks võrevooluks on umbkaudu mõõteriista skaala pool näitu.

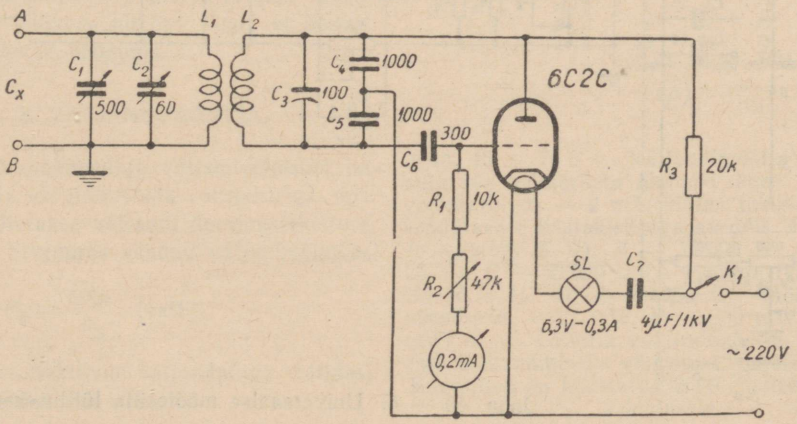
Lülituse lihtsustamiseks alaldajat ega küttetransformaatorit ei kasutata, vaid 220 V vahelduvvoolu võrgust toites piiratakse signaallambi ja sellega järjestikku lülitatud trioodi 6C2C küttevool (0,3 A) kondensaatori C_7 reaktiivtakistusega.

Mõõteseadis paigutatakse maandatavasse metallkasti, kusjuures ostsillaatori üksikosad ja montaažijuhtmed tuleb kastist hästi isoleerida.

Mõõteseadme kalibreerimiseks seatakse mõlemad pöördkondensaatorid C_1 ja C_2 maksimaalsele mahtuvusele, s. o. 0° asendisse. Trimmer C_3 reguleeritakse minimaalsele võrevoolule. Seejärel ühendatakse etalooniks kasutatav 50 pF



Joon. 40 — 4. Universaalse mõõteriista — testri «TT-2» lülitusskeem.



Joon. 40 — 5. Lihtsa mahtuvusmõõtja lülitusskeem.

kondensaator mõõteseadme klemmidele *AB* ning kondensaatorit C_1 pööratakse, kuni uuesti saabub võrevoolu miinimum. C_1 skaalal märgitakse näit «50 pF». Analoogiliselt jätkatakse skaala kalibreerimist 50 pF vahedega üha uusi etaloonkondensaatoreid klemmidele *AB* ühendades. Samu, kuigi väiksema täpsusega tulemusi, saavutatakse ainsat 50 pF etaloonkondensaatorit ja seda asendavat 500 pF lisa-pöördkondensaatorit kasutades, mida iga 50 pF järele vastavalt pööratakse. Kondensaatoriga C_2 kompenseeritakse mõõdujuhtmete mahtuvusi.

Mõõtenäitude loetavuse parandamiseks ja tulemuste täpsuse suurendamiseks on soovitav kasutada täpset kraadidesse jaotatud ja nooniusega varustatud skaalat, kusjuures mõõdetavad arvväärtused leitakse selleks eelnevalt koostatud graafikutest.

Kirjeldatava seadmega on võimalik mõõta mahtuvusi 5 kuni 500 pF, täpsusega $\pm$ 2pF.

Sama seadet on võimalik kasutada ka induktiivsuste mõõtmiseks, kui mõõdetav induktiivsus L_x lülitada järjestikku L_1-ga ja seade normida µH-es.

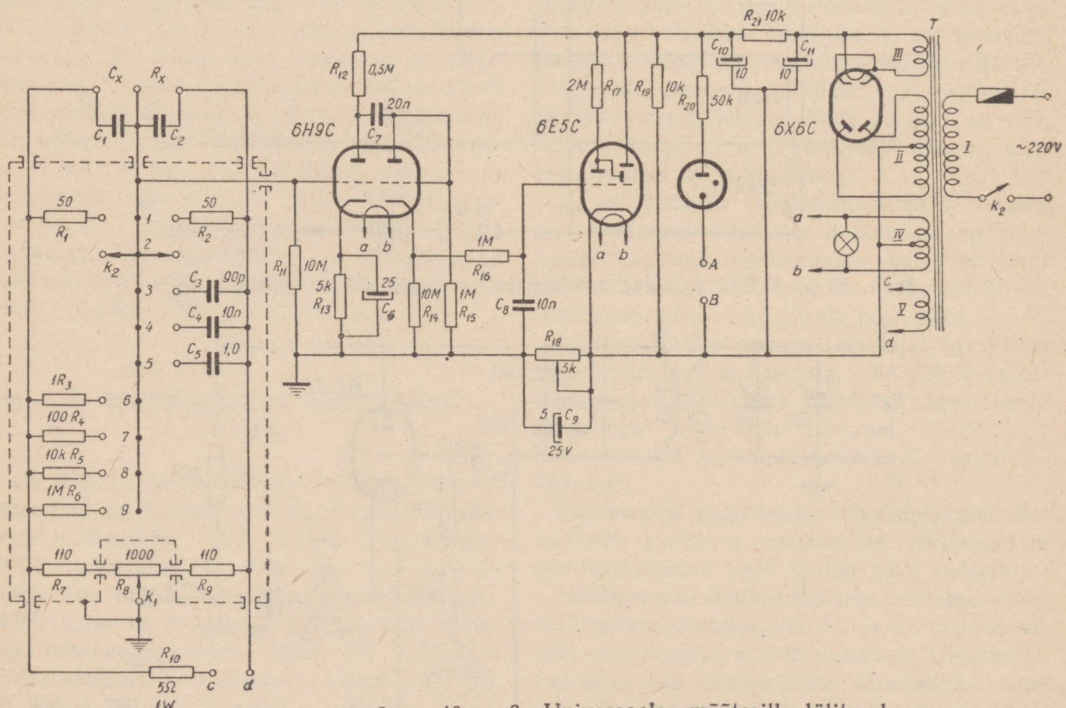
40 — 7. UNIVERSAALNE MÕÕTESILD.

Universaalne mõõtesild moodustab väga väärtusliku lisandi amatööri laboratooriumis. Joonisel 40 — 6 on näidatud üks praktilisemaid mõõtesilla lahendusviise, milles silla nullindikaatoriks kasutatakse võrgust toituvat elektronindikaatorit 6E5C koos eelvõimendajaga trioodiga 6H9C. Sama kaksiktrioodi teine pool on lülitatud diooddetektorina, milles detekteeritud pinge alaliskomponenti kasutatakse indikaatori 6C5C automaatseks eelpingestamiseks. Peale selle reguleeritakse indikaatoris pingevõimendust käsitsi potentsiomeetri R_{18} abil.

Sild võimaldab mõõta takistusi ja mahtuvusi järgmistes mõõtepiirkondades: a) takistusi 0,1 ... 10 Ω, 10 ... 1000 Ω, 1000 ... 100000 Ω ja 0,1 ... 10 MΩ, b) mahtuvusi 10 ... 1000 pF, 1 ... 100 nF ja 0,1 ... 10 µF. Peale nende mõõtepiirkondade on ette nähtud avatud sild (asend 2), millega on võimalik mõõta suuremaid mahtuvusi kui 10 µF, kui kasutada välist etalooni, näiteks 10 µF, R_x mõõteklemmide vahel. Samuti on võimalik avatud sillaga mõõta väikesi mahtuvusi 1 ... 90 pF, mispuhul juhtmetevahelised mahtuvused C_1 ja C_2 moodustavad umbes 10 pF-se etaloonmahtuvuse (ebatäpsuse tõttu kasutatakse väikestel mahtuvustel erimõõteskaalat).

Mõõtesilla koostamisel on oluline, et mõõteetaloonid C_3, C_4, C_5, R_3, R_4, R_5, R_6 ja kontrolltakistused R_1 ja R_2 oleksid võimalikult täpsed, kuna nende järgi kontrollitakse skaala osuti asendit, ning seepärast nendest oleneb mõõtmiste üldine täpsus.

Mõõtesilla reguleeritavad õlad moodustab traatpotentsiomeeter R_8, mida täiendavad takistused R_7 ja R_9. Sel teel piiratakse mõõteulatus



Joon. 40 — 6. Universaalse mõõtesilla lülitusskeem.

igas piirkonnas 1 : 100, millega saavutatakse ühtlasemate ja avaramate näitudega skaala:

Silla käsitsemine on lihtne. Mõõdetavad takistid ja kondensaatorid asetatakse keskmise mõõteklemmi ja vastavalt R_x või C_x vahele. Ümberlülitiga K_1 lülitatakse sisse vajalik mõõtepiirkond 3...9. Lüliti asendis 1 kontrollitakse silla skaala õiget kokkujooksu, mispuhul lülitatakse silla mõõteõlgade vahele võrdsed takistused R_1 ja R_2. Asendis 2 on silla õlad avatud eriotstarbelisteks mõõtmisteks. Nupuga K_1 viiakse sild tasakaalu. Indikaatori tundlikkust reguleeritakse potentsiomeetriga R_{18}.

Peale takistuste ja mahtuvuste mõõtmise on mõõteriist täiendatud veel kondensaatorite isolatsiooni proovimise seadmega, milles kasutatakse väikest huumlampi. Proovitav kondensaator asetatakse eri klemmide A ja B kaudu järjestikku huumlambiga, millele rakendatakse 220-voldine alaldatud silla pinge. Kõrge isolatsiooniväärtusega kondensaatori lülitamisel süttib huumlamp ainult kondensaatori laadimise ajaks, mis väikese mahtuvusega kondensaatorite puhul on väga lühike, suure mahtuvusega kondensaatorite puhul aga pikem. Halva isolatsiooniga kondensaatoris tekib jääv voolu lekkimine ning huumlamp hõõgub pidevalt. Keskmise headusega kondensaatorite juures tekib huumlambi vilkumine, kusjuures vilkumise sagedus on ühtlasi kondensaatori seisukorra näitajaks. Kui vilkumine on sagedane, tuleb kondensaator, samuti kui pideval hõõgumiselgi, tööst kõrvaldada. Kui aga vilkumine tekib harva, näiteks üks kord 10 sekundi jooksul, võib kondensaatori seisukorda pidada veel rahuldavaks. Seejuures peab arvestama ühtlasi ka kondensaatori mahtuvust: võrdse lekkimise juures tühjeneb suurema mahtuvusega kondensaator kiiremini kui väiksem. Kui näiteks 1 µF kondensaatori puhul üksteisele järgnevate vilkumiste vaheaeg on 3 sekundit ja 0,1 µF kondensaatori puhul 30 sekundit, siis tuleb nende isolatsiooniväärtust hinnata võrdseks. Lõpuks olgu mainitud, et elektrolüüt-kondensaatoreid sellise kontrollseadisega proovida ei saa, kuna neil kõigil on lekkivus niivõrd suur, et huumlamp jääb pidevalt hõõguma.

40 — 8. VÄLJANDIMÕÕTJA.

Madalsagedusvõimendaja väljandvõimsust on võimalik mõõta vahelduvvoolu voltmeetriga, mis mõõtmisel lülitatakse väljandi koormustakistuse klemmidele. Seejuures saadav väljandvõimsus

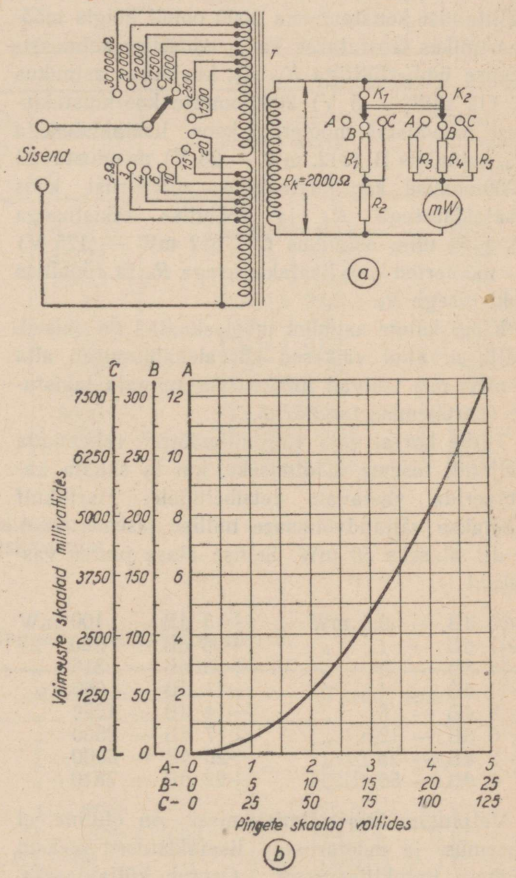
$$P_v = \frac{U_{efv}^2}{R_k} \text{ (vatti)},$$

milles U_{efv} — efektiivne väljandpinge voltides, R_k — koormustakistus oomides.

Mõõtmisel on oluline, et lülitatav koormustakistus vastaks võimenduslambi optimaalsele koormustakistusele ja et koormustakistus oma taluvvõimsuselt vastaks temas soojuseks muunduvale võimsusele.

Kuid selline mõõteviis on aegaviitev ja tülikas, eriti siis, kui on tegemist erinevate koormustega võimenduslampidega. Seepärast rakendatakse väljandvõimsuste mõõtmiseks erilist mõõteabinõu — väljandimõõtjat, mille lihtsaim lülitus on toodud joonisel 40 — 7*a*.

Vaadeldav väljandimõõtja koosneb astendatava primaarmähisega sobitustrafost T, mille sekundaarmähises säilitatakse koormustakistus R_k konstantsena 2000 oomil, ja muudetavate mõõtepiirkondadega v.-v.-voltmeetrist (vaskoksüüd-



Joon. 40 — 7. *a* — Väljandimõõtja lülitus. Kasutatava mõõteriista andmed koos alaldajaga: voolutarbivus — 2 mA, üldine takistus koos astendatavate lisatakistitega asendis A — 2000 Ω (v.-v.-pinge 5 V), B — 10 000 Ω (v.-v.-pinge 25 V); C — 50 000 Ω (v.-v.-pinge 125 V); takistid $R_1 = 417$ Ω, $R_2 = 1950$ Ω. Mõõteulatused: asendis A — 12 mW, B — 300 mW, C — 7500 mW. *b* — Graafik väljandimõõtja pingeskaala (V) ülekandmiseks võimsuse skaalasse (mW). Kõverjoon on koostatud 2000-oomisele koormustakistusele.

suunajaga varustatud 2 mA voolutarbimisega 50-oomise takistusega pöördpool-mõõteriist).

Trafo primaarmähise haruühendite valikuga on võimalik sobitada kõiki praktiliselt esinevaid lõpplampe, kas otseselt koormustakistuste ulatuses 1500...30 000 oomini või väljandtrafo kaudu 2...20 oomini. Trafo on arvestatud maksimaalsele väljandvõimsusele 7,5 vatti, mis on tavalistes tingimustes vastuvõtjate juures esinevaks võimsuste piiriks. Sekundaarpoolel lülitatakse mõõteulatused ümber kolme astmikku: 1) 0,1...12,5 mW (vastavalt 0,45...5 V), 2) 2,5...312,5 mW (2,2...25 V) ja 3) 62,5 mW ...7812 mW (11...125 V).

Mõõteriist on otseselt kalibreeritud millivattides, mille skaala ülekandekõver pingete suhtes on toodud joonisel 40 — 7*b*. Koormustakistuse säilitamist konstantsena 2000 oomil kõigis mõõteastmikes teostatakse kahepooluselise kolmeastmelise ümberlülitiga K_1, K_2, kusjuures astmikus A (12 mW — 5 V) 2000-oomise koormustakistuse moodustab mõõteriist koos lisatakistusega R_3, astmikus B (312, mW — 25 V) moodustavad 2000-oomise koormustakistuse mõõteriist koos lisatakistusega R_4 ja rööbitise takistusega $R_1 + R_2$ ning astmikus *C* (7812 mW — 125 V) — mõõteriist koos lisatakistusega R_5 ja rööbitise takistusega R_2.

Kõigi kolme astmiku mõõteskaalad on ühised, välja arvatud väikesed kõrvalekaldumised alla 5 mW, mis tekivad mõõteriista suunaja takistuse suurenemise tagajärjel.

Tarbe korral võib väljandimõõtjat rakendada väljandi taseme mõõtmiseks, kui ta skaala kalibreerida vastavalt detsibellidele. Harilikult võetakse väljandvõimsuse nullise taseme, s. o. 0 dB aluseks 50 mW. Sellise aluse juures vastaksid

—20 dB	— 0,5 mW	+ 3 dB	— 100 mW
—17 dB	— 1 „	+ 6 dB	— 200 „
—14 dB	— 2 „	+ 8 dB	— 316 „
—11 dB	— 4 „	+11 dB	— 630 „
— 8 dB	— 8 „	+14 dB	— 1250 „
— 6 dB	— 12,5 „	+17 dB	— 2500 „
— 3 dB	— 25 „	+20 dB	— 5000 „
0 dB	— 50 „	+22 dB	— 7810 „

Väljandimõõtja valmistamisel on oluline, et koormus- ja mõõteriista lisatakistused oleksid väikese induktiivsusega. Osutub küllaldaseks, kui takistused valmistada õhukestele vilgukivist ribadele mähitud takistustraadist.

Väljandimõõtjat saab kasutada mitmesugusteks ülesanneteks. Tähtsaimaks neist on vastuvõtja häälestamine koos signaalgeneraatoriga. Samuti saab väljandimõõtjaga ligikaudu kindlaks teha võimendajalt või vastuvõtjalt arendatavat maksimaalset väljandvõimsust. Sel puhul lülitatakse algul võimendaja väljandisse valjuhääldaja ja pööratakse võimendaja tugevusregulaatorit seni, kui väljandis hakkavad parajasti ilmnema kõrvaga tähelepandavad moonutused. Kui jätta tugevusregulaatori asend endiseks ja lülitada võimendaja valjuhääldajalt ümber väljandimõõtjale (loomulikult võrdsele koormustakistusele), näitab mõõtja osuti hälve maksimaalset väljandvõimsust.

Väljandimõõtjaga saab ligikaudu kindlaks teha tundmatu valjuhääldaja (või muu koormuse) impedantsi, kui võimendaja väljandis oleva valjuhääldajaga rööbiti lülitada väljandimõõtja. Mõõtja impedantsi astmelisel muutmisel on mõõtja osuti hälve maksimaalne siis, kui valjuhääldaja ja väljandimõõtja impedantsid on võrdsed.

40 — 9. SIGNAALGENERAATOR.

Kirjeldatav signaalgeneraator, mille lülitusskeem nähtub jooniselt 40 — 8, on kalibreeritud sageduse, kandevsageduse pingeamplituudi ja modulatsiooni sügavuse järgi, mis võimaldab teostada vastuvõtja juures kõiki põhilisi mõõtmisi ja reguleerimisi. Signaalgeneraatori sagedusala on jaotatud viieks astmikuks: I — 95...300 kHz, II — 300...950 kHz, III — 950 kHz...3 MHz, IV — 3...9,5 MHz ja V — 9,5...30 MHz.

Generaatoril on kaks väljandit: V_1, millelt saadakse reguleeritavat väljandpinget 0...0,1 V ja V_2 — reguleeritava väljandpingega 1 µV kuni 10 mV.

Generaatori lülitus koosneb üksikutest omaette varjestatud plokkidest, mida toidetakse kõrgtõkestusfiltrite kaudu ühisest toiteseadmest. Üldine voolutarbivus on ca 20 W.

Kõrgsagedusplokk koosneb kaksiktrioodiga 6Н15П ostsillaatorist, mis toimib maandatud anoodi ja maandatud võre lülituses. Koosside saavutatakse ühise katoodtakisti R_5 kaudu. See lülitus tagab kõrge genereeritava sageduse stabiilsuse ja lihtsustab sagedusastmike ümberlülitamist, sest ei vajata poolide haruühendeid. Ostsillaatorile järgneb võimendaja k.-s.-pentoodiga 6Ж3П, mis toimib võrevooludeta režiimis ja on stabiliseerimise otstarbel katoodtakisti R_9 kaudu vastusidestatud. Võimendatud kandevsageduse amplituudi väärtus seatakse 6Ж3П varivõrepinge reguleerimisega potentsiomeetri R_{26} abil vajalikule kõrgusele, kusjuures indikaatorina kasutatakse lampvoltmeetrit, mis koosneb 6Н1П (EL3) parempoolsest trioodist ja 500 µA mõõteriistast. Mõõteriista osuti nulli seadmiseks kasutatakse kruvikeerajaga esiplaadilt reguleeritavat potentsiomeetrit R_{35}. Normaalseks kalibreerimispingeks on 1 V, mis kantakse 6Н1П parempoolse trioodi võrele lüliti K_4 asudes parempoolses asendis. Kalibreerimisel kasutatakse kont-

roll-lampvoltmeetrit, kusjuures 1 V kohta tehakse mõõteriista skaalale tähis.

Väljareguleeritud 1 V kandevsageduslik pinge juhitakse atenuaatorisse, mis koosneb kahest plokist. Esimeses plokis toimub gradueeritud kaksikpotentsiomeetri $R_{10}R_{11}$ abil väljandpinge doseerimine piirides 0...0,1 V, mis antakse otseselt väljandisse V_1. Teises plokis toimub sama pinge astmeline nõrgendamine, mis toimub lülitiga K_2 dekaadselt, s. o. 10 mV, 1 mV, 100 µV, 10 µV ja 1 µV, ja mis kantakse väljandisse V_2. Atenuaator on koostatud masstakistitest, mis ühises varjestuskastis on otsesidestuse vältimiseks peale selle veel üksteisest vaheseintega varjestatud.

Väljandklemmidest V_1 ja V_2 rakendatakse mõõtepinge vastuvõtjasse 1 m pikkuse koaksiaalkaablist ühendusjuhtme kaudu, mille mantel on generaatori šassiile maandatud. Vastuvõtja häälestamisel tuleb koaksiaalliini ja vastuvõtja antennipuksi vahele lülitada loomulikult tehisantenn.

400-Hz sagedusega kohalik modulatsioonipinge genereeritakse 6H1П vasakpoolse trioodiga, mille väljandpinge väärtus täpsustatakse takisti R_{36} väärtuse õige valikuga selliselt, et 100% modulatsiooni puhul, lüliti K_4 asudes vasakpoolses asendis ja potentsiomeetri R_{24} liikuvkontakt pööratud maksimaalsele pingeväärtusele, mõõteriista osuti näitaks täishälvet. Modulatsiooni

Andmed poolide ja paispoolide kohta.

Pooli tähis	Sagedusala (kHz)	Aluse diameeter [mm]	Mähise pikkus [mm]	Keerdude arv	Traadi mark	Induktiivsus[2] (µH)
L_1	95...300	9	6	2×310	ПЭЛШО 0,18	4300
L_2	300...950	12,5	3[1]	3×33	ЛЭШО 7×0,07	430
L_3	950...3000	12,5	3[1]	3×12	ЛЭШО 7×0,07	43
L_4	3000...9500	20	11	15	ПЭЛ-1 0,62	4,3
L_5	9500...30 000	20	11	3,5	ПЭЛ-1 1,2	0,43
L_6	—	12	12	50	ПЭЛ-1 0,62	40
L_7	—	12	12	210	ПЭЛ-1 0,15	600
L_8	—	12	12	210	ПЭЛ-1 0,15	600
L_9	—	12	12	3000	ПЭЛ-1 0,15	70 000
L_{11}	—	12	12	400	ПЭЛШО 0,37	2000
L_{12}	—	12	12	400	ПЭЛШО 0,37	2000

[1] Mähise ühe sektsiooni pikkus.
[2] K.-s.-raudsüdamik keskasendis.

Transformaatorite ja m.-s.-paispooli konstruktiivandmed.

Tähis	Südamiku tüüp	Keerdude arv	Traadi mark
T_1	Ш-12×10	I — 800 II — 300	ПЭШО — 0,18 ПЭШО — 0,12
T_2	Ш-20×30	I — 1752 II — 1600 + 1600 III — 50	ПЭЛ-1 — 0,31 ПЭЛ-1 — 0,14 ПЭЛ-1 — 1,0
L_{10}	Ш-16×18[3]	alus keerde täis mähitud	ПЭЛ-1 — 0,14

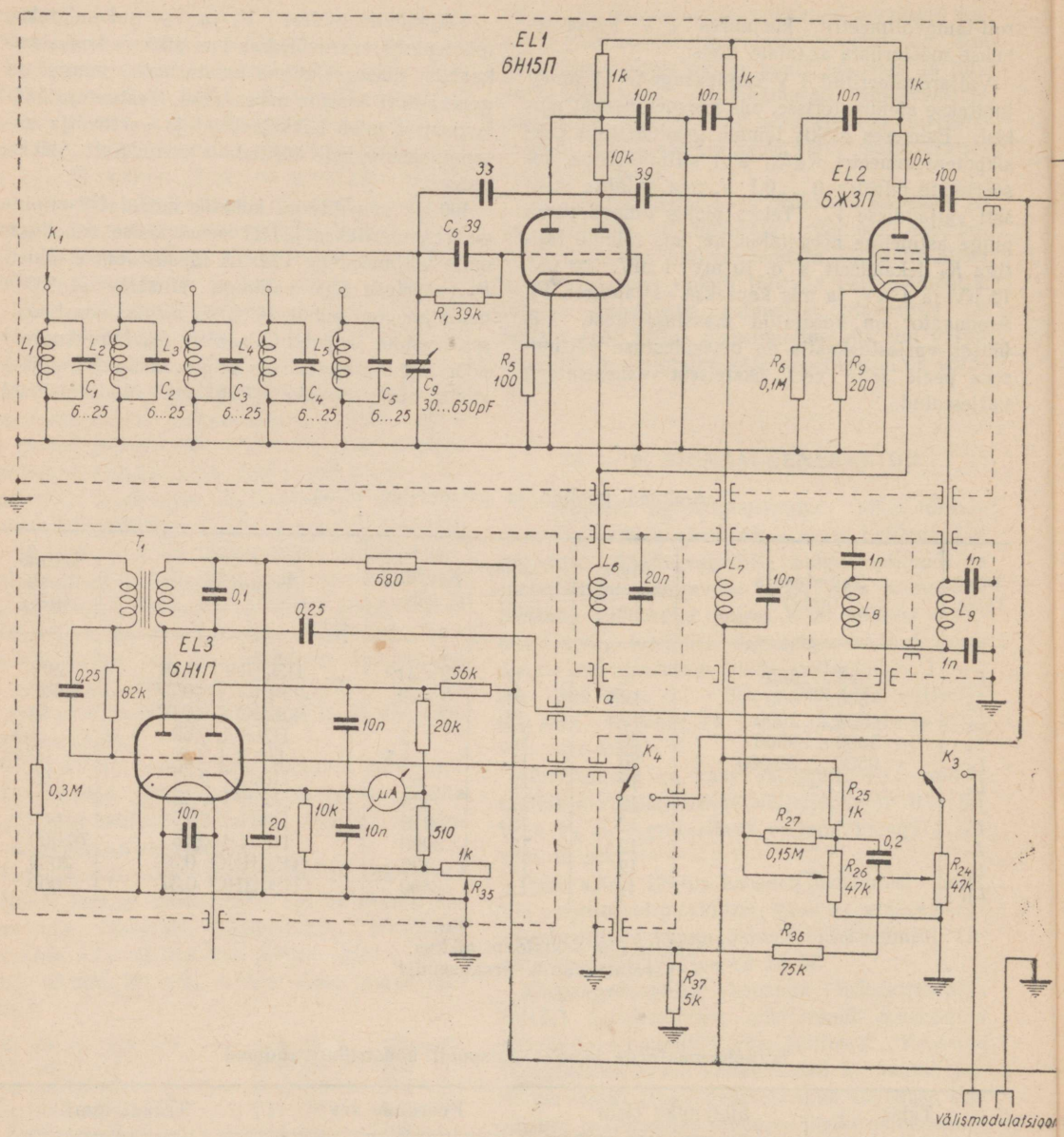
[3] Õhkpilu 0,2 mm.

Lülitid:

K_1 — sagedusastmike ümberlüliti,
K_2 — väljandpinge astmeline ümberlüliti,
K_3 — sise- ja välismodulatsiooni ümberlüliti,
K_4 — kandevsageduse ja moduleeriva sageduse pinge ümberlüliti,
K_5 — toitelüliti.

Regulaatorid:

C_9 — häälestuskondensaator,
$R_{10}R_{11}$ — väljandpinge amplituudi sujuvregulaator,
R_{24} — moduleeriva pinge amplituudi regulaator,
R_{26} — kandevsageduse pinge amplituudi regulaator,
R_{35} — mikroampermeetri nulli regulaator.



Joon. 40 — 8. Signaalgeneraatori

täisväärtuse (100%) määramist teostatakse kas elektronostsillograafiga või modulatsioonimõõtjaga. Modulatsiooniprotsendi alajaotust ei ole tarvis määrata, vaid selleks saab kasutada skaala normaaljaotusi, mis on võrdelised mõõteriista läbiva vooluga ja seega ka modulatsiooni protsendiga.

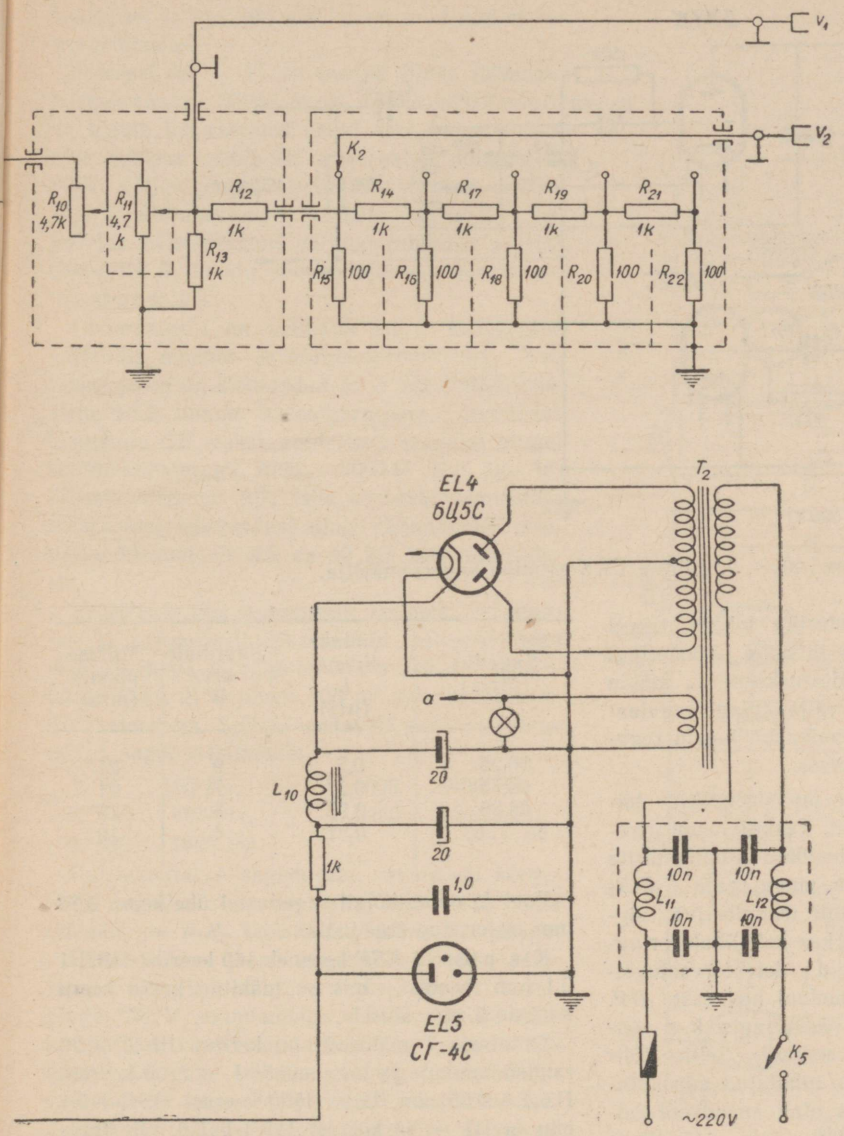
Kui on tarvis ülesse võtta proovitava vastuvõtja üldist sageduskarakteristikat, siis tuleb kasutada välismodulatsiooni allikat — s. o. m.-s.-generaatorit. Selpuhul pööratakse lüliti K_3 parempoolsesse asendisse.

Toide võetakse võrgust toitetrafoga T_2. Alaldatud pinge stabiliseeritakse.

Üksikud varjestatud plokid monteeritakse lõplikult ühisesse metallkasti, mille mõõted on 180 × 255 × 165 mm.

40 — 10. LIHTNE ÜKS ASTMIKU SAGEDUSMÕÕTJA.

Joonisel 40 — 9 on toodud lihtsa sagedusmõõtja lülitus, mida saab kasutada astmikus 50 ... 500 MHz.



lülitusskeem.

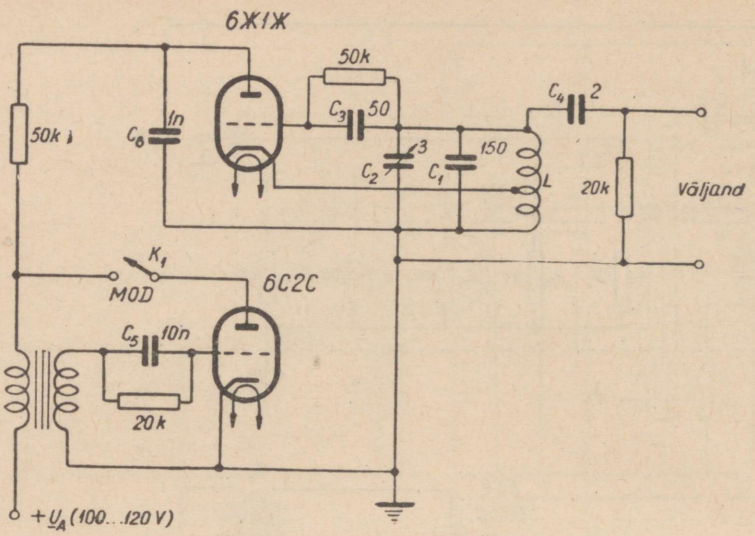
Sagedusmõõtjas toimib tõrutriood 6Ж1Ж maandatud anoodiga kolmpunktlülituses ostsillaatorina, triood 6С2С — m.-s.-generaatorina — amplituudmodulaatorina, mis lülitatakse töösse lülitiga K_1. Kuna kirjeldatava sagedusmõõtja väljandis väljandpinge amplituudimõõtja puudub, siis saab teda kasutada peamiselt indikaatorina.

Pool L koosneb 3 keerust, mis on valmistatud 1,3 mm traadist ja omab sisemist diameetrit 8 mm. Lülitusskeemis märgitud kondensaatorite C_1 ja C_2 reguleerimisega saab muuta genereeritavat põhisagedust 50 ... 100 MHz. Samal ajal ulatuvad harmoonilised sagedused (2. kuni 5.) vabalt kuni 500 MHz.

Muu konstruktiivne osa on lülituses tavaline.

40 — 11. ÜKS FM SIGNAALGENERAATOR.

Sagedusmoduleeritud saadete vastuvõtja häälestamisel ja reguleerimisel osutub sagedusmoduleerimisega signaalgeneraator hädavajalikuks. Joonisel 40 — 10 on toodud ÜKS FM signaalgeneraatori lülitusskeem («Радио» nr. 9,



Joon. 40 — 9. Lihtne ÜKS-astmiku sagedusmõõtja.

1953. a.), milles ostsillaatorina toimib triood 6C2C ultraaudion-lülituses ja mille võnkeringi moodustavad $L_3C_5C_6$. Sidestuskeeru L_4 kaudu kantakse k.-s.-võnkumised väljandpinge regulaatorisse R_4 ja sealt koaksiaalkaabli kaudu reguleeritava vastuvõtja sisendisse.

Genereeritud võnkumiste moduleerimine toimub reaktiivlambi 6Ж4 abil. Reaktiivlambi võreringi toidetakse kõrgsageduslikult ostsillaatorite genereeritud võnkumistega pingejagaja $C_4R_3R_2$ kaudu ja madalsageduslikult moduleeriva signaaliga, mis kantakse üle kas kohalikule ringhäälingusaatjale häälestatud detektorvastuvõtjast $L_1L_2C_1DR_1$ või grammofoni helipeast *HP*. Ühtlasi kanduvad samast võnkeringist k.-s.-võnkumised ka reaktiivlambi anoodile. Sellise lülitusviisi puhul on võrepinge nihutatud anoodpinge suhtes 90° võrra faasis ning anoodvool eelneb faasis anoodpingest 90° võrra. Järelikult käitub reaktiivlamp oma väljandist vaadatuna mahtuvusliku takistusena, mille väärtus sõltub lambi tõusust ja seega madalsagedusliku moduleeriva pinge amplituudist. Reaktiivlamp, olles anoodiga autotransformaatoriliselt sidestatud võnkeringiga, põhjustab seega genereeritavate võnkumiste sageduse moduleerimist, kusjuures modulatsiooni ulatust saab reguleerida potentsiomeetriga R_2.

Täieliku modulatsiooni ulatuse $\pm$ 75 kHz saamiseks vajatakse 6Ж4 võrel 0,2 V moduleerivat m.-s.-pinget.

Konstruktiivseid andmeid.

Pool L_3 on aluseta, omab 14 mm mähise läbimõõtu; mähis on valmistatud 1,45 mm traadist ja sõltuvalt keskmisest sagedusest omab järgmisi andmeid.

Sagedus (MHz)	Induktiivsus L (μH)	Keerdude arv W	Mähise pikkus (mm)
56,25	0,5	9	21
65,75	0,37	7	21
83,75	0,23	5	15
85 ... 87	0,21	4	10

Pool L_4 omab kõigil sagedustel ühe keeru 0,75 mm isoleeritud traadist.

K.-s.-paispool *KSP* koosneb 160 keerust ПЭЛ-1 0,1 mm traadist, mis on mähitud keerd keeru kõrvale 5 mm alusele.

Toitetrafo *T* mähised on keritud Ш 20 × 20 raudsüdamikule ja koosnevad: I — 2200 keerust ПЭЛ-1 0,25 mm, II — 1500 keerust ПЭЛ-1 0,1 mm ja III — 65 keerust ПЭЛ-1 0,9 mm traadist.

Side poolide L_3 ja L_4 vahel valitakse selline, et potentsiomeetri R_4 liikuvkontakti asudes äärmises parempoolses asendis oleks kaabli väljandis pinge 0,1 V.

Et vältida energia kiirgumist väljastpoolt toitekaablit, monteeritakse signaalgeneraator kinnisesse metallkasti.

Vastuvõtja reguleerimiseks lülitatakse signaalgeneraatori väljandi ja vastuvõtja antennipuksi vahele 75 Ω takisti.

40 — 12. HELISAGEDUSGENERAATOR.

Ühegi amatööri laboratooriumis ei tohiks puududa helisagedusgeneraator, kuna teda läheb tarvis madalsagedusvõimendaja sageduskarakteristiku fikseerimiseks, signaalgeneraatori modu-

leerimisel ja iga liiki mõõtmiste sooritamisel helisagedusalas.

Joonisel 40 — 11 on toodud lihtsa helisagedusgeneraatori lülitusskeem, milles ostsillaatorina töötab kaksiktriood 6H8C oma mõlema poolega. Lülitus toimib *RC* generaatori põhimõttel, mille väljandpinget iseloomustab hea siinuse kuju ja ühtlane amplituud kogu kaetavas sagedusalas. Ostsillaatori väljand juhitakse potentsiomeetri R_8 kaudu võimendajasse, mis toimib trioodiga 6C2C.

Generaatorilt on võimalik võtta kahesugust väljandit, madala- ja kõrgeimpedantsilist. Esimesel juhul on klemmid *A* ja *B* lühistatud, mistõttu EL3 toimib katoodjärgijana, arendades klemmide *CB* vahel suhteliselt madalat pinget sobitustakistusega 2000 ... 3000 Ω. Kui aga lühistada klemmid *BC*, siis arendab võimendaja normaalset võimendust ning väljandpinge saadakse klemmidelt *AB* ca 40 kΩ väljandtakistusel.

Suhteliselt laia sagedusala katmine teostatakse 1) astmeliselt paaristatud astmelülititega K_1K_2, millega lülitatakse ümber takistite komplektid R_1R_2, 2) sujuvalt 500 pF kaksikpöördkondensaatoritega. Sellele vastavalt saadakse järgmised sagedusastmikud:

1. 25 ... 100 Hz,
2. 100 ... 400 Hz,
3. 400 ... 1600 Hz,
4. 1600 ... 6400 Hz,
5. 6400 ... 18 000 Hz.

Kui soovitakse sagedusala avardada kõrgemate sageduste suunas, siis saab seda teha täiendavate R_1R_2 takistikomplektide lisamisega.

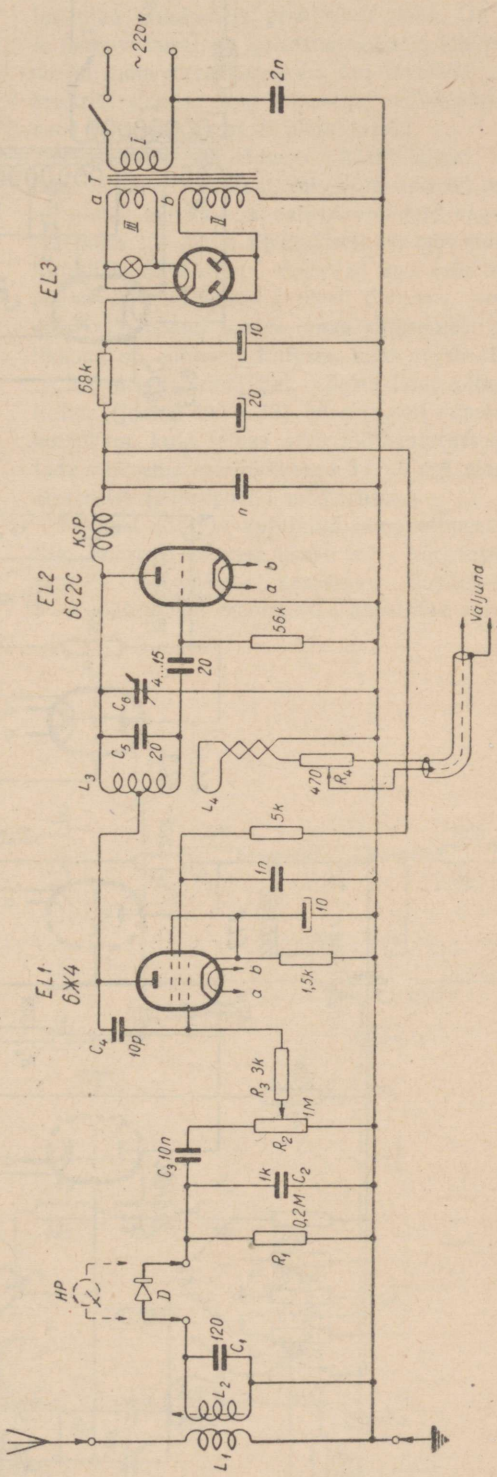
Genereeritava pinge amplituudväärtuse säilitamise otstarbel stabiliseeritakse anoodi toitepinge 150 V huumlambiga СГ-4С. Peale selle kasutatakse samaks otstarbeks EL1 katoodis termistrit L_1, mille takistus muutub järsult voolu tugevuse ja seega temperatuuri muutumisega. Tegelikult täidab skeemis termistri ülesannet 8 W/220 V metallniidiga hõõglamp.

Reostaadiga R_3 reguleeritakse tagasiside väärtust, kusjuures puhtaim siinusekujuline väljandpinge saadakse siis, kui tagasiside tugevus vastab võnkumiste tekkimise lävivääruselе.

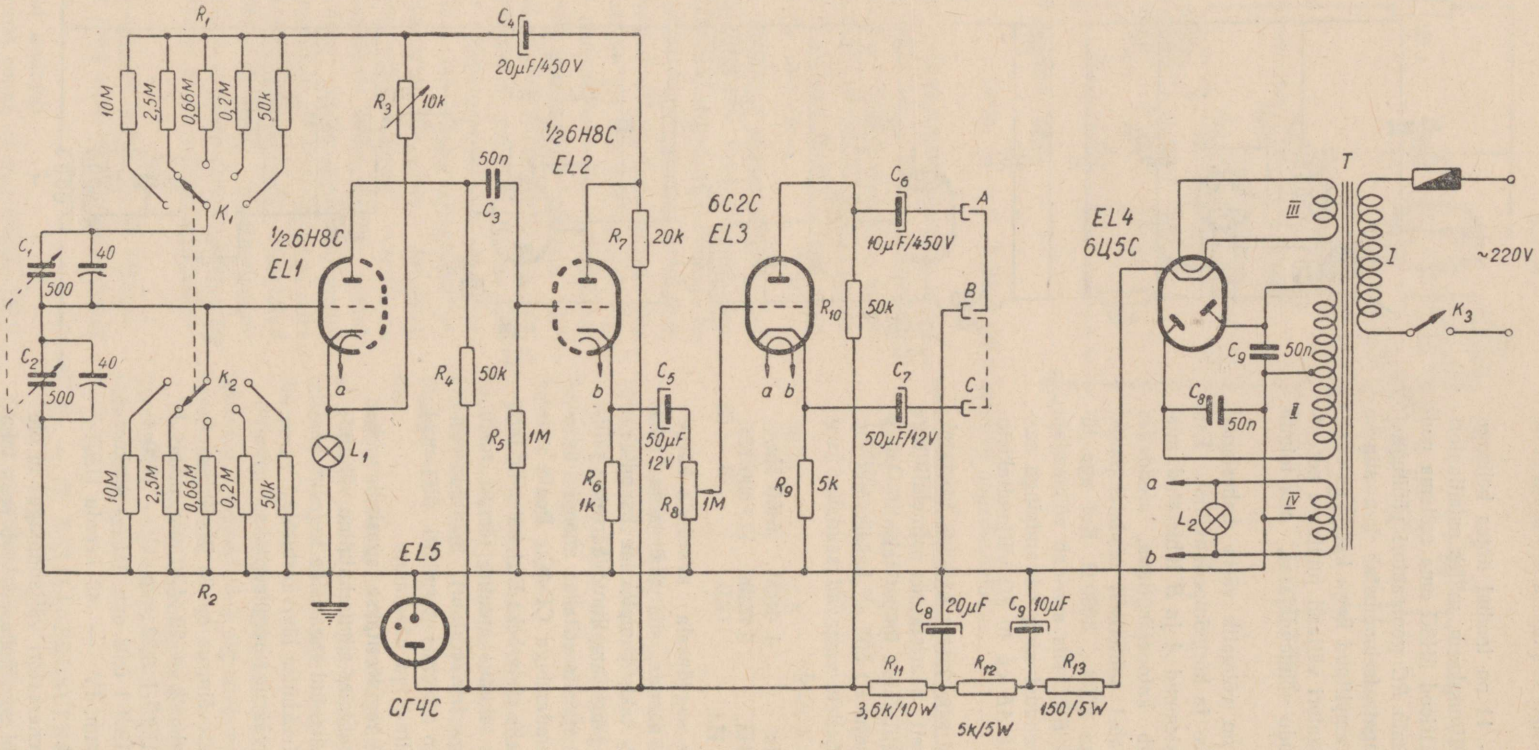
Väljandpinge väärtust reguleeritakse potentsiomeetriga R_8.

Generaatori toitevõimsus on 20 W. Toitetrafo andmeid: raudsüdamik — 20 × 30 mm, mähis I — 1650 keerdu ПЭЛ-1 0,22 mm, II — 1900 + + 1900 keerdu ПЭЛ-1 0,08 mm, III — 48 keerdu ПЭЛ-1 0,55 mm, IV — 49 keerdu ПЭЛ-1 0,75 mm traadist.

Kirjeldatava generaatori väljandpinged ei ole gradueeritud, kuid soovikohaselt saab seda teha detektori, lampvoltmeetri ja mõõteriista lisamisega generaatori väljandisse (analoogiliselt signaalgeneraatoriga).



Joon. 40 — 10. Üks FM signaalgeneraatori lülitusskeeme.



Joon. 40 — 11. Helisagedusgeneraatori lülitusskeem.

40 — 13. LAMPVOLTMEETER.

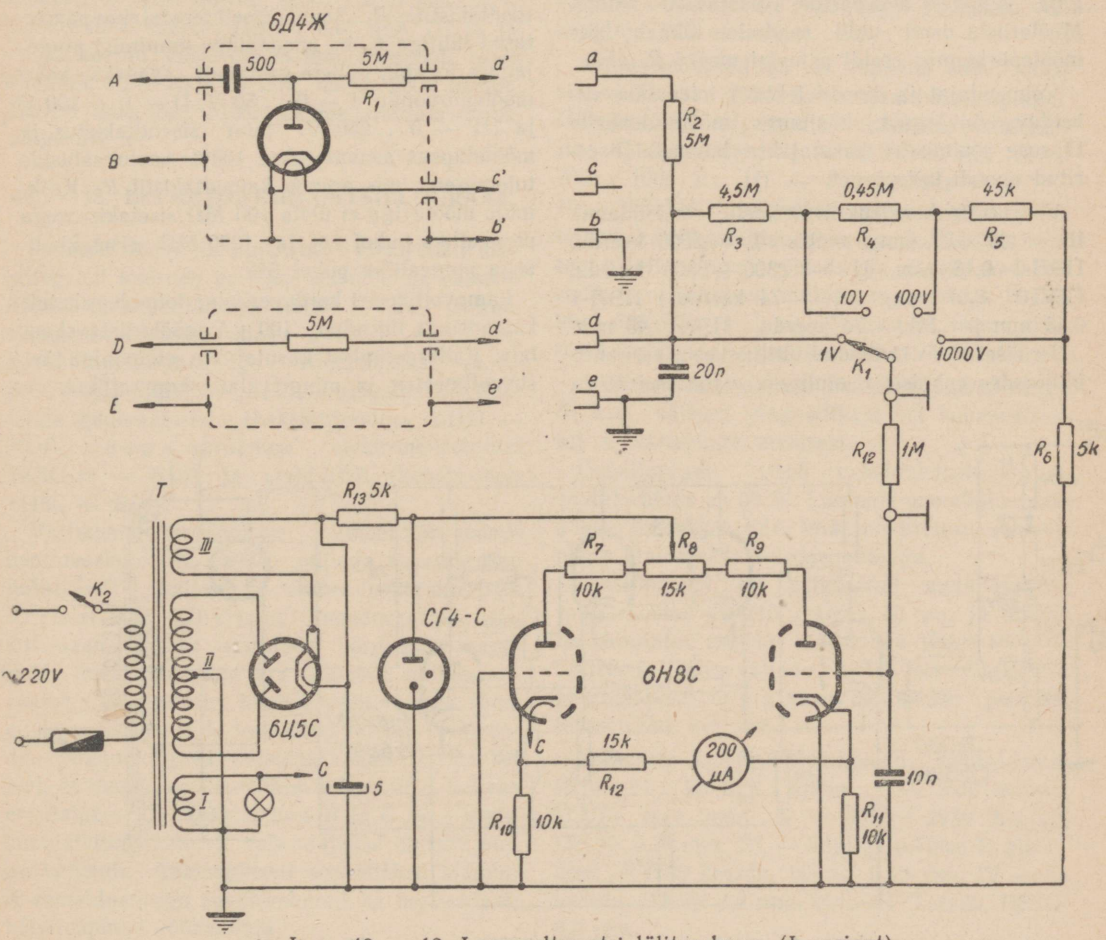
Tavalisi a.-v.- ja v.-v.-voltmeetreid saab kasutada edukalt sääraste vooluallikate pingete ja lülituselementides tekkivate pingelangude mõõtmiseks, mille omatakistus voltmeetri takistusega võrreldes on väike. Kui aga vooluallika või vooluringi omatakistus muutub võrreldavaks voltmeetri takistusega, nagu näiteks saatjas ja vastuvõtjas töötavate lampide elektroodidel ning võnkeringide klemmidel arenevate pingete mõõtmisel, kutsub tavaliste voltmeetrite rakendamine esile märgatava tööolukorra muutumise ning saadavad mõõtetulemused osutuvad selle tagajärjel petlikuks.

Kui õnnestubki hoolika konstruktsiooniga voltmeetri omatakistust tõsta küllaldaselt kõrgeks a.-v.- ja m.-s.-pingete mõõtmiseks, siis väheneb säärase mõõteriista sisendtakistus ikkagi kõrgsagedustel mõõteriista enda ja ühendusjuhtmete vaheliste mahtuvuste tagajärjel. Kaasaegne mõõtetehnika nõuab, et mõõteriistad ja -abinõud peavad säilitama oma elektrilisi omadusi kuni üli- ja ultrakõrgsagedusteni.

Neis tingimustes on voltmeeter leidnud õige lahenduse moodsas lampvoltmeetris, mis on eelloetletud puudustest praktiliselt vaba. On tõsi, et lampvoltmeetrite konstruktsioon ja käsitsemine on mõnevõrra keerukam kui tavaliste voltmeetrite juures, kuid vähesegi vilumisega on need raskused kergesti ületatavad.

Käesolevas kirjelduses käsitletakse kahte lampvoltmeetri lülitust, mis võimaldavad mõõta nii alalis- kui ka k.-s.-vahelduvpingeid sagedusteni kuni 100 MHz. Elektriliselt on mõlemad lülitused samaväärsed, erinevad aga teineteisest peamiselt tundlikkuse poolest. Esimene, joonisel 40 — 12 toodud lülitus omab väiksemat tundlikkust, on ehituselt lihtsam, kuid vajab 100... ...200 µA voolumõõtjat. Teine lampvoltmeetri lülitus (joonis 40 — 13) on ehituselt mõnevõrra keerukam, kuid temas võib indikaatorina kasutada väiksema tundlikkusega 3...5 mA magnetelektrilist (pöördpool-) mõõteriista.

Joonisel 40 — 12 kujutatud lampvoltmeetri lülitus koosneb kolmest osast: *a* — kõrgsagedus-pingete mõõtmiseks kasutatav dioodidetektor, *b* — alalispinge mõõtmiseks kasutatav eeltakis-



Joon. 40 — 12. Lampvoltmeetri lülitusskeem (I variant).

ti-komplekt, *c* — alalispinge võimendaja-komplekt koos voolumõõtja — indikaatoriga. Nii diooddetektor *a* kui ka eeltakistikomplekt *b* on proovikutena mõõtmise soodustamise huvides mõõteseadmete kerest painduva varjestatud toitekaabliga eemale viidud. Mõlemad proovikud ühendatakse oma kaablite kaudu mõõteseadmega vastavate pistikute ja pesakomplektide *abc* — *a'b'c'* ja *de* — *d'e'* abil. Selleks et tõsta voltmeetri sisendtakistust, kasutatakse detektoriks ÜKS-ioodi 6Д4Ж või ka tõrulampe.

Sel teel suubuvad nii mõõdetav alalispinge kui ka alaldatud k.-s.-pinge pingejagaja $R_2R_3R_4R_5R_6$ kaudu alalispinge-võimendajasse, milles kasutatakse tasakaalustatud vastusidelülituses kaksiktrioodi 6H8C. 100...200 μA mõõteriist ühendatakse trioodide katoodide vahele järjestikku takistiga R_{12}. Selle takisti arvväärtus tuleb kindlaks määrata voltmeetri lõplikul reguleerimisel, et madalaima mõõtepiirkonna puhul (1 V) saada skaala täishälvet. Sisendpingejagajaga saab valida 4 mõõtepiirkonda: 1, 10, 100 ja 1000 V. Kui soovitakse saada teistsuguseid mõõtepiirkondi, siis tuleb pingejagaja õlgade arvväärtusi vastavalt muuta. Mõõteriista osuti nulli seadmine toimub igas mõõtepiirkonnas eraldi potentsiomeetri R_8 abil.

Võimendajat ja diooddetektorit toidetakse vahelduvvooluvõrgust, kusjuures mõõtetulemuste täpsuse tõstmiseks kasutatakse huumstabiliseeritud anoodi toitepinget.

Võrgutrafo konstruktiivandmeid: raudsüdamik Ш — 20×23 mm; mähis I — 2500 keerdu, ПЭЛ-1 0,16 mm, II — 2300+2300 keerdu, ПЭЛ-1 0,07 mm, III — 74 keerdu, ПЭЛ-1 0,45 mm ja IV — 74 keerdu, ПЭЛ 0,45 mm.

Joonisel 40 — 13 toodud lülitusskeem sarnaneb üldjoontes eelmisega, olulisem vahe seisab ta suuremas tundlikkuses, mida kasutatava mõõteriistaga kooskõlastatakse takisti R_1 lõpliku valikuga. Mõõteriistas kasutatakse samu k.-s.-pingete (*a*) ja alalispingete (*b*) proovikuid, mida kasutati eelmiseski lülituses. Mõõteriista nulli seadmine toimub potentsiomeetri R_2 abil.

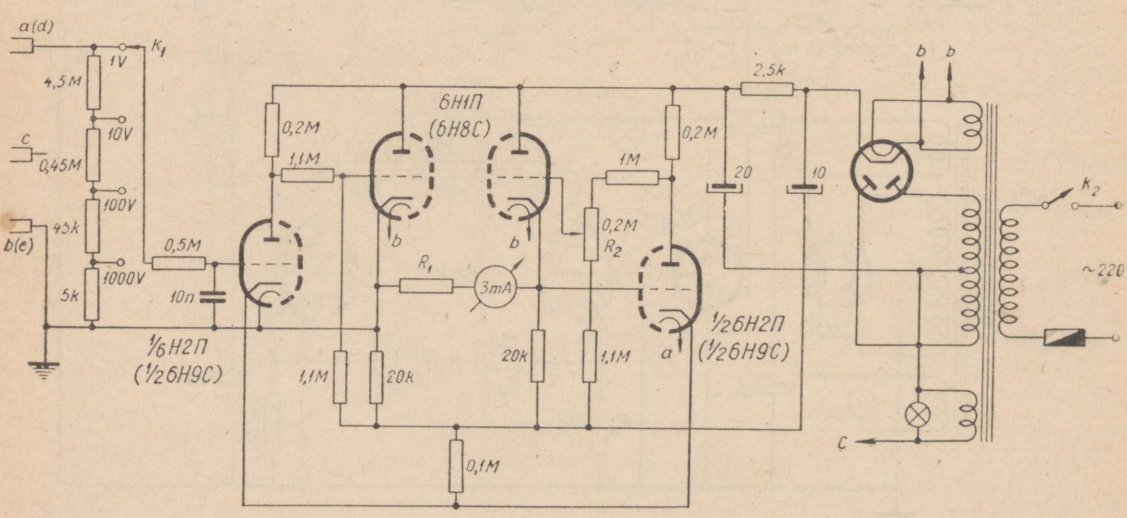
Võrgutrafo konstruktiivandmeid: raudsüdamik Ш — 20×30 mm; mähis I — 1800 keerdu, ПЭЛ-1 0,25 mm, II — 3000+3000 keerdu, ПЭЛ-1 0,08 mm, III — 58 keerdu, ПЭЛ-1 0,9 mm, IV — 53 keerdu, ПЭЛ-1 0,6 mm.

40 — 14. SUURE SISENDTAKISTUSEGA ALALISPINGE LAMPVOLTMEETER.

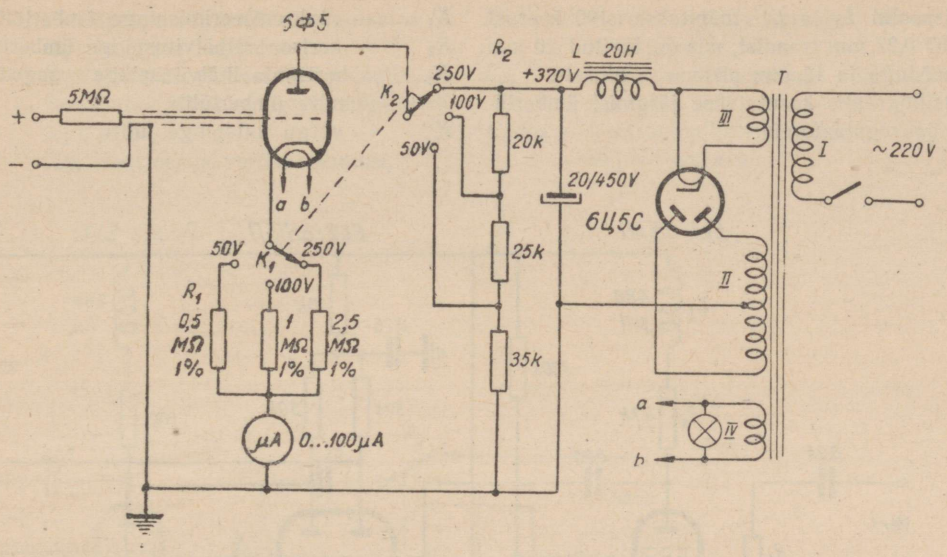
Raadioseadmete proovimisel on eriti tarvilik omada väga suure sisendtakistusega alalispingelampvoltmeetrit. Üks sellise lampvoltmeetri lülitusskeem on kujutatud joonisel 40 — 14. Lülituses kasutatakse suure μ-ga trioodi 6Ф5, millel võreühendus on välja toodud klaaskesta pealt.

Lülituse kohaselt toimib lampvoltmeeter anooddetektorina, kusjuures vajalik automaatne eelpinge tekitatakse lülitiga K_1 astendatavates katoodtakistites R_1. Samaaegselt teostatakse paaristatud lülitiga K_2 ka anoodpinge muutmist pingejagaja R_2 abil, millele vastavalt saadakse kolm mõõtepiirkonda: I — 0...50 V, II — 0...100 V ja III — 0...250 V. Suur sisendtakistus ja mõõtetäpsus saavutatakse 100% vooluvastuside tulemusena, mis areneb katoodtakistil R_1. Keskmine mõõteviga ei ületa 100 MΩ sisetakistusega pingeallika puhul 2% ja 1000 MΩ sisetakistusega pingeallika puhul 5%.

Lampvoltmeetri kalibreerimine toimub vahetult katoodringi lülitatud 100 μA mõõteriista skaalale. Kalibreerimisel kasutatakse etaloonina täpsusvoltmeetrit ja mingit alalispinge allikat.



Joon. 40 — 13. Lampvoltmeetri lülitusskeem (II variant).



Joon. 40 — 14. Suure sisendtakistusega alalispinge lampvoltmeetri lülitusskeem.

Seadis toitub vahelduvvoolu võrgust. Toitetrafo andmeid: raudsüdamik Ш — 20 × 20 mm; mähis I — 2480 keerdu, ПЭЛ-1 0,15 mm, II — 3700 + 3700 keerdu, ПЭЛ-1 0,07 mm, III ja IV — 73 keerdu, ПЭЛ-1 0,55 mm. Paispooli raudsüdamik Ш — 20 × 20 mm, mähis 5200 keerdu, ПЭЛ-1 0,08 mm. Mõõteseadme alaldaja alalispinge 370 V.

40 — 15. ELEKRTONKIIR-OSTSILLOGRAAF.

Joonisel 40 — 15 kujutatud elektronkiir-ostsillograaf koosneb uuritava sisendpinge võimendajast (k.-s.-pentoodiga 6Ж3П — *EL1* ja kaksiktrioodiga-faasipöörajaga 6Н15П — *EL2*), horisontaalhälvituspinge võimendajast (k.-s.-pentoodiga 6Ж3П — *EL3*), horisontaalhälvituspinge generaatorist (kaksiktrioodiga 6Н1П — *EL4*), 8-cm ekraaniga elektronkiiretorust (8ЛО-29 — *EL5*) ja alaldajast (kenotroniga 6Ц5С — *EL6*).

Vertikaalse sisendpinge võimendaja anoodkoormuseks on R_3 ja L_1, millega saavutatakse praktiliselt ühtlane võimenduskarakteristik 50 Hz-st kuni 600 kHz-ni. Sageduskarakteristikut saab märksa avardada kõrgemate sageduste poole, kui jätta ära katoodi sildkondensaator C_3; seejuures tuleb arvestada aga seda, et areneva vastuside tagajärjel langeb võimendus. Väga kõrgeid sagedusi saab uurida sel teel, et jäetakse võimendaja üldse välja. Selleks eraldatakse ühendusklambrid *B* ja *C* ning vertikaalhälvitusplaatidele rakendatakse uuritav pinge vahetult. Analoogiliselt eraldatakse klambri *A* eemaldamisega soovi kohaselt ka horisontaalhälvituspinge võimendaja.

Horisontaal-hälvituspinge generaator EL4 kujutab ebasümmeetrilist multivibraatorit, mille väljand rakendatakse ümberlüliti K_2 kaudu võimendaja EL3 sisendisse.

Sama ümberlülitiga on võimalik soovi kohaselt valida ka välist horisontaal-hälvituspinget. Hälvituspinge sagedust muudetakse astmelülitiga K_3 astmeliselt: I — 10 ... 100 Hz, II — 100 ... 1000 Hz, III — 1 ... 10 kHz ja IV — 10 ... 100 kHz; sageduse sujuv reguleerimine toimub kaksikpotentsiomeetriga $R_{35}R_{36}$. Horisontaal-hälvituspinge võimendaja sageduskarakteristik on praktiliselt ühtlane sagedusalas 50 Hz kuni 600 kHz. Mõlema võimendaja sisendtakistus kasutatavas sagedusastmikus võrdub 470 kΩ.

Sünkroniseerimispinge valitakse ümberlülitiga K_1 kas välisest pingeallikast või kohapealsest 6,3 V küttepinge mähisest.

Ostsillograaf toitub vahelduvvooluvõrgust, voolutarbivus on 50 W. Lampide anoodtoide saadakse alaldajast *EL6*, elektronkiiretoru anoodpinge alaldatakse seleensuunajaga.

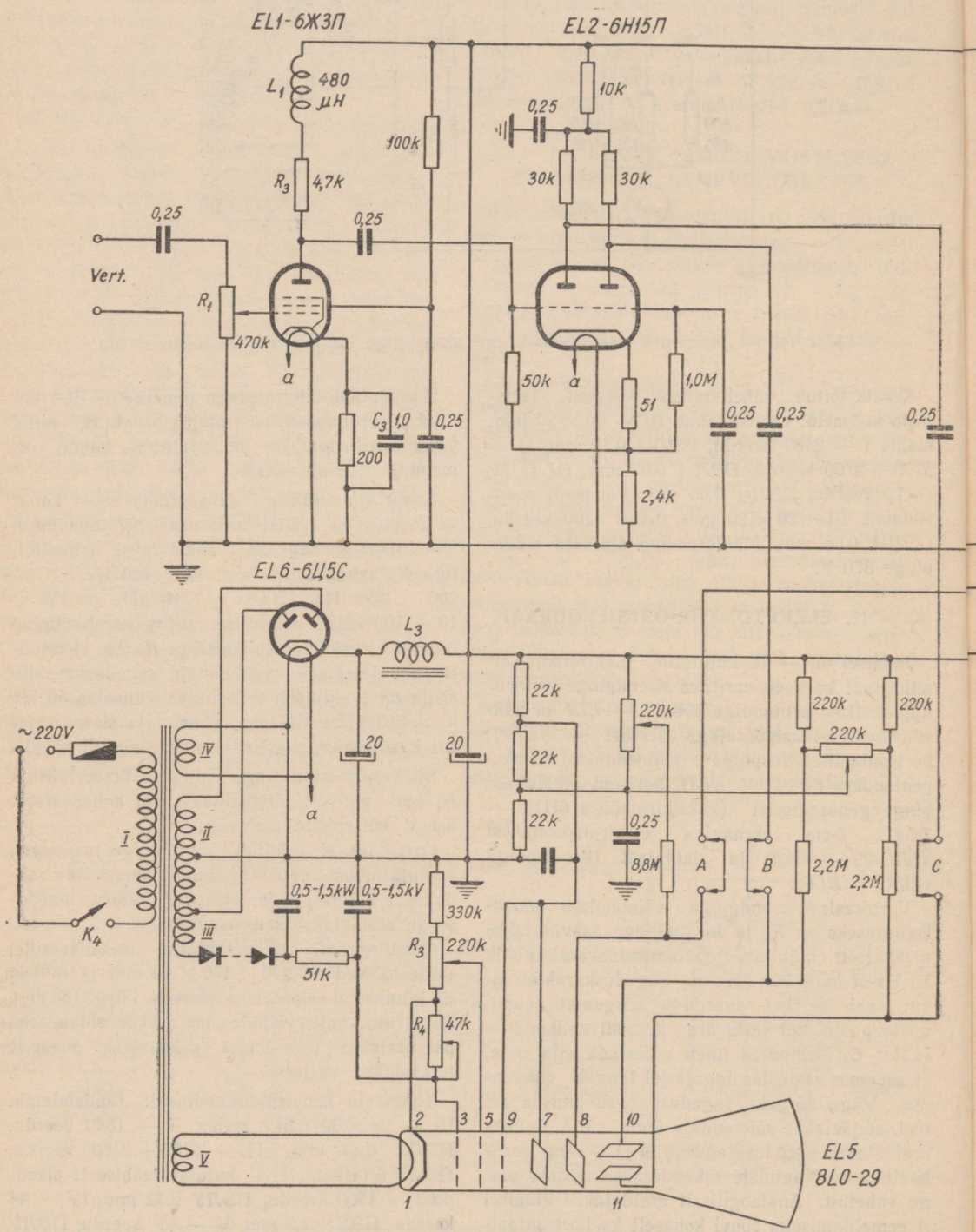
Ostsillograaf on paigutatud metallšassiile, mille mõõted on 240 × 170 × 40 mm ja millele on kinnitatud esiplaat mõõdetega 170 × 180 mm. Toitetrafo hajuvväljade mõju kõrvaldamiseks paigutatakse toru 2 mm paksusesse pehmest terasplekist varjesse.

Toitetrafo konstruktiivandmeid: raudsüdamik Ш — 24 × 30 mm, mähis I — 1540 keerdu, ПЭЛУ 0,44 mm, II — 2150 + 2150 keerdu, ПЭЛУ 0,14 mm, III — kujutab mähise II pikendust — 1500 keerdu, ПЭЛУ 0,12 mm, IV — 44 keerdu, ПЭЛУ 1,2 mm, V — 44 keerdu, ПЭЛУ 0,6 mm.

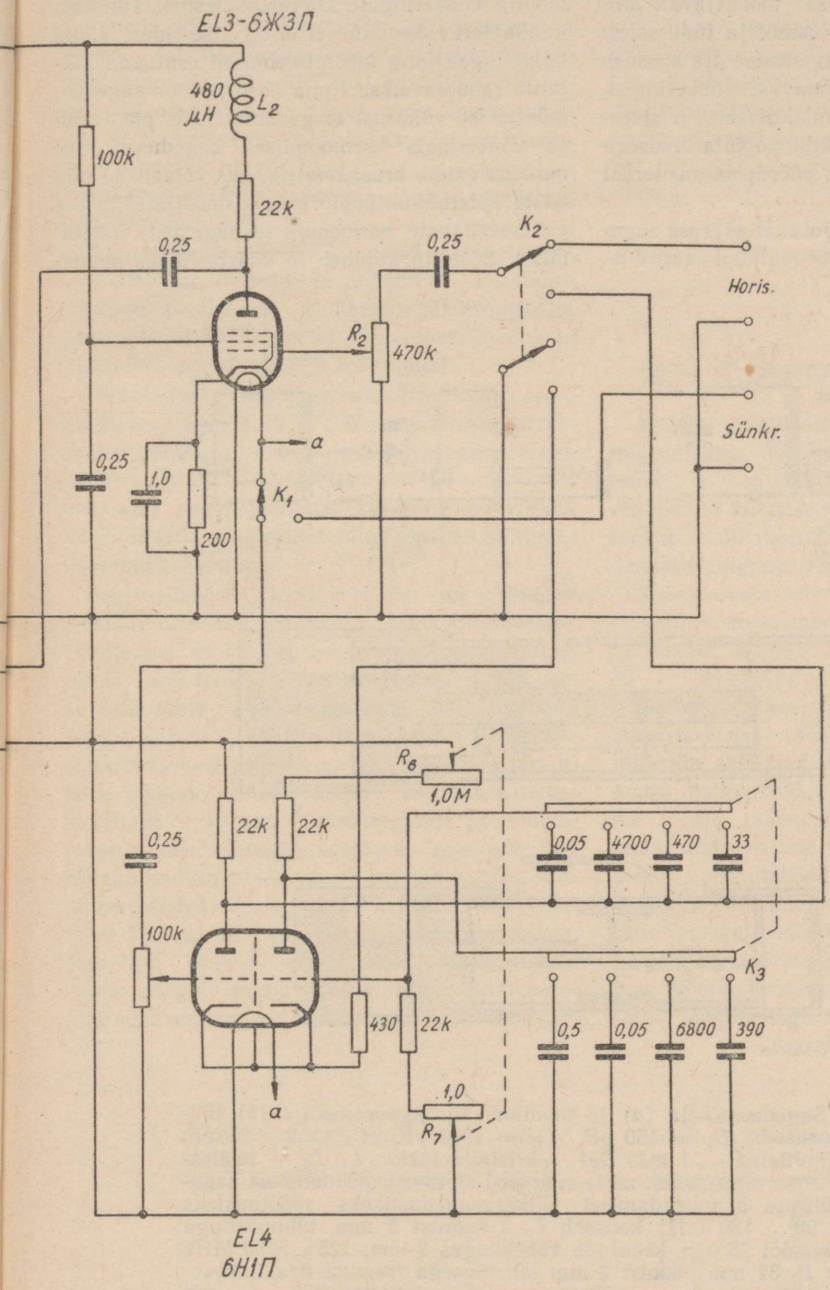
Paispoolid L_1 ja L_2 mähitakse 190 keerust ПЭШО 0,27 mm traadist, mis on keritud 20 mm läbimõõduga ja 12 mm pikkusega alusele.

Ostsillograafis kasutatakse järgmisi ümberlüliteid ja regulaatoreid:

K_1 — sünkroniseerimispinge ümberlüliti,
K_2 — horisontaalhälvituspinge ümberlüliti,
K_3 — horisontaalhälvituspinge sagedusastmike ümberlüliti,
K — võrgu toitepinge lüliti,



R_1 — sisendpinge võimenduse regulaator,
R_6 — täpi heleduse regulaator,
R_7 — täpi teravuse (fookuse) regulaator,
R_{13} — horisontaalhälvituspinge amplituudi regulaator,
R_{17} — täpi tsentreerija vertikaalsuunas,
R_{29} — horisontaalhälvituspinge võimenduse regulaator,
R_{30} — sünkroniseerimispinge amplituudi regulaator,
$R_{35}R_{36}$ — horisontaalhälvituspinge sageduse sujuv-regulaator.

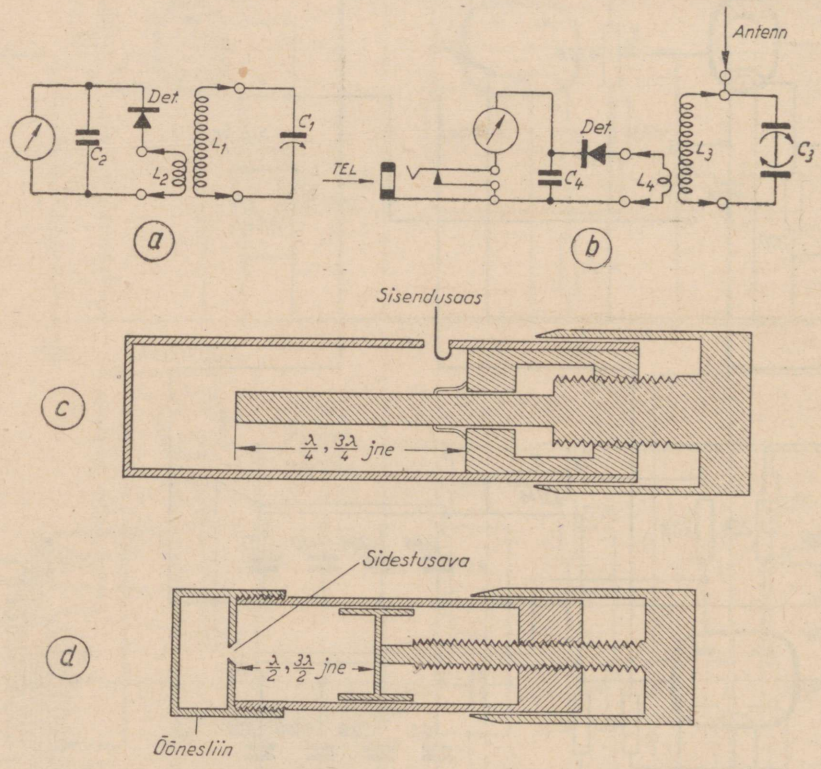


Joon. 40 — 15. Elektronkiir-ostsillograafi lülitusskeem.

40 — 16. ABSORPTSIOON-SAGEDUSMÕÕTJA.

Lihtsaimaks sageduse kindlaksmääramise abinõuks saatjate juures on absorptsioonsagedusmõõtja (lainemõõtja), mis ise ei genereeri k.-s.-võimsust, vaid võtab suhteliselt väikese võimsuse osa mõõdetavalt allikalt, mis on tarvilik sagedusmõõtja indikaatori töössepanekuks. Säärane sagedusmõõtja koosneb saatja sagedusele häälestatavast võnkeringist, millega kas vahetult või induktiivselt on sidestatud indikaatorina kas väikese voolutarbivusega taskulambipirn või tundlik pöördpool-mõõteriist suunajaga.

Joonisel 40 — 16*a* on kujutatud säärase sagedusmõõtja lülitus. Absorptsioontüüpi sagedusmõõtja näitetäpsus ei saa olla suur kahel põhjusel: esiteks on indikaatori resonantsi näitamine suhteliselt lame, suure takistuse sisseviimise tagajärjel võnkeringi (võnkeringi Q väheneb), teiseks tekib võimsuse ülekandmiseks vajatava tugeva sidestuse tagajärjel saatja ja sagedusmõõtja võnkeringide vahel saatja ja sagedusmõõtja võnkeringide kõrvalehäälestus. Tundliku indikaatori rakendamisel ei tarvitse sidestus olla kuigi tugev ning mõõtetulemused osutuvad küllaltki rahuldavaiks. Kuna absorptsioon-sagedusmõõtja ise võimsust ei genereeri, siis puuduvad ta võnkeringis harmoonilised sagedused. See omadus väldib arusaamatusi, mis võivad tekkida teiste heterodüüntüüpi sagedusmõõtjate juures genereeritavate harmooniliste sageduste käsitamisel. Seetõttu kujuneb ta väärtuslikuks mõõte-



Joon. 40 — 16. Sagedusmõõtja (*a*) ja monitor-väljatugevusmõõtja (*b*) lülitused. Osade suurused: C_1 = 150 pF, C_2 = 1000 pF, $C_3 = 2 \times 25$ pF; C_4 = 100 pF, mõõteriistad — 1 mA, *Det* — kristalldetektor, L_1, L_3 — häälestuspoolid, L_2, L_4 — sidestuspoolid, mille suurused sõltuvad mõõdetavast sagedusastmikust. Lülituse *b* rakendamisel ülikõrgsageduslikeks mõõtmisteks sagedusastmikus 90 ... 180 MHz koosneb L_3 2 keerust 2 mm läbimõõduga traadist, pooli läbimõõt 28 mm, keerdude vahekaugus 2 mm; 125 ... 250 MHz astmikus kujutab L_3 32 mm pikkust 2 mm jämedusega traadist haaki, kõveruse läbimõõduga 20 mm; L_4 — mõlemas sagedusastmikus ühine 57 mm pikkusest 2 mm jämedusega traadist painutatud haak, kõveruse läbimõõduga 20 mm. Mikrolainelisi sagedusmõõtjaid: *c* — koaksiaaltüüpi sagedusmõõtja, milles sageduse muutmine toimub seesmise koaksiaaljuhtme pikkuse reguleerimisega, *d* — õõnsustüüpi sagedusmõõtja, milles sagedust muudetakse õõsresonaatori pikkuse reguleerimisega, mis on sidestatud ava kaudu õõnesliiniga.

abinõuks saatja põhi- ja harmooniliste ning ühtlasi ka parasiitsageduste kindlaksmääramisel nende tekkimiskohal.

Ostsillaatorite sageduse määramiseks võib indikaatorina kasutada käsitatava ostsillaatori anoodvoolu mõõteriista, milles täpsel häälestamisel sidestatud sagedusmõõtja sagedusele tekib osuti järsult tõusev hälve.

Samuti võib sagedusmõõtjat rakendada ka superi ostsillaatorsageduse kindlaksmääramiseks, kui vastuvõtja töö ajal sagedusmõõtja sidestada nõrgalt ostsillaatori võnkeringiga. Selleks tuleb vastuvõtja häälestada püsivale vastuvõtusignaalile ning lülitada sisse tuikeostsillaator. Täpse resonantsi korral muutub vastuvõetava signaali toon.

Kogu sagedusmõõtja komplekt — häälestuskondensaator, detektor ja mõõteriist ehitatakse ühisesse metallkasti, kusjuures häälestuspoolid koos sidestusmähisega tehakse vahetatavaina ja asetsevad sagedusmõõtja väliskiljel.

Tarbe korral võib sagedusmõõtja sidestuspoolile külge lülitada 75 ... 100 cm pikkune varrasantenn ning järjestikku mõõteriistaga peatelefonid, nagu on näidatud joonisel 40 — 16*b*. Sel teel saab sagedusmõõtjat kasutada proovitava telefonisaatja monitorina ning saatja väljatugevuse mõõteabinõuna.

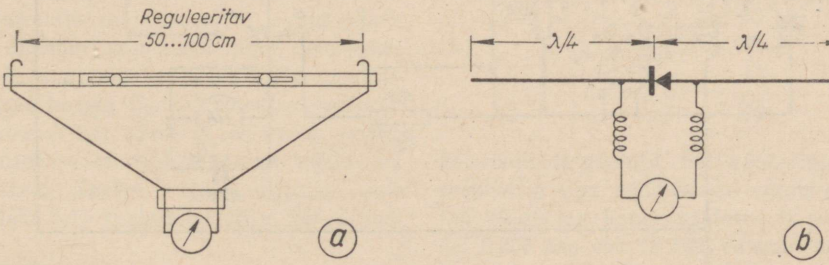
Sagedusmõõtja kalibreerimist on soovitav teostada suurema täpsusega sagedusmõõtjaga. Võrdlemisi suure täpsusega sageduse kalibreerimist saab teostada häälestatud liini abil, mis on eriti sobiv ülikõrgsagedusil, mil juhtmete pikkus kujuneb suhteliselt väikeseks. Mõõtmise otstarbeks peab liin olema vähemalt ühe terviklaine pikkune. Liini juhtmed asetatakse teineteisest 25 ... 40 mm vahekaugusele ja tõmmatakse otstest pinguli, kusjuures pole soovitav isolaatoreid kasutada mujal kui liini otstes, kinnituskohtades. Voolupaisude asukohad liinis leitakse terava servaga metall-juhtmelühistajaga. Üks liini otstest sidestatakse sidestushaagi kaudu nõrgalt saatja võnkeringiga. Indikaatorina võib mõõtmisel kasutada väikese voolutarbivusega taskulambipirni, mille kontaktidele on joodetud ühekeeruline, saatja pooli läbimõõdule vastav pool. Mõõtmiste ajaks indikaator sidestatakse saatja võnkeringiga selliselt, et lamp hõõguks keskmise valgusega. Mõõtmiseks tuleb lühistajaga liikuda piki mõõteliini, jälgides, et liikumisel lühis juhtmete vahel ei katkeks. Liinil selguvad kaks õige täpselt määratavat punkti, kus indikaatorlambi valgus järsult langeb. Nende punktide vahekaugus vastab mõõdetava sageduse poolele lainepikkusele, kusjuures mõõtmise täpsus oleneb sellest, kuivõrd täpselt punktide vahekaugus liinil kindlaks määratakse. Sel juhul, kui l on punktide vahekaugus meetrites,

$$f = \frac{146{,}2}{l} \quad [\text{MHz}].$$

40 — 17. ANTENNI MÕÕTESEADISED.

Antenni mõõtmiste ülesandeks on kindlustada maksimaalne võimsuse ülekanne saatjast antenni ja reguleerida suundantenne vastavalt ettenähtud kiirguse suunamise nõuetele. Antenni mõõtmise all mõeldakse üheaegselt ka transmissioonliini õigesse töökorda seadmist.

Seisevlainete olemasolu uurimist transmissioonliinis teostatakse voolu mõõtmise teel liini juhtmetes, milleks kasutatakse erilist, joonisel 40 — 17*a* kujutatud seadist. Selline liinivoolu mõõteseadis koosneb tundlikust termomilliampermeetrist (150 ... 250 mA), mis tugevate juhtmete abil kinnitatakse sobitatava pikkusega puust liistu otstele; puuliistule kinnitatud juhtme otsad ühendatakse teravate servadega metallkonksude külge. Mõõtmiseks asetatakse seadis piki mõõdetavat liinijuhet, kusjuures konksude vahekaugus reguleeritakse mõõteriista osuti parajale hälbele, mis kogu liini pikkuses peab püsima ühtlasena nii ühes kui teises juhtmes. Veerandlainelistel kaugustel piki liini teostatud mõõtmistega saab kindlaks teha, kas lii-



Joon. 40 — 17. Liinivoolu-mõõteseadise (*a*) ja väljatugevusmõõtja (*b*) ehituse põhimõte.

nis on olemas seisevlaineid ja kui suur on seisevlaine harisuhe.

Antenni reguleerimisel maksimaalsele kiirgusele ning kiirguse suunavuse määramiseks kasutatakse väljatugevuse mõõteseadist. Põhimõtteliselt koosneb väljatugevusmõõtja poollaine-antennist ning indikaatorist, milleks võivad olla a.-v.-mikroampermeeter koos suunajaga või lihtne häälestatud võnkeringiga lampvoltmeeter. Oluline tähtsus on väljatugevusmõõtjal ülikõrgsagedusliku kiirgusvälja suhtelise tugevuse määramisel tegelikes kiirguse tingimustes, suundantennide kiirgusomaduste kindlakstegemisel ja suunavuse reguleerimisel. Väljatugevuse mõõtmised tuleb sooritada mitme lainepikkuse kaugusel saateantennist ja kõrgustel, mis vastavad soovitava kiirgusnurga suurusele.

Joonisel 40 — 17*b* on kujutatud lihtsa väljatugevusmõõtja ehitus, milles indikaatorina kasutatakse kristalldetektorit ja 1 mA-st a.-v.-mõõteriista. Suurema tundlikkuse saamiseks asendatakse detektor lampvoltmeetriga, mille abil saab koostada saatja üksikasjalise kiirgusdiagrammi. Kristalldetektor-seadisel on pigem indikaatori kui mõõtja tähtsus.

40 — 18. VÄLJATUGEVUSE MÕÕTE-INDIKAATOR.

Kirjeldatavat väljatugevuse mõõteindikaatorit, mille lülitusskeem on näidatud joonisel 40 — 18, kasutatakse ÜKS saatjate ja ÜKS antennide väljareguleerimiseks ja häälestamiseks.

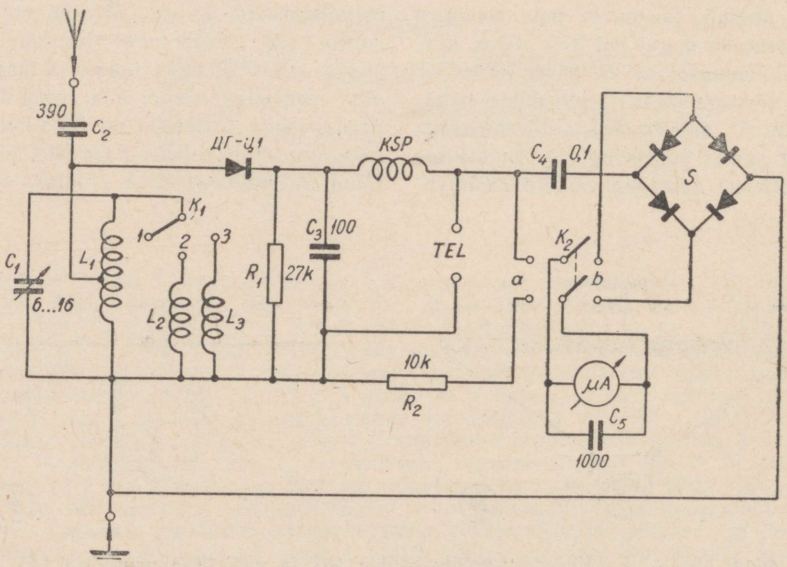
Seadis koosneb 20...40 cm pikkusest varrasantennist, mis kondensaatori C_2 kaudu on sidestatud võnkeringiga. Võnkering koosneb häälestuskondensaatorist C_1 ja ümberlülitatavatest poolidest L_1, L_2, L_3.

Saatjalt tekitatud väljatugevuse toimel indutseerub antennis sellele võrdeline emj. ning võnkeringi häälestades resonantssagedusele saadakse antenni klemmidel maksimaalne pinge. Pooli L_1 haruühendis areneva pinge toimel voolab germaaniumdioodi ДГ-Ц1 ja koormustakisti R_1 kaudu alaldatud vool. Kui ümberlüliti K_2 on paigutatud asendisse *a*, voolab läbi 100 μA indikaatori alaldatud vool, mille väärtus on resonantsolukorras võrdeline antenni asukohas oleva väljatugevusega.

Viies K_2 asendisse *b* saab mõõta amplituudmoduleeritud signaali puhul modulatsiooni sügavust. Sel juhul liitub alaldatud voolu alaliskomponendiga veel m.-s.-vahelduvkomponent, mis teistkordselt alaldatuna vaskoksüüd-sildsuunajas *S* ja võrreldes alaliskomponendi väärtusega kujutabki modulatsiooni sügavust *m*.

Indikaatori gradueerimiseks modulatsiooni protsentidele tuleb eelnevalt asendis *a* indikaatori skaalale ära märkida kindel alaliskomponendi väärtus, mis saadakse moduleerimata signaali vastuvõtul, asudes saateantennist teataval kaugusel. Seejärel lülitades indikaatori asendisse *b* teostatakse saatjas kandevlaine moduleerimist. Jälgides saatja modulatsiooni sügavust kas ostsillograafi või modulatsioonimõõtja abil, gradueerida indikaatori skaala vastavate näitude järgi modulatsiooni sügavusele.

Et vältida märgatavat tagasimõju saatjale, eriti siis, kui see on üheastmeline, tuleb mõõtmisi sooritada tingimustes, kus indikaator asub saateantennist vähemalt 3...5 lainepikkust eemal.



Joon. 40 — 18. Väljatugevuse mõõteindikaatori lülitus.

40 — 19. POOLIDE HINDETEGURI MÄÄRAMINE.

Poolide hindeteguri Q määramine omab raadioamatööri praktikas olulist tähtsust, kuna mõnikord selgub, et näiliselt heade poolidega vastuvõtja arendab ebarahuldavat võimendust. Selpuhul saab poolide Q mõõtmisega kindlaks teha, milles seisab viga: kas pooli konstruktsioonis, kasutatavas poolialuste materjalis või mõnes muus. Poolide Q mõõtmiseks piisab täielikult allpool kirjeldatud lihtsatest mõõteseadmetest.

Teatavasti kujutab võnkeringi hindetegur Q endast pooli reaktiivtakistuse või kondensaatori reaktiivtakistuse suhet võnkeringi üldisesse aktiivtakistusse resonantssagedusel. Kuna üldjuhul kondensaatori ekvivalentne järjestikune kaotakistus on tühiselt väike võrreldes pooli aktiivtakistusega r, siis võib teda jätta arvestamata ning tehtav viga pole arvestatav, kui võnkeringi headust määrata pooli hindeteguriga Q:

$$Q = \frac{2\pi f_r L}{r},$$

milles f_r on resonantssagedus, L ja r — vastavalt pooli induktiiv- ja aktiivtakistus.

Avaldisest nähtub, et Q määramiseks on tarvis teada resonantssagedust, pooli induktiiv- ja aktiivtakistust. Resonantssagedus määratakse kindlaks kalibreeritud signaalgeneraatoriga ja kui on olemas kalibreeritud pöördkondensaator, siis määratakse pooli induktiivsus resonantssageduse valemi abil:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C},$$

milles kõik suurused on väljendatud algühikutes. Taandades andmed praktilistele ühikutele (f_r — MHz, L — µH ja C — pF), võib kasutada üldtuntud arvutusvalemit:

$$L = \frac{25332}{f_r^2 C}.$$

Arvestades seda, et võnkeringi mahtuvus C koosneb mõõtmisel mitte ainult kalibreeritud pöördkondensaatori mahtuvusest C_v, vaid sellele liituvatest ühendusjuhtmestiku, pooli keerdudevahelisest ja signaalgeneraatori väljandmahtuvusest üldväärtusega C_0, on soovitav teostada mõõtmisi võimalikult suure C_v väärtuse juures, et C_0 ebamäärasusest tekkivat viga mõõtmisel mitte arvestada. Teades L ja f_r väärtusi, pole raske kindlaks teha reaktiivtakistuse $2\pi f_r L$ suurust.

Märksa raskem aga on pooli aktiivtakistuse leidmine. Seepärast kasutatakse pooli hindeteguri määramisel teisi, kaudseid meetodeid, millest levinenumaid on ribalaiuse meetod, mahtuvuse meetod ja pingevõimenduse ehk Q-mõõtja meetod.

Ribalaiuse meetod kujutab endast täpseimat Q mõõtmise meetodit. Selle meetodi põhimõte on rajatud võnkeringi resonantskõvera otsesele sõltuvusele võnkeringi Q-st: muude võrdsete tingimuste (f_r, L, C) juures on resonantskõver seda järsum, mida parem on võnkeringi Q, ja ümberpöördult.

Selle meetodi kohaselt vajatakse sagedusele kalibreeritud signaalgeneraatorit, mille väljandiga sidestatakse mõõdetava pooli L_2 võnkering (joonis 40 — 19*a*). Tagasimõjutuse vähendamiseks valitakse sidepooli L_1 ja mõõdetava pooli L_2 vaheline side väga nõrgana (sidepool L_1 koosneb 1 keerust). Mõõdetava võnkeringi C või L klemmidele ühendatakse lampvoltmeeter. Joonisel 40 — 19*a* on toodud seadmete ühendusskeem ja 40 — 19*b* — võnkeringi ekvivalentskeem, milles E on signaalgeneraatorist võnkeringi indutseeritava e. m. j. amplituudväärtus. Ekvivalentskeemist nähtub, et üldjuhul võnkeringi impedants $Z = \sqrt{r^2 + X^2}$, ja kuna resonantsi puhul reaktiivtakistus $X = 0$, siis $Z_r = r$ ning vool $I_r = \frac{E}{r}$.

Jättes võnkeringi elektrilised parameetrid ning sideväärtuse muutmatuks, kuid viies signaalgeneraatori sageduse võnkeringi omasagedusest f_r välja nii sageduse suurenemise kui ka vähenemise suunas selliselt, et võnkeringi reaktiivtakistus ja aktiivtakistus oleksid võrdsed, s. o. $X = r$, siis

$$Z_1 = Z_2 = \sqrt{r^2 + X^2} = \sqrt{2r^2} = \sqrt{2}\,r$$

ning voolud neil sagedustel

$$I_1 = I_2 = \frac{E}{\sqrt{2}\,r}.$$

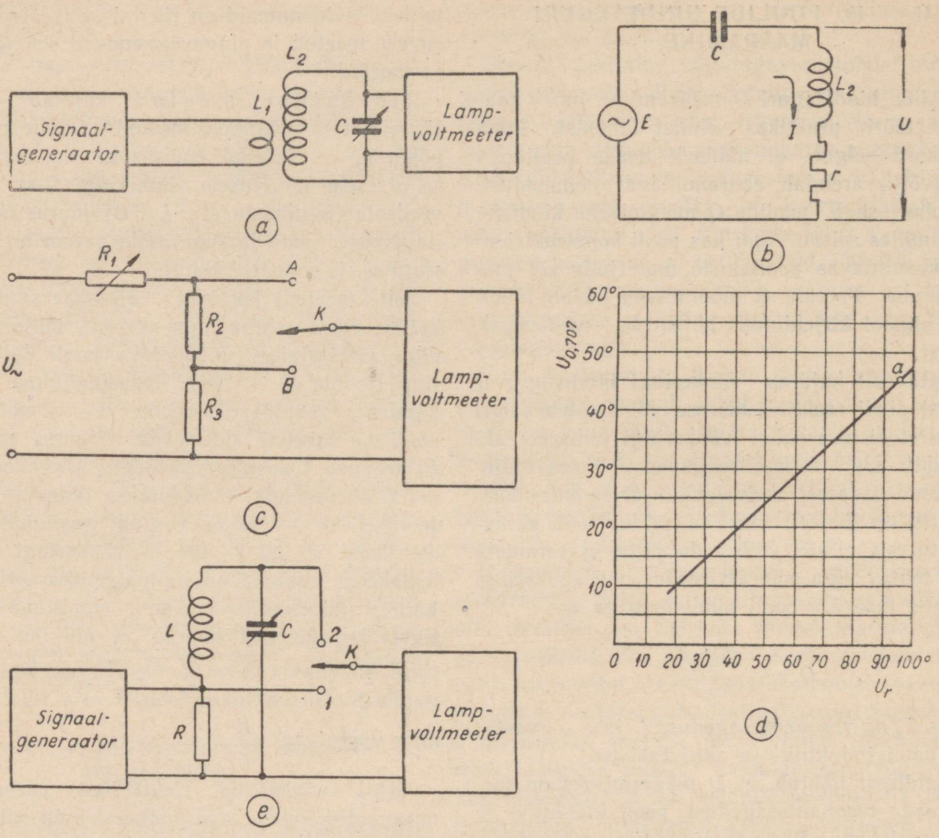
Kuna võnkeringi elementidel arenevad pingelangud U on võrdelised vooluga, siis

$$\frac{U_1}{U_r} = \frac{I_1}{I_r} = \frac{\frac{E}{\sqrt{2}\,r}}{\frac{E}{r}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707,$$

millest $U_1 = \frac{U_r}{\sqrt{2}}$.

Järelikult tingimusel, mil võnkeringi aktiiv- ja reaktiivtakistus teineteisega võrduvad, moodustab pingelang kondensaatori või pooli klemmidel 0,707 osa ehk 70,7% samast pingest resonantsi korral.

Võib tõestada, et eelmiste tingimuste täitmisel võrdsete lahkhäälestuste puhul kehtib võnke-



Joon. 40 — 19. Poolide Q mõõtmiseks kasutatavad lülitused ja graafikud.

ringi aktiiv- ja reaktiivtakistuse vahel järgmine seos:

$$f_1 - f_2 = \frac{r}{2\pi L}$$

ning

$$\frac{f_1 - f_2}{f_r} = \frac{r}{2\pi f_r L} = Q,$$

millest

$$Q = \frac{f_r}{f_1 - f_2} = \frac{f_r}{2\Delta f}.$$

Viimast avaldist kasutataksegi Q määramiseks ribalaiuse meetodil, mille kohaselt Q võrdub resonantssagedusega, jagatuna sellise ribalaiusega $2\Delta f$, mille juures võnkeringi pingeamplituud võrdub 70,7% resonantssageduse amplituudist.

Q mõõtmisel pole oluline teada resonantspinge U_r ja ribalaiuspinge $U_1 = U_2 = 0{,}707\,U_r$ absoluutväärtust, küll aga on tarvis määrata nende suhtelised väärtused lampvoltmeetri skaalalt. Mõõtmiste lihtsustamiseks koostatakse eelnevalt voltmeetri näitude graafik, millest selgub $U_{0{,}707}$ seos U_r (joonis 40 — 19d).

Graafikut on hõlpus koostada joonisel 40 — 19c toodud abilülitusega, mida toidetakse 6 ... ... 20 V $f = 50$ Hz võrgu vahelduvpingega. Lülitus koosneb reguleeritavast piiramistakistist R_1 ja pingejagajast R_2, R_3, kusjuures nende arväärtused valitakse tingimusest, et $R_1 = 0{,}707(R_2 + R_3)$. Muutes R_1 takistust, saadakse rida $U_r - U_{0{,}707}$ seoseid voltmeetri skaala kraadides, mis hiljem kantakse graafikusse. Tegelik pooli Q mõõtmine toimub juba signaalgeneraatori ja graafiku abil, millele voltmeeter on kalibreeritud, kasutades joonisel 40—19 a toodud lülitust. Resonantspinge reguleeritakse poolide L_1 ja L_2 vahekauguse muutmisega selliselt, et voltmeetri skaala näit oleks võimalikult maksimaalne.

N ä i d e. Pooli L_2 hindeteguri mõõtmisel häälestati võnkering L_2C resonantsi signaalgeneraatori toitepinge sagedusega $f_r = 1000$ kHz, kusjuures lampvoltmeetri skaala näit oli 95°. Kasutatavale voltmeetrile eelnevalt koostatud graafiku (joonis 40 — 19 d) kohaselt $U_r = 95°$ vastab $U_{0{,}707} = 45{,}5°$. Muutes nüüd signaalgeneraatori sagedust (jättes L_1 ja L_2 vahelise sidestuse endiseks) selliselt, et lampvoltmeetri näit vastaks 45,5°, saime kaks uut sagedust: $f_1 = 1006{,}1$ kHz ja $f_2 = 993{,}9$ kHz. Saadud mõõteandmete varal leitakse pooli hindetegur Q:

$$Q = \frac{f_r}{f_1 - f_2} = \frac{1000}{1006{,}1 - 993{,}9} =$$

$$= \frac{1000}{12{,}2} = 82.$$

Mahtuvuse meetod erineb eelmisest selle poolest, et kasutatakse ainult ühte signaalgeneraatori sagedust, kusjuures selle absoluutväärtuse teadmine pole oluline. Ent samal ajal läheb tarvis mahtuvusele gradueeritud pöördkondensaator.

Mõõtmisel tehakse kindlaks kolm mahtuvuse väärtust: resonantssagedusele vastav mahtuvus C_r ja lahkhäälestatud olukorrale $0{,}707U_r$ vastavad mahtuvused C_1 ja C_2. Saadud C_r, C_1 ja C_2 arvväärtuste järgi leitakse, et pooli

$$Q = \frac{2C_r}{C_2 - C_1}.$$

Pingevõimenduse ehk Q-mõõtja meetodi puhul kasutatakse joonisel 40 — 19*e* toodud lülitust, mille toiteks vajatakse ühte signaalgeneraatori või lihtsa ostsillaatori mõõtesagedust, kusjuures selle sageduse absoluutväärtuse täpne teadmine pole oluline. Edasi vajatakse veel kalibreeritud lampvoltmeetrit ja induktiivsusvaba takistit R. Selle takisti arvväärtus valitakse seevõrra väikesena (ca 0,05 Ω), et ta võnkeringi aktiivtakistusega r järjestikku asudes praktiliselt ei moonutaks võnkeringi Q tegelikku väärtust.

Mõõtmisel pööratakse lüliti algul asendisse «1», võnkering LC häälestatakse resonantsi signaalgeneraatori sagedusega ning lampvoltmeetriga mõõdetakse takistil R arenev pingelang U_1. Seejärel pööratakse lüliti K asendisse «2», häälestatakse võnkering LC uuesti resonantsi ning mõõdetakse pinge U_2. Saadud mõõteandmete põhjal arvutatakse Q:

$$Q = \frac{U_2}{U_1}.$$

Selleks, et eeltoodud meetoditega saada võimalikult täpsemaid mõõtetulemusi, on tarvis kasutada kõrgekvaliteedilist pöördkondensaatorit ja mõõtmisi sooritada maksimaalse C väärtuse juures, mil kondensaatorilt võnkeringi sisseviidavad kaod on vähimad.

KÜMNES OSA.

41. peatükk.

MAGNETOFONID.

41 — 1. MAGNETILISE HELISALVESTAMISE PÕHIMÕTE.

Kaasaegsete heliülekande süsteemidega saavutatakse parim ülekanne sagedusmoduleeritud ÜKS ringhäälinguga, mille kvaliteet pole eraldatav stuudiost m.-s.-kanali kaudu vahetult ülekantavast, kuna puuduvad naaberkanalite vahelised 9 kHz sagedusega tuiklemishäired ja puuduvad mürad.

Mis puutub salvestatud heliülekandesse, siis kõigist tuntud salvestussüsteemidest on osutunud parimaks salvestamine magnetlindile, millega saavutatakse erakordselt hea, elavsisendist peaaegu eraldamatu ülekanne. Selleks aga, et magnetlindi süsteemiga saavutada parimaid tulemusi, tuleb täita rida tehnilisi tingimusi.

Magnetilise helisalvestamise põhimõte seisab selles, et ferromagnetiline materjal magnetiseeritakse vahelduva magnetvälja toimel, kusjuures pärast magnetvälja lakkamist selles säilib jääkmagnetism, mis on funktsionaalses vahekorras mõjunud väljaga.

Magnetlindile fikseerunud jääkmagnetism tekitab taastamishelipea magnetringis magnetvoo, kusjuures helipea mähises indutseeritav e. m. j. muude jäävate tegurite juures on võrdeline magnetvoo muutumise kiirusega.

Madala sageduse puhul, millele vastab helilindile salvestatult pikk laine, tõuseb indutseeritav e. m. j algul võrdlemisi järsult, umbes 18 dB oktaavilt, kuid laine lühenedes väheneb tõus pikkamööda kuni 6 dB-le oktaavilt. Sageduse edaspidisel tõusul, kui magnetlindile salvestatud lainepikkus kujuneb võrreldavaks helipea pilu laiusega, hakkab indutseeritav e. m. j. tõusu asemel pidevalt langema. Selline pöördepunkt tekib siis, kui efektiivne pilulaius δ võrdub poole lainepikkusega λ, s. o. $\delta = 0{,}5\,\lambda$. Järelikult kõrgete sageduste säilitamise huvides peaks täidetama tingimus

$$2\delta \leqslant \lambda.$$

Seega ülekannet saab avardada kõrgete sageduste alas 1) kas vähendades helipea efektiivset pilu laiust või 2) suurendades lainepikkust helilindi kiiruse tõstmisega.

Pilu laiuse vähendamine on seotud konstruktiivsete raskustega. Kaasaegsetes salvestamise ja taastamise helipeades on efektiivne pilu laius 0,06 ... 0,02 mm. Kustutuspea pilu laius võib olla märksa avaram, 0,08 ... 0,3 mm. Tingituna magnetvälja hajuvusest magnetlindi ja pilu vahelises alas suureneb efektiivne pilu laius ca 40% võrreldes pilu tegeliku laiusega.

Helilindi kiiruse valik sõltub heliülekande kvaliteedist kõrges sagedusalas. Praktikas on kasutusel järgmised helilindi kiirused 770, 387, 192, 95 ja 47 mm/sec.

Peale selle tekivad kõrges sagedusalas lineaarmoonutused veel helilindi demagnetiseerumise tagajärjel, mis on sõltuv sagedusest. Teatavasti väheneb pikutise magneti magnetomotoorne jõud pärast magneetimisergutuse katkestamist, kui magneti otsi magnetiliselt ei suleta. Selline demagnetiseerumine sõltub täielikult magneti füüsikalistest mõõdetest ja kujust ning magneti pikkuse-diameetri suhtest, kusjuures demagneti-

seerumine suureneb selle suhte vähenemisega. Sageduse tõustes väheneb selliste helilindil ettekujutatavate elementaarmagnetite pikkus, millele vastavalt suureneb sageduse tõustes ka lineaarmoonutus. Demagnetiseerumisest tingitud lineaarmoonutust saab vähendada helilindi materjali koertsitiivjõu H_c ja jääkinduktsiooni B_r suhte tõstmisega, vaatamata nende absoluutväärtustele. Paremaid tulemusi saadakse materjalidelt, mille H_c ja B_r on suuremad, sest et peale lineaarmoonutuste väheneb ka väliste häireväljade mõju suurema indutseeritud kasuliku e. m. j. tõttu.

Joonisel 41 — 1 on kujutatud graafiliselt taastamispea väljandpinge sõltuvus ülekantavast sagedusest erinevate helilindi kiiruste kui parameetrite juures. Kõverate ülesvõtmisel on kasutatud 20μ efektiivse pilulaiusega helipead. Kõveratest nähtub, et väiksema kiirusega helilinti kasutades langeb võrdeliselt kõrgeim ülekantav sagedus.

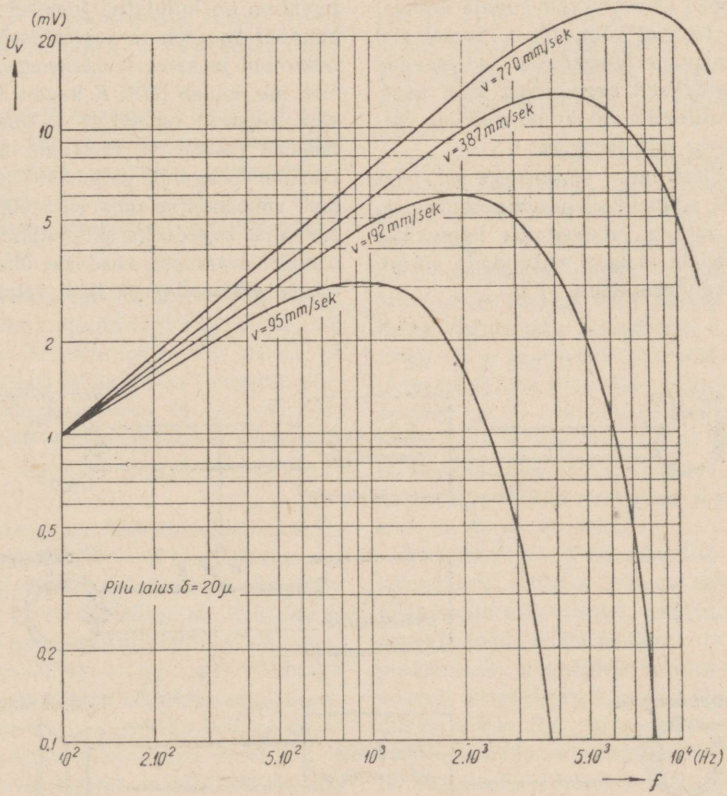
Väga olulist tähtsust omavad magnetlindi ülekandel mürapinged, mis tekivad kahel põhjusel: 1) magnetilise tõkestuse muutumise tagajärjel helipea pilu vahel, mida kutsub esile kas seadme mehhaaniline vibreerimine või magnetlindi pinna ebatasasus ja 2) magnetlindi teralisuse ebaühtluse tagajärjel. Seadme vibreerimist vähendatakse veomehhanismi hoolika konstruktsiooniga ja magnetlindi õige valmistamisega.

Mürapinge ülekanne sõltub magnetlindi magnetilisest seisundist. Täielikult demagnetiseeritud magnetlint tekitab madalaimat müraataset siis, kui kustutamine toimub vahelduvvooluga. Seetõttu kaasaegsetes magnetofonides kasutatakse eranditult vahelduvvooluga kustutamist. Samal põhjusel kasutatakse ka heli salvestamisel vahelduvvooluga eelmagneetimist.

Mürapingeid võib põhjustada ka juhuslikult magnetiseeritud magnetpea, sest pole oluline, kas magnetiseerumine toimus peas või lindis. Seepärast tuleb jälgida, et helipea ei magneetuks remanentselt. Seda saavutatakse hoolika pea materjali valikuga ja lisapilu sissetoomisega helisalvestuspea magnetringi. Juhusliku magneetumise puhul teostatakse pea demagnetiseerimine.

Magnetpead valmistatakse kõrge magnetilise läbitavusega raua-nikli-kroomi sulamist, kasutades 0,15 mm paksust isoleeritud plekki.

Magnetpeade keskmised konstruktiivandmed on järgmised:



Joon. 41 — 1. Taastamispea väljandpinge sõltuvus sagedusest erinevate helilindi kiiruste kui parameetrite juures.

Magnetpea liik	Keerdude arv	Aktiivtakistus (Ω)	Induktiivsus (mH)	Impedants (Ω)
Kustutuspea	100	1	25	2000 (70 kHz puhul)
Salvestuspea	600	10	90	58 (100 Hz puhul) 560 (1 kHz puhul) 11 000 (70 kHz puhul)
Taastamispea	600	10	90	58 (100 Hz puhul) 560 (1 kHz puhul)

Helipeade paigaldamisel on väga oluline, et magnetpea pilu telg asuks helilindi telje suhtes täpselt täisnurga all, sest näiteks juba 0,5°-ne telje kallak põhjustab 192,5 mm/sec lindi kiiruse ja 7500 Hz sageduse ülekandel 17 dB suurust sumbuvust.

Parimaks helikandjaks on rauaoksüüd-pulbriga kaetud lint. Pulbri osakeste enda mõõted, samuti ka nende vahekaugused, peavad olema tunduvalt väiksemad lainepikkusest lindil, mis vastab kõrgeimale salvestatavale sagedusele. Selliste rauapulbri osakeste läbimõõt on keskmiselt 1μ ning koertsitiivjõud $H_c = 100 \ldots 250$ Oe, jääkinduktsioon $B_r = 400 \ldots 80$G.

Eeltoodud nähtusi arvestades peavad magnetofoni võimendajad omama eri konstruktsiooni. Selleks et magnetiline salvestus helilindil oleks moonutusteta, peab salvestusvõimendaja arendama sagedusega tõusvat võimendust. Samal ajal aga peab taastamisvõimendajas võimendus tõusma pöördvõrdeliselt sagedusega kuni sageduseni, millele helilindile vastav lainepikkus võrdub kahe efektiivse pilu laiusega.

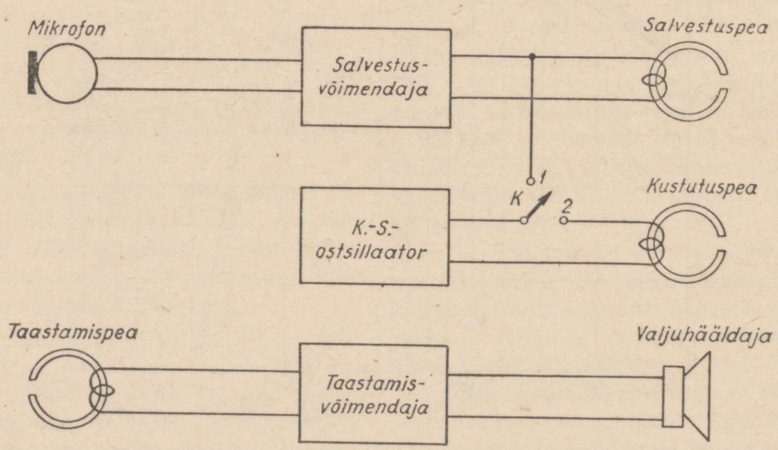
Magnetilise küllastumise vältimiseks salvestatakse heli lindile võimalikult nõrga keskmise tasemega. Tuleb vältida veomootorite hajuvvälja mõju magnetpeadele ja igati vähendada võrgumüra pääsu ülekandekanalisse.

Nii salvestamisel kui ka taastamisel peab säilitatama võimalikult nõrk surve lindi ja magnetpea vahel. Ent samuti ohtlik on liiga nõrk surve, sest et see tekitab ülekandes toonikõrguse heljumist.

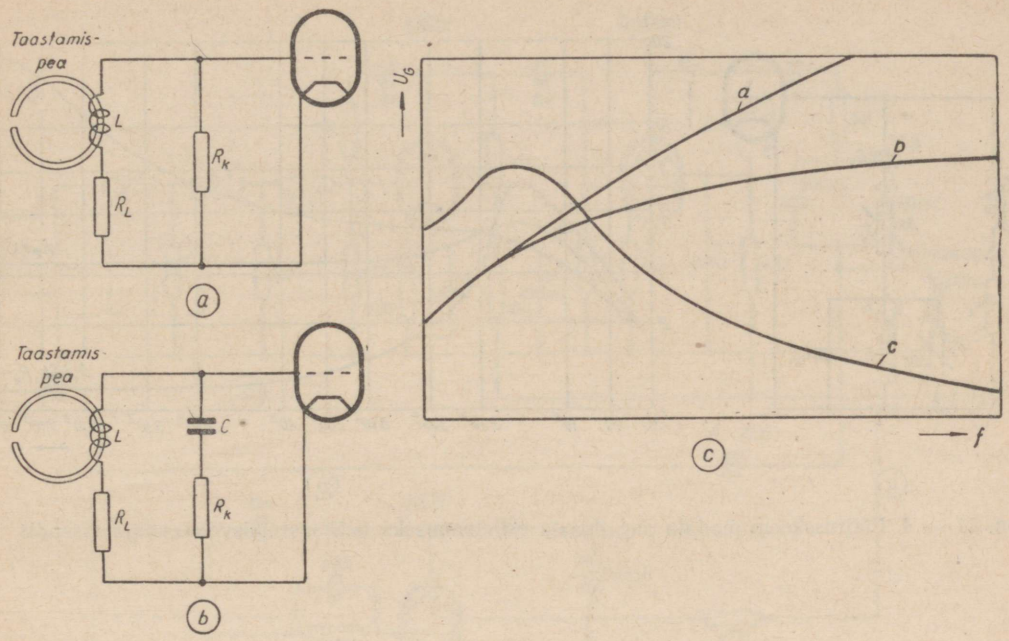
Eelmagneetimisvoolu sagedus valitakse võimalikult kõrge, et vähendada mürapingeid, kusjuures eelmagneetimisvoolu sagedus peab olema seda kõrgem, mida väiksem on pilu laius. Harilike pilude puhul kasutatakse 40 ... 100 kHz sagedusega eelmagneetimisvoolu.

41 — 2. MAGNETOFONIDE LÜLITUSSKEEME.

Kooskõlas eeltooduga on täpselt määratud magnetofoni elektriline lülitusskeem, mille lahterskeem on kujutatud joonisel 41 — 2. Skeemi kohaselt koosneb ta salvestusvõimendajast koos mikrofoni ja salvestushelipeaga, k.-s.-ostsillaatorist, mis toidab lüliti K kaudu heli salvestamisel salvestuspead (asend 1) ja kustutamisel kustutuspead (asend 2), taastamisvõimendajast koos taastamispeaga ja valjuhääldajaga. Kuna mõlemad võimendajad omavad teatavas osas vastassuunalist sageduskarakteristikut, siis ainult lihtsamates seadmetes saadakse üheainsa ümberlülitatava võimendajaga läbi; selpuhul tuleb para-



Joon. 41 — 2. Magnetofoni üldine lahterskeem.



Joon. 41 — 3. Madala sagedusala esiletoomise põhimõte helitaastamisvõimendaja sisendringis.

tamatult heliülekandel arvestada kas suuremaid või vähemaid lineaarmoonutusi. Seega magnetofoni võimendajate projekteerimine seisab nende sageduskarakteristiku õiges ja otstarbekas realiseerimises.

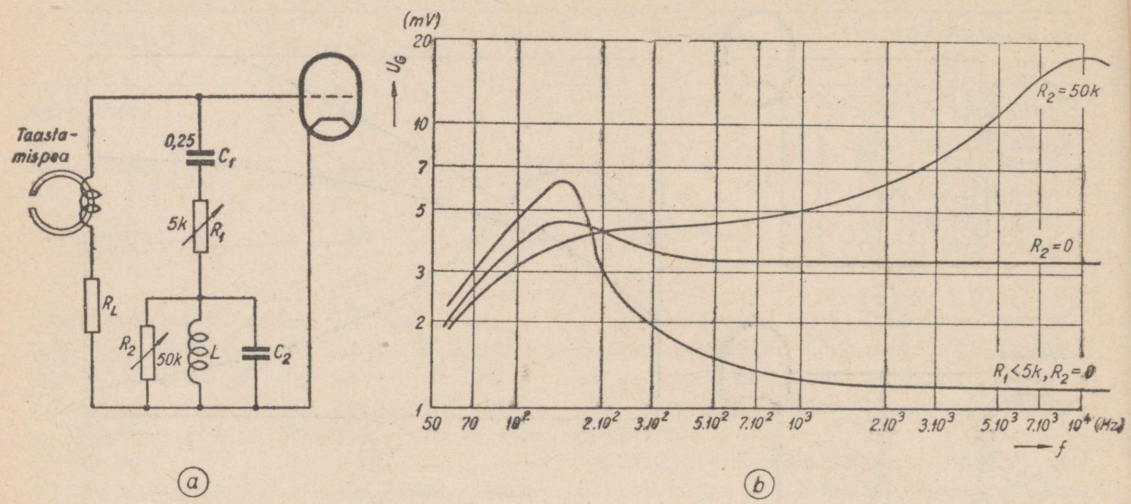
Võimendajate sageduskarakteristikut saab soovikohaselt muuta kas tavaliste sagedusfiltrite või sagedusest sõltuva vastuside rakendamisega. Seejuures tuleb eelistada vastusidet, kuna sellega vähendatakse üheaegselt iga liiki moonutuste sisseviimist.

Madala sagedusala esiletoomiseks lülitatakse taastamisvõimendaja sisendringi sageli üht- või teistliiki sagedusfilter. See on vajalik selleks, et oleks võimalik kasutada harilikku lineaarse ülekandega võimendajat. Joonisel 41 — 3 on näidatud taastamispea sidestusvõimalusi võimendaja sisendiga ja vastavad sageduskarakteristikud.

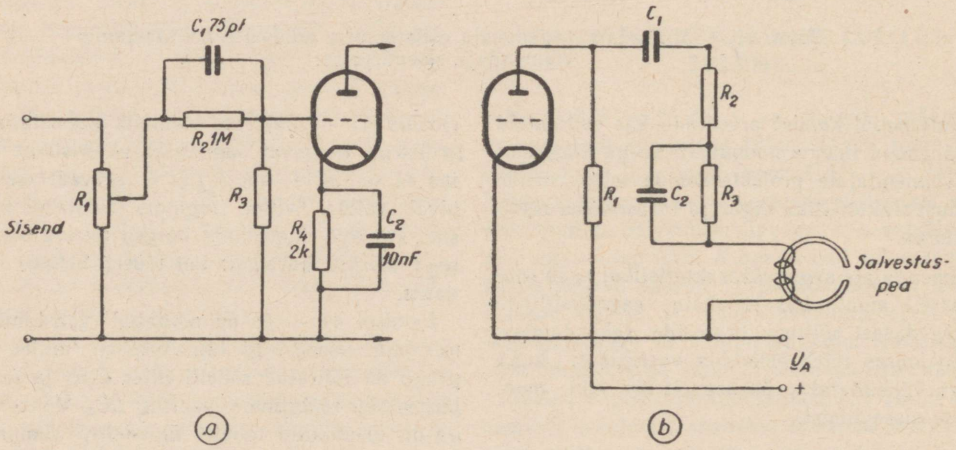
Juhul, kui taastamispea lülitada vahetult või läbi sisendtrafo sisendlambi G—K klemmidele, siis areneb sagedusega ligikaudu võrdeline võrepinge U_G tõus (joon. 41 — 3c, kõver *a*). Kui rööbiti magnetpeaga lülitada koormustakistus R_k, nagu näidatud joonisel 41 — 3*a*, siis võrepinge U_G väärtus muutub vähem sõltuvaks sagedusest, sest sageduse tõustes suureneb ka helipea impedants reaktiivtakistuse suurenemise arvel ($Z_L = R_L + j\omega L$, R_L on helipea mähise aktiivtakistus), R_k jäädes endiseks. Lülitades helipeaga rööbiti filtri, mis koosneb järjestikustest R_k ja C (joonis 41 — 3*b*), on võimalik saavutada sagedusega langevat sageduskarakteristikut (joonis 41 — 3*c*-*c*), kui R_k ja C arvväärtused sobivalt valida. Selline tingimus täidetakse nimelt siis, kui R_kC impedants langeb tõusva sagedusega märksa kiiremalt kui tõuseb helipea impedants.

Joonisel 41 — 4*a* on näidatud taastamisvõimendaja sisendringi lülitusskeem, milles helipeaga on lülitatud rööbiti filter C_1R_1 ja sellega järjestikku rööbitine võnkering LC_2. Võnkeringiga on ühendatud rööbiti muudetav summutustakistus R_2, millega saab samuti kui muudetava R_1-ga reguleerida sisendlambi võrele kantava pinge U_G sageduskarakteristikut. Võnkeringi elemendid LC_2 valitakse selliselt, et resonants areneks ca 7 ... 10 kHz-il, millel saadakse U_G tõusu kuni 15 dB. Joonisel 41 — 4*b* on toodud võimenduslambi võrele kanduva pinge U_G sageduskarakteristikud erinevate reguleeritavate takistuste R_1 ja R_2 puhul.

Joonisel 41 — 5 on näidatud kaks salvestusvõimendaja lülitust, millega taotletakse kõrge sagedusala esiletoomist. Lülituses *a* areneb korrigeeriv toime kahel põhjusel: 1) tundlikkuse regulaatori R_1 klemmidele kanduv sisendpinge rakendub pingejagajale, mille õlgadeks on sagedusest sõltuv R_2C_1 ja sagedusest sõltumatu R_3; kui ülemise õla impedants madalatel ja keskmistel sagedustel võrdub 1 MΩ, siis sagedusel 10 kHz langeb see 0,2 MΩ; 2) katoodtakisti R_4 on sillatud suhteliselt väikese mahtuvusega konden-



Joon. 41 — 4. Lülitusskeem madala sagedusala esiletoomiseks helitaastamisvõimendaja sisendis.

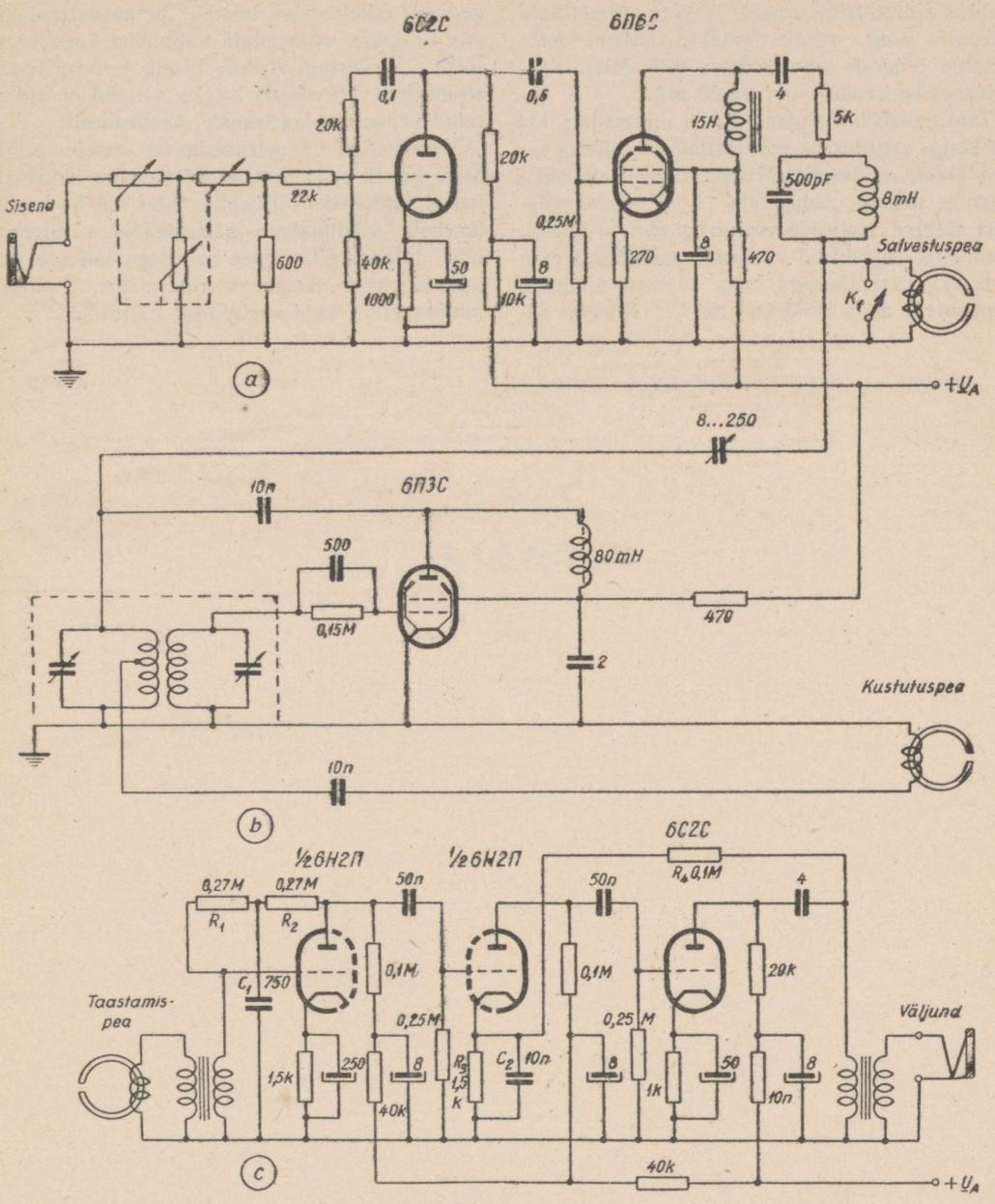


Joon. 41 — 5. Skeeme kõrge sagedusala esiletoomiseks salvestusvõimendajates.

saatoriga C_2 (10 nF), mis madalatel ja keskmistel sagedustel praktiliselt mingit šuntivat toimet ei avalda ja mistõttu neil sagedustel areneb võimendust vähendav voolu-vastuside; samal ajal aga areneb kõrgetel sagedustel täisvõimendus, sest et neil sagedustel C_2 šuntiva toime tõttu vastusidet ei arene.

Lülituses *b* toimub sageduse korrigeerimine salvestuspeaga järjestikku lülitatud ja sagedusest sõltuva impedantsiga, mis koosneb kondensaatorist C_2 ja takistitest R_2 ja R_3. Sageduse tõustes väheneb järjestikune impedants, mille tulemusena suureneb vooluringi läbiv vool ning salvestuspeale rakenduv võimsus.

Joonisel 41 — 6 on toodud lihtne magnetofoni elektrilise seadme lülitusskeem, mis on koostatud järgmistest osadest: *a* — helisalvestusvõimendaja, *b* — kustutusostsillaator ja *c* — helitaastamisvõimendaja. Salvestusvõimendaja ise on lineaarvõimendaja, mille lineariseerimiseks kasutatakse 1. astmes pingevastusidet ja 2. astmes vooluvastusidet (katoodtakisti kaudu). Vooluvastuside toimel suurenenud väljandtakistuse tõttu võib 6П6С käsitada kui konstantse voolu generaatorit, s. o. et sõltumata koormuse takistusest säilitatakse anoodvoolu väärtus. Kuna salvestuspea impedants tõuseb sagedusega, võrdudes käesoleval juhul 100 Hz sagedusel 58 Ω, 1 kHz sagedusel 560 Ω ja 7,5 kHz sagedusel 4200 Ω, siis vastavalt sellele tõuseb ka salvestuspea klemmidel pinge ning temasse kanduv võimsus.



Joon. 41 — 6. Magnetofoni lülitusskeem: *a* — salvestusvõimendaja, *b* — kustutusostsillaator, *c* — taastamisvõimendaja.

Et sisendpinge väärtuse reguleerimisel vältida sagedusmoonutusi, on võimendaja sisendisse lülitatud T-tüüpi atenuaator.

Salvestuspead toidetakse 80 kHz sagedusega eelmagneetimisvooluga, mis saadakse kustutusostsillaatorist. Eelmagneetimisvoolu reguleeritakse 8 . . . 250 pF pöördkondensaatoriga. Salvestuspea normaalsete toitevoolude väärtused on: m.-s.-signaalvool — 4 mA ja eelmagneetimisvool 1,5 . . . 2 mA. Eelmagneetimisvoolu tõkestamiseks võimendajasse on võimendaja väljandisse lülitatud *LC* tõkestusvõnkering.

Kuna eelmagneetimiseks ja kustutuseks kasutatakse suhteliselt kõrget sagedust 70 . . . 100 kHz, rakendatakse võimendajas võimsat lampi — jugatetroodi 6П3С. Ostsillaatori töörežiim valitakse selline, et kõrgemate harmooniliste sisaldus väljandvoolus oleks võimalikult väike.

Selleks sidestatakse anoodi ja võre võnkeringid nõrgalt ning võrele antakse kõrge automaatne eelpinge (võretakistus 0,15 MΩ). Kustutuspeasse kanduv vool on 80 mA.

Taastamisvõimendajas toimub nii madala kui ka kõrge sagedusala esiletõstmine, milleks rakendatakse vastusidet. Madala sagedusala esiletoomine toimub võimendaja 1. astmes sagedusest sõltuva vastuside vooluringi $R_1R_2C_1$ kaudu: madalatel sagedustel vastuside praktiliselt puudub, sageduse tõusuga aga avaldab tunduvat šunteerivat mõju kondensaator C_1. Kõrgete sageduste esiletoomine toimub pingevastusidega, mis kantakse võimendaja väljandist sagedusest sõltuva vooluringi $R_4R_3C_2$ kaudu eelneva lambi sisendringi. Nii sisend kui ka väljand on sidestatud võimendajaga transformaatoriliselt.

Magnetofoni konstrueerimisel tuleb erilist hoolt kanda selle eest, et võrguvoolu hajuvväljad ei põhjustaks nii helikanalites kui ka kustutusvoolu ostsillaatoris häirepingeid. Halvimal juhul tuleb taastamispea mähisega lülitada järjestikku häire kompenseerimismähis, millesse juhtida sama, kuid vastufaasis häirevool.

LISAD

Lisa nr. 1

ELEKTRIJUHTIDE ANDMEID.

Aine nimetus	Eritakistus ϱ 15° C juures (Ω mm²/m)	Temperatuuritegur α 15° C juures (Ω/°C)	Erikaal γ g/cm³
Alumiinium	0,03	0,0037	2,7
Elavhõbe	0,95	0,0009	13,6
Ferraal (Al+Fe+Cr)	1,15 ... 1,3	0,00008	7,6
Hõbe	0,0016 ... 0,00175	0,0036	10,5
Inglistina	0,12	0,0045	7,3
Kadmium	0,068	0,0038	8,6
Konstantaan (Cu+Ni)	0,49 ... 0,51	—0,00005	8,9
Kroomnikkel (Ni+Fe+Cr)	1,0 ... 1,1	0,00012 ... 0,0004	8,2
Maapind	10^8 ... 10^{10}		
Manganiin (Ni+Cu+Mn)	0,42 ... 0,43	—0,00001 ... +0,00006	8,43
Nikkel	0,10 ... 0,12	0,0041	8,9
Nikeliin (Ni+Cu)	0,40 ... 0,44	0,00022	8,9
Plaatina	0,104	0,0024	21,4
Plii (seatina)	0,21	0,0041	11,3
Terasplekk — dünamoplekk	0,15		7,8
„ — nõrgalt legeerit.	0,30		7,75
„ — keskm. legeerit.	0,40		7,65
„ — tugevasti legeerit.	0,60		7,55
Terastraat	0,14	0,0047	7,65
Süsi (grafiit)	40 ... 600	—0,0003 ... —0,0008	
Teras	0,1 ... 0,25	0,0045 ... 0,005	7,8
Tsink	0,06	0,0039	7,2
Uushõbe (Ni+Cu+Zn)	0,35 ... 0,41	0,00007	8,8
Valgevask (Cu+Zn)	0,07 ... 0,08	0,0015	8,3
Vask, pehme	0,0172	0,004	8,9
Vask, kõva	0,0175	0,004	8,9
Volframtraat	0,07	0,0051	19,2

Märkus: Tabelis toodud arvväärtused on keskmised; tegelikud suurused sõltuvad materjali puhtusest, termilisest ja mehhaanilisest töötlusest jne. ning võivad ülaltooduist mõnevõrra erineda.

DIELEKTRIKUTE

Dielektriku nimetus	Dielektriline läbitavus ε	Kaotegur tg δ · 10⁻⁴, sagedustel			Dielektriku tugevus U_t kV/cm	Ruumeritakistus ρ_v Ω · cm
		50 Hz	1 MHz	1000 MHz		
Alumiiniumoksüüd	10 ... 11		3 ... 6		150 ... 200	10^{16}
Bakeliitvaik	5 ... 6,5	600 ... 1000			120 ... 160	10^{11} ... 10^{12}
Eboniit	30					
Eskapoon	2,7	4	6		350	10^{17}
Fiiber	4,1 ... 7,5	600			20 ... 60	10^{8}
Karbamiidvaik	7 ... 7,5	300			120 ... 160	10^{12} ... 10^{13}
Kautšuk	4,0	50			70 ... 200	10^{15}
Keraamilised kondensaatoridielektrikud:						
Tikond T-150	130 ... 170		... 6			
Tikond T-80	75 ... 80		3 ... 6		100	10^{12} ... 10^{13}
Tikond T-60	55 ... 60		3 ... 6		100	10^{12} ... 10^{13}
Tikond T-30	25 ... 30		6 ... 9		100	10^{12} ... 10^{13}
Tikond T-25	25 ... 30		3 ... 6		100	10^{12} ... 10^{13}
Tetrabar	28		3 ... 5			10^{14}
Termokond TK-M	20 ... 25		3 ... 6		100 ... 150	10^{13}
Termokond TK-П	15 ... 20		3 ... 6		100 ... 150	10^{13}
Tiglin	12 ... 14		6 ... 9		100 ... 150	10^{13}
Timag	13		5 ... 10			10^{13}
Tibar	1200 ... 1800		... 2000		20 ... 50	10^{10}
Keramiit	7,5 ... 8,0		8 ... 20		150 ... 200	10^{13}
Kvartsklaas	4,5	1	1,5 ... 3	8	250 ... 400	10^{17} ... 10^{18}
Paber	2,5 ... 3,0	100			80 ... 400	10^{9} ... 10^{10}
Parafiin	2,2 ... 2,3	5	5	6	300	10^{14} ... 10^{16}
Orgaaniline klaas (polümetakrülaat)	3,5 ... 3,7	600 ... 700			250	10^{13} ... 10^{15}
Polüetüleen	2,0	3	3	3	400	10^{16}
Polükloorvinüül	3,0 ... 5,0	300 ... 800			140	10^{14} ... 10^{16}
Polüstürool (trolituul)	2,3 ... 2,6	2	2	2	180 ... 240	10^{16}
Puit	3 ... 4	400			15 ... 20	10^{8}
Raadioportselan	6 ... 6,5		30 ... 50		150 ... 200	$5 \cdot 10^{13}$
Raadiosteatiit	6 ... 6,5		3 ... 8		200 ... 250	10^{14}
Tefloon (polütetrafluoretüleen)	2,2	2	2	2		10^{16}
Tselloon	5 ... 7	150			100	10^{14}
Tselluloid	4 ... 5	20			100	10^{14}
Tseresiin	2,1 ... 2,3	2	1	6	150	10^{15} ... 10^{17}
Ultraportselan	7,0 ... 7,5		8 ... 20		150 ... 200	$5 \cdot 10^{3}$
Vilk	7,0 ... 8,0	1 ... 2	1,7 ... 2		240 ... 600	
Šellak	3,0	90			120 ... 240	10^{15}

Lisa nr. 2

ANDMEID

Dielektriku temperatuuritegur $\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon} \cdot 10^{-6}/^{\circ}C$	Maksimaalne töötemperatuur °C	Lahustid	Märkused
120		—	
	150	etüülpiiritus	
70 ... 80		—	
	100	—	
	100	—	
	35	bensiin ja eeter	
—1500		—	
—730		—	
—570		—	
—300		—	
—130		—	
+10		—	
+50		—	
+30		—	
—40		—	
+30		—	
... +10		—	
150		—	
50		—	
	90	—	
	50	bensiin	
	70	diklooretaan bensool, ksülool	
	65	atsetoon	
—35		toluool, bensool	
		—	
180		—	
110		—	
	300		
	100	atsetoon	
	70	atsetoon, amüülatsetaat, etüülatsetaat	
	67	bensiin	
120		—	
20 ... 100		—	
	70	etüülpiiritus	

Keraamilise dielektrikuga kondensaatoreid liigitatakse ja tähistatakse dielektriku temperatuuriteguri $\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon}$ kohaselt järgmiselt:

Tähis	Temperatuuritegur $\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon}$	Kesta värvus
А	—	
Б	$\pm 200 \cdot 10^{-6}$	
В	$\pm 100 \cdot 10^{-6}$	
Г	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	
—	$-(1500 \pm 300) \cdot 10^{-6}$	
Д	$-(730 \pm 100) \cdot 10^{-6}$	punane
Ж	$-(600 \pm 70) \cdot 10^{-6}$	oranž
М	$-(50 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	helesinine
Р	$+(30 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	hall
С	$+(110 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	sinine
Ц	$+(200 \pm 50) \cdot 10^{-6}$	roheline

VASKTRAATIDE

Traadi läbimõõt mm	Ristlõige mm²	Keerdusid ühe cm kohta[1]					Keerdusid ühe	
		Email ПЭ	1 × siid ПШО	2 × siid ПШД	1 × puuvill ПБО	2 × puuvill ПБД	Email ПЭ	1 × siid ПШО
0,05	0,00196	167	91	59			18000	10000
0,06	0,00283	143	84	56			12600	8200
0,07	0,00385	125	77	52,5			10000	6800
0,08	0,00503	111	72	50,6			8200	5700
0,10	0,00785	87,0	62,5	45,5		35,7	5700	4250
0,12	0,01131	74,1	55,5	41,5		33,3	4000	3320
0,14	0,0154	64,5	51	38,6		31,4	3130	2250
0,15	0,0177	60,6	47,5	37,0		30,3	2800	2400
0,16	0,0201	57,2	46	36,0		29,6	2500	2170
0,18	0,0254	51,3	42	33,5		28,0	2070	1800
0,20	0,0314	45,5	38,5	31,3	34,3	26,3	1720	1530
0,22	0,0380	41,6	35,7	29,6	32,0	25,0	1400	1260
0,25	0,0491	37,1	32,0	27,0	29,4	23,3	1140	1020
0,30	0,0707	30,6	27,8	23,8	25,5	20,8	810	740
0,35	0,0962	26,3	24,5	21,3	21,7	18,2	565	567
0,4	0,1257	23,3	21,9	19,4	20,3	17,0	470	450
0,5	0,1964	18,5	17,7	16,7	16,8	14,7	308	392
0,6	0,283	15,5	15,1	13,9	14,2	12,2	217	217
0,7	0,385	13,3	13,1	12,1	12,4	11,2	164	164
0,8	0,503	11,76			11,0	10,0	125	128
0,9	0,636	10,53			9,9	9,0	101	103
1,0	0,785	9,52			9,0	8,3	83	85
1,1	0,95	8,66				7,5	69	70
1,2	1,13	7,94				6,9	58,5	59,5
1,3	1,33	7,35				6,5	50,5	51
1,4	1,54	6,85				6,1	44,5	45
1,5	1,77	6,41				5,7	39	
1,6	2,01	6,02				5,43	35	
1,7	2,27	5,71				4,85	31	
1,8	2,54	5,36				4,62	28	
1,9	2,84	5,12				4,42	25	
2,0	3,14	4,83				4,23	23	
2,5	4,91	3,90				3,54	15	
3,0	7,07	3,27				3,0	10,5	

[1] Et traadi isolatsioonikihi paksus võib muutuda, on keerdude arvud ühe cm ja ühe cm²
[2] Keerdude arvud ühe cm² kohta on arvatud masinaga tihedalt mähituna.
[3] Kohasteks koormusteks on: sobitustrafodes 1,0 . . . 1,5 A/mm², toitetrafodes 1,5 . . . 2,0 A/mm²,

Lisa nr. 3

ANDMEID.

cm² kohta [1,2]			Emaili-traadi pikkus m 1 kg kohta	Takistus oomides 100 m kohta 25° C	Koormus amprites[3]			
2× siid ПШД	1× puuvill ПБО	2× puuvill ПБД			1,0 A/mm²	1,5 A/mm²	2,0 A/mm²	2,5 A/mm²
5300			54700	892	0,00196	0,00294	0,00392	0,0049
4600			38300	618	0,00283	0,00425	0,00566	0,00708
4000			28200	454	0,00385	0,00578	0,00770	0,00962
3520			21700	348	0,00503	0,00755	0,0101	0,0126
2800	2070		13800	223	0,00785	0,0118	0,0157	0,0196
2280	1720		9660	155	0,0113	0,0169	0,0226	0,0283
1900	1470		7140	114	0,0154	0,0231	0,0304	0,0385
1720	1360		6290	98,8	0,0177	0,0265	0,0354	0,0443
1600	1260		5460	87,0	0,0201	0,0301	0,0402	0,0503
1360	1100		4330	68,6	0,0254	0,0381	0,0508	0,0635
1180	940	665	3500	55,7	0,0314	0,0471	0,0628	0,0785
1020	835	595	2960	46,0	0,0380	0,0570	0,0760	0,0950
835	700	515	2305	35,6	0,0491	0,0736	0,0982	0,125
630	540	413	1590	24,8	0,0707	0,106	0,141	0,177
493	395	202	1145	18,2	0,0962	0,144	0,192	0,241
395	325	245	896	13,9	0,126	0,187	0,251	0,314
274	231	182	573	8,92	0,196	0,295	0,393	0,488
193	172	134	398	6,18	0.283	0,425	0,566	0,707
148	134	108	292	4,55	0,385	0,577	0,770	0,963
117	108	88	223	3,48	0,503	0,755	1,01	1,26
95	88,5	73,5	177,6	2,75	0,636	0,955	1,27	1,59
79	73,5	62,5	141,5	2,33	0,785	1,18	1,57	1,96
64	62,5	53,5	118,5	1,84	9,950	1,43	1,90	2,38
55	53,5	46,5	97,8	1,55	1,13	1,70	2,26	2,83
48	46,5	41	83,8	1,32	1,33	2,00	2,66	3,33
42	41	36	72,3	1,14	1,54	2,31	3,08	3,85
37	36	32,2	63,0	0,989	1,77	2,65	3,54	4,43
	31,3	27,8	55,4	0,870	2,01	3,02	4,02	5,03
	28	25	49,1	0,770	2,27	3,40	4,54	5,67
	25,3	22,8	43,9	0,689	2,54	3,81	5,08	6,35
	23	20,8	39,2	0,616	2,84	4,26	5,68	7,10
	21	19	35,5	0,557	3,14	4,71	6,28	7,85
		12,3	22,7	0,356	4,91	7,3	9,82	12,5
		7,5	15,75	0,248	7,07	10,6	14,14	17,7

kohta toodud umbkaudselt.
väga hea jahutuspinnaga väikestes toite-trafodes ja ühendusjuhtmetes 2,5 A/mm².

PÜSIVTAKISTITE

Tüüp	Nimetus, kirjeldus	Taluvvõimsus W	Nimiväärtused	Tolerantsid
БЛП	Boorsüsinik-kattekihiga täpsustakistid	0,25 0,5	20Ω ... 100kΩ 50Ω ... 100kΩ	I klass ±0,5% II klass ±1%
МЛП	Metalliseeritud kattekihiga täpsustakistid	0,5	100kΩ ... 0,51MΩ 0,51MΩ ... 5,1MΩ	I klass ±0,5% II klass ±1%
КЛВ-10 КЛВ-35	Kõrgepingelised komposiittakistid	0,5 5,0	47MΩ ... 1000MΩ 100MΩ ... 1000MΩ	±5% ±5%
УЛИ-0,1 УЛИ-0,25 УЛИ-0,5 УЛИ-1	Süsinik-kattekihiga mõõteriistatakistid	0,1 0,25 0,5 1,0	1Ω ... 10Ω 1Ω ... 1MΩ 0,75Ω ... 1MΩ 1Ω ... 1MΩ	I klass ±1% II klass ±2% III klass ±3%
МЛТ-0,5 МЛТ-1 МЛТ-2	Metalliseeritud kuumuskindlad takistid	0,5 1,0 2,0	100Ω ... 5,1MΩ 100Ω ... 10MΩ 100Ω ... 10MΩ	I klass ±5% II klass ±10% III klass ±20%
КЛМ-1 КЛМ-2	Megaoomilised komposiittakistid		10MΩ ... 10^5MΩ 15010^3MΩ ... 10^6MΩ	
ВС-0,25 ВС-0,5 ВС-1 ВС-2 ВС-5 ВС-10	Suure stabiilsusega takistid	0,25 0,5 1,0 2,0 5,0 10,0	51Ω ... 5,1MΩ 51Ω ... 10MΩ 51Ω ... 10MΩ 51Ω ... 10MΩ 51Ω ... 10MΩ 100Ω ... 10MΩ	I klass ±5% II klass ±10% III klass ±20%
УЛМ-0,12	Väikemõõdetega süsinikkattekihiga takistid	0,12	27Ω ... 1MΩ	I klass ±5% II klass ±10% III klass ±20%
ТО-0,25 ТО-0,75 ТО-1,5	Õhukese süsinik-kattekihiga takistid	0,25 0,75 1,0	300Ω ... 10MΩ 750Ω ... 3MΩ 1000Ω ... 2MΩ	I klass ±5% II klass ±10% III klass ±20%

Lisa nr. 4.

ANDMEID

Töö-temperatuurid	Maksimaalne tööpinge	Mõõted mm		Kasutusala
		pikkus *l*	diameeter *d*	
+10 ... +50°C	250 V	28,0	5,5	Mõõteaparatuuris
+10 ... +50°C	400 V	31,5	7,5	
+10 ... +50°C	400 V	18,5	8,4	Mõõteaparatuuris
+10 ... +50°C	400 V	50,0	16	
—40 ... +60°C	5 ... 10 kV	47	9,5	Kõrgete temperatuuride ja suure niiskuse tingimustes
—40 ... +60°C	22 ... 35 kV	147	11,5	
—60 ... +60°C	1 V	16	5,4	Mõõteaparatuuris
—60 ... +60°C	350 V	16 ja 27	7,2 ja 5,4	
—60 ... +60°C	500 V	18 ja 30	9,5 ja 7,2	
—60 ... +60°C	700 V	27 ja 48	11,5 ja 9,5	
—60 ... +120°C	350 V	10,4	4,0	Kõrgete temperatuuride tingimustes
—60 ... +120°C	500 V	12,5	6,4	
—60 ... +120°C	750 V	18	8,4	
—40 ... +60°C	300 ... 600 V	33	7,0	Eri mõõteaparatuuris
—40 ... +60°C	300 ... 600 V	28	5,5	
—60 ... +100°C	250	17,5	5,2	Raadioaparatuuris
—60 ... +100°C	450	27,5	5,2	
—60 ... +100°C	500	31	7,2	
—60 ... +100°C	750	51	9,5	
—60 ... +100°C	750	75	17	
—60 ... +100°C	1500	120	27	
—60 ... +100°C	100	6	2	Väikesemõõtelises raadioaparatuuris
	200	17	5	Raadioaparatuuris
	400	33	7	
	500	46	10	

KONDENSAATORITE

Tüüp	Nimetus, kirjeldus	Nimimahtuvus	Tolerantsid	Maksimaalne tööpinge
				PÜSIVKONDENSAATORID
БГМ-1	Väikemõõteline, immutatud paberdielektrikuga, hermetiseeritud, metallkestas, 1 väljandjuhtmega	920 pF ... 0,05 μF	I klass ±5% II klass ±10% III klass ±20%	400 V
БМ-2	Väikemõõteline, immutatud paberdielektrikuga, hermetiseeritud, metallkestas, 2 väljandjuhtmega	920 pF ... 0,05 μF		400 V
МКВ	Väikemõõteline, immutatud paberdielektrikuga, hermetiseeritud metallkestas	0,1 μF ... 8,0 μF	±20%	160, 260 ja 500 V
МБГМ-1	Metalliseeritud paberiga, hermetiseeritud, väikemõõtelised, klaasisolaatoritega lapikus metallkestas	1 μF ... 5 μF	II klass ±10% III klass ±20%	500 V
МБМ-2	„ püstkülikulises metallkestas	2,5 μF ... 10 μF		500 V
СГМ-1	Vilkdielektrikuga hermetiseeritud, väikemõõtelised, keraamilistes kestades	100 pF ... 560 pF	0 klass ±2%	250 V
СГМ-2	„	620 pF ... 1200 pF	I klass ±5% II klass ±10%	250 V
СГМ-3	„	100 pF ... 1500 pF	III klass ±20%	500 ... 1500 V
СГМ-4	„	1600 pF ... ... 10000 pF		250 ... 1500 V
СН-1	Klaasemail dielektrikuga	10 pF ... 180 pF	I klass ±5% II klass ±10% III klass ±20%	500 V
СН-2	„	150 pF ... 510 pF		500 V
КТПС-1	Keraamilise dielektrikuga torukujulised läbiviigi kondensaatorid	3600 pF		300 V
КТПС-2		4300 pF		300 V
КТПС-3		10000 pF		300 V
КП-1	Keraamilise dielektrikuga lapikkondensaatorid	30 ... 150 pF		250 V
КП-2		160 ... 360 pF		250 V
КП-3		390 ... 750 pF		250 V
КП-4		820 ... 1500 pF		250 V
КТ-1	Keraamilise dielektrikuga torukondensaatorid	180 ... 300 pF		500 V
КТ-2		330 ... 430 pF		500 V
КТ-3		470 ... 620 pF		500 V

Lisa nr. 5

ANDMEID

Töötemperatuurid	Minimaalne isolatsioonitakistus	Maksimaalne kaonurga tg	Mahtuvuse temperatuuri tegur	Kesta värvus	Märkused
—60 ... +35°C	10000 MΩ	0,01			
—60 ... +35°C	10000 MΩ	0,01			
—50 ... +60°C	52,5 MΩ ... ... 5000 MΩ	0,015			Raadioaparatuuris kasutamiseks
—50 ... +70°C	500 MΩ/μF	0,015			
—50 ... +70°C	500 MΩ/μF	0,015			
—60 ... +80°C	2500 MΩ	$15 \cdot 10^{-4}$	Rühmal Б — $\pm 200 \cdot 10^{-6}$ max, ja rühmal Г — $\pm 50 \cdot 10^{-6}$ max		
—60 ... +80°C	2500 MΩ	$15 \cdot 10^{-4}$			
—60 ... +80°C	2500 MΩ	$15 \cdot 10^{-4}$			
—60 ... +80°C	2500 MΩ	$15 \cdot 10^{-4}$			
0 ... +70°C	10000 MΩ	$15 \cdot 10^{-4}$			Ringhäälingu vastuvõtjates kasutamiseks
0 ... +70°C	10000 MΩ	$15 \cdot 10^{-4}$			
					Maksimaalne pikkus 40 mm
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-1300 \cdot 10^{-6}$		
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-1300 \cdot 10^{-6}$		Kõrgsagedustel kasutamiseks
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-1300 \cdot 10^{-6}$		
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-1300 \cdot 10^{-6}$		
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-1300 \cdot 10^{-6}$		$d = 6{,}5$ mm, $l = 12{,}5$ mm
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-1300 \cdot 10^{-6}$		$d = 6{,}5$ mm, $l = 17{,}5$ mm
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-1300 \cdot 10^{-6}$		$d = 6{,}5$ mm, $l = 21{,}5$ mm

Tüüp	Nimetus, kirjeldus	Nimimahtuvus	Tolerantsid	Maksimaalne tööpinge
КДУ-1	Keraamilise dielektrikuga ketaskondensaatorid ULL-astmikus (kuni 500 MHz) kasutamiseks	1 ... 2 pF		
КДУ-2		1 ... 2 pF		
КДУ-3		3 ... 5 pF		
КДУ-4		3 ... 7 pF		
		8 ... 12 pF		
		8 ... 15 pF		
		27 ... 51 pF		
КДУ-5		7 ... 27 pF		
		7 ... 27 pF		
КДС-1	Keraamilise dielektrikuga ketaskondensaatorid m.-s.-astmikus kasutamiseks	1000 pF		250 V
КДС-2		3000 pF		250 V
КДС-3		6800 pF		250 V
КПС-1	Keraamilise dielektrikuga lapikkondensaatorid, m.-s.-astmikus kasutamiseks	510 ... 3600 pF		250 V
КПС-2		3900 ... 7500 pF		250 V
КПС-3		8200 ... 15 000 pF		250 V
КПС-4		18 000 ... 40 000 pF		250 V
КДМ	Miniatuursed keraamilise dielektrikuga ketaskondensaatorid	1 ... 4 pF		60 V
		4 ... 12 pF		60 V
		12 ... 39 pF		60 V
		30 ... 75 pF		60 V
		80 ... 100 pF		60 V
		510 ... 1500 pF		60 V
КТМ	Miniatuursed keraamilise dielektrikuga torukondensaatorid	1 ... 12 pF		60 V
		10 ... 36 pF		60 V
		10 ... 36 pF		60 V
		30 ... 120 pF		60 V
		50 ... 300 pF		60 V
		510 ... 3000 pF		60 V
КПМ	Miniatuursed kandilised keraamilise dielektrikuga kondensaatorid	30, 51, 75 pF		60 V
		75, 130, 180 pF		60 V
		75, 130, 200 pF		60 V
		240, 390, 560 pF		60 V
		430, 680, 1000 pF		60 V
		1200, 2000, 3000 pF		60 V
КТР	Keraamilise dielektrikuga torukujulised kondensaatorid	90 pF	I klass ± 5%	1500 V
КДР	Keraamilise dielektrikuga kettakujulised kondensaatorid	25 pF	II klass ± 10%	1500 V
КТП-1	Keraamilise dielektrikuga torukujulised läbiviigi kondensaatorid	8 pF	II klass ± 10%	1500 V
КТП-2		20 pF	II klass ± 10%	1500 V
КТП-3		25 pF	II klass ± 10%	1500 V
КТП-4		100 pF	II klass ± 10%	1500 V
КТП-5		100 pF	II klass ± 10%	1500 V
КТП-6		300 pF	II klass ± 10%	1500 V
ПМ-1	Väikemõõtelised polüstürool-dielektrikuga kondensaatorid	100, 300 pF		60 V
		510, 750 pF		60 V
		1000 pF		60 V

(2 järg)

Töötemperatuurid	Minimaalne isolatsioonitakistus	Maksim. kaonurga tg	Mahtuvuse temperatuuritegur	Kesta värvus	Märkused
		$10 \cdot 10^{-4}$	$+30 \cdot 10^{-6}$		
		$10 \cdot 10^{-4}$	$+110 \cdot 10^{-6}$		$d = 8$ mm, $h = 3{,}5$ mm
		$10 \cdot 10^{-4}$	$+30 \cdot 10^{-6}$		
		$10 \cdot 10^{-4}$	$-50 \cdot 10^{-6}$		
		$10 \cdot 10^{-4}$	$+30 \cdot 10^{-6}$		
		$10 \cdot 10^{-4}$	$-50 \cdot 10^{-6}$		$d = 10$ mm, $h = 3$ mm
		$10 \cdot 10^{-4}$	$-700 \cdot 10^{-6}$		
		$10 \cdot 10^{-4}$	$-50 \cdot 10^{-6}$		
		$10 \cdot 10^{-4}$	$+30 \cdot 10^{-6}$		$d = 16$ mm, $h = 3{,}5$ mm
		$400 \cdot 10^{-4}$			$d = 4{,}2$ mm, $h = 2{,}5$ mm
		$400 \cdot 10^{-4}$			$d = 9{,}2$ mm, $h = 3{,}5$ mm
		$400 \cdot 10^{-4}$			$d = 12{,}2$ mm, $h = 3{,}5$ mm
		$400 \cdot 10^{-4}$			$7 \times 5{,}5 \times 6$ mm
		$400 \cdot 10^{-4}$			$10 \times 8 \times 7$ mm
		$400 \cdot 10^{-4}$			$13{,}5 \times 11 \times 7$ mm
		$400 \cdot 10^{-4}$			$17{,}5 \times 14{,}5 \times 8$ mm
		$15 \cdot 10^{-4}$	$+120 \cdot 10^{-6}$		$d = 4$ mm
		$15 \cdot 10^{-4}$	$+30 \cdot 10^{-6}$		$d = 4$ mm
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-50 \cdot 10^{-6}$		$d = 4$ mm
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-700 \cdot 10^{-6}$		$d = 4$ mm
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-1300 \cdot 10^{-6}$		$d = 5$ mm
		$400 \cdot 10^{-4}$	—		$d = 4$ mm
		$15 \cdot 10^{-4}$	$+120 \cdot 10^{-6}$		
		$15 \cdot 10^{-4}$	$+30 \cdot 10^{-6}$		
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-50 \cdot 10^{-6}$		$d = 4$ mm, $l = 10$ mm,
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-700 \cdot 10^{-6}$		
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-1300 \cdot 10^{-6}$		
		$400 \cdot 10^{-4}$	—		
		$15 \cdot 10^{-4}$	$+120 \cdot 10^{-6}$		
		$15 \cdot 10^{-4}$	$+30 \cdot 10^{-6}$		
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-50 \cdot 10^{-6}$		$l = 10$ mm
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-700 \cdot 10^{-6}$		$h = 3 \ldots 5$ mm
		$15 \cdot 10^{-4}$	$-1300 \cdot 10^{-6}$		
		$400 \cdot 10^{-4}$	—		
+20 . . . +80° C	10 000 MΩ	$15 \cdot 10^{-4}$	$-(700 \pm 100) \cdot 10^{-6}$	—	
+20 . . . +80° C	10 000 MΩ	$15 \cdot 10^{-4}$	$-(700 \pm 100) \cdot 10^{-6}$	punane	
+20 . . . +80° C	10 000 MΩ	$15 \cdot 10^{-4}$	$+(120 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	sinine	
+20 . . . +80° C	10 000 MΩ	$15 \cdot 10^{-4}$	$-(50 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	helesinine	
+20 . . . +80° C	10 000 MΩ	$15 \cdot 10^{-4}$	$-(50 \pm 30) \cdot 10^{-6}$	helesinine	
+20 . . . +80° C	10 000 MΩ	$15 \cdot 10^{-4}$	$-(700 \pm 100) \cdot 10^{-6}$	punane	
+20 . . . +80° C	10 000 MΩ	$15 \cdot 10^{-4}$	$-(700 \pm 100) \cdot 10^{-6}$	punane	
+20 . . . +80° C	10 000 MΩ	$15 \cdot 10^{-4}$	$-(700 \pm 100) \cdot 10^{-6}$	punane	
		$10 \cdot 10^{-4}$			$d = 3{,}5$ mm, $l = 8$ mm
		$10 \cdot 10^{-4}$			$d = 3{,}5$ mm, $l = 8$ mm
		$10 \cdot 10^{-4}$			$d = 4$ mm, $l = 10$ mm

Tüüp	Nimetus, kirjeldus	Nimimahtuvus	Tolerantsid	Maksimaalne tööpinge
ПМ-2	Väikemõõdetega polüstürool-dielektrikuga hermetiseeritud kondensaatorid	100, 300 pF		60 V
		510, 750 pF		60 V
		1000 pF		60 V
ПО	Normaalmõõdetega polüstürool-dielektrikuga kondensaatorid	51 ... 30 000 pF		300 V
ПСО	Normaalmõõdetega polüstürool-dielektrikuga kondensaatorid	470 ... 10 000 pF		500 V
ЭГЦ	Elektrolüütkondensaatorid, hermetiseeritud silindrikujulises kestas	2 μF ... 2000 μF	+ 50% ja — 20%	500 ... 6 V
ЭМ	Väikemõõtelised elektrolüüt-kondensaatorid, hermetiseeritud	0,5 μF ... 25 μF	— 0% ja + 100%	60 ... 4 V
				TRIMMERKONDENSAATORID
КПК-1-$^{2}/_{7}$	Keraamilise dielektrikuga	2 pF ... 7 pF		500 V
КПК-1-$^{4}/_{15}$	„ „	4 pF ... 15 pF		„
КПК-1-$^{6}/_{25}$	„ „	6 pF ... 25 pF		„
КПК-1-$^{8}/_{30}$	„ „	8 pF ... 30 pF		„
КПК-2-$^{8}/_{60}$	„ „	8 pF ... 60 pF		„
КПК-2-$^{10}/_{100}$	„ „	10 pF ... 100 pF		„
КПК-2-$^{25}/_{150}$	„ „	25 pF ... 150 pF		„
КПК-3-$^{8}/_{60}$	„ „	8 pF ... 60 pF		„
КПК-3-$^{10}/_{100}$	„ „	10 pF ... 100 pF		„
КПК-3-$^{25}/_{150}$	„ „	25 pF ... 150 pF		„

Töötemperatuurid	Minimaalne isolatsioonitakistus	Maksim. kaonurga tg	Mahtuvuse temperatuuritegur	Kesta värvus	Märkused
		$10 \cdot 10^{-4}$			$d = 4$ mm, $l = 10$ mm
		$10 \cdot 10^{-4}$			$d = 4$ mm, $l = 10$ mm
		$10 \cdot 10^{-4}$			$d = 5$ mm, $l = 12$ mm
		$10 \cdot 10^{-4}$			
		$10 \cdot 10^{-4}$			
−40 ... +60° C		0,1 ja 0,2 $f = 50$ Hz puhul			
−10 ... +70° C					Mõõted $l = 15$ ... ... 20 mm
−40 ... +70° C					$d = 4{,}5$ ... 6 mm
−60 ... +80° C	1000 MΩ	$30 \cdot 10^{-4}$	—		
„	„	$30 \cdot 10^{-4}$	$-200 \cdot 10^{-6}$ ... ... $-800 \cdot 10^{-6}$		
„	„	$30 \cdot 10^{-4}$	„		
„	„	$30 \cdot 10^{-4}$	„		
„	„	$30 \cdot 10^{-4}$	„		
„	„	$30 \cdot 10^{-4}$	„		
„	„	$30 \cdot 10^{-4}$	„		
„	„	$30 \cdot 10^{-4}$	„		
„	„	$30 \cdot 10^{-4}$	„		

Lisa nr. 6

ELEKTRONLAMPIDE TÄHISTAMINE

ГОСТ 5461-56 alusel tähistatakse raadio- ja võimendusseadmetes kasutatavaid elektronlampe neljakohaliste tüübitähistega alljärgnevate põhimõtete kohaselt.

Esimene tähis — number, mis näitab küttepinge kõrgust voltides (ümardatult).

Teine tähis — täht, mis iseloomustab lampide liike:

Lampide liigid	Tähised
Dioodid	Д
Kaksikdioodid	Х
Trioodid	С
Eksponentse tunnusjoonega varjestatud pentoodid	К
Lühikese tunnusjoonega varjestatud pentoodid	Ж
Kahe tüürvõrega sagedusmuunduslambid	А
Väljandpentoodid ja jugatetroodid	П
Ühe või kahe dioodiga trioodid	Г
Ühe või kahe dioodiga pentoodid	Б
Kaksiktrioodid	Н
Triood-pentoodid	Ф
Triood-heptoodid	И
Häälestusindikaatorid	Е
Kenotronid	Ц

Kolmas tähis — arv, mis määrab lambi liigis lambi kavanduse järjekorra numbri.

Neljas tähis — täht, mis iseloomustab lambi konstruktiivset kujundamist järgmiselt:

Lambi konstruktsiooni iseloomustus	Tähis
Metallkestaga lambid	Tähiseta
Klaaskestaga lambid	С
Lukustatava näsaga lambid	Л
Sõrmlambid (pöiallambid), läbimõõduga 19 ja 22,5 mm	П
Miniatuursed lambid, läbimõõduga 10 mm	Б
Miniatuursed lambid, läbimõõduga 6 mm	А
Tõrulambid	Ж

Pooljuhtseadmeid, voolu- ja pingestabilisaatoreid ning kineskoope tähistatakse järgmiselt:

Pooljuhtdioodid.

1. tähis — Д
2. tähis — arv, mis näitab tüübi järjekorra numbrit.
3. tähis — täht, mis näitab tüübi alljaotust.

Pooljuht-punkttrioodid.

1. tähis — С
2. tähis — arv, mis näitab tüübi järjekorra numbrit.
3. tähis — täht, mis näitab tüübi alljaotust.

Pooljuht-pindtrioodid.

1. tähis — П
2. tähis — arv, mis näitab tüübi järjekorra numbrit.
3. tähis — täht, mis näitab tüübi alljaotust.

Voolustabilisaatorid.

1. tähis — СТ
2. tähis — arv, mis näitab tüübi järjekorra numbrit.
3. tähis — täht, mis iseloomustab seadme konstruktiivset kujundamist nagu neljas tähis raadio- ja võimenduslampide puhul.

Pingestabilisaatorid.

1. tähis — СГ
2. tähis — arv, mis näitab tüübi järjekorra numbrit.
3. tähis — täht, mis iseloomustab seadme konstruktiivset kujundamist nagu neljas tähis raadio- ja võimenduslampide puhul.

Kineskoobid.

1. tähis — arv, mis näitab ekraani kasuliku osa diameetrit või diagonaali, cm (ümardatult).
2. tähis — elektromagnetilise kiire hälvitusega torul — ЛК, elektrostaatilise kiire hälvitusega torul — ЛО.
3. tähis — arv, mis näitab tüübi järjekorra numbrit.
4. tähis — täht, mis näitab ekraanihelendumise värvust: Б — valget, С — sinist, З — rohelist, Ж — kollast.

Saatelampide juures tähendab 1. tähis nii lampide liike kui ka kasutusala:

— pikk-, kesk- ja lühilaine generaatorlambid tähistatakse saatesagedustele kuni 25 MHz	ГК
— ülilühilaine generaatorlampe sagedustele 25 ... 600 MHz	ГУ
— modulaatorlampe	ГМ
— kenotrone	В
— gasotrone	Г
— tiratrone	Т

Näiteid: 1) 6Ж3 on 6,3 V küttepingega lühikese tunnusjoonega varjestatud pentood, kolmas kavandus.

2) 1Б1П on 1,2 V küttepingega pöialtüüpi dioodpentood, esimene kavandus.

3) 40ЛК1Б on 40 cm ekraani läbimõõduga elektromagnetilise kiire hälvitusega kineskoop, esimene kavandus, ekraan fosforestseerub valge värvusega.

ELEKTRONLAMPIDE PÕHIPARAMEET

DIOODID

Tüübitähis	Ekvivalent	Nimetus ja peamine kasutusala	Küte		
			liik	U_F	I_F
				V	A
2Д1С	ДИ-2-10	Miniatuurne diood	kaudne	2,1	0,45
6Д4Ж	9004	Tõrudiood, detekteerimiseks ja sagedusmuundamiseks	„	6,3	0,15
6Д6А	—	Miniatuurne diood	„	6,3	0,15
6Х2П	6AL5	Kaksikdiood, detekteerimiseks	„	6,3	0,3
6Х6С	6H6	Kaksikdiood, detekteerimiseks	„	6,3	0,3

PINGEVÕIMENDUSE TRIOODID, KAKSIKTRIOODID JA

Tüübitähis	Ekvivalent	Nimetus ja peamine kasutusala	Küte			U_A	U_G	I_{A0}
			liik	U_F	I_F			
				V	A	V	V	mA
1С12П	DC90	Üks triood	otsene	1,4	0,05	67,5	—3	3,0
6С1Ж	955	Tõrutriood, ÜKS ostsillaator, võimendaja	kaudne	6,3	0,15	250	—7	6,1
6С1П	9002	ÜKS triood, ostsillaator, võimendaja	„	6,3	0,15	250	—7	6,1
6С2П	6J4	Triood, ÜKS ostsillaator, pingevõimendaja	„	6,3	0,4	150	100 Ω[1]	14,5
6С2С	6J5	M.-s.-pingevõimendaja	„	6,3	0,3	250	—8	9,0
6С3Б	6К4А	Miniatuurne m.-s.-pingevõimendaja	„	6,3	0,15	270	1500 Ω[1]	8,5
6С5С	6С5	M.-s.-pingevõimendaja	„	6,3	0,3	250	—8	8,0
6С6Б	5703	Miniatuurne m.-s.-pingevõimendaja, ostsillaator	„	6,3	0,2	120	220 Ω[1]	9,0
6С7Б	—	Miniatuurne suure võimendusteguriga pingevõimendaja	„	6,3	0,2	250	400 Ω[1]	4,5
6Ф5	6F5	Suure võimendusteguriga pingevõimendaja	„	6,3	0,3	250	—2	0,9
6Н1П	≈ 6J6, ECC91	Universaalne pingevõimendaja kaksiktriood	„	6,3	0,6	250	2×600Ω[1]	8,0[2]
6Н2П	≈ 12AX7, ECC83	Suure võimendusteguriga kaksiktriood	„	6,3	0,345	250	—1,5	2,3[2]
6Н3П	2С51	Universaalne pingevõimendaja, kõlblik ka ÜKS võimendajaks	„	6,3	0,35	150	2×240Ω[1]	7,7[2]
6Н4П	12АУ7	M.-s.-pingevõimendaja	„	6,3/12,6	0,3/0,15	250	2×1300Ω[1]	3,0[2]
6Н8С	6SN7-GT	Universaalne pingevõimendaja	„	6,3	0,6	250	—8	9,0[2]
6Н9С	6SL7	Suure võimendusteguriga pingevõimendaja	„	6,3	0,3	250	—2	2,3[2]
6Н10С	6SC7	Universaalne pingevõimendaja	„	6,3	0,3	250	—2	2,0[2]

Lisa nr. 7

RID JA TÖÖTINGIMUSED

Anoodpinge		Anoodvool		Parameetrid			Maks. töösagedus MHz	Sokkel	Tüübitähis
U_{Aef} maks.	Vastupinge maks.	I_A	I_A maks.	S	R_i	C_{AK}			
V	V	mA	mA	mA/V	kΩ	pF			
100		0,1				0,4	1200		2Д1С
130	365	5	30	3,3	0,3	1,91	850	61	6Д4Ж
165	450	8	70			3,0		68	6Д6А
2×150	450	16	90	4,5	0,22	3,8	700	58	6Х2П
2×117	465	8	50	4,0	0,25	3,4	10	30	6Х6С

KAKSIKDIOOD-TRIOODID

S	μ	R_i	R_A	$P_{v\,max}$	Elektroodidevahelised mahtuvused			Maksim. töösagedus	K	$P_{A\,max}$	Sokkel	Tüübitähis
					sisend-	väljand-	läbivus-					
mA/V		kΩ	kΩ	W	pF	pF	pF	MHz	MΩ · MHz²	W		
1,1	11,8	9,8	—	—			3,3			0,6		1С12П
2,25	26	11,6	—	—	1	0,6	1,4	600	160	1,8	62	6С1Ж
2,25	26	11,6	—	—	1,38	1,1	1,35	500	160	1,8	41	6С1П
12,0	55	4,58	—	—	5,3	4,2	0,24	500		2,5	—	6С2П
2,55	20,5	8,05	—	—	3,0	4,5	3,8			2,5	1	6С2С
2,2	14	6,37	—	—	2,5	3,9	1,6			2,5	65	6С3Б
2,2	20	9,0	—	—	3,0	11	2,0			2,5	1	6С5С
5,0	25	5,0	2	—	3,3	3,5	1,42		40	1,2	65	6С6Б
4,0	66	16,5	—	—	3,3	3,4	⩽1,0			1,3	65	6С7Б
1,5	100	66,0	—	—	6,0	12,0	2,0			0,4	2	6Ф5
⩾3.2	35	11,0	—	—	3,8	1,75	1,85			2,0[2]	42	6Н1П
2,0	100	50,0	10	—	1,75	1,3	0,72			1,0	43	6Н2П
⩾4,9	37	7,55	—	—	2,5	1,4	1,3	300	20	1,5	44	6Н3П
1,85	40	21,6	—	—	1,6 1,6	1,4 1,6	1,3[3] 1,3[4]			1,5[2]		6Н4П
2,6	20,5	7,9	—	—	2,8 3,0	0,8 1,2	3,8[3] 4,0[4]			2,75	5	6Н8С
1,6	70	44	—	—	3,0 3,4	3,8 3,2	2,8[3] 2,8[4]			1,1	5	6Н9С
1,325	70	53	—	—							6	6Н10С

Tüübitähis	Ekvivalent	Nimetus ja peamine kasutusala	Küte			U_A	U_G	I_{A0}
			liik	U_F	I_F			
				V	A	V	V	mA
6H14П	ECC84	ÜKS võimendaja kaskoodlülituses	kaudne	6,3	0,33	90	—1,5	12
6H15П	6J6, ECC91	ÜKS ostsillaator, sagedusmuundaja ja võimendaja	„	6,3	0,45	100	50 Ω[1]	9,0[2]
6Г1	6SR7	Dioodidetektor ja m.-s.-pingevõimendaja	„	6,3	0,3	250	—9	9,5
6Г2	6SQ7	„ „ „	„	6,3	0,3	250	—2	1,15
6Г7	6Q7	„ „ „	„	6,3	0,3	250	—3	1,1
12Г1	12SR7	„ „ „	„	12,6	0,15	250	—9	9,5
12Г2	12SQ7	„ „ „	„	12,6	0,15	250	—2	1,15
6E5C	6E5	Häälestusindikaator	„	6,3	0,3	250	—7,5	0,2

Märkused: [1] Automaat-eelpingestustakistus
[2] Iga trioodi kohta
[3] Esimese trioodi kohta
[4] Teise trioodi kohta
[5] Mõlema trioodi kohta kokku

VÕIMSUSTRIOODID

Tüübitähis	Ekvivalent	Nimetus ja peamine kasutusala	Küte			U_A	U_{G1}	I_{A0}
			liik	U_F	I_F			
				V	A	V	V	mA
2C4C	2A3	Võimsusvõimendaja AB1-klassis	otsene	2,5	2,5	250 300	—45 —62	62 80
6C4C	6A3, 6B4	Võimsusvõimendaja AB1-klassis	„	6,3	1,0	250 300	—45 —62	62 80
1H3C	1G6-GT/G	Võimsusvõimendaja B-klassis	„	1,2	0,12	120 150	—5,5	2,5
6H5C	6AS7	Võimsusvõimendaja	kaudne	6,3	2,5	135	2×250Ω[3]	110
6H7C	6N7-GT	Võimsusvõimendaja[4] B-klassis	„	6,3	0,81	250 300	—5 0	6 2×17,5
12C3C	LD1	Generaatortriood	„	12,6	0,1	300	—4	13

[1] Automaatse eelpingestamise puhul
[2] Välise eelpingestamise puhul
[3] Automaat-eelpingestustakistus
[4] Mõlemad trioodid ühendatud rööbiti

S	μ	R_i	R_A	$P_{v\,max}$	Elektroodidevahelised mahtuvused			Maksim. töösagedus	K	$P_{A\,max}$	Sokkel	Tüübitähis
					sisend-	väljand-	läbivus-					
mA/V		kΩ	kΩ	W	pF	pF	pF	MHz	MΩ · MHz²	W		
6,0	24	4,0	—	—	2,3[3]	0,45[3] 0,16[4]	2,3[4]		160	3,5[5]		6Н14П
5,6	38	6,8	—	—	2,0	0,45 0,4	1,4	400	46	1,6	45	6Н15П
1,9	16	8,5	10	0,3	3,6	2,8	2,4			2,5	12	6Г1
1,1	96	91	—	—	3,2	3,0	1,6				12	6Г2
1,2	70	58	—	—	5,0	3,8	1,4			2,0	13	6Г7
1,9	16	8,5	10	0,3	3,6	2,8	2,4			2,5	12	12Г1
1,1	96	91	—	—	3,2	3,0	1,6				12	12Г2
1,0	20	20	—	—	2,2	3,0	3,5				8	6Е5С

JA -KAKSIKTRIOODID

S	μ	R_i	R_A	$P_{v\,max}$	Elektroodidevahelised mahtuvused			Maksim. töösagedus	$R_{G\,max}$	$P_{A\,max}$	Sokkel	Tüübitähis
					sisend-	väljand-	läbivus-					
mA/V		kΩ	kΩ	W	pF	pF	pF	MH_2	MΩ	W		
5,4	4,15	0,84	2,5 3,0	⩾2,8 15	7,5	5,5	16,5		0,5[1] 0,05[2]	15	29	2С4С
5,4	4,15	0,84	2,5 3,0	⩾2,8 15	7,5	5,5	16,5		0,5 0,05	15	7	6С4С
0,8	11	13,75	7,0	⩾0,4 1,0						1	24	1Н3С
6,7	2	⩽0,46		20,0	9,5	5,0	9,5			13	3	6Н5С
3,1	35	11,3	~30 10	0,4 10,0	4,3	5,4	2,4			11	4	6Н7С
3,0	11	3,7		5,0	1,6	0,7	1,15	1200		5		12С3С

PINGEVÕIMENDUSE (KÕRGSAGEDUSE) PENTOODID JA

Tüübitähis	Ekvivalent	Nimetus ja peamine kasutusala	Küte			U_A	U_{G2}	U_{G1}
			liik	U_F	I_F			
				V	A	V	V	V
0,6 П 2Б	СК505АХ	М.-s.-pingevõimendaja	otsene	0,625	0,03	30	30	0
1Б1П	1S5, DAF91	М.-s.-pingevõimendaja ja detektor	„	1,2	0,06	67,5	67,5	0
6Б2П	—	К.-s.- või m.-s.-võimendaja ja detektor	kaudne	6,3	0,3	250	100	—1,5
6Б8С	6B8	К.-s.- või m.-s.-võimendaja ja detektor	„	6,3	0,3	250	125	—3,0
6Ж1Б	СК 5702	К.-s.-pingevõimendaja	„	6,3	0,2	120	120	200 Ω′
6Ж1Ж	954	ÜKS pingevõimendaja	„	6,3	0,15	250	100	—3,0
6Ж1П	6AK5, EF95	ÜKS pingevõimendaja	„	6,3	0,175	120	120	200 Ω′
6Ж2Б	СК 5639	К.-s.-pingevõimendaja	„	6,3	0,2	120	120	200 Ω′
6Ж2П	6AS6, 6SH7	К.-s.-pingevõimendaja	„	6,3	0,175	120	120	200 Ω′
6Ж3	6SH7	К.-s.-pingevõimendaja	„	6,3	0,3	250	150	—1,0
6Ж3П	6AG5	ÜKS pingevõimendaja	„	6,3	0,3	250	150	200 Ω′
6Ж4П	6AU6, EF94	К.-s.- ja ÜKS lairibavõimendaja	„	6,3	0,3	250	100	68 Ω′
6Ж4	6AC7	К.-s.- ja ÜKS lairibavõimendaja	„	6,3	0,45	300	150	160 Ω′
6Ж5П	—	К.-s.- ja ÜKS lairibavõimendaja	„	6,3	0,45	300	150	160 Ω′
6Ж6С	Z-62Д	К.-s.-lairiba-võimendaja	„	6,3	0,5	250	100	—2,4
6Ж7	6J7	К.-s.- ja m.-s.-pingevõimendaja	„	6,3	0,3	250	100	—3,0
6Ж8	6SJ7	К.-s.- ja m.-s.-pingevõimendaja	„	6,3	0,3	250	100	—3,0
6К1Ж	956	ÜKS pingevõimendaja	„	6,3	0,15	250	100	—3,0
1К1П	1T4, DF91	Pingevõimendaja	otsene	1,2	0,06	90	45	0
6К1П	9003	К.-s.- ja ÜKS pingevõimendaja	kaudne	6,3	0,15	250	100	—3,0
6К3	6SK7	К.-s.-pingevõimendaja	„	6,3	0,3	250	100	—3,0
6К4	6SG7	К.-s.-pingevõimendaja	„	6,3	0,3	250	125	—1,0
6К4П	6BA6, EF93	К.-s.-pingevõimendaja	„	6,3	0,3	250	100	68 Ω′
6К7	6K7	К.-s.-pingevõimendaja	„	6,3	0,3	250	100	—3,0
6К9С	6SK7	К.-s.-pingevõimendaja	„	6,3	0,3	250	100	—3,0
12Ж8	12SJ7	К.-s.-pingevõimendaja	„	12,6	0,15	250	100	—3,0
12К3	12SK7	К.-s.-pingevõimendaja	„	12,6	0,15	250	100	—3,0
12К4	12SG7	К.-s.-pingevõimendaja	„	12,6	0,15	250	125	—1,0
12Ж1Л	RV12P2000	К.-s.-pingevõimendaja	„	12,6	0,075	210	75	—2,35

[1] Automaat-eelpingestustakistus

KAKSIKDIOOD-(DIOOD-)PENTOODID

I_{A0}	I_{G1}	S	R_i	Elektroodidevahelised mahtuvused			Maksimaalne töösagedus	K	$P_{A\,max}$	$P_{G2\,max}$	Sokkel	Tüübitähis
				sisend-	väljand-	läbivus-						
mA	mA	mA/V	MΩ	pF	pF	pF	MH_2	MΩ MHz^2	W	W		
0,15	0,04	0,15									64	0,6П2Б
1,6	0,35	0,625	0,6	2,2	2,4	0,2					55	1Б1П
6,5	1,6	2,0	0,7	4,2	4,1	⩽0,008					50	6Б2П
10,0	2,45	1,35	0,6	4,0	9,0	⩽0,008					14	6Б8С
7,5	⩽3,5	4,8		4,8	3,8	⩽0,03		62,5	1,0	0,35	66	6Ж1Б
2,0	0,7	1,4	1,4	3,4	3,0	0,007	500	200			63	6Ж1Ж
7,5	3,5	5,2	0,3	4,0	2,1	0,02	500	70	1,8	0,55	46	6Ж1П
5,5	⩽6,0	3,2		4,9	4,1	⩽0,03			0,9	0,6	67	6Ж2Б
5,5	⩽5,5	3,55	0,075	4,1	2,2	⩽0,02			1,8	0,85	47	6Ж2П
10,8	4,0	4,9	0,9	8,5	7,0	⩽0,003		15	3,3	0,7	9	6Ж3
7,0	2,0	5,0	0,5	6,5	1,8	⩽0,025	500	37	2,5	0,55	46	6Ж3П
11,0	4,2	4,4	1,5	5,5	5,0	⩽0,0035			3,0	0,6	49	6Ж4П
10,25	2,2	9,0	1,0	11,0	5,0	⩽0,015		7	3,3	0,45	10	6Ж4
10	2,5	9,0	0,5	10,0	2,5	⩽0,03		9	3,2	0,4	49	6Ж5П
10,0	2,5	7,5	2,0	9,0	6,25	⩽0,03		15	2,5	0,5	11	6Ж6С
2,1	0,6	1,2	1,5	7	12	⩽0,005			0,75	0,1	11	6Ж7
3,0	0,8	1,65	1,5	6	7	⩽0,005		20	2,8	0,7	10	6Ж8
6,7	2,7	1,8	0,7	3,4	3,0	0,007	500	200			63	6К1Ж
1,8	0,65	0,75	0,75	3,6	7,5	0,01					54	1К1П
6,7	2,7	1,8	0,7	3,4	3,0	0,01	500	46			48	6К1П
9,2	2,4	2,0	0,8	6,0	7,0	0,003		20	4,4	0,4	10	6К3
11,8	4,4	4,7	0,9	8,5	7,0	⩽0,005		15	3,3	0,7	9	6К4
11,0	4,2	4,4	1,5	5,5	5,0	⩽0,0035			3,0	0,6	49	6К4П
7,0	1,7	1,45	0,8	7,0	12	⩽0,005		20	3,0	0,4	11	6К7
9,25	2,5	2,0		4,75	11	⩽0,005			4,4	0,5	11	6К9С
3,0	0,8	1,65	1,5	6,0	7,0	⩽0,005		20	2,8	0,7	10	12Ж8
9,2	2,4	2,0	0,8	6,0	7,0	0,003		20	4,4	0,4	10	12К3
11,8	4,4	4,7	0,9	8,5	7,0	⩽0,005			3,3	0,7	9	12К4
2,0	0,55	1,5	1,4	4,6	4,0	0,05		67			37	12Ж1Л

SAGEDUSMUUNDAJAD

Tüübitähis	Ekvivalent	Nimetus ja kasutusala	Küte			U_A	U''_G	U'_G
			liik	U_F	I_F			
				V	A	V	V	V
1А1П	1R5, DK91	Muundusheptood	otsene	1,2	0,06	90	45	0
6А2П	6BE6, EK90	Muundusheptood	kaudne	6,3	0,3	250	100	—1,5
6А7	6SA7	Muundusheptood	„	6,3	0,3	250	100	0
6А8	6A8	Muundusheptood	„	6,3	0,3	250	100	—3
6А10С	6SA7-GT	Muundusheptood	„	6,3	0,3	250	100	0
6И1П	6A78, ECH81	Triood-heptood	„	6,3	0,3	250	100	—2
				Triood		100	—	—10
6Л7	6L7	Segustusheptood	„	6,3	0,3	250	100	—3
6Ф1П	ECF80	UKS muundustriood-pentood	„	6,3	0,43	170	170	—2,8
				Triood		100	—	—2

U''_G, I''_G — varivõrepinge ja -vool

U'_G — tüürvõre eelpinge

VÕIMSUSPENTOODID JA

Tüübitähis	Ekvivalent	Nimetus ja kasutusala	Küte			U_A	U_{G2}	U_{G1}	I_{A0}
			liik	U_F	I_p				
				V	A	V	V	V	mA
1П2Б	CK507AX	M.-s.-võimsuspentood	otsene	1,25	0,05	45	45	—2	1,1
				1,2	0,12				
2П1П	3S4, DL92	M.-s.-võimsus-jugatetrood	„	2,4	0,06	90	90	—4,5	9,5
4П1Л	—	M.-s.- ja k.-s.-võimsus-pentood	„	2,1	0,65				
				4,2	0,325	240	160	—10,2	31
6Ф6С	6F6	M.-s.-võimsuspentood	kaudne	6,3	0,7	250	250	—16,5	34
6П1П	6AQ5, EL90	M.-s.-võimsus-jugatetrood	„	6,3	0,45	250	250	—12,5	45
6П3С	—	M.-s.-võimsus-jugatetrood	„	6,3	0,9	250	250	—14	72
6П6С	6V6	M.-s.-võimsus-jugatetrood	„	6,3	0,45	250	250	—12,5	45
6П7С	6BG6-G	M.-s.-võimsus-jugatetrood	„	6,3	0,9	250	250	—14	72
6П9	6AG7	Viideosagedus-võimsus-pentood	„	6,3	0,65	300	150	—3	30
6П13С	6BQ6GA	Reahälvituse jugatetrood	„	6,3	1,3	200	200	—19	60
6П14П	6BQ5, EL84	M.-s.-võimsuspentood	„	6,3	0,76	250	250	—6	48
6П15П		Viideosagedus-võimsus-pentood	„	6,3	0,76	300	150	—2,6	30
6П18П	EL82	M.-s.-võimsuspentood	„	6,3	0,785	170	170	—10,4	53
30П1С	—	M.-s.-võimsus-jugatetrood	„	30	0,3	110	110	—7,5	70

I_{A0}	I''_G	S_m	R_i	Elektroodidevahelised mahtuvused			K	$P_{A\,max}$	$P''_{G\,max}$	S_{os}	Sokkel	Tüübitähis
				sisend-	väljand-	läbivus						
mA	mA	mA/V	MΩ	pF	pF	pF	MΩ · MHz²	W	W	mA/V		
0,64	—	⩾0,16		7,0	7,0	⩽0,4				0,825	56	1А1П
3,0	7,0	0,47	0,1	7,0	8,6	0,3		1,0	1,0	6,0	51	6А2П
3,5	9,0	0,45	1,0	9,0	10	⩽0,13		1,1	1,1	4,7	15	6А7
3,3	2,7	0,55	0,34	12,5	12,5	⩽0,06	12,5	1,0	0,3		16	6А8
3,5	9,0	0,45	⩾0,3	9,0	10	⩽0,13		1,1	1.1	4,7	17	6А10С
3,2	6,0	0,78	⩾1,0	5,1	7,4	0,006		1,7	1,0	—	53	6И1П
4,5						1,0		0,8	—	3,7		
2,4	7,1	0,38	1,0	7,5	11	⩽0,01		1,1	1,5	—	18	6Л7
6,5	2,0	2,2	0,8	5,5	3,8	⩽0,025		1,7	0,5	—		6Ф1П
14	—	—	0,004	2,3	1,8	1,5	μ=20	1,5	—	5,0		

JUGATETROODID

I_{G2}	S	μ	R_i	R_A	P_v	$P_{A\,max}$	$P_{G2\,max}$	Elektroodidevahelised mahtuvused			Sokkel	Tüübitähis
								sisend-	väljand-	läbivus-		
mA	mA/V		kΩ	kΩ	W	W	W	pF	pF	pF		
0,37	0,5										64	1П2Б
2,2	2,0	215	100	10	0,21	0,85	0,2	5,5	4,0	⩽0,5	57	2П1П
4,0	6,0			7.0	2,6	7,5	1,5	8,5	9,0	⩽0,1	38	4П1Л
7,0	2,5	195	78	7,0	3,2	10	3,75	7,5	11	⩽0,6	19	6Ф6С
⩽7,0	4,5	225	50	5,0	⩾3,8	12	2,5	7,8	5,7	0,95	52	6П1П
⩽8,0	6,0	135	22,5	2,5	⩾5,4	21	2,75	11	8,2	⩽1,0	20	6П3С
⩽7,5	4,1	220	52	5,0	⩾3,6	13,2	2,2	9,5	9,5	⩽0,9	20	6П6С
⩽8,0	5,9	192	32,5			20	3,2	11,5	6,0	⩽0,6	21	6П7С
6,5	11,7	1430	130	10	⩾2,4	9,0	1,5	13	7,5	⩽0,06	22	6П9
⩽8,0	8,5	213	25			14,0	4,0	18,5	6,5	⩽0,5	21	6П13С
7,35	11,3	226	20	4,0 5,2	5,1	12,0	2,0	11,0	7,0	0,2	40	6П14П
4,5	14,7	1470	100			12,0	1,5	13,5	7,0	⩽0,07		6П15П
10	9,0	180	20	3,0	4,0	9,0	2,5	11	5,9	⩽1	40	6П18П
⩽16	10,0	270	9,0	1,8	1,6	7,0	1,75	19	11	1,5	20	30П1С

KENOTRONID

Tüübitähis	Ekvivalent	Nimetus ja kasutusala	Küte			Anoodide arv
			liik	U_F	I_F	
				V	A	
1Ц1С	—	Kineskoobi suunaja	otsene	0,7	0,185	1
1Ц11П	—	Kineskoobi suunaja	„	1,2	0,2	1
1Ц7С	1B3/8016	Kineskoobi suunaja	„	1,25	0,2	1
2Ц2С	2X2/879	Ostsillograafi suunaja	„	2,5	1,75	1
5Ц3С	5U4G	Raadiovastuvõtja suunaja	„	5,0	3,0	2
5Ц4С	5Z4G	„ „	kaudne	5,0	2,0	2
6Ц4П	6X4	„ „	„	6,3	0,6	2
6Ц5С	6X5-GT	„ „	„	6,3	0,6	2
6Ц10П	—	Summutusdiood reahälvituslülituses	„	6,3	1,05	1
30Ц6С	—	Universaalvastuvõtja suunaja	„	30	0,3	2

HUUM-PINGESTABILISAATORID

Tüübitähis	Ekvivalent	Süütepinge V	Stabiliseerimispinge V	Huumlampi läbiv vool mA	Sisetakistus Ω	Sokkel
СГ-1П	OA2	180	150	5 . . . 30		—
СГ-2П	OB2	133	110	5 . . . 30		—
СГ-2С	VR-75/30	105	74,5	5 . . . 30	180	74
СГ-3С	VR-105/30	127	108	5 . . . 30	80	74
СГ-4С	VR-150/30	180	152,5	5 . . . 30	160	74
СГ-5Б	—	180	150	5 . . . 10		—
СГ-226	STV280/40	450	4×70 (280)	10 . . . 40	260	—
СГ1Б	СГ5Б	180	150	5 . . . 10		70

U_e	R_A	C_F	Vastupinge $U_{v\,max}$	Voolupulss $I_{A\,max}$	Alaldatud vool I_A	Maksimaalne alaldatud pinge $U_{A\,max}$	Sisetakistus (1 anoodi kohta) R_i	Sokkel	Tüübitähis
V	kΩ	μF	V	mA	mA	V	Ω		
	20 000	0,02	15 000	5	⩾ 0,5	5000	7500	31	1Ц1С
			20 000	2	⩾ 0,3	6700	20 000		1Ц11П
	—	—	30 000	17	⩾ 2	10 000	14 000	31	1Ц7С
4500	600	0,06	12 500	100	⩾ 6,8	4200	4500	32	2Ц2С
2×500	2	4	1700	2×750	230 ... 250	570	200	33	5Ц3С
2×500	4,7	4	1350	2×375	122 ... 125	450	150	34	5Ц4С
2×350	5,2	8	1000	2×300	72 ... 75	400	250	59	6Ц4П
2×400	5,7	8	1375	2×300	70 ... 75	460	250	35	6Ц5С
			4500	450	120	1500	100		6Ц10П
2×150	1,05	16	500	2×500	⩾ 120	200	150	30	30Ц6С

BARRETRID

Tüübitähis	Stabiliseerimise algpinge V	Stabiliseerimise lõpppinge V	Stabiliseerimise algvool A	Stabiliseerimise lõppvool A	Sokkel
0,24Б12-18	12	18	0,247	0,263	
0,3Б17-35	17	35	0,275	0,325	77
0,3Б65-135	65	135	0,275	0,325	76
0,425Б5,5-12	5,5	12	0,415	0,435	77
0,85Б5,5-12	5,5	12	0,83	0,87	77
1Б5-9	5	9	0,96	1,04	75
1Б10-17	10	17	0,96	1,04	75

KINESKOOBID

Tüübitähis	Kiire fokuseerimine	Kiire hälvitus	Ioonipüüde süsteem	U_F V	I_F A	U_A kV
18ЛК4Б	magnetiline	magnetiline	korrigeerivat magnetit ei vajata	6,3	0,6	4 ... 6
18ЛК5Б	„	„	vajatakse korrigeerivat magnetit	6,3	0,55	4 ... 6
18ЛК15	„	„	—	6,3	0,55	4 ... 6
18ЛО40Б	elektriline	elektriline	—	6,3	0,6	1,6 ... 2,1
23ЛК1Б	magnetiline	magnetiline	—	6,3	0,55	7 ... 9
31ЛК1Б	„	„	—	6,3	0,55	8 ... 12
31ЛК2Б	„	„	vajatakse korrigeerivat magnetit	6,3	0,6	8 ... 12
40ЛК1Б	„	„	„	6,3	0,55	12 ... 13
35ЛК2Б	elektriline [1,2]	„	„	6,3	0,6	12
43ЛК2Б	„	„	„	6,3	0,6	14
43ЛК3Б	„	„	„	6,3	0,6	14
53ЛК2Б	„	„	„	6,3	0,6	16
53ЛК3Б	„	„	„	6,3	0,6	16

Märkused: 1. Elektriliseks kiire fokuseerimiseks kasutatava pinge reguleerimisulatus on —100 ... +425 V.
2. Lisaelektroodi pinge +300 V.

Kiire vool I_{max} µA	$-U_G$ V	Kujutise mõõted mm	Toru maks. pikkus mm	Toru maks. diameeter või diagonaal mm	Toru kaela maks. diam. mm	Sokkel	Tüübitähis
150	15 ... 60	100×135	355	172	33,5	99	18ЛК4Б
100	25 ... 75	100×135	355	172	33,5	99	18ЛК5Б
100	15 ... 60	100×135	355	172	33,5	99	18ЛК15
—	72 ... 168	105×140	378	181	—	80	18ЛО40Б
100	35 ... 75	135×180	395	235	36,5	100	23ЛК1Б
150	35 ... 75	180×240	485	310	36,5	100	31ЛК1Б
150	30 ... 80	180×240	485	310	36,5	99	31ЛК2Б
100	40 ... 100	240×320	485	406	37,5	99	40ЛК1Б
	30 ... 90	260×325	435	350	36,5		35ЛК2Б
	30 ... 90	313×398	495	430	36,5		43ЛК2Б
	30 ... 90	313×398	495	430	36,5		43ЛК3Б
	30 ... 90	395×515	595	530	36,5		53ЛК2Б
	30 ... 90	395×515	595	530	36,5		53ЛК3Б

SAATELAMBID

Tüübitähis	Nimetus	P_v W	$P_{A\,max}$ W	$P_{G1\,max}$ W	$P_{G2\,max}$ W	$P_{G3\,max}$ W	U_F V	I_F A	U_A V	U_{G2} V
	Saatetrioodid									
ГУ-4	Otsese küttega triood	10	35				7	1,8	700	
ГК-20	Otsese küttega triood	20	20				5,6	0,85	750	
Г-410	Kaudse küttega triood	10	10	1,5			10 20	0,45 0,225	400	
Г-417	Otsese küttega triood	10	10	3,5			5	1,15	500	
Г-811	Otsese küttega triood	70	55	8,0			6,3	4,0	1500	
	Saatetetroodid									
Г-807	Kaudse küttega jugatetrood	50	30	0,22	3,5		6,3	0,9	750	250
Г-1625	Kaudse küttega jugatetrood	40	25		3,5		12,6	0,45	600	250
ГУ-13	Otsese küttega tetrood	100	100		22		10	5,0	2000	400
ГУ-29	Kaudse küttega kaksik-jugatetrood	45	40[2]		7		6,3 12,6	2,25 1,125	400	225
ГУ-32	Kaudse küttega kaksik-jugatetrood	15	15[2]		5		6,3 12,6	1,60 0,80	400	250
ГКЭ-100	Otsese küttega tetrood	100	80				11	2,0	1500	250
	Saatepentoodid									
Г-411	Kaudse küttega pentood	20	20		2,5	0,1	10 20	0,6 0,3	400	250
Г-412	Kaudse küttega pentood	25	20		3,0	0,5	10 20	0,45 0,28	750	250
Г-413	Kaudse küttega pentood	40	40				20	0,5	750	350
Г-414	Kaudse küttega pentood	100	100				20	1,4	1500	700
Г-837	Kaudse küttega pentood	28	12	0,4	8		12,6	0,7	500	200
ГУ-15	Otsese küttega pentood	12	15	0,4	4		4,4	0,68	350	200
ГУ-50	Kaudse küttega pentood	60	40	1,0	5		12,6	0,765	1000	250
ГУ-80	Otsese küttega pentood	900	450	2,5			12,6	10,5	2500	600
ГК-71	Otsese küttega pentood	250	125		25	1,0	20	3,0	1500	400

[1] Ühe tetroodi kohta.
[2] Mõlema anoodi kohta.

U_{G3} V	U_{G1} V	I_A mA	I_{G2} mA	I_{G1} mA	I_{C1} mA	S_1 mA/V	D_1	μ_1	Elektroodidevahelised mahtuvused: sisend- pF	väljund- pF	läbivus- pF	Kõrgeim saatesagedus MHz	Sokkel	Tüübitähis
	—60	55			75	1,4	0,08	12,5	1,4	1,9	2,1	85	81	ГУ-4
	—10	10			200	1,75	0,01	53	3,0	2,5	4,5	20	82	ГК-20
	—5	50			>100	4,0	0,04	23	3,0	2,6	3,6	40	83	Г-410
		30			>170	1,7	0,05	18	2,5	1,0	3,3	50	84	Г-417
	—113	150		35			0,06	160	5,5	0,6	5,5	40	85	Г-811
	—50	100	8,0	3,0	350	6,0	0,003		11	7,0	0,2	60	86	Г-807
					>350	6,0	0,003		11	7,0	0,2		87	Г-1625
0					>600	3,7	0,004		16,25	14	0,25	30	89	ГУ-13
		250[2]	⩽35		>550	8,5	0,005		15	7,0	0,1	200	88	ГУ-29
					>250	3,5	0,006		7,8	3,8	0,05	200	88	ГУ-32
	—40	100			500	2,5	0,004	225	15,5	10	0,05	20	90	ГКЭ-100
	—50	95	8,0	2,5	120	5,5	0,01	110	11	7	0,35	50	92	Г-411
	—30	40	12	3,5	>120	4,0	0,002	380	6,5	6	0,1	25	92	Г-412
	—55	90	15	3,5	120	4,7	0,002	450	11	10,5	0,2	20	92	Г-413
+40	—60	120	30	7,5	>700	6,0	0,002	450	21	19	0,15	25	93	Г-414
+40	—70	80	15	4,0	200	3,4			16	10	0,2	30	94	Г-837
0			⩽13	⩽1,5	>200	4,0	0,007		10,5	12,5	0,15	60	95	ГУ-15
0	—100	150		8,0	>600	5,0	0,005		14	9,0	0,09	120	96	ГУ-50
	—180	560	140	7					28,5	22,5	0,1	50	98	ГУ-80
+50					>750	5,0			18	17	0,15	20	97	ГК-71

GERMAANIUMDIOODIDE PARAMEETRID JA TÖÖTINGIMUSED

1. PUNKTDIOODID

Tüübitähis	Kasutusala	Minimaalne pärivool pingega +1 V mA	Maksimaalne	
			—10 V	—30 V
ДГ-Ц1	FM ja AM viideokanalid, ATR, diskriminaator, teine detektor	2,5	—	—
ДГ-Ц2	„	4,0	—	—
ДГ-Ц3	Alaliskomponendi taastaja, piiraja	2,5	—	—
ДГ-Ц4	Teine detektor, ATR	2,5	—	—
ДГ-Ц5	Alaliskomponendi taastaja, piiraja	1,0	—	—
ДГ-Ц6	Suunaja	2,5	—	—
ДГ-Ц7	Suunaja, piiraja, alaliskomponendi taastaja	1,0	—	—
ДГ-Ц8	Mõõtelülitused, tasemeindikaatorid	10	—	0,5
ДГ-Ц12	Mõõtelülitused, viideodetektor, ATR, teine detektor	5,0	0,5	—
ДГ-Ц13	Mõõtelülitused, diskriminaator, ATR	1,0	0,25	—
ДГ-Ц14	Mõõtelülitused, piiraja, alaliskomponendi taastaja	2,0	—	—
Д2А	Mõõtelülitused	$\geqslant 50$	0,5	—
Д2Б	Viideokanalid, ATR, diskriminaator, teine detektor	5...10	0,1	—
Д2В	Mõõtelülitused, tasemeindikaatorid	$\geqslant 10$	—	0,25
Д2Г	Mõõtelülitused, alaliskomponendi taastaja, piiraja	2...5	—	—
Д2Д	Teine detektor, ATR, suunaja	5...10	—	—
Д2Е	Suunaja	5...10	—	—
Д2Ж	Suunaja	2...10	—	—

Lisa nr. 8.

+20±5° C TEMPERATUURIL

vastuvool mA pingega				Maksimaalne vastupinge amplituud V	Minimaalne läbilöögi-pinge	Maksimaalne alaldatud voolu amplituud mA
—50 V	—75 V	—100 V	—150 V			
1,0	—	—	—	50		25
0,5	—	—	—	50	75	25
0,1	—	—	—	50	75	25
—	0,8	—	—	75	100	25
—	0,25	—	—	75	100	25
—	—	0,8	—	100	125	25
—	—	0,25	—	100	125	25
—	—	—	—	30	50	50
—	—	—	—	30	45	25
—	—	—	—	30	45	25
1,0	—	—	—	50	75	25
—	—	—	—	10	15	150
—	—	—	—	30	45	50
—	—	—	—	40	60	75
0,25	—	—	—	75	100	50
0,25	—	—	—	75	100	50
—	—	0,25	—	125	150	50
—	—	—	0,25	175	200	25

2. PINDDIOODID VAHELDUVVOOLU ALALDAMISEKS

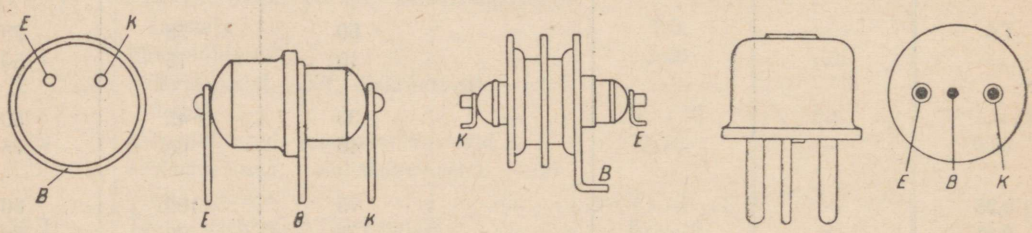
Tüübi-tähis	Alaldatud vool mA	Pärivool		Vastuvool		Maksi-maalne vastupinge amplituud V	Läbilöögi-pinge V
		pingega V	mini-maalselt mA	pingeamp-lituudiga V	maksi-maalselt mA		
ДГ-Ц21, Д7А	300	0,5	300	—50	0,5	—50	75
ДГ-Ц22, Д7Б	300	0,5	300	—100	0,5	—100	150
ДГ-Ц23, Д7В	300	0,5	300	—150	0,5	—150	225
ДГ-Ц24, Д7Г	300	0,5	300	—200	0,5	—200	300
ДГ-Ц25, Д7Д	100	0,3	100	—300	0,3	—300	450
ДГ-Ц26, Д7Е	100	0,3	100	—350	0,3	—350	525
ДГ-Ц27, Д7Ж	100	0,3	100	—400	0,3	—400	600

KRISTALLTRIOODIDE (TRANSISTORIDE)

PUNKTTRIOODID

Tüübitähis		Kasutusotstarve	Nimirežiimid		Parameetrid	
Uus	Endine		Emitter-vool I_E mA	Kollektor-pinge U_K V	Sisend-takistus $R_{11\ max}$ Ω	Tagasi-side takistus $R_{12\ max}$ Ω
С3А	С1А	Võimendajana kuni 500 kHz . .	0,3	—20	750	200
С3Б	С1Б	Võimendajana kuni 500 kHz . .	0,3	—20	750	200
С3В	С1В	Võimendajana kuni 1,5 MHz . .	0,3	—20	750	200
С3Г	С1Г	Võimendajana kuni 1,5 MHz . .	0,3	—20	750	200
С3Д	С1Д	Võimendajana kuni 5,0 MHz . .	0,3	—20	750	200
С3Е	С1Е	Võimendajana kuni 10,0 MHz . .	0,3	—20	750	200
С4А	С2А	Ostsillaatorina kuni 500 kHz . .	0,3	—10	1500	700
С4Б	С2Б	Ostsillaatorina kuni 1,5 MHz . .	0,3	—10	1500	700
С4В	С2В	Ostsillaatorina kuni 5,0 MHz . .	0,3	—10	1500	1000
С4Г	С2Г	Ostsillaatorina kuni 10,0 MHz .	0,3	—10	1500	1000

Sokli skeemid



Punktrioodidel Pindtrioodidel Võimsustrioodidel Uus sokkel

Lisa nr. 9

PARAMEETRID JA TÖÖTINGIMUSED

Väljandtakistus $R_{22\ max}$ Ω	Voolu võimendustegur α_{min}	Voolu võimendustegur piirsagedusel α_{lim}	Võimsuse võimendustegur K_P dB	Pinge võimendustegur K_U	Maksimaalväärtused: Emittervool $I_{E\ max}$ mA	Kollektorvool $I_{K\ max}$ mA	Kollektorpinge $U_{K\ max}$ V	Kollektori kaovõimsus $P_{K\ max}$ mW
7000	1,2	1,0[1]	15 ... 19	—	10	—10	—40	100
7000	1,5	1,2[1]	18 ... 22	50	10	—6	—40	50
7000	1,5	1,2[2]	15 ... 19	—	10	—10	—40	100
7000	1,5	1,2[2]	18 ... 22	50	10	—6	—40	50
7000	1,5	1,2[3]	15 ... 22	30	10	—6	—40	50
7000	1,5	1,2	15 ... 22	30	10	—6	—40	50
7000	1,5	1,2[1]	—	—	10	—10	—30	100
7000	1,6	1,5[2]	—	—	10	—6	—20	50
7000	1,6	1,5[3]	—	—	10	—6	—20	50
7000	1,6	1,5	—	—	10	—6	—20	50

Märkused:

1 — sagedusel 0,5 MHz

2 — sagedusel 1,5 MHz

3 — sagedusel 5 MHz

4 — punkttrioode saab kasutada ainult maandatud baasiga lülitustes.

PINDTRIOODID

Tüübitähis	Kasutusotstarve	Nimirežiimid				Parameetrid		
		Emitter-vool I_E mA	Kollektor-vool I_K mA	Kollektor-pinge U_K V	Emitteri takistus R_E Ω	Kollektori takistus R_K MΩ	Baasi takistus $R_{0\,max}$ Ω	Vooluvõimendustegur α
П1А	Võimendajana kuni 100 kHz	1,0	—	—10	30	min 0,3	—	min 0,9
П1Б	Võimendajana kuni 100 kHz	1,0	—	—10	30	0,5 ... 1,2	400	0,93...0,97
П1В	Võimendajana kuni 100 kHz	1,0	—	—10	30	min 1,0	400	0,93...0,97
П1Г	Võimendajana kuni 100 kHz	1,0	—	—10	30	min 0,5	600	min 0,96
П1Д	Võimendajana kuni 100 kHz	1,0	—	—10	30	min 0,5	600	min 0,94
П1Е	Võimendajana kuni 465 kHz	1,0	—	—10	30	min 0,3	1000	min 0,94
П1Ж	Võimendajana kuni 1000 kHz	1,0	—	—10	—	—	1500	min 0,95
П1И	Võimendajana vähemalt kuni 1600 kHz	1,0	—	—10	—	min 0,5	1500	min 0,96
П2А	Võimendajana helisagedustel	—	5	—50	—	—	—	min 0,85
П2Б	Võimendajana helisagedustel	—	10	—25	—	—	—	0,9
П3А	Võimendajana helisagedustel	—	130	—25	—	—	—	—
П3Б	Võimendajana helisagedustel	—	130	—25	—	—	—	—
П3В	Võimendajana helisagedustel	—	130	—25	—	—	—	—
П6А	Võimendajana kuni 0,5 MHz	1,0	—	—	—	—	—	0,92
П6Б	Võimendajana kuni 1,0 MHz	1,0	—	—	—	—	—	0,92
П6В	Võimendajana kuni 1,0 MHz	1,0	—	—	—	—	—	0,955
П6Г	Võimendajana kuni 1,0...2,5 MHz	1,0	—	—	—	—	—	0,98
П6Д	Võimendajana kuni 1,0 MHz	1,0	—	—	—	—	—	0,92

SELEENSUUNAJATE ELEKTRILISI

Seleenseibide välimine läbimõõt mm	5	6,5	7,2	10	18	20	25
Maksimaalselt lubatav alaldatav vool, mA	2	3,5	4,5	10	25	35	75
Seibi sisetakistus, Ω	450	250	200	80	35	25	10
Maksimaalselt lubatav alaldatud vool koormuses, pooltsükkel-alaldamise puhul, mA	2	3,5	4,5	10	25	35	75
Maksimaalselt lubatav alaldatud vool koormuses, täistsükkel-alaldamise puhul, mA	4	7	9	20	50	70	150

Lisa nr. 9 järg

Vooluvõimendustegur piirsagedusel α_{min}	Võimsusevõimendustegur $K_{P\,min}$ dB	Mürategur $N_{M\,max}$ dB	Väljandvõimsus $P_{v\,min}$ mW	Ebalineaarmoonutustegur γ_{max} %	Kollektori mahtuvus $C_{K\,max}$ pF	Maksimaalväärtused: Emitter-vool $I_{E\,max}$ mA	Kollektorvool $I_{K\,max}$ mA	Kollektorpinge $U_{K\,max}$ V	Kollektori kaovõimsus $P_{K\,max}$ mW	Töösagedus f_{max} MHz	Siirde liik[2]
0,7	30	—	—	—	—	5	5	—20	50	0,1	*p-n-p*
0,7	33	35	—	—	—	5	5	—20	50	0,1	*p-n-p*
0,7	37	35	—	—	—	5	5	—20	50	0,1	*p-n-p*
0,7	37	—	—	—	—	5	5	—20	50	0,1	*p-n-p*
0,7	33	18	—	—	—	5	5	—20	50	0,1	*p-n-p*
0,7	30	35	—	—	60	5	5	—20	50	0,465	*p-n-p*
0,7	35	35	—	—	40	5	5	—20	50	1,0	*p-n-p*
0,7	30	35	—	—	35	5	5	—20	50	⩾1,6	*p-n-p*
	17		100	15		10	10	—100	250	—	*p-n-p*
—	17	—	100		—	25	25	—50	250	—	*p-n-p*
2,0	17	—	1000	15	—	—	150	—50	1000	—	*p-n-p*
2,0	20	—	1000	15	—	—	250	—50	1000[1]	—	*p-n-p*
2,0	25	—	1000	15	—	—	450	—50	1000[1]	—	*p-n-p*
—	—	22	—	—	40	10	10	—30	150	0,5	*p-n-p*
—	—	22	—	—	40	10	10	—30	150	1,0	*p-n-p*
—	—	22	—	—	40	10	10	—30	150	1,0	*p-n-p*
—	—	22	—	—	40	10	10	—30	150	1 ... 1,25	*p-n-p*
—	—	⩽12	—	—	40	10	10	—30	150	1,0	*p-n-p*

Märkus: 1 — Kui kasutatakse välist soojusekiirgajat, mille jahutuspind on vähemalt 50 cm², siis võib suurendada kollektori kaovõimsust kuni 3,5 W. Kere temperatuur —60° ... +50° C.

2 — Siire *p-n-p* tähistab, et kollektor vajab negatiivset potentsiaali ja siire *n-p-n* — et kollektor on positiivse potentsiaali all.

3 — Stabiilseks töötamiseks võimendajana tuleb emitteri vooluringi lülitada mõnesajaoomine takisti.

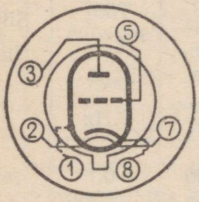
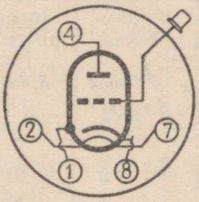
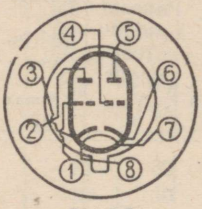
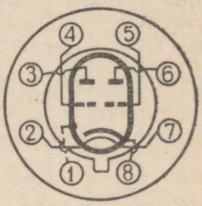
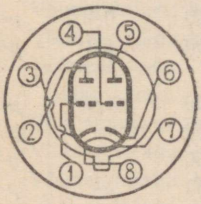
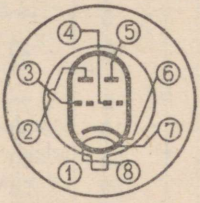
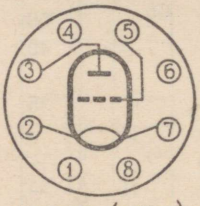
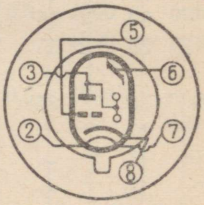
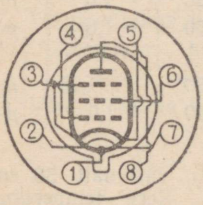
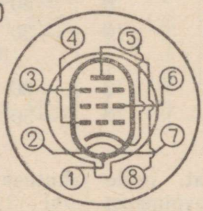
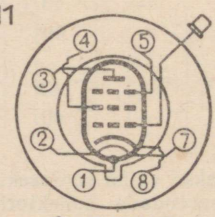
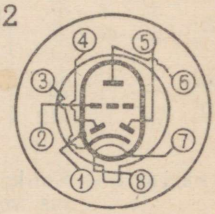
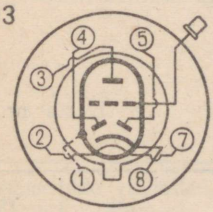
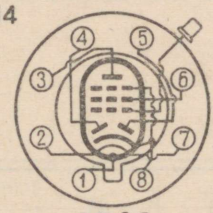
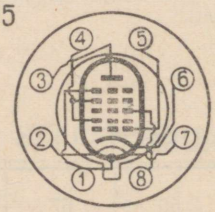
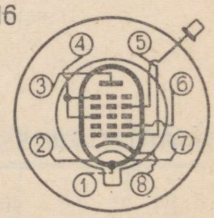
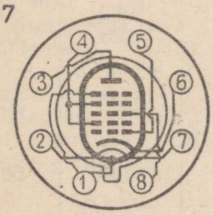
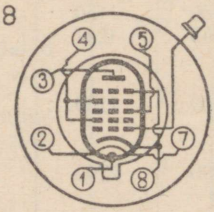
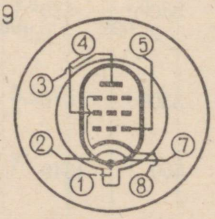
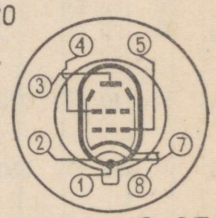
Lisa nr. 10.

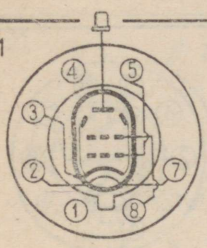
ISELOOMUSTUSSUURUSI

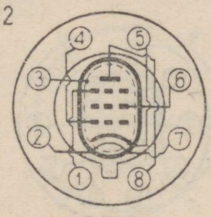
30	35	45	50	67	80	84	100	112	130
125	140	275	330	670	1000	1150	1700	2200	3000
6	5	2,5	2	0,9	0,55	0,47	0,3	0,23	0,17
125	140	275	330	670	1000	1150	1700	2200	3000
250	280	550	660	1340	2000	2300	3400	4400	6000

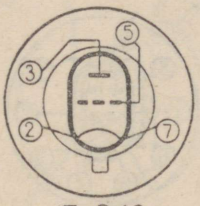
Lisa nr. 11.

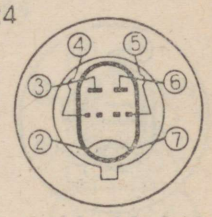
ELEKTRONLAMPIDE SOKLIÜHENDUSED

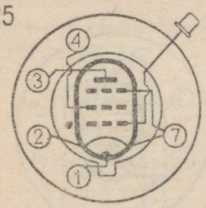
1  6С2С, 6С5	2  6Ф5, 6Ф5С	3  6Н5С	4  6Н7, 6Н7С
5  6Н8С, 6Н9С	6  6Н10С, 12Н10С	7  6С4С (6В4)	8  6Е5С
9  6Ж3, 6К4, 12К4	10  6К3, 6Ж8, 12К3, 12Ж8, 6Ж4	11  6К7, 6Ж7, 6К9С, 6Ж6С	12  6Г1, 6Г2, 12Г1, 12Г2
13  6Г7, 6Г7С, 6Р7	14  6Б8С	15  6А7	16  6А8
17  6А10С	18  6Л7	19  6Ф6С, 6К6	20  30П1С, 12П4С, 13П1С 6П6С, 6П3С

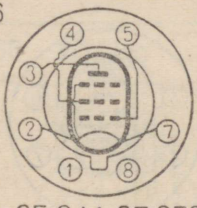
21

6П7С

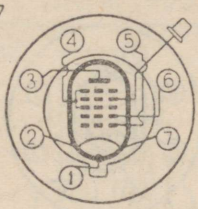
22

6П9

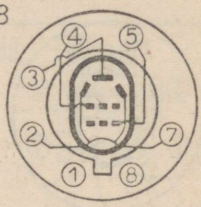
23

УБ-240

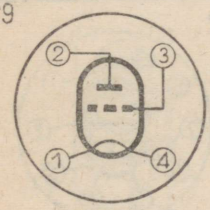
24

1Н3С, С0-243

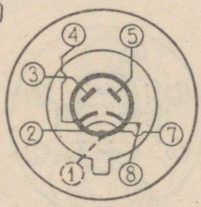
25

2К2М, 2Ж2М, С0-241

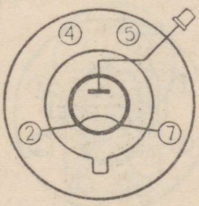
26

СБ-244, СБ-258

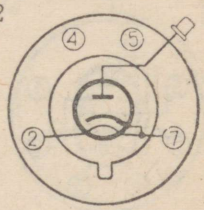
27

СБ-242

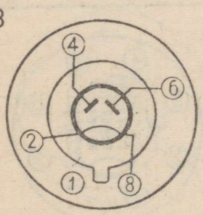
28

2П9М

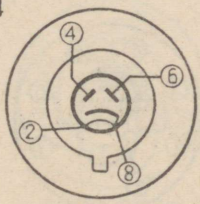
29

2С4С

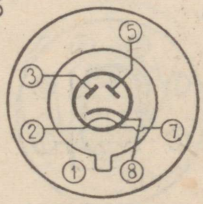
30

6Х6С, 30Ц6С

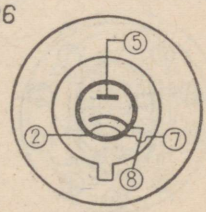
31

1Ц1С, 1Ц7С

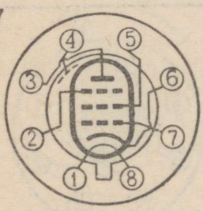
32

2Ц2С

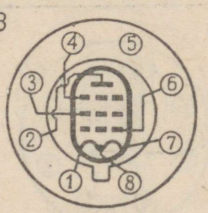
33

5Ц3С

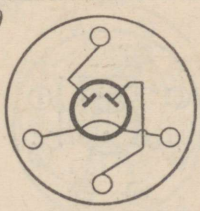
34

5Ц4С

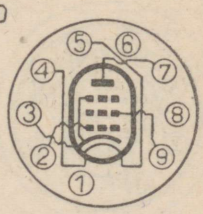
35

6Ц5С

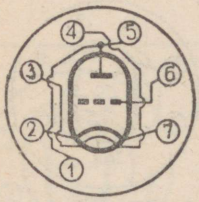
36

30Ц1М

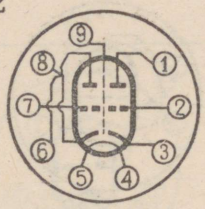
37

4Ж1Л, 10Ж1Л, 12Ж1Л

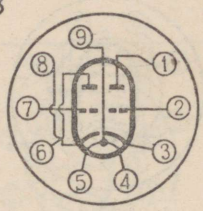
38

4П1Л

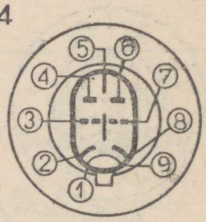
39

В0-188
В0-230, В0-239

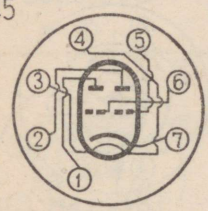
40

6П14П

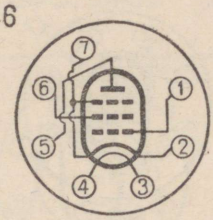
41

6С1П

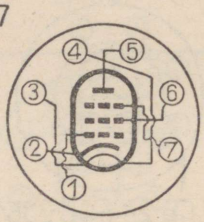
42

6Н1П

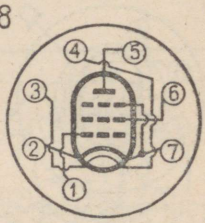
43

6Н2П

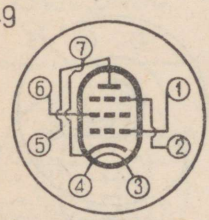
44

6Н3П

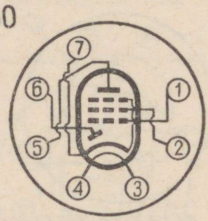
45

6Н15П

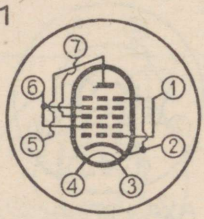
46

6Ж1П, 6Ж3П

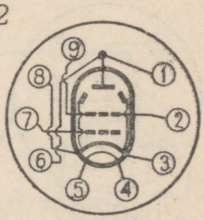
47

6Ж2П

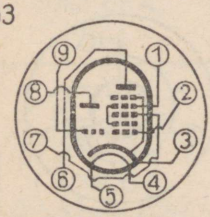
48

6К1П

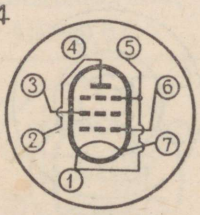
49

6Ж4П, 6Ж5П, 6К4П

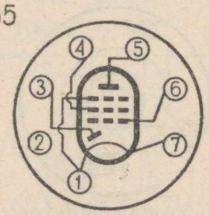
50

6Б2П

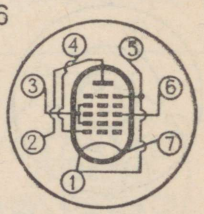
51

6А2П

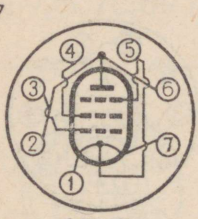
52

6П1П

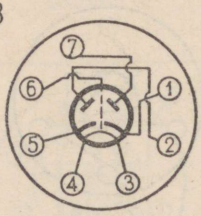
53

6И1П

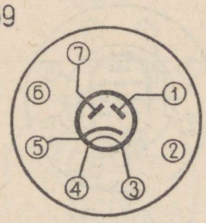
54

1К1П

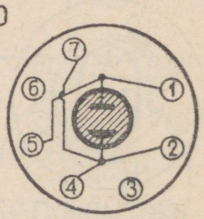
55

1Б1П

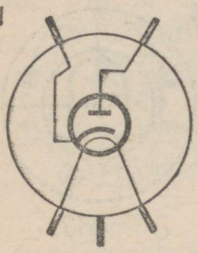
56

1А1П

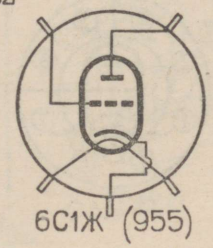
57

2П1П

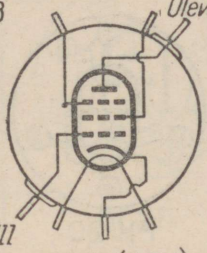
58

6Х2П

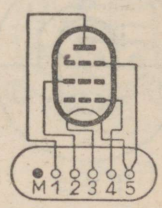
59

6Ц4П

60

СГ1П

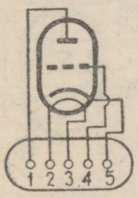
61

6Д4Ж

62

6С1Ж (955)

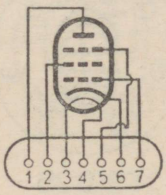
63 Üleval

All
6Ж1Ж (954)
6К1Ж (956)

64


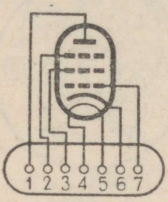
06П2Б,1П2Б

65


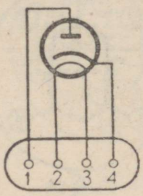
6С6Б,6С7Б

66


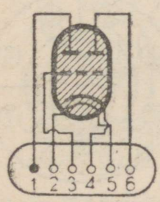
6Ж1Б

67


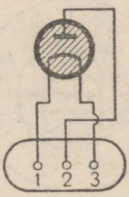
6Ж2Б

68


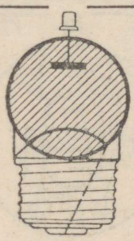
6Д6А

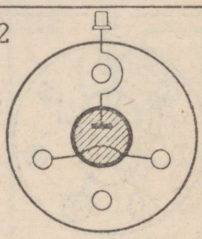
69


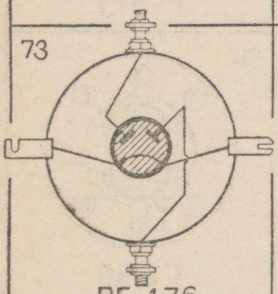
ТГ1Б

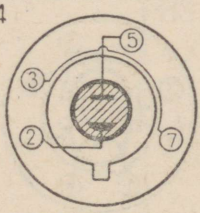
70


СГ1Б

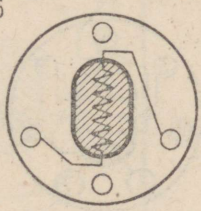
71

ВГ-129

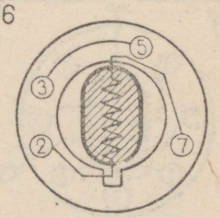
72

ВГ-161

73

ВГ-176

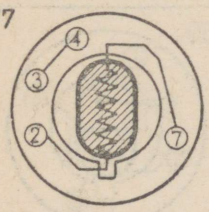
74


СГ2С;СГ3С
СГ-4С;90С10-40

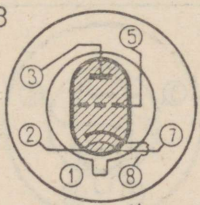
75

1Б5-9;1Б10-17

76


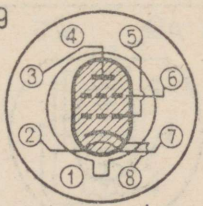
0,3Б65-135

77


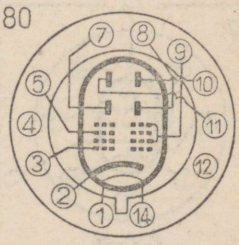
0,3Б17-35;0,85Б5,5-12
042Б5,5-12

78


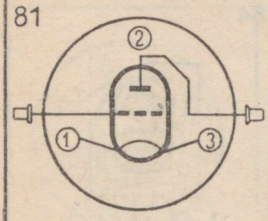
ТГ1-0,1/0,3
(ТГ-884)

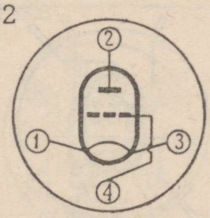
79


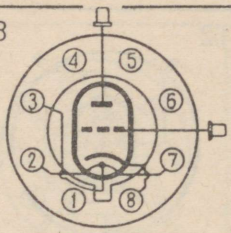
ТГ1-0,1/1,3
(ТГ-2050)

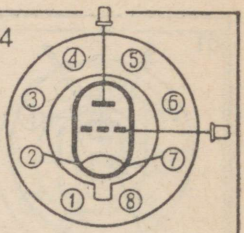
80


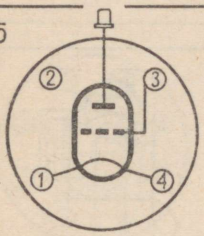
18Л040Б

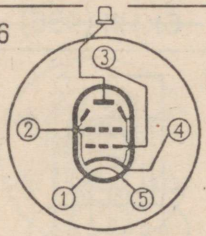
81 
ГУ-4

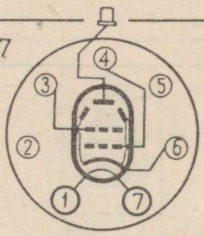
82 
ГК-20

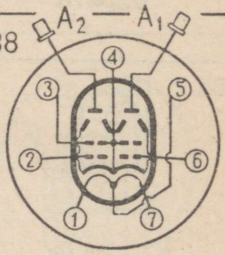
83 
Г-410

84 
Г-417

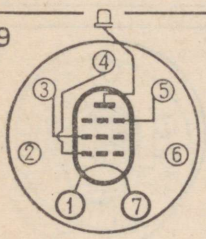
85 
Г-811

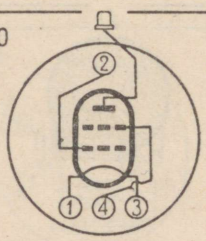
86 
Г-807

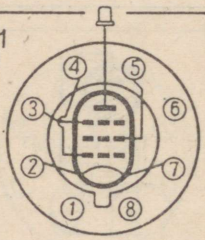
87 
Г-1625

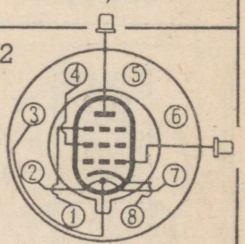
88 

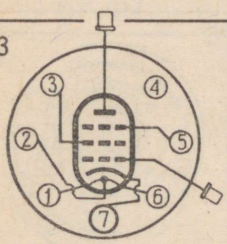
ГУ-29, ГУ-32

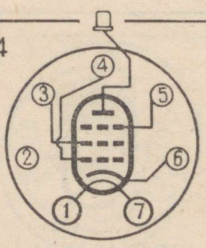
89 
ГУ-13

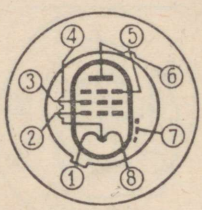
90 
ГКЭ-100

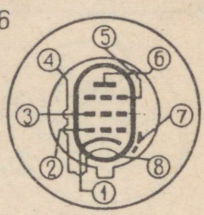
91 
СО-257

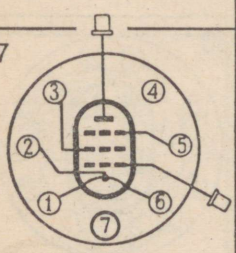
92 
Г-411, Г-412
Г-413

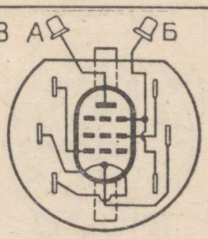
93 
Г-414

94 
Г-837

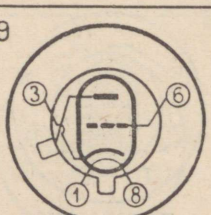
95 
ГУ-15

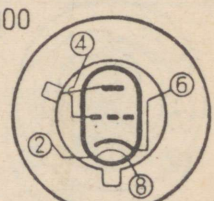
96 
ГУ-50

97 
ГК-71

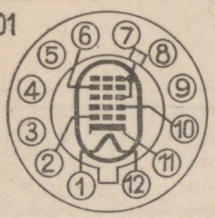
98 

ГУ-80

99 
18ЛК1Б, 18ЛК4Б
18ЛК5Б, 31ЛК2Б, 40ЛК1Б

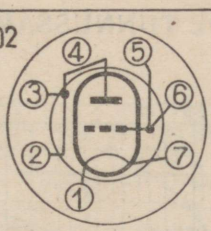
100 
23ЛК1Б
31ЛК1Б

101



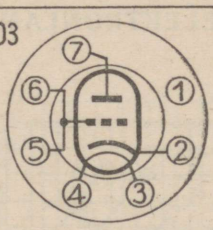
35ЛК2Б
43ЛК2Б/35, 53ЛК2Б/3Б

102



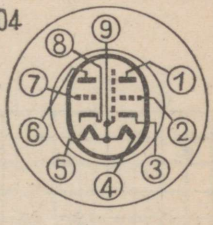
1С12П

103



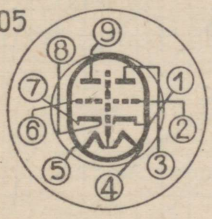
6С2П

104



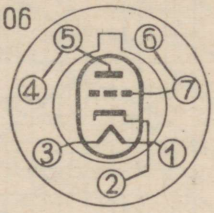
6Н4П

105



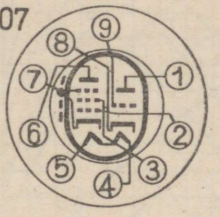
6Н14П

106



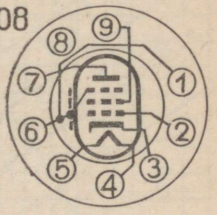
12С3С

107



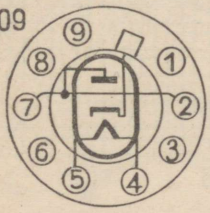
6Ф1П

108



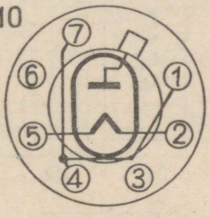
6П15П

109



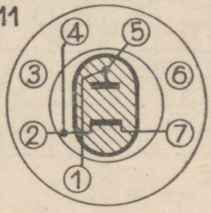
6Ц10П

110



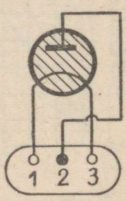
1Ц11П

111



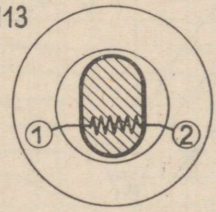
СГ1П, СГ2П

112



СГ5Б

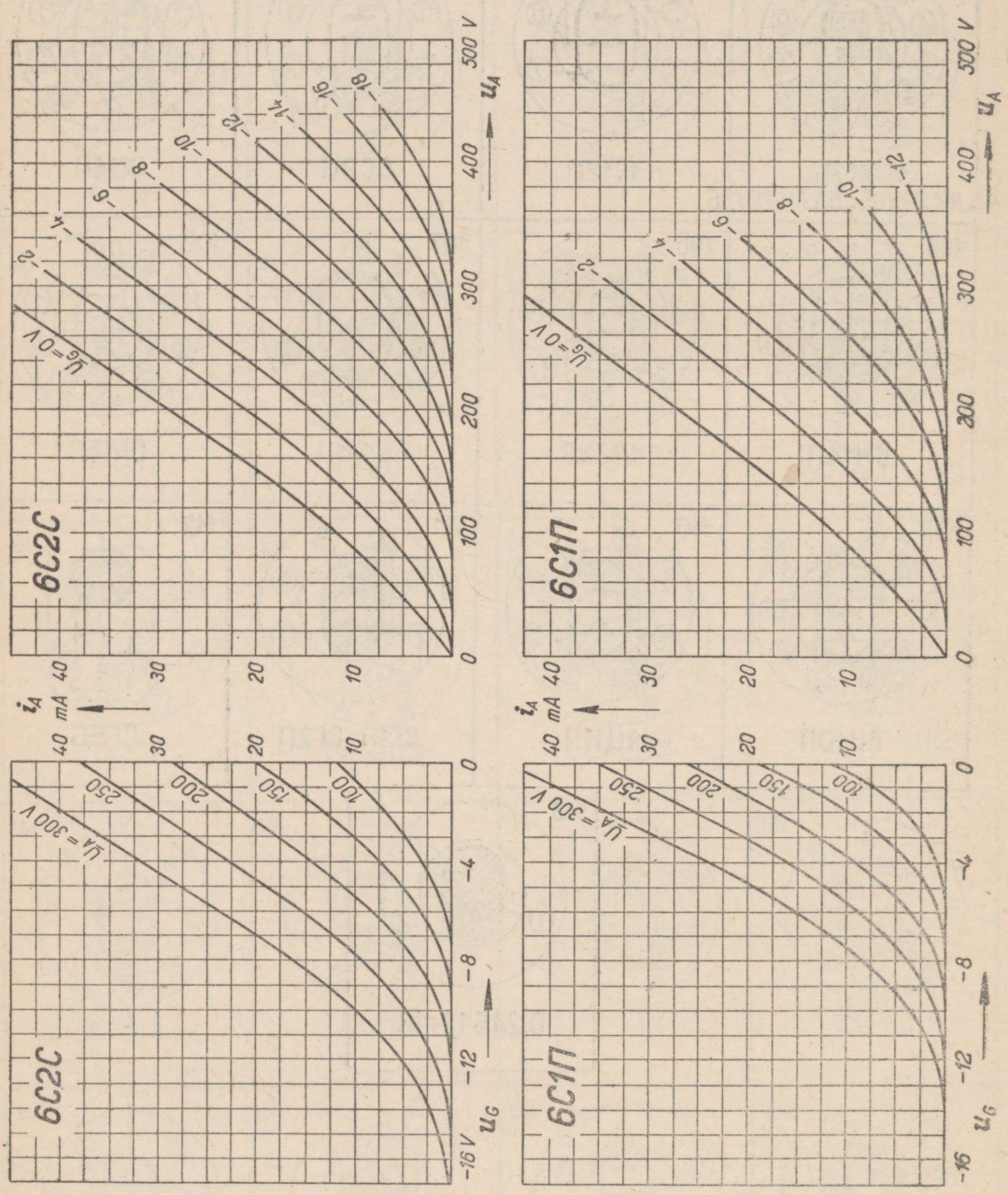
113

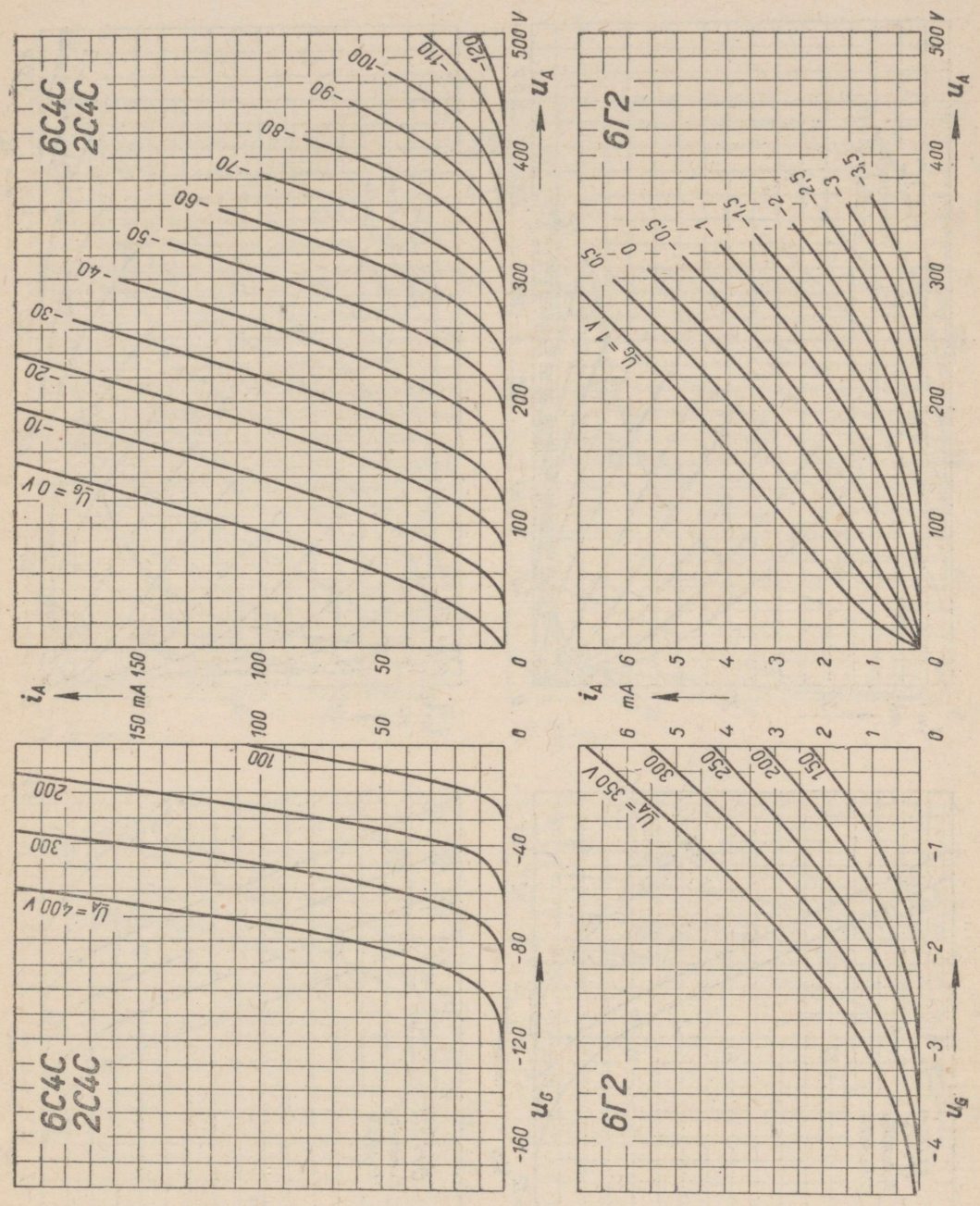


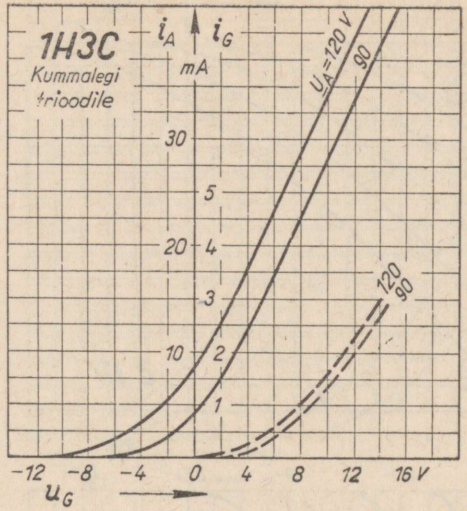
0,24Б12-18

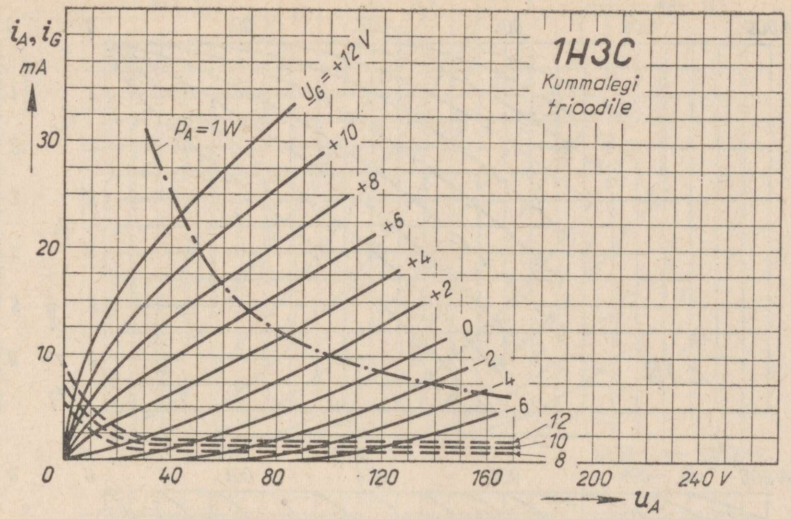
Lisa nr. 12.

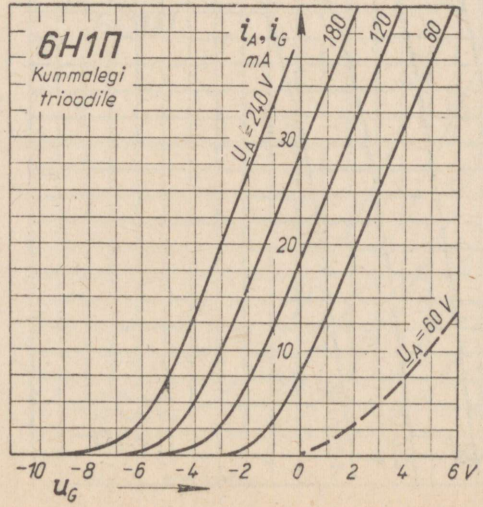
ELEKTRONLAMPIDE TUNNUSSARJAD

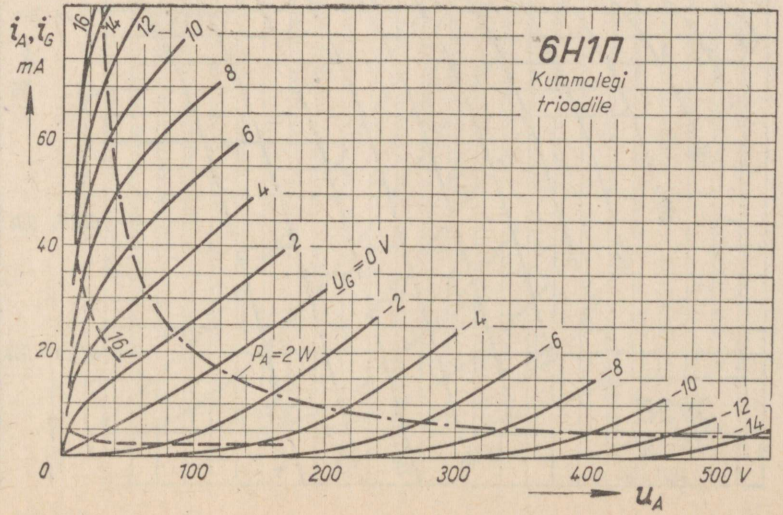


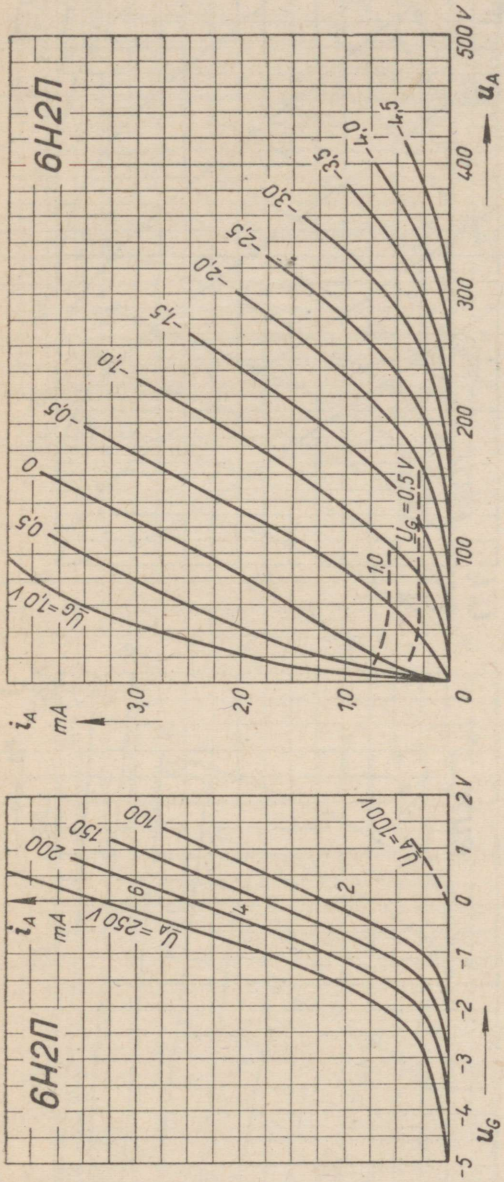

6С4С
2С4С
U_G = 0 V
-10
-20
-30
-40
-50
-60
-70
-80
-90
-100
-110
-120
i_A
150 mA
100
50
0
U_A
500 V
400
300
200
100
0
6С4С
2С4С
U_A = 400 V
300
200
100
U_G
-160
-120
-80
-40
0
6Г2
U_G = 1 V
0,5
0
-0,5
-1
-1,5
-2
-2,5
-3
-3,5
i_A
6 mA
5
4
3
2
1
0
U_A
500 V
400
300
200
100
0
6Г2
U_A = 350 V
300
250
200
150
U_G
-4
-3
-2
-1
0

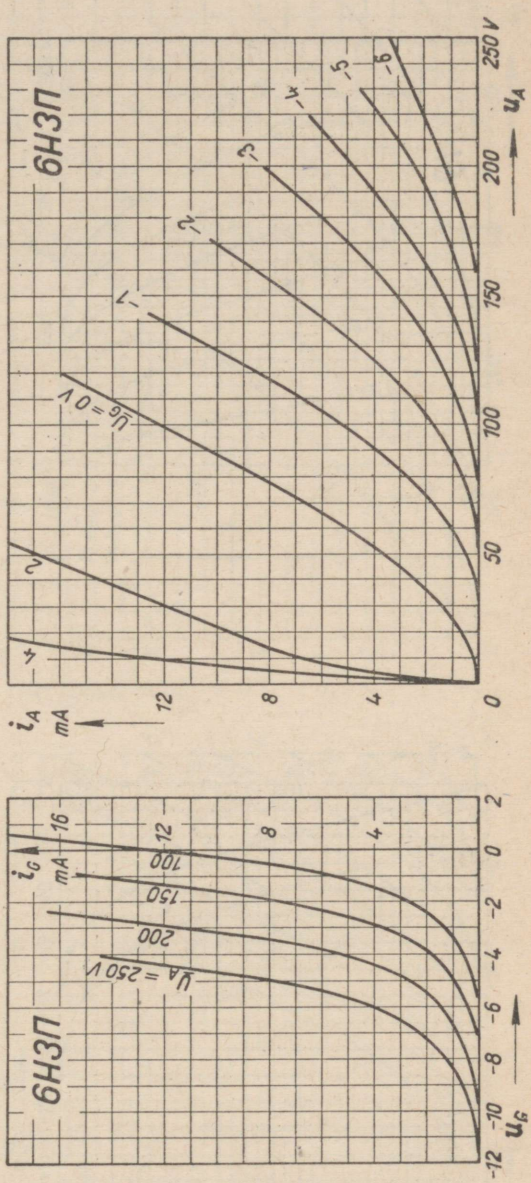

1Н3С
Kummalegi trioodile
i_A i_G
mA
U_A=120 V
90
30
5
20
4
3
10
2
1
120
90
-12 -8 -4 0 4 8 12 16 V
u_G

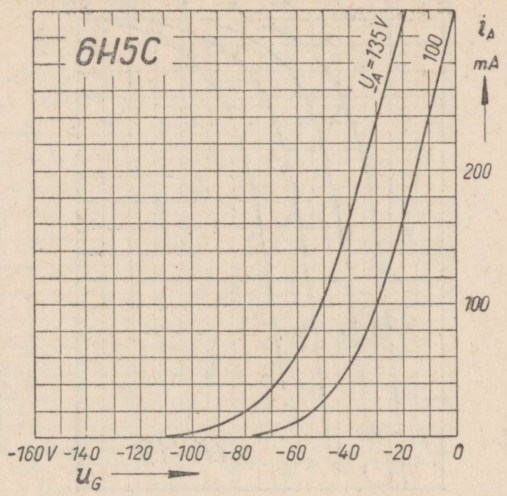

i_A, i_G
mA
1Н3С
Kummalegi trioodile
U_G=+12 V
+10
+8
+6
+4
+2
0
-2
-4
-6
12
10
8
P_A=1 W
30
20
10
0 40 80 120 160 200 240 V
u_A

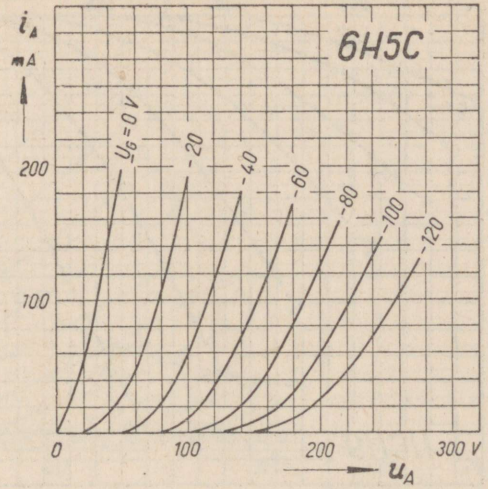

6Н1П
Kummalegi trioodile
i_A, i_G
mA
180
120
60
U_A=240 V
30
20
10
U_A=60 V
-10 -8 -6 -4 -2 0 2 4 6 V
u_G

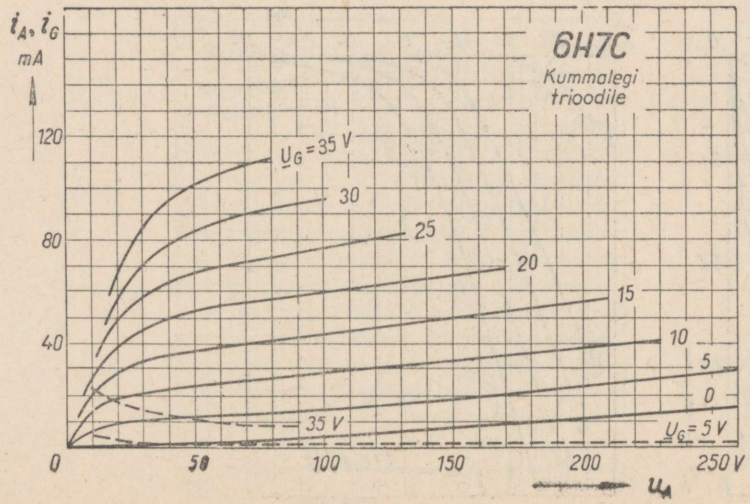

i_A, i_G
mA
6Н1П
Kummalegi trioodile
16
14
12
10
8
6
4
2
U_G=0 V
-2
-4
-6
-8
-10
-12
-14
60
40
20
16 V
P_A=2 W
0 100 200 300 400 500 V
u_A

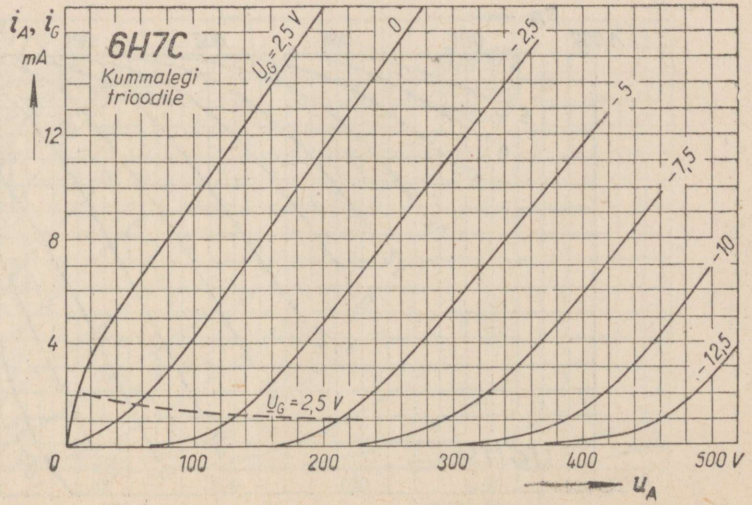

6Н2П
i_A mA
u_A
U_G = 0,5 V
U_G = 1,0 V
U_A = 250 V
U_A = 100 V
i_A
u_G

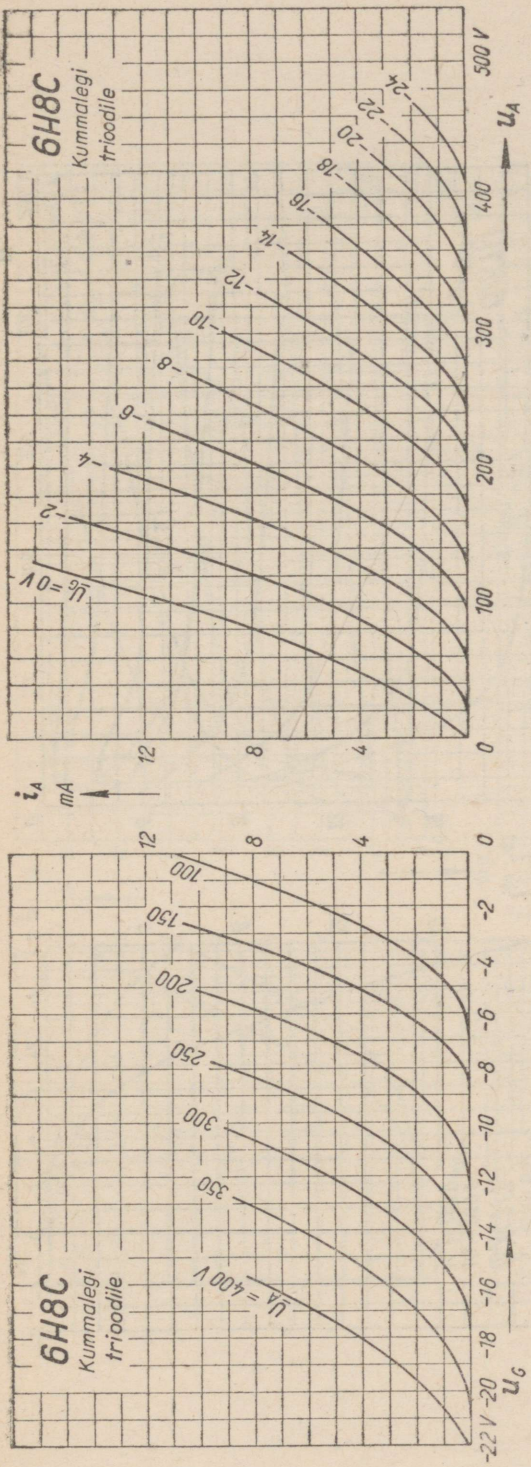

6Н3П
i_A mA
u_A
U_G = 0 V
U_A = 250 V
i_G mA
u_G


6H5C
i_A
mA
U_A=135 V
100
200
100
-160 V -140 -120 -100 -80 -60 -40 -20 0
u_G

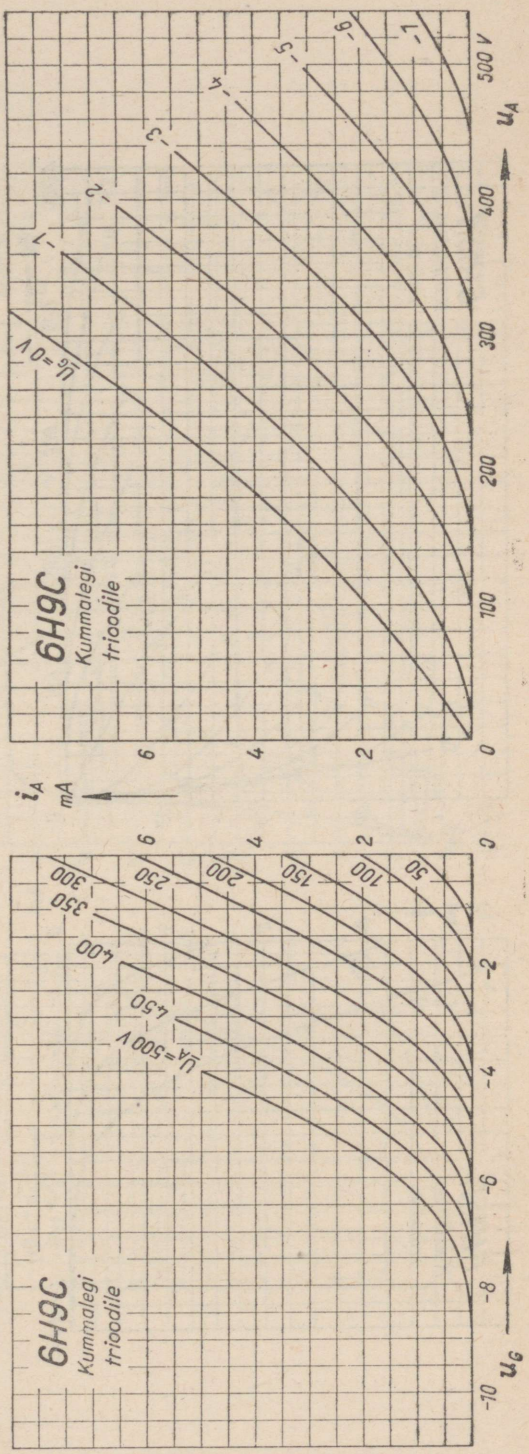

6H5C
i_A
mA
U_G=0 V
-20
-40
-60
-80
-100
-120
200
100
0 100 200 300 V
u_A


i_A, i_G
mA
6H7C
Kummalegi trioodile
U_G=35 V
30
25
20
15
10
5
0
U_G=5 V
35 V
120
80
40
0 50 100 150 200 250 V
u_A

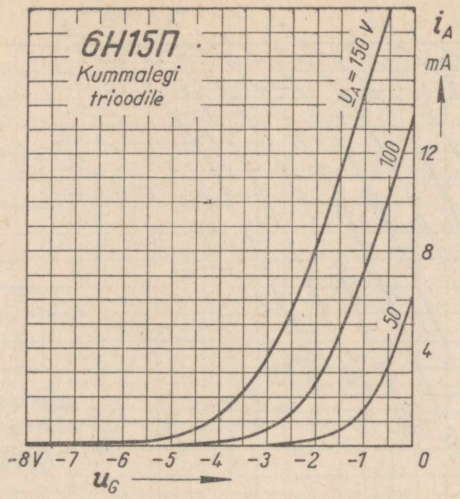

i_A, i_G
mA
6H7C
Kummalegi trioodile
U_G=2,5 V
0
-2,5
-5
-7,5
-10
-12,5
U_G=2,5 V
12
8
4
0 100 200 300 400 500 V
u_A

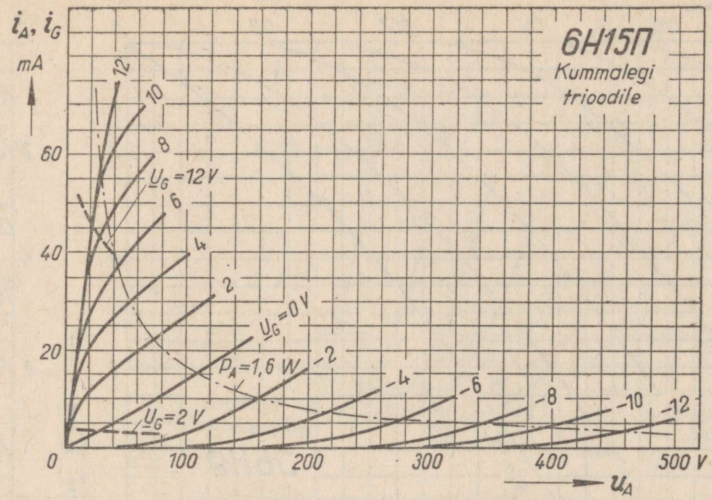

6H8C
Kummalegi
trioodile
i_A mA
u_A
u_G = 0 V
-2
-4
-6
-8
-10
-12
-14
-16
-18
-20
-22
0
100
200
300
400
500 V
4
8
12

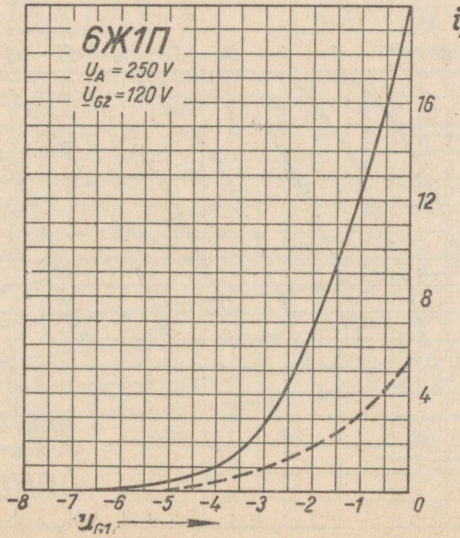
6H8C
Kummalegi
trioodile
u_A = 400 V
u_G
100
150
200
250
300
350
0
-2
-4
-6
-8
-10
-12
-14
-16
-18
-20
-22 V
4
8
12

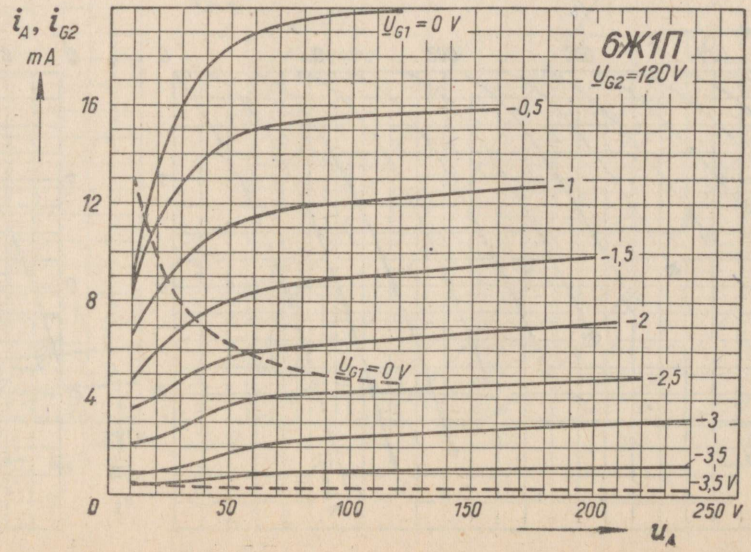

6H9C
Kummalegi
trioodile
i_A mA
u_A
u_G = 0 V
1
2
3
4
5
6
7
0
100
200
300
400
500 V
2
4
6

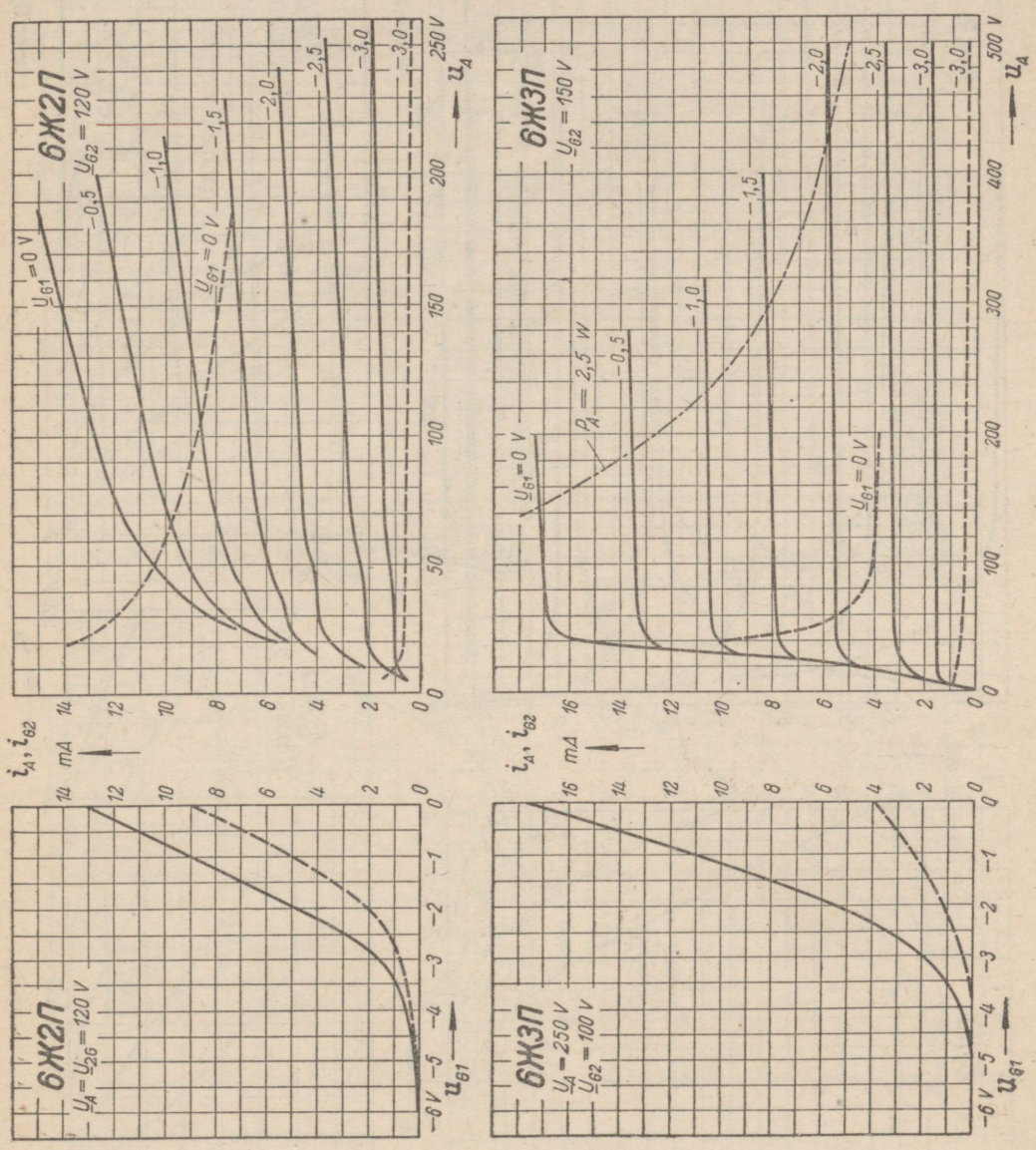
6H9C
Kummalegi
trioodile
u_A = 500 V
u_G
50
100
150
200
250
300
350
400
450
0
-2
-4
-6
-8
-10
2
4
6

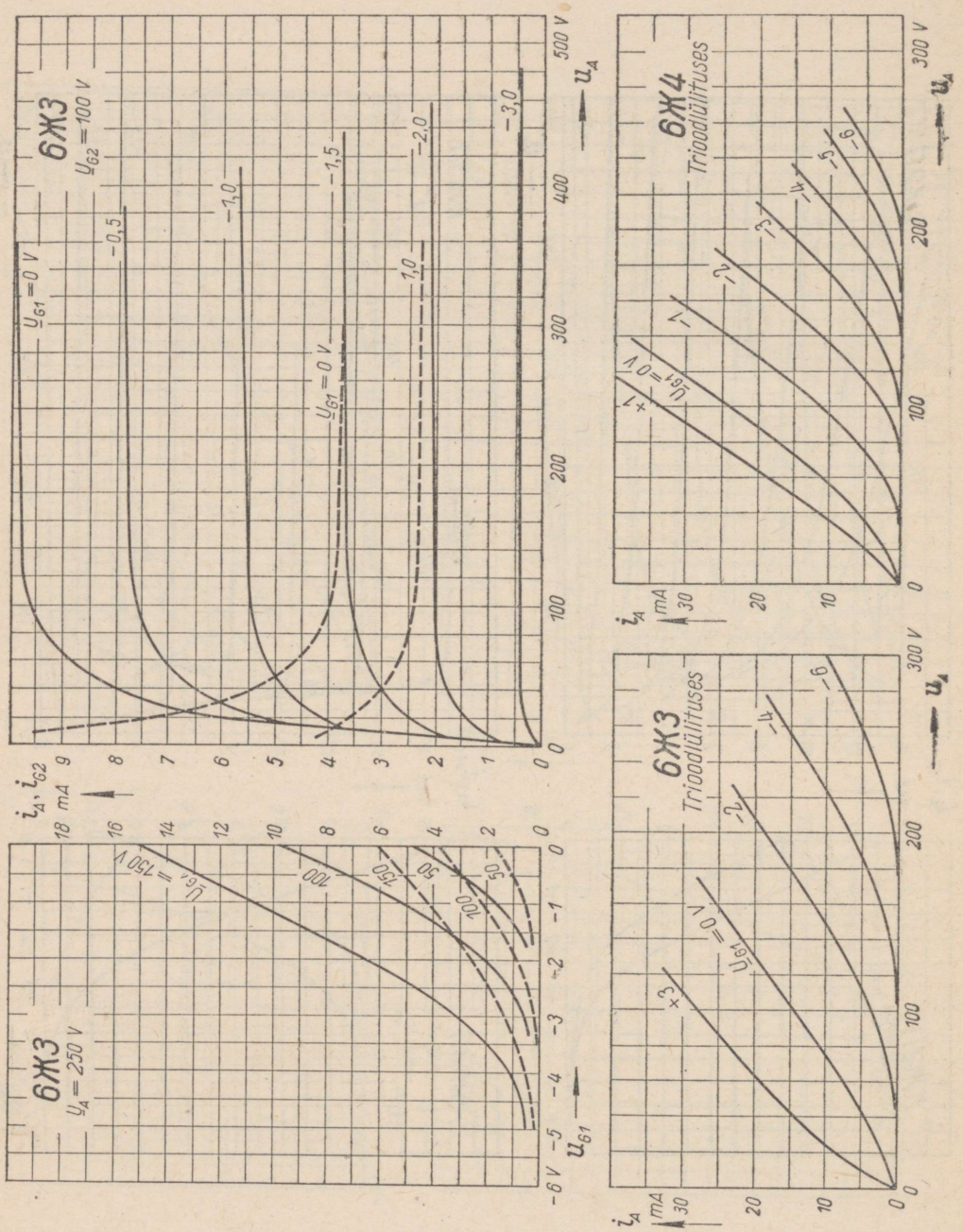

6Н15П
Kummalegi
trioodile
U_A = 150 V
100
50
i_A
mA
12
8
4
-8V -7 -6 -5 -4 -3 -2 -1 0
u_G

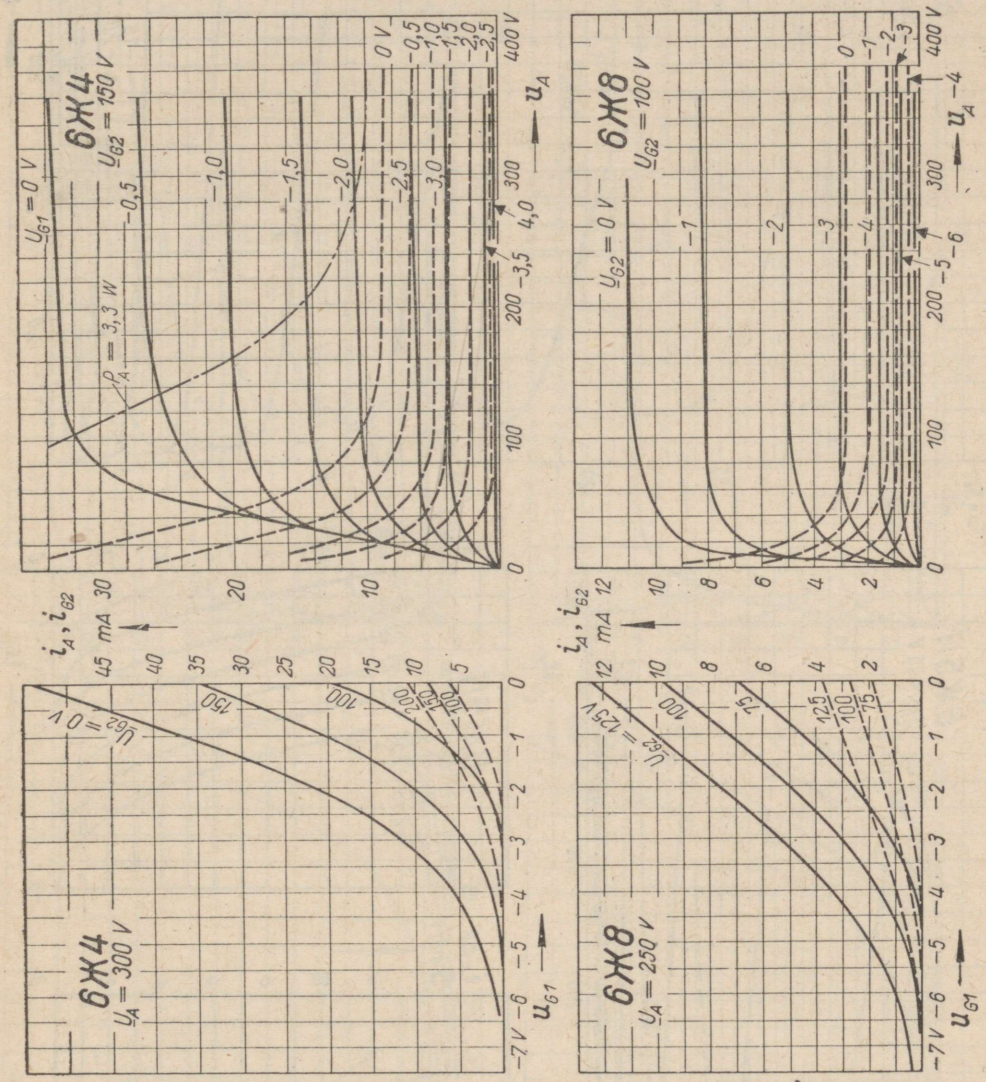

i_A, i_G
mA
6Н15П
Kummalegi
trioodile
12
10
8
U_G = 12 V
6
4
2
U_G = 0 V
P_A = 1,6 W
-2
-4
-6
-8
-10
-12
U_G = 2 V
60
40
20
0 100 200 300 400 500 V
u_A

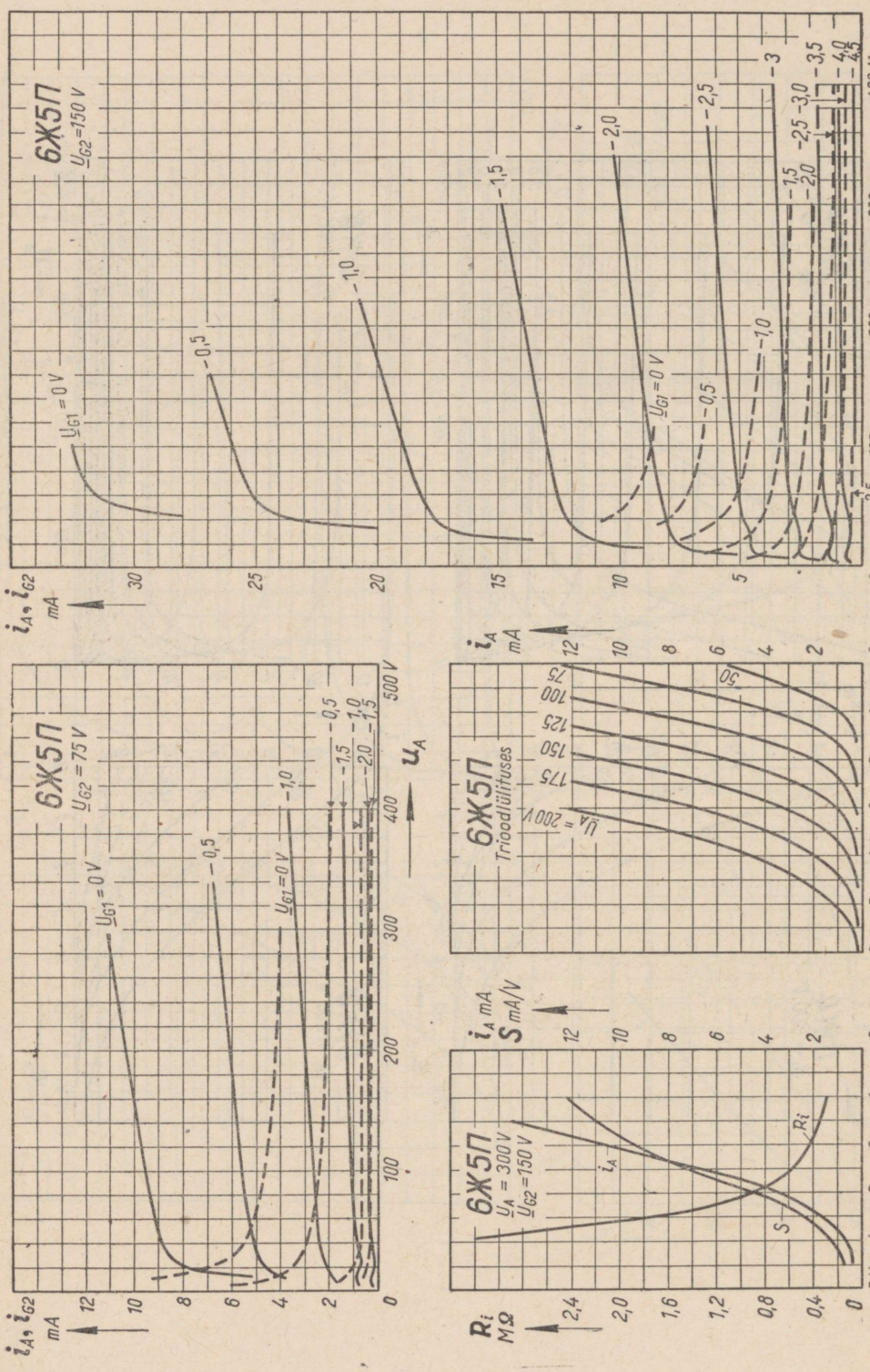

6Ж1П
U_A = 250 V
U_{G2} = 120 V
16
12
8
4
-8 -7 -6 -5 -4 -3 -2 -1 0
u_{G1}

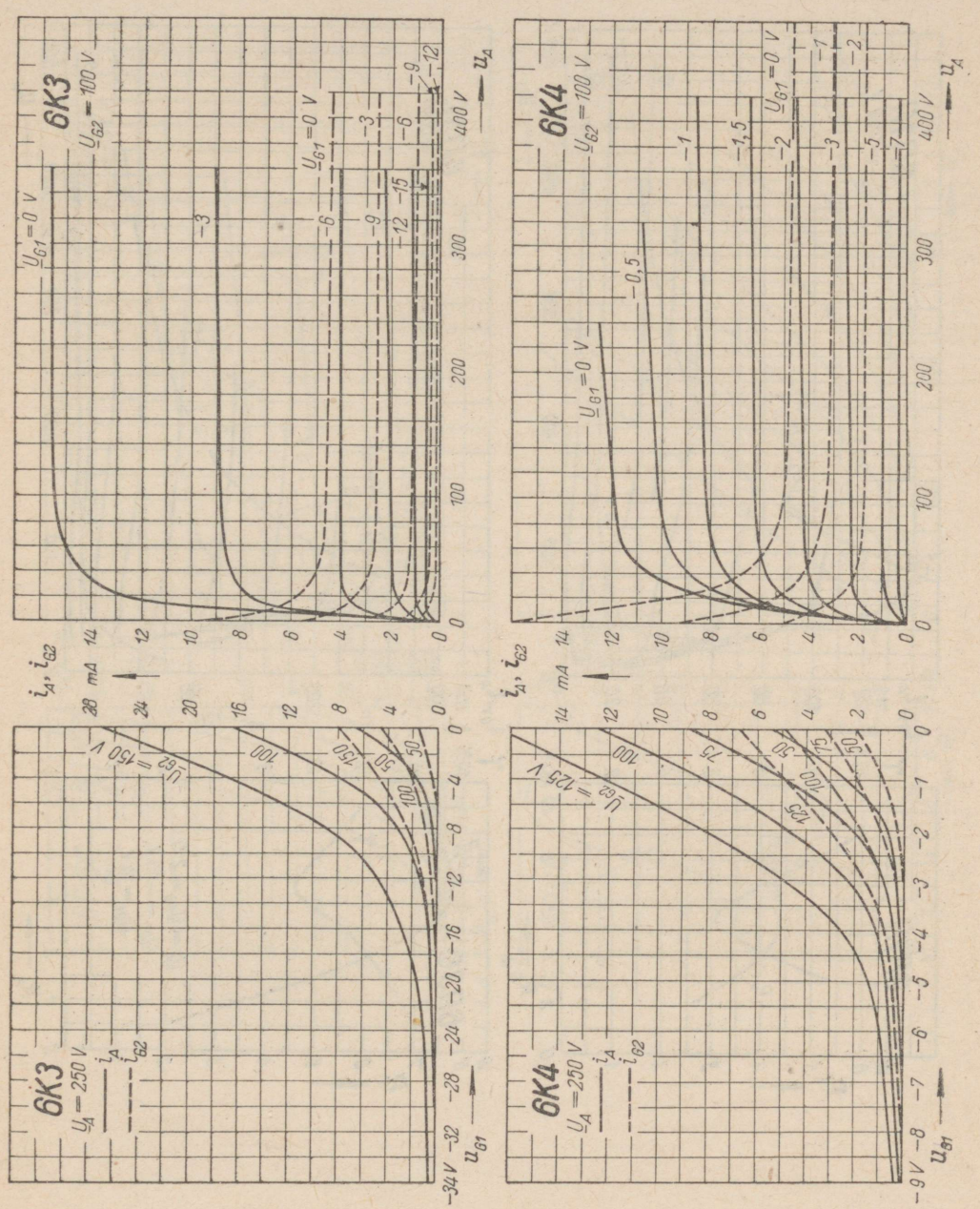

i_A, i_{G2}
mA
6Ж1П
U_{G2} = 120 V
U_{G1} = 0 V
-0,5
-1
-1,5
-2
U_{G1} = 0 V
-2,5
-3
-3,5
-3,5 V
16
12
8
4
0 50 100 150 200 250 V
u_A

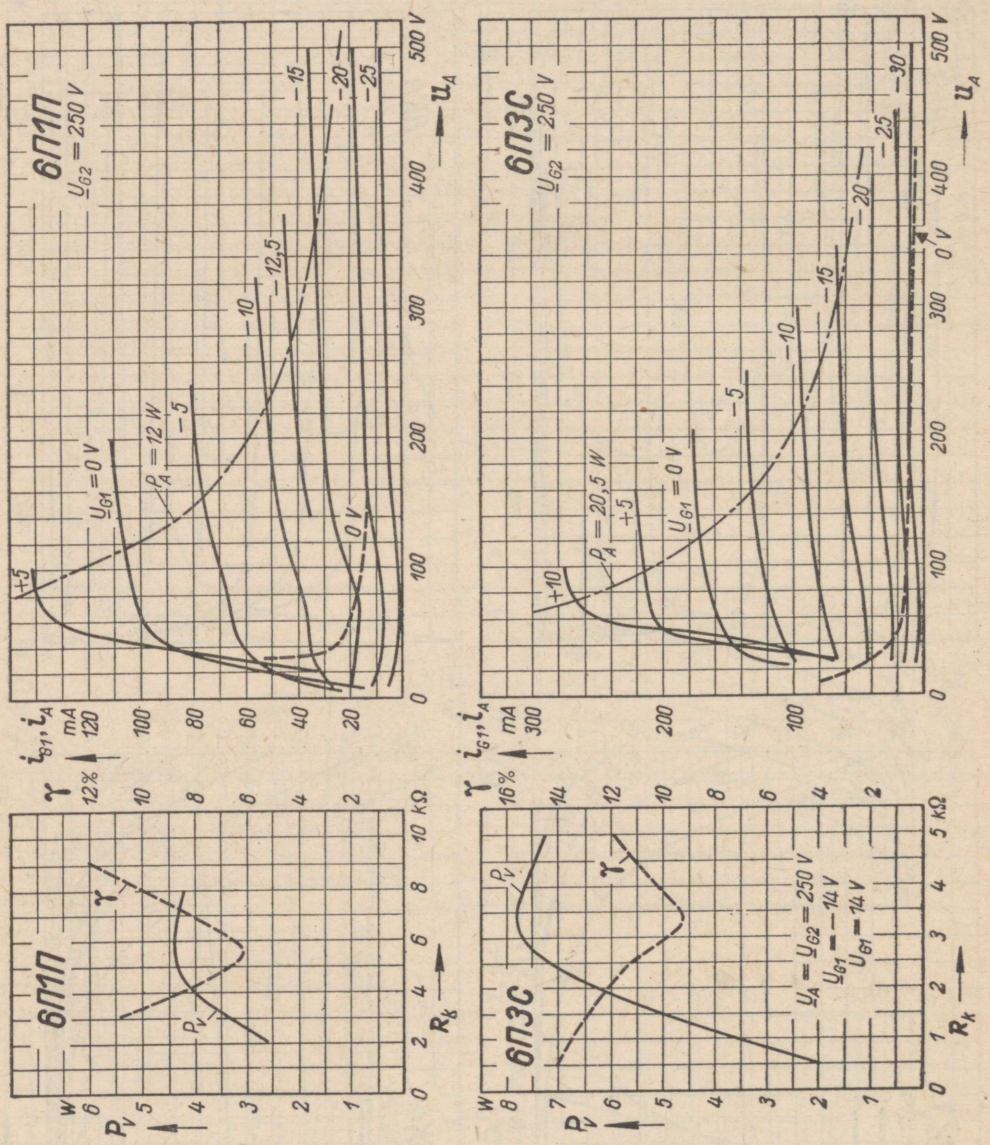

6Ж2П
$U_A = U_{G2} = 120$ V
$U_{G1} = 0$ V
−0,5
−1,0
−1,5
−2,0
−2,5
−3,0
−3,0
i_A, i_{G2} mA
u_A
u_{G1}
6Ж3П
$U_{G2} = 150$ V
$P_A = 2,5$ W
$U_A = 250$ V
$U_{G2} = 100$ V

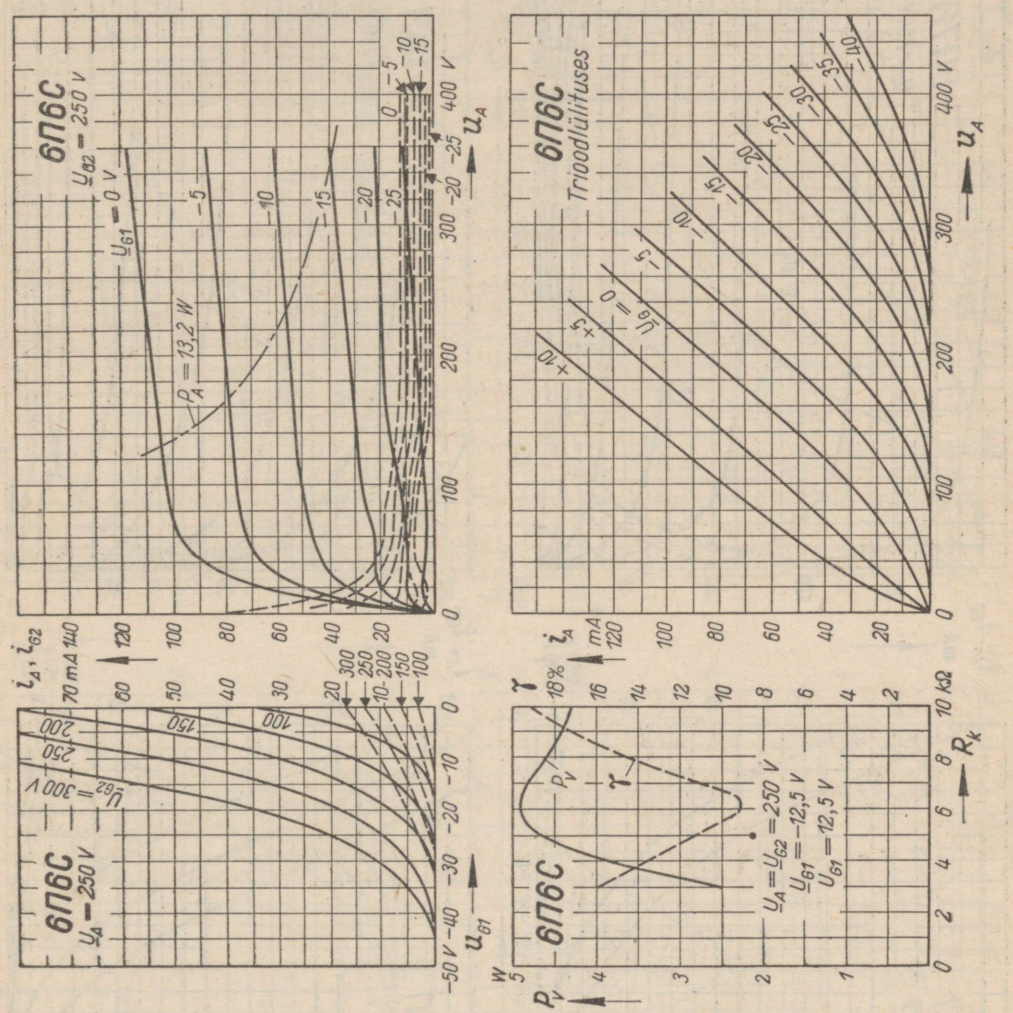

6Ж3
$U_A = 250$ V
$U_{G2} = 100$ V
$U_{G1} = 0$ V
$U_{G1} = 0$ V
i_A, i_{G2} mA
u_{G1}
u_A
6Ж3
Trioodlülituses
$U_{G1} = 0$ V
i_A mA
u_A
6Ж4
Trioodlülituses
$U_{G1} = 0$ V
i_A mA
u_A

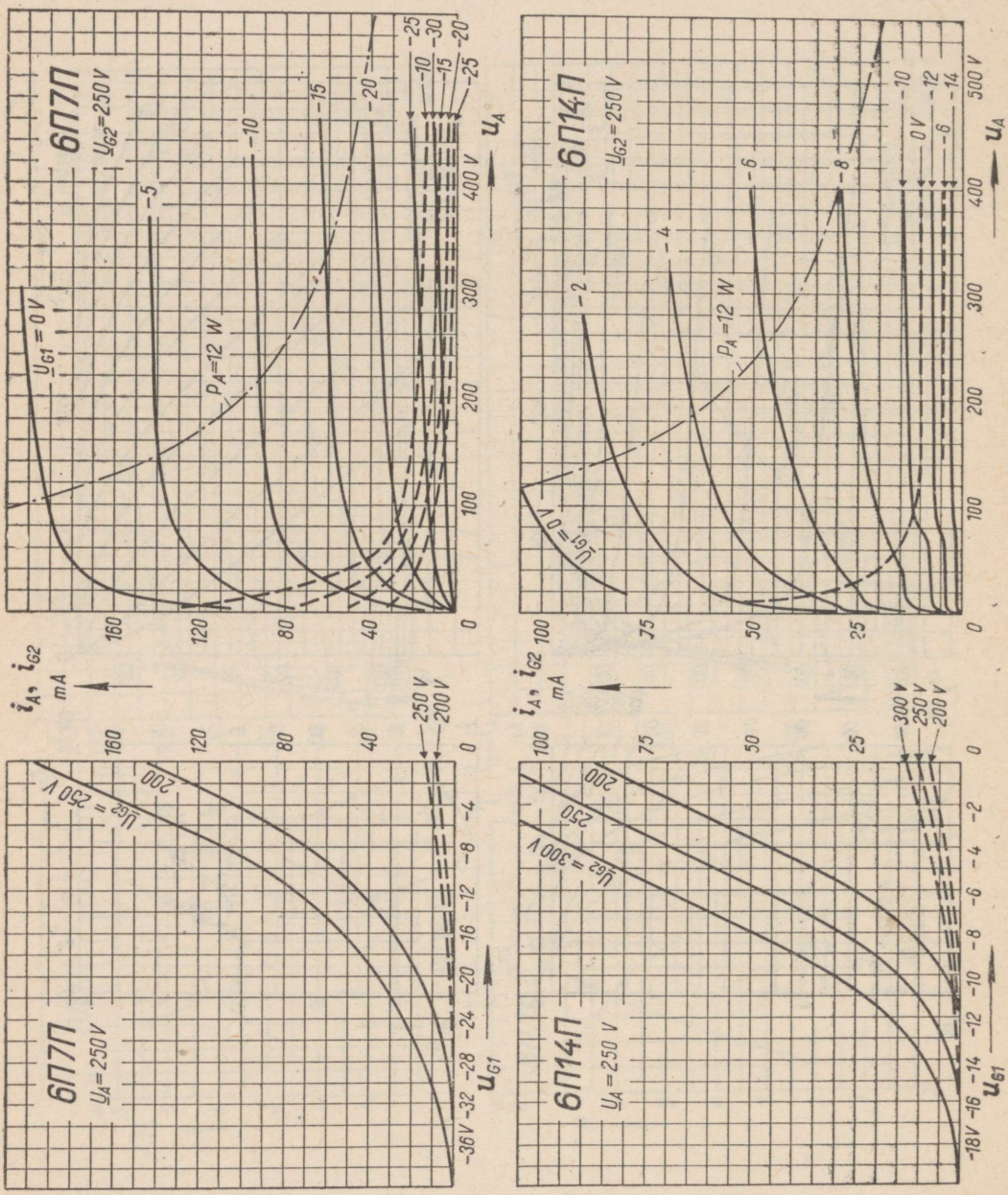

6Ж4
U_{G2} = 150 V
U_{G1} = 0 V
P_A = 3,3 W
0 V
−0,5
−1,0
−1,5
−2,0
−2,5
−3,0
−3,5
4,0
u_A
i_A, i_{G2} mA
6Ж8
U_{G2} = 100 V
U_{G2} = 0 V
−1
−2
−3
−4
−5
−6
u_A
6Ж4
U_A = 300 V
U_{G2} = 0 V
150
100
200
150
100
u_{G1}
6Ж8
U_A = 250 V
U_{G2} = 125 V
100
75
125
100
75
u_{G1}

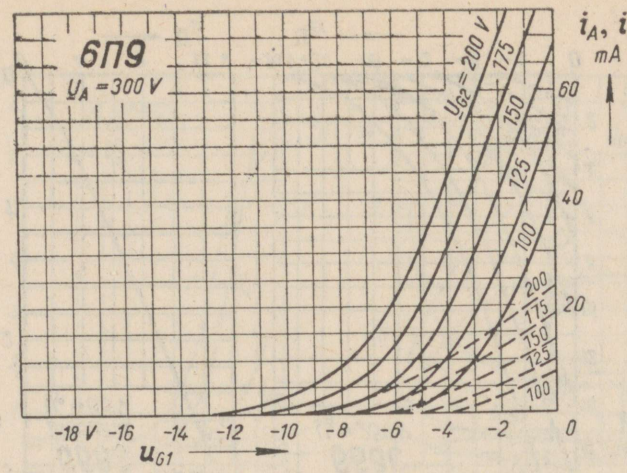

6Ж5П
U_{G2}=150 V
i_A, i_{G2} mA
U_{G1} = 0 V
-0,5
-1,0
-1,5
-2,0
-2,5
-3,0
-3,5
-4,0
-4,5
u_A
6Ж5П
U_{G2}=75 V
i_A, i_{G2} mA
U_{G1} = 0 V
-0,5
-1,0
-1,5
-2,0
-2,5
u_A
6Ж5П
U_A = 300 V
U_{G2} = 150 V
R_i MΩ
i_A mA
S mA/V
i_A
S
R_i
u_{G1}
6Ж5П
Trioodiliituses
i_A mA
U_A = 200 V
175
150
125
100
75
50
u_{G1}

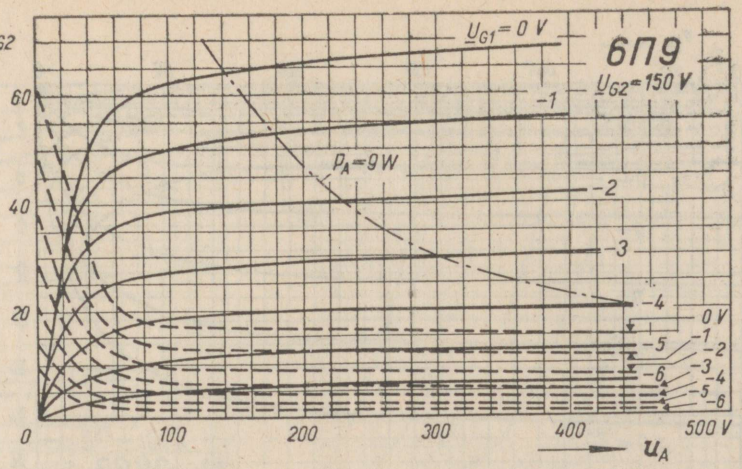

6K3
$U_A = 250$ V
i_A
i_{G2}
$U_{G2} = 150$ V
$U_{G1} = 0$ V
$U_{G2} = 100$ V
i_A, i_{G2}
mA
u_{G1}
u_A
6K4
$U_A = 250$ V
$U_{G2} = 125$ V
$U_{G1} = 0$ V
$U_{G2} = 100$ V

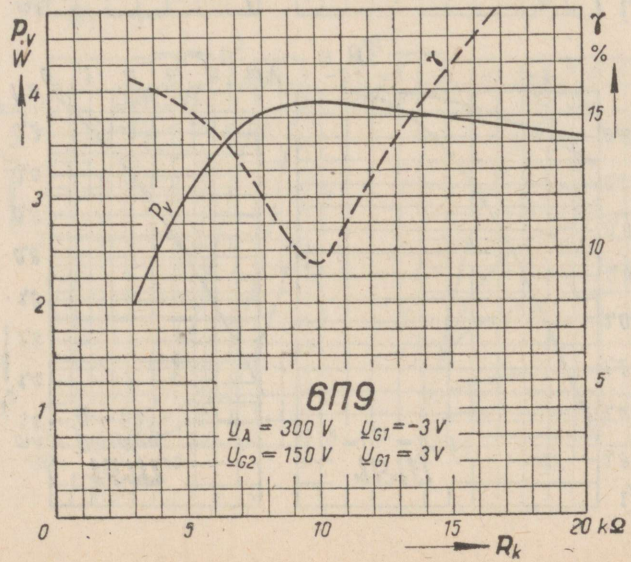

6П1П
U_{G2} = 250 V
U_{G1} = 0 V
P_A = 12 W
+5
−5
−10
−12,5
−15
−20
−25
0 V
i_{G1}, i_A mA
u_A V
γ 12%
P_V W
R_k kΩ
6П3С
U_{G2} = 250 V
P_A = 20,5 W
+10
+5
−5
−10
−15
−20
−25
−30
U_A = U_{G2} = 250 V
U_{G1} = −14 V
U_{G1} = −14 V
γ 16%

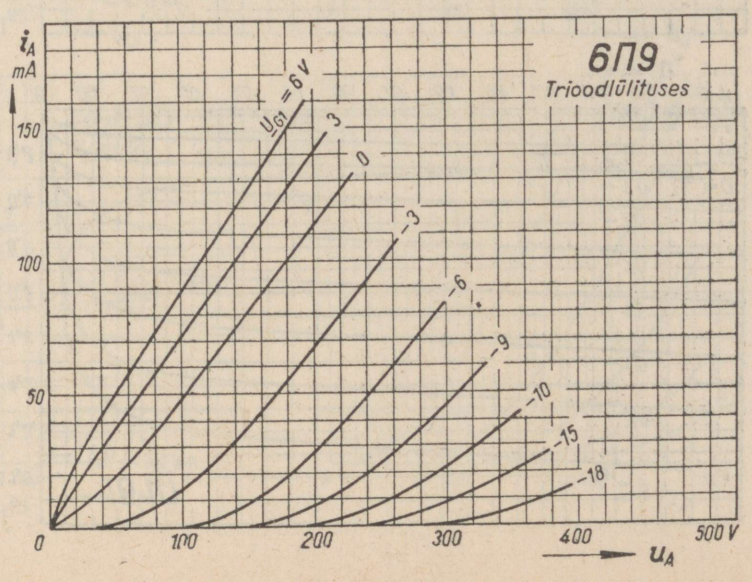

6П6С
U_{G2} = 250 V
U_{G1} = 0 V
P_A = 13,2 W
i_A, i_{G2}
70 mA 140
u_A
6П6С
U_A = 250 V
U_{G2} = 300 V
u_{G1}
6П6С
Triioodlülituses
i_A
mA
u_A
6П6С
P_V
τ
$U_A = U_{G2}$ = 250 V
U_{G1} = −12,5 V
U_{G1} = 12,5 V
R_k

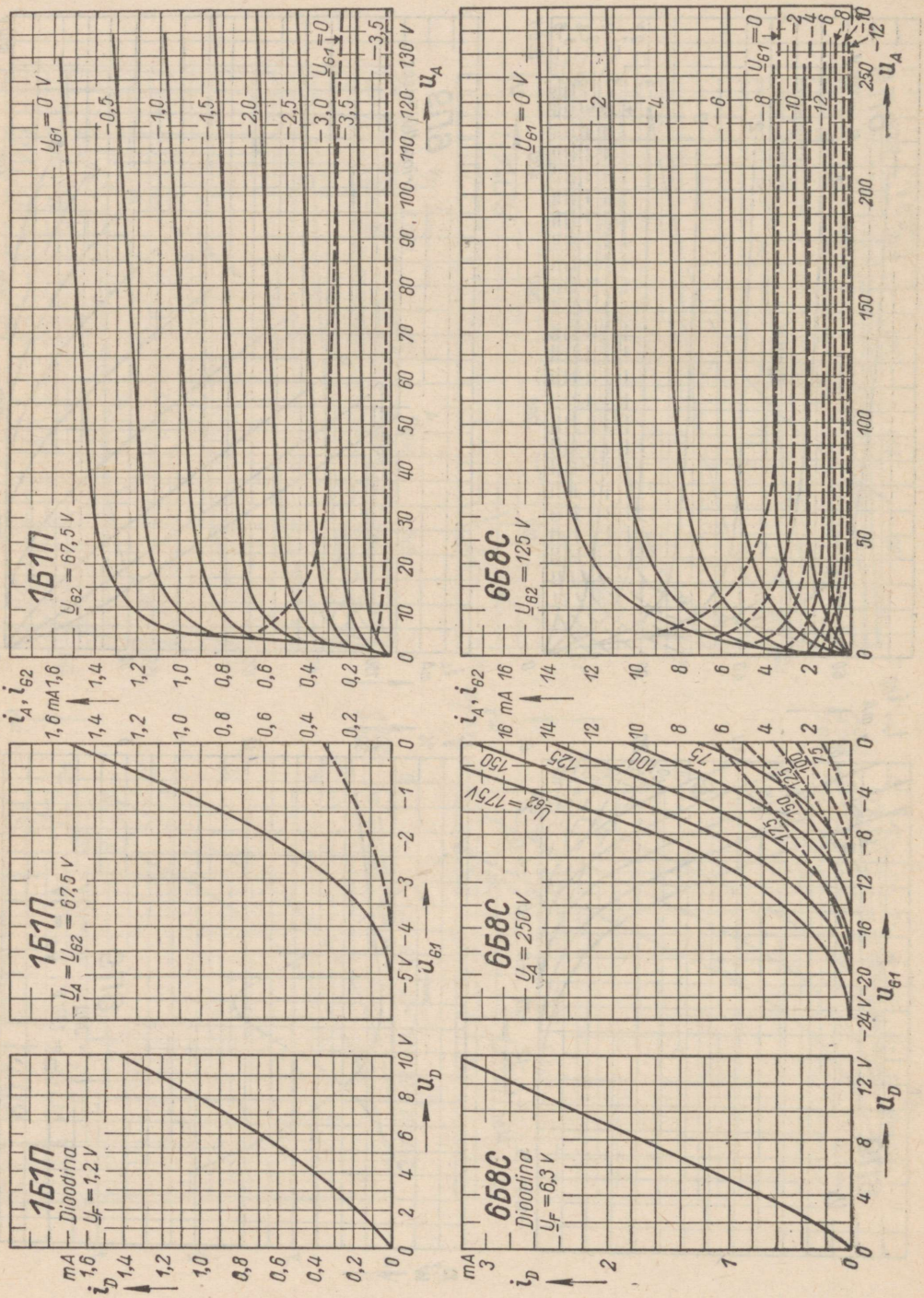

6П7П
U_A = 250 V
U_{G2} = 250 V
U_{G1} = 0 V
P_A = 12 W
-5
-10
-15
-20
-25
-30
400 V
i_A, i_{G2} mA
u_A
u_{G1}
250 V
200 V
U_{G2} = 250 V
200
-36 V -32 -28 -24 -20 -16 -12 -8 -4
6П14П
U_A = 250 V
U_{G2} = 250 V
U_{G1} = 0 V
P_A = 12 W
-2
-4
-6
-8
-10
0 V
-6
-12
-14
500 V
300 V
250 V
200 V
U_{G2} = 300 V
250
200
-18 V -16 -14 -12 -10 -8 -6 -4 -2

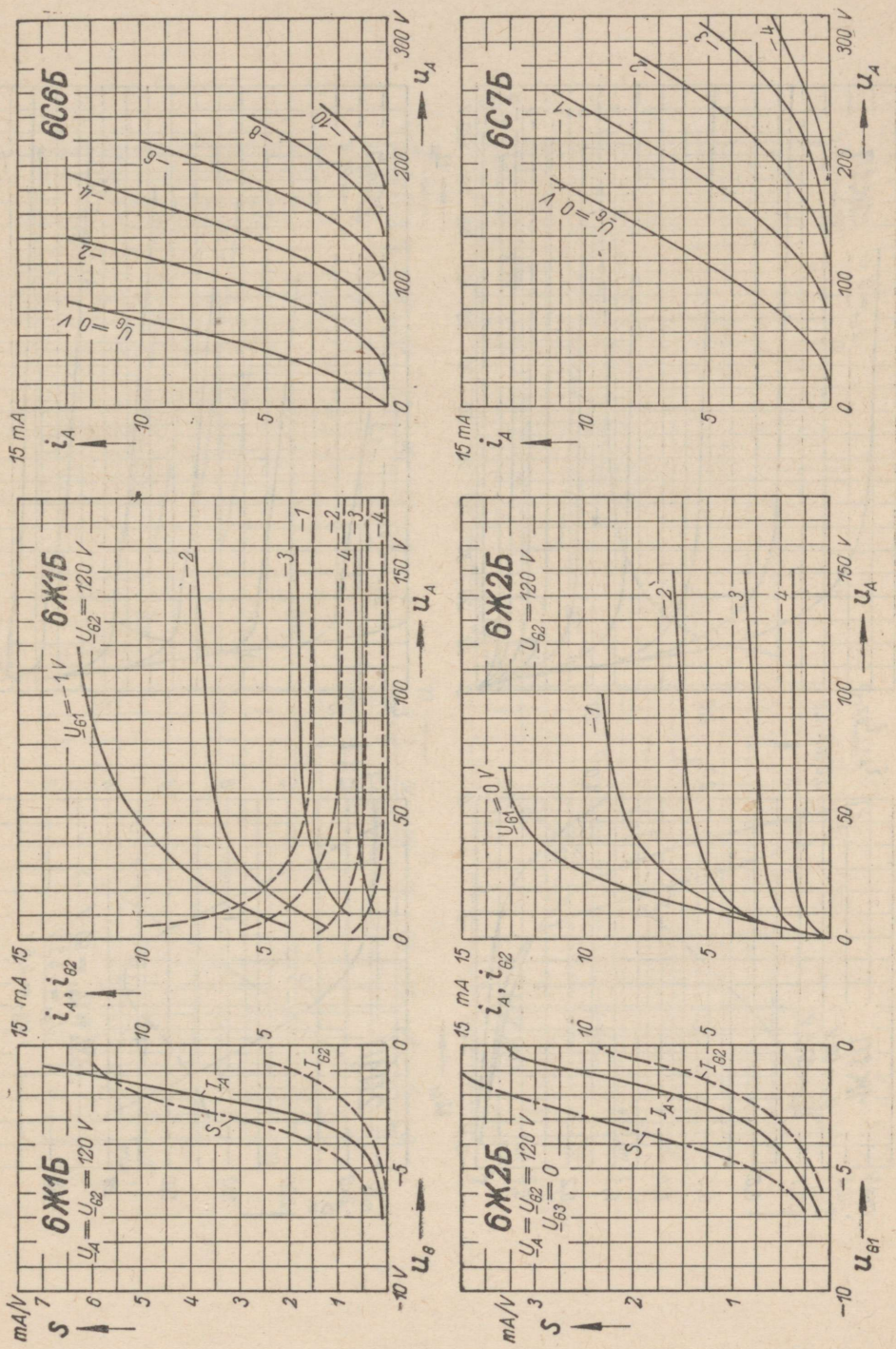

6П9
U_A = 300 V
U_{G2} = 200 V
175
150
125
100
200
175
150
125
100
i_A, i_{G2}
mA
60
40
20
0
-18 V -16 -14 -12 -10 -8 -6 -4 -2 0
u_{G1}

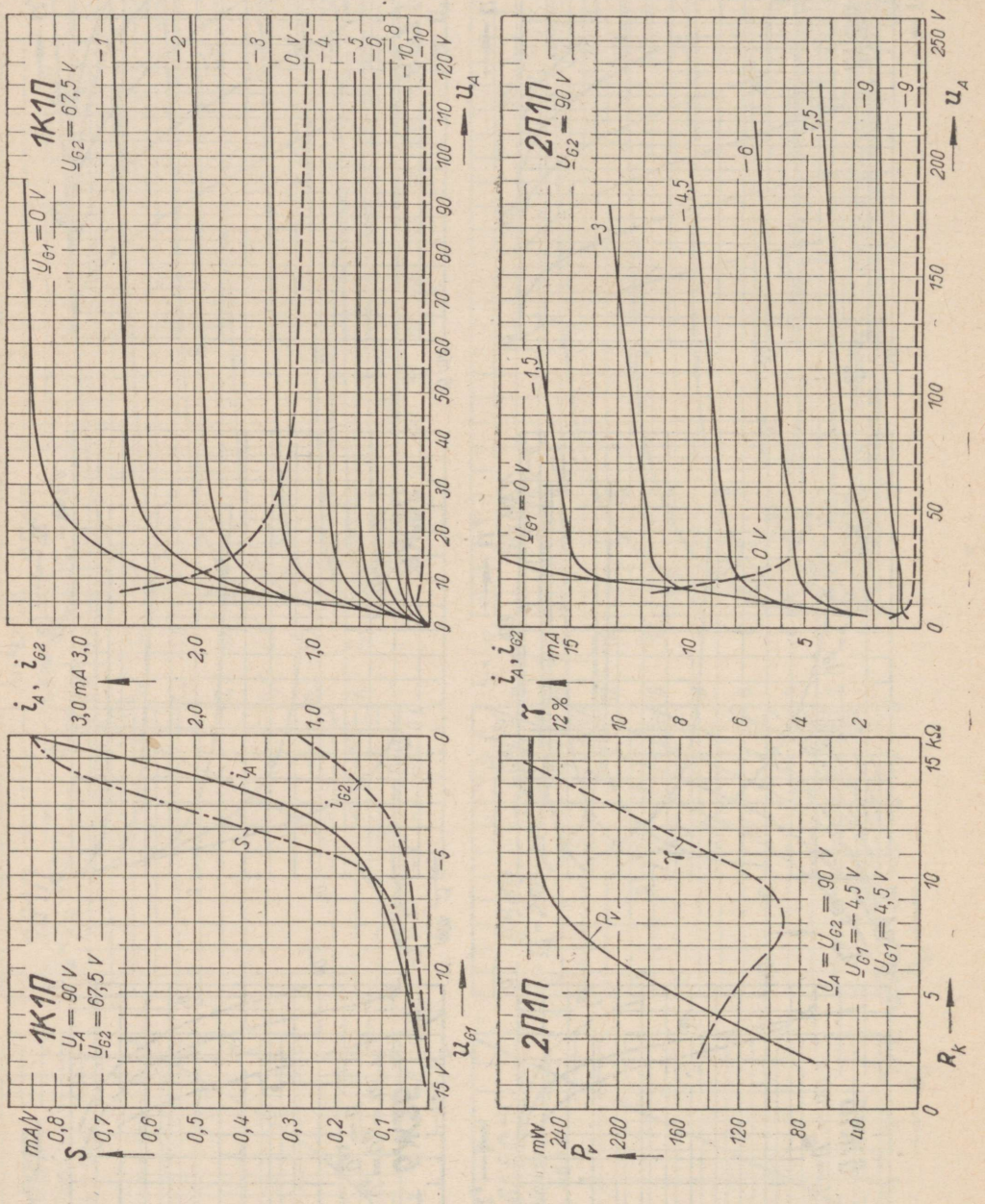

U_{G1} = 0 V
6П9
U_{G2} = 150 V
P_A = 9 W
-1
-2
-3
-4
-5
-6
0 V
-1
-2
-3
-4
-5
-6
60
40
20
0
100
200
300
400
500 V
u_A

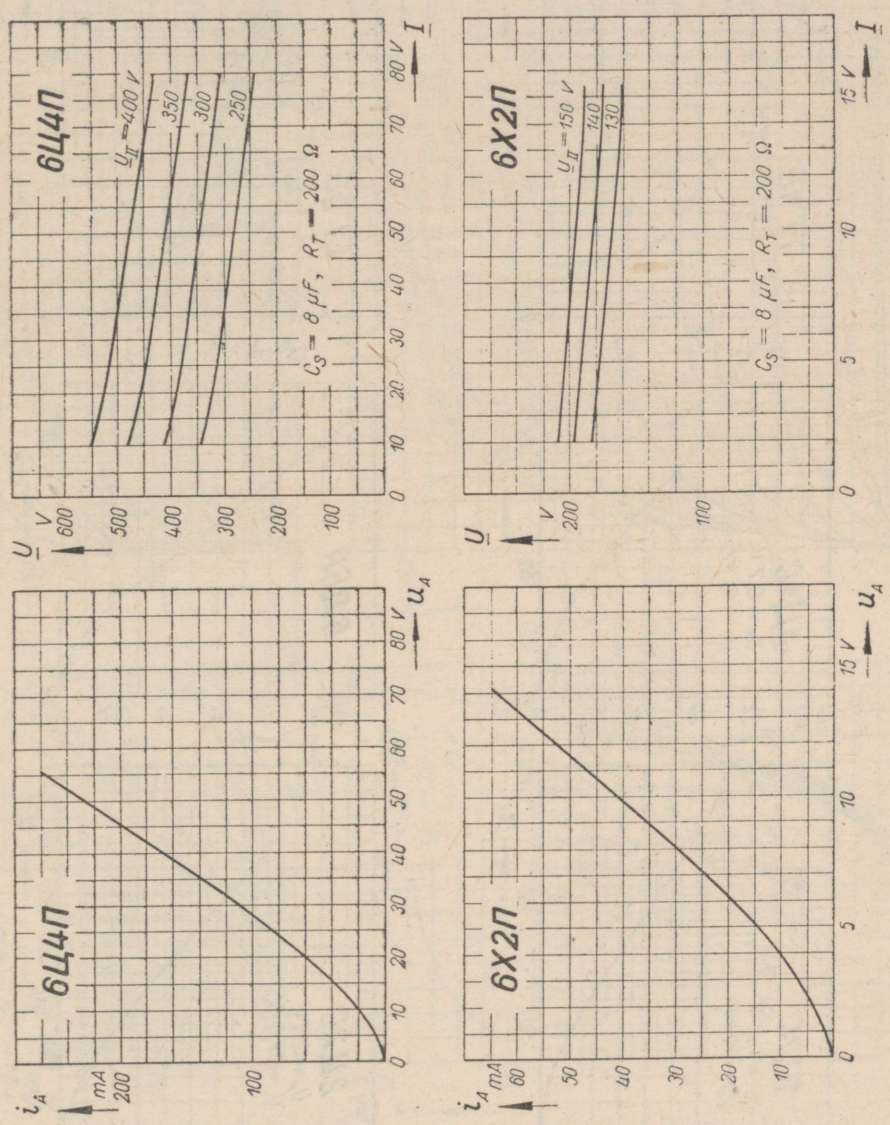

P_v
W
4
3
2
1
γ
%
15
10
5
P_v
γ
6П9
U_A = 300 V
U_{G2} = 150 V
U_{G1} = -3 V
U_{G1} = 3 V
0
5
10
15
20 kΩ
R_k

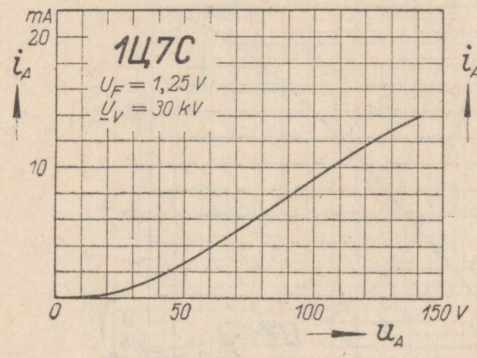

i_A
mA
150
100
50
6П9
Trioodlülituses
U_{G1} = 6 V
3
0
-3
-6
-9
-10
-15
-18
0
100
200
300
400
500 V
u_A

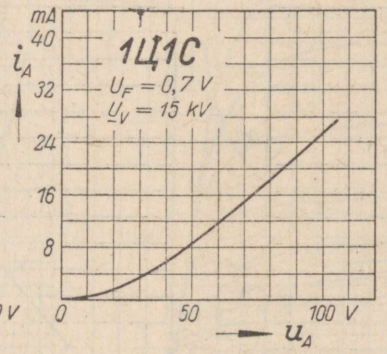

1Б1П
Dioodina
U_F = 1,2 V
i_D
u_D
1Б1П
$U_A = U_{G2}$ = 67,5 V
i_A, i_{G2}
u_{G1}
1Б1П
U_{G2} = 67,5 V
U_{G1} = 0 V
−0,5
−1,0
−1,5
−2,0
−2,5
−3,0
−3,5
i_A, i_{G2}
u_A
6Б8С
Dioodina
U_F = 6,3 V
i_D
u_D
6Б8С
U_A = 250 V
U_{G2} = 175 V
150
125
100
75
i_A, i_{G2}
u_{G1}
6Б8С
U_{G2} = 125 V
U_{G1} = 0 V
−2
−4
−6
−8
−10
−12
i_A, i_{G2}
u_A

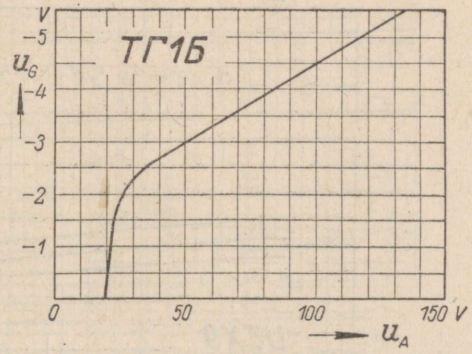

6Ж1Б
$U_A = U_{62} = 120$ V
S
mA/V
I_A
I_{62}
u_g
$U_{61} = -1$ V
$U_{62} = 120$ V
i_A, i_{62}
mA
u_A
6Ж2Б
$U_{62} = 120$ V
$U_{61} = 0$ V
$U_A = U_{62} = 120$ V
$U_{63} = 0$
u_{g1}
6С6Б
i_A
6С7Б
V

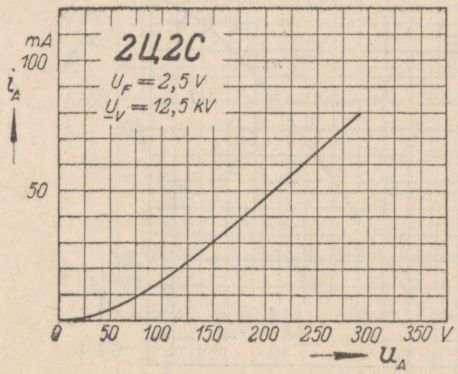

1К1П
$U_A = 90$ V
$U_{G2} = 67,5$ V
$U_{G1} = 0$ V
$U_{G2} = 67,5$ V
i_A, i_{G2}
S
mA/V
u_{G1}
u_A
2П1П
$U_{G2} = 90$ V
$U_{G1} = 0$ V
$U_A = U_{G2} = 90$ V
$U_{G1} = -4,5$ V
$U_{G1} = 4,5$ V
P_v
mW
R_k
kΩ
γ
12 %
mA

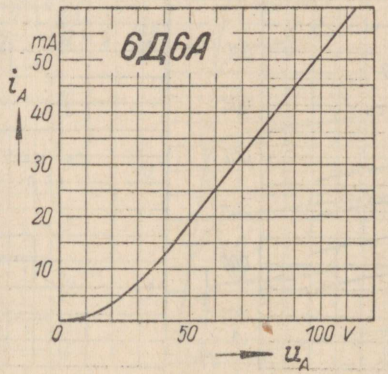

6Ц4П
U_{II} = 400 V
350
300
250
C_S = 8 μF, R_T = 200 Ω
U V
I
i_A mA
u_A
6Х2П
U_{II} = 150 V
140
130
C_S = 8 μF, R_T = 200 Ω
U V
I
i_A mA
u_A

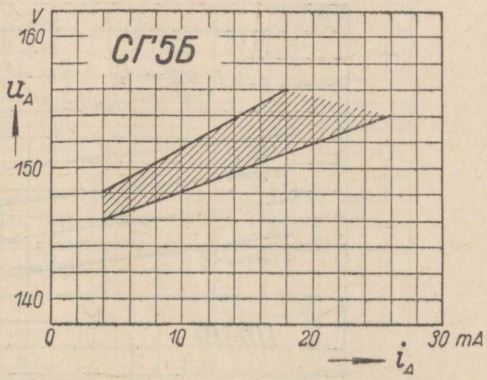

1Ц7С
$U_F = 1{,}25$ V
$U_V = 30$ kV
mA
i_A
20
10
0
50
100
150 V
u_A

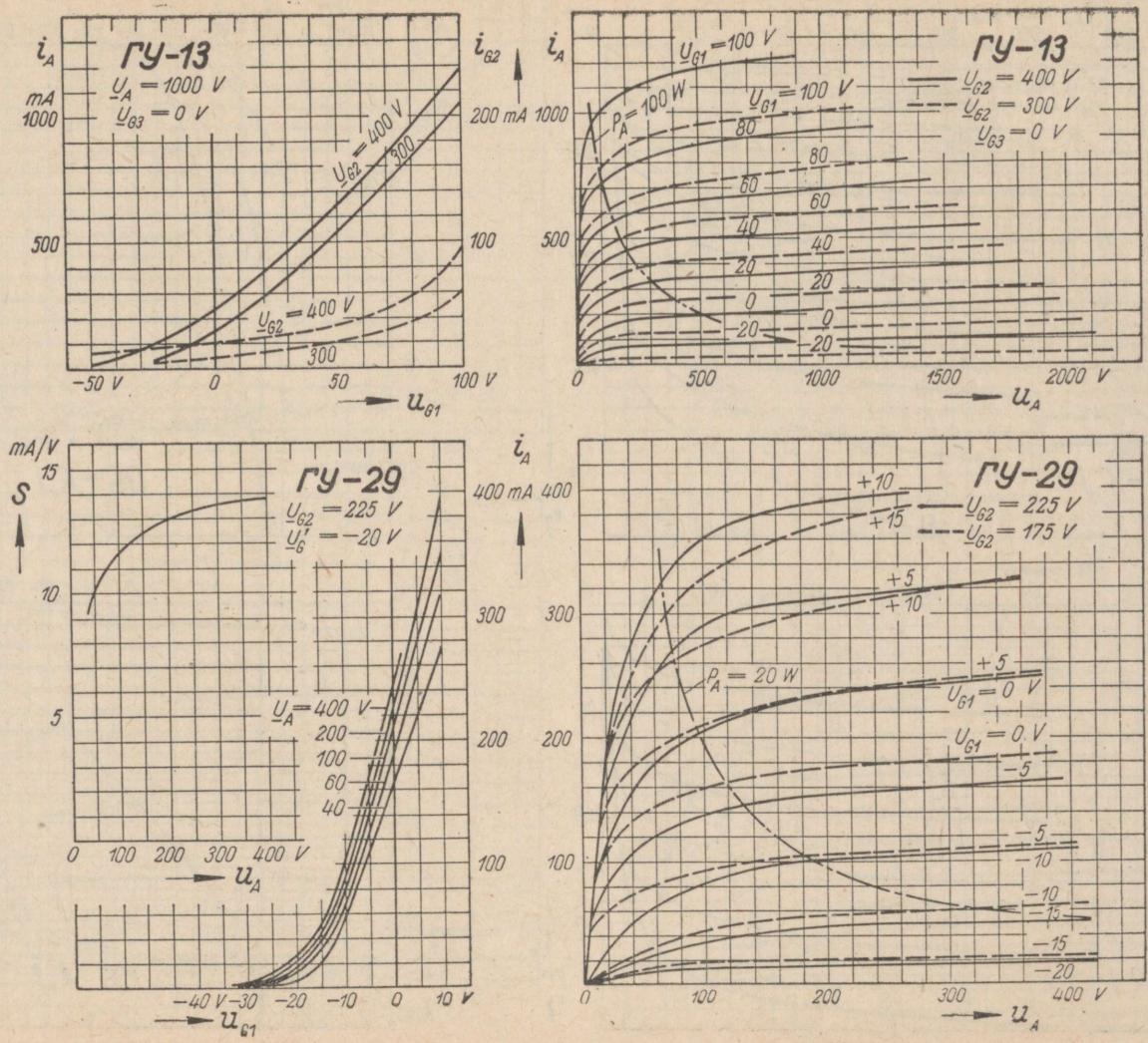

1Ц1С
$U_F = 0{,}7$ V
$U_V = 15$ kV
mA
i_A
40
32
24
16
8
0
50
100 V
u_A

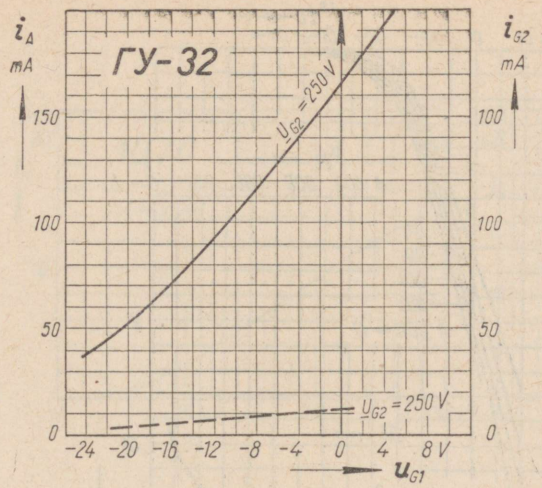

ТГ1Б
V
u_G
-5
-4
-3
-2
-1
0
50
100
150 V
u_A

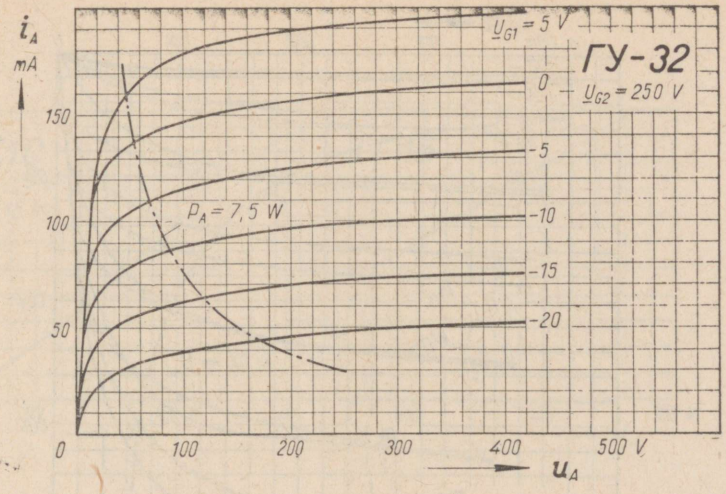

2Ц2С
$U_F = 2{,}5$ V
$U_V = 12{,}5$ kV
mA
i_A
100
50
0
50
100
150
200
250
300
350 V
u_A

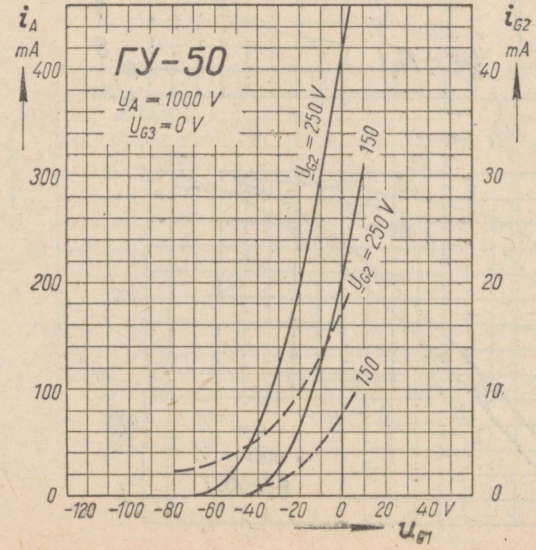

6Д6А
mA
i_A
50
40
30
20
10
0
50
100 V
u_A

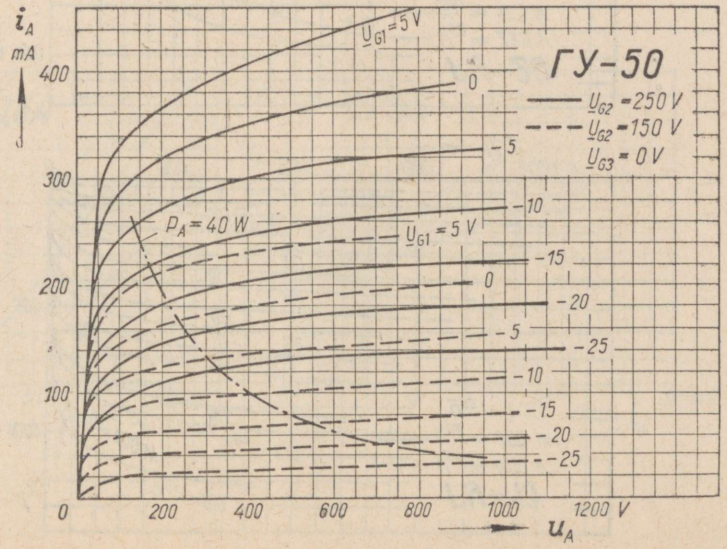

СГ5Б
V
u_A
160
150
140
0
10
20
30 mA
i_A

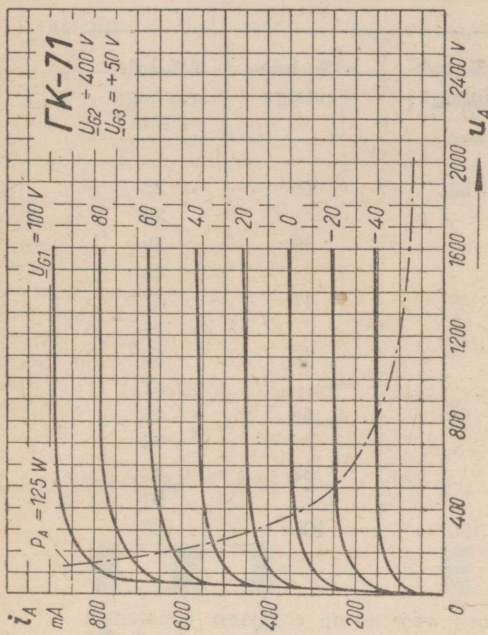

ГУ-13
U_A = 1000 V
U_{G3} = 0 V
i_A
mA
1000
500
i_{G2}
200 mA
100
U_{G2} = 400 V
300
U_{G2} = 400 V
300
−50 V
0
50
100 V
u_{G1}
ГУ-13
U_{G2} = 400 V
U_{G2} = 300 V
U_{G3} = 0 V
U_{G1} = −100 V
P_A = 100 W
U_{G1} = −100 V
80
60
40
20
0
−20
0
500
1000
1500
2000 V
u_A
ГУ-29
U_{G2} = 225 V
U_G' = −20 V
mA/V
S
15
10
5
U_A = 400 V
200
100
60
40
0
100
200
300
400 V
u_A
−40 V
−30
−20
−10
0
10 V
u_{G1}
i_A
400 mA
300
200
100
ГУ-29
U_{G2} = 225 V
U_{G2} = 175 V
+10
+15
+5
+10
P_A = 20 W
+5
U_{G1} = 0 V
U_{G1} = 0 V
−5
−5
−10
−10
−15
−20
400
300
200
100
0
100
200
300
400 V
u_A

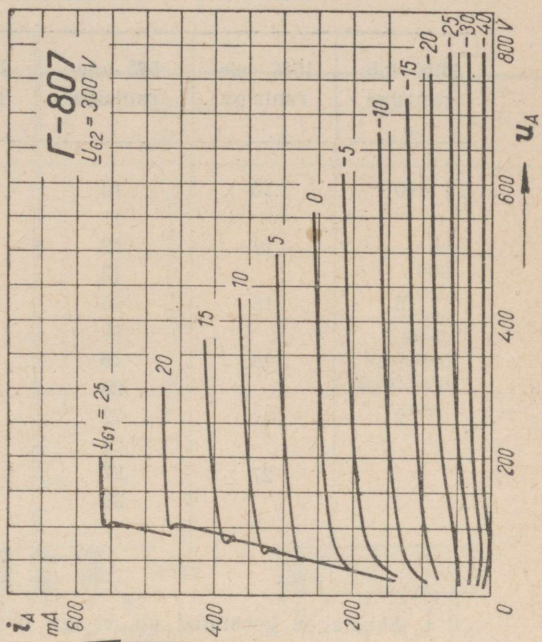

ГУ-32
i_A mA
i_{G2} mA
U_{G2} = 250 V
U_{G2} = 250 V
150
100
50
0
-24 -20 -16 -12 -8 -4 0 4 8 V
u_{G1}

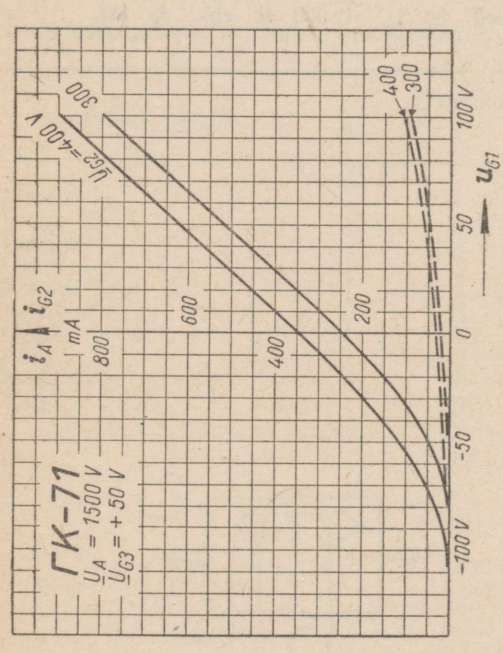

i_A mA
U_{G1} = 5 V
0
-5
-10
-15
-20
ГУ-32
U_{G2} = 250 V
P_A = 7,5 W
150
100
50
0
100 200 300 400 500 V
u_A

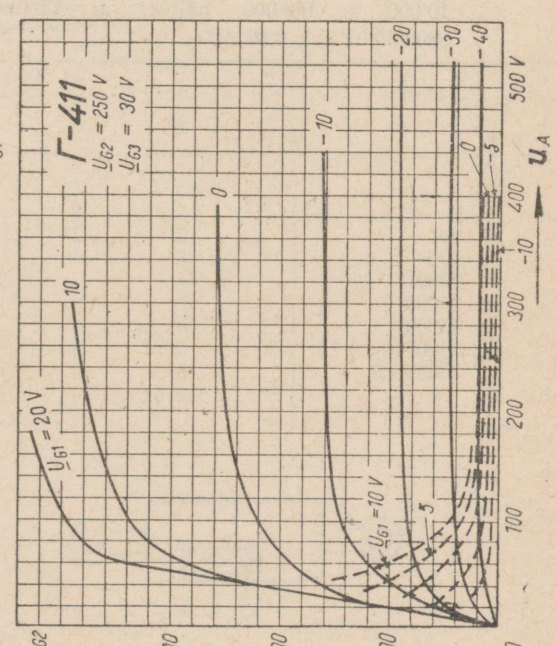

ГУ-50
U_A = 1000 V
U_{G3} = 0 V
i_A mA
i_{G2} mA
U_{G2} = 250 V
150
U_{G2} = 250 V
150
400
300
200
100
0
40
30
20
10
0
-120 -100 -80 -60 -40 -20 0 20 40 V
u_{G1}


i_A mA
U_{G1} = 5 V
0
-5
-10
-15
-20
-25
ГУ-50
U_{G2} = 250 V
U_{G2} = 150 V
U_{G3} = 0 V
P_A = 40 W
U_{G1} = 5 V
0
-5
-10
-15
-20
-25
400
300
200
100
0
200 400 600 800 1000 1200 V
u_A


ГК-71
U_{G2} = 400 V
U_{G3} = + 50 V
U_{G1} = 100 V
P_A = 125 W
80
60
40
20
0
-20
-40
i_A
mA
800
600
400
200
0
400
800
1200
1600
2000
2400 V
u_A


Г-807
U_{G2} = 300 V
U_{G1} = 25
20
15
10
5
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30
-40
i_A
mA
600
400
200
0
200
400
600
800 V
u_A


ГК-71
U_A = 1500 V
U_{G3} = + 50 V
i_A i_{G2}
mA
800
600
400
200
U_{G2} = 400 V
300
400
-100 V
-50
0
50
100 V
u_{G1}


Г-411
U_{G2} = 250 V
U_{G3} = 30 V
U_{G1} = 20 V
10
0
-10
-20
-30
-40
U_{G1} = -10 V
-5
0
5
i_A, i_{G2}
mA
300
200
100
0
100
200
300
400
500 V
u_A

Lisa nr. 13.

TAKISTITE STANDARDVÄÄRTUSTE SKAALA

20% tolerantsiga	10% tolerantsiga	5% tolerantsiga	20% tolerantsiga	10% tolerantsiga	5% tolerantsiga
10	10	10	33	33	33
		11			36
	12	12		39	39
		13			43
15	15	15	47	47	47
		16			51
	18	18		56	56
		20			62
22	22	22	68	68	68
		24			75
	27	27		82	82
		30			91
			100	100	100

Skaala on koostatud nii, et iga järgnev väärtus on eelmisest konstantse protsendi võrra suurem, kusjuures murrud ümardatakse täisarvudeks.

Skaala järgi valmistatakse masstakisteid alates 10 Ω kuni 10 MΩ, kusjuures nende arvväärtused tuletatakse skaala arvude korrutamise teel 1, 10, 100, 1000, 10 000 ja 100 000, näiteks arvväärtused 39 Ω, 43 000 Ω ehk 43 kΩ, 820 000 Ω ehk 0,82 MΩ.

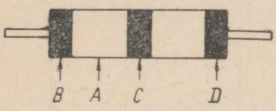
Lisa nr. 14.

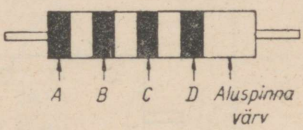
VÄRVUSTE KOOD.

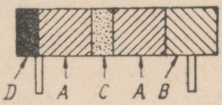
1) Takistid.

Värvus	1. tunnus A	2. tunnus B	Numbrid C
Must	—	0	,0
Pruun	1	1	0
Punane	2	2	00
Oranž	3	3	000
Kollane	4	4	0000
Roheline	5	5	00000
Sinine	6	6	000000
Lilla	7	7	0000000
Hall	8	8	00000000
Valge	9	9	—

Tolerantsid: Kuld — 5%, hõbe — 10%, ilma — 20%.

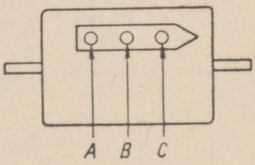


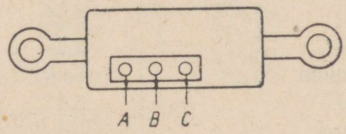




2) Kondensaatorid. a) Kolme punkti kood (tulemused pF).

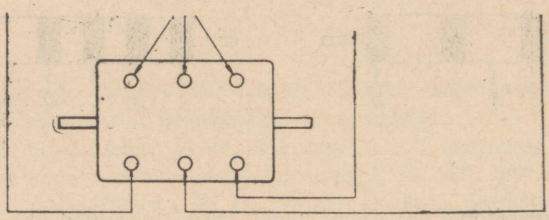
Punkti värvus	1. tunnus A	2. tunnus B	Numbrid C
Must	—	0	,0
Pruun	1	1	0
Punane	2	2	00
Oranž	3	3	000
Kollane	4	4	0000
Roheline	5	5	00000
Sinine	6	6	000000
Lilla	7	7	0000000
Hall	8	8	00000000
Valge	9	9	—





b) Kuue punkti kood (tulemused pF).

Punkti värvus	Tööpinge volti	Punktide arvuline tähendus	Kümnendik-korrutaja	Tolerants
Must		0	1	—
Pruun	100	1	10	1%
Punane	200	2	100	2%
Oranž	300	3	1000	3%
Kollane	400	4	—	4%
Roheline	500	5	—	5%
Sinine	600	6	—	6%
Lilla	700	7	—	7%
Hall	800	8	—	8%
Valge	900	9	—	9%
Kuld	1000	—	0,1	—
Hõbe	2000	—	0,01	10%



Lisa nr. 15.

TERMOELEKTRILISTE PINGETE JÄRJESTUS

Nimetus	Emj mV	Nimetus	Emj mV
Vismut	0	Mangaan	5,7
Konstantaan	1,7	Tsink	5,7
Koobalt	3,2	Volfram	5,75
Nikkel	3,5	Hõbe	5,75
Plaatina	5,0	Vask	5,75
Elavhõbe	5,0	Kuld	5,75
Grafiit	5,22	Teras	5,77
Süsi	5,25	Molübdeen	6,2
Alumiinium	5,38	Raud	6,85
Tantaal	5,4	Kroomnikkel	7,2
Inglistina	5,4	Antimon	9,8
Roodium	5,65	Räni	50,0
Iriidium	5,65	Telluur	55,0

Termoelektriliste pingete väärtused on koostatud 100°C temperatuurivahe kohta. Sellele vastavalt areneb konstantaanist ja kroomniklist valmistatud termoelemendis 100°C temperatuurivahe puhul emj 7,2 — 1,7 = 5,5 mV.

Lisa nr. 16.

TELEVISIOONI KANALID

Sagedusriba ja -kanali nimetus	Kujutise kandevsagedus f_{0k} MHz	Heli kandevsagedus f_{0h} MHz	Sageduskanali: min. sagedus f_{min} MHz	Sageduskanali: maks. sagedus f_{max} MHz	Sageduskanali: kesksagedus f_{kesk} MHz
I riba			NSV LIIT		
1.	49,75	56,25	48,50	56,50	52,50
2.	59,25	65,75	58,00	66,00	62,00
3.	77,25	83,75	76,00	84,00	80,00
4.	85,25	91,75	84,00	92,00	88,00
5.	93,25	99,75	92,00	100,00	96,00
III riba					
6.	175,25	181,75	174,00	182,00	178,00
7.	183,25	189,75	182,00	190,00	178,00
8.	191,25	197,75	190,00	198,00	186,00
9.	199,25	205,75	198,00	206,00	194,00
10.	207,25	213,75	206,00	214,00	202,00
11.	215,25	221,75	214,00	222,00	210,00
12.	223,25	229,75	222,00	230,00	218,00
I riba			IDA-EUROOPA (OIR normid)		
1.	41,75	48,25	40,50	48,50	44,50
2.	49,75	56,25	48,50	56,50	52,50
3.	59,25	65,75	58,00	66,00	62,00
III riba					
1.	145,25	151,75	144,00	152,00	148,00
2.	153,25	159,75	152,00	160,00	156,00
3.	161,25	167,75	160,00	168,00	164,00
4.	169,25	175,75	168,00	176,00	172,00
5.	177,25	183,75	176,00	184,00	180,00
6.	185,25	191,75	184,00	192,00	188,00
7.	193,25	199,75	192,00	200,00	196,00
8.	201,25	207,75	200,00	208,00	204,00
9.	209,25	215,75	208,00	216,00	212,00
I riba			LÄÄNE-EUROOPA (CCIR normid)		
1.	42,25	46,75	41,00	47,00	44,00
2.	48,25	53,75	47,00	54,00	50,50
3.	55,25	60,75	54,00	61,00	57,50
4.	62,25	67,75	61,00	68,00	54,50
III riba					
5.	175,25	180,75	174,00	181,00	177,50
6.	182,25	187,75	181,00	188,00	184,50
7.	189,25	194,75	188,00	195,00	191,50
8.	196,25	201,75	195,00	202,00	198,50
9.	203,25	208,75	202,00	209,00	205,50
10.	210,25	215,75	209,00	216,00	212,50
11.	217,25	222,75	216,00	223,00	219,50
I riba			INGLISMAA		
1.	45,00	41,50	41,25	46,25	43,75
2.	51,75	48,25	48,00	53,00	50,50
3.	56,75	53,25	53,00	58,00	55,50
4.	61,75	58,25	58,00	63,00	60,50
5.	66,75	63,25	63,00	68,00	65,50

ÜKS FM ringhäälingu otstarbeks kasutatakse II sagedusriba, millele on eraldatud sagedusastmikud:

NSV Liidus 66...73 MHz ja
Ida- ning Lääne-Euroopas ja Inglismaal 87,5...100 MHz.

Lisa nr. 17.

ÜKS ANTENNIDE KONSTRUKTIIVARVUTUS

Ülikõrgsagedustel toimivad *TV* ja *FM* levisaated on lairibalised, seepärast peab kogu ülekandekanal, kaasa arvatud vastuvõtuantenn, olema suuteline sellist sagedusriba moonutusvabalt käsitama. Sümmeetrilise antenni läbilaskeriba laieneb kui vähendada keskmise lainepikkuse λ_k suhet antenniks kasutatava juhtme või toru diameetriga d. NSV Liidu standardi kohaselt on TV kanali laius 8 MHz, mille ülekandeks piisab, kui $\frac{\lambda_k}{d} = 250 \ldots 500$. Sama suhe on kohane ka FM helilevi ribas toimivale antennile. Antenni valmistamisel lähtutakse harilikult saadaolevast materjalist (tingimusi et $\frac{\lambda_k}{d} = 250 \ldots 500$) ning sõltuvalt suhtest $\frac{\lambda_k}{d}$ leitakse graafikust (joonis 1) antenni lühendustegur k. Antenni sobitamise lihtsustamiseks on

$$f_k = \frac{f_{min} + f_{max}}{30\,000} \text{ [MHz]},$$

$$\lambda_k = \frac{2}{f_k} \text{ [cm]}.$$

Saadud λ_k järgi määratakse antenni, reflektori ja direktorite (kui viimaseid kasutatakse) mõõted l järgmiselt

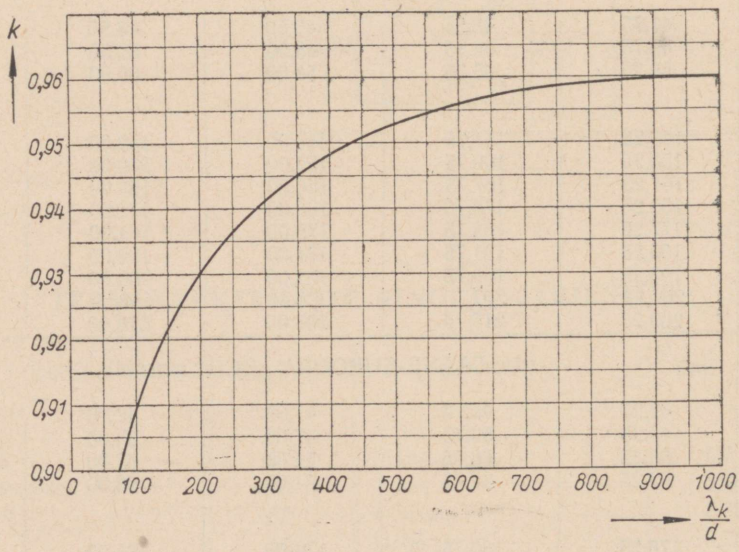
$$l_A = k \frac{\lambda_k}{2} \text{ [cm]},$$

$$l_R = 1{,}06\, k \frac{\lambda_k}{2} \text{ [cm]},$$

$$l_{D1} = 0{,}95\, k \frac{\lambda_k}{2} \text{ [cm]},$$

$$l_{D2} = 0{,}99\, l_{D1} \text{ [cm]},$$

$$l_{D3} = 0{,}99\, l_{D2} \text{ [cm]} \text{ jne.}$$



Joon. 1. Antenni lühendusteguri k sõltuvus $\frac{\lambda_k}{d}$-st.

otstarbekohane kasutada selliseid antennitüüpe nagu murtud dipooliga ridaantenn ja sardpiluantenn, millede sisendimpedants $Z_s = 250 \ldots 300\ \Omega$.

I. Murtud dipooliga ridaantenn.

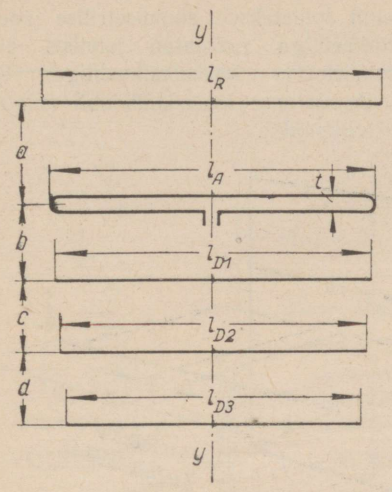
Antenni dipooli A, reflektori R ja direktorite D_1, D_2 ... mõõted ning nende vahekaugused (joonis 2) arvutatakse vastuvõetava sagedusriba keskmise lainepikkuse λ_k järgi, mis leitakse eelnevalt

Antennielementide vahekaugused (joon. 2) arvutatakse:

$$a = 0{,}156\, \lambda_k;$$

$$b = c = d = \ldots 0{,}103\, k.$$

Murtud diapooli harude vahe $t = 0{,}02 \ldots 0{,}04\ \lambda k$, kusjuures t suurenedes antenni sisendimpedants Z_s väheneb. Kuna murtud diapooli ja ta reflektori ning direktorite keskpunktid asuvad nullpotentsiaalil, siis võib neid ühisele metalltoele pikuti telge *YY* kinni keevitada.



Joon. 2. Ridaantenni elementide asetusskeem.

See metalltugi tuleb hoolikalt ühendada kas vastuvõtjasse lähtuva koaksiaalkaabli mantli või eraldi maandusjuhtme külge, mis omakorda vastuvõtja juures korralikult maandatakse. Sellega välditakse äikese kahjustuse oht.

Sellise murtud dipooli sisendimpedants $Z_s \approx 290\ \Omega$, mida on hõlpus sobitada sama lainetakistusega kaovaese k.-s. sümmeetrilise lintkaabliga. Veelgi väiksemate kadudega sisendi annab koaksiaalkaabel, mille lainetakistus on 75 Ω (märgid PK-1, PK-3, PK-4, PK-20). Kuna koaksiaalkaabel on elektriliselt ebasümmeetriline, siis tuleb ta sümmetreerida kas poolelainelise (joonis 3-a) või veerandlainelise (joonis 3-b) samast koaksiaalkaablist liinilõiguga. Liinilõigu tegelikud pikkused kujunevad märksa lühemateks ta elektrilisest ja arvutatakse vastavalt

$$l_1 = \frac{\lambda_k}{2\sqrt{\varepsilon}}\ \text{[cm]} \quad \text{ja} \quad l_2 = \frac{\lambda_k}{4\sqrt{\varepsilon}},$$

milles ε on koaksiaalkaabli dielektriku läbitavus (ta keskmine väärtus on 2,25; $\sqrt{\varepsilon} = 1{,}5$).

Sõltuvalt elementide arvust saadakse ridaantenniga järgmist pingevõimendust:

	arvuliselt	dB
MD	1	0
MD + R	1,26 ... 1,6	2 ... 4
MD + R + D	1,6 ... 1,8	4 ... 5
MD + R + 2D	1,8 ... 2,0	5 ... 6
MD + R + 8D	2,8	9

(MD — murtud dipool, R — reflektor, D — direktor).

Näide: Arvutada 5-elemendiline ridaantenn TV II kanalile; on saadaval 12 mm diameetriga alumiiniumtoru.

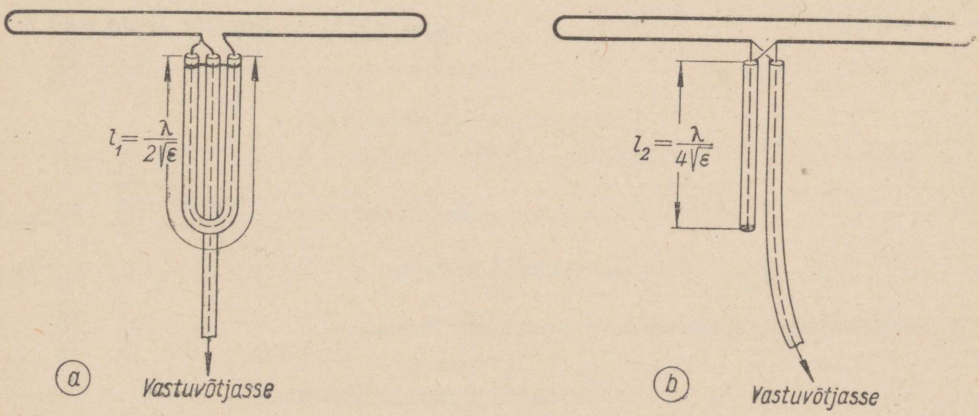
1. Leiame keskmise lainepikkuse

$$f_k = \frac{f_{min} + f_{max}}{2} = \frac{58 + 66}{2} = 62\ \text{[MHz]},$$

$$\lambda_k = \frac{30\,000}{62} = 484\ \text{[cm]}.$$

2. Suhte $\frac{\lambda_k}{d}$ järgi

$$\frac{\lambda_k}{d} = \frac{484}{1{,}2} = 403,$$ mis ribalaiuse seisukohalt rahuldab, leiame graafikust (joonis 1) antenni lühendusteguri $k = 0{,}952$.



Joon. 3. Sümmeetrilise antenni sidestusviise ebasümmeetrilise toiteliiniga — koaksiaalkaabliga: *a* — poollaine-liinilõiguga — U-aasaga; kaablite otstes mantlid on omavahel kokku ühendatud; *b* — veerandlainelise liinilõiguga; liinilõigu alumises otsas on soon kokku ühendatud mantliga.

3. Arvutame antennielemendid ja nende vahekaugused

$$l_A = k\,\frac{\lambda_k}{2} = \frac{0{,}952 \cdot 484}{2} = 230 \text{ [cm]};$$

$$l_R = 1{,}06\,k\,\frac{\lambda_k}{2} = \frac{1{,}06 \cdot 0{,}952 \cdot 484}{2} = 244 \text{ [cm]};$$

$$l_{D1} = 0{,}95\,k\,\frac{\lambda_k}{2} = \frac{0{,}95 \cdot 0{,}952 \cdot 484}{2} = 219 \text{ [cm]};$$

$l_{D2} = 0{,}99\,l_{D2} = 0{,}99 \cdot 219 = 217$ [cm];

$l_{D3} = 0{,}99\,l_{D2} = 0{,}99 \cdot 217 = 215$ [cm];

$a = 0{,}156\,\lambda_k = 0{,}156 \cdot 484 = 75{,}5$ [cm];

$b = c = d = 0{,}103\,\lambda = 0{,}103 \cdot 484 = 50$ [cm];

$t = 0{,}02\,\lambda_k = 0{,}02 \cdot 484 = 10$ [cm].

4. Kasutades koaksiaalkaablit mark PK-3 toiteliinina ja rakendades sümmetreerimiseks samast kaablist poollainelist liinilõiku kujuneb selle pikkus

$$l_1 = \frac{\lambda_k}{2\sqrt{\varepsilon}} = \frac{484}{2\sqrt{2{,}25}} = \frac{484}{2 \cdot 1{,}5} = 161 \text{ [cm]}.$$

Antenni pingevõimendus on 6...7.

II Sardpiluantenn

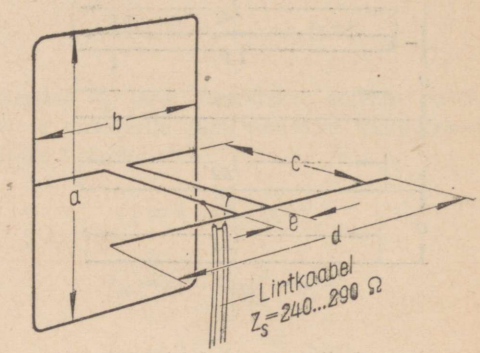
Sardpiluantenn erineb ridaantennist oma väikeste mõõdete poolest ja annab pingevõimendust 2...3. Ta ehituslikud andmed selguvad jooniselt 4 ja arvutatakse järgmiselt.

$$a = k\,\frac{\lambda_k}{2} \text{ [cm]}; \qquad c = k\,\frac{\lambda_k}{4} \text{ [cm]};$$

$$b = k\,\frac{\lambda_k}{6} \text{ [cm]}; \qquad e = 0{,}01 \ldots 0{,}03\,\lambda k \text{ [cm]}.$$

$d = 1{,}06\,a$ [cm];

Antenni toidetakse sümmeetrilise kaovaese k.-s.-lintkaabliga (näidatud joonisel 4) või ebasümmeetrilise koaksiaalkaabliga; viimasel juhul ühendatakse koaksiaalkaabli mantel reflektori keskpunkti.



Joon. 4. Sardpiluantenni elementide asetusskeem.

Näide: Arvutada sardpiluantenn samale TV II kanalile; materjalina kasutatakse 12 mm alumiiniumtoru.

Kuna ülesande tingimused ei muutunud, siis antenni lühendustegur on endiselt $k = 0{,}952$ ning ta andmed kujunevad järgmisteks

$$a = k\,\frac{\lambda_k}{2} = \frac{0{,}952 \cdot 484}{2} = 230 \text{ [cm]};$$

$$b = k\,\frac{\lambda_k}{6} = \frac{0{,}952 \cdot 484}{6} = 77 \text{ [cm]};$$

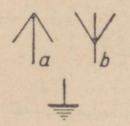
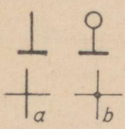
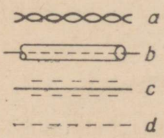
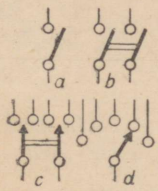
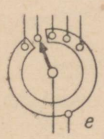
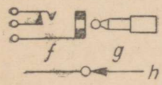
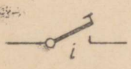
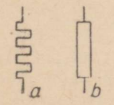
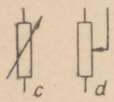
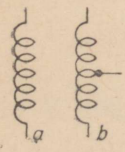
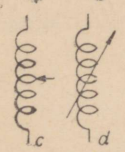
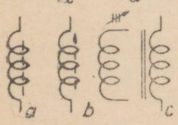
$d = 1{,}06\,a = 1{,}06 \cdot 230 = 244$ [cm];

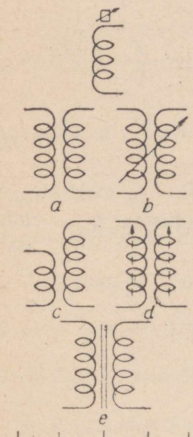
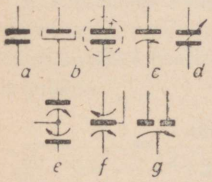
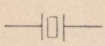
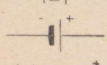
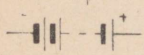
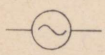
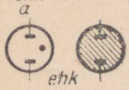
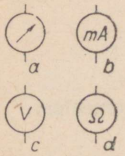
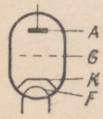
$$c = k\,\frac{\lambda_k}{4} = \frac{0{,}952 \cdot 484}{4} = 115 \text{ [cm]};$$

$e = 0{,}02\,\lambda_k = 0{,}02 \cdot 484 = 10$ [cm].

Lisa nr 18.

LÜLITUSLIKUD LEPPEMÄRGID.

Leppemärk	Seletus
	Antenn: a — saate, b — vastuvõtu.
	Maandus.
	Sassii ühendus. Juhtmete ristumine: a — ristumine elektrilise ühenduseta, b — ristumine elektrilise ühendusega.
	Juhtmestik: a — kokkukeeratud juhtmetepaar, b — koaksiaalkaabel, c — varjestatud juhe, d — varjestus.
	Lülitid: a — ühepooluseline lüliti, b — kahepooluseline lüliti, c — kahepooluseline ümberlüliti, d — ühepooluseline astmelüliti (5-kontaktiline),
	e — ühepooluseline lühisastmelüliti,
	f — lülitiga pistikupesa, g — kahepooluseline pistik, h — ühepooluseline pistik pesaga,
	i — võti.
	Takistid: a — induktiivsusvaba takisti, b — praktiliselt induktiivsusvaba takisti,
	c — muudetav takisti (reostaat), d — potentsiomeeter.
	Õhksüdamikuga induktiivsused: a — püsivpool või k.-s. paispool, b — haruühendiga pool,
	c — astendatava haruühendiga pool, d — pidevalt muudetava induktiivsusega pool (variomeeter).
	Raudsüdamikuga induktiivsused: a — k.-s. raudsüdamikuga püsivpool, b — muudetava induktiivsusega k.-s. raudsüdamikuga pool, c — m.-s. paispool.

Leppemärk	Seletus
	Metallsüdamikuga induktiivsused.
	Transformaatorid: a — õhksüdamikuga, püsiva sidestusega, b — õhksüdamikuga, muudetava sidestusega, c — lülisidestusega, d — k.-s. raudsüdamikuga, püsiva sidestusega, e — m.-s. raudsüdamikuga.
	Kondensaatorid: a — püsivmahtuvusega, b — elektrolüütiline, c — reguleeritava mahtuvusega (trimmer), d — muudetava mahtuvusega häälestuskondensaator, e — f — lõhestatud staatoriga häälestuskondensaator, g — diferentsiaalkondensaator.
	Heliseadmed ja vooluallikad: mikrofon (kristall),
	helipea,
	peatelefon,
	valjuhääldaja,
	tahke suunaja, germaaniumdiood, kristall-detektor,
	piesokristall,
	elektri-element,
	patarei,
	vahelduvvoolu allikas.
	Fotoelemendid: a — gaastäitega, b — vaakuum.
	Huumlamp (pingestabilisaator).
	Mõõteriistad: a — üldkujul, b — milliampermeeter, c — voltmeeter, d — oommeeter.
	Elektronlamp. Elektroodid: F — kütteniit, K — katood, G — võre, A — anood.

Lisa nr. 19.

TEKSTIS JA JOONISTEL TARVITATAVAID ELEKTRO- JA RAADIOTEHNILISI LÜHENDEID.

A (mA, μA)	amper (milliamper, mikroamper), anood
AM	amplituudmodulatsioon
ANT	antenn
AT	atenuaator
a.-v.	alalisvool
dB	detsibell
D	diood
DET	detektor
EL	elektronlamp
EMJ	elektromotoorne jõud
F (μF, pF, nF)	farad (mikrofarad, pikofarad, nanofarad), kütteniit
FM	sagedusmodulatsioon
G	võre
H (mH, μH)	henri (millihenri, mikrohenri)
Hz (kHz, MHz)	herts (kiloherts, megaherts)
K	lüliti, katood
k.-s.	kõrgsagedus
KSP	kõrgsageduspaispool
KSV	kõrgsagedusvõimendaja
m (km, cm, mm)	meeter (kilomeeter, sentimeeter, millimeeter)
m.-s.	madalsagedus
MSV	madalsagedusvõimendaja
NK	neutrodüünkondensaator
OSTS	ostsillaator
P	primaarmähis
sec (μsec)	sekund (mikrosekund)
S	sekundaarmähis
SM	sagedusmuundaja
T	transformaator
TEL	telefon
TV	televisioon
ÜLL, ÜKS	ülilühilaine, ülikõrgsagedus
V (kV, mV, μV)	volt (kilovolt, millivolt, mikrovolt)
VH	valjuhääldaja
v.-s.	vahesagedus
VST	vahesagedustransformaator
v.-v.	vahelduvvool
W (kW, mW, μW)	vatt (kilovatt, millivatt, mikrovatt)
ü.-k.-s.,	ülikõrgsagedus
Ω (kΩ, MΩ)	oom (kilo-oom, megaoom)

Lisa nr. 20.

VALEMITE TÄHISED JA INDEKSID.

Tekstis, tabelites, diagrammides ja joonistel tarvitatud valemid väljendatakse alljärgnevate ühtsete tähiste ja indeksitega (välja arvatud üksikud erandjuhud, mispuhul selle kohta vastavas kohas on antud lähem selgitus).

Tähised.

A	— mehaaniline töö
a	— vahekaugus, laius
B	— magnetvälja tihedus
b	— laius, pikkus
C	— elektriline mahtuvus
c	— valguse kiirus
D	— elektronlambi läbitavus, pooli diameeter, juhtmete vahekaugus
d	— juhtme diameeter, vaatekaugus
E	— elektromotoorne jõud, indutseeritud pinge (üldkujul)
e	— elektromotoorse jõu hetkväärtus, loomulike logaritmide alus
F	— madalsagedus
f	— kõrgsagedus
H	— magnetvälja tugevus
h	— kõrgus, mähise kõrgus
I	— elektrivool (üldkujul)
I_e	— emissioonvool
I_s	— küllastusvool
i	— voolu hetkväärtus
J	— voolutihedus
K	— moonutustegur
k	— sidestustegur, tegur
L	— induktiivsus
l	— pikkus
M	— ühisinduktiivsus, lineaarmoonutustegur
m	— modulatsioonitegur
N	— mehaaniline võimsus
n	— korrutustegur, arv
P	— elektriline võimsus
p	— kujutegur, abitegur
Q	— elektrilaeng, ristlõige võnkeringi ja selle elementide hindetegur
q	— juhtme ristlõige
R	— takistus
r	— aktiivtakistus, tegevtakistus, raadius, tegevulatus
S	— elektronlambi tõus, pind
T	— periood, absoluutne temperatuur
t	— aeg, temperatuur
U	— pinge, potentsiaalide vahe (üldkujul)
u	— pinge hetkväärtus
V	— magneetimisergutus, võimendus, ruumala
v	— kiirus
W	— elektriline töö
w	— keerdude arv
X	— reaktiivtakistus
x	— koordinaatide horisontaaltelg
y	— koordinaatide vertikaaltelg
Z	— impedants (näivtakistus) (üldkujul)
Z_0	— laineimpedants, lainetakistus
$ü$	— trafo ülekandesuhe
α	— takistuse temperatuuritegur, nurk
β	— nurk
γ	— ebalineaarmoonutustegur, erikaal, nurk
Δ	— lõpmata väike muutuvväärtus
δ	— dielektriku kaonurk
ε	— dielektriline läbitavus
η	— kasutegur
Θ	— lõikenurk, ruumnurk
λ	— lainepikkus
μ	— magnetiline läbitavus, lambi võimendustegur
π	— ringi jagatis diameetriga (3,1416...)
ϱ	— eritakistus
Σ	— summeerimismärk
δ	— puistetegur
Φ	— magnetvoog
φ	— nihkenurk, nurk
ω	— k.-s.-nurksagedus
Ω	— m.-s.-nurksagedus

Indeksid.

A	— anoodi	*M*	— ühisinduktiivsuslik
AP	— anoodpatarei, -toiteallika	*m*	— magnetiline, modulatsiooni, muundus-
a	— alg-		
C	— mahtuvuslik	*max*	— maksimaalne
Cu	— vase	*min*	— minimaalne
c	— koertsitiiv	*os*	— ostsillaatori
D	— dioodi	*P*	— primaarne
d	— dünaamiline	*p*	— pulsi
e	— ekvivalentne, ebalineaarne	*r*	— raua, resonants-, remanents- (jääk-)
ef	— efektiivne		
F	— kütteniidi	*S*	— sekundaarne
FP	— küttepatarei, toiteallika	*s*	— sisend-, signaal-
Fe	— raua	*v*	— väljand-, vase, vastu-
G	— võre-	*õ*	— õhk-
GP	— võre-eelpinge patarei	δ	— puiste-
i	— sise-, vahe-	*1, 2, 3, ...*	— eraldustunnus
K	— katoodi	*′ ″*	— eraldustunnus
k	— kao-, koormus-, kesk-	o	— algväärtus
kesk	— kesk-	—	— (kriips tähise all) alalisvoolu komponent
L	— induktiivne		
l	— lõpp-, lõik-, lineaarne		

Märkus: Suure tähega märgitud voolu ja pinge väärtused tähistavad raadio rakenduslikel aladel amplituudväärtusi.

Näiteid:

U_{efA} — anoodvahelduvpinge efektiivväärtus (V)

U_G — võre-eelpinge (V)

U_{AP} — anoodi toiteallika pinge (V)

I_A — anoodvahelduvvoolu amplituud (A)

I_{kesk} — vahelduv- (pulseeriv-) voolu keskväärtus (A)

P_s — vahelduvvoolu sisendvõimsus (W)

C_{AG} — anoodi ja võre vaheline mahtuvus

L_σ — puisteinduktiivsus

X_L — induktiivne, reaktiivtakistus, ebatakistus

Z_v — väljandimpedants

TÄHESTIKULINE SISUNÄITAJA

AB-klassi modulaator 227
AB-klassi võimendaja 96, 107
absorptsioon 306
absorptsioon — sagedusmõõtja 400
aegrelee 293
ahelsidestus 36
ainusignaalne vastuvõtt 352
ajakonstant 40
ajakonstant, anoodringi 109
ajakonstant, võreringi 109
A-klassi kõrgsagedusvõimendaja 186
A-klassi võimendaja 96
akupatarei 292
alaldaja 66
alalispingevõimendaja 137
alalisvoolutakistus, lambi 102
alglevitüüp 51
ALMAVÜ 7
alni 29
alniko 29
alsifer 21
amatöörsuper 359
amplituudmodulatsioon 225
amplituudmoonutus 94
anooddetektor 261
anoodidevaheline koormustakistus 104
anoodi kaovõimsus 71
anoodi kasutegur 71
anoodi toitevõimsus 71
anoodmodulatsioon 226, 227
anoodneutraliseerimine 204
anoodvoolu lõikepunkt 72
antenn 305, 376
antenni mõõteseadis 401
antenni võimendustegur 316
aperioodiline võnkering 35
atenuaator 55
AT-lõik, kristalli 55.
audion 259
automaatne tundlikkuse regulaator, ATR 352
automaatne võre-eelpinge 298
autotrafo-sidestus 117
avarsagedusvõimendaja 96
avatud liinilõik 48
Ayrton-Perry mähis 12

baas 364
balanssmodulaator 219
barreter 91
bell 62
B-klassi kõrgsagedusvõimendaja 197
B-klassi modulaator 227
B-klassi võimendaja 97, 124
BT-lõik, kristalli 55

C-klassi moduleeritud võimendaja 208
C-klassi võimendaja 97, 199
CT-lõik, kristalli 55

degenereerumine 143
delta-sidestus 325
demoduleerimine 252
detektor 252
detekteerimine 252
detektor-vastuvõtja 263
detsibell 62
dielektriku kaotegur 13
dielektriku kaonurga tangens 13
dielektrikukonstant 12
dielektriku läbilöögipinge 12
dielektriku läbilöögitugevus 12
dielektrikute andmeid 416
dielektriku temperatuuritegur 13
diferentsiaalne liit-pöördkondensaator 16
difraktsioon 306
diooddetektor 254, 258
diooderaldaja 251
dioodid 430
dioodpiiraja 251
direktor 330
diskriminaator 278
diskriminaatortüüpi sagedusdetektor 274
D-kiht 307
DT-lõik, kristalli 55
duplekstöö 245
dünaamiline mikrofon 232
dünaamiline tunnusjoon 71, 98
dünaamiline tõus 109
dünaamiline valjuhääldaja 233
dünatron-ostsillaator 77, 219

ebalineaarmoonutused 72, 94, 146
eelmagneetimata trafo 179
eelmagneetimine 22
eelmagneetimisvool 411
eelpinge 69
eeltakisti 382
eelvõimendaja 234
E-kiht 307
eksponentlamp 79

ekvivalentne kiirgustakistus 42
ekvivalentne müratakistus 132
elektrijuhtide andmeid 415
elektriline diferentseerimismenetlus 251
elektriline integreerimismenetlus 251
elektrodünaamiline valjuhääldaja 129
elektrolüütkondensaator 15
elektromagnetiline laine 42
elektromagnetiline mõõteriist 380
elektromagnetiline valjuhääldaja 232
elektrongeneraator 83
elektronide läbivusaeg 82
elektronilise tagasisidega otssillaator 215
elektronkahur 83
elektronkiir-ostsillograaf 397
elektronkiir-ostsilloskoop 237
elektronkollektor 86
elektronkordistaja 89
elektronlampide põhiparameetrid ja töötingimused 430, 431
elektronlampide sokliühendused 450
elektronlampide tunnussarjad 456
elektronlampide tähistamine 428
elektronläätsede süsteem 83
elektron-pingestabilisaator 803
elektroodidevahelised mahtuvused 95
elektrostaatiline elektronvihu hälvitamine 83
elektrostaatiline valjuhääldaja 233
elektrotehniline lehtteras 28
emitter 369
endamürad 130
endamüratase 131, 339
eraldusfilter 39
ergutusaste 105
ergutusvõimsus 200
eritakistus 9
esimene detektor 272
«ESTONIA», I-klassi ringhäälingu-vastuvõtja 361
ET-lõik, kristalli 55

faasideviatsioon 238
faasi-inverter 133
faasimoonutus 74, 96
faasimuundus-modulaator 241
faasimuundus-sagedusmoduleerimine 243
faasipöördelülitus 133
faasmodulatsioon 225, 238
faasmoduleeritud signaal 274
Faraday-ekraan 39
feeding 309
ferriit 21
ferrokartsüdamik 286
filterkondensaator 294
F-kiht 307
fluorestseeriv ekraan 82
fotoelektriline emissioon 90
fotoelement 91
fotojuhtivus 90
fotokatood 88
fotomosaiik 86
fotorakk 90
fototakisti 91
FT-lõik, kristalli 55
fuksantenn 318

gaasfotorakk 90
germaaniumdiood 263
GT-lõik, kristalli 55

haavelefekt 270
hajuvlevimine 310
H-antenn 329
harisuhe 43
harmooniline antenn 326
harmoonilised sagedused 41
heksood 79
helidünaamika 157, 239
helidünaamika ahendamine 157
helisagedusgeneraator 392
helisagedusvõimendaja 96
helisalvestamine, magnetiline 406
heptood 80
heptood-muundaja 80
heptood-segustuslamp 80
heterodüün 272
heterodüündetektor 274, 280
heterodüünsagedus 273
hindetegur 26
homogeenne liin 41
homogeenne võnkering 42
horisontaalselt poloriseeritud laine 305
huumlamp 92
huumlamp-ostsillaator 221
huumstabilisaator 92
häirekindlus, sagedusmoduleeritud signaali 275
hälvitusplaadid 83
hälvitustundlikkus 84
häälestamata transmissioonliin 43
häälestatud transmissioonliin 45
häälestatud võnkeringiga pingevõimendaja 187
häälestusindikaator 85
häälestuspool 17
hüppetsoon 308
hüstereeskaod 26

ikonoskoop 86
impedantside transformaator 45
induktiivne neutraliseerimine 205
induktiivse tagasisidega ostsillaator 214
induktiivsustegur 16
induktoriline valjuhääldaja 233
induktsioonväli 42
infrapunane valgus 90
interpolatsioonostsillaator 218

ioniseerumine 92
ioniseeritud õhukihid 307
ionosfäär 306
ionosfäärilaine 306
ionosfääriline hajuvlevimine 311

J-antenn 327
jaotatud koormusega AB_1-klassi vastastaktlülitus 164
jaotatud koormusega võimendaja 126
jugaantenn 330
jugatetrood 78, 164
järellaine 245
järelvalgustus 84
järjestikune tagasiside 144

kaheastmeline kristalliga tüüritav saatja 374
kahejuhtmeline kõrgsagedusliin 42
kahekordne supervastuvõtja 339
kahe sektsiooniga filter 294
kaitse-eelpinge 299
kaksikdiood-trioodid 430, 431
kaksiktrioodid ja pingevõimenduse trioodid 430
kammantenn 329
kandevlaine 224
kandevsagedus 224
karbonüülraud 21
kaskoodlülitus 288
katkestus- ehk kustumissagedus 269
katkestusfaas 269
katkestussagedus-ostsillaator 271
katooddetektor 262
katoodjärgija 153
katoodkiiretoru 82
katoodmodulatsioon 226, 230
katoodtastimine 247
kaudne sidestus
kaudne toitmine, antenni 318
keraamiline kondensaator 14
keskendatud LC-resonaator 53
keskendatud LC-võnkering 42
kiirgusenergia 42, 305
kiirgusnurk, antenni 308, 316
kiirgusväli 42
kiirusmikrofon 232
kineskoop 84
koaksiaalantenn 327
koaksiaalliiniga sidestus 325
kollektor 369
kollektori kaovõimsus 370
kollektorringi tõus 370
kolmelambiline regeneratiiv-vastuvõtja 356
kondensaator 12
kondensaatorite andmeid 422, 423
kondensaatormikrofon 231
kondensaatorvaljuhääldaja 233
kondensaatorsisendiga filter 294
kontaktdetektor 263
kontuurjoon 198
koobaltteras 29
koormusjoon 72
koormustakistus 34, 99
koormustegur, anoodi 99
koosside 143
kriitiline induktiivsus 296
kriitiline nurk 308
kriitiline sagedus 306
kriitiline sidestus 36, 267
kristalldetektor 263
kristallfilter 351
kristallmikrofon 231
kristallostsillaator 215
kristalltriood 369
kristalltrioodide parameetrid ja töötingimused 446
kristalltrioodiga vastuvõtjad 371
kroomteras 29
kuivpatarei 292
kujutise signaalvool 87
kustumispinge 92
kustutuspea 411
kvadraat-detekteerimine 253
kvarts 54
kõrgepingeline pingekordistaja 301
kõrgläbivusfilter 59
kõrgsagedustakistus 26
kõrgsagedustransformaator 36
kõrgsagedusvõimendaja 96, 186, 338
külgsagedus 226
külgsagedusriba 226
küttetoide 291

laengute salvestamine 87
lahendusvoolu ostsillaator 220
lahtisidestusfilter 39
laineimpedants 43
lainelisus 292
lainelisuse protsent 294
lainemõõtja 400
lainepulss 248
lampide endamürad 130
lampide sisendtakistus 283
lampvoltmeeter 395
lampvoltmeeter, alalispinge 396
Lbov, F 7
levitüüp, laine 50
liblikresonaator 53
liitsegustuslülitus 289
liitpulsid 250
liit-pöördkondensaator 16
lineaardetekteerimine 254
lineaarne ridaantenn 329
lineaarne võimendaja 197, 229
lineaarmoonutused 95, 146
lintmikrofon 232
lisapermeaablus 22

lõikelainepikkus 50
lõikepunkt 97
lõikesagedus 59
lõppvõimendaja 376
läviväärtus, ATR-i 353
lühenduskondensaator 16
lühisidekolb 223
lühisliinilõik
lülisidestus 36
lülituslikud leppemärgid 487

maagiline silm 85
maalaine 306
maandatud katoodiga lülitus 288
maandatud katood — maandatud võre lülitus 288
maandatud võrega lülitus 288
maapinnalt peegeldunud laine 306, 315
madalläbivusfilter 59
madalsageduslik peegelsagedus 351, 352
madalsagedusvõimendaja 96, 338
magneetimisvool 169
magnetenergia, maksimaalne 29
magnetiline hälvitamine 83
magnetitormid 307
magnetofon 406
magniko 29
mahtuvusmõõtja 384
mahtuvuse meetod 405
mahtuvusliku tagasisidega ostsillaator 214
mahtuvustakistus 11
mahueritakistus 9
maksimaalne tippvooluväärtus 292
maksimaalne vastupinge tippväärtus 67, 292
manteltüüpi trafo 170
masstakistid, püsiv- 10
metallkoega varjestus 332
mikrofon 225, 231
modulaator 208, 227, 376
modulaatori eelvõimendaja 376
modulatsiooni-indeks 241
modulatsiooni-paispool 227
modulatsiooni protsent 225
modulatsioonitrafo 227
modulatsiooni trapets 236
moduleerimisvõimsus 222
monitor 237
mootorgeneraator 302
MT-lõik, kristalli 55
multivibraator 220
murdumine 306
murdumisindeks 315
murtud dipool 327
murtud dipooliga ridaantenni konstruktiivarvutus 484
muudetava mahtuvusega kondensaator 15
muudetavad traattakistid 10
muudetava sagedusega juhtsaatja 375
muundusaste 344
muundusheptood 80
muundus-trioodheptood 80
muundustõus 349
muutliku tõusuga varivõrepentood 79
mõõteriist 380
müraalaldaja 355
mürapiiraja 354
müratasandaja, v.-s. 355
müravaba vastuvõtuantenn 331
müravõimendaja 355

neeldumine 306
negatiivne tagasiside 133, 143
nepper 64
neutraliseerimine, võimendaja 203
neutraliseerimiskondensaator 204
nulltase 62
NT-lõik, kristalli 55
nõelakahina filter 60

oktood 80
omainduktiivsus 46
omamahtuvus 24
oommeeter 383
ortikon 86, 88
optimaalne induktiivsuse väärtus 296
optimaalne õhkpilu 22
ostsillaator 143, 212
ostsillaatorsagedus 273
ostsilleerimislävi 269
ostsilleerumine 99
otselaine 306, 315
otsesidestus 35
otsevastuvõtja 338

paberkondensaator 13
paindumine 306
paispool 17, 184
paispoolsidestuses pingevõimendaja 114
paispoolsisendiga filter 294
parasiit-ridaantenn 330
parasiitostsilleerumised 207
peegeldumine 305
peegelsagedus 344
peegelsuhe 344
pendelostsillaator 221
permalloi 28
permanentmagnet 29
piesoelektrilised kristallid 54
piiraja 276
piiramislülitused 249
piiramistakistus 92
pikajuhtmeline antenn 326
pinddiood 266
pindtakisti 11
pindtriood 369, 448
pingekordistaja 300
pingereguleerimine, pingereguleeritavus 292

pingeresonants 31
pingestabilisaator 92
pingetagasiside 144
pingetoitega antenn 318, 322
pingevõimendaja 96
pingevõimenduse trioodid ja kaksiktrioodid 430
pingevõimenduse (kõrgsageduse) pentoodid ja kaksikdiood- (diood-) pentoodid 434, 435
pingevõimendustrafo 170, 171
pinnaefekt 26
pinnalaine 306, 313
plokeerimisseade 376
plokeerivostsillaator 221
polariseerumine 305, 316
polüstüroolkondensaator 15
pool-duplekstöö 245
pooli kujutegur 17
pooljuhtsuunajaga mõõteriist 381
poollaine-antenn 316
pooltsükli-alaldaja 293
Popov, A. S. 5
positiivne tagasiside 143
pott-ostsillaator 222
pottresonaator 53
puisteinduktiivsus 169
puistevoog 169
puisteväli 25
pulss-amplituudmodulatsioon 248
pulss-faasmodulatsioon 248
pulsside eraldamine ja valik 250
pulsside genereerimine 249
pulsside kordumissagedus ehk pulsisagedus 248
pulsside vormimine 249
pulss-laiusmodulatsioon 248
pulssmodulatsioon 247
pulss-sagedusmodulatsioon 248
pulsstehnika 249
punktdiood 266
punkttriood 369, 446
põhilevitüüp 50
päikeselaikude tsükkel 307
pöördkondensaator 15
pöördpool-mõõteriist 380
pöörisvoolud 26
püsivkondensaator 13
püsivtakistite andmeid 420, 421
püsivmagnet 29
püsiv masstakisti 10
püsiv standard 380
püsiv traattakisti 10
püstkülikuline õõnesliin
Q-sidestus 325
QSL-kaart 8

raadiolaine neeldumine 306
raadiolaine peegeldumine 305
raadiosagedusvõimendaja 96
raamantenn 328
rauaskadu 169
reaktiivlambiga modulaator 241
reaktsioon 267
reflekteerumine 305
reflektor 330
regeneratiivdetektor 267, 330, 338
regeneratiiv-supervastuvõtja 357
regeneratiivvastuvõtja 355, 356
regenereerumine 99, 143
regenereeruv tagasiside 267
rennliin 223
resonants 30
resonantsköver 31
resonantssagedus 30
ribafilter 37
ribalaiuse meetod 403
ribalaotuse meetod 340
ribalaotuskondensaator 340
ribaläbivusfilter 59
ribaläbivusfiltriga võimendaja 191
ribaseadekondensaator 340
ribatõkestusfilter 59
ribavõimendustegur 194
ribaantenn 329
ringhäälinguvastuvõtja, kõrgekvaliteetne 360
ristielektriline levitüüp 50
ristimagnetiline levitüüp 50
ristmodulatsioon 353
rombantenn 328
roteerivad masinseadmed 302
ruumilaine 306, 315
ruumlaenguvõre 78
ruumtakisti 11
räni- (siliitsium-) kristall 263
rööbitine lampide lülitus 103
rööbitine tagasiside 144
rööbitine toide 116

saatekaugus 308
sagedusdetektor 274
sagedusdeviatsioon 240, 243
sagedusest sõltumatu vastuside 143, 148
sagedusest sõltuv vastuside 143, 150
sageduse triivimine 213
sagedusfilter 55
sagedusjaotaja 220
sageduskanal 127, 226
sageduskordistaja 200, 209, 376
sagedusmodulatsioon 225, 239
sagedusmoduleeritud signaal 274
sagedusmoonutused 95
sagedusmuundaja 79, 272, 349
sagedusmuundajad 436, 437
sagedusmõõtja, ÜKS-astmiku 390
salvestuspea, heli 480
sard-piluantenni konstruktiivarvutus 485
segatagasiside 144
segustusaste 344

segustusheptood 80
segustuslülitus 162, 249
segustuspurre 163
seisevlaine 41
sekundaaremissioon 88
sekundaarelektronlamp 90
seleenrakk 90
seleensuunaja 263
seleensuunajate elektrilisi iseloomustussuurusi 449
selektiivne feeding 309
selektiivsus 32, 339, 340
senjett- (Seignette-) sool 54
sidestatud võnkeringid 35
sidestusaas 52
sidestustegur 35
sidestustrafo 170
sidestusvarras 52
signaalelektrood 86
signaalgeneraator 387
signaalgeneraator, ÜKS FM 391
signaalisagedus 273
sildalaldaja 293
sildlülitus, alalispinge võimendaja 141
silinderpool 17
silumisfilter 292
sisemahtuvus 24
sisendmahtuvus 81
sisendring, vastuvõtja 343
sisendtakistus 147, 370
sisendtakistus, detektori 255
sisetakistus 69
S-mõõtja 354
sokliühendused, elektronlampide 450
sobitustrafo 170, 172
sporaadiline E-kiht 309
staatiline tunnusjoon 66
stabiilsus 339
stabilovalt 93
suhtedetektor 274, 279
suhteline dielektriline läbitavus 12
sujuvhäire 276
sulgvõre 78
sumblüli 55
summutusvõre 78
superheterodüün- ehk supervastuvõtja 272, 338
superregeneratiivdetektor 269, 339
superregeneratiiv-vastuvõtja 339
suunaja 66
suunivus, antenni 316
suundantenn 328
sädemefilter 245
südamiktüüpi trafo 170
sümmeetriline vastuvõtuantenn 332
sünkrofaasdetektor 280
süsimikrofon 231
süütepinge 92
taastamispea 409
tagasisidestus 142
tagasisidetakistus 370
takisti 9
takistite standardväärtuste skaala 480
takistus 19
takistus-mahtuvuslik ostsillaator 220
takistussidestuses pingevõimendaja 107
takistus-trafosidestuses võimendaja 116
tasakaalustamata atenuaator 56
tasakaalustatud atenuaator 56
tasakaalustatud elektromagnetiline valjuhäälidaja 233
tastimine 244, 246
tastimine elektronlambiga 247
tastimislülitused 245
televisiooni kanalid 483
terituslülitus 249
termilised mürad 130
termoelektriliste pingete järjestus 462
termoelemendiga mõõteriist 381
termostaat 213
terviktsükli alaldaja 293
tetrood 75
toitetrafo 170
toitevoolu tastimine 247
traattakisti, muudetav 10
traattakisti, püsiv 10
transformaatorsidestuses pingevõimendaja 189
transistor 369
transistron-ostsillaator 219
transmissioonliin 43
trimmerkondensaator 16, 341
triood 67
triood-heksood 79
triood-heptood 80
tri-tet-ostsillaator 217
troposfäär 306
troposfäärikihtide inversioon 310
troposfäärilaine 306
troposfääriline hajuvlevimine 311
tsepeliin-antenn 321
tuikeostsillaator 339
tundlik faas 269
tundlikkus 339
tupiktakisti 329
turmaliin 54
tämbrireguleerimine 162
täppimine 86
tõrulamp 82
tõus, elektronlambi 69
töö-eelpinge 299
tüürvõre 67
Tšernõšov, A. 6

Ultrakõrgsagedus-konverter 366
universaalne mõõtesild 386
urdoks-takisti 92

vaakuumfotorakk 90
vahesagedus 272, 344
vahesagedustrafo 196, 338, 350
vahesagedusvõimendaja 350
vahetu toitmine, antenni 318
vahevõimendaja 376
vaibumine 309
valjuhääldaja 232
valgustundlikkus 90
V-antenn 328
variomeeter 25
varivõrepentood 78
varivõretetrood 75
varjestamine 38
vaseskadu 169
vasktraatide andmeid 418, 419
vastastaktlülitus 96, 103
vastastakt-sageduskordistaja 211
vastuside 133, 143
vastusidega faasiinverterlülitus 137
veerandlaine pikkusega liin 45
vertikaalselt polariseeritud laine 305
vibraator 302
vibraatoralaldaja 302
viideovõimendaja 96, 154
viivitusega ATR 353
viivitusfilter 245
vilkkondensaator 13, 14
voolupuhm 41
voolupulss 248
vooluresonants 33
voolusõlm 41
voolutagasiside 144
voolutoitega antenn 318, 322
voolutrafo-detektoriga mõõteriist 381
võimendatud ATR 354
võimenduse reguleerimine 160
võimendustegur 69, 370
võimsusdetektor 261
võimsusekspander 158
võimsuse kompressor 158
võimsuspentood 78
võimsuspentoodid ja jugatetroodid 436, 437
võimsustetrood 75
võimsustrioodid ja -kaksiktrioodid 432, 433
võimsusvõimendaja 96
võre-anood-ostsillaator 218
võredetektor 259
võre-eelpinge tastimine 246
võremodulatsioon 226, 228
võreneutraliseerimine 204
võrepingemoduleerimine 197
võrgumüra 225
väljatugevuse mõõteindikaator 402
väljamistrafo 181
väljandimõõtja 387
väljandtakistus 370
värvuste kood 481

x — lõik 55

Y — lõik 55

šunttakisti 382

õõnesliin 49
õõsresonaator 51
õõtsuv paispool 297

ühejuhtmeline kõrgsagedusliin 42
ühe sektsiooniga filter 294
ühisinduktiivsus 25
ülekandeheadus 339
ülekandesuhe, trafo 169
ümar-õõnesliin 51
ülikõrgsageduslike antennide konstruktiiv-arvutus 484

KASUTATUD KIRJANDUS

Raamatud:

Бонч-Бруевич А. М. «Применение электронных ламп в экспериментальной физике». 1954.

Волин М. Л. «Усилители промежуточной частоты». 1955.

Кризе С. Н. Усилители низкой частоты». 1948.

Кризе С. Н. «Усилители напряжения низкой частоты». 1953.

«Ламповые усилители, II». 1951.

ARLL «The Radio Amateur's Handbook» 1946.

Henney, K. «The Radio Engineering Handbook» 1935.

Vilbig, F. «Lehrbuch der Hochfrequenztechnik» 1943.

Ajakirjad:

«Радио»
«The Wireless World»
«Electronics»
«QST»

TABELITE NIMESTIK

1 — 1. Püsiv-masstakistite nimiväärtused 10
1 — 2. Muudetavate BK- ja TK-tüüpi masstakistite nimiväärtused . . . 11
1 — 3. Muudetavate СП-tüüpi masstakistite nimiväärtused 11
1 — 4. Muudetavate СПО-tüüpi masstakistite andmeid 11
2 — 1. КСО-tüüpi vilkkondensaatorite mahtuvuste nimiväärtused . . . 13
2 — 2. Keraamiliste kondensaatorite КТК, КДК ja КГК tähistamine nende dielektriku temperatuuriteguri järgi 14
2 — 3. Väikesemõõteliste elektrolüütkondensaatorite ЭМ andmeid . . . 15
2 — 4. Keraamiliste trimmerkondensaatorite mahtuvuste nimiväärtused pF 16
3 — 1. δ väärtusi induktiivsuste arvutamiseks 17
3 — 2. Pooli kujuteguri k väärtusi . . . 17
3 — 3. Pooli kujuteguri L_0 väärtusi . . 18
3 — 4. Kõrgsageduslike magnetmaterjalide andmeid 21
3 — 5. Kondensaatorite ja poolide Q väärtusi 27
4 — 1. Püsivmagnetite materjalide andmeid 29
7 — 1. Kvartskristallide erilõikude omadusi 55
7 — 2. Detsibellide tabel 65
9 — 1. Fotorakkude, fototakistite ja fotoelementide põhiparameetreid . . 91
12 — 1. Takistussidestusega m.-s.-pingevõimendajates kasutatavate pentoodide tunnussuurusi 111
12 — 2. Lampide ekvivalentsed müratakistused 132
15 — 1. Avarsagedusvõimendajates kasutatavate lampide andmeid . . . 156
17 — 1. Manteltüüpi trafosüdamike andmeid 179
18 — 1. Pöördkondensaatorite mahtuvuste väärtusi sõltuvalt kaetavast sagedusalast 191
18 — 2. Lampide maksimaalse stabiilse astmevõimenduse piirväärtusi . . 192
18 — 3. Vahesagedusvõimendaja võnkeringide mahtuvuse väärtused . . . 194
18 — 4. Ribavõimendaja üldvõimenduse määramine püsiva ribalaiuse $\Delta f_{0,7}$ puhul 195
18 — 5. Teguri ψ leidmiseks võnkeringide ekvivalentsete sumbuvuste d_e arvutamisel 195
27 — 1. Germaaniumdioodide parameetrid 266
29 — 1. Sagedusdetektorite põhiparameetreid 281
30 — 1. Lampide sisendtakistuse väärtusi sõltuvalt töösagedusest 283
33 — 1. Tähtsamad meteoorivoolud . . . 314
35 — 1. Võnkeringide keskmisi mahtuvuse väärtusi sõltuvalt sagedusest . . 342
37 — 1. Ultrakõrgsageduspoolide konstruktiivandmeid 368

SISUKORD

Saateks II trükile 3

Sissejuhatus. Raadioamatörism Nõukogude Liidus 5

Esimene osa.

RAADIO VOOLURINGID JA ELEMENDID.

1. Elektriline juhtivus ja takistus.

1 — 1. Elektriline juhtivus ja takistus . 9
1 — 2. Takistite tüüpe 9
1 — 3. Takistite induktiivsus ja mahtuvus 11

2. Mahtuvus ja kondensaatorid.

2 — 1. Kondensaator 12
2 — 2. Dielektriku läbilöögipinge . . . 12
2 — 3. Dielektriku kaotegur 13
2 — 4. Dielektriku temperatuuritegur . . 13
2 — 5. Kondensaatorite tüüpe 13

3. Induktiivsus ja ühisinduktiivsus.

3 — 1. Induktiivsus 16
3 — 2. Poolide ja juhtmete induktiivsus 17
3 — 3. Ühisinduktiivsus 25
3 — 4. Kõrgsagedustakistus 25
3 — 5. Poolide ja kondensaatorite hindetegur Q 26

4. Magnetmaterjalid.

4 — 1. Pehmed magnetmaterjalid . . . 27
4 — 2. Kõvad magnetmaterjalid. Püsivmagnetid 29

5. Võnkeringid.

5 — 1. Võnkering ja resonants 30
5 — 2. Järjestikune võnkering 31
5 — 3. Rööbitine võnkering 33

6. Sidestatud võnkeringid.

6 — 1. Võnkeringide sidestusviise . . . 35
6 — 2. Kõrgsagedustransformaator . . 36
6 — 3. Kahjulikud sidestused 38
6 — 4. Ajakonstant 40

7. Kõrgsagedusliinid.

7 — 1. Üldmõiste 40
7 — 2. Ühejuhtmeline kõrgsagedusliin . 41
7 — 3. Kahejuhtmeline kõrgsagedusliin . 42
7 — 4. Juht- ehk transmissioonliin . . . 43
7 — 5. Õõnesliin 49
7 — 6. Õõsresonaatorid 51
7 — 7. Eriliiki võnkeringid 53
7 — 8. Tehisliinid 55
7 — 9. Sumblülid ja atenuaatorid . . . 55
7 — 10. Sagedusfiltrid 59
7 — 11. Detsibell 62

Teine osa

ELEKTRONLAMBID.

8. Elektronlampide põhitüüpe.

8 — 1. Kahe elektroodiga lamp-diood . . 66
8 — 2. Gasotron 67
8 — 3. Gaastriood-tiratron 67
8 — 4. Elavhõbe-leeksuunaja 67
8 — 5. Kolme elektroodiga lamp-triood . 67
8 — 6. Mitmevõrelised lambid 75
8 — 7. Lampide sisendmahtuvus ja sisendtakistus 80
8 — 8. Ultra- ja ülikõrgsageduslambid . 82

9. Eriotstarbelised lambid.

9 — 1. Elektronkiiretoru 82
9 — 2. Häälestusindikaator 85
9 — 3. Ikonoskoop 85
9 — 4. Ortikon 88
9 — 5. Elektronkordistaja 88
9 — 6. Fotorakud ja fotoelemendid . . 90
9 — 7. Regulaatorlambid 91

Kolmas osa.

VÕIMENDAJAD.

10. Elektronlamp võimendajana.

10 — 1. Võimendamise põhimõte 94
10 — 2. Võimendajate liigitus 96
10 — 3. Võimendusastmete sidestusviise . 97

11. Madalsagedusvõimendajad.

11 — 1. Pingevõimendajad. Pingevõimendaja töötamise tingimusi 97
11 — 2. Elektroodidevaheliste mahtuvuste mõju võimendusele 98
11 — 3. A-klassi võimsusvõimendaja. Võimsusvõimendaja. trioodiga . . 99
11 — 4. Võimsusvõimendaja pentoodiga (tetroodiga) 101
11 — 5. A-klassi vastastaktvõimendaja . . 103
11 — 6. B-klassi võimendaja 105
11 — 7. AB-klassi võimendaja 107

12. Madalsagedusvõimendajate arvutus.

12 — 1. Takistussidestuses pingevõimendaja lülitus ja töötingimused . . . 107
12 — 2. Takistussidestuses pingevõimendaja võimendus ja sageduskarakteristik 109
12 — 3. Takistussidestuses pingevõimendaja arvutusnäide 110
12 — 4. Paispoolsidestuses pingevõimendaja arvutus 114
12 — 5. Transformaatorsidestuses pingevõimendaja arvutus 116
12 — 6. Transformaatorsidestuses võimendaja arvutusnäide 118
12 — 7. A-klassi võimsusvõimendaja arvutusnäide trioodi kasutamisel . . 120
12 — 8. A-klassi võimsusvõimendaja arvutusnäide pentoodi kasutamisel . 121
12 — 9. B-klassi võimsusevõimendaja arvutus 124
12 — 10. AB-klassi võimsusevõimendaja arvutus 126
12 — 11. Jaotatud koormusega võimendaja. 126
12 — 12. Ruumiline heli ülekanne ja sageduskanalite kasutamine 127
12 — 13. Võimenduse loomulikud piirid . . 130

13. Faasipöördelülitused.

13 — 1. Ergutustrafoga faasipöördelülitus 133
13 — 2. Dioodidetektor faasi-inverterina . 134
13 — 3. Katood-anoodkoormusega faasiinverter 134
13 — 4. Pingejagajaga faasi-inverter lülitus 136
13 — 5. Katoodsidestusega faasi-inverter lülitus 136
13 — 6. Kaheastmeline vastusidega faasiinverter lülitus 137

14. Alalispinge võimendajad. 137

15. Tagasisidestusega võimendajad.

15 — 1. Tagasisidestusega võimendaja omadusi 142
15 — 2. Tagasisidestuse põhiskeemid . . 144
15 — 3. Tagasisidestuse mõju võimendusele 144
15 — 4. Vastusidestuse mõju võimendaja kvaliteedinäitajatele 146
15 — 5. Sagedusest sõltumatu vastuside kasutamine võimendajates . . . 148
15 — 6. Sagedusest sõltuva vastuside kasutamine võimendajates 150
15 — 7. Katoodjärgija 153
15 — 8. Avarsagedusvõimendajad . . . 154

16. Madalsagedusvõimendajate võimenduse reguleerimine.

16 — 1. Võimsuse ahendamine ja avardamine 157
16 — 2. Võimsuse kompressor 158
16 — 3. Võimsuse ekspander 158
16 — 4. Võimenduse reguleerimine . . . 160
16 — 5. Tämbri reguleerimine 162
16 — 6. Segustuslülitused 162
16 — 7. Kõrgekvaliteetne universaalvõimendaja 164
16 — 8. Eelvõimendaja kõrgekvaliteetsele universaalvõimendajale 167

17. Madalsagedustrafode konstruktiivarvutus.

17 — 1. Üldiselt 169
17 — 2. Madalsagedustransformaator . 169
17 — 3. Toitetrafod 170
17 — 4. Pingevõimendus- ehk lampidevahelised trafod 171
17 — 5. Sobitustrafod 172
17 — 6. Väikese võimsusega toitetrafo arvutus 173
17 — 7. Toitetrafo arvutuse näide . . . 175
17 — 8. Sobitustrafo arvutus 177
17 — 9. Sobitustrafo arvutusnäide . . . 178
17 — 10. Eelmagneetimata trafo konstruktiivarvutuse näide 179
17 — 11. Väljumistrafo konstruktiivarvutuse näide 181
17 — 12. Paispooli konstruktiivarvutus . . 184

18. Kõrgsagedusvõimendajad.

18 — 1. A-klassi kõrgsagedusvõimendaja . 186
18 — 2. Takistussidestuses ja paispoolsidestuses kõrgsagedus-pingevõimendaja 186
18 — 3. Häälestatud võnkeringiga pingevõimendaja 187
18 — 4. Trafosidestuses pingevõimendaja . 189
18 — 5. Ribaläbivusfiltriga võimendaja . 191
18 — 6. Kõrgsagedusvõimendaja lampide valik 191
18 — 7. Trafosidestusega resonantsvõimendaja arvutus 192
18 — 8. Ribafiltriga vahesagedusvõimendaja arvutus 194
18 — 9. Vahesagedusvõimendaja arvutusnäide 196

19. B- ja C-klassi kõrgsagedusvõimendajad.

19 — 1. B-klassi kõrgsagedusvõimendaja . 197
19 — 2. C-klassi kõrgsagedusvõimendaja . 199
19 — 3. C-klassi moduleeritud võimendaja 208
19 — 4. Sageduskordistaja 209

Neljas osa.

OSTSILLAATORID, MODULAATORID, DETEKTORID

20. Ostsillaatorid.

20 — 1. Ostsillaatorite iseloomustus . . 212
20 — 2. Sageduse stabiilsus 212

21. Ostsillaatorite põhitüüpe ja lülitusi.

21 — 1. Tagasiside põhimõttel toimivad ostsillaatorid 213
21 — 2. Kristalliga tüüritavad ostsillaatorid 215
21 — 3. Sageduskordistajad kristall-ostsillaatorid 217
21 — 4. Eri liiki ostsillaatorid 219
21 — 5. Ülikõrgsageduslikud ostsillaatorid 222

22. Moduleerimine ja tastimine.

22 — 1. Moduleerimine 224

23. Amplituudmodulatsioon.

23 — 1. Amplituudmodulatsiooni põhimõte 225
23 — 2. Anoodmodulatsioon 227
23 — 3. Võremodulatsioon 228
23 — 4. Katoodmodulatsioon 230
23 — 5. Lisaseadmed 231
23 — 6. Telefonisaatja töökontroll . . . 235

24. Sagedusmodulatsioon.

24 — 1. Üldiselt 238
24 — 2. Faasmodulatsiooni põhimõte . . 238
24 — 3. Sagedusmodulatsiooni põhimõte . 239
24 — 4. Sagedusmodulaatori lülitusi . . 241

25. Tastimine ehk manipuleerimine.

25 — 1. Tastimise põhimõte ja iseloomustus 244
25 — 2. Tastimislülitusi 245

26. Pulssmodulatsioon.

26 — 1. Pulssmodulatsiooni põhimõte . . 247
26 — 2. Pulsstehnika 249

27. Demoduleerimine. Amplituudmoduleeritud vahelduvpingete demoduleerimine.

27 — 1. Üldiselt 252
27 — 2. Dioodetektor 254
27 — 3. Dioodetektori arvutus 258
27 — 4. Dioodetektori arvutusnäide . . 259
27 — 5. Võredetektor 259
27 — 6. Võimsusdetektor 261
27 — 7. Anooddetektor 261
27 — 8. Katooddetektor 262
27 — 9. Kontaktdetektorid 263
27 — 10. Germaaniumdioodid 263

28. Detekteerimise erivormid.

28 — 1. Regeneratiivdetektor 267
28 — 2. Superregeneratiivdetektor . . . 269
28 — 3. Sagedusmuundamine 272

Viies osa.

ULTRAKÕRGSAGEDUSLIKUD SEADMED.

29. Sagedusmoduleeritud vahelduvpingete detekteerimine.

29 — 1. Vastuvõtu põhimõte 274
29 — 2. Sagedusmoduleeritud signaalide häirekindlus 275
29 — 3. Piiraja 276
29 — 4. Lihtsaim sagedusdetektor . . . 277
29 — 5. Diskriminaator 278
29 — 6. Suhtedetektor 279
29 — 7. Heterodüündetektor 280
29 — 8. Sagedusdetektorite tüüpide võrdlus 281

30. Ultrakõrgsagedustehnika.

30 — 1. Ultrakõrgsagedustel kasutatavate võimendajate erinevusi 282
30 — 2. Ultrakõrgsagedus-võimendajates kasutatavad lambid 282
30 — 3. Ultrakõrgsagedus-võimendajate sisendringid 284
30 — 4. Ultrakõrgsagedus-vastuvõtja sisendvooluringide arvutus . . . 284
30 — 5. Ultrakõrgsagedus-võimendaja lülitusskeemi valik 285
30 — 6. Ultrakõrgsagedus-vastuvõtja sagedusmuundaja lülitusi 289

Kuues osa.

RAADIOSEADMETE TOIDE.

31. Küttetoide.

31 — 1. Küttetoite valik 291

32. Anoodtoide.

32 — 1. Üldised nõuded 292
32 — 2. Alaldaja 292
32 — 3. Alaldaja filtrid 293
32 — 4. Kondensaatorsisendiga filter . . 294
32 — 5. Paispoolsisendiga filter 296
32 — 6. Alaldaja arvutusnäidis 297
32 — 7. Võre-eelpinge toide 298
32 — 8. Pingekordistajad 300
32 — 9. Eri toiteseadmed 302
32 — 10. Elektron-pingestabilisaatorid . . 303

Seitsmes osa.

RAADIOLAINETE LEVIMINE JA ANTENNID.

33. Raadiolainete levimine.

33 — 1. Raadiolaine üldisi omadusi . . 305

33 — 2. Levimine ionosfääris 306
33 — 3. Levimine troposfääris 309
33 — 4. Ülikõrgsageduste hajuvlevimine . 310
33 — 5. Maalaine levimine 313

34. Antennid.

34 — 1. Antenni üldisi omadusi 316
34 — 2. Poollaine-antenn 316
34 — 3. Antenni toitmine 318
34 — 4. Sidestamine toiteliinidega . . . 319
34 — 5. Häälestatud toiteliini sidestamine antenniga 322
34 — 6. Häälestamata toiteliini sidestamine antenniga 323
34 — 7. Pikajuhtmelised antennid . . . 326
34 — 8. Ülikõrgsagedusantennid 327
34 — 9. Suundantennid 328
34 — 10. Vastuvõtuantennid 331
34 — 11. Ülikõrgsageduslikke vastuvõtuantenne 333

Kaheksas osa.

RAADIOVASTUVÕTJAD.

35. Üldisi vastuvõtja ehituspõhimõtteid.

35 — 1. Raadiovastuvõtjale esitatavaid nõudeid 338
35 — 2. Häälestamisviise 340
35 — 3. Ribalaotusega võnkeringide arvutamine 341
35 — 4. Vastuvõtja sisendringi arvutamine 343

36. Superheterodüün-vastuvõtja.

36 — 1. Supervastuvõtja tööprotsess . . 344
36 — 2. Supervastuvõtja võnkeringide arvutus kolmel kokkujooksu sagedusel 345
36 — 3. Supervastuvõtja võnkeringide arvutus kahel kokkujooksu sagedusel 347
36 — 4. Sagedusmuundaja 349
36 — 5. Vahesagedusvõimendaja 350
36 — 6. Kristallfilter 351
36 — 7. Automaatne tundlikkuse regulaator 352
36 — 8. Signaalitugevuse indikaatorid ja mõõtjad 354
36 — 9. Mürapiirajad ja -tasandajad . . 354

37. Vastuvõtjate ehituskirjeldusi.

37 — 1. Kahelambiline regeneratiiv-vastuvõtja 355
37 — 2. Kolmelambiline regeneratiiv-vastuvõtja 356
37 — 3. Regeneratiiv-supervastuvõtja . . 357
37 — 4. Amatöörsuper 359
37 — 5. Kõrgekvaliteetne ringhäälinguvastuvõtja 360
37 — 6. I klassi ringhäälinguvastuvõtja «Estonia-55» 361
37 — 7. Ultrakõrgsagedus-vastuvõtja lülitusskeemi valik 362
37 — 8. Ultrakõrgsagedus-vastuvõtjate lülitusi 363
37 — 9. Ultrakõrgsagedus-vastuvõtjate poolide konstruktsioone 367

38. Kristalltrioodide kasutamine raadioseadmetes.

38 — 1. Kristalltrioodi üldandmeid . . . 369
38 — 2. Kristalltrioodiga vastuvõtjate lülitusi 371

39. Amatöörsaatjate ehituskirjeldusi.

39 — 1. Saatja plaanimine 373
39 — 2. Üheastmeline kristalliga tüüritav saatja 373
39 — 3. Kaheastmeline kristalliga tüüritav saatja 374
39 — 4. Viimistletud konstruktsiooniga amatöörsaatja 375
39 — 5. Ülikõrgsageduslikud saatjad . . 376
39 — 6. Kantav 400 MHz saate-vastuvõtujaam 377

Üheksas osa.

MÕÕTERIISTAD JA -ABINÕUD.

40. Mõõtmistehnika.

40 — 1. Üldiselt 380
40 — 2. Mõõteriistad 380
40 — 3. Alalisvoolu mõõteriistade lülitamine ampermeetrina ja voltmeetrina 381
40 — 4. Oommeeter 383
40 — 5. Universaalne mõõteriist — tester 384
40 — 6. Lihtne mahtuvusmõõtja 384
40 — 7. Universaalne mõõtesild 386
40 — 8. Väljandimõõtja 387
40 — 9. Signaalgeneraator 388
40 — 10. Lihtne ÜKS astmiku sagedusmõõtja 390
40 — 11. ÜKS FM signaalgeneraator . . 391
40 — 12. Helisagedusgeneraator 392
40 — 13. Lampvoltmeeter 395
40 — 14. Suure sisendtakistusega alalispinge lampvoltmeeter 396
40 — 15. Elektronkiir-ostsillograaf . . . 397
40 — 16. Absorptsioon-sagedusmõõtja . . 400
40 — 17. Antenni mõõteseadised 401
40 — 18. Väljatugevuse mõõteindikaator . 402
40 — 19. Poolide hindeteguri määramine . 403

Kümnes osa.

41. Magnetofonid.

41 — 1. Magnetilise helisalvestamise põhimõte 406
41 — 2. Magnetofonide lülitusskeeme . . 408

LISAD.

Elektrijuhtide andmeid — lisa nr. 1. . . 415
Dielektrikute andmeid — lisa nr. 2. . . . 416
Vasktraatide andmeid — lisa nr. 3. . . . 418
Püsivtakistite andmeid — lisa nr. 4. . . . 420
Kondensaatorite andmeid — lisa nr. 5. . . 422
Elektronlampide tähistamine — lisa nr. 6. 428
Elektronlampide põhiparameetrid ja töötingimused — lisa nr. 7. 430
Germaaniumdioodide parameetrid ja töötingimused — lisa nr. 8. 444
Kristalltrioodide (transistoride) parameetrid ja töötingimused — lisa nr. 9. . . 446
Seleensuunajate elektrilisi iseloomustussuurusi — lisa nr. 10. 448
Elektronlampide sokliühendused — lisa nr. 11. 450
Elektronlampide tunnussarjad — lisa nr. 12. 456
Takististe standardväärtuste skaala — lisa nr. 13. 480
Värvuste kood — lisa nr. 14. 481
Termoelektriliste pingete järjestus — lisa nr. 15. 482
NSV Liidu televisioonikanalid — lisa nr. 16. 483
ÜKS antennide konstruktiivarvutus — lisa nr. 17. 484
Lülituslikud leppemärgid — lisa nr. 18. . 487
Tekstis ja joonistel tarvitatud elektri ja raadiotehnilisi lühendeid — lisa nr. 19. 489
Valemite tähised ja indeksid — lisa nr. 20. 490
Tähestikuline sisunäitaja 491
Kasutatud kirjandus 499
Tabelite nimestik 499

Арнольд Мартович Исотамм
СПРАВОЧНИК РАДИОЛЮБИТЕЛЯ
На эстонском языке
Эстонское Государственное Издательство
Таллин, Пярнуское шоссе, 10

*

Toimetaja A. Kaskneem
Tehniline toimetaja A. Sepp
Korrektor S. Kõiv

Ladumisele antud 25. III 1957. Trükkimisele antud 23. XII 1957. Paber 70×108, 1/16. Trükipoognaid 31,5 + 1 kleebis. Formaadile 60×92 kohaldatud trükipoognaid 44,18. Arvutuspoognaid 55,26. Trükiarv 7000. MB-08933. Tellimise nr. 6352.
Trükikoda «Kommunist», Tallinn, Pikk tn. 2.

Hind rbl. 21.40

3—5

Trükivigu

Lehek., veerg, rida	On trükitud	Peab olema
32, 2, 7 ülalt	U'_L	U_L
57, — 2 ülalt	Z, Z	Z_s, Z_v
71, 1, 18 ülalt	R	R_i
110, 2, 26 ülalt	$C_{M'}$	C_M
119, 1, 1,2 alt	$\frac{1+\alpha}{\alpha}$	$\frac{\alpha}{1+\alpha}$
121, 2, 11 alt	M_k	M
193, 2, 9,10 alt	$\left(\frac{2\Delta f}{d_e f}\right)$	$\left(\frac{2\Delta f}{d_e f}\right)^2$
194, 2, 4 alt	Cf_i	Cf_i^2
430, — 34 alt	Üks	ÜKS
439, — 1 ülalt	U_e	U_{ef}
439, — 2 ülalt	I_A	$\underline{I}_A$
486, 1, 12 ülalt	λ	λ_k

179 tabel l_{Fe} [cm^3] l_{Fe} [cm] Autor

B-1834

TÜ RAAMATUKOGU
1 0300 00443831 5