

TARTU RIIKLIK ÜLIKOOL

*Füüsikaalaseid õppematerjale  
kvalifikatsioonikursustest  
osavõtjatele*  
II

TARTU 1962

TARTU RIIKLIK ÜLIKOOI

EKSPERIMENTAALFÜÜSIKA KATEEDER

*Füüsikaalaseid õppematerjale  
kvalifikatsioonikursustest  
osavõtjatele*

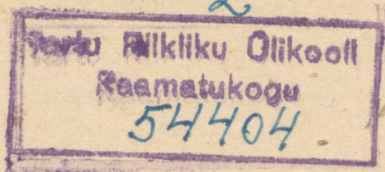
**II**

*Raadioelektroonika füüsikas*

TARTU 1962

Тартуский государственный университет  
ЭССР, г. Тарту, ул. Ыдиксооли, 18  
УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ ДЛЯ УЧАСТНИКОВ КУРСОВ  
ПОВЫШЕНИЯ КВАЛИФИКАЦИИ II  
Некоторые вопросы радиоэлектроники  
На эстонском языке

2



Vastutavad toimetajad Ü. Haldre ja O. Saks  
Korrektor H. Vals

=====

TRÜ rotaprint 1962. Trükipoognaid 7,2.  
Tir. 200 eks. MB 04488. Tell. nr. 780.

Hind 22 kop.

# MEETODEID NÕRKADE ALALISSIGNAALIDE MÕÖTMISEKS HÄIRETE OLEMASOLUL .

V. R e e b e n, O. S a k s .

## I. MODULATSIOONIMEETODEID MÕÖTMISTEHNİKAS.

Modulatsioonimeetodid on kujunenud tänapäeva elektronmõõteskeemides väga viljakateks ja moodustavad selle ala nurgakivi, eriti kui nendes kasutatakse sünkroonset detekteerimist ja negatiivset tagasisidet (joon. 1 C, D, E). Modulatsioonimeetodit kasutatakse põhiliselt kuuel eesmärgil .

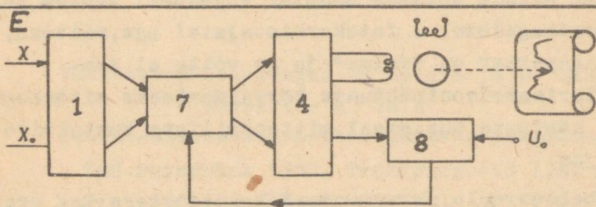
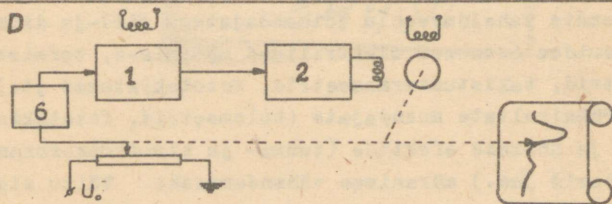
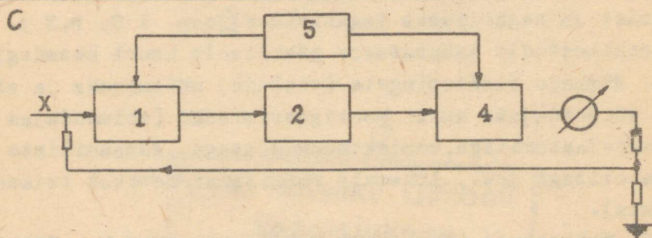
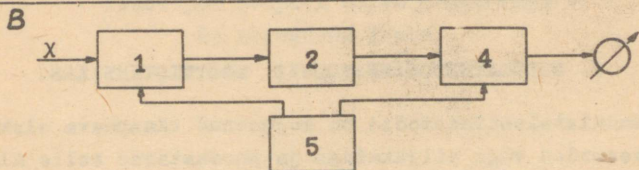
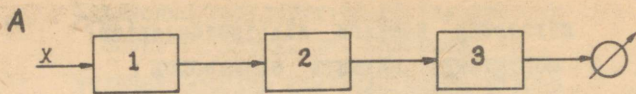
1. Nõrkade alalispingete (voolude) mõõtmiseks ja alalisvoolu võimendajate nulli korrigeerimiseks (võimendajad rändidoodmodulaatoritega, kontaktmuundajatega, dünaamiliste kondensaatoritega jne., lähemalt räägitakse nendest teises peatükis).

2. Takistuste ( $R, \epsilon$ ) või juhtivuste täpseks mõõtmiseks stabiilsemate vahelduvvoolu võimendajatega sild- ja diferentsiaalskeemides (otsesed elektrilised mõõtmised, termistorid, termomeetrid, takistustermomeetrid, fototakistused jt.).

3. Füüsikaliste muundajate (bolomeetrid, fototakistused jt.) ja nõrkade efektide (tuuma- ja elektronresonantsi analüsaatorid jne.) müraniveo vähendamiseks. Võitu signaalhäire suhtes saame me siis, kui füüsikalisel nähtusel või muundajal on mürade võimsus madalal sagedusel suurem kui modulatsioonisagedusel ; fotokordistajatel aga, näiteks, katoodi müraspekter on "valge" ja me võitu ei saa.

4. Polarisatsiooninähtuste kõrvaldamiseks mitmesuguste keemiliste nähtuste uurimisel, mitteoomiliste kontaktide kasutamisel jne.

5. Vahelduvvoolu servomootori kasutamiseks kas protsessi registreerimise (automaatselt tasakaalustavad sillad ja potentsiomeetrid, joon. 1 D) või suhte mõõtmise (automaatspektrofotomeetrid, nefelomeetrid jne. joon. 1 E) eesmärgil.



Joon. 1-1.

1. Modulaator.
2. Võimendaja.
3. Lihtne detektor.
4. Sünkroondetektor.
5. Generaator.
6. Tajur.
7. Reguleeritav võimendaja.
8. Diferentsiaalvõimendaja.

---

6. Pinge, voolu, elektrivälja ja magnetvälja mõõtmiseks ebalineaarsete dielektriliste ja magnetiliste elementidega tekkiva teise harmoonilise selektiivse võimendamise ja detekteerimise teel (magnetvõimendaja paarisharmooniliste detekteerimisega jne.).

Joon.1 toodud struktuurskeemidest tuleb eelistada skeeme C, D, E, kus modulaator töötab nullorganina ja skeem on haaratud tagasisidega. Siin on nõuded võimendaja, modulaatori ja generaatori stabiilsuse suhtes märksa väiksemad. Skeem E (joon.1) on vähem soovitatav. Skeem A (joon.1) ei rahulda mõõtmistehnikat, sest füüsikalised diodid detektoritena ei taga lineaarsust nulli ligidalt ega faasi ja polaaruse tundlikkust. Seetõttu näit. vahelduvvoolu silda УМ-3 ja lampvoltmeestrit МПТ-1 tuleks pidada moraalselt vananenuks.

Mis puutub modulatsiooni teostamise viisisse, siis on alati soovitatav sellega haarata kogu trakt. Valguse mõõtmise puhul näiteks ei ole üldiselt mõistlik moduleerida fotokordistaja dinoodpinget, vaid otseselt valgust ennast.

Kohustuslik kirjandus:

1. Л.Е. Полонников. Электронные усилители автоматических компенсаторов, М. 1960 /стр.7-22/  
Soovitatav kirjandus:
2. Л.Ф. Куликовский и А.М. Мелик-Шахназаров. Компенсаторы переменного тока. М. Л. 1960.
3. ПТЭ 1958 № I А.Ф. Малънев и др. Основные принципы регистрации спектров в инфракрасных спектрофотометрах /обзор/.

## II. ALALISPINGE NING -VOOLUVÕIMENDAJATE SISENDASTMED.

### 1. S i s s e j u h a t u s .

Teaduse ja tehnika kiire areng nõuab pidevalt uusi mõtte-riistu, millede tundlikkuse lävi oleks parem kui senistel. Tänapäeval pole enam harulduseks alalispingevoimendajad tundlikkusega suurusjärgus  $10^{-6}$  V ja vooluvõimendajad lävega  $10^{-16}$  A. Selliseid tulemusi saavutatakse enamasti mõõdetava pinge või voolu muundamisega vahelduvaks. Kuid viimasel ajal on kasutamist leidnud ka nn. fotokompensatsioonvõimendajad, millede ei kasutata muundamist, ent tundlikkuse lävi ulatub  $10^{-8}$  V-ni. Viimaseid ei käsitleta juhendamaterjalis.

Käesoleva peatüki eesmärgiks on suunata insener-tehnilisi töötajaid nende allikate juurde, mis võiksid kasulikud olla igapäevases töös, kui on tegemist nõrkade alalispingete ja -voolude mõõtmisega.

Echustusliku kirjanduse seas (vt. peatüki lõpul) märgitud D.E.Polonnikovi teos on kasulik materjal ka mitmete teiste küsimuste kohta, mis ei kuulu käesoleva peatüki raamesse. Muu hulgas väärrib tähelepanu IV pt. § 12 häireallikate ja nende kõrvaldamise meetodite kohta.

### 2. Alalispingevoimendajate omadusi.

Alalispingevoimendajaks nimetame võimendajat, mille võimendustegur ei vähene signaali sageduse lähenemisel nullile.

Alalispingevoimendajaid on skeemi erinevuste poolest üsna palju eri liike, kuid sisendastme järgi jaotatakse neid kahte suurde rühma:

1) sisendsignaali muundamiseta võimendajad, millede võimendamine toimub signaali sagedusega;

2) sisendsignaali muundamisega e. moduleerimisega võimendajad, millede võimendamine toimub muundussagedusel e. kandevsagedusel.

Kõigi alalispingevoimendajate puuduseks on väljundpinge aeglane meelevaldne muutumine, nn. triiv, mis esimesse rühma kuuluvatel võimendajatel on tunduvalt suurem kui teisel rühmal. Sel põhjusel kasutatakse tänapäeval peaaegu kõikidel juhtudel, kus võimalik, signaali muundamisega alalispingevoimendajaid.

Signaali muundamiseta alalispingevoimendaja väljundpinge triivi põhjustest on kirjutatud

(2)lk-1 243 - 251,

(3)lk-1 291- 303 jne.

Isegi suure stabiilsusega toiteallikate kasutamisel ja spetsiaalselt väljavalitud lambikeemiliste puhul ei õnnestu galvaanilise sidestusega alalispingevoimendajatel triivi suurusjärku vähendada alla 1mV tunnis. Kuid keeruliste toitestabilisaatorite või akumulaatorite kasutamine võimendajas ei vasta enam tänapäeva tehnilisele tasemele.

Uuemast kirjandusest alalispingevoimendajate kohta soovitame tutvuda

(2) lk-1 243- 264.

Sisendsignaali muundamisega alalispingevoimendajate tüüpilisi struktuurskeeme käsitleti esimeses peatükis.

Paljudel juhtudel osutub võimalikuks kasutada võimendajas toitevõrgu sagedusega ühtelangevat või kahekordset muundussagedust. Siis skeem lihtsustub generaatori krahjäämise tõttu. Muundaja ergutus ja sünkroondetektor võtapinge saadakse sel juhul toitetrafost. Sellisena on kujundatud tuntud elektronpotentsiomeetrite ЭИИ, ИС ning teiste niisuguste autokompensaatorite alalispinge võimendajad.

Autokompensaatoreiks nimetatakse mitmesuguseid isetasakaalustuvaid sildu, automaatpotentsiomeetreid ja muid niisuguseid seadmeid, millede automaatselt hoitakse mõtteskeemi tasakaalus. Autokompensaatorites rakendatakse alati 100% list negatiivset tagasisidet. Alalispingevõimendaja töötab sel juhul nullindikaatorina.

Ka osutmõõteriistaga alalispingevõimendajates kasutatakse sügavat negatiivset tagasisidet, enamasti 90 - 99%. Niisugustel võimendajatel ning nende modulaatoritel on palju sarnasust autokompensaatorite nullindikaatoritega. Tänu sellele kehtivad D.E. Polonnikovi (1) poolt teostatud analüüs ning järeldused ka võimendajate puhul, mille väljundis on sünkroon-detektor + osutmõõteriist, mitte servomootor.

### 3. Modulaatorid ja nende põhilised omadused.

Muundajatena e. modulaatoritena on alalispingevõimendajates kasutamist leidnud mitmesugused seadmed:

1. kontaktmuundaja,
2. mahtvuslik muundaja,
3. magnetvõimendaja,
4. ränidiodid,
5. fototakisti,
6. fotodiodid ja fotoelement,
7. Halli element.

Kuid ainult vähesed loetletud seadmetest on end praktikas õigustanud. Ülevaate nende põhilistest omadustest saame

Kirjanduse läbitöötamisel rohkem tähelepanu pöörata kontaktmuundajale ja mahtvuslikule muundajale. Kontaktmuundaja vibrohakkija näol on kõige levinum, kõige universaalsem ja võib-olla ka kõige kättesaadavam tänapäeval kasutatavatest

muundajatest. Teda rakendatakse niihästi väikese kui ka suure tundlikkuse puhul, niihästi pinge- kui ka vooluvõimendajates.

Mahtuvusliku muundajaga võimendajad on seni ületamatuks jäänud voolu- ja laengutundlikkuse poolest.

Materjalide läbitöötamisel võrrelda eri modulaatoritega saavutatavat

1. pingetundlikkust,
2. voolutundlikkust,
3. sisendtakistust,
4. triivi miinimumi,
5. muundustegurit  $m$ ,
6. sisendahela ülekandeegurit  $K_n$ .

Muundusteguriks  $e$ . modulatsioonikoefitsiendiks  $m$  nimetame muundajas tekitatud vahelduvpinge efektiivväärtuse suhet sisendalalispingesse.

Sisendahela ülekandeeguriks  $K_n$  nimetame sisendahelest väljuva vahelduvpinge esimese harmoonilise efektiivväärtuse suhet sisendalalispingesse.

Võrdlevalt leiame materjale muundajate kohta järgmiselt:

- a) magnetvõimendaja modulaatorina  
(1) lk. 129-134,
- b) ränidiodidega modulaator  
(1) lk. 135-137,
- c) fotodiod ja fotoelement modulaatorina  
(1) lk. 138,
- d) fototakisti modulaatorina  
(1) lk. 138-139,
- e) Halli efektil põhinev modulaator  
(1) lk. 139-140,
- f) dünaamiline kondensaator mahtuvusliku muundajana  
(1) lk. 140. 141, 220-222, 225-227,
- g) vibrohakkija kontaktmuundajana  
(1) lk. 141-142, 217-220.

#### 4. Vibrokontaktmuundaja transformaatorsisendiga võimendajas.

Materjali (1) lk. 142-167 läbitöötamisel pöörame rohkem tähelepanu järgnevale.

1. Vibrokontaktmuundajat transformaatorsisendiga võimendajas kasutatakse peamiselt lülitusskeemides, mis erinevad üksteisest vahelduvpingelise parasiitsignaali nõrgendamise viiside poolest.

(1) lk. 142-143.

2. Tundlikkuse piiri, mida saavutatakse transformaatorsisendiga alalispingevõimendajas, ei määra mitte sisendastme müranivoo (nagu ilma transformaatoriga sisendastmetes), vaid peamiselt sisendahelas tekkivatest parasiittemopingetest põhjustatud väljundpinge triiv.

(1) lk. 145-147.

3. Sisendtakistuse suurendamise huvides on kasulikum kontaktide ülelennuga muundaja, kuid sisendastme müranivoo vähendamiseks on eelistatavam muundaja, milles ümberlülitamine toimub ilma katkestuseta, s.t. kõigi kontaktide hetkelise lühistumisega.

(1) lk. 147-151.

4. Transformaatorsisendi resonantsomaduste ärakasutamine lihtsustab tunduvalt muundussagedusliku häirekomponendi mahasurumist, võimaldab valmistada odavamalt ja väiksemate gabariitidega sisendastet kui mitteresonantssisend.

(1) lk. 151-155; 165-166.

5. Mitteresonantsis transformaatorsisendi puhul kontaktmuundaja peab töötama ilma ülelennuta (lk.155). Saavutatav tundlikkus on suurem kui resonantssisendi puhul.

(1) lk. 166.

6. Transformaatorsisendi peamisteks puudusteks on suhteliselt kõrge maksumus, tundlikkus magnetiliste häirete suhtes ja suhteliselt madal sisendtakistus.

## 5. Vibrokontaktmuundaja ilma transformaatorita sisendastmes.

Materjali (1) lk. 167-195 läbitöötamisel asetame peamise rõhu skeemidele 6-9, nende analüüsi tulemustele ja raamatu autori soovitudele, osutades vähem tähelepanu matemaatilisele osale.

Olulisemad järeldused on järgmised.

1. Ilma transformaatorita skeemidel on kasuliku signaali ja mürade suhe väiksem kui transformaatorsisendi puhul. Seega transformaatorsisendiga saavutatav tundlikkus on suurem.

2. Ilma transformaatorita skeemide eelised on:

- a) võimalus saavutada kõrget sisendtakistust,
- b) väike tundlikkus magnetiliste häirete suhtes,
- c) lihtsus.

Raamatu autori soovitused skeemide valiku kohta on esitatud lk-1 195.

## 6. Kõrge voolutundlikkusega võimendaja sisendaste vibrokontaktmuundajaga.

Suure sisetakistusega objekti poolt tekitatava signaali võimendamiseks peab võimendaja sisendaste olema kõrge voolutundlikkusega ja suure sisendtakistusega. Viimane nõue toob enesega kaasa rea raskusi: tuleb juurde mitmesuguseid häireid, suurenevad sisendahela müranivoo, triiv, sisendi ajategur, sisendahela parasiitmahtuvuste mõju, väheneb aga muundustegur.

Materjali (1) lk. 196-203 läbitöötamisel pöörame rohkem tähelepanu tulemustele, mis on esitatud lk-1 203.

Parasiitmahtuvusi kompenseerimata ei ole võimalik saavutada vibrokontaktmuundajaga sisendtakistust üle  $2 \cdot 10^9$  oomi.

Tundlikkuse teoreetilise läve määravad fluktuatsioonilised mürad. Sisendtakistuse puhul  $R_{\text{sis}} \geq 10^9$  oomi on

määrava tähtsusega sisendahela termomüra ja võrevoolu haavelefekt (lk.210).

Nagu näitavad arvutused lk. 205-211, on võimalik tundlikkust tõsta, vähendades:

1. võimendaja läbilaskeriba laiust,
2. esimese lambi võrevoolu,
3. vibrokontaktmuundaja kontakti ülelennu kestust,
4. sisendahela mahtuvust maa suhtes,

Tundlikkust on võimalik tõsta ka sisendahela ajateguri suurendamisega.

Müra foonil oleks vibrokontaktmuundajaga teoreetiliselt võimalik saavutada piirtundlikkust suurusjärgus  $10^{-16}$

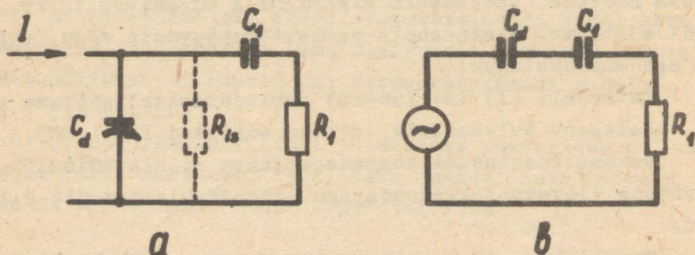
A, kuid praktiliselt ületab kontaktmuundaja triiv mitu suurusjärku teoreetilise tundlikkuse läve. Niisiis väga kõrge sisendtakistusega ( $R_{sis} \geq 10^9$  oomi) võimendaja sisendis kaotab vibrokontaktmuundaja oma peamise eelise - nulltäpi stabiilsuse.

(1) lk. 217-220

## 7. Kõrge voolutundlikkusega võimendaja sisendaste dünaamilise kondensaatoriga.

Dünaamilise kondensaatoriga võimendaja sisendaste ületab voolutundlikkuse poolest kõik teised tuntud võimendus-seadmed. See seletub kahe iseärasusega:

1. Dünaamiline kondensaator võimendab signaali elektrilist võimsust plaadi mehhaanilise võnkumise energia arvel.



Joon. 2 - 1.

Seda saab kergesti näidata lihtsustatud skeemi abil joon. 2-la. Keldame, et dünaamilisel kondensaatoril  $C_d$  ja sidestuskondensaatoril  $C_1$  on ühine isolaator takistusega  $R_{1s}$ . Kui süsteem  $C_d + C_1$  on laetud pingeni  $U$ , siis selle pinge säilitamiseks on tarvis laadida süsteemi vooluga

$$I = \frac{U}{R_{1s}}$$

ning kulutada selleks võimsust

$$N_{R_{1s}} = \frac{U^2}{R_{1s}}$$

Samal ajal dünaamilise kondensaatori poolt muundamise teel tekitatud vahelduvpinge efektiivväärtus

$$u = mU,$$

kus  $m$  on modulatsioonikoefitsient. Mahtuvuse  $C_d$  perioodiline muutumine kutsub esile laengu võnkumise kondensaatorilt  $C_d$   $C_1$ -le ja tagasi. Seepärast vahelduvvoolu  $i$  leidmiseks kontuuris  $C_d - C_1 - R_1$  võib skeemi joon. 2-la asendada ekvivalentse skeemiga joon. 2-lb, milles pinget  $u = mU$  tekitab ahelas  $C_d - C_1 - R_1$  järjestikku olev ekvivalentne generaator. Vahelduvvoolu  $i$  määramisel võime  $R_{1s}$  jätta arvestamata, sest  $R_{1s} \gg R_1$ .

$$i = \frac{u}{\sqrt{R_1^2 + \left(\frac{1}{\omega} \frac{C_d C_1}{C_d + C_1}\right)^2}} = \frac{mU}{\sqrt{R_1^2 + \left(\frac{C_d + C_1}{\omega C_d C_1}\right)^2}}$$

Takistil  $R_1$  eralduv aktiivvõimsus

$$N_{R_1} = i^2 R_1 = \frac{m^2 U^2 R_1}{R_1^2 + \left(\frac{C_d + C_1}{\omega C_d C_1}\right)^2}$$

Võttes näiteks  $C_d = C_1 = 20\text{pF}$ ,  $f = 320\text{ Hz}$ .

$R_{1s} = 10^{15}$  oomi,  $m = 0,1$ ,  $R_1 = 10^9$  oomi ja pidades silmas,

et

$$\frac{C_d + C_1}{\omega C_d C_1} \approx 0,5 \cdot 10^8 \ll R_1$$

võime  $N_{R_1}$  avaldises mahtuvusliku takistuse komponendi ära jätta

$$N_{R_1} \approx \frac{m^2 U^2}{R_1} \approx 10^{-2} \frac{U^2}{R_1}.$$

Võrdleme  $N_{R_{1s}}$  ja  $N_{R_1}$ . Kui  $R_{1s} = 10^6 R_1$ , siis

$$N_{R_{1s}} = \frac{U^2}{10^6 R_1} \quad \text{ja} \quad \frac{N_{R_1}}{N_{R_{1s}}} = 10^4.$$

Selline signaali võimsusvõimendus saadaksegi dünaamilise kondensaatori plaadi mehhaanilise võnkumise energia arvel.

2. Dünaamiline kondensaator võimaldab saavutada väga suurt võimendaja sisentakistust, mis oleneb üksnes dünaamilise kondensaatori isolatsioon kvaliteedist.

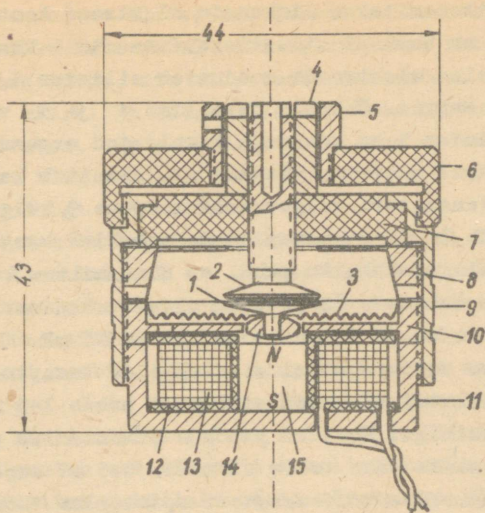
Dünaamilise kondensaatoriga võimendaja sisendastme kohta leiame materjali

(3) lk-1 350 - 357,

(1) lk-1 220 - 227.

Kahjuks on dünaamilise kondensaatori seeriaviisilisele tootmisele NSV Liidus vähe tähelepanu pööratud, mille tõttu ta pole nii kättesaadav nagu näit. vibrokontaktmuundaja. Dünaamilist kondensaatorit on võimalik valmistada väiksemates töökodades ja laboratoriumides. Joonisel 2-2 on esitatud teadaolevate konstruktsioonidega võrreldes ühe lihtsama dünaamilise kondensaatori läbilõige.<sup>x)</sup>

<sup>x)</sup> Sellise konstruktsiooniga dünaamilise kondensaatori valmistamise tehnoloogia küsimustes tuleks vajaduse korral pöörduda tehasesse "Punane Ret".



Joon. 2 - 2.

Vibreeriva süsteemi moodustavad kolm detaili : 1-vibreeriv elektrood, 3-laineline membraan 0,07 - 0,11 mm paksusest pronksist, 14-ankur teraskettakese kujul membraani alumisel küljel. Elektroodi 1 varreke ulatub läbi membraani tsentris oleva ava ankru tsentris olevasse avasse. Nimetatud kolm detaili on kokku joodetud või liimitud nii, et vibreeriva elektroodi tasapind on tasaparalleelne membraani serva tasapinnaga.

Ankur, asudes perioodiliselt muutuvas magnetväljas, hakkab võnkuma koos membraani ja elektroodiga. Ergutajaena kasutatakse polariseeritud elektromagnetit, mille magnetahela moodustavad terasest korpus 11 ja kaas 10 ning püsivmagnet 15. Magnetahelas on kaks õhkpilvu : üks ankru ja elektromagneti kaane 10 vahel (rõngakujuline), teine ankru ja püsivmagneti vahel.

Liikumatu elektrood 2 on keermega kinnitatud kettakujulise polüstirolisolaatori 7 tsentrisse. Pärast välja-

reguleerimist fikseeritakse liikumatu elektrood kontramutriga 4. Viimane on ühtlasi sidestuskondensaatori üheks elektroodiks. Teise elektroodi moodustab silinder 5, mis ümbritseb kontramutrit. Õhkpilu detailide 4 ja 5 vahel on 0,25 mm. Silinder 5 on keermega kinnitatud orgaanilisest klaasist isolaatori 6 sisse, viimane aga kinnitub keermega dünaamilise kondensaatori valgevasest korpuse 9 külge.

Elektroodide 1 ja 2 tasapindade vaheline kaugus on umbes 0,07 mm. Sellise õhkpilu puhul on dünaamilise kondensaatori keskmine mahtuvus 15 pF ning sidestuskondensaatori mahtuvus detailide 4 ja 5 vahel on samuti 15 pF.

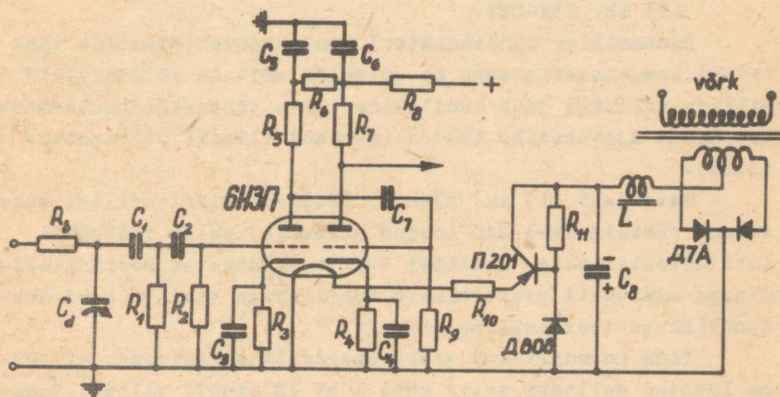
Dünaamilise kondensaatori elektroodide tasapinnad on poleeritud ning kaetud elektrookeemiliselt umbes 1-3 mikroni paksuse kullakihiga. Hoolika pindade puhastamise puhul kontaktpotentsiaalide vahe triiv ei ületa 0,5 mV ööpäevas. Kirjeldatud dünaamilise kondensaatori optimaalne töösagedus on vahemikus 300- 350 Hz. Kui õhkpilud magnetringiskumbki ei ületa ca 0,1 mm, siis saadakse ergutuse puhul 0,1 VA muundustegur  $m = 0,2-0,25$ .

Dünaamilise kondensaatoriga võimendaja esimeses astmes soovitatakse (1) lk-1 225 kasutada pentoode 6Ж1К ja 6Ж1П. Näid tulemusi võib saada ka lambiga 6Н3П. Fluktuatsiooniline müra trioodidel on üldiselt väiksem kui pentoodidel. 6Н3П on kaksiktrioodidest suhteliselt väikese müranivooga lamp (madalatel sagedustel). Nimetatud lambi kasuks kõneleb veel asjaolu, et tema eksemplarid erinevad vähe müranivoo poolest, samal ajal kui 6Ж1П eksemplaride hulgas on suured lahkuminekud ja esimese astme lambieksemplari tuleb spetsiaalselt valida.

Kõrge impedantsi tõttu on otstarbekohane dünaamilise kondensaatoriga sisendastme lampi kütta alalispingega. Vahelduvkütte puhul tekkiva häire mahasurumine võimendaja sagedusriba kitsaks tegemisega, 50 ja 100 Hz piiravate RC-filtrite kasutamine ja muud abinõud ei ole küllalõased või pole ratsionaalsed.

Esimese astme küttepinge järsul muutumisel ( näit. võrgupinge kõikumiste puhul ) indutseeritakse katoodilt tüürvõrele pingetõuge, mis sidestuskondensaatori kaudu kantakse teatud määral ka dünaamilisele kondensaatorile. Seal ta moduleeritakse, kantakse tagasi esimese astme võrele, või-  
mendatakse ning väljundis detekteerituna kutsub esile aju-  
tise väljalöögi mõõduriistal.

Kasutades küttepinge stabiliseerimiseks lihtsaimat pool-  
juhtstabilisaatorit ( vt. Pingestabilisaatorid - V.Reeben  
joon.4 ), saadakse ratsionaalne lahendus esimese astme küt-  
miseks. Dünaamilise kondensaatoriga sisendastme põhimõtte-  
list skeemi lambil 6H3П ning küttepinge stabilisaatorit  
kujutab joon. 2-3. Baaspingelelemendina kasutatakse stabili-  
saatoris rändidoodi seeriast D 808-813. Niisugune stabili-  
saator õigustab end vähemalt kahel põhjusel: 1) küttepinge  
stabiliseeritakse küllalt hästi võrgupinge kõikumiste suhtes,  
2) pinged on hästi silutud.



Joon. 2 - 3.

## 8. Tagasiside kasutamisest alalispingevõimendajas.

Tagasiside kasutamisega alalispingevõimendajas ei ole küll võimalik parandada signaal-müra pingete suhet, kuid real juhtudel saab tõsta tundlikkust tänu sisendi takistuse ja ajateguri muutumisele tagasiside tõttu. Selle kohta loeme

(1) lk-1 227-232.

Kasutades kombineeritud negatiivset ja positiivset tagasisidet vibrokontaktmuundajaga alalispingevõimendajas on D.E. Polonnikovil õnnestunud tõsta sisendtakistust  $2 \cdot 10^9$  oomilt  $5 \cdot 10^{11}$  oomini.

Eriti tähtis on negatiivse tagasiside kasutamine dünaamilise kondensaatoriga võimendaja sisendi ajateguri vähendamise eesmärgil. Negatiivset tagasisidet kasutamata sisendi takistuste  $10^{11}$ - $10^{12}$  oomi ning mahtuvuste  $C_d + C_1 = 30$  pF puhul oleks ajategur 3 - 30 sec. Negatiivse tagasiside kasutamisel on võimalik sisendi ajategurit vähendada praktiliselt kuni kaks suurusjärku.

(1) lk. 232-234.

Dünaamilise kondensaatori kontaktpotentsiaalide vahe triivi kompenseerimisega on võimalik ehitada võimendajaid, millede nulltäpp jääb tundlikkuse läve täpsusega muutumatuks ka pikema ajavahemiku kestel (põhimõtteliselt piiramatuks ajaks).

Materjali (1) lk. 234-243 läbitöötamisel erilist tähelepanu pöörata lk-1 240 toodud skeemile, selle töötsükli lahtimõtestamisele. Nulltäpi triivi automaatse kompenseerimisega saavutati praktiliselt tundlikkuse lävi, mis võrdub tundlikkuse teoreetilise piiriga.

Ilma muundamiseta elektromestriilisel võimendajal ЭМУ-3 on lubatud nulltäpi triiv kuni 1 mV 10 minuti vältel. Keskmise kvaliteediga dünaamilise elektrometri nulltäpi triiv on suurusjärgus 1 mV ööpäevas, mis  $10^{12}$  oomise sisendtakisti puhul annab triivi voolutugevuse järgi  $10^{-15}$  A ööpäevas. Kõrvutades neid andmeid näeme, et dünaamilise kondensaatori

ga võimendaja on väga suur samm edasi elektromeetrilise lambiga võimendajast. Sellepärast peaksid praktilisi vajadusi enamikul juhtudel rahuldama ka ilma nulltäpi triivi automaatse kompensatorita dünaamilised elektromeetrid, mis on tunduvalt lihtsamad ja töökindlamad.

Kohustuslik kirjandus:

1. Л.Е. Полонников, Электронные усилители автоматических компенсаторов, М. 1960. гл. V и VI.

Soovitav kirjandus:

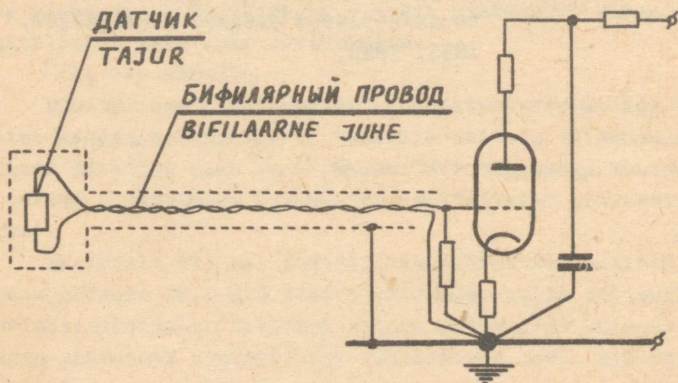
2. К.Э. Эрглис, И.П. Степаненко, Электронные усилители, Физматгиз, 1961.
3. А.М. Бонч-Бруевич, Применение электронных ламп в экспериментальной физике. Гостехиздат, 1955, 1956.

### III. SÜNFAASILISE HÄIRE JA 50 Hz HÄIRE

#### VÄHENDAMISE MEETODEID.

Paljudel praktilistel juhtudel (pikad mikrofoniliinid, mõõtmised distantstajuritega, biopotentsiaalide mõõtmine ekraaneerimata ruumis, ilma transformaatorita otsevõrgu toite puhul jne.) tekib võimendajate sisendis häire, mille amplituud võib sadu ja tuhandeid kordi ületada kasuliku signaali amplituudi. Näiteks operatsioonisaali aju biovoolude võimendaja sisendil võib 50 Hz häire olla u. 300 mV, kasulik signaal aga  $10 \mu\text{V}$ , s.o. rohkem kui  $10^4$  x suurem. Kuid ometi on õpitud neist häiretest peaaegu täielikult vabanema. Selleks kasutatakse põhiliselt järgmisi meetodeid.

1. Ekraaneerimine ja maanduspunkti valik.



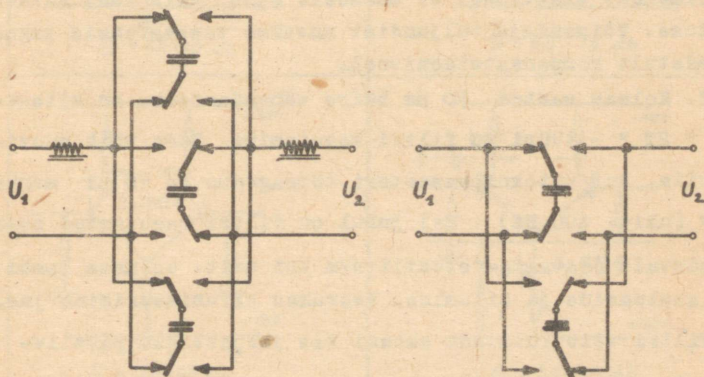
Joon. 3 - 1

2. Sünfaasilise häire vähendamine kas eraldustransformaatori, kommuteeritava mälukondensaatori, diferentsiaalvõimendaja või lisa-kompensatsioonvõimendaja abil. Seejuures peab rõhutama, et sageli on märksa odavam kasutada

diferentsiaalvõimendajat kui keerulist ja kallist ekraneerimist, mis vahel osutub ka võimatuks (näit. patsient operatsioonilaul).

Sünfaasiliseks häireks nimetame sellist pinget sümmeetrilisel sisendil, mis on mõlemal juhtmel maa suhtes võrdne. Vaatleme näiteks, kuidas tekib sünfaasiline häire biopotentsiaalide võimendamisel ekraneerimata ruumis. Kui me kasutaksime kahejuhtmelisi elektroode, milledest ühe maandaksime, hakkaks maandatud elektroodi ahelas voolama mahtuvuslik vool, mis loob häirepinge elektroodi üleminekutakistusel. Kui aga kasutada kolmejuhtmelisi elektroode, milledest kaks on ühendatud kõrgeoomiliste takistuste külge, kus häirevool tsirkuleerida ei saa, kolmas aga maandada, tekib sellel võrdne sünfaasiline häirepinge mõlema sisendi suhtes.

Sidetehnikas, elektroakustikas ja mõõtmistehnikas on kõige enam levinud sünfaasilise häire vähendamine e r a l d u s t r a n s f o r m a a t o r i t e abil, mille mõlemad mähised on ekraneeritud [1].



Joon. 3 - 2.

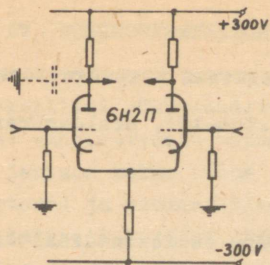
Transformaatorite eeliseks on kõrge filtratsioonitegur (kuni  $10^5$ ), puudusteks madal impedants ja tundlikkus magnetiliste häirete suhtes. Mõõtmistehnikas kasutatakse vahel ka kommuteeritavaid mälukondensaatoreid [3]. Need on vabad transformaatorite puudustest, neid võib kasutada kõrgema impedantsiga ahelates, kuid nad on muidugi keerulisemad. Kõige väiksemate kommutatsioonihäiretega on kolmefaasiline skeem. Kahefaasiline skeem töötab vastasfaasiliste katkestajatega.

Biopotentsiaalide uurimisel rakendatakse suure eduga diferentsiaalvõimendajaid. Nende filtratsioonitegur ulatub  $10^4$ -ni. Oma sisendtakistuse ja lihtsuse poolest ületavad sellised võimendajad transformaatorskeeme ja kommuteeritavaid mälukondensaatorskeeme. Seetõttu võib oodata ja soovitada diferentsiaalvõimendajate kasutamist ka paljudes teistes tehnikaharudes.

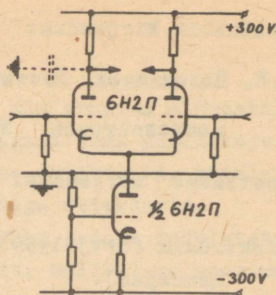
Lõpuks on vahel võimalik sünfaasilist häiret kompenseerida lisavõimendaja abil. Sel juhul ekraani või kolmandat elektroodi ei maandata otse, vaid läbi väikese takistuse. Võimendaja väljundist antakse vastasfaasis tagasi võimendatult kompensatsioonivool.

3. Kolmas meetod 50 Hz häire vähendamiseks on kitsariba "2F" - tüüpi RC filtri kasutamine. Seda võib soovitada siis, kui autokompensaatori töösagedus on 50 Hz märksa erinev (näit. 400 Hz). Sel juhul on filtri kasutamine sageli tunduvalt odavam ja efektiivsem kui näit. esimese lambi kütte alaldamine ja silumine, keerukas ekraniseerimine jne.

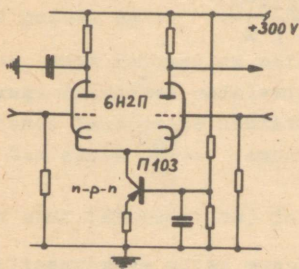
Filtri võib lülitada skeemi kas järjestikku passiiv-  
elemendina või järjestikku tagasisidega haaratud võimendaja kaskaadide vahele. Viimasel juhul ribafiltri selektiivsus tõuseb.



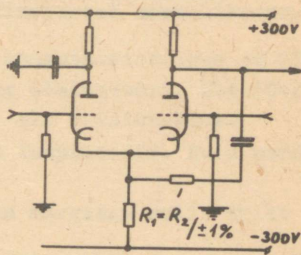
$G = 30 - 50 \text{ db}$



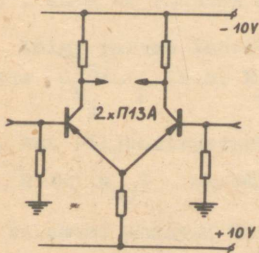
$G = 60 - 80 \text{ db}$



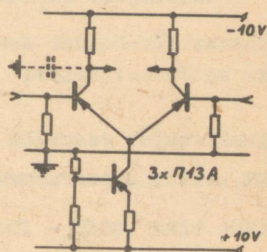
$G = 40 - 70 \text{ db}$



$G = 60 - 75 \text{ db}$



$G = 20 - 40 \text{ db}$



$G = 30 - 60 \text{ db}$

Жоон. 3 - 3.

**Kohustuslik kirjandus:**

1. Д.В. Полонников, Электронные усилители автоматических компенсаторов. М.1960.(lk.100-102, eraldustrafod).

**Soovitatav kirjandus:**

2. Elektronik (SFV) 1959, N 9 E.Gass (diferentsiaalvõimendajad).
3. Rev. Scient.Instr. 1957 N 6 Dauphinee (meetod kommuteeritava mälu kondensaatoriga).

#### IV. SÜNKROONDETEKTORID.

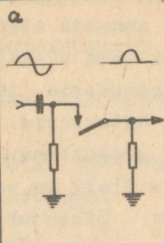
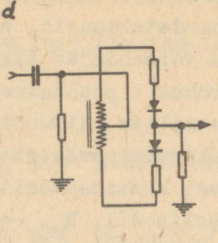
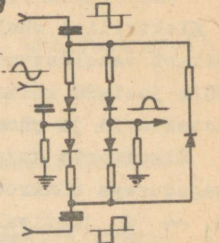
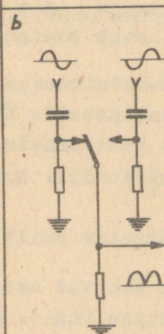
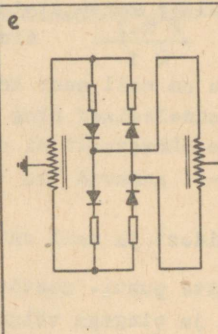
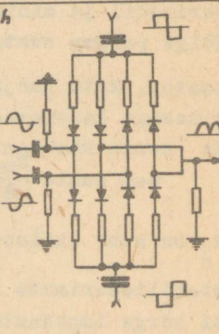
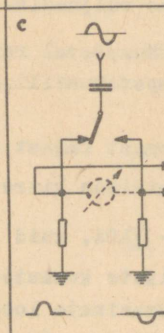
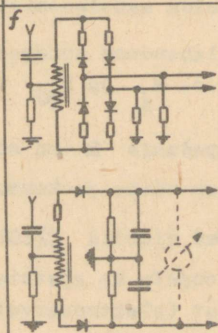
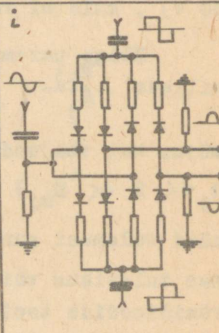
Elektrilisi sünkroondetektoreid, mis annavad signaalile pärast vahelduvvoolu võimendajat tagasi tema alaliskuju, võib jaotada kolme rühma : poollaine detektorid, täislaine detektorid ja sümmeetrilise väljundiga detektorid.

Sisuliselt kujutab sünkroondetektor endast modulatsiooniga sagedusega sünkroonset kommutaatorit, millelt me soovime  $R_j \rightarrow 0$  juhtival perioodil,  $R_{m_j} \rightarrow \infty$  mittejuhtival perioodil ja minimaalset kommutatsiooniga  $\Delta t \rightarrow 0$  [1]. Kõige parema suhte  $\frac{R_{m_j}}{R_j}$  kindlustab kontaktkommutaator, kuid kahjuks on neil suur kommutatsiooniaeg ja üleminekuga kaasnevad sädelemised ning ebatäpsused. Üle 50+200 Hz nende kasutamine nähtavasti ei ole ratsionaalne.

Hea suhte  $\frac{R_{m_j}}{R_j}$  annavad ka lampdiodid. Kuid nende  $R_j$  on suur (kiloomides) ja neil on märgatav nulli triiv stabiliseerimata kütte puhul. Seetõttu sobivad nad väga hästi kõrge impedantsi ja pingega väljundisse (näit. 100 k  $\Omega$ , 30 V), kuid ei rahulda madaloomilises väljundis.

Kõige parema lahenduse annavad tänapäeval ränidiodid, millede  $\frac{R_{m_j}}{R_j}$  (s.o.  $R_j$  ja  $R_{m_j}$  temperatuurilise triivi mõju, kui väljundimpedants  $R$  on mõlemast rajast kaugel  $R_j \ll R \ll R_{m_j}$ ) on väike ja kommutatsioon kiire. Päriskahid tulemusi annavad diodid  $\text{Д101} - \text{Д104}$ , kuid juba lähemas tulevikus võib oodata ka spetsiaalsete kommuteerivate ränidiodide tootmist (elektronarvutusmasinate loogiliste skeemide jaoks), millede kõrge vastutakistus ( $R_{m_j}$ ) säilib ka dünaamilises režiimis.

Rahuldavaid tulemusi saab ka germaaniumdiodidega

	Kontaktskeemid	Transf. sidestuses diidskeemid	Kondens. sidestuses diidskeemid
Poollaine skeemid	a 	d 	g 
Täislane skeemid	b 	e 	h 
Sümmeetrilised skeemid	c 	f 	i 

Joon. 4 - 1

Д 7, Д 2 jt, kui on välditud nende soojenemine aparatuuris ja teostatud nende valik maksimaalse  $R_{mj}$  järgi.

Igasugused skeemid elektronlampidega ja pooljuhttriöödiididega, mida esineb rohkesti patentkirjanduses, on üldiselt keerulisemad, ei anna enamikus maandatud väljundit (mis teeb võimatuks tagasiside rakendamise) ja on suurema nulli triiiviga kui rändiöödskeemid.

Edasi toome sünkroondetektorite põhiskeemid kolmes teostuses - kontaktidega, diöödiididega transformaatorsidestuses ja diöödiididega kondensaatorsidestuses.

Täislaine kontaktmodulaator võib olla muidugi ka transformaatorsisendiga. Ilma transformaatorita diöödskeemid nõuavad aga vastasfaasis kahte võtmepinget - kas siiniseliselt või, veel parem, nelinurkset.

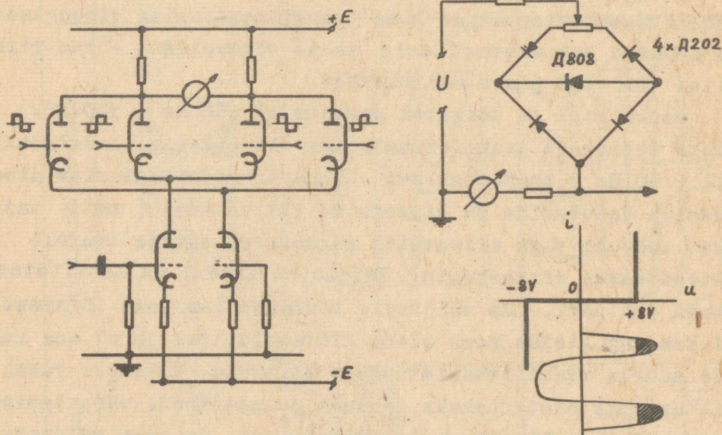
Keskmiitel ja kõrgetel sagedustel (50 Hz : 500 kHz) tuleks eelistada transformaatoriga diöödskeeme, madalatel (0,1 : 50 Hz) kontaktskeeme. Ilma transformaatorita diöödskeemide kasutamine on õigustatud erijuhtudel (näit. vajadusel töötada väga erinevatel sagedustel suures traföle kättesaamatus diapsoonis). Täislaine skeemi on soovitatav kasutada juhtudel, kus väljundis nõutakse suuremat võimsust või kus tagasiside peab olema kiiretoimeline ja ei saa rakendada suurte reaktiivtakistustega filtreid. Viimasel juhul võib osutada otstarbekaks töötada pulsatsiooni vähendamise eesmärgil ka nelinurkse signaalipingega. Suurema väljundvõimsuse puhul soovitatakse [2] täislaine skeemi kahe diöödsillaga.

Tagasisidega haaratud mitte väga kiiretoimelistes võimendajates on otstarbekas lihtsuse huvides kasutada poollaineskeeme - kas ühe trafoga skeemi või kontaktmodulaatori teist poolt demodulaatorina.

Sümmeetrilise väljundiga sünkroondetektorid on soovitatavad siis, kui dešekteerimisele järgneb alälispinge võimendaja (näit. suure ajakonstandi saamiseks võreahelas, pinge ja võimsuse võimendamiseks jne.) või kui indikaatorit ei ole vaja maandada. Sümmeetriline skeem on üldiselt lihtsam (jäab

ära üks faasipööraja või trafo), kasutab ära signaali mõlemad poolperioodid ja on häirekindlam (joon. 4 -1 variandi h puhul võtmepinge skeemi anoodpinge kõikumised toovad väljundisse häireid, variandi i puhul need kompenseeruvad).

Tänu sümmeetrilisusele on viimane skeem triivikindlam ka elektronlampteostuses, mistõttu võib soovitada ka joon. 4 - 2 toodud lampskeemi või selle teisi variante (РЖЭ 1958, nr. 6873).



Joon. 4 - 2.

Siin kompenseeritakse ka võtmepinge perioodide pikkuse võimaliku erinevuse mõju. Paarisharmooniliste pingete detekteerimiseks soovitatakse sildskeemi diodidega, mille diagonaalil on Zener-diood [3].

Kohustuslik kirjandus:

1. Радјотехника 1956 № 11 Н.К. Игнањев (sünkroondetektorі põhiomadused).

Soovitatav kirjandus:

2. Автоматика и телемеханика 1952 № 6 Я.Е. Лукайло, Е.С. Марков (transformaatorsidestuses täislainedetektorite arvutus).
3. Автоматика и телемеханика 1961 № 3 Дай Цзы Синь (II harmoonilise detektor).

## FOTOELEKTRILISTE MÕETMISTE ELEKTROONIKA.

V. R e e b e n.

Fotoelektrilisi mõetmisi ning fotoelementide rakendusi on meie arvates otstarbekas vaadelda neljas rühmas:

1. Mõetmised lineaarse skaalaga (optilised aparaadid, luminescentsi-alased mõetmised, valgustehnilised mõetmised jt.).

2. Mõetmised logaritmilise skaalaga (aine kontsentratsiooni mõetjad log.  $\frac{J_0}{J}$  järgi, värvipüromeetrid jt.).

3. Pulseeriva valguse mõetmine (helifilmi fotoriba, põlise dünaamika uurimine jne.).

4. Fotoreleed (kaitseseadmed, automaatikaseadmed, arvestid, nivoomõetjad, sünkronisaatorid jt.).

Kõik need seadmed võivad töötada kas spektri ultravioletses, nähtavas või infrapunases osas. Toome üldised soovitused fotoelementide ning takistuste valikuks.

Lineaarsesse töörežiimi sobivad kõige enam vaakuumfotoelemendid ja kordistajad ning ventillfotoelemendid. Gaasitüitega fotoelemendid ei ole soovitatavad oma vananemisenähtuste tõttu, fototakistid - ebalinearsuse tõttu.

Logaritmilises režiimis nõuame fotoelementidelt eelkõige suurt dünaamilist diapasooni. Seda tagavad vaakuumfotoelemendid, fotokordistajad ja puhtad CdS, CdSe fototakistid.

Ventillfotoelemendid küllastuvad valguse suure inten-

	Ultraviolet	Nähtav	Infrapunane
Lineaar- sed	Nõrk valgus	ф3У-17, ф3У-26, ф3У-27 ф3У-22, ф3У-31, ф-1	Termoelem. Sp, Ge (Ge-Mn) oksiid, jt. bolomeetrid
	Tugev valgus	ф-4, ф-7	PbS, PbTe, PbSe jt. fototakist. фД
mõõtmis- sed	Absoluutmõõtmisteks ka bolomeetrid		
	Ümberpööratud fotokordis- taja	ф3У-18	ф3У-22
Loga- ritmi- lised	Elektrilise log. muun- daja	ф-7	фC-KM, фC-CM, фC-K, фC-D, ф 2...6
		Optilis-mehhaanilise muundajaga. Mis tahes fotoelemendiga nullorgani režiimis	
Pulse- riva valguse mõõtmis- sed	Nõrk valgus	ф3У-26, фТ	фC-A фC-PbTe, PbSe ф3У-22, ДВ
	Tugev valgus	фД, фДК, ф2...6 (ф3У-1, ф3У-2 ДТ)	
Relee režiim	Nõrk valgus	ф3У-20, ф3У-26, фТ, фC-D	фC-A фC-PbTe, Pb ф3У-22, ДВ
	Tugev valgus	фC-D, фC-K, фД, ф2...6	
	Väike inerts	ф-4, ф-7, ф3У-18 фД, фДК, фТ	

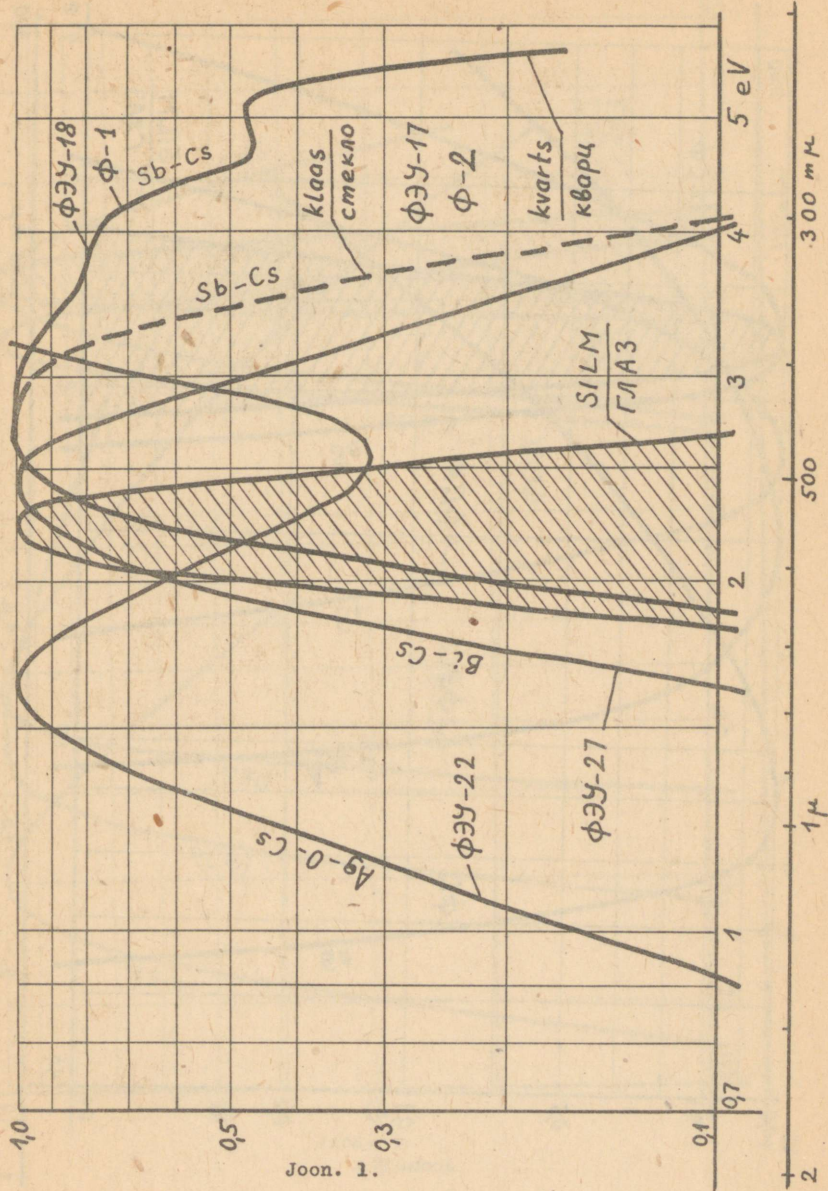
siivsuse ja suure koormustakistuse puhul, lühirežiimis on aga raske mõõta väikesi pingelangusid diapasooni alguses. Seetõttu on nende kasutamine siin raskendatud. PbS, PbTe, Bi<sub>2</sub>S<sub>3</sub> jt. fototakistid ei rahulda liiga väikese dünaamilise diapasooni tõttu.

Kõige sobivamad on paljukaskaadilised fotokordistajad. Nende kasutamisel ümberpööratud režiimis ( $i_{\text{anood}} = \text{const}$ ) saame ligikaudselt logaritmilise karakteristiku diapasooni-ga  $10^4 - 10^6$ , mis vajab ainult vähest korrigeerimist. CdS ja CdSe fototakistid tagavad diapasooni  $10^3 - 10^5$ . Juhime tähelepanu, et telgedes  $\log i - \log \phi$  on nende karakteristik lineaarne, mis avab fototakistile siin tänu nende lihtsusele ja kõrgele tundlikkusele need rakendused.

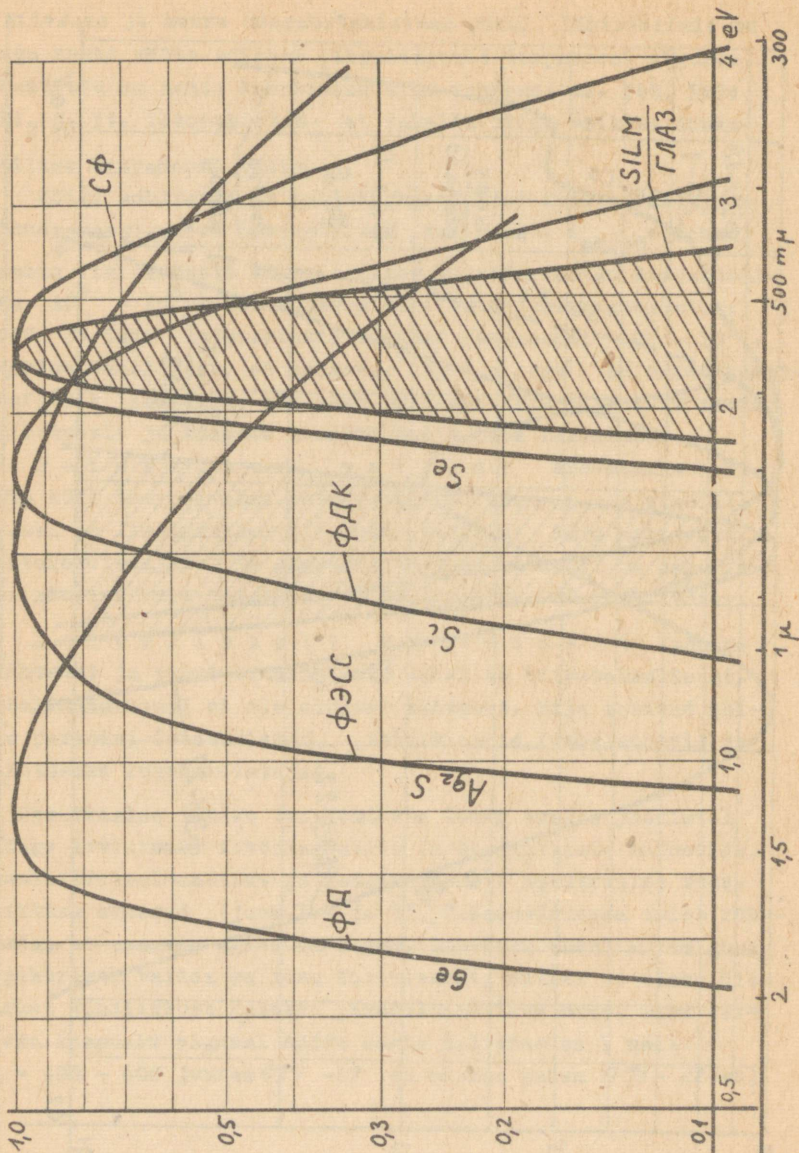
P u l s e e r i v a v a l g u s e mõõtmiseks sobivad kõik inertsivabad fotoelementid. Siin ei ole stabiilsusel ja lineaarsusel nii suurt tähtsust. Kuid nähtavasti fotokordistajatel ja gaastäite-fotoelementidel on aeg minna arhiivi uute fotodiodide ja -triodide  $\Phi \Delta$  jt. tõttu.

R e l e e l i s t e l t s k e e m i d e l t nõuame lihtsust ja suurt tundlikkust, vahel ka kiiretoimelisust. Ebalineaarsusel ei ole olulist tähtsust. Siiä sobivad kõige paremini fototakistid, fototriodid, fotoelementid ja lihtsamad fotokordistajad.

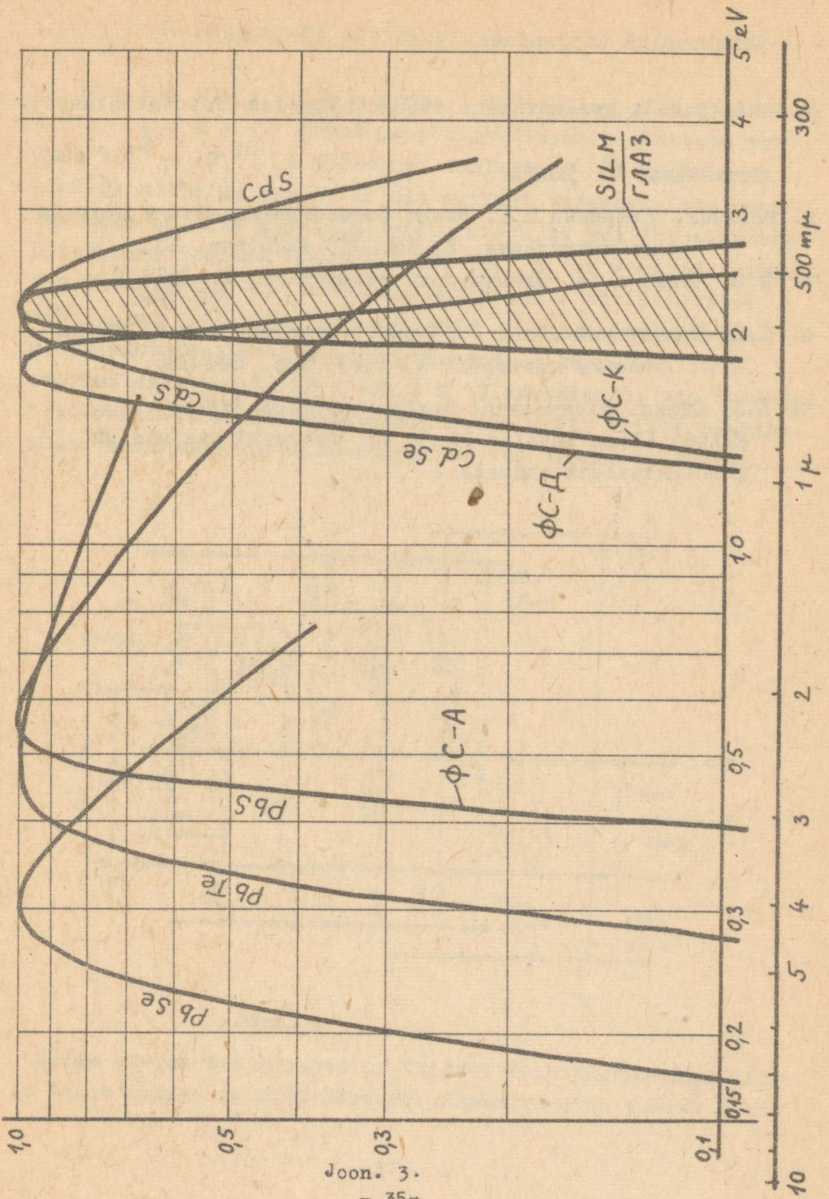
Spektraalse valiku teostamiseks toome eraldi joonistel kõige levinumate fotoelementide ja -kordistajate katoodide, ventiilfotoelementide ja fototakistuste spektraalse tundlikkuse kõverad (joon. 1, 2 ja 3). Üldsoovituseks tuleb rõhutada, et peaaegu alati on õigem, lähtudes kasuliku valguse spektrist, valida selline fotoelement, millel ei oleks ülearust tundlikkust spektri pikemalainelises osas, sest sellega kaasneks signaal häire suhte halvenemine (näit.  $\lambda = 400 - 600$  juures  $\Phi \Delta \text{Y} - 17$  on märksa parem  $\Phi \Delta \text{Y} - 22$ -st).



Joon. 1.



Жон. 2.



Kohustuslik kirjandus:

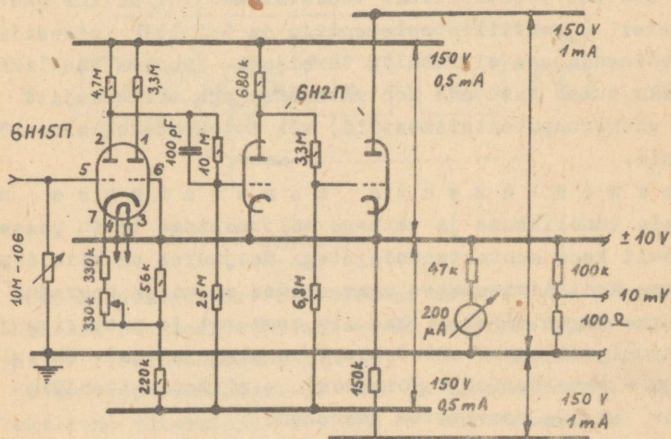
1. Автоматика и телемеханика 1959,4 Свечников (Fototakistused).

Soovitav kirjandus:

2. Brošüür. Коломнец В.Т. Новые фотоспротивления и области их применения. М. АН СССР 1960 стр. 13.
3. Н.О. Чечин и др. Электронные умножители, М. 1957 I к. 168-188.
4. Е.С. Кричевский и др. Электрооборудование оптико-механических приборов. М. 1958. стр. 244-285.
5. А.А. Санин. Электронные приборы ядерной физики М.1961 (lisa tahelid 11 ja 27, fotokordistajate ja fototakistuste andmed) .

# 1. Lineaarsed mõõtmised.

Vaakuumelementide ja fotokordistajate puhul on põhiprobleemiks väikeste voolude  $10^{-6} + 10^{-10}$  A mõõtmine. Voolust  $10^{-10}$  A väiksemate voolude mõõtmise järele ei ole erilist vajadust, sest otstarbekam on siis kasutada fotokordistajat kui fotoelementi ülinõrkade voolude režiimis. Üle  $10^{-6}$  A ei tohi aga minna fotoelementides tekkivate väsimusnähtuste tõttu. Juhime tähelepanu, et selliseid voolusid on kõige otstarbekam mõõta suhteliselt suurte pingelangudena kõrgeoomilistel koormustakistustel (10 V või 3 V täisskaalaga), mis märgatavalt vähendab alalisvooluõimendajate nulli triivi osatähtsust. Soovitame kas katooldjärgijat või järgnevat skeemi.



Joon. 4.

Selle skeemi toitepinged on täiesti stabiliseerimata, kuid ta tagab ikkagi u. 0,5% täpsuse. Skeem kujutab endast liht-

sustatud sümmeetrilise sisendlambiga operatsioonvõimendajat ja annab maandatud madalaoomilise väljundi. Skeem nõuab küll nelja alaldatud toitepinget, kuid seda saab kätte kahe  $6 \times 2 \Pi$  - ga poollainerežiimides ( ПТЭ 1962 nr.1 ).

Fotoelementide pingestamisel ei teki mingeid raskusi, sest need kui voolugeneraatorid ei nõua stabiilset pinget. Seevastu fotokordistajaid tuleb toita väga hästi stabiliseeritud pingega. Sellise stabilisaatori skeem on toodud pingestabilisaatorite juures (joon.3) .

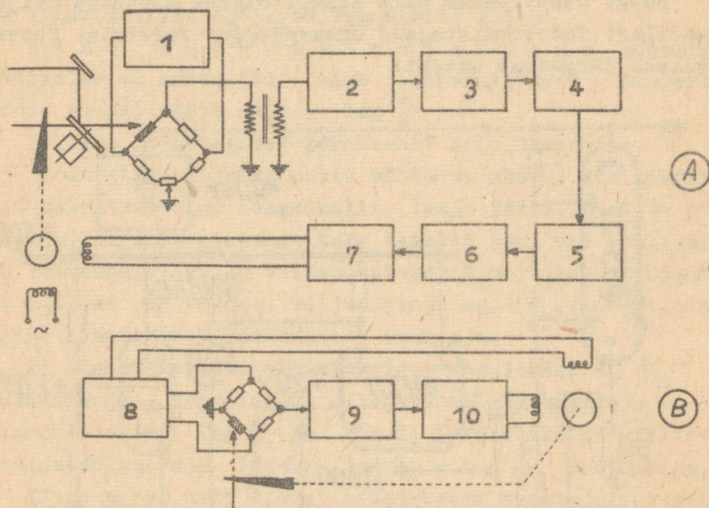
V e n t i i l f o t o e l e m e n t e tuleb koormata lineaarsuse saamiseks madalaoomiliste koormustakistustega. Selleks sobivad kõige enam madala sisetakistusega ja kõrge tundlikkusega magnetelektrilised mõõduriistad.

Alalispinge võimendajate kasutamine ei ole siin otstarbekas. Näiteks tööstuslikult toodetav meditsiiniline oksühemomeeter ventiielfotoelemendiga ja  $6 \text{ H } 15 \Pi$  otsesides-tuses võimendajaga ei rahulda tarbijaid. Suurema tundlikkuse saamiseks tuleb kasutada kontaktmuundajaga võimendajaid (näit. elektronpotentsiomeetrid) või fotokompensatsioonvõimendajaid.

T e r m o e l e m e n t e kasutatakse nende madala tundlikkuse ja väikese väljundpinge tõttu peaaegu eranditult koos kontaktmuundajatega. Seejuures on kõikides tänapäeva kvaliteetsemates aparaatides muundaja haaratud negatiivse tagasisidega ( kas üle reohordi ja mootoriga jälgivüsteemi või sünkroondetektori ja pingejagaja). Skeemi: muundaja - vahelduvvoolu võimendaja - mittefaasitundlik detektor ei ole soovitatav rakendada.

I n f r a p u n a s e tehnikas bolomeetri tees häirivad kõige rohkem bolomeetri enda mürad. Wende allasurumiseks kasutatakse valguse modulatsiooni (tavaliselt umbes 10 Hz sagedusega), mistõttu bolomeetrid püütakse valmistada minimaalse inertsiga. Võimendaja esimese lambi mürade vältimiseks kasutatakse peale toitepingete silumise ja impedantside sobituse sageli veel lisa-

modulatsiooni bolomeetersilla toetmisega u. 2000-Hz generaatorist. Signaal-häire suhe paraneb siin selle tõttu, et tavalistel kuumkatoodega elektronlampidel on müra 2000 Hz juures märksa väiksem kui 10 Hz juures. Sellise seadme blokk-skeem oleks järgmine:



Joon. 5.

1. 2000 Hz generaator. 2. 2000 Hz selektiivne võimendaja.
3. Esimene sünkroondetektor. 4. 10 Hz selektiivne võimendaja.
5. Teine sünkroondetektor. 6. 50 Hz modulaator.
7. 50 Hz lõppvõimendaja. 8. 470 Hz generaator. 9. 470 Hz selektiivne võimendaja.
10. 470 Hz lõppvõimendaja.

Fototakistite inertts on märksa väiksem, tundlikkus aga kõrgem, mis võimaldab piirtundlikkuse säavutamise eesmärgil kasutada kohe kõrgemat valguse modulatsioonisagedust, näit. u. 400 Hz (joon. 5 B).

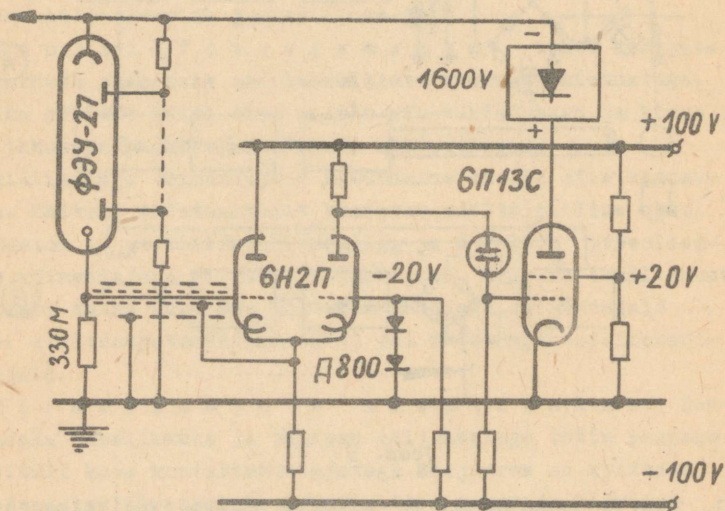
Soovitav kirjandus:

Чечик и. др. lk. 280-295.

## 2. Logaritmilised mõõtmised.

Siin ei ole veel ratsionaalsed lahendused selgelt välja kujunenud, mistõttu soovitusi anda on raskem.

Kõige otstarbekam näib siiski olevat kasutada paljukaskaadilisi fotokordistajaid ümberpööratud režiimis. Soovitame selleks järgnevat skeemi:



Joon. 6.

Kui on vaja saada täpset logaritmilist sõltuvust, tuleb väljundpinget korrigeerida diodidega funktsionaalse muundaja abil.

Kasutatakse ka logaritmilisi võimendajaid, mis baseeruvad kas germaaniumdiodi karakteristiku logaritmilisusel  $U \leq 0,1$  V piirkonnas, trioodi võrevoolu logaritmilisel sõltuvusel anoodvoolust või lampdiodi karakteristikul  $U_a < 0$  V juures (6). Kuid selliste skeemide triivikindlus on madal ja dünaamiline diapason vaid 2-3 suurusjärku, mis nõuab nende mitmekordset kasutamist.

Logaritmilise võimendaja rakendamine on rohkem õigus-  
 tatud vahelduvpingete puhul (s.o. valguse modulatsiooni pu-  
 hul), kus see konstrueeritakse mitmeastmelise 6 K 7 -  
 6 K 4 II tagasisidega võimendaja baasil. Kuid et koos val-  
 guse modulatsiooniga sageli kasutatakse ka vahelduvvoolu  
 servomootoriga isekirjutajat, siis on enamasti õigem raken-  
 dada logaritmilist optilise tagasiside kiilu.

A i n e k o n t s e n t r a t s i o o n i mõõtmisel  
 spektraalsetel meetoditel tuleb teatavasti Beer - Lamberti  
 seaduse alusel mõõta suurust  $\log \frac{\Phi_1}{\Phi_2}$ .

Selleks on kasutusel põhiliselt kolm meetodit:

1) Jälgivüsteemiga suhte mõõtmise skeem, kus mingit  
 tüüpi selektsiooniga (sageduslik, faasi järgi, ajalise eral-  
 damisega) organiseeritakse kaks kanalit läbi ühe reguleeri-  
 tava võimendaja, mille võimendustegurit hoitakse automaat-  
 selt nii, et  $\Phi_2$  -const, väljundpinge aga  $U_{\text{välj.}} = \frac{\Phi_1}{\Phi_2}$ , ning  
 sellele lisatakse logaritmiline muundaja.

2) Skeem järgneva struktuuriga: modulaator  $\Phi_1 \Phi_2$   
 vaheldumisega - fotoelement - logaritmiline muundaja -  
 sünkroondetektor  $\log \Phi_1$  ja  $\log \Phi_2$  eraldumisega - dife-  
 rentsiaalvõimendaja  $\log \Phi_1 - \log \Phi_2 = \log \frac{\Phi_1}{\Phi_2}$  mõõtmisega.

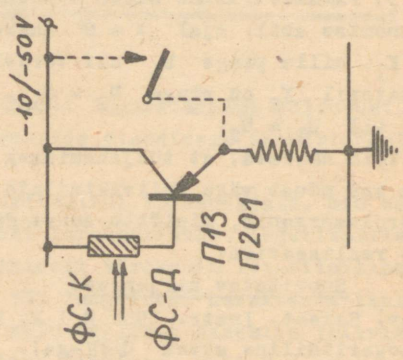
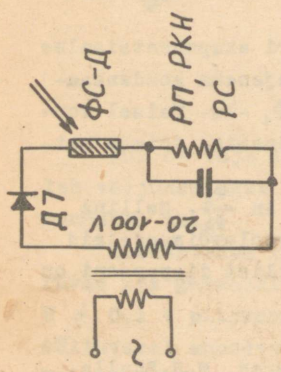
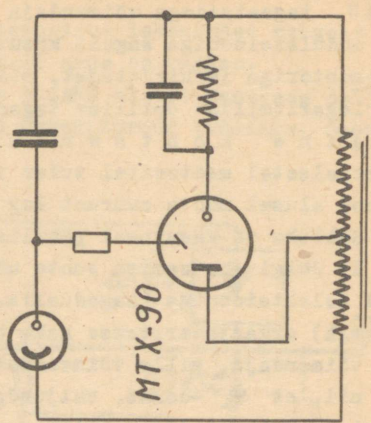
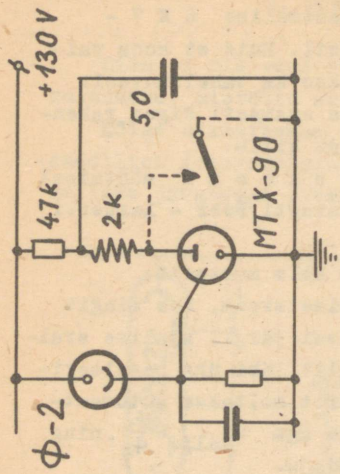
Kõige parem näib olevat seda skeemi teostada fotokor-  
 distaja abil, kus küsimus taandub lihtsalt  $\Phi \Psi$  toitepinge  
 vahelduvkomponendi mõõtmisele.

3) Parameetriline skeem kondensaatori eksponentsiaalse  
 tühjenemise abil. Ajal  $t = 0$  hakkab tühjenema kondensaa-  
 tor  $K_1$ , mille pinge  $U_1$  oli võrdeline  $\Phi_1$  -le. Teisel kon-  
 densaatoril  $K_2$  on pinge  $U_2 = \Phi_2$ . Tühjenemine toimub het-  
 keni, mil  $U_1 = U_2$ .

Võib näidata, et tühjenemisaeg  $t = \ln \frac{\Phi_1}{\Phi_2}$ . Selline  
 skeem aga nõuab väga triivikindlaid fotovooluvõimendajaid  
 ja võrdlusorganit, mistõttu suurt dünaamilist diapasooni on  
 raske realiseerida.

Soovitav kirjandus:

6. Rev. Scient. Instr. 1956 N 1 P. Hariharan, M.S.Bhalla.  
 (Logaritmiline skeem  $\Phi \Psi$ -ga).



7. ПТЭ 1959 N 6 В.И. Дженов-Клоков  
(Logaritmiline skeem lampdiodiga).
8. Известия ВУЗ. Серия Приборостроение 1961 №. I  
( $\log \frac{U}{U_0}$  arv mõõtja kondensaatori eksponentsiaalse tühjenemisega).

### 3. Pulseeriva valguse mõõtmine

Siin ei teki tavaliselt mingeid probleeme ja kasutatakse kõige lihtsamaid RC võimendajaid. Võiks eelkõige soovitada ФД + ПЗвõimendajat.

### 4. Fotoreleed.

Kõige lihtsama lahendusena on soovitatav kasutada CdS või CdSe fototakisteid kas otseselt või siis üle pooljuhtvõimendaja mõne tundliku relee toiteks.

Kui on nõutav kiiretoimelisus, on soovitatav rakendada fotoelemente koos tiratronidega.

Võimsate releede käivituseks võiks soovitada strobotroni СТН-1 analoogilises lülituses, mis võimaldab minna ampriliste impulssvooludeni (50 mA pidevalt).

Kiiretoimelistele loenduskeemidele, stroboskoopilistele ja sünkronisatsiooniskeemidele võiks eelkõige soovitada fotodiodide - trioodide ФД, ФДК ja ФТ kasutamist koos pooljuhttriood-võimendajatega. Eriti kõrge sageduse puhul aga õigustavad end juba fotokordistajad, kus nende ajaline eraldusvõime on stsintillatsioonloendajate tehnikas viidud  $10^{-8} + 10^{-10}$  sec.

Soovitatav kirjandus:

9. В. Саммер. Фотоэлементы в промышленности. М.Л. 1961  
стр. 149-173.
10. Л.Н. Короблев, Лампы с холодным катодом. М. 1961.
11. А.В. Ерефеев, Электронные устройства контроля и регулирования тепловых процессов. М.Л. 1955  
/§ 4-10, 4-11, 4-12, 4-14/.

## PINGESTABILISAATORID.

V. R e e b e n .

Elektronaparatuuri töökindluse ja täpsuse tagamiseks on vaja sageli stabiliseerida toitepinged. Neid stabiliseerimist nõudvaid pingeid võib jaotada järgmistesse gruppidesse:

1. Elektronlampide anoodpinge.
2. Elektronlampide ja optiliste hõõglampide küttepinge.
3. Pooljuhttrioidide toitepinge.
4. Tuumakiirguse loendajate, fotokordistajate, elektronmikroskoopide jms. toitepinged.
5. Tuumaresonantsi ja elektroresonantsi aparatuuri, mass-spektrograafide jms. elektromagnetite töövool. Elektrokeemia aparaatide töövool.
6. Reguleeritavate laboratoorsete toiteplokkide väljundpinge.

Vastavalt rakendustele on elektroonikas välja kujunenud ka stabilisaatorite eri tüübid. Üldise märkusena rõhutame, et elektronaparatuuri konstrueerimisel on tarvis kindlalt teada, millised elemendid vajavad režiimi stabiliseerimist ja millise täpsusega. Põhimõtte " võiga putru ei riku" ei sobi tehnikasse, ta viib kohmakate ning ebaõkonoomsete lahendusteni. Tavaliselt vajavad stabiliseerimist vaid esimesed kaskaadid, alalisvooluvõimendajad ja spetsiaalsed elemendid.

### 1. Anoodpinge stabilisaatorid.

Toome tabeli kujul soovitused skeemi valikuks. Eeldame igal pool, et võrgupinge kõigub +5% ja - 10% .

	$\frac{0 - 30 - 60 \text{ mA}}{100 - 200 - 300 \text{ V}}$	$\frac{30 - 300 \text{ mA}}{200 - 400 \text{ V}}$
Täpsus 0,5 - 2%	Parameetriline skeem huumlamp-stabilisaatori- tega (СГ1П, СГ2П, СГ202Б jt.)	Ferroresonants- stabilisaator
Täpsus 0,1 - 0,5 %	Tagasisidega elektron- pingestabilisaator (6П18П, 6С19П jt. + 6Ж1П jt. + СГ2П jt.)	Tagasisidega elektron- pingestabilisaator (6С19П, 6С18С, 6Н5С, ГХ-50 jt. + 6Ж1П jt. + СГ2П jt.)
Täpsus 0,01-0,1%	Sama kaheksakaadilise või positiivse tagasisidega võimendajaga (näit. 6С19П + 6Н2П + СГ202Б)	Sama kahekaskaadi- lise või positiivse tagasisidega võimen- dajaga (näit. 6С18С+ + 6Н2П + СГ16П)

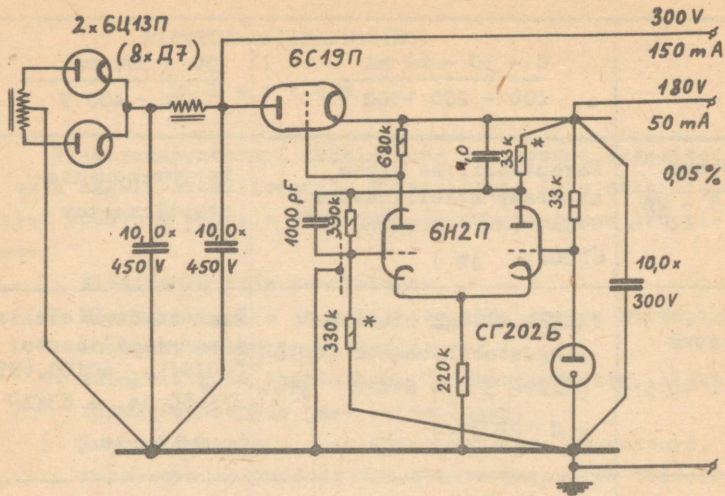
Kohustuslik kirjandus:

1. А.А. Санин. Электронные приборы ядерной физики.  
М.1961 Skeemide joon. 131,133 ja 135 t88 p8him8te  
(lk. 251-257)

Soovitav kirjandus:

2. Сборник рекомендуемых схем радиоаппаратуры. М.Л. 1959  
Joon.1,8,9,12 ja 16 lk. 7-22 (USA standardid).

Juhime tähelepanu j8rgmisele ratsionaalsele lahenduse-  
le - valida alaldaja pinge u. 300 V ja toita sellest l8pp-  
lampi, katoodj8rgijaid jms; elektronstabilisaatoris kasutada  
v8ikese sisetakistusega lampi 6С19П v8i 6П18П ning valida  
stabilisaatori v8ljundpingeks u.180 V, millega toidetakse apa-  
raadi sisendahelaid (joon.1).



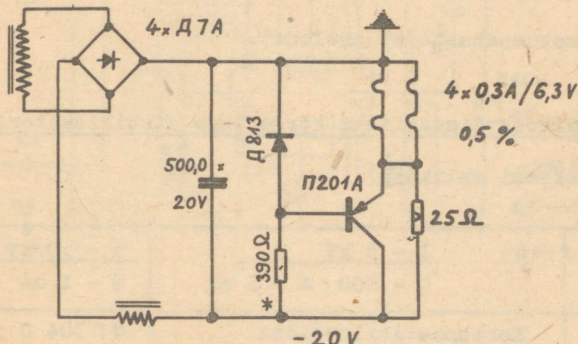
Joon. 1

## 2. Küttepinge stabilisaatorid.

Soovitused skeemi valikuks.

	$\frac{6,3 - 12,6 \text{ V}}{0,3 - 5 \text{ A}}$	$\frac{6,3 \text{ V}}{2 - 20 \text{ A}}$
Täpsus 0,5-3%	Barreterid 0,425 B 5,5-12 0,85 B 5,5-12 0,3 B -17 - 35	Ferroresonants- stabilisaator
Täpsus 0,2-1 %	Emitterjärgija koos Zener-dioodidega ( П201 jt.+ Д813 jt.)	Elektronlampide või pooljuhttriöödide abil tüüritav taga- sisidega magnet- võimendaja.
Täpsus 0,05-0,5% kui alaldatud ja hästi silu- tud	Tagasisidega pooljuhttri- öödstabilisaator (näit. П201 + 2 x П13 + Д808).	Skeem tinaakuga puhvris.

Tuleks märkida, et barreteride kasutamine nende väikese töökindluse ja täpsuse tõttu on tänapäeval pooljuhtstabilisaatorite ilmumise tõttu ebasoovitav. Juhime tähelepanu lihtsustatud pooljuhtstabilisaatori skeemile joon. 2, mis kujutab endast emitterjärgijat koos Zener-dioodiga.



Joon. 2.

Tänu skeemi kiiretoimelisusele saadakse siin väga väike pulsatsioon suhteliselt väikese induktiivsuse juures.

Soovitav kirjandus: Санин [1] joon.144, lk.273.

(Skeem eelmagneetitava drosseliga)

3. Сборник "Электронные схемы на полупроводниковых триодах" И-1 1959. lk.216-219 (Skeem Zener dioodi ja emitterjärgijaga).

### 3. Pooljuhtskeemide stabilisaatorid

Soovitused võrgutoite stabilisaatori skeemi valikuks.

	4 - 20 V 0 - 20 - 1000 mA	10 - 40 V 0,5 - 10 A
Täpsus 0,5-2 %	Ränidiodid Д800 seeriast	Ferroresonants- stabilisaator Д800 + emitterjär- gija skeem.
Täpsus 0,05-0,5 %	Termokompenseeritud tagasisidega pooljuht- triiodstabilisaator П13 või П201 alusel	Akuga puhverskeem. Termokompenseeri- tud tagasisidega stabilisaator П201 alusel.

Kohustuslik kirjandus:

4. Ажакірі "Измерительная техника" 1959 №.12 Лодж С.Л.  
(Tagasisidega termokompenseeritud stabilisaator).

Soovitav kirjandus:

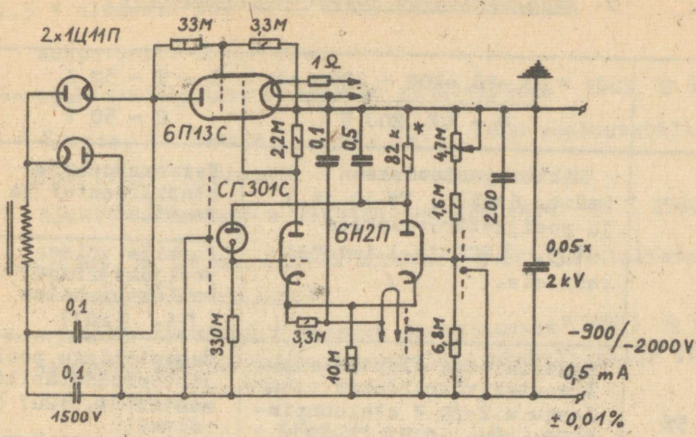
5. Измерительная техника 1961 № 7. Лодж С.Л.  
(Termokompensaatori analüüs).

4. Väikesevõimsuslikud kõrgepinge stabilisaatorid.

Soovitused skeemi valikuks.

	<u>1 - 5 kV</u> C - 100 A - 5 mA	<u>5 - 50 kV</u> O - 1 mA
Täpsus 0,5-2%	Koroona-stabilovoldid СТ 300 seeriast ( : 100 μ A)	СТ 304 C jär- jestikku.
	Pinge-kordistajad nelinurkse U = const.toite- pingega.	
Täpsus 0,005-0,5%	Tagasisidega elektronstabi- liisaator kahekaskaadilise või positiivse tagasisidega või- mendajaga ( 6 П13С, 6 П7С jt. + 6Н2П jt.+ СТ 301С jt.).	Sama, mis ma- dalamal pin- gel, kuid jõu- lambiks 6С20С.

Juhime tähelepanu ühele eriti ökonoomsele ja sealjuures ka täpsele skeemile, mis põhineb A.Sanini skeemil [1.joon. 140] ja on laialt kasutusel TRÜ-s (joon.3).



Joon. 3

Siin stabilisaator töötab kiiretoimeliselt ega vaja silumisfiltriks suuri kondensaatoreid.

Kohustuslik kirjandus:

Санин [1] joon.140 lk. 268 . Тöö põhimõtte (skeem positiivse tagasisidega).

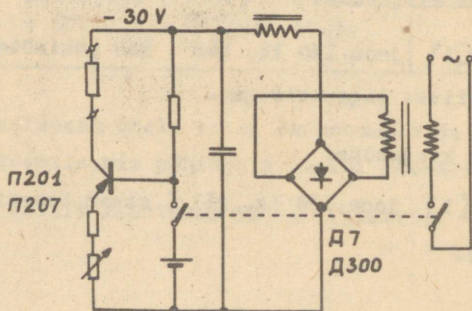
Soovitav kirjandus:

Санин [1] joon.138 lk. 261 ( skeem, baaspinge patareiga).

## 5. Reguleeritavad voolustabilisaatorid.

	$0 - 20 - 100 - 1000 \text{ mA}$ <hr style="width: 80%; margin: 0 auto;"/> $0 - 40 \quad 200 \text{ V}$	$1 - 5 - 50 \text{ A}$ <hr style="width: 80%; margin: 0 auto;"/> $0 - 50 \text{ V}$
<b>Täpsus</b> 0,5-3%	Lihtne pentoodskeem (näit. 6Ж4П, 7У-50 jt.) ja pooljuhtrioodskeem П13, П201 jt.) $i = \text{const}$ - režiimis.	Ferroresonants- stabilisaator ja reostaat
		Tarbija võimsa pooljuhtrioodi kollektorahelas ( П4, П207)
<b>Täpsus</b> 0,01-0,5%	Tagasisidega elektronstabi- lisaator, võrreldakse pingev- langu u. 2-20 V etaloonpin- gega (näit. 6П14П, 7У-50 jt. + (2+3) x 6Н2П + Д600)	Tagasisidega pool- juhtrioodstabilisaator П4, П207 jt. alusel.
		Paralleeltõel vähe täpne ja aeglane magnetvõimendaja või elektrimasin ning väikesevõim- suslik, kiire ja täpne pooljuhtriood- odstabilisaator.

Juhime tähelepanu kõige lihtsamale pooljuhtriood-  
 voolustabilisaatorile (joon. 4).



Joon. 4.

Baaspinge allikana võib kasutada kas puhverrežiimis akut, 1,5 V elementi või ka Д 800 seeria diode.

Kohustuslik kirjandus:

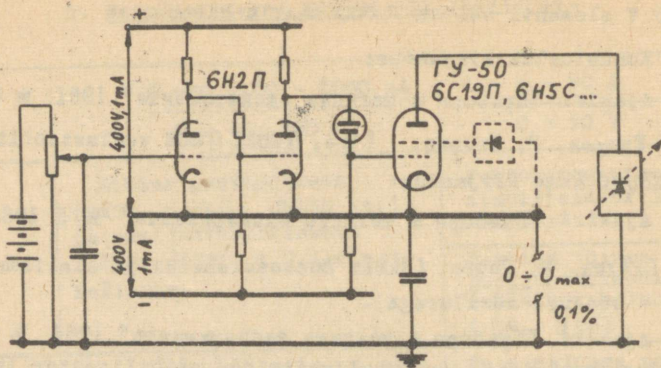
6. Ajakiri "Приборы и техника эксперимента" 1961 № 6  
Е. Егоров, Г. Сычева. (П 4, П 201, П 808 voolustabilisaator).  
Soovitav kirjandus:
7. Ajakiri "Приборы и техника эксперимента" № 5 1960,  
И. Гладек, М. Радак. (Skeem mõttesolenoidi ja alalismiagneti  
voogude võrdlusega).
8. Ajakiri "Приборы и техника эксперимента" 1961 № 6 О.П.  
Резоатов, Е.Ф. Наседкин (pooljuhttriid stabilisaator täpsusega  
 $\pm 0,005 \%$ ).

6. Sügavalt (nullist) reguleeritavad elektroon-  
stabilisaatorid.

Soovitused skeemi valikuks.

	1 - 30 W	30 - 300 W
Täpsus 0,5-3 %	Katoodjärgija ja emitter- järgija skeemid $U=const.$ võrel (baasil)	Ferroresonantssta- bilisaator koos reguleeritava autotrafoga.
Täpsus 0,01 -0,5 %	Spetsiaalsed tagasisidega stabilisaatorid, mille võimendajat toidetakse eri alaldajatest	Vähe täpne ja aeglane magnetvõi- mendaja paralleel- tööl alalisvooluli- se tagasisidega elektronstabil- saatoriga.

Juhime tähelepanu ühele enamlevinud nullist regulee-  
ritava stabilisaatori skeemile (joon.5).



Joon.5.

Siin kasutatakse kahekaskaadilist võimendajat ja otsest väljundpinge võrdlust reguleeritava stabiilse baaspingega.

Soovitav kirjandus:

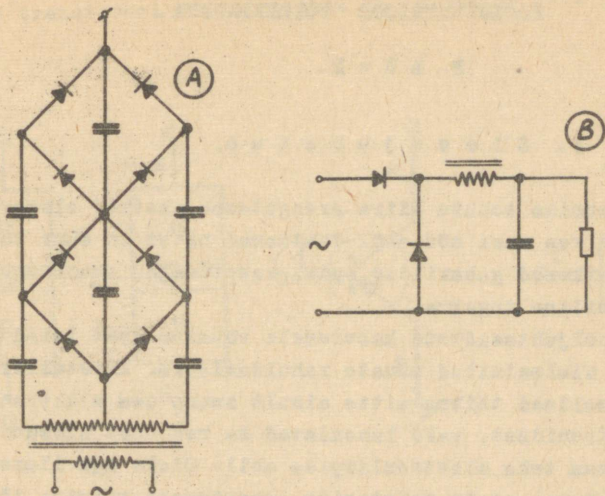
9. Electron. Engng 1960, 32, N 383 Richards J.S.C (Servomootoriga reguleeritav autotrafo ja pooljuhtstabilisaator paralleeltöös).

Lõpuks paar vähemtuntud viidet ka vahelduvpinge alaldamise ja kordistamise kohta ning pulsatsiooni silumise jaoks.

Skeem joon. 6A kujutab endast täislaine kordistajat ja annab märksa väiksema pulsatsiooni, eriti nelinurkpingega toitmise puhul ( PЖЭ 1960 59421П ).

Skeemis joon. 6 B šunteeriv lisadiod võimaldab kasutada drosselsisendit ka poollaine alaldaja puhul, mis parandab silumist (Electronics 1961 nr.14, Montgomery).

Elektronstabilisaatori olemasolul võib tavaliselt silumisfiltrit märksa lihtsustada, sest õigem on viia stabilisaator kiiretoimelisse töörežiimi kui suurendada silumis -



Joon. 6.

filtri L või C. Sama kehtib ka suure voolu ja madala pingega puhul, kus pooljuhtrioodstabilisaatoriga saab väga väikese pulsatsioonimärksa väiksema kaalu ja gabariidi puhul.

P. L ö u k.

I. S i s s e j u h a t u s.

Tehnika tohutu kiire arengutempo asetab elektronaparatuurile rea uusi nõudeid. Tähtsamad neist on suur töökindlus, väikesed gabariidid, pikk kasutusiga, ökonoomsus ja mehhaaniline tugevus.

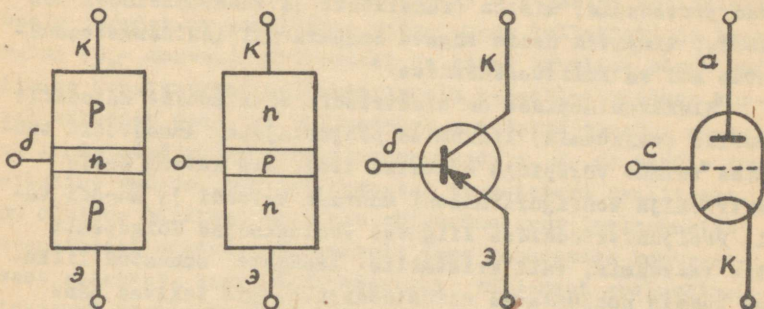
Pooljuhtseadmete kasutusele võtmine avab laiad perspektiivid ülalmainitud nõuete rahuldamiseks. Kristalltrioidid on võimelised täitma mitte ainult suure osa elektronlambi funktsioonidest, vaid lahendavad ka rea uusi ülesandeid, mida ei saa teha elektronlampide abil. Oleks aga ilmselt ebaõige arvata, et transistoride kasutusele võtmine tõrjub elektronlambid raadioelektroonikast välja. Vastupidi, transistorid on perspektiivikas lisa raadiolampidele, kasutamiseks mitmesugustes aparaatides.

Pooljuhtseadmete valmistamise tehnoloogia pole veel saavutanud täiuslikkust. Seepärast võib loota, et lähemad aastad toovad palju uut pooljuhtseadmete töötemperatuuride ja sageduspiirkondade laiendamisel. Säärast tendentsi võib märgata, kui vaadelda pooljuhtseadmete arenguteed. Nii näiteks võivad räni trioidid töötada temperatuuridel  $200 - 250^{\circ}\text{C}$ , mis on germaaniumtrioididest ( $50^{\circ} - 70^{\circ}\text{C}$ ) samm edasi. Paremate kõrgsagedustrioodide piirsagedus ulatub käesoleval ajal sadade megahertsideni. Kuigi pooljuhtseadmed jäävad veel maha raadiolampidest kitsama töötemperatuuride piirkonna, sageduspiirkonna ja võimsuse poolest, aga samuti kõrgema mürataseme tõttu, leiavad nad juba kasutamist mitmesugustes aparaatides.

II. Transistoride võrdlus lamptrioididega.

Võrreldes pooljuhttrioidi tavalise vaakuumtrioidiga leiame neis järgmisi ühiseid jooni.

1. Lambi kolmele elektroodile (katoode, võre, anood) vastavad transistori emitter, baas ja kollektor (vt. joon, 1).



Joon. 1.

Transistori võrdlus vaakuumtrioidiga.

2. Nii transistori kui ka vaakuumtrioidi ühiseks omaduseks on see, et sisendisse antud väike võimsus tüürib tunduvalt suuremat võimsust väljundahelas. Kristalltrioidide puhul võimsuse võimendustegur on suurusjärgus  $10^2 - 10^3$  (raadiolampidel  $10^4 - 10^5$ ).

3. Teame, et vaakuumtriode kasutatakse tavaliselt kolmes lülituses - maandatud võrega, maandatud katoodiga ja maandatud anoodiga. Samuti võib kristalltrioidide puhul kasutada kolme lülitust - maandatud baasiga, maandatud emitteriga ja maandatud kollektoriga.

Need lülitusviisid on analoogilised lamptrioidi lülitusele vastavalt maandatud võrega, maandatud katoodiga ja maandatud kollektoriga (see sarnasus on kehtiv ainult lülituskeemide, mitte aga tööprintsipi kohta). Olgugi et nimetasime ülaltoodud lülitusviise skeemideks vastava maandatud elektroodiga, ei tähenda see veel, et vastav välja-

viik peab olema maandatud, vaid ta peab olema lihtsalt ühine nii sisend- kui ka väljundahelale.

Ülaltoodud analoogia pooljuhttrioodi ja vaakumtrioodi vahel on põhiliselt formaalse iseloomuga. Erinevad füüsikalised protsessid, mis on transistori ja vaakumtrioodi tööaluseks, tingivad nende sügava omapära nii iseloomustussuurustes kui ka lülitusskeemides.

Elektronlampides on elektrivälja elektronide katoodilt anoodile (vaakumis) liikumise põhjustajaks. Anoodvoolu tüürimine toimub võrepinge muutmise teel, mis kutsub esile elektrivälja konfiguratsiooni muutuse katoodi ja anoodi vahel. Pooljuhttrioodides liiguvad voolukandjad kõigepealt mitte vaakumis, vaid kristallis. Laengute suunatud liikumist baasis põhjustavad difusioonijõud, mis tekivad tänu laengukandjate erinevale kontsentratsioonile (näiteks auku- de kontsentratsioonile baasis p-n-p transistori puhul) baasi emitteripoolses osas ja kollektori p-n ülemineku läheduses (välise elektrivälja mõju transistori baasis võib arvestamata jätta).

Pooljuhttrioodi kui võimendaja põhilised puudused on:

1. Piiratud võimsusevõimendustegur tänu madalale sisendtakistusele, mis kutsub esile paratamatud kaod sisendahelas. Transistori madal sisendtakistus põhjustab rea iseärasusi paljukaskaadiliste seadmete ehitamisel.
2. Tugev sisemine tagasiside, mille tõttu tuleb trioodi käsitada kui kahesuunalist seadet (tugev väljundi tagasi- mõju sisendile).
3. Parameetrite tugev sõltuvus temperatuurist ja alalisvoolu režiimist.
4. Tunduv iseloomustussuuruste hajuvus.

Toodud iseärasused nõuavad suure arvu uute probleemide lahendamist seadmete projekteerimisel transistoride baasil.

### III. Pooljuhttriiodi vooluvõimendustegur.

Vooluvõimendustegur  $\alpha$  on määratud suhtega  $\frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} \Big|_{U_K = \text{const.}}$  kus  $\Delta I_K$  on emitterivoolu muutusele  $\Delta I_E$  vastav kollektori- voolu juurdekasv konstantse pinge puhul kollektori ja baasi vahel ( $U_K = \text{const.}$ ). Kollektori ja baasi vahelise pinge säilimine konstantsena kollektori- voolu astmelise muutuse korral tähendab seda, et väljundahel maandatud baasiga skeemis on lühistatud voolu vahelduvkomponendile.  $\alpha$  on tähtis füüsikaline suurus, mis iseloomustab transistori kvaliteeti. On oluline märkida, et voolu võimendustegur iseloomustab transistori omadusi sõltumatult tema kasutamise konkreetsest skeemist. nagu näeme edaspidi, väljendub vooluvõimendustegur reaalsete skeemide puhul teisiti.

$\Delta I_E$  on emitterivoolu elektron ja -aukkomponendi muutuste summa. p-n-p transistori kui võimendaja (edaspidi vaatleme p-n-p transistori, kui pole spetsiaalset märkust) omadused sõltuvad ainult emitterivoolu aukkomponendist, sest ainult augud, difundeerudes läbi baasi kollektorile, muudavad kollektori- voolu suurust. Seepärast iseloomustatakse emitteri p-n üleminekut injeksioonikoefitsiendiga  $\gamma$  (mõnikord nimetatakse veel emitteri efektiivsuseks), mille määrab suhe  $\frac{\Delta I_{E\partial}}{\Delta I_E}$ , kus  $\Delta I_{E\partial}$  on emitterivoolu aukkomponent,  $\Delta I_E$  kogu emitterivoolu muutus. Kui vaadelda lõpmatult väikesi voolu muutusi, siis:

$$\gamma = \frac{\partial I_{E\partial}}{\partial I_E}$$

Koefitsient  $\gamma$  näitab, millise osa summaarsest emitterivoolust kannavad edasi augud.

Mitte kõik emitterist baasi injekteeeritud augud ei jõua difusiooni tulemusena kollektori p-n üleminekuni. Osa neist rekombineerub baasis. Seepärast on võetud kasutusele nn. ülekandekoeffitsient  $\beta$  (mõnikord nimetatakse ülekande erektiivsuse koefitsiendiks), mis iseloomustab seda, milline osa emitterist injekteeeritud aukudest jõuab kollektorini. Oma väärtuselt on  $\beta$  võrdne kollektori- voolu muutuse auk-

komponendi ( $\Delta I_{kg}$ ) ja vastava emitterivoolu muutuse aukkomponendi ( $\Delta I_{3g}$ ) suhtega:

$$\beta = -\frac{\partial I_{kg}}{\partial I_{3g}}.$$

Koefitsiendid  $\gamma$  ja  $\beta$  kujutavad endast transistori sisemisi parameetreid. Peale nende kasutatakse veel koefitsiendi  $\alpha^*$  (nn. kollektori efektiivsus). Mainitud koefitsiendi sissetoomine on seotud sellega, et kollektori p-n üleminekuni jõudnud aukude mõjul võib tekkida kollektorivoolu suurenemine kahel põhjusel:

1) Kollektori p-n üleminekus satuvad augud kiirendava elektrivälja mõju alla, mille tulemusena võib tekkida laengukandjate arvu suurenemine tänu löökionisatsioonile. See protsess on mõeldav muidugi siis, kui elektriväli saavutab kollektoriülemineku mõningates piirkondades väärtuse, mille puhul augud kiirendatakse energiateni, mis on küllaldased elektronide üleviimiseks valentstsoonist juhtivustsooni. Ionisatsiooniprotsessi iseloomustab kordistamiskoeffitsient:

$$M = \frac{1}{1 + \left(\frac{U_k}{U_{knp}}\right)^n},$$

kus  $U_k$  - kollektoripinge,

$U_{knp}$  - kollektori p-n ülemineku läbilöögipinge,

$n$  - astmenäitaja, mis aukude jaoks Ge puhul on 3 ja elektronide jaoks 6.

2) Baasist kollektorisse siirdunud augud kutsuvad esile ruumlaengu tekkimise kollektori tükkekihi läheduses. Et säiliks kollektori piirkonna neutraalsus, peab samasse piirkonda pidevalt voolama elektrone kollektori väljavõlgust. Niisiis kutsub emitseri aukvoolu muutus esile kollektori aukvoolu juurdekasvu, mis omakorda põhjustab mittepõhiliste laengukandjate (elektronide) kontsentratsioonide suurenemise tükkekihi läheduses kollektori piirkonnas. Kollektori tükkekiht ei kujuta endast barjääri mittepõhilistele laengu-

kandjatele, vaid vastupidi, soodustab nende liikumist kollektorist baasi. Osa aukude laengu kompenseerimiseks juurdevoolavatest elektronidest "variseb" seetõttu pidevalt kollektorist baasi, mis aga tähendab, et kollektorivoolu elektronikomponent suureneb.

Kollektori efektiivsus määratakse järgmiselt:

$$\alpha^* = \frac{\partial I_k}{\partial I_{kg}} ;$$

$I_k$  - summaarne kollektorivool,

$I_{kg}$  - kollektorivoolu aukkomponent.

Kollektori efektiivsuse, mis iseloomustab punkti 2) all toodud protsesse, võib leida kollektorivoolu elektron- ja aukkomponentide üldistest avaldistest. Transistori nn. ühemõõtmelise mudeli (arvestatakse, et p-n üleminekud on tasaparalleelsed ja lõpmatute mõõtmega y ja z telgede suunas; sel juhul võib arvestada, et kõik muutused transistoris toimuvad ainult X - telje suunas) põhjal on leitud  $\alpha^*$  jaoks avaldis:

$$\alpha^* = 1 + \frac{n_k \cdot \mu_n}{p_k \cdot \mu_p} ; \quad (1)$$

kus  $n_k, p_k$  - elektronide ja aukude kontsentratsioon kollektori ruumlaengu piirkonna piiril.

$\mu_n$  - elektronide liikuvus,

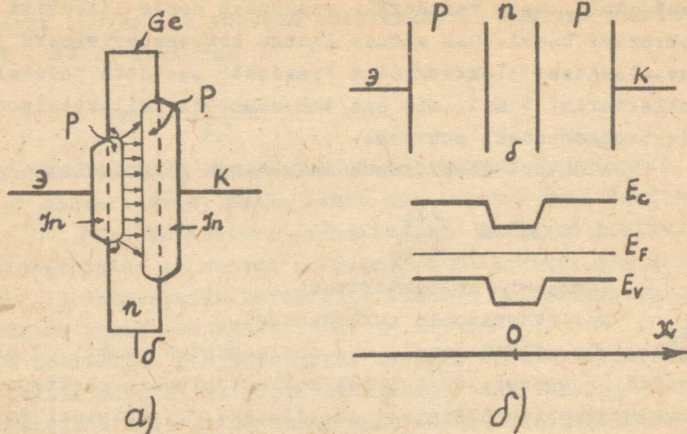
$\mu_p$  - aukude liikuvus.

Kui arvestada veel laengukandjate arvu kordistamist lõökionisatsiooni teel, siis väljendub kollektori efektiivsus järgmiselt:

$$\alpha^* = \frac{1}{1 + \left(\frac{u_k}{u_{knp}}\right)^n} \left(1 + \frac{n_k \cdot \mu_n}{p_k \mu_p}\right) \quad (2)$$

$\gamma, \beta$  ja  $\alpha^*$  definitsioonide põhjal võime hõlpsasti veenduda selles, et

$$\alpha = \gamma \cdot \beta \cdot \alpha^* \quad (3)$$



Joon. 2.

Transistori läbilõikel a) on kujutatud nooltega emitterist baasi injekteeritud aukude liikumissuunad (põhiline osa satub kollektorile ja ainult väga väike osa kaldub kõrvale). Antud juhul on õigustatud transistori nn.ühemõõtmelise mudeli kasutamine ( $\sigma$ ) teoreetiliste arvutuste lihtsustamiseks.

Teoreetiliste arvutuste abil on leitud pindtransistori ühemõõtmelise mudeli puhul emitteri efektiivsuse jaoks avaldis:

$$\gamma = \frac{1}{\frac{\sigma_{02} \cdot W}{\sigma_{03} \cdot L_n} + 1}; \quad (4)$$

$\sigma_{02}$  - baasimaterjali juhtivus,

$W$  - baasi paksus,

$\sigma_{03}$  - emittermaterjali juhtivus (p-tüüpi),

$L_n$  - elektronide difusioonkaugus emitteris. Kui arvestada, et tavaliselt

$$\frac{\sigma_{02} \cdot W}{\sigma_{03} \cdot L_n} \ll 1,$$

siis

$$\gamma \approx 1 - \frac{\sigma_{0.5} \cdot w}{\sigma_{0.5} \cdot L_n} \quad (5)$$

Valemi (5) järgi tuleb võimalikult suure injektioonkoefitsiendi saavutamiseks valmistada baasi piirkond tunduvalt kõrgema eritakistusega materjalist kui emitter. Peale selle peab baasi paksus olema tunduvalt väiksem elektronide difusioonikaugusest ( $L_n$ ) emitteris. Koefitsiendi  $\beta$  jaoks on saadud valem:

$$\beta = \frac{1}{\text{oh } \frac{w}{L_p} \sqrt{1 + j\omega\tau_p}} \quad (6)$$

Siin  $w$  - baasi paksus,

$L_p$  - aukude difusioonikaugus baasis,

$\omega$  - vahelduvpinge ringsagedus emitteri p-n üleminekul,

$\tau_p$  - aukude eluiga baasis.

Madalate sageduste ja hästi valmistatud transistoride puhul  $\omega\tau_p \ll 1$  ja  $\frac{w}{L_p} \ll 1$ . Seepärast arendades  $\text{oh } \frac{w}{L_p}$

ritta ja arvestades ainult kahte esimest liiget leiame:

$$\beta = 1 - \frac{w^2}{2L_p^2} \quad (7)$$

Avaldised (4) ja (6) on saadud järgmistel eeldustel:

1) Arvestatakse, et baasis toimub aukude liikumine ainult difusiooni teel (elektrivälja mõju ei arvestata).

2) Transistori võib vaadelda kui ühemõõtmelist (st. pinnanähtused jäetakse arvestamata).

3) Mittepõhiliste laengukandjate kontsentratsioon on transistori kõigis kolmes piirkonnas tunduvalt väiksem vastavatest põhilaengukandjate kontsentratsioonidest.

Valemi (7) tuletamisel on jäetud arvestamata rekombinatsiooniprotsessid transistori pinnal (osa baasi injekteeritud aukudest suundub pinnale, kus nad rekombineeruvad elektronidega). Tavaliselt valmistatakse kollektor suurema pindalaga kui emitter, et vältida aukude sattumist baasi kollek-

toripoolsele pinnale (vt. joon. 2). Niisiis tuleb rekombinatsiooni mõju arvestada oluliselt ainult baasi pinnal emitteri p-n ülemineku läheduses. Sellistel lähendustel on saadud ülekandekoefitsiendi pindrekombinatsioonist tingitud komponendi jaoks valem:

$$\beta_s = \frac{S \cdot A_s \cdot w}{D_p \cdot A_3} ;$$

siin:

S - pindrekombinatsiooni kiirus,

$A_s$  - baasi pind emitteri läheduses, millel toimub pindrekombinatsioon,

w - baasi paksus,

$D_p$  - aukude difusioonikoefitsient baasis,

$A_3$  - emitteri p-n ülemineku pindala.

Arvestades ka pindrekombinatsiooni saame aukude ülekandekoefitsiendi jaoks järgmise avaldise:

$$\beta = 1 - \frac{w^2}{2L_p^2} - \frac{S \cdot A_s \cdot w}{D_p \cdot A_3} . \quad (8)$$

Avaldiste 2,3,4 ja 8 põhjal leiame:

$$\alpha = \frac{1}{\frac{\sigma_{o.d.} \cdot w}{\sigma_{o.s.} \cdot L_n} + 1} \left( 1 - \frac{w^2}{2L_p^2} - \frac{S \cdot A_s \cdot w}{D_p \cdot A_3} \right) \left[ \frac{1}{1 + \left(\frac{u_{nk}}{u_{kp}}\right)^2} \left( 1 + \frac{n_k \mu_n}{p_k \mu_p} \right) \right] (9)$$

Enamikus trioodides (kõigist trioodi tüüpidest) laengukandjate arvu kordistamine kollektoris puudub (s.t.  $\alpha^* = 1$ ). Arvestades viimast asjaolu ja jättes väljendis (9) ära teisejärgulised suurused saame

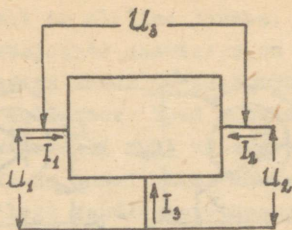
$$\alpha = 1 - \frac{\sigma_{o.d.} \cdot w}{\sigma_{o.s.} \cdot L_n} - \frac{w^2}{2L_p^2} - \frac{S \cdot A_s \cdot w}{D_p \cdot A_3} . \quad (10)$$

Kriipsutame alla, et (10) kehtib ainult madalate sageduste puhul. Kvaliteetsetes pindtransistorides on  $\alpha$  väärtuseks 0,97 ÷ 0,99.

#### IV. Transistoride tunnusjooned.

Niisamuti nagu vaakuumtrioodki, kujutab transistor en-

dast kolme klemmiga seadist, mida võib kirjeldada kolme voolu ja kolme pinge abil vastavate klemmpaaride vahel ( vt. joon. 3) .



Joon. 3.  
Transistori kujutamine kolmklemmina.

Voolud ja pinged on omavahel seotud järgmiste võrrandite kaudu.

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0$$

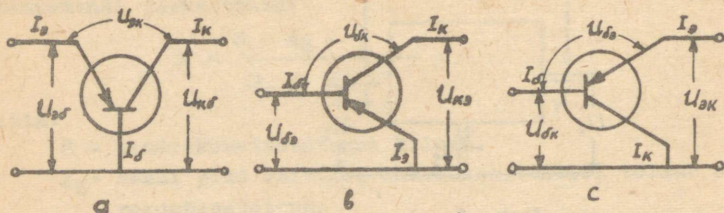
$$U_1 + U_2 + U_3 = 0$$

Seepärast on küllaldane teada kahe voolu ja kahe pinge väärtusi, kuna kolmanda pinge ja voolu väärtused võib leida toodud võrranditest.

Võimendaja skeemis ühendatakse üks transistori väljaviikudest sisendklemmiga, teine väljundklemmiga, kolmas aga on tavaliselt ühine sisend- ja väljundahelale ning tavaliselt maandatakse. Et võimsuse võimendamine transistori abil on mõeldav signaali kindla suuna puhul ja nimelt sel juhul, kui baasi väljaviik on ühendatud ühega võimendaja sisendklemmidest, kollektori väljaviik aga ühega väljundklemmidest, siis on mõtet rääkida pooljuhttriodi kolmest lülitusskeemist (millest oli juttu ülalpool) : triodi lülitus ühise baasi, emitteri või kollektoriga (vt. joon.4).

Praktika seisukohalt pakuvad huvi transistori sisend-tunnusjooned ja väljundtunnusjooned. On selge, et triodi eri lülitusskeemides ülalmainitud tunnusjooned vastavalt omavahel erinevad, see aga ei tähenda, et iga lülitusskeemi

jaoks peaks määrama tunnusjooned sõltumatult, sest teades tunnusjooni ühe lülituse jaoks võime ilma suurema vaevata leida need ka teiste skeemide jaoks.



Joon.4.

Trioodi kolm lülitusskeemi: a - ühise baasiga, b - ühise emitteriga, c - ühise kollektoriga.

Kahest ülalmainitud tunnusjoonte sarjast saame ümberhitamise teel veel kaks: otseülekande- ja vastuülekande-tunnusjooned.

Sisend- ja väljundtunnusjooni on kasulik mõõta lülitusskeemis, mis tagaks ümberarvutuste puhul suurema täpsuse. Analüüsime lühidalt sellest seisukohast kõigi kolme skeemi võimalusi.

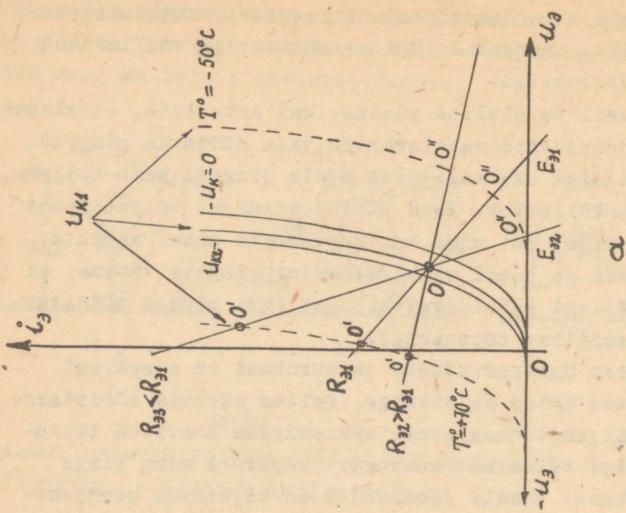
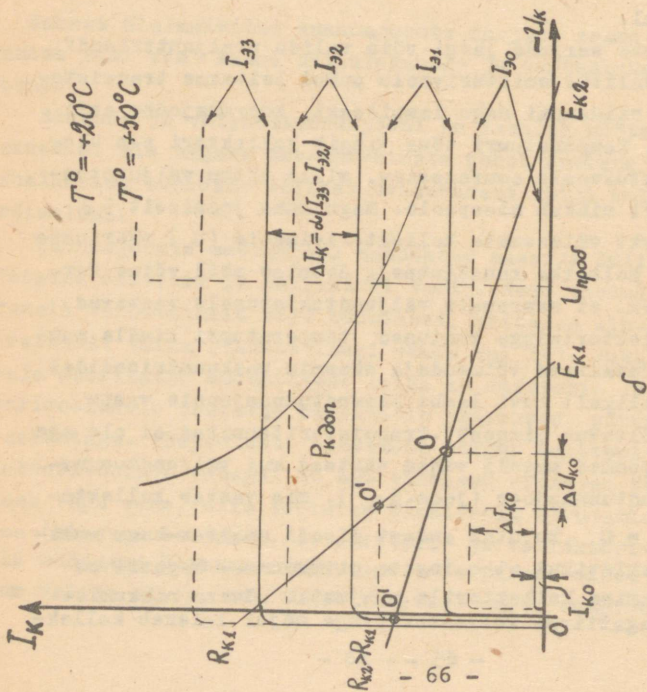
Tunnusjoonte määramisel maandatud baasiga lülituses mõõdetakse emitteri ja kollektori voolu. Need voolud on suuruselt teineteisele väga lähedased, erinedes ainult mõne protsendi võrra (vahest isegi vähem kui 1%). Juhul kui on vaja sooritatud mõõtmistest leida ka emitteri- ja kollektorivooludele vastavad baasivoolu väärtused, pörkame kokku raskustega. Tõepoolest, baasivool võrdub emitteri- ja kollektorivoolude vahega. Et aga viimased erinevad teineteisest väga vähe, siis teeksime baasivoolu arvutamisel suure vea (muidugi eeldusel, et emitteri- ja kollektorivool ei ole mõõdetud ülisuure täpsusega). Seepärast oleks kasulikum valida skeem, kus tuleb vahetult mõõta baasivoolu (s.t.

baasivool oleks sisendivooluks). Niisuguseid lülituskeeme on kaks: lülitus maandatud (ühise) emitteriga või lülitus maandatud kollektoriga.

Viimasel skeemil on oluline puudus, kui arvestada, et sisend- ja väljundtunnusjoonte saamiseks on vaja mõõta ka pingeid. Ühise kollektoriga skeemis tuleb mõõta pingeid baas-kollektor ja emitter-kollektor. Need pinged erinevad teineteisest jällegi väga vähe. Kui nüüd ümberarvutuste puhul määrata pinget emitteri ja baasi vahel mõõdetud pingete vahena, ei saavuta me jällegi rahuldavat täpsust (kui pinged mõõdetakse mõneprotsendilise täpsusega).

Parim skeem ümberarvutuste seisukohast on seepärast trioodi lülitus ühise emitteriga. Selles skeemis mõõdetakse sisend- ja väljundtunnusjoonte määramiseks soovitud täpsusega kaks kõige väiksemat suurust: baasivool ning pinge emitteri ja baasi vahel. Joonisel 5 on kujutatud pooljuhtrioodi sisend- ja väljundtunnusjooned maandatud baasiga lülituse puhul.

Tunnusjoonte sarjade järgi võib valida pooljuhtrioodi töörežiimi. Valitud emitterivoolu puhul leitakse transistori tööpunkt, niisamuti nagu lampideski, koormusjoone abil (joon. 5 d). Temperatuuri tõus tingib kollektori p-n ülemineku küllastusvoolu suurenemise, mille tõttu väljundtunnusjoonte sari nihkub ülespoole. Nagu näha jooniselt 5 d, nihkub tööpunkt väiksemate kollektoripingete ( $U_k$ ) väärtuste suunas ( $I_g$  hoitakse konstantne). Joonise abil võime kergesti veenduda, et suuremale väljundtakistusele vastavad suuremad kollektoripinge muutused temperatuuri kindla muutuse puhul. Tavalises võimendaja skeemis vaakuumtrioodidel ei tunta harilikult huvi lambi sisendtunnusjoonte vastu (võrevoolu sõltuvus pingest). Transistoritehnikas ei ole aga sisendtunnusjooned sageli vähem tähtsad kui väljundtunnusjooned. Sisendtunnusjoon (joon. 5 a), mis vastab kollektoripingele  $U_k = 0$ , kujutab endast dioodi emitter-baas volt-ampere-karakteristikut otsepingete piirkonnas. Negatiivse pinge rakendamine kollektorile põhjustab kõvera nihkumise. Tõepoolest, negatiivse kollektoripinge mõjul laieneb kollek-



Joon. 5.

"transistori tunnusoonte sarjad maandatud baasiga lülituses: a) sisendtunnusjooned, b) väljundtunnusjooned (koos koormusjoontega erinevatel temperatuuridel). Joonisel d on näidatud veel tööpunkti sõltuvus temperatuurist.

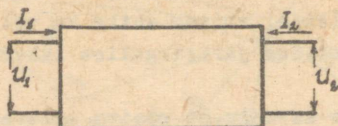
tori p-n ülemineku ruumlaengu piirkond, mille tulemusena vähe-  
neb baasi paksus. Baasi paksuse muutus aga kutsub teatavasti esile  
emitteripinge muutuse konstantse emitterivoolu puhul. Sisend-  
tunnusjoonte nihe on oluline madalate kollektoripinge väärtus-  
tuste puhul (sest kollektori ruumlaengu kihi paksus sõltub  
pingest nagu  $\sqrt{U_k}$ ). Kui emitteriahelasse lüüda eelpinge-  
allikas elektromotoorse jõuga E ja sisetakistusega R, siis  
peab tööpunkt asetsema koormusjoonel (joon. 5 a). Tööpunkti  
täpsema asukoha võib leida, võttes abiks ka väljundtunnus-  
joonte sarja ning kasutades järkjärgulise lähenemise meeto-  
dit.

Tähelepanu väärrib asjaolu, et püsiva emitterivoolu puhul  
sõltub pinge emitteri ja baasi vahel lineaarselt temperatuu-  
rist (temperatuurikoefitsient on Ge jaoks  $2 \frac{mV}{\text{kraad}}$ ). See juu-  
res tööpunkt nihkub, ja seda enam, mida väiksem on voolu-  
allika sisetakistus (vt. joon. 5 a). Siiani vaatlesime tri-  
oodi alalisvoolu režiimi, kuid pole raske veenduda, et tea-  
des tema tunnusjoonte sarju võime määrata ka sisendipingetele  
ja vooludele vastavad pingete ja voolude hetkväärtused väl-  
jundis (st. on võimalik võimendusastme arvutamine). Graafi-  
line meetod kõlbab trioodi alalisvoolu režiimi määramiseks,  
aga samuti ka võimendusastme analüüsimisel mis tahes sig-  
naali puhul sisendil. See meetod on universaalne, kuid nõu-  
ab küllaltki suurt ajakulu tunnusjoonte määramiseks. Graafi-  
lise meetodi puuduseks võiks veel pidada mitteküllaldast  
täpsust väikeste signaalide puhul. Võimendusastmete arvuta-  
mine graafilise meetodi abil on esitatud näiteks töödes (7)  
ja (8).

#### V. Transistoride parameetrid väikeste signaalide korral

Pingete ja voolude hetkväärtuste väikeste kõrvalekaldu-  
miste puhul valitud tööpunktist võib transistori tunnus-  
jooni lugeda lineaarseteks. Kõrvalekaldumisi tööpunktile  
vastavaist pingete ja voolude väärtustest võib vaadelda

kui vahelduvsignaali ning analüüsida võimendusastme omadusi ainult vahelduvsignaali suhtes. Seejuures transistori alalisvoolu režiim määrab soovitava tööpunkti. Transistori omaduste analüüsimisel väikeste vahelduvsignaalide korral osutub ratsionaalseks aktiivse nelikleemi meetod (joon.6). Nelikleemi iseloomustamiseks on vaja teada nelja suurust:



Joon. 6.

Pooljuhtriood nelikleemina.

sisendipinge ( $U_1$ ), väljundipinge  $U_2$ , sisendivool ( $I_1$ ) ja väljundivool ( $I_2$ ). Nelikleemi analüüsimisel võib valida sõltumatuteks kaks antud neljast suurusest, kuna ülejäänud kaks väljenduvad nende kaudu.

Sõltumatud muutujad valitakse nii, et nende kaudu saadud transistori karakteristikud oleksid võimalikult täpsed. Peale selle peetakse silmas saadud iseloomustussuuruste muudatust praktilistes arvutustes.

Tavaliselt vaadeldakse kolme tüüpi seoseid nelikleemi voolude ja pingete vahel. Esimeses süsteemis on sõltumatuteks muutujateks voolud  $I_1$  ja  $I_2$ , s.t.

$$U_1 = f(I_1, I_2), \quad (11)$$

$$U_2 = \varphi(I_1, I_2).$$

Teises süsteemis valitakse sõltumatuteks muutujateks pinged  $U_1$  ja  $U_2$ , s.t.

$$I_1 = f(U_1, U_2), \quad (12)$$

$$I_2 = \varphi(U_1, U_2).$$

Kolmandas süsteemis valitakse sõltumatuteks sisendivool  $I_1$  ja väljundipinge ( $U_2$ ):

$$U_1 = f(I_1, U_2), \quad (13)$$

$$I_2 = \varphi(I_1, U_2).$$

Siin vaatleme lähemalt süsteemi (11) ja (13) süsteemi (12), analüüsi jätame aga lugejale. Pingete muutusi süsteemi (11) puhul võib kujutada järgmiselt:

$$\Delta U_1 = \left( \frac{\partial f}{\partial I_1} \right)_{I_2} \cdot \Delta I_1 + \left( \frac{\partial f}{\partial I_2} \right)_{I_1} \cdot \Delta I_2 \quad (14)$$

$$\Delta U_2 = \left( \frac{\partial \varphi}{\partial I_1} \right)_{I_2} \cdot \Delta I_1 + \left( \frac{\partial \varphi}{\partial I_2} \right)_{I_1} \cdot \Delta I_2$$

Süsteemi (14) võib kasutada ainult pingete ja voolude väikeste muutuste puhul, kui sõltuvust viimaste vahel võib pidada lineaarseks. Edasi vaatleme voolude ja pingete muutusi kui väikese amplituudiga vahelduvsignaali. Tähistame vahelduvvoolu ja -pinged väikeste tähtedega:

$$\Delta U_1 = u_1; \quad \Delta U_2 = u_2; \quad \Delta I_1 = i_1 \quad \text{ja} \quad \Delta I_2 = i_2.$$

Kui funktsioonid  $f$  ja  $\varphi$  võib lugeda lineaarseteks kitsas voolude muutuste piirkonnas tööpunkti läheduses, siis nende tuletised kujutavad endast konstantseid suurusid (samas piirkonnas). Kõik tuletised süsteemis (14) on takistuse dimensiooniga. Tähistame tuletised järgmiselt:

$$\frac{\partial f}{\partial I_1} = z_{11}, \quad \frac{\partial f}{\partial I_2} = z_{12}, \quad \frac{\partial \varphi}{\partial I_1} = z_{21}, \quad \frac{\partial \varphi}{\partial I_2} = z_{22}.$$

Suurusi  $z_{11}$ ,  $z_{12}$ ,  $z_{21}$  ja  $z_{22}$  tuleb mõista muidugi kui diferentsiaalsete takistusi, sest nad iseloomustavad pooljuhttriöödi ainult valitud tööpunkti või teatava täpsusega ka kitsas piirkonnas tööpunkti läheduses). Parameetrite  $z_{11}$ ,  $z_{12}$ ,  $z_{21}$ ,  $z_{22}$  väärtused sõltuvad seega transistori alalisvoolu režiimist.

Arvestades uusi tähiseid esitame (14) kujul:

$$u_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2, \quad (15)$$

$$u_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2.$$

Süsteem (15) näitab, et pooljuhtriiodi iseloomustavad väikeste signaalide võimendaja režiimis neli parameetrit:  $z_{11}$ ,  $z_{12}$ ,  $z_{21}$  ja  $z_{22}$ . Viimased määratakse hõlpsasti otsese mõõtmise teel. Seejärel, lahendades süsteemi (15), võime määrata trioodi kui võimendaja vooluvõimendusteguri ja võimsusevõimendusteguri mis tahes lülitusskeemis.

Vaatleme lähemalt, milline füüsikaline sisu on süsteemi (15) parameetritel.

a) Oletame, et  $I_2 = \text{const}$ , s.t.  $\Delta I_2 = i_2 = 0$ , mis vastab transistori lülitusele avatud väljundiga (vahelduvvoolu suhtes). Seejuures leiame süsteemi (15) esimesest võrrandist:

$$z_{11} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{i_2=0}$$

Seega  $z_{11}$  kujutab endast trioodi sisendtakistust (sisendipinge suhe voolusse) avatud väljundi korral. Avatud väljundi režiimi vahelduvvoolu jaoks on võimalik saavutada näiteks drösseli abil, kui  $\omega L \gg R_V$  ( $\omega$  - vahelduvvoolu tsükliline sagedus,  $L$  - drösseli induktiivsus,  $R_V$  - trioodi väljundtakistus).

Edasi leiame süsteemi (15) teisest võrrandist:

$$z_{21} = \frac{u_2}{i_1} \Big|_{i_2=0}$$

See parameeter iseloomustab trioodi sisendi ja väljundi vahelist takistust (päritakistus) avatud väljundi korral.  $z_{21}$  määrab sisendisignaali mõju väljundipingele, iseloomustades seega transistori kui võimendaja omadusi.

b)  $I_1 = \text{const}$ , s.t.  $\Delta I_1 = i_1 = 0$ . See tingimus vastab transistori avatud sisendi režiimile. Süsteemi (15) põhjal leiame:

$$z_{12} = \frac{u_1}{i_2} \Big|_{i_1=0}$$

Parameetri mõte on järgmine: kui kollektorisse juhtida vahelduvvool (avatud sisendi korral), tekib emitteril vahelduvpinge, mis määratakse takistusega  $z_{12}$ . Koefitsiendi  $z_{12}$  kujutab enesest seega tagasiside takistust (vastutakistus) trioodis.

Süsteemi (15) teine võrrand annab:

$$z_{22} = \frac{u_2}{i_2} \Big|_{i_1=0},$$

transistori väljundtakistus (väljundpinge suhe voolusse) avatud sisendi korral.

Süsteemi, kus sõltumatuteks muutujateks on valitud  $I_1$  ja  $I_2$ , nimetatakse avatud ahelate või z-parameetrite süsteemiks. z-parameetrite süsteemi puuduseks on asjaolu, et parameetrite mõõtmisel tuleb kasutada avatud väljundi režiimi. Transistori väljundtakistus on küllaldaselt suur ja seepärast tuleks väljundahel ehitada niisugune, et selle takistus voolu vahelduvkomponendile oleks praktiliselt lõpmatu suur (vähemalt tunduvalt suurem transistori väljundtakistusest), alalisvoolule aga praktiliselt lühis. Seda võib saavutada drosseli lüümisega väljundahelasse. Et aga mõõtmisi tuleb sageli teostada madalatel sagedustel, siis peab kasutama väga suuri induktiivsusi, mis on muidugi seotud praktiliste raskustega.

Teises parameetrite süsteemis, kus sõltumatuteks muutujateks on pinged  $U_1$  ja  $U_2$  (nn. y-parameetrite süsteem), tuleb analoogia põhjal parameetrite määramiseks saavutada režiimid, kus  $\Delta U_1 = 0$  ja  $\Delta U_2 = 0$ . Lühistatud väljundi režiimi on kerge saavutada, sest transistori väljundtakistus on tavaliselt  $\sim 500 \text{ k}\Omega$ . Raskusi tekib aga lühistatud sisendiga. Tõepoolest, transistori sisendtakistus maandatud (ühise) baasiga lülituses on  $\sim 90 \Omega$ . Seega peaks vahelduvvoolu mõõduriista sisetakistus olema ainult mõni oom, et saavutada soovitud režiimi rahuldava täpsusega.

Ülaltoodu põhjal on praktika seisukohast parem leida selline parameetrite süsteem, kus mõõtmised teostatakse avatud sisendi ja lühistatud väljundi režiimis (s.t.  $I_1 = 0$

ja  $U_2 = u_2 = 0$ ). Mendele tingimustele vastab kolmas süsteem, kus sõltumatuteks muutujateks valitakse  $I_1$  ja  $U_2$ . Tõepoolest, analoogiliselt z-parameetrite süsteemiga leiame väikese vahelduvsignaali korral:

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2, \quad (16)$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2.$$

Siin  $h_{11} = \left. \frac{\partial f}{\partial I_1} \right|_{u_2=0}$   $h_{12} = \left. \frac{\partial f}{\partial u_2} \right|_{i_1=0}$  ,  $h_{21} = \left. \frac{\partial \varphi}{\partial I_1} \right|_{u_2=0}$

$$h_{22} = \left. \frac{\partial \varphi}{\partial u_2} \right|_{i_1=0}$$

on konstantsed parameetrid transistori valitud alalisvoolurežiimi jaoks. Kui z-parameetrite süsteemis olid kõik neli parameetrit takistuse dimensiooniga, siis käesolevas süsteemis on parameetrid dimensioonilt erinevad. Seepärast kutsutakse seda süsteemi hübriidsüsteemiks (sageli ka h-parameetrite süsteemiks).

Oletusel, et  $u_2 = 0$  (lühistatud väljund), leiame võrrand-süsteemist (16)

$$h_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{u_2=0} - \text{transistori sisendtakistus (diferentsiaalne) lühistatud väljundi korral;}$$

$$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{u_2=0} - \text{vooluvõimendustegur lühistatud väljundi (kollektorihela) korral.}$$

Tingimusel, et  $i_1 = 0$  (avatud sisendi režiim), leiame samuti süsteemist (16) :

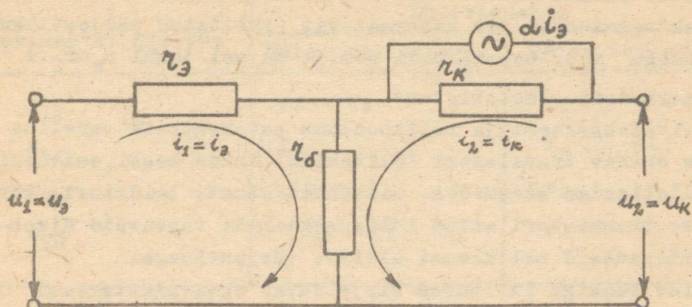
$$h_{12} = \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_1=0} - \text{pinge tagasiside koefitsient avatud sisendi korral;}$$

$$h_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{i_1=0} - \text{väljundjuhtivus avatud sisendi korral.}$$

VI. Transistori ekvivalentskeem madalate sageduste puhul. Side ekvivalentskeemi ja neliklemmi parameetrite vahel.

Transistori kujutamine lihtsa ekvivalentskeemina, mis küllaldase täpsusega iseloomustab selles toimuvaid füüsikalisi

protsesse, võimaldab siduda trioodi sisemised parameetrid neliklemmi parameetriga. Üks laialdaselt levinud transistori ekvivalentskeeme on toodud joonisel 7.



Joon. 7.

Pooljuhttrioodi ekvivalentskeem väikeste madalsagedussignaallide korral.

Joonisel kujutatud ekvivalentskeem kehtib ainult madalate sageduste puhul, kui võib arvestamata jätta kollektori ja emitteri p-n üleminekute mahtuvused. Juhime tähelepanu sellele, et skeem ei kajasta emitteri ja kollektori p-n üleminekute kui ventiilide omadusi. Tegelikult pole seda vajagi, sest transistoride omadusi vaatleme siin ainult pingete ja voolude väikeste muutuste seisukohalt. Pingete ja voolude muutuste amplituudiväärtused jäävad seejuures tunduvalt väiksemateks võrreldes alalispingete ja vooludega. Seepärast voolude ja pingete hetkväärtused ei muuda vaadeldaval juhul oma polaarsust, muutub ainult nende suurus kooskõlas trioodile antava vaheldussignaali amplituudi ja sagedusega. Nagu on näidatud ekvivalentskeemil, võib pooljuhttrioodi omadusi madalate sageduste ja väikeste signaalide korral iseloomustada järgmiste parameetritega:

- $r_3$  - emitteri p-n ülemineku diferentsiaalne takistus,
- $r_k$  - kollektori p-n ülemineku diferentsiaalne takistus,
- $r_d$  - baasi takistus,
- $\alpha$  - pooljuhttrioodi võimendustegur ühise baasiga

lülituses (vahelduvvoolu suhtes lühistatud väljundi korral).

Sageli kasutatakse ekvivalentse voolugeneraatori asemel (lülitatud paralleelselt kollektoritakistusega) ekvivalentset elektromotoorse jõu generaatorit (lülitatud järjestikku takistusega  $r_k$ ). Generaatori e.m.j. on sel juhul  $e_2 = r_2 \cdot i$  ( $r_2$ -generaatori sisetakistus).

Ekvivalentskeemi ja nelikpooluse parameetrite vaheline seos on erinev transistori lülitamisel ühise baasi, emitteri või kollektoriga skeemides. Nimetatud seoste leidmiseks võrreldakse transistori antud lülitusskeemile vastavaid Kirchhoffi võrrandeid neliklemmi üldiste võrranditega.

Ühise baasiga lülituses kirjeldavad ekvivalentskeemi järgmised võrrandid (saadud Kirchhoffi võrranditest lihtsate teisenduste tulemusena):

$$u_3 = (r_3 + r_f) \cdot i_3 + r_f \cdot i_k \quad (17)$$

$$u_k = (r_f + r_2) \cdot i_3 + (r_k + r_f) \cdot i_k$$

Võrreldes süsteeme (17) ja (15) leiame:

$$z_{11} = r_3 + r_f \quad z_{12} = r_f$$

$$z_{21} = r_2 + r_f \quad z_{22} = r_k + r_f$$

Niisiis, määrates vahetutest mõõtmistest parameetrid  $z_{11}$ ,  $z_{12}$ ,  $z_{21}$ ,  $z_{22}$  võime hõlpsasti leida transistori ekvivalentskeemi parameetrid. Võrreldes ekvivalentskeeme kirjeldavaid võrrandeid transistori kahe ülejäänud lülitusskeemi puhul üldiste nelikpooluse võrranditega (15), leiame vastavad seosed z-parameetrite ja trioodi ekvivalentskeemi parameetrite vahel (tabel 1).

Tabel 1

Parameetri nimetus	Lülituskeem	
	Ühise emitteriga	Ühise kollektoriga
$z_{11}$	$r_{\delta} + r_{\beta}$	$r_{\kappa} + r_{\delta}$
$z_{12}$	$r_{\beta}$	$r_{\kappa} (1 - \alpha)$
$z_{21}$	$-r_{\beta} + r$	$r_{\kappa}$
$z_{22}$	$r_{\kappa} (1 - \alpha) + r_{\beta}$	$r_{\kappa} (1 - \alpha) + r_{\beta}$

Ulalpool veendusime, et kõige praktilisem (mõõtmiste täpsuse seisukohalt) on h-parameetrite süsteem. Seepärast on kasulik teada h-parameetrite ja transistori ekvivalentskeemi parameetrite vahelist seost. Selle leidmiseks tuleb jällegi kirjutada Kirchoffi seaduste põhjal vaadeldava lülituse ekvivalentskeemi jaoks kaks võrrandit ja võrrelda neid süsteemiga (16). Tulemused toome tabelis 2.

Tabel 2

Parameeter	Ühise emitteriga lülitus	Ühise baasiga lülitus	Ühise kollektoriga lülitus
$h_{11}$	$\frac{r_{\beta} + r_{\delta}(1-\alpha)}{1-\alpha}$	$r_{\beta} + r_{\delta}(1-\alpha)$	$\frac{r_{\beta} + r_{\delta}(1-\alpha)}{1-\alpha}$
$h_{12}$	$\frac{r_{\beta}}{r_{\kappa}(1-\alpha)}$	$\frac{r_{\delta}}{r_{\kappa}}$	$\frac{r_{\delta}(1-\alpha)}{r_{\beta} + r_{\kappa}(1-\alpha)}$
$h_{21}$	$\frac{\alpha}{-\alpha + 1}$	$-\alpha$	$-\frac{1}{1-\alpha}$
$h_{22}$	$\frac{1}{r_{\kappa}(1-\alpha)}$	$\frac{1}{r_{\kappa}}$	$\frac{1}{r_{\kappa}(1-\alpha)}$

Märkus: Tabelis on toodud h-parameetrite ligikaudsed väärtused (ekvivalentskeemi parameetrite kaudu) eeldusel, et

$$r_{\beta} \ll r_{\kappa} (1 - \alpha) \quad \text{ja} \quad r_{\delta} \ll \alpha \cdot r_{\kappa}.$$

See lähendus on õigustatud, sest ekvivalentskeemi parameetrite väärtused on tavaliselt suurusjärgus:

$$r_3 \approx 25 \Omega; \quad r_f \approx 500 \Omega; \quad r_k \approx 1,0 \text{ M}\Omega; \quad r_l \approx 0,96 \text{ M}\Omega.$$

Ekvivalentskeemi parameetrite seose h-parameetritega võib leida samuti, kui on teada seosed z-parameetrite ja ekvivalentskeemi parameetrite, aga samuti ka z- ja h-parameetrite vahel. Viimased seosed võib leida hõlpsasti, kui võrrandis (16) väljendada pinged voolude kaudu, s.t.

$$u_1 = \left( h_{11} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{22}} \right) i_1 + \frac{h_{12}}{h_{22}} \cdot i_2 \quad (18)$$

$$u_2 = - \frac{h_{21}}{h_{22}} \cdot i_1 + \frac{1}{h_{22}} \cdot i_2$$

Võrreldes kordajaid voolude ees süsteemides (15) ja (18) leiame:

$$z_{11} = h_{11} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{22}} \quad z_{12} = - \frac{h_{12}}{h_{22}}$$

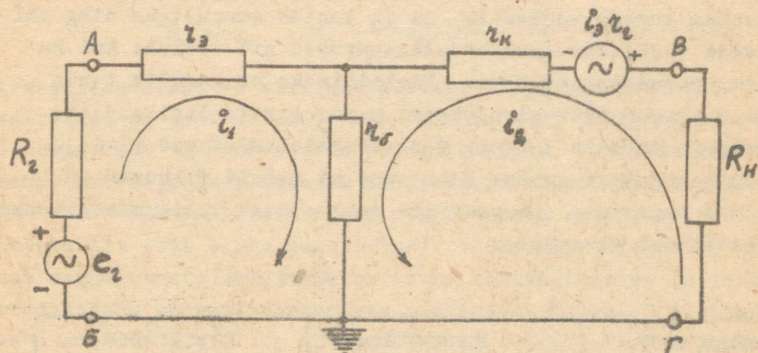
$$z_{21} = - \frac{h_{21}}{h_{22}} \quad z_{22} = \frac{1}{h_{22}}$$

## VII. Transistorvõimendajate parameetrid põhilistes lülitusskeemides.

Enne kui asuda skeemide analüüsi juurde, mõni sõna sellest, milliseid andmeid soovime saada ja millest lähtuda. Oletame, et vaadeldava pooljuhttriodi ekvivalentskeemi parameetrid on teada (määratud näiteks mõõdetud h-parameetrite järgi), samuti olgu teada signaalgeneraatori sisetakistus ja koormustakistus  $R_H$  (kui viimase väärtus pole teada, võib selle leida arvutuse teel). Nendest andmetest lähtudes leiame võimendusastme sisendtakistuse  $R_s$ , väljundtakistuse  $R_v$ , pingevõimendusteguri  $K_H$ , võimsusevõimendusteguri  $K_M$  ja vooluvõimendusteguri  $K_I$ . Märgitud suuruste määramiseks

tuleb ennekõike leida sisendi- ja väljundivoolud. Seega taandub ülesanne nende voolude väljendamisele pooljuhtri- oodi ekvivalentskeemi parameetrite ja sisend- ning väljund- ahela parameetrite kaudu. Pärast seda ei valmista võimend- dusastme tunnussuuruste ( $R_B, R_V, K_H, K_M, K_I$ ) arvutamine mingeid raskusi. Allpool toomegi lühikese võimendusastmete analüüsi transistori kolme põhilise lülituse puhul - ühise baasi, emitteri ja kollektoriga.

§ 1. Ühise baasiga võimendusaste.



Joon. 8.

Ühise baasiga võimendusastme ekvivalentskeem.

Joonisel 8 kujutatud ekvivalentskeem kehtib väikese madalsagedussignaali korral, sest ainult madalate sageduste puhul võib transistori iseloomustada aktiivsete takistuste  $r_3, r_d, r_K, r_2$  abil.  $R_2, e_2, r_3, r_d, r_K, r_2$  ja  $R_H$  olgu tuntud suurused. Kirchhoffi seaduste põhjal jõuame järgmise võrrandsüsteemi, mis täielikult iseloomustab ekvivalentskeemi:

$$\begin{aligned} i_1(R_2 + r_3 + r_d) + i_2 r_d - e_2 &= 0 \\ i_1(r_d + r_2) + i_2(R_H + r_d + r_K) &= 0 \end{aligned} \quad (19)$$

Väljendame nendest võrranditest  $i_1$  ja  $i_2$ :

$$i_1 = \frac{e_2 (R_H + r_d + r_k)}{(R_2 + r_d + r_3)(R_H + r_d + r_k) - r_d(r_d + r_2)}, \quad (20)$$

$$i_2 = \frac{-e_2 (r_d + r_2)}{(R_2 + r_d + r_3)(R_H + r_d + r_k) - r_d(r_d + r_2)}$$

Võrrandid (20) võimaldavad arvutada  $i_1$  ja  $i_2$  transistori ning skeemi tuntud parameetrite kaudu. Seepärast võime edaspidi lugeda voolud  $i_1$  ja  $i_2$  tuntud suurusteks ning väljendada vajalikud iseloomustussuurused nii voolude kui ka skeemi parameetrite kaudu. Edaspidiseks on kasulik teada joon.8 toodud ekvivalentskeemi parameetrite ligikaudseid väärtusi. Tabelis 3 toome parameetrite väärtused pind- ja punkttransistori jaoks. Rõhutame, et tabeli 3 andmed on mõeldud vastavate parameetrite suurusjärgu iseloomustamiseks praktilistes skeemides.

T a b e l 3

Parameeter	Punkttriiod	Pindtriiod
$r_3$	150 $\Omega$	25 $\Omega$
$r_d$	120 $\Omega$	500 $\Omega$
$r_2$	35 k $\Omega$	0,96 M $\Omega$
$r_k$	15 k $\Omega$	1,0 M $\Omega$
$R_2$	500 $\Omega$	500 $\Omega$
$R_H$	20 k $\Omega$	100 k $\Omega$
$\alpha$	2,3	0,96 - 0,98
$e_2$	0,01 V	0,001 V

Võimendusastme sisendtakistus.

Võimendusastme sisendtakistuse moodustab skeemiosa takistus, mis jääb paremale punktidest A ja B (joon.8). Asen-

dades takistuse punktide A ja b vahel ühe takistuse  $R_S$ -ga saame järgmise võrrandi:

$$-e_2 + i_1 \cdot R_2 + i_1 \cdot R_S = 0, \quad (21)$$

siit aga

$$R_S = \frac{e_2}{i_1} - R_2.$$

Asetades viimasesse avaldisse  $i_1$  väärtuse süsteemist (20), leiame:

$$R_S = r_3 + r_f - \frac{r_s(r_s + r_i)}{R_H + r_s + r_k}. \quad (21^a)$$

Arvestades seda, et ekvivalentskeemi kõigi parameetrite väärtused on positiivsed, võib valemi (21a) põhjal tekkida olukord, kus võimendusastme sisendtakistus muutub negatiivseks. See asjaolu võimaldab kasutada pooljuhttrioode elektroonsete ümberlülijate skeemides (viimaste sisendtakistus tööpunktis peab olema negatiivne). Võimendaja skeemis põhjustab negatiivne sisendtakistus astme ebastabiilsuse ja teeb võimalikuks parasitvõnkumiste tekkimise. Tabeli 3 ligikaudsete andmete põhjal on võimendusastme sisendtakistus punkttrioodiga skeemis  $150 \Omega$ , pindtrioodiga skeemis aga  $90 \Omega$ . Vaakuumtrioodi sisendtakistus on tavaliste sageduste korral (A klassi režiimis) suurusjärku  $1 \text{ M} \Omega$ , mis ületab tunduvalt ühise baasiga transistorvõimendaja sisendtakistuse.

Avaldist (21a) võib lihtsustada, kasutades tegelikkuses esinevaid parameetrite väärtuste vahekordi (vt. tabel 3):

$$r_i \gg r_s \quad \text{ja} \quad r_s \ll r_k + R_H$$

Arvestades seda saame:

$$R_S \cong r_3 + r_f - \frac{r_s \cdot r_i}{R_H + r_k}. \quad (22)$$

Vaatleme veel juhtumit, kus  $R_H$  võib lugeda lühistatuks (näiteks küllalt kõrgetel sagedustel kollektori p-n ülemineku mahtuvuse tõttu). Sel juhul (22) asemel saame:

$$R_S \cong r_f + r_p - \frac{r_f \cdot r_k}{r_k} . \quad (23)$$

Viime avaldisse (23) tähtsa pooljuhttrioodi sisemise tunnusuuruse -  $\alpha$  . Definiitsiooni põhjal:

$$\alpha = \frac{i_k}{i_3} \Big|_{u_k=0}$$

Kirjutatud valemi alusel leiame võrrandsüsteemi (17) abil:

$$\alpha = \left| - \frac{i_k}{i_3} \right| = \frac{r_f + r_k}{r_f + r_k} \cong \frac{r_k}{r_k} , \text{ sest } ( r \ll r_f , r_k ) .$$

Arvestades viimast avaldist võime (23) esitada kujul:

$$R_S \cong r_p + r_f - \alpha r_f \quad (24)$$

Tabeli 3 andmete põhjal võime hõlpsasti veenduda, et punkttrioidiga maandatud baasiga võimendusastme sisendtakistus võib teatud režiimi puhul olla negatiivne (lühistatud väljundi korral). Seejärel ongi punkttrioidi väga väikeste koormustakistuste korral ebastabiilsed.

Pindtrioidi puhul on aga  $\alpha$  alati ühest väiksem, seetõttu ka  $R_S$  alati positiivne. Niisiis peab pindtransistor olema ühise baasiga skeemis tunduvalt stabiilsem kui punkttransistor (eriti skeemide korral, kus transistor töötab lühistatud väljundile lähedases režiimis).

### Ühise baasiga võimendusastme väljundtakistus.

Väljundtakistuse arvutamisel on kasulik oletada, et  $e_1 = 0$  , ja asetada generaator elektromotoorse jõuga  $e_0$  väljundahelasse. Voolutugevus väljundahelas erineb nüüd  $i_2$ -st (20) , tähistame selle  $i_2'$ -ga. Analoogiliselt sellele, nagu voolude  $i_1$  ja  $i_2$  (20) arvutamisel, leiame (toome ainult võrrandi  $i_2'$  jaoks):

$$i_2' = \frac{e_0 (R_2 + r_p + r_f)}{(R_2 + r_f + r_p)(R_H + r_f + r_k) - r_f (r_f + r_k)} . \quad (25)$$

Arutledes samuti nagu  $R_S$  puhul, saame  $R_V$  jaoks:

$$R_V = r_f + r_K - \frac{r_f(r_f + r_2)}{R_2 + r_f + r_3}.$$

Asetades siia  $i_2$  avaldisest (25) saame:

$$R_V = r_f + r_K - \frac{r_f(r_f + r_2)}{R_2 + r_f + r_3}.$$

Arvestades võrratusi  $r_f \ll r_2$  ja  $r_f \ll r_K$  esitame avaldise  $R_V$  jaoks lihtsustatud kujul:

$$R_V \cong r_K - \frac{r_f \cdot r_2}{R_2 + r_f + r_3}. \quad (26)$$

Tabeli 3 andmete põhjal võime hõlpsasti veenduda, et punkttrioodide puhul on maandatud baasiga võimendusastme väljundtakistus suurusjärgus  $2500 \Omega$ , pindtrioodide korral aga  $530\,000 \Omega$ . Valemist (26) järeldub, et  $R_V$  võib parameetrite teatud suhete puhul muutuda negatiivseks, mis põhjustab ebastabiilsust ning parasüvõnkumiste tekkimist. Samast avaldisest järeldub, et võimendusastme ebastabiilsust soodustab singaalgeneraatori väike sisetakistus  $R_2$ .

#### Pinge võimendustegur ühise baasiga skeemis.

Pinge võimenduskoefitsiendi all mõistame nagu tavaliselt väljundpinge ja sisendpinge väärtuste suhet. Maandatud baasiga võimendusastmes väljendub pingevõimendustegur  $K_H$  järgmiselt:

$$K_H = - \frac{i_2 \cdot R_H}{e_2}.$$

Arvestades süsteemi (20) leiame:

$$K_H = \frac{(r_f + r_2) R_H}{(R_2 + r_f + r_3)(R_H + r_K) - r_f(r_f + r_2)}. \quad (27)$$

Arvestades võrratusi  $r_f \ll r_K$  ja  $r_f \ll r_2$ , saame

$$K_H \cong \frac{r_2 \cdot R_H}{(R_2 + r_f + r_3)(R_H + r_K) - r_f \cdot r_2} \quad (28)$$

Kasutades tabelit 3 võime veenduda, et maandatud baa-

siga võimendusastme pingevõimendustegur punkttriiodi puhul on  $\sim 30$ , pindtriiodi puhul aga 150. Tabelist 3 näeme samuti, et punkttriiod on asetatud eelistatud olukorda võrreldes pindtransistoriga, sest punkttransistori korral  $r_k < R_H$ , pindtriiodi korral aga  $r_k > R_H$ . Vaatamata punkttriiodi eelistatud seisukorrale võrreldes pindtriiodiga koormustakistuse  $R_{H--}$  suhtes võib pindtriiod anda tunduvalt suurema pingevõimenduse. Selgitame välja, kumb pooljuhttriiodidest suudab anda suuremat maksimaalset mõeldavat pingevõimendust. Selleks analüüsime lühidalt idealiseeritud juhtumit, kus  $R_z = 0$  ja  $R_H = \infty$ . Arvutus näitab, et

$$K_{\max} = \alpha \cdot \frac{r_{22}}{r_{11}},$$

kus  $\alpha$  - transistori vooluvõimendustegur ühise baasiga lülituses (lühistatud väljundi korral),  $r_{11}$ ,  $r_{22}$  - vastavad ekvivalentse neliklemmi parameetritele  $z_{11}$ ,  $z_{22}$  (madalate sageduste puhul kujutavad  $z_{11}$  ja  $z_{22}$  enesest aktiivseid takistusi ja seepärast tähistame nagu tavalisi takistusi tähega  $r$ ).

Arvestades, et  $r_{22} \approx r_k$  ja  $r_{11} = r_e + r_f$ , leiame punkttriiodi puhul (vt. tabel 3):

$$K_{H\max} = 2,3 \cdot \frac{15000}{270} = 128.$$

Pindtriiodi jaoks  $K_H = 1830$  (tabeli 3 alusel). Pindtriiodi vooluvõimendustegur on küll väiksem ühest (0,96) (punkttriiodil  $\alpha \approx 2,2$ ), kuid selle vahe kompenseerib liiaga pindtransistori tunduvalt suurem kollektori ja emitteritakistuste suhe. Seepärast eelistataksegi pindtriioode pingevõimendajates punkttriiodidele, kui seda lubab sagedus.

#### Võimsusevõimendustegur ühise baasiga võimendusastmes.

Võimendusastme võimendustegur määratakse koormustakistusel eralduva võimsuse ja signaalgeneraatorilt võetava

maksimaalse võimsuse suhtega. On hästi teada, et generaatorilt on võimalik võtta maksimaalset võimsust juhul, kui koormustakistus on võrdne generaatori sisetakistusega  $R_2$ . Nendel tingimustel generaatorilt saadav võimsus avaldub valemiga

$$P_M = \frac{e_2^2}{4 R_2} \quad (29)$$

Edaspidi kasutatakse valemit (29) võimsusevõimenduskoefitsiendi määramisel, oletades seega automaatselt, et signaalgeneraatori sisetakistus on täpselt võrdne võimendusastme sisendtakistusega. Nendel tingimustel avaldub võimsusevõimenduskoefitsient järgmiselt:

$$K_M = \frac{i_2^2 \cdot R_H}{e_2^2 / 4 R_2} = \frac{4 R_H \cdot R_2 \cdot i_2^2}{e_2^2}$$

Asetades  $i_2$  väärtuse süsteemist (20) saame:

$$K_M = \frac{4 R_H \cdot R_2 (r_s + r_2)^2}{[(R_2 + r_s + r_3)(R_H + r_k) - r_s(r_s + r_2)]^2} \quad (30)$$

Lihtsustame avaldist (30) eeldusel, et  $r_s \ll r_2, r_k$ :

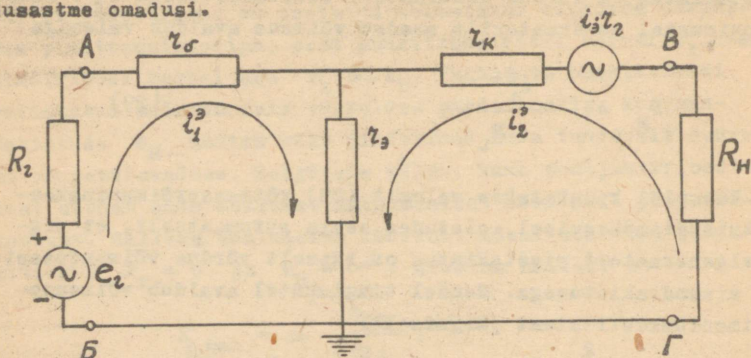
$$K_M = \frac{4 R_H \cdot R_2 \cdot r_2^2}{[(R_2 + r_s + r_3)(R_H + r_k) - r_s \cdot r_2]^2} \quad (31)$$

Tabeli 3 alusel on koefitsiendi  $K_M$  väärtus ühise baasiga skeemis punkttriodi puhul ligikaudu 100, pindtriodi puhul aga 440. Seega pindtriodil on punkttriodi ees eeliseid kõigi siiani vaadeldud iseloomustussuuruste seisukohalt. Edaspidi näeme, et ainukeseks punkttriodi eeliseks pindtransistori ees on paremad sageduskarakteristikud.

## § 2. Ühise emitteriga võimendusaste.

Joonisel 9 toodud ekvivalent skeemi põhjal leiame ühi-

se emitteriga võimendusastme iseloomustussuurused, kasutades sama meetodit, mille abil analüüsime ühise baasiga võimendusastme omadusi.



Joon. 9.

Ühise emitteriga madalsagedusvõimendajaga ekvivalentskeem.

Kirchhoffi seaduste alusel leiame lihtsalt võrrandsüsteemi, mis kirjeldab täielikult joonisel toodud ekvivalentskeemi omadusi:

$$(R_2 + r_\sigma + r_3) i_1^3 + r_3 \cdot i_2^3 = e_2, \quad (32)$$

$$r_3 \cdot i_1^3 + (R_H + r_\kappa + r_3) \cdot i_2^3 = r_2 (i_1^3 + i_2^3).$$

Võrrandsüsteemis (32) on arvestatud, et  $i_1^3 + i_2^3 = -i_3^3$ .

Lahendades süsteemi  $i_1^3$  ja  $i_2^3$  suhtes leiame:

$$i_1^3 = \frac{e_2 (R_H + r_\kappa - r_2 + r_3)}{(R_2 + r_3 + r_\sigma)(R_H + r_3 + r_\kappa - r_2) + r_3(r_2 + r_3)}, \quad (33)$$

$$i_2^3 = \frac{e_2 (r_2 - r_3)}{(R_2 + r_3 + r_\sigma)(R_H + r_3 + r_\kappa - r_2) + r_3(r_2 - r_3)}.$$

### Ühise emitteriga võimendusastme sisendtakistus.

Tähistame ühise emitteriga skeemi puhul kõik suurused täiendavalt indeksiga 3.

Analoogiliselt alemiga (21) kirjutame:

$$R_S^3 = \frac{e_2}{i_1^3} - R_L .$$

Asetades siia  $i_1^3$  väärtuse võrrandsüsteemist (33) saame:

$$R_S^3 = r_3 + r_f + \frac{r_3(r_2 - r_3)}{R_H + r_3 + r_K - r_2} . \quad (34)$$

Arvestades tavaliselt hästi täituvat tingimust  $r_3 \ll r_L$  esitame  $R_S^3$  ligikaudsel kujul

$$R_S^3 \approx r_3 + r_f + \frac{r_3 \cdot r_2}{R_H + r_3 + r_K - r_2} . \quad (35)$$

Pöördudes tagasi avaldise (22) juurde näeme, et ühise baasiga skeemis  $R_S < r_3 + r_f$ , sest  $r_f, r_2, R_H, r_K > 0$ .

Ühise emitteriga skeemi sisendtakistus  $R_S^3$  ületab summa  $r_3 + r_f$  suuruse  $R' = \frac{r_3 \cdot r_2}{R_H + r_3 + r_K - r_2}$  võrra.

Et  $R'$  võib olla negatiivne, tuleb vaadelda eraldi kahte juhtu:

a) Pindtransistorid. Sel juhul on alati täidetud tingimus  $r_K - r_2 > 0$ , sest  $\alpha \approx \frac{r_2}{r_K} < 1$ . Järelikult on  $R'$  alati positiivne ja  $R_S^3 > r_3 + r_f$ .

b) Punkttransistorid. Nagu teame, on sel juhul  $\alpha > 1$ , st.  $r_2 > r_K$  ja  $r_K - r_2$  seega negatiivne. Kui valida  $R_H$  väärtus niisugune et  $R_H + r_3 > |r_K - r_2|$ , siis on  $R' > 0$  ja võimendusastme sisendtakistus ületab  $r_3 + r_f$ . Ühise emitteriga võimendusastme sisendtakistuste orienteerivad väärtused tabeli 3 põhjal oleksid:

$$R_S^3 = 35\ 000\ \Omega - \text{punkttrioodide korral}$$

$$\text{ja } R_S^3 = 700\ \Omega - \text{pindtrioidide korral}$$

Ühise baasiga skeemis olid vastavad suurused 150 ja 90.

Väärib tähelepanu asjaolu, et teoreetiliselt on võimalik juhtum, kus võrrandi (35) kolmanda liikme nimetaja muutub nulliks, s.t. võimendusastme sisendtakistus muutub lõpmatult suureks (see toimub juhul, kui  $R_H + r_K + r_3 = r_2$ ). Pindtrioodide puhul ( $\alpha \cong \frac{r_2}{r_K} < 1$ ) pole viimane võrdsus mõeldav. Avaldise (35) põhjal võib suurendada võimendusastme sisendtakistust, kui valida võimalikult väike  $R_H$  ja pindtriood võimalikult suure vooluvõimendusteguriga ( $\alpha \approx 1$ ). Tuleb aga kohe märkida, et väike  $R_H$  põhjustab võimsuse ja pingevõimenduse vähenemise. Punkttransistori korral tingimus  $R_H + r_K + r_3 = r_2$  on võimalik ja seega ka suure sisendtakistuse saavutamine ei valmista raskusi.

### Ühise emitteriga võimendusastme pingevõimendustegur.

Pingevõimendustegur  $K_H^3$  määratakse niisamuti kui ühise baasiga võimendusastme korral ja nimelt:

$$K_H^3 = - \frac{i_L^3 \cdot R_H}{e_L}$$

Asetades viimasesse valemisse  $i_L^3$  võrrandsüsteemist (33) saame:

$$K_H^3 = \frac{-(r_2 - r_3)R_H}{(R_2 + r_3 + r_5)(R_H + r_3 + r_K - r_2) + r_3(r_2 - r_3)}. \quad (36)$$

Võttes arvesse võrratused  $r_3 \ll r_2$ ,  $r_K$  ja  $\alpha \cong \frac{r_2}{r_K}$ , anname avaldisele (36) kuju

$$K_H^3 \cong \frac{-\alpha R_H}{(R_2 + r_3 + r_5)(1 - \alpha + \frac{R_H}{r_K}) + \alpha r_3}. \quad (37)$$

Kasutades tabeli 3 andmeid leiame:

$$K_H^3 = -130 \quad - \text{punkttrioodide korral,}$$

$$K_H^3 = -575 \quad - \text{pindtrioodide korral.}$$

Vastavad suurused ühise baasiga skeemis olid 30 ja 150.

Miinusmärk pingevõimendusteguri arvulise väärtuse ees näitab, et väljundpinge faas on nihutatud sisendsignaali faasi suhtes  $180^\circ$  võrra. Tõepoolest, positiivse signaali rakendamine ühise emitteriga transistori sisendile (+)baasiväljaviigule, (-)emitterile) vähendab emitteri p-n ülemineku positiivset eelpinget (+)emitteril, (-)baasiväljaviigul) ja järelikult ka aukvoolu emitterist baasi (arutelu kehtib p-n-p transistori kohta). See omakorda põhjustab kollektori- voolu vähenemise ja samuti ka pingelangu vähenemise koormustakistusel (s.t. positiivne sisendsignaali kutsus esile negatiivse polaarsusega signaali koormustakistusel). Niisiis sisendpinge ja väljundpinge on ühise emitteriga võimendusastmes vastasfaasides.

### Ühise emitteriga võimendusastme väljundtakistus.

Toimides niisamuti kui avaldise (25) saamisel leiame käesoleval juhul:

$$(R_2 + r_f + r_3) i_1^{13} + r_3 \cdot i_L^{13} = 0,$$

$$(r_3 - r_2) i_1^{13} + (R_H + r_3 + r_k - r_2) i_L^{13} = e_0.$$

Lahendades viimase võrrandisüsteemi  $i_L^{13}$  suhtes saame:

$$i_L^{13} = \frac{(R_2 + r_f + r_3) \cdot e_0}{(R_2 + r_f + r_3)(R_H + r_3 + r_k - r_2) - r_3(r_3 - r_2)} \quad (38)$$

Teades  $i_L^{13}$  väärtust leiame  $R_V^3$ :

$$R_V^3 = \frac{e_0}{i_L^{13}} - R_H = r_k + r_3 - r_2 + \frac{r_3 \cdot r_2 - r_3^2}{R_2 + r_3 + r_f} \quad (39)$$

Kasutades jällegi tabelit 3 saame:

$$R_V^3 = -13\,000 \Omega - \text{punkttransistoride puhul,}$$

$$R_V^3 = 63\,000 \Omega - \text{pindtransistoride puhul.}$$

Punkttriiodi kasutamise on ühise emitteriga võimendusastme väljundtakistus negatiivne ja seega skeem ebastabiilne. Selle puuduse võib kõrvaldada lisatakistuse lülitamisega järjestikku takistusega  $r_3$ . Kui vaadeldava skeemi parameetrid vastavad tabeli 3 andmetele, siis piisaks lisatakistusest  $750 \Omega$ , et  $R_V^3$  muutuks positiivseks.

Avaldiste (35) ja (39) põhjal võime hõlpsasti veenduda, et pindtransistoride kasutamisel on  $R_S^3$  ja  $R_V^3$  alati positiivsed. Siit järeldub, et ühise emitteriga võimendaja pindtransistoridel ületab tunduvalt ühise emitteriga võimendajat punkttransistoridel stabiilsuse poolest. Et lisatakistuse lülitamine järjestikku takistusega  $r_3$  (positiivse  $R_V^3$  saamiseks) põhjustab täiendavaid kadusid, siis see takistus püütakse valida võimalikult väike, kuid küllaldane, et muuta  $R_V^3$  märki (punkttriiodi puhul).

Niisiis ühise emitteriga võimendusastet punkttransistoril iseloomustavad suur sisendtakistus ja väike väljundtakistus. Pindtriiodide puhul samas skeemis on sisendtakistus tavaliselt väike, väljundtakistus aga suur. Pindtriiodi kasutamisel võib saavutada ühise emitteriga skeemis küllaltki suure sisendtakistuse, kasutades triiodi hästi suure  $\alpha$ -ga ja valides mõistlikult koormustakistuse  $R_H$  (võimalikult väike).

### Ühise emitteriga skeemi võimsuse- ja vooluvõimendustegur.

Arutledes jällegi niisamuti nagu ühise baasiga võimendusastme puhul, saame võimsusevõimendusteguri  $K_M^3$  jaoks valemi:

$$K_M^3 = \frac{(i_2^3)^2 \cdot R_H}{e_i^2 / 4R_i}$$

Asendades  $i_2^3$  avaldisest (33) leiame:

$$K_M^3 = \frac{4R_2 \cdot R_H (r_2 - r_3)^2}{[(R_2 + r_3 + r_5)(R_H + r_K + r_3 - r_2) + r_3(r_2 - r_3)]^2} \quad (40)$$

Võimsusevõimendustegurid orienteerivad väärtused vaadeldava lülituse puhul on järgmised (tabeli 3 alusel):

$$K_M^3 = 1700 \quad - \text{punkttriöödi puhul,}$$

$$K_M^3 = 6600 \quad - \text{pindtriöödi puhul.}$$

Näeme, et ühise emitteriga võimendusaste annab suurema võimsusevõimenduse kui ühise baasiga võimendaja.

Ülalpool tutvusime pooljuhttriöödi tähtsa iseloomustussuurusega  $\alpha$  (triöödi vooluvõimendustegur).  $\alpha$  määratakse kollektorivoolu suhtega emitterivoolusse lühistatud kollektorihela puhul. Kollektorivoolu suhe emitterivoolusse on invariantne suurus mis tahes lülitusviisi jaoks, s.t. ei sõltu transistori lülitusskeemist (juhul kui mitte arvestada parasitmahtuvuste mõju. Igasuguse võimendusastme vooluvõimendustegur määratakse väljundi- ja sisendivoolu suhtega ja seepärast (vastupidi koefitsiendile  $\alpha$ ) erineb kõigis kolmes transistori lülitusskeemis. Pole raske veenduda, et ühise baasiga võimendusastme vooluvõimenduskoeffitsient  $K_i$  on väärtuselt võrdne  $\alpha$ -ga, kui  $R_H \ll r_K$ . Tõepoolest, kasutades avaldist (20) leiame:

$$K_i = -\frac{i_2}{i_1} = -\frac{r_2 + r_K}{R_H + r_2 + r_K}.$$

Arvestades asjaolu, et tavaliselt  $r_2 \ll r_K$ ,  $r_K$ , saame:

$$K_i \approx -\frac{r_2}{R_H + r_K} = -\frac{r_2/r_K}{R_H/r_K + 1} \approx -\alpha \quad (41)$$

(siin on arvestatud, et  $R_H \ll r_K$ ).

Vooluvõimendustegurite võrdlemiseks ühise baasi ja ühise emitteriga võimendusastmes tuleb viimast tüüpi võimendaja vooluvõimendusteguris vabaneda suurusest  $R_H$ . Juhul kui täitub tingimus  $r_K \gg R_H$ , leiame süsteemi (33) põhjal:

$$K_i^3 = \frac{i_2^3}{i_1^3} \approx \frac{r_2 - r_3}{r_3 + r_K - r_2} = \frac{\frac{r_2}{r_K} - \frac{r_3}{r_K}}{\left(\frac{r_3}{r_K} + 1\right) - \frac{r_2}{r_K}}.$$

Võrratuse  $r_3 \ll r_K$  kasutamine annab:

$$K_i^3 \approx \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (42)$$

Punkttrioidide puhul  $K_i^3 = -1,77$ , pindtrioidide puhul aga  $K_i^3 = 24$ .

Valemi (42) abil on mugav võrrelda ühise baasi ja ühise emitteriga võimendusastme sageduskarakteristikuid. Sageduse suurenemisel  $\alpha$  väheneb ja peamiselt aukude ülekandekoefitsiendi  $\beta$  mõjul. Oletame, et mingisugusel sagedusel  $\alpha$  vähenes väärtuseni  $\alpha' = 0,9\alpha$ . Asetades  $\alpha'$  valemisse (42)  $\alpha$  asemel leiame vooluvõimendusteguri uue väärtuse ühise emitteriga skeemis:

$$K_i^{\alpha'} = \frac{0,9\alpha}{1 - 0,9\alpha}$$

Kui  $\alpha = 0,96$ , siis  $K_i^{\alpha'} = 6,34$ , s. t.  $\frac{K_i^{\alpha'}}{K_i^3} = \frac{6,34}{24} = 25\%$ .

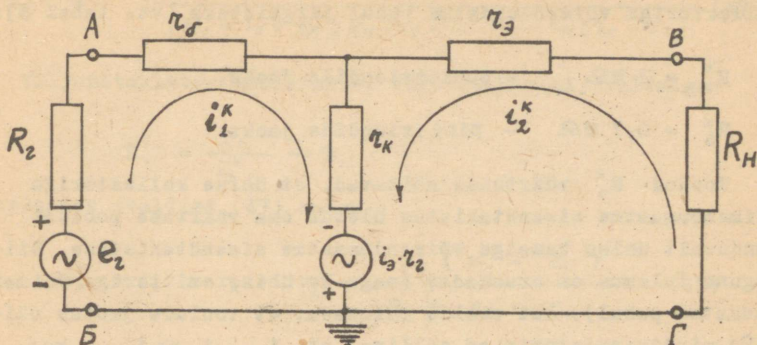
Niisiis  $\alpha$  muutus 10% võrra tingib ühise emitteriga võimendusastme vooluvõimendusteguri muutuse 75% võrra. Järelikult pooljuhttrioidi kui võimendaja sageduskarakteristika langeb ühise emitteriga skeemis tunduvalt kiiremini kui sama trioidi sageduskarakteristika ühise baasiga lülituses.

### § 3. Ühise kollektoriga võimendusaste.

Viimasena vaatleme pooljuhttrioidide omadusi ühise kollektoriga lülituses. Ühise kollektoriga võimendusastme ekvivalent skeem madalate sageduste jaoks on toodud joonisel 10. Kirchhoffi seaduste põhjal saame järgmise antud ekvivalentskeemi kirjeldava võrrandsüsteemi:

$$(R_2 + r_d + r_K) i_1^K + (r_K - r_L) \cdot i_L^K = e_2 \quad (43)$$

$$r_K \cdot i_1^K + (R_2 + r_3 + r_K - r_L) \cdot i_L^K = 0$$



Joon. 10.

Ühise kollektoriga transistorvõimendaja ekvivalentskeem madalate sageduste puhul.

Võrrandsüsteemist (43) leiame voolude  $i_1^K$  ja  $i_2^K$  jaoks:

$$i_1^K = \frac{e_2 (R_2 + r_3 + r_K - r_2)}{(R_2 + r_\delta + r_K)(R_H + r_3 + r_K - r_2) - r_K(r_K - r_2)} \quad (44)$$

$$i_2^K = \frac{-e_2 \cdot r_K}{(R_2 + r_\delta + r_K)(R_H + r_3 + r_K - r_2) - r_K(r_K - r_2)}$$

Ühise kollektoriga võimendusastme sisendtakistus.

Kasutades süsteemi (44) leiame antud lülitusskeemi puhul sisendtakistuse jaoks avaldise:

$$R_S^K = \frac{e_2}{i_1^K} - R_2 = r_\delta + r_K - \frac{r_K(r_K - r_2)}{R_H + r_3 + r_K - r_2} \quad (45)$$

Arvestades juba tuntud vahukordi  $r_\delta \ll r_K$  ja  $\frac{r_2}{r_K} \approx \alpha$ , saame avaldisest (45):

$$R_S^K \approx \frac{R_H + r_3 + r_\delta(1-\alpha)}{1-\alpha + R_H/r_K} \quad (46)$$

Suurusjärgult kujunevad sisendtakistuse väärtused ühise kollektoriga võimendusastme puhul järgmisteks (vt. tabel 3):

$$R_S^K = 2 \text{ M}\Omega \quad - \text{ punkttrioidide jaoks,}$$

$$R_S^K = 0,7 \text{ M}\Omega \quad - \text{ pindtrioidide jaoks.}$$

Toodud  $R_S^K$  väärtused näitavad, et ühise kollektoriga võimendusastme sisendtakistus ületab oma väärtuse poolest tunduvalt ühise baasiga võimendusastme sisendtakistuse. Nii-sugune tulemus on arusaadav (nagu ka ühise emitteriga võimen-dusastme puhul), kui meelde tuletada, et voolude jaotus näi-teks pindtransistoris on selline, et  $i_K, i_B \gg i_E$ , kus-juures  $i_K - i_B = i_E$ . Ühise emitteriga ja ühise kollektori-ga skeemides on sisendvooluks transistori baasivool  $i_E$ , ühise baasiga lülituses aga emitterivool. Väljundahela voolu muutmiseks teatud suuruse võrra peame ühise baasiga skeemis muutma ligikaudu niisama palju ka voolu väärtust sisendahe-las (emitterivoolu muutumine  $\Delta i_B = 1$  võrra kutsüb esile väljundahela voolu, antud juhul kollektorivoolu, muutuse  $\Delta i_B \approx \alpha \Delta i_B$ , sest  $\alpha \approx 1$ ). Samasuguste voolumuutuste saa-vutamiseks ühise emitteri ja ühise kollektoriga võimendus-astmete väljundahelates piisab baasivoolu muutumisest väike-se suuruse võrra (sest  $\Delta i_B - \Delta i_K = \Delta i_E$  ja  $\Delta i_B, \Delta i_K \gg \Delta i_E$ ). Niisiis voolude ühesuguste muutuste tekitamiseks väljundahe-lais (lühistatud väljundi korral) tarvitab ühise baasiga või-mendusaste signaalgeneraatorilt tunduvalt suuremat voolu võr-reldes transistori kahe ülejäänud lülitusskeemiga. See tähen-dabki, et ühise emitteri ja ühise kollektoriga lülituses on transistori sisendtakistus tunduvalt suurem kui ühise baasi-ga skeemis.

#### Ühise kollektoriga võimendusastme väljundtakistus.

Samuti nagu transistori kahe eelneva lülitusskeemi puhul leiame voolu  $i_2^K$  .. Lihtsad arvutused annavad antud juhul:

$$i_2^{IK} = \frac{e_0 (R_2 + r_d + r_k)}{(R_2 + r_d + r_k)(R_H + r_3 + r_k - r_2) - r_k(r_k - r_2)} \quad (47)$$

Väljundtakistus määratakse, nagu eespoolgi, valemiga:

$$R_V^K = \frac{e_0}{i_2^{IK}} - R_H$$

Kasutades avaldist (47) saame :

$$R_V^K = r_3 + r_k - r_2 - \frac{r_k (r_k - r_2)}{R_2 + r_d + r_k} \quad (48)$$

Tabeli 3 alusel on ühise kollektoriga võimendusastme väljundtakistuse väärtus orienteerivalt järgmine:

$$R_V^K = -650 \Omega - \text{punkttransistori puhul,}$$

$$R_V^K = 65 \Omega - \text{pindtransistori puhul.}$$

Funkttrioodiga skeemis võib väljundtakistuse väärtuse muuta positiivseks, lülitades emitteriahelasse lisatakistuse (vaadeldud näite korral  $\sim 650 \Omega$ ). Torkab silma ühise kollektoriga transistorivõimendusastme aarnasus vaakumtrioodil ehitatud katoodjärgijaga - suur sisendtakistus ja väike väljundtakistus.

Ühise kollektoriga võimendusastmel on oluline puudus. Tänu sellele, et emitteri p-n üleminek on otseselt väljundahelas, pole võimalik saada väljundis suurt pingeamplituudi. Teatavasti rakendatakse trioodi emitterile eelpingena pärisuunas pinge  $\sim 1 \text{ V}$ , kollektori p-n üleminekul aga vastupinge  $\sim 50 \text{ V}$ . Liialt suure sisendsignaali korral (s.t. ka suure signaali korral väljundis) võib pooljuhtriood sulguda - emitteri p-n üleminekul tekib sisendsignaali ühe poolperioodi jooksul negatiivne pinge (vastupinge), mis ületab esialgse positiivse eelpinge  $\sim 1 \text{ V}$ . Sisendsignaali teise poolperioodi jooksul (liialt suure signaali puhul satub triood küllastatud režiimi. See režiim vastab olukorrale, kus

emitteri eelpingele  $\sim 1$  V lisandub samasuunaline vahelduvpinge poolperiood, mille tulemusena potentsiaalne barjäär baasi ja emitteri vahel väheneb sedavõrd, et tõkkekihi takistus ei etenda enam olulist osa võrreldes vooluahela teiste takistustega.

Ühise kollektoriga võimendusastme pinge- ja võimsusevõimendustegur.

Kasutades süsteemi (44) teist võrrandit leiame nagu eelnevategi skeemide puhul:

$$K_M^K = \frac{4 R_2 \cdot R_H (i_2^K)^2}{e_2} = \frac{4 R_2 \cdot R_H \cdot u_2^2}{[(R_2 + r_d + r_K)(R_H + r_d + r_K - r_2) - r_K(r_K - r_2)]^2} \quad (49)$$

Asetades valemisse (49) parameetrite väärtused tabelist 3 saame:

$$K_M^K = 0,1 \quad - \text{punkttrioidide korral,}$$

$$K_M^K = 0,02 \quad - \text{pindtrioidide korral.}$$

Süsteemi (44) teise võrrandi abil leiame pingevõimendusteguri

$K_H^K = - \frac{i_2^K \cdot R_H}{e_2}$ , väljendatuna ekvivalentskeemi parameetrite kaudu:

$$K_H^K = \frac{r_K \cdot R_H}{(R_2 + r_d + r_K)(R_H + r_d + r_K - r_2) - r_K(r_K - r_2)} \quad (50)$$

Asetades võrrandisse (50) parameetrite väärtused tabelist 3 võime hõlpsasti veenduda, et mõlemat tüüpi transistoride jaoks saame ühest väiksemad positiivsed pingevõimendusteguri väärtused. Tõenäoliselt ei kõlba vaadeldav skeem pinge ja võimsuse võimendamiseks.

Ühise kollektoriga võimendusastme vooluvõimendustegur.

Talutades meelde eelnevat leiame hõlpsasti vooluvõimendusteguri süsteemi (44) abil:

$$K_i^K = - \frac{i_2}{i_1} = - \frac{r_K}{R_H + r_3 + r_K - r_2} .$$

Teiste transistori lülitusskeemidega võrdlemiseks oletame, et viimases avaldises  $R_H = 0$  (lühistatud väljund, aga samuti arvestame, et  $r_K - r_2 \gg r_3$ , ning saame:

$$K_i^K \Big|_{R_H=0} \approx \frac{1}{1 - \frac{r_2}{r_K}} = - \frac{1}{1 - \alpha} . \quad (51)$$

Tabeli 3 alusel:

$K_i^K \approx 0,77$  - punkttransistori korral.

$K_i^K \approx -25$  - pindtransistori korral.

Märk (-) näitab, et vaadeldav skeem pöörab ümber voolu faasi.

Ühise kollektoriga võimendusastme suur vooluvõimendus-  
tegur (pindtransistori puhul) kinnitab selle skeemi analoog-  
giat katoodjärgijaga tavalisel vaakuumtrioodil.

Praktikas kasutatakse ühise kollektoriga skeemi voolu  
võimendamiseks, aga samuti ka takistuste sobitamiseks. Eks-  
perimentaalselt on tõestatud, et ühise kollektoriga võimen-  
dusastmel on head sagedusarakteristikud.

Kõigi kolme lülitusskeemi omadused on toodud alljärgne-  
vas tabelis.

- T a b e l 4

	Ühise baasiga skeem	Ühise emitteriga skeem	Ühise kollektori- ga skeem
Valem sisendtakistu- se jaoks	$r_3 + r_3 - \frac{r_3(r_3 + r_2)}{R_H + r_3 + r_K}$	$r_3 + r_3 + \frac{r_3(r_3 - r_2)}{R_H + r_3 + r_K}$	$r_3 + r_K - \frac{r_3(r_3 - r_2)}{R_H + r_3 + r_K}$
Keskmiised väärtu- sed	<p>punkt- triood</p> <p>pind- trioid</p>	<p><math>\approx 150 \Omega</math></p> <p><math>\approx 35\ 000 \Omega</math></p> <p><math>\approx 700 \Omega</math></p>	<p><math>\approx 2\ 000\ 000 \Omega</math></p> <p><math>\approx 700\ 000 \Omega</math></p>

	Ühise baasiga skeem
Valem väljundtakistuse jaoks Orienteerivad väärtused	$r_d + r_k - \frac{r_d(r_d + r_2)}{R_2 + r_d + r_3}$ $\approx 9500 \Omega$ $\approx 530000 \Omega$
Pingevõimendusteguri valem Orienteerivad väärtused	$\frac{(r_d + r_2) \cdot R_H}{(R_2 + r_d + r_3)(R_H + r_d + r_k) - r_d(r_d + r_2)}$ $\approx 30$ $\approx 150$
Valem võimsuse võimendusteguri jaoks. Orienteerivad väärtused	$\frac{4 R_H \cdot R_2 (r_d + r_2)^2}{[(R_2 + r_3 + r_d)(R_H + r_d + r_k) - r_d(r_d + r_2)]^2}$ $\approx 100 (20 \text{ dB})$ $\approx 440 (26 \text{ dB})$
Valem vooluvõimendusteguri jaoks Orienteerivad väärtused	$K_i = - \frac{i_k}{i_j} \approx \alpha$ $\approx 2,3$ $\approx 0,96$
Stabiilsus	Stabiilne, kui $R_H = 0$ Stabiilne
Faas	Ei pööra faasi, kui $R_H$ pole väga väike ja $\alpha$ väga suur. Ei pööra faasi

Ühise emitteriga skeem	Ühise kollektoriga skeem
$r_K + r_3 - r_2 + \frac{r_3(r_2 - r_3)}{R_2 + r_3 + r_d}$ $\approx -13000 \Omega$ $\approx 63000 \Omega$	$r_K + r_3 - r_2 - \frac{r_K(r_K - r_2)}{R_2 + r_K + r_d}$ $\approx -650 \Omega$ $\approx 65 \Omega$
$\frac{(r_3 - r_2) \cdot R_H}{(R_2 + r_3 + r_d)(R_H + r_K + r_3 - r_2) + r_3(r_2 - r_3)}$ $\approx -130$ $\approx -575$	$\frac{r_K \cdot R_H}{(R_2 + r_d + r_K)(R_H + r_3 + r_K - r_2) + r_K(r_2 - r_K)}$ $< 1$ $< 1$
$\frac{4R_2 \cdot R_H (r_2 - r_3)^2}{[(R_2 + r_3 + r_d)(R_H + r_K + r_3 - r_2) + r_3(r_2 - r_3)]^2}$ $\approx 1700 (32 \text{ dS})$ $\approx 6600 (38 \text{ dS})$	$\frac{4R_2 \cdot R_H \cdot r_K^2}{(R_2 + r_d + r_K)(R_H + r_3 + r_K - r_2) - r_K(r_K - r_2)]^2}$ $\approx 0,1$ $\approx 0,2$
$K_i^3 \approx \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ $\approx -1,66$ $\approx 24$	$K_i^K \approx \frac{-1}{1 - \alpha}$ $\approx 0,77$ $\approx -25$
<p>Ebastabiilne</p> <p>Stabiilne</p>	<p>Ebastabiilne</p> <p>Stabiilne</p>
<p>Muudab pinget ja voolu faasi vastupidiseks</p> <p>Muudab pinget faasi vastupidiseks</p>	<p>Ei muuda faasi</p> <p>Muudab voolu faasi vastupidiseks</p>

	Ühise baasiga skeem	Ühise emitteeriga skeem	Ühise kollektoriga skeem
Head omadused <p>{ punkttriiod</p> <p>{ pindtriiod</p>	Vooluvõimendus  Kõrge väljundtakistus	Suur sisendtakistus, toide ühelt patareilt.  Suur väljundtakistus, toide ühelt patareilt, suur pinge ja võimsusevõimendus	Hea sageduskarakteristika  Töötab katoodjärgjana, suur vooluvõimendus.
Halvad omadused <p>punkttriiod</p> <p>pindtriiod</p>	Madal sisendtakistus, väike võimendus  Madal sisendtakistus	Ebastabiilne  Väike sisendtakistus, kui $\alpha$ erineb palju 1-st ja kui $R_H$ pole väike	Võimalik ebastabiilsus, väike pinge ja võimsuse võimendus Väike pinge ja võimsuse võimendus

### VIII. Transistorvõimendaja stabiilsusest.

Pooljuhttriiodide parameetrid sõltuvad tugevasti temperatuurist ja alalisvoolu režiimist. Samuti iseloomustab kaasaja pooljuhttriiodide suur parameetrite hajuvus. Parameetrite muutused põhjustavad võimendaja võimendusteguri mittesovitava muutumise.

Võimendaja iseloomustussuuruste sõltuvust transistori parameetritest osutub võimalikuks vähendada negatiivse tagasiside abil (kaskaadisisene või mitme kaskaadi ulatuses). Negatiivne tagasiside teostatakse võimendaja skeemi lülitavate lisataktite abil. Suurepärane on seejuures fakt, et

ühed ja samad takistid võivad etendada nii vahelduvvoolu tagasisideelementide kui ka alalisvoolu tagasisideelementide osa. Esimesel juhul vähendavad nimetatud takistid võimendaja iseloomustussuuruste sõltuvust trioodi diferentsiaalsest parameetritest, teisel juhul aga stabiliseerivad võimendaja alalisvoolu režiimi.

Võimendaja parameetrite stabiliseerimine vahelduvvoolu tagasiside kasutusele võtmisega on efektiivne ainult iga üksiku kaskaadi töövõime säilitamise korral sõltumatult temperatuuri muutustest. Temperatuuri muutused avaldavad transistori režiimile mõju eelkõige kollektori vastuvoolu muutuste kaudu. Seepärast mõutaksegi, et eelpinge ahelad võimaldaksid saavutada kollektorivoolu soovitava väärtuse ja tagaksid trioodi parameetrite minimaalse mõju kollektorivoolule. Väikese võimsusega germaaniumtrioodide kollektori vastuvool  $I_{KO}$  ( $I_3 = 0$ ) on  $20^\circ\text{C}$  juures suurusjärgus 1-3 või 15-25  $\mu\text{A}$ , kollektori ja baasi vahelise pinge korral 10-15 V. Kollektori vastuvoolu muutust sõltuvalt temperatuurist väljendatakse ligikaudse valemiga:

$$\Delta I_{KO} \approx (I_{KO})_{20} \left( 1,85^{\frac{t}{10} - 2} - 1 \right) \quad (52)$$

$(I_{KO})_{20}$  - kollektori vastuvool  $20^\circ\text{C}$  juures,

t - temperatuur ( $^\circ\text{C}$ ).

Peale selle oleneb  $I_{KO}$  pingest kollektori ja baasi vahel, kuid seda sõltuvust võib mitte arvestada vastupingete piirkonnas 6 - 12 V.

Kollektori summaarne vool sõltub kollektori p-n ülemineku eelpingest  $U_{CM}$ , eelpingeahela takistustest R, kollektori vastuvoolust  $I_{KO}$  ning transistori vooluvõimendustegurist  $\alpha$ , s.t.  $I_K = f(U_{CM}, R, I_{KO}, \alpha)$ . R ja  $U_{CM}$  võib lugeda konstantseteks suurusteks ja järelikult kollektorivoolu muutused on tingitud kollektori vastuvoolu  $I_{KO}$  ja trioodi vooluvõimendusteguri  $\alpha$  muutustest. See-

pärast võime kirjutada

$$dI_K = S_i \cdot dI_{K0} + Q \cdot d\alpha \quad (53)$$

kus

$$S_i = \frac{dI_K}{dI_{K0}} \quad \text{ja} \quad Q = \frac{dI_K}{d\alpha}$$

$S_i$  - nimetatakse transistori ebastabiilsuse teguriks.

Kollektorivoolu lõpliku juurdekasvu  $\Delta I_K$  jaoks võime kirjutada avaldise (53) põhjal ligikaudse valemi :

$$\Delta I_K \cong S_i \cdot \Delta I_{K0} + Q \cdot \Delta \alpha \quad (54)$$

kus  $\Delta I_{K0}$  - kollektori vastuvoolu muutus antud temperatuuride piirkonnas.

$\Delta \alpha$  -  $\alpha$  muutus antud temperatuuride piirkonnas või vooluvõimendusteguri tõelise väärtuse erinevus arvatud väärtusest.

Edaspidi kasutame absoluutsete kollektorivoolude muutuste asemel suhtelisi  $\frac{\Delta I_K}{I_K} = \delta I_K$ . On võimalik näidata, et  $Q = S_i \cdot \frac{I_K}{\alpha^2}$  kõigi kasutatavate eelpingeahelate jaoks. Arvestades neid märkusi saame:

$$\delta I_K = S_i \left( \frac{\Delta I_{K0}}{I_K} + \frac{\Delta \alpha}{\alpha^2} \right) \quad (55)$$

Sellest avaldisest võime väljendada  $I_K$  või  $S_i$  :

$$S_i = \frac{\delta I_K}{\frac{\Delta I_{K0}}{I_K} + \frac{\Delta \alpha}{\alpha^2}}, \quad (56)$$

$$I_K = \frac{S_i \cdot \Delta I_{K0}}{\delta I_K - S_i \frac{\Delta \alpha}{\alpha^2}}. \quad (57)$$

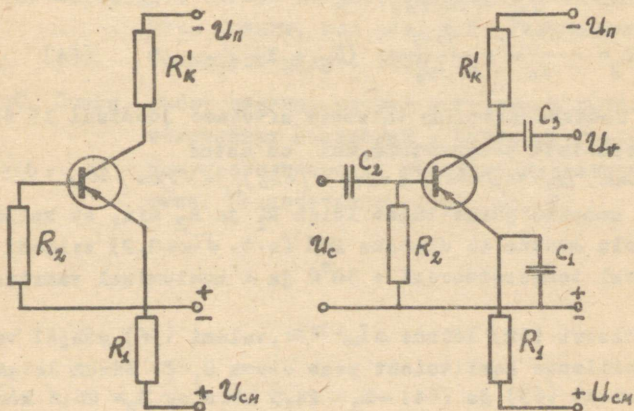
Ülalpool toodud valemeid võib kasutada eelpingeahelate analüütiliseks arvutamiseks. Arvutuste juures eeldatakse, et:

1. Kollektori ja baasi vaheline pinge ei avalda mõju kollektorivoolule.
2. Pingelang emitteri ja baasi vahel võrdub nulliga.
3. Transistori vooluvõimendustegur ei sõltu emitterivoolust.

Nendel tingimustel:

$$I_K = I_{KO} + \alpha I_B \quad (58)$$

Tehtud lihtsustavad eeldused on põhjendatud, kui normaalsete kollektorivoolude puhul lülitada emitteri - ja baasiahelasse võrdlemisi suured lisatakistused. Sel juhul ületab pingelang välistel takistitel tunduvalt pingelangu baasi ja emitteri vahel. Nüüd määratakse toitevoolud põhiliselt toiteallika pinge ja stabiliseerivate takistitega. Näitena vaatleme eelpingeahelate arvutuse kahe toitepingeallikaga võimendusastme puhul (joon. 11).



Joon.11.

Kahe toitepingeallikaga stabiliseeritud võimendusastme skeem ja eelpingete ahelad.

Kollektorivoolu arvutamiseks valemi (58) järgi leiame eelkõige avaldise emitterivoolu  $I_E$  jaoks. Pole raske veenduda, et  $I_E$  väljendub järgmiselt (vt. joon.11 a):

$$I_E = \frac{U_{cm} - U_{3\delta} + I_K \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (59)$$

Avaldiste (58) ja (59) abil leiame  $I_K$ :

$$I_K = \frac{I_{K0}(R_1 + R_2) + \alpha(U_{cm} - U_{3\delta})}{R_1 + R_2 - \alpha R_2} \quad (60)$$

Diferentseerides avaldise (60)  $I_{K0}$  järgi saame:

$$S_1 = \frac{\partial I_K}{\partial I_{K0}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2(1 - \alpha)} \quad (61)$$

Arvestades avaldist (61) anname  $I_K$  avaldisele kuju:

$$I_K = \frac{U_{cm} - U_{3\delta}}{R_2} (S_1 - 1) + S_1 \cdot I_{K0} \quad (62)$$

Avaldisest (61) ja (62) võib määrata  $R_1$  ja  $R_2$ :

$$R_1 = \frac{U_{cm} - U_{3\delta}}{I_K - S_1 I_{K0}} [1 - S_1(1 - \alpha)] \quad (63)$$

$$R_2 = \frac{U_{cm} - U_{3\delta}}{I_K - S_1 I_{K0}} (S_1 - 1) \quad (64)$$

Kasutades saadud valemuid arvutame joonisel 11 toodud eelpingehelate parameetrid, kui on antud

$$I_K = 1 \text{ ma}; U_{\Pi} = U_{cm} = 26 \text{ V}; \alpha = 0,96; (I_{K0})_{20} = 13 \mu\text{a}; U_{3\delta} = 0,15 \text{ V}$$

Toodud andmete järgi tuleb leida  $R_1$  ja  $R_2$  nii, et kollektorivoolu muutus ei ületaks 20% (s.t.  $\delta I_K \leq 0,2$ ) triodi soojenemisel temperatuurini  $+50^\circ\text{C}$  ja  $\alpha$  muutumisel väärtuseni 0,99.

Avaldisest (52) leiame  $\Delta I_{K0} = 70 \mu\text{a}$ , valemi (56) põhjal vastav ebastabiilsuse koefitsient peab olema  $S_1 = 2$ . Edasi leiame avaldistest (63) ja (64)  $R_1 = 24,5 \text{ k}\Omega$  ning  $R_2 = 26,6 \text{ k}\Omega$ .

Praktika seisukohast on otstarbekam kasutada võimendusastme toidet ühelt pingevalikalt. Vastavad skeemid ja arvutusteks vajalikud valemid on toodud õpikus 5. Samas võib leida ka näiteid vahelduvvoolu negatiivse tagasiside mõjust võimendusastme karakteristikutele.

Kirjandus:

1. А. Кобленц, Г. Оуэнс, Транзисторы. Теория и применения. Изд. Иностр. лит., 1956.
2. Полупроводниковая электроника /сборник статей/. Госуд. Энерг. Изд., 1959.
3. А.А. Маслов, Электронные полупроводниковые приборы. Госэнергоиздат, 1960.
4. Специальный практикум по полупроводникам и полупроводниковым приборам, под редакцией проф. К.В. Шалимовой. Госэнергоиздат, 1962.
5. Ю.И. Конев, Полупроводниковые триоды в автоматике. Изд. Советское радио. 1960.
6. К.Э. Эрглис, И.П. Степаненко, Электронные усилители. Физматгиз, 1961.
7. А.В. Лоу и др., Основы полупроводниковой электроники. Пер. с англ. под ред. Е.И. Гальперина, Изд. Советское радио, 1958.
8. Г.С. Цыкин, Выбор режима, расчет нагрузки и определение нелинейных искажений в каскадах усиления с полупроводниковыми триодами плоскостного типа. Радиотехника, 1955, Нр. 8.

## 5. RADIOAKTIIVSETE ISOTOOPIDE TÖÖSTUSLIKU KASUTAMISE FÜÜSIKALISED ALUSED.

T. Soovik.

Tuumafüüsika ja -tehnika kiire areng on kaasa toonud radioaktiivsete isotoopide järjest laieneva kasutuselevõtu mitmesugustes tööstusharudes, eelkõige radioaktiivsete isotoopide abil töötavate mõõte- ja kontrollaparaatide näol. Nimetatud aparatuuride otstarbekas kasutamine nõuab inseneritehniliselt personalilt teadmisi radioaktiivsete isotoopide ja nende kiirguste, samuti kiirguste ja aine vastastikuse mõju ning kiirgusdetektorite kohta. Käesoleva kursuse eesmärgiks ongi anda teadmisi mainitud aladel, mitte aga detailselt tundma õpetada üksikuid radioaktiivsete isotoopidega töötavaid aparate. Seetõttu kannab kursus nimetust "Radioaktiivsete isotoopide tööstusliku kasutamise füüsikalised alused". Välja on jäetud märgitud aatomite meetodi kasutamine tööstuses.

Käesolevas juhendis on püütud esitada olulisemad punktid, mida on vaja omandada radioaktiivsete aparatuuride tööprintsipi tundmaõppimisel, ja selleks tarvilik kirjandus. Viimase loetelu ei ole küll täielik, kuid arvestades raskusi, mis võivad tekkida kirjanduse hankimisel, on loetelus antud siiski rohkem kui minimaalselt vajalik.

Peaosa kursuse materjalist on esitatud P r i c e , D o l g i r e v i jt. ning T a t o t š e n k o raamatus. Et olemasolevail andmeil leidub kursustlaste hulgas mitmesuguse ettevalmistusega inimesi, nende seas radioaktiivse mõõteaparatuuri konstrueerimisega tegelejaid, siis sisaldab programm ka materjale, mis ei ole hädatarvilikud radioaktiivse aparatuuri tarbijale, samuti vastavat kirjandust. Raskemad mitmesugused lõigud, samuti kirjandus, on programmis märgitud tähekesega ja nende omandamine on vajalik vaid radioaktiivsete aparatuuride ehituse spetsialistidel.

## I. TUUMADE RADIOAKTIIVNE LAGUNEMINE.

Alljärgneva peatüki materjali omandamine eeldab aatomituumade ehituse tundmist üldjoontes. Vajaduse korral võib sellega tutvuda tehniliste kõrgemate õppeasutuste uuemate üldise füüsika õpikute abil.

Vajalik materjal on lühidalt esitatud järgmistes teostes:

1. Таточенко Л. К., Радиоактивные изотопы в приборостроении, Атомиздат, 1960, стр. 5 - 14.
2. Брода Э., Шенфельд Г., Применение радиоактивности в технике, Физматгиз, 1959, гл. I I - 13, 18, 19.

Aatomituumade ehitus. Radioaktiivse lagunemise liigid.

$\alpha$  - lagunemine. Tuuma laengu ja massi muutumine  $\alpha$  - lagunemisel.  $\alpha$  - osakesed, nende energiaspekter. Energiaühikud eV, keV, MeV. Tuumade  $\alpha$  - aktiivsuse põhjustest.

$\beta^+$  ja  $\beta^-$  lagunemine. Tuumalaengu muutus  $\beta^+$  ja  $\beta^-$  lagunemisel.  $\beta$  -osakeste energiaspekter. Neutriino. Elektroni haaramine tuuma poolt elektronkattest - K- haare.

$\beta$  - lagunemise põhjustest.

Tuumade ergutatud energiaseisundid.  $\gamma$  -kiirguse kvandi tekkimine ergutatud tuuma üleminekul madalamale energiatasemele.  $\gamma$  -kvandi loomus,  $\gamma$  -kiirguse asend elektromagnetiliste lainete spektris.  $\gamma$  -kvantide energia-

spekter, selle diskreetsus.

Radioaktiivse lagunemise seadus. Poolestusaeg, lagunemise tõenäosus ja nendevaheline seos. Aktiivsuse mõiste ja aktiivsuse ühikud: kúrii (c), millikúrii (mc), mikrokúrii ( $\mu$ c).

Radioaktiivsete isotoopide lagunemise skeemid. Seos aktiivsuse ja ajaühikus kiiratud  $\gamma$  -kvantide arvu vahel. Kunstlik-radioaktiivsete isotoopide saamine. Tähtsamad tehnikas kasutatavad isotoobid.

$S^{35}$ ,  $Sr^{90}$  +  $\gamma^{90}$ ,  $Ti^{204}$ ,  $Co^{60}$ ,  $Cs^{137}$ ,  $Eu^{155}$ ,  $Tu^{170}$ ,  $Ir^{192}$ .

Nende lagunemisskeemide näiteid. (Radioaktiivsete isotoopide tuntud lagunemisskeeme võib leida käsiraamatust: Джелепов Б. С., Пекер Л. К., Схемы распада радиоактивных ядер. изд. АН СССР, 1958.)

## II. TUUMAKIIRGUSTE NEELDUMINE.

Tuumakiirguste neeldumisprotsesside tundmaõppimine on vajalik niihästi neil protsessidel baseeruvate radioaktiivsete mõõtmisaparatuuride kui ka kiirgusedektorite tööprintsiipide mõistmiseks. Peamist tähelepanu tuleb siin pöörata  $\gamma$  -kiirguse neeldumisele, sest see on praktiliselt tähtsaim, kuid ka kõige komplitseeritum. Seetõttu sisaldab juhend  $\gamma$  -kiirguse neeldumise kohta miinimum nõudeid ületavat materjali.

Kiirguste iseloomustamiseks kasutatavad mõisted: osakeste (kvantide) energia, pinnaühikule ühes ajaühikus langevate osakeste arv, kiirguse intensiivsus.

Neeldumisprotsessi iseloomustavad mõisted: lineaarne neeldumiskoeffitsient, masskoeffitsient, efektiivne ristlõige. Peegeldumiskoeffitsient.

## Kirjandus:

1. Таточенко, стр. 13 - 19.
2. Брода, Шенфельд, гл. I § 14.

1)  $\alpha$  - kiirguse neeldumine.

## Kirjandus:

1. Таточенко, стр. 20 - 21.
2. Брода, Шенфельд, гл. I § 15.
3. Прайс В., Регистрация ядерного излучения, Изд. иностр. лит., 1960, гл. I § I - 4.

$\alpha$  - osakese ja neelava aine atomite vastastikuse mõju elektriline iseloom.  $\alpha$  -osakese kineetilise energia kulumine neelava keskkonna aatomite ioniseerimiseks ja ergutamiseks. Energia erikadu ( $\frac{dE}{dx}$ ) ehk aine pidurdamisvõime. Selle olenevus neelava aine elektronide tihedusest (mitterelativistlik juht).

Ioone moodustumine  $\alpha$  -osakeste toimel gaasis. Ioonpaari tekitamiseks kulub energia. Eriionisatsioon. Braggi kõver.  $\alpha$  -osakeste teepikkus õhus, selle arvutamine lähtudes energiast. Neeldumine ja tee pikkus teistes ainetes, arvutamine lähtudes tee pikkusest õhus.

2)  $\beta$  -kiirguse neeldumine.

## Kirjandus:

1. Таточенко, стр. 21 - 25.
2. Брода, Шенфельд, гл. I § I 6.
3. Прайс, гл. I § 7 - II.

Kiirete elektronide ja positronide vastastikune mõju ainega, nende aeglustumine. Erinevused võrreldes  $\alpha$  -osakestega, mis on tingitud elektronide suuremast kiirusest ja

väiksemast massist (oluline on  $\beta$  -osakeste massi võrdsus hajutatavate elektronide massiga). Positroni annihileerumine. Energia kaod mitteelastsetel põrgetel. Energia erikadu, erionisatsioon ja nendevaheline seos. Ioonpaari tekitamiseks õhus kuluv energia. Radiatsioonikaod, mis muutuvad peamiseks suurematel energiatel, kui on  $\beta$  -osakestel.

Neeldumiskõverad monoenergeetiliste elektronide ja pideva spektriga  $\beta$  -kiirguse jaoks. Võimalus kirjeldada viimast ligikaudu eksponentsiaalse kõveraga. Lähimisyõime arvutamine empiiriliste valemite abil. Neelava aine paksuse iseloomustamine ühikus  $\frac{g}{cm^2}$ ,  $\frac{mg}{cm^2}$ .

Poolnõrgendava kihi paksuse mõiste, selle arvutamine.

$\beta$  -osakeste peegeldumine erineva järjekorranumbriga ainetelt.

### 3) $\gamma$ -kiirguse neeldumine.

#### Kirjandus:

1. Таточенко, стр. 25 - 33.
2. Брода, Шенфельд гл. I § 17.
3. Прайс, гл. I § 12 - 15.
4. Лейпунский О. И., Новожилов Б. В., Сахаров В. Н.,  
Распространение гамма-квантов в веществе. Физматгиз  
1960 гл. I § 1.

$\gamma$  -kiirguse neeldumise erinevus  $\alpha$  - ja  $\beta$  -kiirguse neeldumisest ( 2 ). Neeldumine kui üksikute kvantide kadumine kiirguskimbust. Neeldumismehhanismid: fotoefekt, komton-efekt ja elektroni-positroni paaride teke. Neeldumisseadus, lineaarne neeldumiskoeffitsient, neeldumise masskoeffitsient.

Fotoelektriline neeldumine (fotoefekt). Fotoefekti võimalus ainult seotud elektronidel. Fotoelektrilise neeldumise koeffitsiendi olenevus kvandi energiast ja neelava aine järjekorranumbrist (kvalitatiivselt).

Mitteelastne pöрге vaba elektroniga - kompton-efekt. Energia ja impulsi jäävuse seadustest tulenev seos hajunud kvandi energia ja hajumisnurga vahel.

Tagasihajunud ( $\theta = \pi$ ) kvantide energia. Elektronidele antava energia suurus sõltuvalt hajumisnurgast.

\* Klein-Nishina-Tamme valem hajumise diferentsiaalse ristlõike kohta (4). Integraalse ristlõike valem. Integraalse ristlõike jagamine kvandi energia hajumise ja kvandi energia neeldumise ristlõikeks.

Hajunud  $\gamma$  -kiirguse tekkimine kompton-efekti tõttu. Erinevus kitsa ja laia kiirguskimbu vahel.

Elektroni-positroni paaride teke. Olenevus neelava aine järjekorranumbrist ja kvandi energiast. Neeldumismehhanismide vahetõttu sõltuvalt gamma-kvandi energiast (3,4).

### III. TUUMAKIIRGUSE DETEKTORID.

Tuumakiirguste poolt ainele avaldatavate mitmesuguste mõjutuste kasutamine kiirguse avastamiseks ja tema intensiivsuse mõõtmiseks. Lühikärgvaade kasutatavatest registreerimismeetoditest.

Kirjandus:

1. Прайс, гл. 2 § 20 - 25.
2. Долгирев Е. И., Малеев П. И., Сидоренко В. В., Детекторы ядерных излучений. Супромгиз, 1961, § 3.

1. Ionisatsioonkamber.

Kirjandus:

1. Прайс, гл. 4 § 39, 41 - 46, 48, 49.
2. Таточенко, гл. 2 § 2 и 3.
3. Долгирев, гл. 2.

Ionisatsioonikambri t88 mõistmine eeldab kiirguste ioniseeriva mõju ja gaasi ionide ning elektronide käitumise tundmist.

Vajalikud mõisted:ioonpaari tekitamiseks kulutatav energia, ionide liikumine elektrivälja mõjul, nende liikuvus, nende kadumine rekombinatsiooni teel.

Ionisatsioonikambri põhimõtteline ehitus. Ionisatsioonivoolu tugevuse olenevus kambri jaoks rakendatud pingest (väljatugevusest kambri). Ohmi seaduse piirkond väikeste väljatugevuste korral. Küllastusvoolu piirkond suurte väljatugevuste korral, millal rekombineerumist praktiliselt enam ei toimu. Ionisatsioonivoolude suurus. Voolu olenevus õhu rõhust ja temperatuurist täitegaasi tiheduse kaudu mittemeetrites kambrites.

Diferentsiaalkambriid.

Ionisatsioonikambri lülitusskeemid. Voolu mõõtmine pingelaengu järgi suureoomilisel takistil. Kambri ajategur RC, selle mõju kambri reageerimiskiirusele. Ionisatsioonikambrite konstruktsioonid. Silindriliste ja tasaparalleelsete elektrodidega kambriid. Mõõteelektroodi kvaliteetse isoleerimise vajadus. Isolaatorid: fluoroplast, polüstürool, merrivaik. Isolatsioonitingimuste parandamine kaitserõnga abil.

Ionisatsioonikambrite konstruktsioone erinevate kiirgusliikide detekteerimiseks.

## 2. Gaaslahendusloendajad.

Kirjandus:

1. Долгирев, гл. 3.
2. Прайс, гл. 5 § 67 - 75, 79 - 81, 83.
3. Таточенко, гл. 2 § 4 - 6.
4. Брода, Шенфельд, гл. 2 § 3 и 4.
5. Хитун В. А., Счетчики ядерного излучения и счетные устройства, Госэнергоиздат, 1959, стр. 5 - 32.

Loendajate klassifikatsioon töörežiimi, ülesande, konstruktsiooni, registreerimisviisi ja täitegaasi järgi. Loendajate tööprintsip. Elektrivälja tugevus silindrilises loendajas. Anoodniidi ümbruses arenev elektronlaviin. Gaasvõimendus. Proportsionaalloendaja - loendaja, millel impulsi suurus on võrdeline registreeritava osakese poolt vahetult tekitatud ionisatsiooni suurusega. Proportsionaalloendajate kasutamine. Neutronite loendajad.

Loendaja töö pinge tõstmisel üle proportsionaalsuse piirkonna. Geigeri piirkond. Loendaja ruumala täielik haaramine lahendusega ja impulsi suuruse olenematus registreeritava osakese poolt tekitatud ionisatsiooni suurusest Geigeri piirkonnas. Footonid lahenduse edasikandjana. Isekustuvad ja mitte-isekustuvad loendajad. Mitmeatomiliste gaaside lisamine lahenduse kustutamiseks.

Loendajate parameetrid: loenduskarakteristika, platoo ja selle tõus, lahutusaeg, surnud aeg, eluiga.

Madalapingelised halogeentäitega loendajad, nende eriomadused.

Loendajate töö impulssrežiimis ja voolurežiimis. Vastavad lülitused. Loendajate konstruktsioon ja tüübid.  $\alpha$  -,  $\beta$ - ja  $\gamma$  -kiirguse loendajad.

#### Stsintillatsioonloendaja.

#### Kirjandus:

1. Долгирев, гл. 4.
2. Прайс, гл. 7 § 95 - III, II5 - I23.
3. Таточенко, гл. 2 § 7 - 9.
4. Вяземский В. О., Ломоносов И. И., Писаревский А. П., Протопопов Х. В., Рузин В. А., Тетерин Е. Д., Сцинтилляционный метод в радиометрии, Госатомиздат, 1961, гл. I, 2, 3, 8 § I и 2.

Stsintillatsioonloendaja tööprintsip. Kiirguskvantide või osakeste poolt ergutatud seisundite tekitamine tahkes aines ning nende energia vabanemine hulga nähtava valguse kvantidena. Valgusimpulsi muundamine elektriliseks ja viimendamine fotoelektronkordistajas. Stsintillaatoreid iseloomustavad suurused:

valguse saagis (tõlkekirjanduses ka konversatsioon-efektiivsus), valguse spektraalne koostis, stsintillatsioon-kestus.

Ülevaade tähtsamatest stsintillaatoritest. Anorgaanilised stsintillaatorid NaJ-Tl, CsJ-Tl, ZnS-Ag, nende omadused.

Orgaanilised kristallid, vedelikud ja plastmassid. Fotoelektronkordistaja. Fotokatood ja seda iseloomustavad suurused: spektraalne tundlikkus, integraalne tundlikkus, kvantsaagis (efektiivsus). Dinoodsüsteem. Kordistaja koguvõimendus, selle olenevus dinoodide arvust, sekundaaremisiooni koefitsiendist, toitepingest. Pimevool ja selle allikad. Kordistaja võimenduse stabiilsus, selle olenevus toitepingest sekundaaremisiooni koefitsiendi kaudu. Anoodkarakteristika.

Fotoelektronkordistaja töö stabiilsuse garanteerimine: liistabiilse pingeallika kasutamisega, tugipingeallikaga pingejagajas, tagasiside kasutamisega, kontrollsignaali meetodil ( 4. pt. 9).

Stsintillatsioonloendaja konstruktsioonidest. Kordistajalt saadava impulsi suurus, selle võimendamise vajadus. Loendaja foon, selle vähendamine amplituuddiskriminaatoriga.

Stsintillatsioonloendaja kasutamine laetud osakeste ( $\alpha, \beta$ ) registreerimiseks.  $\gamma$ -kiirguse loendaja, selle eelisomadused gaaslahendusloendajate ees. Stsintillatsioon-spektromeetria. Impulsside spekter  $\gamma$ -kiirguse korral ja selle seletamine lähtudes  $\gamma$ -kvantide neeldumise mehhanismist.

#### IV. FLUKTUATSIOONID RADIOMEETRILISTEL MÕÖTMISTEL.

Kirjandus:

1. Таточенко, гл. 3 § I - 2.
2. Прайс, гл. 3.
3. Брода, Шенфельд, гл. I § 20.

Kiirguste diskreetsus ja fluktuatsioonid. Juhusliku suuruse mõiste. Radioaktiivse lagunemise statistiline iseloom. Fluktuatsioonid impulsside registreerimisel. Jaotusseadmed. Binomiaalne jaotus. Keskväärtus, keskmine ruuthälve (standardviga). Binomiaalne jaotus radioaktiivse lagunemise korral. Seos ruuthälbe ja registreeritud impulsside arvu vahel.

Poissoni lähendusvalem. Gaussi e. normaalne jaotusseadus. Impulsside arvu mõõtmise täpsus. Selle iseloomustamiseks kasutatavad mõisted: tõenäoline viga, standardviga, 90-protsendiline viga. Impulsside hulk, mis on vaja registreerida antud täpsuse saavutamiseks. Mõõtmistingimuste valik. Optimaalse aja määramine. Registreerimisaparaadi kontroll.

Kiirguse keskmise väärtuse mõõtmine ionisatsioonkambri-ga. Laengu fluktuatsioonide suurus. Ionisatsioonivoolu fluktuatsioonid, nende olenevus voolu suurusest ja kambri ajategurist RC. Mõõteseadme täpsuse, töökiiruse ja kasutatava kiirgusallika aktiivsuse vaheliste seoste analüüs.

#### V. KAITSE TUUMAKIIRGUSTE EEST.

Dosimeetria alused.

Kirjandus:

1. Маргулис У. Я., Защита от действия проникающей радиации, Госатомиздат, 1961.

2. Злобинский Б. М., Безопасность работ с радиоактивными веществами, Metallurgizdat, 1961, гл. I, II.
3. Долгирев, гл. I § 2.
4. Прайс, гл. 4 § 51, 52, 53.
5. Санитарные правила работы с радиоактивными веществами и источниками ионизирующих излучений, Госатомиздат, 1960. Tähelpanu pöörata osadele I, II, IV, V, XII ja lisadele 1, 2, 3.

Tuumakiirguste kahjustav toime organismidele. Selle toime kvantitatiivne mõõt - massiühiku poolt neelatud kiirgusenergia hulk. Neeldunud doos, selle ühik - rad. Ionisatsiooniefekti järgi defineeritav nn. kiiritusdoos ja selle ühik - röntgen. Ühele röntgenile vastava neeldunud energia hulga leidmine  $1 \text{ cm}^3$  ja  $1 \text{ g}$  õhus lähtudes ioonpaari tekitamiseks kuluvast energiast.

$\alpha$  - ja  $\beta$  -kiirguste mõju iseloomustus. Doosi võimsus, selle ühikud. Doosi mõõtmine. Ionisatsioonkambriga dosimeetrid. Individuaaldosimeetrid. Radioaktiivsete ainetega töötamisel seadusega kehtestatud normid. Maksimaalselt lubatav doos. Doosi arvutamine antud aktiivsusega kiirgusallika korral. Gamma-konstant. Gamma-aktiivsete ainete aktiivsuse mõõtmine raadiumi gramm- ja milligramm-ekvivalentides. Maksimaalselt lubatava tööaja leidmine. Kaitse tuumakiirguse eest. Kaitse kaugusega. Nõrgendavate ekraanide kasutamine. Kaitse  $\beta$ -kiirguse eest (plastmasekraan), kaitse  $\gamma$  -kiirguse eest (pliiekraan). Najunud kiirguse tekkimine ekraanis kompton-efekti tõttu.

## VI. RADIOAKTIIVSETE ISOTOOPIDEGA TÖÖTAVATEST APARAATIDEST.

Kirjandus:

1. Таточенко, гл. 7 - II.
2. Брода, Шенфельд, гл. 10.

Radioaktiivsed releed. Tööprintsip ja parameetrid.  
Kasutamisevõimalusi: esemete arvu loendamine, vedeliku tase  
mõõtmine (1.ptk.8. § 1, 2 ja 5).

Radioaktiivne tahhomeeter. Radioaktiivne gaasi hulga  
mõõtja (1 ptk.9).

Kiirguse neeldumise kasutamine materjalide paksuse või  
tiheduse mõõtmiseks. Kiirgusallikate valik. Paksusemõõtjate  
töökiirus ja täpsus. Kompensatsioonimeetod. Diferentsiaal-  
tektorite kasutamine. Pinnakatte paksuse mõõtmine hajunud  
 $\beta$ -kiirguse järgi.  $\gamma$ -kiirguse hajumisel põhinev paksuse-  
mõõtja.

## S i s u k o r d

lk.

1. V. R e e b e n, O. S a k s. Meetodeid nõrkade alalis- signaalide mõõtmiseks häirete olemasolul . . . . .	3
I Modulatsioonmeetodid mõõtmistehnikas . . . . .	3
II Alalispinge- ning vooluvõimendajate sisend- astmed . . . . .	6
III Süntaasilise häire ja 50 Hz häire vähendamise meetodeid . . . . .	20
IV Süntaakroondetektorid . . . . .	25
2. V. R e e b e n. Fotoelektriliste mõõtmiste elektroo- nika . . . . .	30
3. V. R e e b e n. Pingestabilisaatorid. . . . .	44
4. P. L õ u k. Pooljuhttriiod võimendajana. . . . .	54
I Sissejuhatus . . . . .	54
II Transistori võrdlus vaakuumtriiodiga . . . . .	54
III Pooljuhttriiodi vooluvõimendustegur . . . . .	57
IV Transistoride tunnusjooned . . . . .	62
V Transistoride parameetrid väikeste signaalide korral . . . . .	67
VI Transistori ekvivalentskeem madalate sageduste puhul side ekvivalentskeemi ja neliklemmi para- meetrite vahel . . . . .	72
VII Transistorivõimendajate parameetrid põhilistes lülituskeemides . . . . .	76
VIII Transistorivõimendaja stabiilsusest . . . . .	97
5. T. S o o v i k. Radioaktiivsete isotoopide tööstus- liku kasutamise füüsikalised alused. . . . .	103

Hind 22 kop.

A-24688