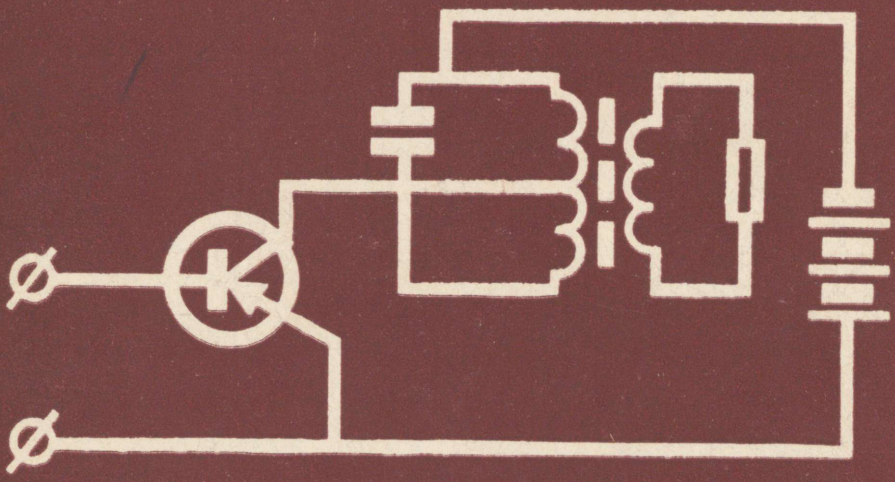
B. GERŠUNSKI

Elektron- ja pooljuht-lülituste arvutused



A - 32955

B. GERŠUNSKI

ELEKTRON- JA POOLJUHTLÜLITUSTE ARVUTUSED

«VALGUS» · TALLINN 1973

6T2.151
G29

UDK 621.38

Kaane kujundanud J. Ristoja

Originaali tiitel:
Б. С. Гершунский. **Расчёт основных электронных и полупроводниковых схем в примерах.**
Допущено Министерством высшего и среднего специального образования УССР в качестве учебного пособия для учащихся радиотехнических техникумов.
Издательство Киевского университета 1968 г.

Расчёт основных электронных и полупроводниковых схем. Гершунский Б. С. 1973.
Учебное пособие предназначено для учащихся техникумов по специальности «Электронные вычислительные приборы и устройства».
Приводимые в учебном пособии примеры расчётов построены таким образом, чтобы ознакомить учащегося с порядком проектирования различных электронных и полупроводниковых схем, начиная с обоснования технического задания и кончая анализом полученных результатов и составлением принципиальной схемы рассчитанного блока.
Книга может служить пособием при курсовом и дипломном проектировании для учащихся техникумов по различным радиоспециальностям и электронной технике, а также оказаться полезной техникам, занимающимся конструированием различной электронной аппаратуры, и подготовленным радиолюбителям.
Таблиц 35, илл. 92, библ. 119.

Raamat sisaldab enamlevinud elektronlülituste näidisarvutusi ja on ette nähtud õppevahendiks kursuseprojektide tegemisel tehnikumi raadiotehnilistel ja automaatika erialadel. Siit võivad leida vajalikke arvutusnäiteid raadiohuvilised ja ratsionaliseerijad.

Vene keelest tõlkinud U. Usai

Retsenseerinud U. Tamm

TARTU ÜLIKOOLI
RAAMATUKOGU

3—3—12
49—73

EESSÕNA

Raamatu kirjutamisel on lähtutud õppeaine «Elektron- ja pooljuhttehnika alused» kursuseprojektide temaatikast, mis on esitatud tehnikumide programmis.

Viimasel ajal on ilmunud üsna palju raamatuid, mis on pühendatud elektron- ja pooljuhtaparatuuri arvutustele. Enamikus raamatutes on arvutuskäik antud üksikute astmete või lülituselementide kohta ja sageli kasutatakse käsitluslaadi, mis ei vasta tehnikumide õpilaste teadmiste tasemele. Käesolevas raamatus esitatakse kõige enam kasutatavate elektron- ja pooljuhtaparatuuri plokkide täielik arvutus. Nagu näitab praktika, tekitab just selline arvutus tehnikumide õpilastele kõige rohkem raskusi.

Raamat koosneb kolmest osast.

Esimeses osas esitatakse mõningate toiteplokkide tüüplülide, nagu alaldite, silufiltrite, pinge- ja voolustabilisaatorite ning pingemuundurite näidisarvutused. Lülituste elektriliste arvutuste kõrval on toodud ka toiteplokki kuuluvate trafode, autotrafode ja paispoolide konstruktiivsed arvutused.

Teises osas antakse madalsageduslike elektron- ja pooljuhtvõimendite, selektiivsete võimendite ja alalispingevõimendite arvutused.

Kolmandas osas on toodud *LC*- ja *RC*-siinuspingegeneraatorite näidisarvutused.

Ühe või teise elektron- või pooljuhtseadme projekteerimine kujutab endast üsna keeruka tehnilise ülesande lahendamist. Tavaliselt on sel ülesandel mitu võimalikku lahendust. See tähendab seda, et alati on võimalik välja töötada mitu varianti seadmest, millel on küll ühesugused tehnilised näitajad, kuid mis erinevad üksteisest üsna oluliselt lülituslike ja konstruktiivsete lahenduste poolest. Ka arvutusmetoodika võib ühe ja sama seadme korral erinev olla.

Käesoleva raamatu koostamisel arvestas autor seda, et kursuseprojekt õppeaines «Elektron- ja pooljuhttehnika alused» on tehnikumide õpilastele esimene selletaolise iseloomuga iseseisev

töö. Et käesoleva raamatu maht on piiratud, käsitletakse elektron- ja pooljuhtaparatuuri arvutust siin mõnevõrra piiratult. Need lugejad, kes soovivad põhjalikumalt tutvuda mõningate teiste lülituslike lahendustega ja arvutusmeetoditega, võivad selleks kasutada kirjandust, mille nimistu on toodud iga osa lõpus.

Autor avaldab tänu raamatu retsensentidele Harkovi Raadiotehnika Instituudi õppejõududele dotsent I. F. Ogorodneitšukile ja vanemõpetajale L. P. Petrovale ning Lvovi Raadioelektroonika Tehnikumi õpetajale G. A. Nõštšotele rea kasulike nõuannete ja märkuste eest.

Autor

TOITESEADMETE ARVUTUS

1. ALALDID

1.1. ÜLDIST

Enamik elektron- ja pooljuhtseadiste elemente, peamiselt elektronlambid ja transistorid, vajavad töötamiseks alalisvoolu. Kõige levinum alalisvooluallikas on *alaldi* — seadis, mis muundab vahelduvvoolu alalisvooluks.

Tavaliselt koosneb alaldi kolmest põhielemendist: trafost, ventiilidest ja silufiltrist.

Trafo madaldab või tõstab pinget. Kui trafo ülekandetegur peab olema lähedane ühele, kasutatakse autotrafot. Autotrafo on ökonoomsem, kuid primaar- ja sekundaarahel on sel juhul lisaks elektromagnetilisele sidestusele sidestatud ka galvaaniliselt, mis ohutustehniliselt pole alati lubatav.

Ventiilid on ühesuunalise juhtivusega elemendid, mis võimaldavad vooluringis üksnes ühesuunalist voolu — alalisvoolu.

Silufiltri ülesanne on vähendada alaldatud voolu pulsatsiooni.

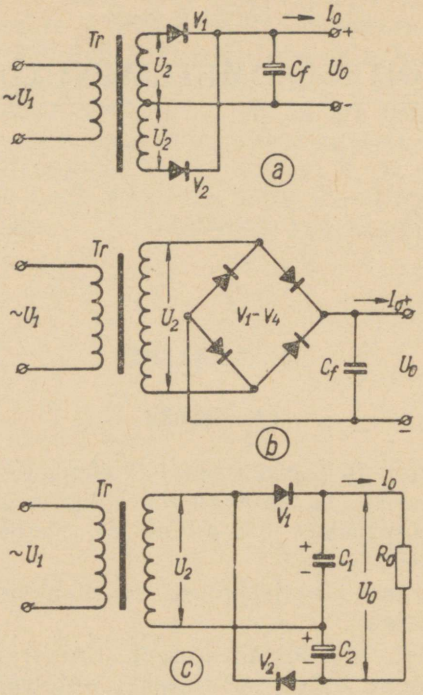
Loetletud kolmest põhielemendist trafo või silufilter mõnikord puudub, üks või mitu ventiili peavad aga olema igas alaldis.

Lisaks mainitud põhielementidele on alaldites sageli kaitse-, signalisatsiooni-, lülitus- ja reguleerseadmed.

Tänapäeval kasutatakse alaldite eri tüüpe, mis liigitatakse alaldatava vahelduvvoolu faaside arvu, ventiilide tüüpide, lülitusskeemide ja teiste näitajate järgi.

Elektronaparatuuri toiteseadmetes on tavaliselt ühefaasilised täisperioodalaldid, mille väljundisse on lülitatud kondensaatorsisendiga silufilter. Filtri sisendkondensaator annab alaldi koormusele mahtuvusliku iseloomu.

Ühefaasiliste täisperioodalaldite põhimõtteskeemid on toodud joonisel 1. Trafo sekundaarmähise keskväljavõttega lülituse (joon. 1, *a*) valik on õigustatud, kui ventiilideks on kenotronid. Kenotronalaldi kasutegur on suhteliselt väike kenotronide suure



Joon. 1. Ühefaasiliste täisperioodalaldite lühitused

sisetakistuse (kuni paarsada oomi) ja küttevoolu tarbimise tõttu. Seepärast kasutatakse kenotronalaldit tänapäeval vaid erandjuhtudel, kui vastupinge on eriti suur või ümbritseva keskkonna temperatuur kõrge. Kenotronide ja seega ka keskväljavõttega lülituse valik tuleb kaalumisele, kui nõutav alalispinge on üle 500 V ja vool ei ületa 200...250 mA.

Tavaliselt valitakse ventiilideks ökonoomsed ja töökindlad pooljuhtventiilid — peamiselt germaanium- või ränidioodid. Need on väikesed ja kerged ega vaja küttevoolu.

Räni- ja germaaniumdioode kasutatakse siis, kui alalispinge ei ületa 400...500 V. Viimasel ajal kasutatakse pooljuhtdioode ka kõrgematel pingetel. Võimsate pooljuhtdioodide nimivoolud ulatuvad paarisaja amprini. Ekspluatatsiooniea poolest ületavad pooljuhtventiilid tunduvalt kõiki teisi ventiile. Pooljuhtventiilidega alalditele sobib kõige paremini sildlülitus (joon. 1, *b*). Sildlülitus tagab täisperioodalalduse, kusjuures trafo mõõtmed ja mass on väiksemad ning konstruktsioon lihtsam kui keskväljavõttega lülituse korral. Lisaks sellele on ventiilile mõjuv vastupinge 2 korda

väiksem. Sildlülituse puuduseks on see, et võrreldes keskväljavõttega lülitusega on ventiilide arv 2 korda suurem.

Kui trafot ei taheta kasutada, samuti siis, kui trafo sekundaarpinge on vajalikust madalam, eelistatakse pinget kordistavate lülitustega alaldeid, nn. pingekordisteid. Neid kasutatakse peamiselt kõrgetel pingetel (1000 V ja enam), kuid mõnikord ka madalamatel pingetel. Pingekordistid töötavad normaalselt ainult väikese ja konstantse koormusvooluga, mis ei või ületada paarikümmend milliamprit. Rööplülituses pingekahekordisti põhimõtteskeem on toodud joonisel 1, *c*.

Peamiste silufiltrite lülituste põhimõtteskeemid on toodud joonisel 2. Lülituse valikul lähtutakse filtrit läbiva alalisvoolu tugevusest ja filtri väljundis lubatavast pulsatsioonitegurist.

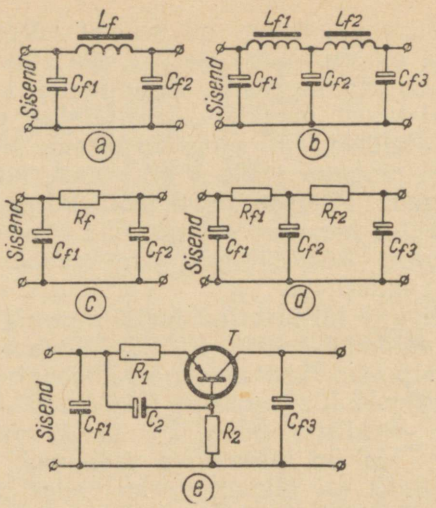
Filtri järjestikelemendiks valitakse takisti (*RC*-filtrid) või paispool (*LC*-filtrid). *RC*-filtri (joon. 2, *c* ja *d*) eeliseks *LC*-filtri (joon. 2, *a* ja *b*) ees on väiksemad mõõtmed, mass ja hind. Nende põhipuuduseks on takistil tekkiv suur alalispingelang. Seepärast kasutatakse *RC*-filtreid nõrkade voolude (suurusjärgus 5...10 mA) korral. Tugevamate voolude puhul eelistatakse *LC*-filtreid. Filtrite paralleelelementidena kasutatakse elektrolüüt- või paberkondensaatoreid. Kondensaatori nimipinge peab olema alaldi sekundaarmähise pinge efektiivväärtusest umbes 1,5 korda kõrgem. Elektrolüütkondensaatoreid valmistatakse nimipingega kuni 500 V. Kõrgemate pingete korral tuleb kasutada paber- või kilekondensaatoreid. Filtri kondensaatorite mahtuvused valitakse tavaliselt mõnest mikrofaradist mõnesaja mikrofaradini.

Paremaks silumiseks kasutatakse sageli kaheastmelisi filtreid (joon. 2, *b* ja *d*). Tegelikult võib vajaliku silumisteguri saavutada nii ühe kui ka kahe astmega, kuid suurte silumistegurite korral (üle 100) on kaheastmelise filtri mass ja gabariitmõõtmed väiksemad. Seepärast on suurte silumistegurite filtrid otstarbekam kujundada kaheastmelistena.

Eriti suurte silumistegurite korral võib astmeid olla veel rohkem.

Mõnikord osutub otstarbekaks kasutada *LC*- või *RC*-filtri asemel elektron- või transistorfiltrit. Võrreldes *LC*-filtriga on elektron- ja transistorfiltril väiksemad gabariitmõõtmed ja puudub *LC*-filtri paispooli ümbritsev puistemagnetväli. Elektron- või transistorfiltris tekkiv alalispingelang on väiksem kui *RC*-filtris. Elektronfilter töötab hästi ka kõrge temperatuuriga seadmetes, kus elektrolüütkondensaatoreid on raske kasutada. Ühe levinud transistorfiltri skeem on kujutatud joonisel 2, *e*.

Alaldi arvutamisel lähtutakse projektülesandest. Põhilised lähteandmed on nõutav alalispinge U_0 ja alalisvool I_0. Lisaks nendele tuleb teada alaldi otstarvet, võrgu nimipinget ja -sagedust, alaldi väljundpinge lubatavat pulsatsioonitegurit, erinõudeid konstruktsioonile ja ekspluatatsioonitingimusi. Mõnikord antakse kõik



Joon. 2. Silufiltrite skeemid

need andmed tehnilises ülesandes. Sageli on aga teada ainult projekteeritava alaldi koormuseks ettenähtud seadme andmed. Sel juhul tuleb projekteerijal endal arvutada U_0 ja I_0 ning seejärel välja töötada ja põhjendada tehniline ülesanne.

Alaldi arvutamise käigus tuleb valida kõige otstarbekam alaldi lülitusskeem, määrata ventiilide arv ja tüüp, valida silufiltri skeem, arvutada filtri elemendid ja trafo elektrilised ning konstruktiivsed parameetrid.

1.2. ALALDITE NÄIDISARVUTUSED

NÄIDIS 1. KENOTRONALALDI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada kenotronalaldi elektronlampe 6Ж3П, 6Н2П *ja* 6П14П *sisaldava elektronseadme (näiteks madalsagedusvõimendi) toiteks. Seadme sisselülitamisel süttiva ainsa signaallambi nimiandmed on 6,3 V ja 0,28 A.*

Arvutuskäik

1. Koostame tehnilise ülesande. Elektrovaakumseadiste kataloogidest leiame võimendi elektronlampide toitepinged ja -voolud. Leitud andmed koondame tabelisse (tabel 1) .

Tabel 1

Võimendi lampide tüüprežiimid [1]

Lambi tüüp	Küttepinge U_k	Küttevool I_k	Anood-pinge U_a	Varivõre-pinge U_{g2}	Anood-vool I_a	Varivõre-vool I_{g2}
—	V	A	V	V	mA	mA
6Ж3П	6,3	0,3	250	150	7	2
6Н2П	6,3	0,345	250	—	2,3	—
6П14П	6,3	0,75	250	250	48	7

Tabeli järgi määrame alalisvoolu I_0, mis on kõikide lampide anood- ja varivõrevoolude summa, kusjuures kaksiktrioodi 6Н2П kogu anoodvool on 2 korda suurem tabelis toodud ühe poole anoodvoolust.

$$I_0 = 7 + 2 \cdot 2{,}3 + 48 + 2 + 7 = 68{,}6 \text{ mA}.$$

Arvutuste jätkamiseks valime

$$I_0 = 0{,}07 \text{ A}.$$

Tabelist 1 näeme, et suurim vajalik alalispinge on 250 V. Järelikult on alaldi arvutamise põhilised lähteandmed $U_0 = 250$ V ja $I_0 = 0{,}07$ A.

Lubatava pulsatsiooniteguri k_p määramisel lähtume tabelist 2, kus on toodud levinumate elektronlülituste toitepingete lubatavad pulsatsioonitegurid.

Võttes arvesse, et pulsatsiooni suhtes kõige tundlikumad on võimendi eelastmed (täpsemalt selle esimene aste), valime lubatava pulsatsiooniteguri $k_p = 0{,}002\%$.

2. Määrame võimendi anood- ja varivõreahelate koguvõimsuse, kusjuures pentoodide ja jugatetroodide varivõrepinge loeme

[1] Tabelis 1 on toodud elektronlampide tüüprežiimidele vastavad pinged ja voolud. Täpsemalt määratakse voolud ja pinged konkreetse võimendi arvutusest.

Tabel 2

Elektron- ja pooljuhtseadmete toitepingete lubatavad pulsatsioonitegurid

Seade	Lubatav pulsatsioonitegur k_p %
Madalsagedusvõimendite eelastmed, kõrgsagedusgeneraatorite juhtgeneraatorid	0,001 ... 0,002
Madalsagedusvõimendite ühetaktilised lõppastmed	0,1 ... 0,5
Madalsagedusvõimendite vastastakt-lõppastmed, elektron-pingestabilisaatorid, elektronkiiretorude anoodid	0,5 ... 2

võrdseks anoodpingega. Sel juhul pentoodi 6Ж3П anood- ja varivõreahela koguvõimsus

$$P_a+P_{g2}=U_a(I_a+I_{g2}), \qquad (1.1)$$

kus P_a on anoodahela võimsus,
P_{g2} — varivõreahela võimsus,
U_a — anoodtoiteallika pinge,
I_a — anoodvool,
I_{g2} — varivõrevool.

Paneme voolude ja pingete arvväärtused tabelist 1 valemisse (1.1):

$$P_a+P_{g2}=250(7\cdot10^{-3}+2\cdot10^{-3})=2{,}25 \text{ W}.$$

Elektronlambi 6Н2П võimsus

$$P_a=U_aI_a=250\cdot2\cdot2{,}3\cdot10^{-3}=1{,}15 \text{ W}$$

ja elektronlambi 6П14П võimsus

$$P_a+P_{g2}=U_a(I_a+I_{g2})=250(48\cdot10^{-3}+7\cdot10^{-3})=13{,}75 \text{ W}.$$

Anood- ja varivõreahelate koguvõimsus

$$P_a+P_{g2}=2{,}25+1{,}15+13{,}75=17{,}15 \text{ W}.$$

3. Leiame kütteahelate koguvõimsuse

$$P_k=U_k(I_{k1}+I_{k2}+I_{k3}), \qquad (1.2)$$

kus U_k on küttepinge,
I_{k1}, I_{k2}, I_{k3} — elektronlampide küttevoolud.
Paneme tabelist 1 leitud arvväärtused valemisse (1.2):

$$P_k=6{,}3(0{,}3+0{,}345+0{,}75)\approx8{,}8 \text{ W}.$$

4. Määrame signaallambi võimsuse P_l:

$$P_l = U_l I_l, \tag{1.3}$$

kus U_l on signaallambi nimipinge,
I_l — signaallambi nimivool;
vastavalt lähteandmetele

$$U_l = 6{,}3 \text{ V} \quad \text{ja} \quad I_l = 0{,}28 \text{ A}.$$

Seega

$$P_l = 6{,}3 \cdot 0{,}28 = 1{,}76 \text{ W}.$$

5. Valime kenotroni tüübi lisast 1.

Kenotroni valikul juhindume sellest, et kondensaatorsisendiga silufilter moodustab mahtuvusliku koormuse, mille puhul kummalegi ventiilile mõjub vastupinge

$$U_v = 3{,}1 U_0 \tag{1.4}$$

ja kenotroni kumbagi ventiili läbiva voolu maksimaalväärtus

$$I_{a\,max} = 3{,}5 I_0. \tag{1.5}$$

Kenotroni anoodi hajuvõimsus

$$P_a = I_a R_i, \tag{1.6}$$

kus I_a on ventiili läbiva voolu efektiivväärtus (mahtuvusliku koormuse korral $I_a = 1{,}15 I_0$),
R_i — kenotroni sisetakistus.

Valemite (1.4), (1.5) ja (1.6) järgi arvutatud U_v, $I_{a\,max}$ ja P_a väärtused ei tohi ületada valitud ventiilile lubatavaid väärtusi. Alati tuleb eelistada väikese sisetakistusega kaheanoodilisi kenotrone.

Antud juhul

$$U_v = 3{,}1 \cdot 250 = 775 \text{ V},$$

$$I_{a\,max} = 3{,}5 \cdot 70 = 245 \text{ mA}.$$

Lisast 1 leiame, et võime kasutada kenotroni 5Ц4С, sest

$$U_v = 775 \text{ V} < U_{v\,lub} = 1350 \text{ V},$$

$$I_{a\,max} = 245 \text{ mA} < I_{a\,lub} = 375 \text{ mA}.$$

Leiame anoodi hajuvõimsuse. Kenotroni 5Ц4С $R_i = 150\ \Omega$. Seepärast

$$P_a = (1{,}15 \cdot 0{,}07)^2 \cdot 150 \approx 1 \text{ W} < P_{a\,lub} = 10 \text{ W}.$$

Valime lõplikult kenotroni 5Ц4С.

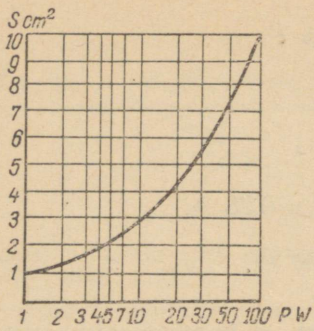
6. Määrame kenotroni küttevõimsuse P_{kk}:

$$P_{kk} = I_{kk} U_{kk}, \tag{1.7}$$

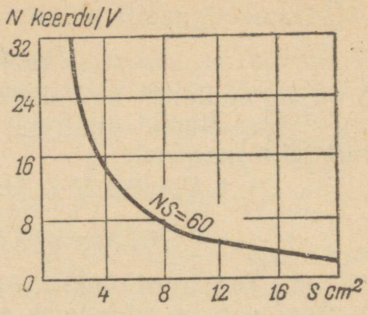
kus I_{kk} on kenotroni küttevool,
U_{kk} — kenotroni küttepinge.

Leiame lisast 1 kenotroni 5Ц4С U_{kk} ja I_{kk} väärtused ning saame:

$$P_{kk} = 2 \cdot 5 = 10 \text{ W}.$$



Joon. 3. Trafosüdamiku ristlõike pindala sõltuvalt trafo nimivõimsusest



Joon. 4. 1 V-le vastav keerdude arv sõltuvalt südamiku ristlõikest

7. Määrame alaldi jõutrafo vajaliku sekundaarvõimsuse P_2:

$$P_2=P_a+P_{g2}+P_k+P_l+P_{kk}+P_f=$$
$$=17{,}15+8{,}8+1{,}76+10+3=40{,}7 \text{ W},$$

kus $P_f=3$ W on orienteeriv võimsuskadu silufiltris.

8. Määrame trafo primaarvõimsuse P_1. Seejuures arvestame, et väikese nimivõimsusega jõutrafo (nn. väiketrafo) kasutegur

$$\eta=70\ldots80\%.$$

Eeldame, et $\eta=70\%$. Sel juhul

$$P_1=\frac{P_2}{\eta}=\frac{40{,}7}{0{,}7}\approx 58 \text{ W}. \qquad (1.8)$$

9. Trafo südamiku ristlõige S ruutsentimeetrites avaldub empiirilise valemiga

$$S=\sqrt{P_1}=\sqrt{58}=7{,}6 \text{ cm}^2, \qquad (1.9)$$

kus P_1 on vattides.

Südamiku ristlõike võime määrata ka joonisel 3 kujutatud graafikult.

10. Väiketrafode kõikide mähiste korral kehtib ühele voldile vastava keerdude arvu N ja südamiku ristlõike S (ruutsentimeetrites) vahel ligikaudne seos

$$SN=60,$$

kust antud juhul

$$N=\frac{60}{S}=\frac{60}{7{,}6}=7{,}9\ \frac{\text{keerdu}}{\text{V}}. \qquad (1.10)$$

Ühele voldile vastava keerdude arvu võime määrata ka joonisel 4 kujutatud graafikult.

11. Määrame trafo kõikide mähiste keerdude arvud w. Mähise keerdude arvu määramiseks tuleb vastava mähise pinge korrutada suurusega N.

Trafo mähiste skeem on esitatud joonisel 5.

Võrgupingele 127 V vastava primaarmähise keerdude arv

$$w_1 = 127N = 127 \cdot 7{,}9 = 1004 \text{ keerdu.}$$

Võrgupingele 220 V vastava primaarmähise saame, kui 127-V primaarmähisega lülitame jadamisi pingete vahele (220 — 127 = = 93 V) arvutatud mähise

$$w'_1 = 93N = 93 \cdot 7{,}9 = 735 \text{ keerdu.}$$

Võimendi lampide anoodpinge on 250 V. Pingelangude tõttu trafos, kenotroni sisetakistusel ja silufiltris tuleb pinget tõstva sekundaarmähise kummagi poole nimipingeks valida

$$U'_2 = U''_2 = 1{,}2U_0 = 1{,}2 \cdot 250 = 300 \text{ V.}$$

Järelikult

$$w'_2 = w''_2 = 300N = 300 \cdot 7{,}9 = 2370 \text{ keerdu.}$$

Võimendi lampide (ja signaallambi) küttepingemähise keerdude arv, kui pingelang mähises on 10%,

$$w_3 = 1{,}1 \cdot 6{,}3N = 6{,}93 \cdot 7{,}9 = 55 \text{ keerdu.}$$

Kenotroni küttepingemähise keerdude arv

$$w_4 = 1{,}1 \cdot 5N = 5{,}5 \cdot 7{,}9 \approx 44 \text{ keerdu.}$$

12. Määrame mähisetraatide läbimõõdud. Arvutuse aluseks on lubatav voolutihedus. Trafodes nimivõimsusega kuni 500 VA on tavalise emailisolatsiooniga mähisetraadile lubatav voolutihedus 2 A/mm². Sellest lähtudes arvutatakse kõikide mähisetraatide läbimõõdud valemiga

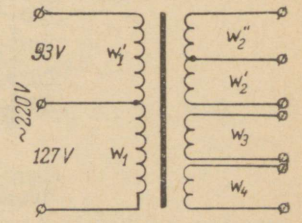
$$d = 0{,}8\sqrt{I}, \tag{1.11}$$

kus d on traadi läbimõõt millimeetrites,

I — mähise voolu efektiivväärtus amprites.

Primaarmähise vool 127-V võrgupinge korral

$$I_1 = \frac{P}{U_1} = \frac{58}{127} \approx 0{,}46 \text{ A.}$$



Joon. 5. Kenotronalaidi trafo mähiste skeem

220-V võrgupinge korral primaarvool

$$I_1 = \frac{P}{U_1} = \frac{58}{220} = 0{,}27 \text{ A.}$$

Järelikult tuleb 127-V pingele vastav primaarmähis w_1 kerida traadist, mille läbimõõt ilma isolatsioonita

$$d_1 = 0{,}8\sqrt{0{,}46} = 0{,}8 \cdot 0{,}68 = 0{,}54 \text{ mm,}$$

ja 220-V võrgupinge lisamähis w' traadist, mille läbimõõt

$$d'_1 = 0{,}8\sqrt{0{,}27} = 0{,}8 \cdot 0{,}52 = 0{,}42 \text{ mm.}$$

Pinget tõstva sekundaarmähise traadi valikul arvestame, et valitud lülituse korral trafo sekundaarmähise nimivool

$$I_2 = I_a \approx 1{,}15 I_0 \quad \text{ja}$$

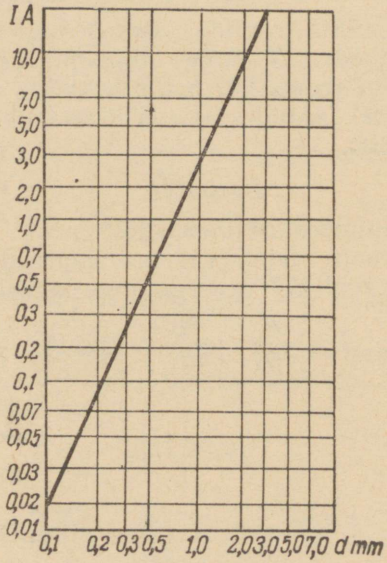
$$d'_2 = d''_2 = 0{,}8\sqrt{I_2} = 0{,}8\sqrt{0{,}08} = 0{,}8 \cdot 0{,}283 = 0{,}23 \text{ mm.}$$

Mähise w_3 vool I_3 on kõikide lampide küttevoolude ja signaallambi voolu summa:

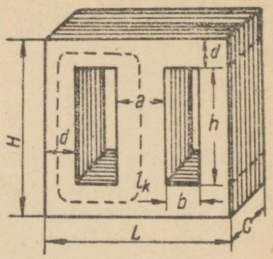
$$I_3 = I_{k1} + I_{k2} + I_{k3} + I_l = 0{,}3 + 0{,}345 + 0{,}75 + 0{,}28 = 1{,}68 \text{ A}$$

ja

$$d_3 = 0{,}8\sqrt{1{,}68} = 0{,}8 \cdot 1{,}3 = 1{,}04 \text{ mm.}$$



Joon. 6. Lubatav voolutugevus sõltuvalt mähisetraadi läbimõõdust



Joon. 7. Ш-kujulistest trafoplekkidest manteltrafo südamik

Kenotroni küttemähise w_4 traadi läbimõõt

$$d_4 = 0{,}8\sqrt{I_{kk}} = 0{,}8\sqrt{2} = 0{,}8 \cdot 1{,}41 = 1{,}13 \text{ mm.}$$

Lisast 2 valime mähisetraadid ПЭВ-1, millede läbimõõdud koos isolatsiooniga on järgmised:

$$d_{1\,is} = 0{,}58 \text{ mm},$$
$$d'_{1\,is} = 0{,}45 \text{ mm},$$
$$d'_{2\,is} = d''_{2\,is} = 0{,}24 \text{ mm},$$
$$d_{3\,is} = 1{,}12 \text{ mm},$$
$$d_{4\,is} = 1{,}2 \text{ mm}.$$

Traatide läbimõõdud võime ligikaudselt määrata ka joonisel 6 toodud graafikult.

13. Valime trafo südamiku tüübi ja materjali. Trafode magnetringid valmistatakse tavaliselt elektrotehnilisest terasest Э11, Э31, Э32, Э41, Э42, Э310, Э320 või Э330.

Kõige sagedamini koostatakse südamik Ш- või УШ-kujulistest (laiendatud) trafoplekkidest. Valime Ш-trafoplekkidest koostatud mantelsüdamiku (joon. 7).

Mõningate Ш-trafoplekkide põhiparameetrid on toodud lisas 3.

Südamiku konstrueerimisel tuleb püüda, et keskmise (mähisega) samba laius a ja paksus c suhtuksid nagu 5 : 6. Sel juhul

$$a = 0{,}9\sqrt{S} \tag{1.12}$$

ja

$$c = 1{,}1\sqrt{S}, \tag{1.13}$$

kus S on valemi (1.9) alusel leitud südamiku ristlõige.

Käesoleval juhul

$$a = 0{,}9\sqrt{7{,}6} = 0{,}9 \cdot 2{,}75 = 2{,}48 \text{ cm}$$

ja lisast 3 valime südamiku koostamiseks plekid Ш-25. Plekipaki paksus

$$c = 1{,}1\sqrt{7{,}6} = 1{,}1 \cdot 2{,}75 = 3 \text{ cm}.$$

14. Kontrollime, kas kõik mähised mahuvad südamiku aknasse.

Manteltrafo mähise ühe kihi keerdude arv

$$w_k = \frac{[h - 2(\delta_a + 2)]k_{tk}}{d_{is}}, \qquad (1.14)$$

kus h on akna kõrgus,
δ_a — aluse materjali paksus (tavaliselt $\delta_a = 1 \ldots 2$ mm),
d_{is} — isoleeritud traadi läbimõõt,
k_{tk} — täitetegur, mis arvestab mähise ebatihedust ja mis määratakse tabelist 3.

Määrame kõikide mähiste ühe kihi keerdude arvud. Lisast 3 leiame, et plekkide III-25 $h = 62{,}5$ mm. δ_a valime 1 mm:

$$w_{1k} = \frac{[62{,}5 - 2(1+2)] \cdot 0{,}91}{0{,}58} \approx 89 \text{ keerdu},$$

$$w'_{1k} = \frac{[62{,}5 - 2(1+2)] \cdot 0{,}83}{0{,}45} \approx 105 \text{ keerdu},$$

$$w'_{2k} = w''_{2k} = \frac{[62{,}5 - 2(1+2)] \cdot 0{,}80}{0{,}24} \approx 189 \text{ keerdu},$$

$$w_{3k} = \frac{[62{,}5 - 2(1+2)] \cdot 0{,}95}{1{,}12} \approx 48 \text{ keerdu},$$

$$w_{4k} = \frac{[62{,}5 - 2(1+2)] \cdot 0{,}95}{1{,}2} \approx 45 \text{ keerdu}.$$

Tabel 3

Täitetegur sõltuvalt mähisetraadi läbimõõdust

Paljastraadi läbimõõt mm	Täitetegur k_{tk}
0,08 ... 0,11	0,77
0,15 ... 0,25	0,80
0,35 ... 0,41	0,83
0,51 ... 0,93	0,91
Üle 1,0	0,95

Mähise kihtide arv

$$n = \frac{w}{w_k}, \qquad (1.15)$$

kus w on mähise keerdude arv,
w_k — keerdude arv ühes kihis.

Saadud murdarvulised tulemused ümardatakse suurema täisarvuni.

Vaadeldaval juhul

$$n_1 = \frac{w_1}{w_{1k}} = \frac{1004}{89} \approx 12,$$

$$n'_1 = \frac{w'_1}{w'_{1k}} = \frac{735}{105} \approx 7,$$

$$n'_2 = n''_2 = \frac{w'_2}{w'_{2k}} = \frac{w''_2}{w''_{2k}} = \frac{2370}{189} \approx 13,$$

$$n_3 = \frac{w_3}{w_{3k}} = \frac{55}{48} \approx 2,$$

$$n_4 = \frac{w_4}{w_{4k}} = \frac{44}{45} \approx 1.$$

Iga mähise paksus eraldi on määratav valemist

$$\delta_m = n(d_{is} + \delta_{is}) + \delta_v, \tag{1.16}$$

kus δ_{is} on kihtidevahelise isolatsiooni paksus (tavaliselt $\delta_{is} = 0{,}03 \ldots 0{,}05$ mm),

δ_v — mähistevahelise isolatsiooni paksus (tavaliselt $\delta_v = 0{,}2 \ldots 0{,}3$ mm).

Määrame kõikide mähiste paksused:

$$\delta_{1m} = 12(0{,}58 + 0{,}05) + 0{,}2 = 7{,}76 \text{ mm},$$
$$\delta'_{1m} = 7(0{,}45 + 0{,}05) + 0{,}2 = 3{,}7 \text{ mm},$$
$$\delta'_{2m} = 13(0{,}24 + 0{,}05) + 0{,}2 = 3{,}97 \text{ mm},$$
$$\delta''_{2m} = 13(0{,}24 + 0{,}05) + 0{,}2 = 3{,}97 \text{ mm},$$
$$\delta_{3m} = 2(1{,}12 + 0{,}05) + 0{,}2 = 2{,}54 \text{ mm},$$
$$\delta_{4m} = 1(1{,}2 + 0{,}05) + 0{,}2 = 1{,}45 \text{ mm}.$$

Mähiste kogupaksus (arvestades, et aluse seinte paksus $\delta_a = 1$ mm)

$$\delta_{üld} = \Sigma \delta_m + \delta_a = 7{,}76 + 3{,}7 + 3{,}97 + 3{,}97 + 2{,}54 + 1{,}45 + 1 \approx 24{,}4 \text{ mm}. \tag{1.17}$$

Plekkide Ш-25 akna laius $b = 25$ mm ja mähised mahuvad südamikule, sest

$$b > \delta_{üld}. \tag{1.18}$$

Kui tingimus (1.18) ei oleks rahuldatud, tuleks valida suuremad standardsed trafoplekid ja arvutust tuleks korrata.

15. Arvutame silufiltri elemendid. Väikealaldite väljundisse lülitatakse tavaliselt kondesaatorsisendiga filter, mille sisendkondensaator C_{f1} on esimeseks siluvaks elemendiks. See kondensaator annab koormusele mahtuvusliku iseloomu ja kindlustab, et pulsatsioonitegur alaldi väljundis ei ületa 10%, kui

$$C_{f1}=\frac{2{,}5\cdot 10^{-2}I_0}{U_0}, \qquad (1.19)$$

kus C_{f1} on filtri sisendkondensaatori mahtuvus,
I_0 — alaldatud vool,
U_0 — alalispinge.

Asetame I_0 ja U_0 väärtused valemisse (1.19):

$$C_{f1}=\frac{2{,}5\cdot 10^{-2}\cdot 70\cdot 10^{-3}}{250}=7\cdot 10^{-6}\ \text{F}=7\ \mu\text{F}.$$

Valime kataloogist kondensaatori, mille mahtuvus on leitud väärtusega võrdne või sellest veidi suurem ja mille nimipinge on suurem trafo sekundaarpinge amplituudist:

$$U_{2m}\approx 1{,}5U'_2=1{,}7U_0.$$

Tavaliselt valitakse filterkondensaatoriteks elektrolüütkondensaatorid КЭ, ЭГЦ, К50-3, К50-7 (vt. lisa 4). Antud juhul valime kondensaatori К50-450-10 μF.

Sel juhul filtri sisendpinge pulsatsioonitegur

$$k'_p=\frac{3\cdot 10^{-3}}{U_0C_{f1}}=\frac{3\cdot 10^{-3}\cdot 70\cdot 10^{-3}}{250\cdot 10\cdot 10^{-6}}=0{,}084=8{,}4\,\%. \qquad (1.20)$$

Lubatav pulsatsioonitegur filtri väljundis $k_p=0{,}002\,\%$.

Järelikult vajalik silumistegur

$$k_s=\frac{k'_p}{k_p}=\frac{8{,}4}{0{,}002}=4200. \qquad (1.21)$$

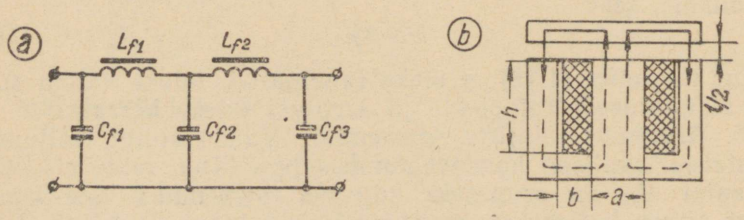
Kui vajalik silumistegur $k_s>100$, siis on otstarbekas kasutada mitmeastmelist filtrit, mis koosneb jadamisi lülitatud Г- või П-lülidest. Antud juhul kasutame kaheastmelist *LC*-filtrit (joon. 8, *a*).

Tavaliselt valitakse mõlema astme silumistegurid võrdsed. Sel juhul ühe astme vajalik silumistegur

$$k_{sa}=\sqrt{k_s}=\sqrt{4200}=65. \qquad (1.22)$$

Silufiltri astmete parameetrite korrutised $L_{f1}C_{f2}=L_{f2}C_{f3}$ määrame valemist

$$L_{f1}C_{f2}=L_{f2}C_{f3}=2{,}5\,(k_{sa}+1)=2{,}5\,(65+1)\approx 165\ \text{H}\cdot\mu\text{F}. \qquad (1.23)$$



Joon. 8. *a* — kaheastmeline *LC*-filter, *b* — silufiltri paispooli ristlõige

Kondensaatorite mahtuvuste valikul arvestame, et konstruktiivsetel kaalutlustel ei või paispooli induktiivsus olla liiga suur (on soovitatav, et $L \leqslant 10$ H) ja et tavaliselt valitakse mõlemad filterkondensaatorid võrdse mahtuvusega. Antud juhul valime $C_{f2}=C_{f3}=20$ μF ja

$$L_{f1}=L_{f2}=\frac{165}{20}=8{,}25 \text{ H}.$$

16. Paispoolide induktiivsuste $L_{f1}=L_{f2}=L$ ja alalisvoolu I_0 alusel arvutame paispoolide konstruktiivsed parameetrid. Selleks valime esmalt paispooli trafoplekid.

Lähtume valemist

$$a=3{,}2\sqrt[4]{LI_0^2}, \tag{1.24}$$

kus a on keskmise samba laius sentimeetrites,
L — induktiivsus henrides,
I_0 — vool amprites,
millest

$$a=2{,}2\sqrt[4]{8{,}25\,(0{,}07)^2}\approx 1{,}4 \text{ cm}.$$

Lisast 3 valime trafoplekid III-15, mille mõõde a on kõige lähedasem arvutatule. Nendest koostatud südamiku akna pindala

$$S_0=bh=1{,}35\cdot 2{,}7=3{,}65 \text{ cm}^2=365 \text{ mm}^2.$$

Paispooli mähise keerdude arv

$$w=\frac{S_0 k_{tv} j}{I_0}, \tag{1.25}$$

kus S_0 on akna pindala ruutmillimeetrites,
k_{tv} — täitetegur (võtab arvesse, millise osa aknast täidab vask $k_{tv}=0{,}37\ldots0{,}35$),
j — voolutihedus (tavaliselt $j=2\ldots3$ A/mm²),
I_0 — alalisvool amprites.

Valime $k_{tv}=0{,}3$ ja $j=2$ A/mm².

Sel juhul

$$w=\frac{365\cdot 0{,}3\cdot 2}{0{,}07}=3130 \text{ keerdu}.$$

Traadi vajalik läbimõõt

$$d=0{,}8\sqrt{I_0}=0{,}8\sqrt{0{,}07}=0{,}21 \text{ mm}.$$

Lisast 2 valime traadi ПЭВ-1 läbimõõduga

$$d_{is}=0{,}24 \text{ mm}.$$

Paispooli südamiku ristlõige ruutsentimeetrites

$$S=\frac{LI_0\cdot 10^4}{Bw}, \tag{1.26}$$

kus L on henrides,
I_0 — amprites,
B — magnetvoo tihedus teslades.

Optimaalne magnetvoo tihedus on 0,8...0,9 T. Antud juhul

$$S=\frac{8{,}25\cdot 0{,}07\cdot 10^4}{0{,}8\cdot 3130}\approx 2{,}3 \text{ cm}^2.$$

Südamiku paksus

$$c=\frac{S}{a}=\frac{2{,}3}{1{,}5}=1{,}53 \text{ cm}.$$

Selleks et alalisvool I_0 ei põhjustaks südamiku küllastumist, peab südamikus olema õhupilu, mille üldlaius l on nii suur, et põhiline osa magneetimisergutusest (amperkeerdudest) kulub õhupilu magnetilise takistuse ületamiseks. Et kogu magnetvoog läbib õhupilu kaks korda, siis valime südamiku ja ikke vahelise mitteferromagnetilise vaheplaadi tegelikuks laiuseks $l/2$ (joon. 8, *b*). Valemist

$$\frac{l}{2}=0{,}63\frac{I_0w\cdot 10^{-3}}{B}, \tag{1.27}$$

kus I_0 on amprites,
B — teslades ja
$\frac{l}{2}$ — elektrotehnilisest kartongist või paberist vaheplaadi paksus millimeetrites,

saame, et

$$\frac{l}{2}=0{,}63\frac{0{,}07\cdot 3130\cdot 10^{-3}}{0{,}8}\approx 0{,}2 \text{ mm}.$$

Paispooli mähise keeru keskmine pikkus

$$l_k=2(a+c)+\pi b=2(1{,}5+1{,}53)+3{,}14\cdot 1{,}35=10{,}3 \text{ cm}. \tag{1.28}$$

Paispooli aktiivtakistus oomides

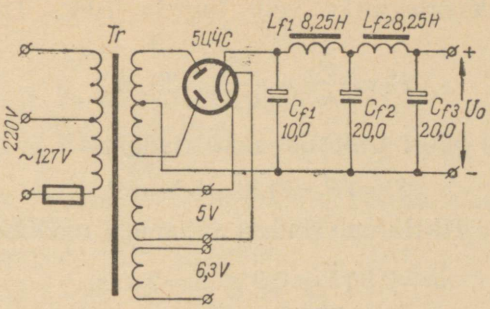
$$R_p=\frac{225wl_k}{10^6\cdot d_{is}^2}, \tag{1.29}$$

kus l_k on sentimeetrites,
d_{is} — millimeetrites.

$$R_p=\frac{225\cdot 3130\cdot 10{,}3}{10^6\cdot (0{,}24)^2}\approx 117 \ \Omega.$$

Et filtris on kaks paispooli lülitatud jadamisi, siis filtri aktiivtakistus

$$R_f=2R_p=2\cdot 117=234 \ \Omega$$



Joon. 9. Arvutatud kenotronalaldi põhimõtteskeem (näidise 1 juurde)

ja alalispingelang filtris

$$\Delta U_f = I_0 R_f = 0{,}07 \cdot 234 = 16{,}7 \text{ V}$$

moodustab alaldatud pingest $\frac{16{,}7}{250} 100 \approx 6{,}7\%$, olles seega lubatavates piirides (5...10%).

17. Joonestame arvutatud alaldi täieliku põhimõtteskeemi (joon. 9).

NÄIDIS 2. SILDLÜLITUSES ALALDI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada sildlülituses (joon. 1, b) transistorfiltriga (joon. 2, e) pooljuhtalaldi, mille nimiandmed on järgmised: väljundpinge $U_0 = 350$ V; väljundvool $I_0 = 50$ mA; väljundpinge lubatav pulsatsioonitegur $k_p = 0{,}1\%$; võrgupinge $U_1 = 220$ V.

Arvutuskäik

1. Arvutame jõutrafo. Võrreldes kenotronalaldi trafoga (näidis 1.) tuleb trafo palju lihtsam, sest keskväljavõte ja küttemähised puuduvad (pooljuhtventiilid ei vaja kütet ja toidetava seadme lampide küttemähist ei nõua projektülesanne). Järelikult on jõutrafol kõigest kaks mähist — primaarmähis ja pinget tõstev sekundaarmähis.

Määrame sekundaarmähise nimivõimsuse. Eeldame, et pingelang silufiltris ja ventiilides kokku moodustab ligikaudu 20% väljundpingest. Sel juhul

$$P_2 = 1{,}2 U_0 I_0 = 1{,}2 \cdot 350 \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 21 \text{ W}. \qquad (1.30)$$

Väiketrafo kasuteguriks võib lugeda 70%. Trafo primaarvõimsus

$$P_1=\frac{P_2}{\eta}=\frac{21}{0{,}7}=30 \text{ W}.$$

Valemi (1.9) järgi trafosüdamiku ristlõige

$$S=\sqrt{P_1}=\sqrt{30}=5{,}5 \text{ cm}^2,$$

millele vastavad Ш-trafoplekkidest südamiku mõõtmed

$$a=0{,}9\sqrt{S}=0{,}9\sqrt{5{,}5}=2 \text{ cm},$$

$$c=1{,}1\sqrt{S}=1{,}1\sqrt{5{,}5}=2{,}4 \text{ cm}.$$

Valime esialgu trafoplekid Ш-20 ja südamiku paksuse 24 mm. Mähiste keerdude arvud ja traatide läbimõõdud määrame valemite (1.10) ja (1.11) järgi samuti nagu näidises 1. Seejuures tuleb arvestada, et sildlülituse korral $I_2=\sqrt{2}\cdot 1{,}15I_0$. Lõpuks kontrollime valemite (1.14)...(1.18) abil, kas mähised mahuvad südamikule.

2. Valime ventiilid. Mahtuvusliku koormusega ühefaasilise silla õlale mõjuv vastupinge

$$U_v=1{,}5U'_0, \qquad (1.31)$$

kus $U'_0=1{,}2\ U_0$. Järelikult

$$U_v=1{,}5\cdot 1{,}2U_0=1{,}5\cdot 1{,}2\cdot 350=630 \text{ V}.$$

Sildlülituse korral ventiilivoolu keskväärtus

$$I_{ak}=0{,}5I_0=0{,}5\cdot 50=25 \text{ mA}. \qquad (1.32)$$

Valime ränidioodid Д217, mille parameetrid (lisa 5) on järgmised:

$$U_{v\,lub}=800 \text{ V}>630 \text{ V},$$

$$I_{ak\,lub}=100 \text{ mA}>25 \text{ mA}. \qquad (1.33)$$

Kui dioodide nimivoolud või lubatavad vastupinged on nõutavatest väiksemad, tuleb mitu dioodi lülitada rööbiti või jadamisi. Antud juhul võiks silla igasse õlga lülitada jadamisi kaks dioodi Д7Е, Д7Ж, Д205 või Д226.

Et räni- ja germaaniumdioodide takistused nii päri- kui ka tõkkesuunas on isegi sama tüüpi dioodidel väga erinevad, siis rööplülituse korral lülitatakse voolujaotuse ühtlustamiseks iga dioodiga jadamisi väikese takistusega (0,5...1,5 Ω) takisti. Dioodide jadalülituse korral ühtlustatakse vastupinge jagunemine sel teel, et iga diood šunditakse üsna suure takistusega takistiga, mille takistus ja dioodi tõkkesuunatakistus peavad olema ligikaudu võrdsed.

3. Arvutame silufiltri. Sildlülituse korral filtri sisendkondensaatori mahtuvus, mis kindlustab, et pulsatsioonitegur ei ületa 10%,

$$C_{f1}=\frac{0{,}025I_0}{U_0}. \qquad (1.34)$$

Asetame I_0 ja U_0 väärtused valemisse (1.34):

$$C_{f1}=\frac{0{,}025\cdot 50\cdot 10^{-3}}{350}=3{,}4\cdot 10^{-6}\ \text{F}=3{,}4\ \mu\text{F}.$$

Kataloogist (vt. lisa 4) valime standardse elektrolüütkondensaatori K50-7-450-5 μF. Valitud kondensaatorile vastav pulsatsioonitegur transistorfiltri sisendis

$$k'_p=\frac{3\cdot 10^{-3}I_0}{U_0C_{f1}}. \qquad (1.35)$$

Käesoleval juhul

$$k'_p=\frac{3\cdot 10^{-3}\cdot 50\cdot 10^{-3}}{350\cdot 5\cdot 10^{-6}}=0{,}086=8{,}6\,\%.$$

Arvutame transistorfiltri (joon. 2, *e*) elemendid. Silufiltrina töötava transistori lubatav kollektorivool peab olema vähemalt 2 korda suurem alaldatud voolust, s. t.

$$I_{k\,lub}\geqslant 2I_0. \qquad (1.36)$$

Filtrites kasutatakse peamiselt transistore П4А...П4Д, П201...П203, П209, П210, П213А...П214Г, ГТ701А jt. Võimsate madalsagedustransistoride nimiandmed on toodud lisas 6.

Arvutatavas filtris võib kasutada näiteks transistori П201, sest sel juhul on täidetud tingimus

$$I_{k\,lub}=1{,}5\ \text{A}>2I_0=2\cdot 0{,}05=0{,}1\ \text{A}.$$

Valitud transistori П201 nimiandmed on järgmised: $\beta=20$; $\alpha=0{,}95$; $U_{ke\,lub}=22$ V; $I_{k0}<0{,}4$ mA.

Takisti R_1 takistuseks valitakse tavaliselt 80...100 Ω. Lisast 7 valime $R_1=100$ Ω. Takisti vajalik võimsus

$$P_{R_1}=I_0^2R_1=(50\cdot 10^{-3})^2\cdot 100=0{,}24\ \text{W}.$$

Valime takisti МЛТ-0,25-100 Ω.

Mahtuvuse C_2 leiame valemist

$$C_2\geqslant\frac{0{,}5}{mfR_1}, \qquad (1.37)$$

kus m on alaldi faaside arvu ja taktilisuse korrutis,

f — alaldatava voolu sagedus.

Antud juhul $m=2$, $f=50$ Hz ja

$$C_2\geqslant\frac{0{,}5}{2\cdot 50\cdot 100}=50\cdot 10^{-6}\ \text{F}=50\ \mu\text{F}.$$

Valime $C_2=50$ μF, kusjuures kondensaatori nimipinge

$$U_{c_2}\geqslant 1{,}5I_0R_1=1{,}5\cdot 0{,}05\cdot 100=7{,}5\ \text{V}. \qquad (1.38)$$

Kataloogist (vt. lisa 4) valime väikesegabariidilise elektro-

lüütkondensaatori K50-6-15-50 μF. Takistuse R_2 määramisel lähtume valemist

$$R_2 \approx \frac{\alpha U_0 R_0}{U_0(1-\alpha) - U_{ke}\left(\frac{R_0}{r_k}+1-\alpha\right) - I_{k0}R_0}, \qquad (1.39)$$

kus α on valitud transistori vooluvõimendustegur,
U_0 — alaldi väljundpinge,
R_0 — alaldi (filtri) koormustakistus,
U_{ke} — kollektori ja emitteri vaheline pinge,
r_k — kollektorsiirde takistus,
I_{k0} — kollektori vastuvool.

Koormustakistus

$$R_0 = \frac{U_0}{I_0} = \frac{350}{0{,}05} = 7000\ \Omega. \qquad (1.40)$$

Kollektori *p-n*-siirde takistuse võib võtta võrdseks

$$r_k \approx 10^4\ \Omega.$$

Pingelang lõigul kollektor-emitter on määratav valemist:

$$U_{ke} \approx (0{,}3 \ldots 0{,}7)\, U_{ke\,lub}, \qquad (1.41)$$

kuid ei tohi ületada 16...20 V. Antud juhul võib võtta $U_{ke}=10$ V. Paneme leitud arvväärtused valemisse (1.39):

$$R_2 \approx \frac{0{,}95 \cdot 350 \cdot 7 \cdot 10^3}{350(1-0{,}95) - 10\left(\frac{7 \cdot 10^3}{10^4}+1-0{,}95\right) - 4 \cdot 10^{-4} \cdot 7 \cdot 10^3} \approx$$

$$\approx 3{,}2 \cdot 10^5\ \Omega = 320\ \text{k}\Omega.$$

Võttes arvesse, et takistit R_2 läbib tähtsusetult väike transistori baasivool, valime lisast 7 takisti УЛМ-0,12-330 kΩ.

Transistorfiltri silumistegur

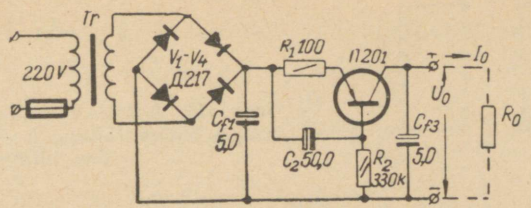
$$k_s = \frac{r_k R_1 R_2 2\pi m f C_{f1}}{\sqrt{\frac{(R_1+\alpha r_k)^2}{2\pi m f C_{f3}} + R_1^2 R_2}}. \qquad (1.42)$$

Filtri väljundkondensaatori C_{f3} parameetrid valitakse tavaliselt võrdsed sisendkondensaatori vastavate parameetritega.

Seega valime kondensaatoriks C_{f3} elektrolüütkondensaatori КЭ-1-500-50 μF.

Silumistegur

$$k_s \approx \frac{10^4 \cdot 10^2 \cdot 33 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 3{,}14 \cdot 2 \cdot 50 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{\sqrt{\frac{(33 \cdot 10^4 + 0{,}95 \cdot 10^4)^2}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 2 \cdot 50 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} + 10^4 \cdot 33 \cdot 10^4}} \approx 172.$$



Joon. 10. Transistorfiltriga sildalaldi skeem (näidise 2 juurde)

Filtri väljundpinge pulsatsioonitegur

$$k_p=\frac{k'_p}{k_s}=\frac{8{,}6}{172}=0{,}05\% \qquad (1.43)$$

ei ületa lubatavat ($0{,}05\%<0{,}1\%$).

Määrame pingelangu filtril:

$$\Delta U_f=I_0R_f, \qquad (1.44)$$

kus R_f on filtri alalisvoolutakistus.

$$R_f=R_1+\frac{U_{ke}}{I_0} \qquad (1.45)$$

ja järelikult

$$\Delta U_f=0{,}05\left(100+\frac{10}{0{,}05}\right)=15\text{ V}.$$

4. Koostame filtriga alaldi põhimõtteskeemi (joon. 10).

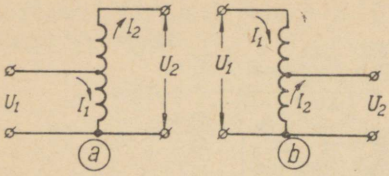
NÄIDIS 3. PINGET KAHEKORDISTAVA ALALDI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada pinget kahekordistav pooljuhtalaldi, mille väljundpinge $U_0=600$ V *ja väljundvool* $I_0=30$ mA. *Pulsatsioonitegur üheastmelise RC-filtri väljundis ei tohi ületada 2%. Alaldit toidetakse autotrafo kaudu ühefaasilisest võrgust, mille nimipinge* $U_1=220$ V.

Arvutuskäik

1. Arvutame autotrafo. Autotrafo magnetringi mõõtmed, mass ja mähisekeerdude koguarv on väiksemad ning kasutegur tunduvalt suurem kui sama nimivõimsusega kahemähiselisel trafol. Elektrilise lülituse poolest sarnaneb autotrafo keskväljavõttega paispooliga (joon. 11).

Pinget tõstva autotrafo sisendpinge (võrgupinge) rakendatakse keskväljavõtte kaudu mähise ühele osale. Pinge, mis antakse edasi ventiilidele, võetakse mähise otste vahelt (joon. 11, *a*). Pinget madaldava autotrafo korral rakendatakse sisendpinge mähise



Joon. 11. Autotrafo lülitusskeemid: *a* — pinget tõstev lülitus, *b* — pinget madaldav lülitus

otste vahele, seega tervele mähisele. Väljundpinge võetakse keskväljavõtte ja ühe otsa vahelt (joon. 11, *b*).

Pinget tõstvat trafot tuleb kasutada sel juhul, kui nõutav alalispinge (filtri sisendis) ületab võrgupinge efektiivväärtuse sildalaldi korral vähemalt 1,25 ja pingekahekordisti puhul 2,5 korda. Kui alalispinge väärtused on väiksemad, tuleb kasutada pinget madaldavat trafot.

Võttes arvesse pingelangu filtris, saame nõutavaks alalispinge väärtuseks

$$U'_0 = 1{,}2U_0 = 1{,}2 \cdot 600 = 720 \text{ V}.$$

Et

$$U'_0 = 720 \text{ V} > 2{,}5U_1 = 2{,}5 \cdot 220 = 550 \text{ V},$$

siis kasutame pinget tõstvat autotrafot.

Pinget kahekordistava alaldi pinget tõstva autotrafo nimivõimsus

$$P = 4(0{,}5U'_0 - U_1)I_0. \tag{1.46}$$

Sama alaldi pinget madaldava autotrafo nimivõimsus

$$P = 1{,}6\left(1 - \frac{0{,}5U'_0}{U_1}\right)U'_0 I_0.$$

Kui asetame U'_0, U_1 ja I_0 väärtused valemisse (1.46), saame autotrafo nimivõimsuseks

$$P = 4(0{,}5 \cdot 750 - 220) \cdot 0{,}03 = 16{,}8 \text{ VA}.$$

Autotrafo südamiku ristlõige ruutsentimeetrites avaldub järgmiselt:

a) pinget tõstval trafol

$$S = 1{,}2\sqrt{P\left(1 - \frac{U_1}{U_2}\right)}, \tag{1.47}$$

b) pinget madaldaval trafol

$$S = 1{,}2\sqrt{P\left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right)},$$

kus P on autotrafo nimivõimsus voltamprites,
U_1 — võrgupinge,
U_2 — trafo väljundpinge.

Pingekahekordisti toitetrafo väljundpinge (sekundaarpinge)

$$U_2 = (0{,}4 \ldots 0{,}5)\, U'_0. \qquad (1.48)$$

Antud juhul

$$U_2 = 0{,}5 \cdot 720 = 360 \text{ V}$$

ja

$$S = 1{,}2 \sqrt{16{,}8 \left(1 - \frac{220}{360}\right)} \approx 3{,}2 \text{ cm}^2.$$

Autotrafo südamik valitakse samuti nagu tavalise mitme mähisega trafo südamik (vt. näidis 1, valemid [1.12] ja [1.13]).

Ш-tüüpi südamiku keskmise samba laius

$$a = 0{,}9\sqrt{S} = 0{,}9\sqrt{3{,}2} = 1{,}62 \text{ cm}.$$

Trafopleki paki paksus

$$c = 1{,}1\sqrt{S} = 1{,}1\sqrt{3{,}2} = 1{,}98 \text{ cm}.$$

Lisast 3 valime orienteerivalt trafoplekid Ш-16. Määrame ühele voldile vastava keerdude arvu. Valemist (1.10)

$$N = \frac{60}{S} = \frac{60}{3{,}2} = 19 \ \frac{\text{keerdu}}{\text{V}}.$$

Primaarmähise keerdude arv

$$w_1 = NU_1 = 19 \cdot 220 = 4180 \text{ keerdu}.$$

Sekundaarmähise keerdude arv

$$w_2 = NU_2 = 19 \cdot 360 = 6840 \text{ keerdu}.$$

Järelikult peab autotrafo mähis koosnema 6840 keerust. Väljavõte tuleb teha 4180-nda keeru kohalt.

Võrgust tarbitav vool

$$I_1 = \frac{P}{U_1} = \frac{16{,}8}{220} = 0{,}076 \text{ A} = 76 \text{ mA}.$$

Määrame autotrafo sekundaarvoolu I_2. Pinget kahekordistava alaldi toitetrafo sekundaarvool

$$I_2 = 3{,}6 I_0 = 3{,}6 \cdot 0{,}03 = 0{,}108 \text{ A} = 108 \text{ mA}. \qquad (1.49)$$

Primaar- ja sekundaarmähise ühist osa läbiv vool

$$I_{üh} = I_2 - I_1 = 108 - 76 = 32 \text{ mA}. \qquad (1.50)$$

Ühise osa mähisetraadi läbimõõt (ilma isolatsioonita)

$$d_1 = 0{,}8\sqrt{I_{üh}} = 0{,}8\sqrt{0{,}032} = 0{,}14 \text{ mm}.$$

Pinget tõstva mähiseosa traadi läbimõõt

$$d_2 = 0{,}8\sqrt{I_2} = 0{,}8\sqrt{0{,}108} = 0{,}26 \text{ mm}.$$

Lisast 2 valime traadid ПЭВ-1 — 0,14 ja ПЭВ-1 — 0,25, millede

läbimõõdud koos isolatsiooniga on vastavalt

$$d_{1\,is}=0{,}165 \text{ mm} \quad \text{ja} \quad d_{2\,is}=0{,}29 \text{ mm}.$$

Kontrollime, kas mähis mahub südamiku aknasse. Mähisekihi keerdude arv avaldub valemiga (1.14):

$$w_k=\frac{[h-2(\delta_a+2)]k_{th}}{d_{is}}.$$

Lisast 3 leiame, et trafoplekkide III-16 akna kõrgus $h=40$ mm. Valime mähise aluse paksuse $\delta_a=1$ mm. Täiteteguri k_{th} leiame tabelist 3. Primaarmähise (mähise ühise osa) ühes kihis on

$$w_{1k}=\frac{[40-2(1+2)]0{,}80}{0{,}165}\approx 162 \text{ keerdu}.$$

Keerdude arv mähise pinget tõstva osa kihis

$$w_{2k}=\frac{[40-2(1+2)]0{,}83}{0{,}29}\approx 95 \text{ keerdu}.$$

Primaarmähise kihtide arv

$$n_1=\frac{w_1}{w_{1k}}=\frac{4180}{162}\approx 26.$$

Pinget tõstva mähiseosa kihtide arv

$$n_2=\frac{w_2-w_1}{w_{2k}}=\frac{6840-4180}{95}=28.$$

Kummagi mähiseosa paksus määratakse valemiga (1.16), mille järgi

$$\delta_m=n(d_{is}+\delta_{is})+\delta_v.$$

Valime kihtidevahelise isolatsiooni paksuse $\delta_{is}=0{,}03$ mm ja mähistevahelise isolatsiooni paksuse $\delta_v=0{,}3$ mm. Sel juhul mähise primaarosa paksus

$$\delta_p=n_1(d_{1\,is}+\delta_{is})+\delta_v=26(0{,}165+0{,}03)+0{,}3=5{,}4 \text{ mm}$$

ja lisapingeosa paksus

$$\delta_1=n_2(d_{2\,is}+\delta_{is})+\delta_v=28(0{,}29+0{,}03)+0{,}3=9 \text{ mm}.$$

Mähise kogupaksus (juhul kui aluse paksus $\delta_a=1$ mm)

$$\delta_{üld}=\delta_p+\delta_1+\delta_a=5{,}4+9+1=15{,}4 \text{ mm}.$$

Lisast 3 leiame, et trafoplekkide III-16 akna laius

$$b=16 \text{ mm}>\delta_{üld}=15{,}4 \text{ mm}.$$

Seega mahub autotrafo mähis aknasse.

2. Valime ventiilid. Pinget kahekordistava alaldi ventiili vastupinge

$$U_v=1{,}5U'_0. \tag{1.51}$$

Ventiilivoolu keskväärtus

$$I_{ak}=I_0. \tag{1.52}$$

Järelikult antud juhul

$$U_v = 1{,}5 \cdot 720 = 1080 \text{ V};$$
$$I_{ak} = I_0 = 30 \text{ mA}.$$

Lisast 5 valime pooljuhtdioodid Д211, mille parameetrid on järgmised:

$$U_{v\,lub} = 600 \text{ V},$$
$$I_{ak\,lub} = 100 \text{ mA}.$$

Lülitame igasse õlga kaks dioodi jadamisi. Sel juhul

$$U_{v\,lub} = 600 \text{ V} > \frac{U_v}{2} = \frac{1080}{2} = 540 \text{ V},$$
$$I_{ak\,lub} = 100 \text{ mA} > I_{ak} = 30 \text{ mA}. \qquad (1.53)$$

Vastupinge ühtlaseks jaotamiseks jadamisi lülitatud dioodide vahel tuleb dioodid šuntida takistitega. Antud juhul lülitame iga dioodiga rööbiti takisti 500 kΩ (takistus valitakse lähtudes dioodi tüübist ja vastupingest).

3. Määrame kondensaatorite C_1 ja C_2 mahtuvused:

$$C_1 = C_2 = \frac{0{,}125 \cdot I_0}{U'_0} = \frac{0{,}125 \cdot 30 \cdot 10^{-3}}{720} = 5{,}2 \cdot 10^{-6} \text{ F} = 5{,}2 \text{ μF}. \qquad (1.54)$$

Et kumbki kondensaator laadub peaaegu autotrafo sekundaarpinge amplituudini, siis C_1 ja C_2 nimipinge ei või olla väiksem kui U_{2m}. Valime lisast 4 elektrolüütkondensaatorid КЭ-2-500-5 μF, sest $U_2 = 360$ V.

4. Silufiltri sisendpinge pulsatsioonitegur

$$k'_p = \frac{1{,}25 \cdot 10^{-2} I_0}{U'_0 C_1} = \frac{1{,}25 \cdot 10^{-2} \cdot 30 \cdot 10^{-3}}{720 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 0{,}104 = 10{,}4\,\%. \qquad (1.55)$$

5. Arvutame RC-silufiltri. Vajalik silumistegur valemi (1.21) järgi

$$k_s = \frac{k'_p}{k_p} = \frac{10{,}4}{2} = 5{,}2.$$

Filtri ühe astme korrutis $R_f C_f$ arvutatakse valemiga

$$R_f C_f = \frac{k_s}{m\omega}, \qquad (1.56)$$

kus m on alaldi taktilisuse ja trafo sekundaarpoole faaside arvu korrutis,

$\omega = 2\pi f$,

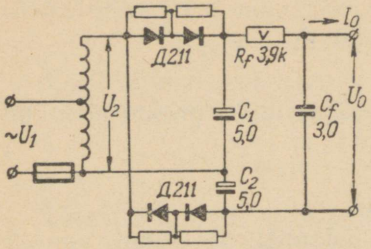
f — võrgupinge sagedus,

R_f — filtri takistus,

C_f — filtri mahtuvus.

Pingekahekordistil $m = 2$. Et $f = 50$ Hz, siis

$$R_f C_f = \frac{5{,}2}{2 \cdot 2 \cdot 3{,}14 \cdot 50} \approx 8{,}33 \cdot 10^{-3} \text{ Ω·F}.$$



Joon. 12. Pinget kahekordistava alaldi lülitus (näidise 3 juurde)

Takistuse R_f määramisel lähtume lubatavast pingelangust. Arvutuse alguses eeldasime, et pingelang filtris

$$\Delta U_f = U'_0 - U_0 = 720 - 600 = 120 \text{ V}.$$

Seega valime

$$R_f = \frac{\Delta U_f}{I_0} = \frac{120}{0{,}03} = 4000 \ \Omega = 4 \ \text{k}\Omega.$$

Kataloogist (vt. lisa 7) valime takisti, mille takistus $R_f = 3{,}9$ kΩ. Takisti hajuvõimsus

$$P_{R_f} = I_0^2 R_f = (0{,}03)^2 \cdot 3900 = 3{,}5 \text{ W}.$$

Valime takisti BC-5-3,9 kΩ, mille nimivõimsus 5 W > 3,5 W.

Kondensaatori mahtuvus

$$C_f = \frac{R_f C_f}{R_f} = \frac{8{,}33 \cdot 10^{-3}}{3{,}9 \cdot 10^3} \approx 2{,}2 \cdot 10^{-6} \text{ F} \approx 2{,}2 \ \mu\text{F}.$$

Filterkondensaatori nimipinge peab olema vähemalt 600 V. Lisast 4 valime paberkondensaatori МБГП-600-3 μF.

6. Koostame alaldi põhimõtteskeemi (joon. 12).

1.3. ALALDITE TÄPSUSTATUD ARVUTUSMEETOD

Eespool toodud arvutusmeetodi eeliseks on lihtsus, kuid sageli alaldi tegelikud parameetrid (eriti ventiilivoolu maksimaalväärtus ja pulsatsioonitegur) erinevad sel viisil arvutatuist tunduvalt.

Mahtuvusliku koormusega alaldi arvutatakse täpsemalt grafoanalüütilisel meetodil, mis võtab arvesse alaldi faasitakistuse ja koormustakistuse suhte mõju alaldi tööreżiimile.

Grafoanalüütilise meetodi korral valitakse esialgu ventiilid samuti nagu eespool. Seejärel arvutatakse alaldi faasitakistus

$$r = r_{tr} + \Sigma R_i,$$

kus r_{tr} on trafo takistus ja ΣR_i alalisvooluringi jadamisi jäävate ventiilide sisetakistuste summa. Trafo takistuse võib orienteerivalt määrata tabelist 4.

Tabel 4

Alaldite trafode ligikaudsed takistused

Alaldi väljundvõimsus $P_0=I_0U_0$ W	Trafo takistus, väljendatud alaldi koormustakistuse kaudu
1 ... 10	(0,1 ... 0,07) R_0
10 ... 100	(0,08 ... 0,05) R_0
100 ... 1000	(0,06 ... 0,04) R_0

Alaldi koormustakistus (tarbija takistus)

$$R_0=\frac{U_0}{I_0}.$$

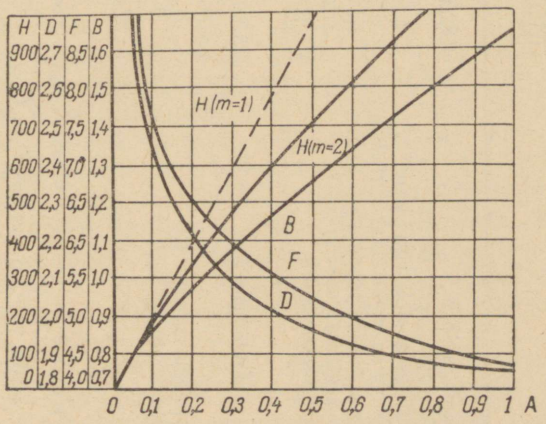
Kui alaldi faasi- ja koormustakistus on määratud, arvutatakse tegur

$$A=\frac{\pi r}{mR_0},$$

kus m on alaldi taktilisuse ja trafo sekundaarpoole faaside arvu korrutis (poolperioodalaldil $m=1$, täisperioodalaldil ja pingekahekordistil $m=2$).

Teguri A järgi leitakse joonisel 13 toodud graafikutelt arvutusvalemites olevad tegurid B, D, F ja H. Arvutusvalemid on toodud tabelis 5.

Sisendkondensaatorita LC-filtreid, mis annavad koormusele induktiivse iseloomu, kasutati varem peamiselt suure võimsusega



Joon. 13. Tegurid B, D, F ja H funktsioonina tegurist A

Tabel 5

Alaldite arvutusvalemid

Arvutatav parameeter	Mahtuvuslik koormus				Induktiivne koormus	
	Poolperiood-alaldi	Trafo keskväljavõttega alaldi	Sildalaldi	Pinget kahekordistav alaldi	Trafo keskväljavõttega alaldi	Sildalaldi
Vastupinge U_v	$2{,}82BU_0$	$2{,}82BU_0$	$1{,}41BU_0$	$1{,}41BU_0$	$3{,}14U_0$	$1{,}57U_0$
Ventiilivoolu keskväärtus I_{ak}	I_0	$0{,}5I_0$	$0{,}5I_0$	I_0	$0{,}5I_0$	$0{,}5I_0$
Ventiilivoolu efektiivväärtus I_a	DI_0	$0{,}5DI_0$	$0{,}5DI_0$	$0{,}5DI_0$	$0{,}707I_0$	$0{,}707I_0$
Ventiilivoolu maksimaalväärtus I_{am}	FI_0	$0{,}5FI_0$	$0{,}5FI_0$	FI_0	I_0	I_0
Trafo sekundaarpinge U_2	BU_0	$2BU_0$	BU_0	$0{,}5BU_0$	$2 \cdot 1{,}11U_0$	$1{,}11U_0$
Trafo sekundaarvool I_2	DI_0	$0{,}5DI_0$	$0{,}707DI_0$	$1{,}41DI_0$	$0{,}707I_0$	I_0
Trafo primaarvool I_1	$\frac{I_0}{n}\sqrt{D^2-1}$	$0{,}707D\frac{I_0}{n}$	$0{,}707D\frac{I_0}{n}$	$1{,}41D\frac{I_0}{n}$	$\frac{I_0}{n}$	$\frac{I_0}{n}$
Trafo tüüpvõimsus P_t	$0{,}5B(D+\sqrt{D^2-1})$	$0{,}85BDP_0$	$0{,}707BDP_0$	$0{,}707BDP_0$	$1{,}34P_0$	$1{,}11P_0$
Pulsatsioonisagedus f_p	f_1	$2f_1$	$2f_1$	$2f_1$	$2f_1$	$2f_1$
Pulsatsioonitegur k_p	$\frac{H}{rC_1}$	$\frac{H}{rC_1}$	$\frac{H}{rC_1}$	$\frac{H}{rC_1}$	0,67	0,67

Märkused. n — trafo ülekandetegur, $n=\frac{w_1}{w_2}$; f_1 — võrgupinge sagedus; C_1 — filtri sisendkondensaatori mahtuvus; P_0 — alaldi väljundvõimsus, $P_0=I_0U_0$.

alaldites. Viimasel ajal projekteeritakse nendega mõnikord ka väikevõimsusalaldeid. Induktiivset koormust tuleb eelistada siis, kui alaldi faasitakistus on nii väike, et alaldi sisselülitamisel mahtuvuslikust koormusest tingitud siirdeprotsessi suur algvoolutõuge võib rikkuda pooljuhtdioodid, mis ei talu lühiajalist ülekoormust. Sisendkondensaatorita filtriga alaldi väljundpinge sõltub koormusvoolust mõnevõrra vähem kui kondensaatorsisendiga filtriga alaldi pinge.

Induktiivse koormusega alaldite arvutusvalemid on samuti toodud tabelis 5.

2. PINGE- JA VOOLUSTABILISAATORID

2.1. ÜLDIST

Stabilisaatorite ülesanne on hoida muutumatuna koormuse klemmidele rakendatud pinge või koormust läbiv vool sõltumatult stabilisaatori sisendpinge või koormustakistuse muutumisest.

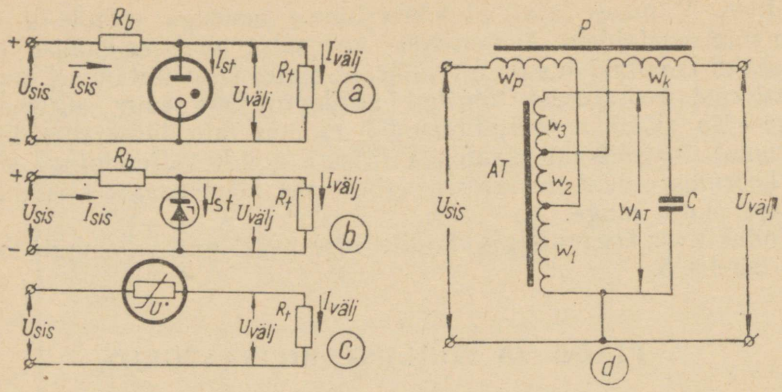
Toimimispõhimõtte järgi liigitatakse voolu- ja pingestabilisaatorid parameetrilisteks stabilisaatoriteks ja kompensatsioonstabilisaatoriteks.

Parameetrilistes stabilisaatorites kasutatakse mittelineaarse pinge-voolu karakteristikuga elemente. Sisendpinge muutudes muutub mittelineaarse elemendi teatud parameeter (näiteks takistus alalisvoolule) niisuguses suunas, et stabilisaatori väljundpinge või väljundvool jääb peaaegu endiseks. Mittelineaarsete elementidena kasutatakse parameetrilistes stabilisaatorites elektronlampe, transistore, stabilitrone, barretere, termistore, raudsüdamikuga paispoole ja teisi elemente.

Levinumate parameetriliste stabilisaatorite põhimõtteskeemid on toodud joonisel 14.

Huumlahendusstabilitroniga (joon. 14, *a*) ja ränistabilitroniga (joon. 14, *b*) pingestabilisaatoreid kasutatakse alalispinge stabiliseerimiseks. Nad lülitatakse alaldi ning koormuse vahele. Ränistabilitroniga parameetrilisi pingestabilisaatoreid kasutatakse sageli pooljuhtseadmete toiteahelates ja tugipingeallikatena mõõteseadmetes ning pooljuhtkompensatsioonstabilisaatoreis. Barreteriga voolustabilisaatoreid (joon. 14, *c*) kasutatakse elektronlampide kütteahelates ja automaatjuhtimisseadmetes. Nad on lihtsad, sobivad nii alalis- kui ka vahelduvvoolu stabiliseerimiseks ja nende töörežiim ei sõltu sagedusest. Nende puudusteks on madal kasutegur ja inertsus.

Ferroresonantsstabilisaatorit (joon. 14, *d*) kasutatakse vahelduvpinge stabiliseerimiseks. Ta lülitatakse alaldi ja vahelduvpingeallika vahele, millest tingituna stabiliseerib lisaks alalispingele ka trafo madalpingemähistest saadavaid elektronlampide

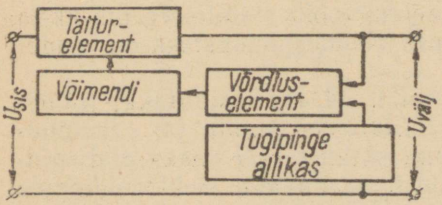


Joon. 14. Parameetriliste stabilisaatorite põhilülitused: *a* — huumlahendusstabilitroniga stabilisaator, *b* — ränistabilitroniga (nn. tugidioodiga) stabilisaator, *c* — barreteriga stabilisaator, *d* — ferroresonantsstabilisaator

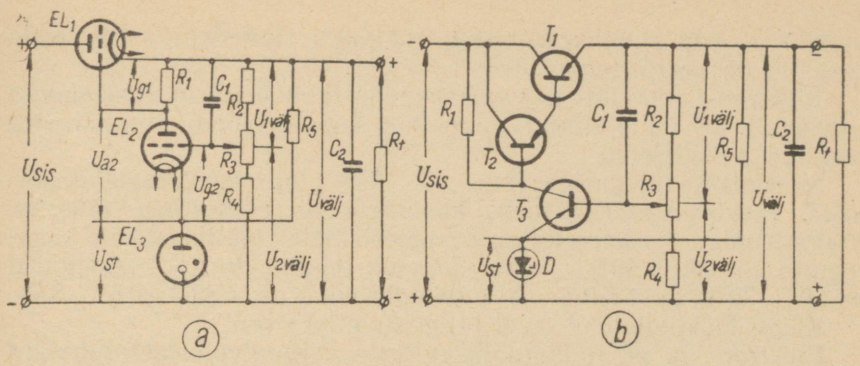
küttepingeid. Sisendpinge muutumisel ±20% võrra ei ületa ferroresonantsstabilisaatorite väljundpinge muutus ±1%.

Kompensatsioonstabilisaator kujutab endast negatiivse tagasisidega automaatreguleerimissüsteemi. Temas esineb alati tugipingeallikas, mille pingega võrreldakse stabilisaatori väljundpinget. Nende pingete vahe, nn. erinevuspinge, mõjutab reguleerivat elementi nii, et väljundpinge esialgne väärtus taastub. Stabilisaatori omaduste parandamiseks erinevuspinget võimendatakse. Seega koosneb kompensatsioonstabilisaator neljast põhielemendist: tugipingeallikast, võrdluselemendist, võimendist ja täiturelemendist (joon. 15).

Võrdluselemendi abil võrreldakse stabilisaatori väljundpinget tugipingega. Kui stabilisaatori väljundpinge on võrdne nimipingega, siis võrdluselemendi väljundpinge (stabilisaatori väljundpinge või selle teatava osa ja tugipinge vahe) on null. Kui stabili-



Joon. 15. Kompensatsioonstabilisaatori plokkskeem



Joon. 16. Alalispinge kompensatsioon-pingestabilisaatorite põhilülitused: *a* — stabilisaator, *b* — transistorstabilisaator

saatori väljundpinge mingil põhjusel muutub, siis võrdluselemendi väljundpinge ei ole enam võrdne nulliga. See pinge võimendatakse ja saadud võimendatud pinge mõjutab täiturelementi (elektronlampi või transistori) nii, et selle pingelangu muutus kompenseerib stabilisaatori väljundpinge muutuse.

Kompensatsioon-pingestabilisaatorite põhiskeemid on toodud joonisel 16. Neid kasutatakse juhul, kui vajatakse väga stabiilset alalispinget, ja nad lülitatakse alaldi ning tarbija vahele.

Stabilisaatori stabiliseerimisvõimet iseloomustab stabiliseerimistegur. Stabiliseerimisteguriks nimetatakse sisendpinge suhtelise muutuse ja väljundpinge või väljundvoolu suhtelise muutuse suhet. Pinge stabiliseerimise tegur $k_{st(u)}$ ja voolu stabiliseerimise tegur $k_{st(i)}$ avalduvad valemitega:

$$k_{st(u)} = \frac{\Delta U_{sis}}{U_{sis}} : \frac{\Delta U_{välj}}{U_{välj}},$$

$$k_{st(i)} = \frac{\Delta U_{sis}}{U_{sis}} : \frac{\Delta I_{välj}}{I_{välj}}, \qquad (2.1)$$

kus U_{sis} ja $U_{välj}$ on sisend- ja nimiväljundpinged,
ΔU_{sis} ja $\Delta U_{välj}$ — sisend- ja väljundpingete muutused,
$I_{välj}$ — nimiväljundvool,
$\Delta I_{välj}$ — väljundvoolu muutus.

Stabilisaatori tüüp valitakse sõltuvalt stabiliseerimisteguri väärtusest, väljundvoolust ja väljundpingest, lubatavast pulsatsioonitegurist, inertsusest, koormuse liigist, kasutegurist, töökindlusest jt. näitajatest.

Võrreldes parameetriliste stabilisaatoritega on kompensatsioon-

stabilisaatorite stabiliseerimistegurid palju suuremad, kuid nende skeemid on keerulisemad.

Elektron-, pooljuht- ja gaaslahendusstabilisaatorid vähendavad tunduvalt ka lühiajalisest pinge või koormusvoolu muutumisest tingitud pulsatsiooni.

Suurima kasuteguriga (kuni 60...70%) on transistorstabilisaatorid. Elektronstabilisaatorite kasutegur on mõnevõrra väiksem. Stabilitroniga või barreteriga parameetriliste stabilisaatorite kasutegurid on 30...40%. Ferroresonantsstabilisaatorite kasutegurid on 60...70%, kuid nende võimsustegur $\cos\varphi$ on madal (0,6...0,7).

Kõige töökindlamad on pooljuhtstabilisaatorid.

Elektron- ja pooljuhtstabilisaatorite väljundvõimsust piiravad elektronlampide ja transistoride lubatavad võimsused. Stabilitronstabilisaatorite väljundvõimsust piirab stabilitroni lubatav vool. Nende väljundvõimsus ei ületa 2...3 W.

Nüüdisaegsete elektronlampide ja transistoride baasil saab valmistada kompensatsioonstabilisaatoreid väljundvõimsusega kuni paarsada vatti.

2.2. PINGE- JA VOOLUSTABILISAATORITE NÄIDISARVUTUSED

NÄIDIS 4. HUUMLAHENDUSSTABILITRONIGA PINGESTABILISAATORI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada huumlahendusstabilitroniga pingestabilisaator (joon. 14, a) järgmiste andmete alusel: nimiväljundpinge $U_{välj}=300$ V; *nimiväljundvool* $I_{välj}=20$ mA; *sisendpinge ebastabiilsus pinge suurenemise suunas* $a_{sis}=5\%$ *ja pinge vähenemise suunas* $b_{sis}=10\%$; *väljundpinge lubatav ebastabiilsus* $a_{välj}=b_{välj}=1\%$. *Koormusvoolu muutus ei ületa voolu suurenemisel* $c=15\%$ *ja vähenemisel* $d=15\%$ *nimivoolust.*

Arvutuse käigus tuleb valida stabilitroni tüüp ja määrata stabilisaatori sisendpinge U_{sis}, ballasttakisti takistus R_b, stabilitroni nimivool I_{st} ja stabilitroni minimaalne ning maksimaalne vool $I_{st\,min}$, $I_{st\,max}$, mis kindlustavad veel stabilitroni normaalse töörežiimi.

Arvutuskäik

1. Valime stabilitroni. Stabilitronide parameetrid on esitatud lisas 8. Valikul lähtume nõutavast väljundpingest $U_{välj}=300$ V. Lisast 8 nähtub, et ükski stabilitron üksikult ei kindlusta sellist pinget. Seega tuleb lülitada jadamisi kaks stabilitroni. Stabilitroni stabiliseerimistegur on seda suurem, mida väiksem on stabilitroni sisetakistus R_i.

Valime stabilitroni СГ1П, mille nimiandmed on järgmised: nimipinge $U_{st}=150$ V; süttimispinge $U_{süt}=180$ V; dünaamiline

sisetakistus $R_i = 160\ \Omega$; lubatav vool $I_{st\,min} \ldots I_{st\,max}$ on 5...30 mA.

2. Stabiliseerimisteguri leiame valemist

$$k_{st(u)} = \frac{a_{sis} + b_{sis}}{a_{välj} + b_{välj}}. \qquad (2.2)$$

Antud juhul

$$k_{st(u)} = \frac{5+10}{1+1} = 7{,}5.$$

3. Kontrollime, kas stabilitron süttib. Süttimistingimuseks on

$$k_{st(u)} I_{välj} < (k_{st(u)} I_{välj})_{max} = \frac{\frac{U_{st}}{U_{süt}}\left(1 - \frac{b_{sis}}{100}\right)}{\frac{R_i}{U_{st}}\left(1 + \frac{c}{100}\right)}. \qquad (2.3)$$

Valemist (2.3) arvutame $(k_{st(u)} I_{välj})_{max}$:

$$(k_{st(u)} I_{välj})_{max} = \frac{\frac{300}{360}\left(1 - \frac{10}{100}\right)}{\frac{320}{300}\left(1 + \frac{15}{100}\right)} = \frac{0{,}75}{1{,}22} = 0{,}614 \text{ A}.$$

Et $k_{st(u)} I_{välj} = 7{,}5 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 0{,}15$ A,
siis tingimus (2.3) on täidetud:

$$k_{st(u)} I_{välj} = 0{,}15 \text{ A} < (k_{st(u)} I_{välj})_{max} = 0{,}614 \text{ A}.$$

4. Valitud lülituse maksimaalne võimalik stabiliseerimistegur

$$k_{st(u)\,max\,1} = \frac{(k_{st(u)} I_{välj})_{max}}{I_{välj}} = \frac{0{,}614}{20 \cdot 10^{-3}} = 30{,}7. \qquad (2.4)$$

Stabilitroni minimaalsele lubatavale voolule $I_{st\,min\,lub}$ vastav maksimaalne stabiliseerimistegur

$$k_{st(u)\,max\,2} = \frac{U_{st}\left[1 - \frac{b_{sis}}{100} - \frac{U_{st}}{U_{süt}}\left(1 - \frac{b_{sis}}{100}\right)\right]}{R_i I_{st\,min\,lub}}. \qquad (2.5)$$

Valime stabilitroni minimaalse lubatava voolu $I_{st\,min\,lub}$ veidi suurema stabilitroni nimiandmetes märgitud minimaalselt lubatavast voolust $I_{st\,min}$, sest piirrežiimis töötamisel võivad tekkida juhuslikud ebasoovitavad koormusvoolu tõuked.

Valime

$$I_{st\,min\,lub} = 7 \text{ mA} > I_{st\,min} = 5 \text{ mA}.$$

Valemist (2.5)

$$k_{st(u)\,max\,2} = \frac{300\left[1 - \frac{10}{100} - \frac{300}{360}\left(1 - \frac{10}{100}\right)\right]}{320 \cdot 7 \cdot 10^{-3}} = \frac{45}{2{,}24} = 20.$$

Maksimaalseks arvutuslikuks stabiliseerimisteguriks valime valemitega (2.4) ja (2.5) arvutatud teguritest väiksema. Et

$$k_{st(u)\,max\,2} < k_{st(u)\,max\,1},$$

siis valime

$$k_{st(u)\,max} = k_{st(u)\,max\,2} = 20.$$

Lülitus sobib, kui valemiga (2.2) leitud vajalik stabiliseerimistegur ei ületa maksimaalset arvutuslikku stabiliseerimistegurit, s. t.

$$k_{st(u)} \leqslant k_{st(u)\,max}. \tag{2.6}$$

Kui tingimus (2.6) pole rahuldatud, siis valitud stabilitron ei kõlba nõutud nimiandmetega stabilisaatorile (ei ole kindlustatud süttimine või $I_{st\,min} < I_{st\,min\,lub}$). Antud juhul

$$k_{st(u)} = 7{,}5 < k_{st(u)\,max} = 20.$$

5. Määrame minimaalse stabiliseerimisteguri valemiga (2.7):

$$k_{st(u)\,min} = \frac{U_{st}\left[1+\frac{a_{sis}}{100}-\frac{U_{st}}{U_{süt}}\left(1-\frac{b_{sis}}{100}\right)\right]}{R_i\left[I_{st\,max}-I_{välj}\left(\frac{c+d}{100}\right)\right]} =$$

$$= \frac{300\left[1+\frac{5}{100}-\frac{300}{360}\left(1-\frac{10}{100}\right)\right]}{320\left[30\cdot 10^{-3}-20\cdot 10^{-3}\left(\frac{15+15}{100}\right)\right]} = 11{,}7. \tag{2.7}$$

Valitud stabilisaatorit saab projekteerida, kui

$$k_{st(u)} < k_{st(u)\,min}. \tag{2.8}$$

Antud juhul

$$k_{st(u)} = 7{,}5 < k_{st(u)\,min} = 11{,}7.$$

6. Kontrollime, kas tingimus (2.3) on täidetud minimaalse stabiliseerimisteguri korral:

$$k_{st(u)\,min} I_{välj} = 11{,}7 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 0{,}234 < (k_{st(u)} I_{välj})_{max} = 0{,}614.$$

7. Määrame arvutusliku põhiparameetri

$$n = \frac{1}{\frac{U_{st}}{U_{süt}}\left(1-\frac{b_{sis}}{100}\right)-\frac{k_{st(u)\,min} R_i I_{välj}}{U_{st}}\left(1+\frac{c}{100}\right)} =$$

$$= \frac{1}{\frac{300}{360}\left(1-\frac{10}{100}\right)-\frac{11{,}7\cdot 320\cdot 20\cdot 10^{-3}}{300}\left(1+\frac{15}{100}\right)} \approx 2{,}1. \tag{2.9}$$

8. Vajalik sisendpinge

$$U_{sis} = nU_{st} = 2{,}1 \cdot 300 = 630 \text{ V}. \tag{2.10}$$

9. Määrame stabilitroni läbiva voolu minimaalse, maksimaalse ja nimiväärtuse.

Nimivool

$$I_{st}=\frac{(n-1)U_{st}}{nk_{st(u)\,min}R_i}-I_{välj}=\frac{(2{,}1-1)\cdot 300}{2{,}1\cdot 11{,}7\cdot 320}-20\cdot 10^{-3}=$$

$$=22\cdot 10^{-3}\ \text{A}=22\ \text{mA}. \qquad (2.11)$$

Minimaalne vool

$$I_{st\,min}=\frac{U_{st}}{k_{st(u)\,min}R_i}\left(1-\frac{b_{sis}}{100}-\frac{1}{n}\right)-I_{välj}\left(1+\frac{c}{100}\right)=$$

$$=\frac{300}{11{,}7\cdot 320}\left(1-\frac{10}{100}-\frac{1}{2{,}1}\right)-20\cdot 10^{-3}\left(1+\frac{15}{100}\right)=$$

$$=0{,}011\ \text{A}=11\ \text{mA}. \qquad (2.12)$$

On vajalik, et

$$I_{st\,min}\geqslant I_{st\,min\,lub}. \qquad (2.13)$$

Antud juhul

$$I_{st\,min}=11\ \text{mA}>I_{st\,min\,lub}=7\ \text{mA}.$$

Maksimaalne vool

$$I_{st\,max}=\frac{U_{st}}{k_{st(u)\,min}R_i}\left(1+\frac{a_{sis}}{100}-\frac{1}{n}\right)-I_{välj}\left(1-\frac{d}{100}\right)=$$

$$=\frac{300}{11{,}7\cdot 320}\left(1+\frac{5}{100}-\frac{1}{2{,}1}\right)-20\cdot 10^{-3}\left(1-\frac{15}{100}\right)=$$

$$=0{,}029\ \text{A}=29\ \text{mA}. \qquad (2.14)$$

On vajalik, et

$$I_{st\,max}\leqslant I_{st\,max\,lub}. \qquad (2.15)$$

Kontrollime, kas tingimus (2.15) on rahuldatud.

$$I_{st\,max}=29\ \text{mA}<I_{st\,max\,lub}=30\ \text{mA}.$$

Järelikult jäävad voolud $I_{st\,min}$ ja $I_{st\,max}$ valitud stabilitronile lubatud piiridesse (5...30 mA).

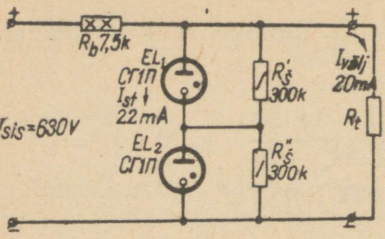
Pingejaotuse ühtlustamiseks šunditakse kumbki stabilitron takistiga, mille takistus valitakse 200...300 kΩ. Šuntivate takistite puudumisel pole kindlustatud stabilitronide üheaegne süttimine. Lisast 7 valime $R'_š=R''_š=300$ kΩ. Nende takistite hajuvõimsus

$$P_{R'_š}=P_{R''_š}=\frac{\left(\frac{U_{süt}}{2}\right)^2}{R'_š}=\frac{180^2}{300\cdot 10^3}=0{,}108\ \text{W}.$$

Valime takistid MЛТ-0,25-300 kΩ.

10. Ballasttakisti takistus

$$R_b=k_{st(u)\,min}nR_i=11{,}7\cdot 2{,}1\cdot 320=7862\ \Omega. \qquad (2.16)$$



Joon. 17. Huumlahendusstabilitronidega pingestabilisaatori põhimõtteskeem (näidise 4 juurde)

Lisast 7 valime takisti, mille takistus $R_b = 7{,}5$ kΩ. Selle takisti hajuvõimsus

$$P_{R_b} = (I_{st\,max} + I_{välj})^2 R_b = [(29+20)\cdot 10^{-3}]^2 \cdot 7{,}5 \cdot 10^3 = 18 \text{ W}.$$

Valime ballasttakistiks emaileeritud traattakisti ПЭВ-20-5,5 kΩ, mille nimivõimsus on 20 W.

11. Stabilisaatori kasutegur

$$\eta = \frac{k_{st(u)\,min}}{n-1}\frac{R_i}{U_{st}} I_{välj} = \frac{11{,}7}{2{,}1-1}\cdot\frac{320}{300}\cdot 20\cdot 10^{-3} = 0{,}224 = 22{,}4\,\%. \tag{2.17}$$

12. Kontrollime stabilisaatori töörežiimi arvutust. Väljundpinge maksimaalne muutus

$$\Delta U_{välj} = \Delta U_{st} = \Delta I_{st} R_i = (I_{st\,max} - I_{st\,min}) R_i = \\ = (29-11)\cdot 10^3 \cdot 320 = 5{,}76 \text{ V}. \tag{2.18}$$

Et

$$\Delta U_{st} = U_{st}\frac{a_{välj}+b_{välj}}{100}, \tag{2.19}$$

siis

$$a_{välj}+b_{välj} = \frac{\Delta U_{st}}{U_{st}}\cdot 100 = \frac{5{,}76}{300}\cdot 100 = 1{,}92\,\% < 2\,\%.$$

Seega kindlustab arvutatud stabilisaator väljundpinge nõutava stabiilsuse.

13. Koostame arvutatud stabilisaatori põhimõtteskeemi (joon. 17).

NÄIDIS 5. RÄNISTABILITRONIGA PINGESTABILISAATORI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada ränistabilitroniga pingestabilisaator (joon. 14, b) järgmiste lähteandmete alusel: nimiväljundpinge $U_{välj} = 10$ V; *nimiväljundvool* $I_{välj} = 10$ mA; *sisendpinge lubatav ebastabiilsus nii pinge suurenemise kui ka vähenemise suunas* $a_{sis} = b_{sis} = 10\,\%$; *väljundpinge lubatav ebastabiilsus* $a_{välj} = b_{välj} = 0{,}5\,\%$; *koormusvoolu lubatav muutus voolu suurenemisel (c) ja vähenemisel (d)* $c = d = 50\,\%$ *nimiväljundvoolust.*

Tuleb valida ränistabilitroni tüüp ja määrata stabilisaatori sisendpinge U_{sis}, ballasttakisti takistus R_b ja stabilitroni maksimaalne vool $I_{st\,max}$.

Arvutuskäik

1. Valime ränistabilitroni. Ränistabilitronide põhiparameetrid on toodud lisas 9. Valikul lähtume nõutavast väljundpingest. Et $U_{välj}=10$ V$\pm 0{,}5\%$, siis võime valida stabilitroni Д810, mille parameetrid on järgmised:
   nimipinge $U_{st}=9\ldots10{,}5$ V,
   nimivool $I_{st}=5$ mA,
   maksimaalne lubatav vool $I_{st\,lub}=26$ mA,
   dünaamiline takistus $R_i=12$ Ω.
2. Stabiliseerimistegur

$$k_{st(u)}=\frac{a_{sis}+b_{sis}}{a_{välj}+b_{välj}}=\frac{10+10}{0{,}5+0{,}5}=20.$$

3. Valitud lülituse maksimaalne stabiliseerimistegur

$$k_{st(u)\,max}=\frac{U_{välj}\left(1-\frac{b_{sis}}{100}\right)}{\left[I_{välj}\left(1+\frac{c}{100}\right)+I_{st}\right]R_i}=$$

$$=\frac{10\left(1-\frac{10}{100}\right)}{10\left[\left(1+\frac{50}{100}\right)+5\right]\cdot10^{-3}\cdot12}=37{,}5. \qquad (2.20)$$

Maksimaalne stabiliseerimistegur peab olema 1,3...1,5 korda suurem vajalikust stabiliseerimistegurist, s. t.

$$k_{st(u)max}\geqslant(1{,}3\ldots1{,}5)\,k_{st(u)}. \qquad (2.21)$$

Kui see tingimus pole täidetud, tuleb valida keerulisem (näiteks kaheastmeline) lülitus.

Antud juhul

$$k_{st(u)\,max}=37{,}5>(1{,}3\ldots1{,}5)\,k_{st(u)}=26\ldots30$$ ja

tingimus (2.21) on rahuldatud.

4. Vajalik sisendpinge

$$U_{sis}=\frac{U_{välj}}{\left(1-\frac{b_{sis}}{100}\right)\left(1-\frac{k_{st(u)}}{k_{st(u)\,max}}\right)}=\frac{10}{\left(1-\frac{10}{100}\right)\left(1-\frac{20}{37{,}5}\right)}=$$

$$=23{,}6\text{ V}. \qquad (2.22)$$

5. Ballasttakisti takistus

$$R_b=\frac{U_{sis}\left(1-\frac{b_{sis}}{100}\right)-U_{välj}}{I_{välj}\left(1+\frac{c}{100}\right)+I_{st}}=$$

$$=\frac{23{,}6\left(1-\frac{10}{100}\right)-10}{\left[10\left(1+\frac{50}{100}\right)+5\right]\cdot 10^{-3}}=562\ \Omega. \qquad (2.23)$$

Lisast 7 valime $R_b=560\ \Omega$.

6. Stabilitroni maksimaalne vool

$$I_{st\,max}=I_{st}+I_{välj}\left(1+\frac{c}{100}\right)-I_{välj}\left(1-\frac{d}{100}\right)+$$

$$+\left[I_{välj}\left(1+\frac{c}{100}\right)+I_{st}\right]\frac{\left(\frac{a_{sis}+b_{sis}}{100}\right)k_{st(u)max}}{\left(1-\frac{b_{sis}}{100}\right)k_{st(u)}}. \qquad (2.24)$$

Paneme arvväärtused valemisse (2.24):

$$I_{st\,max}=5+10\left(1+\frac{50}{100}\right)-10\left(1-\frac{50}{100}\right)+$$

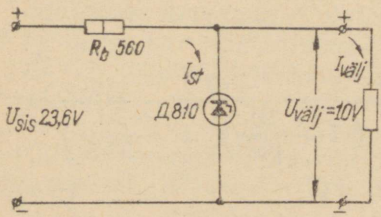
$$+\left[10\left(1+\frac{50}{100}\right)+5\right]\frac{\left(\frac{10+10}{100}\right)\cdot 37{,}5}{\left(1-\frac{10}{100}\right)\cdot 20}=23{,}3\ \text{mA}.$$

Valemi (2.24) järgi leitud maksimaalne vool ei tohi ületada valitud stabilitroni maksimaalset lubatavat voolu:

$$I_{st\,max}\leqslant I_{st\,lub}. \qquad (2.25)$$

Antud juhul on tingimus (2.25) täidetud, sest

$$I_{st\,max}=23{,}3\ \text{mA}<I_{st\,lub}=26\ \text{mA}.$$



Joon. 18. Ränistabilitroniga pingestabilisaatori põhimõtteskeem (näidise 5 juurde)

7. Ballasttakisti hajuvõimsus

$$P_{R_b} = (I_{välj} + I_{st\,max})^2 R_b = [(10+23{,}3)\cdot 10^{-3}]^2 \cdot 560 = 0{,}53 \text{ W}.$$

Valime ballasttakistiks takisti МЛТ-1-560 Ω.

8. Koostame arvutatud stabilisaatori elektrilise põhimõtteskeemi (joon. 18).

Ränistabilitronidega stabilisaatorites, mille töökeskkonna temperatuur pole konstantne, tuleb kasutada spetsiaalseid temperatuuri mõju vähendavaid lülitusi. Näiteks stabilitronid Д808... Д813 on positiivse temperatuuriteguriga, mis tähendab, et temperatuuri tõustes nende stabiliseerimispinge suureneb. Temperatuuri mõju kompenseerimiseks võib stabiliseeriva, s. t. tõkkesuunas töötava stabilitroniga lülitada jadamisi 2...3 avasuunas töötavat stabilitroni või tavalist dioodi (näiteks Д7А...Д7Ж). Nende nn. kompenseerivate elementide temperatuuritegur on negatiivne ja nad tagavad stabilisaatori normaalse töö palju laiemas temperatuurivahemikus.

NÄIDIS 6. BARRETERIGA VOOLUSTABILISAATORI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada barreteriga voolustabilisaator kolme elektronlambiga seadme kütteahelale. Lambid, millest igaühe küttepinge $U_k = 6{,}3$ V *ja küttevool* $I_k = 0{,}3$ A, *on lülitatud rööpselt. Toitepinge ebastabiilsus (mõlemas suunas)* $a_{sis} = b_{sis} = 10\%$.

Arvutuskäik

1. Valime barreteri tüübi. Tarbijate rööplülituse korral on koormusvool I_k haruvoolude summa ja stabilisaatori väljundvool

$$I_{välj} = I_k = I_{k1} + I_{k2} + I_{k3} = 3 \cdot 0{,}3 = 0{,}9 \text{ A}.$$

Stabilisaatori väljundpinge

$$U_{välj} = U_k = 6{,}3 \text{ V}.$$

Barreter lülitatakse koormusega jadamisi (joon. 14, *c*). Järelikult peab barreteri nimivool võrduma stabilisaatori väljundvooluga ($I_b = I_{välj}$). Barreteride põhiparameetrid on antud lisas 10.

Kui ei leidu sobiva nimivooluga barreteri, siis valitakse suurema nimivooluga barreter ja koormus šunditakse takistiga, mille takistus

$$R_š = \frac{U_k}{I_b - I_{välj}}. \qquad (2.26)$$

Juhul kui koormusvool on barreteri nimivoolust suurem, lülitatakse kaks või mitu barreteri rööpselt, nii et

$$\Sigma I_b \geqslant I_{välj}.$$

Pingelang barreteril peab olema valitud nii, et oleks kindlustatud barreteri stabiliseeriv toime ja et stabilisaatori kasutegur oleks maksimaalne. Järelikult tuleb sobiva nimivooluga barreteride hulgast valida selline, mille nimipinge on kõige madalam. Antud lähteandmete korral osutub kõige sobivamaks barreter CT-2C (vt. lisa 10), kui selle hõõgniidid lülitada rööbiti. Selle barreteri nimiandmed on järgmised: nimivool $I_b=1000$ mA; minimaalne lubatav vool $I_{b\,min}=950$ mA; maksimaalne lubatav vool $I_{b\,max}=1050$ mA; nimipinge $U_b=8$ V; minimaalne lubatav pinge $U_{b\,min}=6$ V; maksimaalne lubatav pinge $U_{b\,max}=10$ V.

Valitud barreteri CT-2C nimivool ($I_b=1000$ mA) on suurem, kui koormusvool ($I_{välj}=0{,}9$ A$=900$ mA) ja barreteriga tuleb lülitada rööbiti šunt, mille takistus

$$R_š=\frac{U_v}{I_b-I_{välj}}=\frac{6{,}3}{1-0{,}9}=63\ \Omega.$$

Lisast 7 valime takistuse $R_š=62\ \Omega$. Šuntiva takisti hajuvõimsus

$$P_š=(I_b-I_{välj})^2R_š=0{,}1^2\cdot 62=0{,}62\ \text{W}.$$

Järelikult võib šundiks valida takisti МЛТ-1-62 Ω.

2. Määrame pingelangu barreteril, kui stabilitroni sisendpinge on võrdne nimisisendpingega:

$$U_b=\frac{U_{b\,max}b_{sis}+U_{b\,min}a_{sis}}{a_{sis}+b_{sis}}=\frac{10\cdot 10+6\cdot 10}{10+10}=8\ \text{V}. \quad (2.27)$$

3. Nimisisendpinge

$$U_{sis}=U_b+U_{välj}=8+6{,}3=14{,}3\ \text{V}. \quad (2.28)$$

4. Kontrollime, kas võrgupinge muutumisel jääb pingelang barreteril lubatud piiridesse (barreteril CT-2C 6...10 V):

$$U_{b\,max}=U_{sis}\left(1+\frac{a_{sis}}{100}\right)-U_{välj}=$$

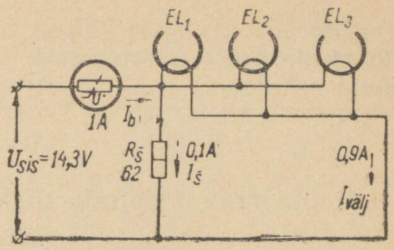
$$=14{,}3\left(1+\frac{10}{100}\right)-6{,}3=9{,}43\ \text{V}, \quad (2.29)$$

$$U_{b\,min}=U_{sis}\left(1-\frac{b_{sis}}{100}\right)-U_{välj}=14{,}3\left(1-\frac{10}{100}\right)-6{,}3=6{,}57\ \text{V}. \quad (2.30)$$

5. Barreteri dünaamiline takistus

$$R_i=\frac{U_{b\,max}-U_{b\,min}}{I_{b\,max}-I_{b\,min}}=\frac{10-6}{(1050-950)\cdot 10^{-3}}=40\ \Omega. \quad (2.31)$$

6. Barreteri keskmine staatiline takistus



Joon. 19. Barreteriga voolustabilisaatori skeem (näidise 6 juurde)

$$R_{st}=\frac{0{,}5(U_{b\,max}+U_{b\,min})}{I_b}=\frac{0{,}5(10+6)}{1000\cdot 10^{-3}}=8\ \Omega. \qquad (2.32)$$

7. Voolu stabiliseerimise tegur

$$k_{st(i)}=\frac{R_i+R_t}{R_{st}+R_t}, \qquad (2.33)$$

kus R_t on stabilisaatori koormustakistus (tarbija takistus).

$$R_t=\frac{U_{välj}}{I_{välj}}=\frac{6{,}3}{0{,}9}=7\ \Omega.$$

Antud juhul

$$k_{st(i)}=\frac{40+7}{8+7}=3{,}14.$$

8. Määrame suhtelise väljundpinge muutuse:

$$\frac{\Delta U_{välj}}{U_{välj}}=+\frac{a_{sis}}{k_{st(i)}}=-\frac{b_{sis}}{k_{st(i)}}=\frac{\pm 10}{3{,}14}=\pm 3{,}18\%. \qquad (2.34)$$

9. Stabilisaatori kasutegur

$$\eta=\frac{P_{välj}}{P_{sis}}=\frac{U_{välj}I_{välj}}{U_{sis}I_{sis}}=\frac{6{,}3\cdot 0{,}9}{14{,}3\cdot 1}=0{,}4=40\%. \qquad (2.35)$$

10. Koostame stabilisaatori põhimõtteskeemi (joon. 19).

NÄIDIS 7. FERRORESONANTSSTABILISAATORI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada joonisel 14, d kujutatud lülitusega ferroresonantsstabilisaator 240-VA *nimivõimsusega elektronseadme toitepinge stabiliseerimiseks. Võrgupinge võib muutuda piirides* 180...240 V. *Sagedus* $f=50$ Hz. *Stabilisaatori nimiväljundpinge* $U_{välj}=220$ V.

Ferroresonantsstabilisaator koosneb magnetiliselt küllastatud autotrafost *AT*, millega rööbiti on lülitatud kondensaator *C*, ja küllastamata paispoolist *P*. Paispoolil on kaks mähist — põhimähis w_p ja kompensatsioonimähis w_k.

Küllastatud autotrafo mähis ja kondensaator *C* moodustavad rööpvõnkeringi, mille omavõnkesagedus on lähedane võrgupinge

sagedusele. Arvutuse käigus tuleb määrata autotrafo ja paispooli konstruktiivsed parameetrid ja valida ferroresonantsvõnkeringi kondensaator C.

Arvutuskäik

1. Määrame autotrafo südamiku mõõtmed. Südamiku ristlõige

$$S_{AT}=1{,}3\sqrt{P}=1{,}3\sqrt{240}=20 \text{ cm}^2, \tag{2.36}$$

kus näivvõimsus P on voltamprites.

III-kujulise magnetringi keskmise samba laius

$$a=0{,}9\sqrt{S_{AT}}=0{,}9\sqrt{20}=4 \text{ cm}.$$

Samba paksus

$$c=1{,}1\sqrt{S_{AT}}=1{,}1\sqrt{20}=4{,}9 \text{ cm}.$$

Lisast 3 valime trafoplekid III-40.

Kõige levinum ferroresonantsstabilisaatorite magnetringide materjal on elektrotehniline teras Э41. Optimaalne magnetiline induktsioon autotrafo südamikus

$$B=1{,}5\ldots1{,}6 \text{ T}.$$

2. Määrame ferroresonantsvõnkeringi kondensaatori mahtuvuse. Kondensaatori mahtuvus C valitakse sõltuvalt stabilisaatori väljundvõimsusest (vt. tabel 6).

Valime kondensaatori mahtuvuseks 10 μF. Et elektrolüütkondensaatorid pole vahelduvvooluahelais kasutatavad, siis tuleb valida mõni üsna suure nimipingega (vt. valem [2.41]) paberkondensaator või metallpaberkondensaator.

3. Määrame autotrafo mähiste (vt. joon. 14, *d*) keerdude arvud. Kui magnetahel on elektrotehnilisest terasest Э41, $B=1{,}6$ T ja sagedus $f=50$ Hz, siis

$$w_1=16{,}4\frac{U_{sis}}{S_{AT}} \tag{2.37}$$

ja

$$w_2=28\frac{U_{välj}-0{,}6U_{sis}}{S_{AT}}, \tag{2.38}$$

kus

$U_{sis}=\frac{1}{2}(U_{sis\,max}+U_{sis\,min})$ voltides ja

S_{AT} — südamiku ristlõige ruutsentimeetrites.

Vastavalt ülesandele $U_{sis\,max}=240$ V ja $U_{sis\,min}=180$ V. Seega

$$U_{sis}=\frac{1}{2}(240+180)=210 \text{ V}.$$

Tabel 6

Ferroresonantsstabilisaatori kondensaatori mahtuvus sõltuvalt stabilisaatori väljundvõimsusest

Väljundvõimsus P VA	Mahtuvus C µF
60 ... 80	4
80 ... 120	6
120 ... 180	8
180 ... 250	10
250 ... 350	12
350 ... 500	16

$$w_1 = 16{,}4\,\frac{210}{20} = 172 \text{ keerdu}$$

ja

$$w_2 = 28\,\frac{220 - 0{,}6 \cdot 210}{20} = 132 \text{ keerdu.}$$

Autotrafo mähise üldine keerdude arv

$$w_{AT} = 2000\,\sqrt{\frac{l_k}{CS_{AT}}}, \qquad (2.39)$$

kus l_k on magnetvälja jõujoone keskmine pikkus sentimeetrites,
C — kondensaatori mahtuvus mikrofaradites.

Magnetvälja jõujoone keskmise pikkuse leiame lisast 3. Trafopleki Ш-40 korral $l_k = 34{,}3$ cm.

Paneme arvväärtused valemisse (2.39):

$$w_{AT} = 2000\,\sqrt{\frac{34{,}3}{10 \cdot 20}} = 820 \text{ keerdu.}$$

Kui oleme määranud mähise keerdude üldarvu w_{AT} ja sektsioonide keerdude arvud w_1 ja w_2, leiame kolmanda sektsiooni keerdude arvu w_3:

$$w_3 = w_{AT} - (w_1 + w_2) = 820 - (172 + 132) = 516 \text{ keerdu.} \qquad (2.40)$$

4. Kondensaatori vajalik nimipinge

$$U_C \geqslant 1{,}6 U_{välj}\,\frac{w_{AT}}{w_1 + w_2} = 1{,}6 \cdot 220\,\frac{820}{172 + 132} = 950 \text{ V.} \qquad (2.41)$$

Valime võreringi kondensaatoriks hermeetilise metallpaberkondensaatori МБГП-1000-10 µF.

5. Määrame autotrafo mähisetraatide läbimõõdud. Voolutiheduseks väikese nimivõimsusega (kuni 150 VA) ferroresonantsstabilisaatori mähistes valitakse 3 A/mm². Võimsamate stabilisaatorite mähiste voolutiheduseks valitakse 2 ... 2,5 A/mm².

Valime voolutiheduseks 2 A/mm² ja arvutame valemi (1.11)

$$d=0{,}8\sqrt{I}$$

alusel mähisetraatide läbimõõdud.

Autotrafo mähise sektsioone w_1, w_2 ja w_3 läbivad voolud määratakse valemitega

$$I_1=3{,}5\frac{P}{U_{välj}}, \tag{2.42}$$

$$I_2=2{,}5\frac{P}{U_{välj}}, \tag{2.43}$$

$$I_3=2\frac{P}{U_{välj}}. \tag{2.44}$$

Paneme nendesse valemitesse P ja $U_{välj}$ arvväärtused $P=240$ VA ja $U_{välj}=220$ V:

$$I_1=3{,}5\frac{240}{220}=3{,}82 \text{ A},$$

$$I_2=2{,}5\frac{240}{220}=2{,}72 \text{ A},$$

$$I_3=2\frac{240}{220}=2{,}18 \text{ A}.$$

Määrame ilma isolatsioonita mähisetraatide läbimõõdud:

$$d_1=0{,}8\sqrt{3{,}82}=1{,}56 \text{ mm},$$

$$d_2=0{,}8\sqrt{2{,}72}=1{,}32 \text{ mm},$$

$$d_3=0{,}8\sqrt{2{,}18}=1{,}18 \text{ mm}.$$

Neile vastavad isoleeritud traatide läbimõõdud leiame lisast 2. Valime traadi ПЭВ-1 läbimõõtudega $d_{1\,is}=1{,}64$ mm, $d_{2\,is}=1{,}38$ mm ja $d_{3\,is}=1{,}24$ mm.

6. Valime paispooli südamiku. Selleks arvutame paispooli põhimähise traadi läbimõõdu valemiga

$$d_p=1{,}8\sqrt{\frac{P}{U_{sis}}}=1{,}8\sqrt{\frac{240}{210}}=1{,}93 \text{ mm}. \tag{2.45}$$

Lisast 2 valime traadi ПЭВ-1 läbimõõduga $d_{p\,is}=2{,}04$ mm. Kui südamiku materjaliks valida elektrotehniline teras Э41 ja sagedus $f=50$ Hz, siis

$$S_{P0}S_P=0{,}72U_{sis}(d_{p\,is})^2, \tag{2.46}$$

kus S_{P0} on paispooli südamiku akna pindala ruutsentimeetrites,
S_P — paispooli südamiku ristlõige ruutsentimeetrites.

Et $U_{sis}=210$ V ja $d_{p\,is}=2{,}04$ mm,

siis

$$S_{P0}S_P = 0{,}72 \cdot 210 \cdot (2{,}04)^2 = 628 \text{ cm}^2.$$

Lisast 3 valime paispooli magnetringi koostamiseks trafoplekid III-40, mille akna pindala $S_{P0} = 40$ cm^2.

Sel juhul südamiku ristlõige

$$S_P = \frac{S_{P0}S_P}{S_{P0}} = \frac{628}{40} = 15{,}7 \text{ cm}^2.$$

Paispooli magnetringi jäetakse kartongist vaheplaatide abil tavaliselt 1,5...2 mm laiune mittemagnetiline pilu. Pilu laiust täpsustatakse stabilisaatori reguleerimise ajal.

7. Leiame paispooli põhimähise ja kompensatsioonimähise keerdude arvud:

$$w_p = 36 \frac{U_{sis}}{S_P} = 36 \frac{210}{15{,}7} = 480 \text{ keerdu,} \qquad (2.47)$$

$$w_k = 0{,}2 w_p \frac{U_{välj}}{U_{sis}} = 0{,}2 \cdot 480 \frac{220}{210} = 101 \text{ keerdu.} \qquad (2.48)$$

8. Kompensatsioonimähise traadi läbimõõt

$$d_k = 0{,}8 \sqrt{I_{välj}}, \qquad (2.49)$$

kus

$$I_{välj} = \frac{P}{U_{välj}} = \frac{240}{220} = 1{,}09 \text{ A.}$$

Järelikult

$$d_k = 0{,}8 \sqrt{1{,}09} = 0{,}83 \text{ mm.}$$

Lisast 2 valime $d_{k\,is} = 0{,}89$ mm.

Seda, kas mähised mahuvad autotrafo ja paispooli südamike akendesse, võib kontrollida tavalisel viisil valemite (1.10), (1.11) ja (1.14)...(1.18) abil.

3. Koostame stabilisaatori elektrilise põhimõtteskeemi (vt. joon. 14, *d*).

NÄIDIS 8. ELEKTRON-PINGESTABILISAATORI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada kompensatsioontüüpi elektron-pingestabilisaator (joon. 16, a) järgmiste lähteandmete alusel: 1) stabilisaatori nimiväljundpinge $U_{välj} = 300$ V; *2) nimikoormusvool* $I_{välj} = 60$ mA; *3) stabilisaatori sisendpinge lubatav ebastabiilsus pinge suurenemise suunas* $a_{sis} = 5\%$ *ja pinge vähenemise suunas* $b_{sis} = 10\%$ *nimipingest; 4) väljundpinge lubatavad ebastabiilsused* $a_{välj} = b_{välj} = 0{,}05\%$ *nimipingest; 5) koormusvoolu lubatav muutus nii voolu suurenemisel (c) kui ka vähenemisel (d) on* 30% *nimivoolust, s. t.* $c = d = 30\%$.

Arvutuste käigus tuleb valida elektronlambid ja stabilitron, määrata stabilisaatori kõikide detailide nimiandmed, mis kindlustavad stabilisaatori arvutustega määratud töörežiimi, ja arvutada vajalik sisendpinge, pinge stabiliseerimise tegur ning stabilisaatori kasutegur.

Arvutuskäik

1. Määrame valemi (2.2) abil stabiliseerimisteguri:

$$k_{st(u)\,vaj}=\frac{a_{sis}+b_{sis}}{a_{välj}+b_{välj}}=\frac{5+10}{0{,}05+0{,}05}=150.$$

2. Stabilitronilt EL_3 (joon. 16, *a*) saadav tugipinge

$$U_{st}\approx\gamma U_{välj}, \tag{2.50}$$

kus γ on pingejaguri ülekandetegur.

Tavaliselt

$$\gamma=\frac{U_{2\,välj}}{U_{välj}}=0{,}5. \tag{2.51}$$

Antud juhul tugipinge

$$U_t=0{,}5\cdot 300=150\ \text{V}.$$

3. Valime stabilitroni tüübi. Stabilitroni nimipinge peab olema võimalikult lähedane arvutatud tugipingele. Lisast 8 näeme, et tugipinge $U_{st}=150$ V korral osutub kõige sobivamaks stabilitron СГ1П.

4. Elektronlambi EL_1 maksimaalne anoodvool

$$I_{a1\,max}=I_{välj\,max}+I_{st}+I_j, \tag{2.52}$$

kus

$$I_{välj\,max}=I_{välj}\left(1+\frac{c}{100}\right),$$

I_{st} on stabilitroni nimivool,

I_j — pingejaguri R_2-R_3-R_4 vool.

Vastavalt lähteandmetele

$$I_{välj\,max}=60\left(1+\frac{30}{100}\right)=78\ \text{mA}.$$

Valime stabilitroni voolu

$$I_{st}\approx 2I_{st\,min}=2\cdot 5=10\ \text{mA}, \tag{2.53}$$

kus $I_{st\,min}$ on valitud stabilitroni väikseim vool (vt. lisa 8).

Et pingejagur R_2-R_3-R_4 koostatakse suure takistusega takistitest, võib valida pingejaguri voolu $I_j\approx 1$ mA. Järelikult elektronlambi EL_1 maksimaalne anoodvool $I_{a1\,max}=78+10+1=89$ mA. Arvutuste lihtsustamiseks võtame $I_{a1\,max}=90$ mA.

5. Valime elektronlambi EL_1. Elektronlamp EL_1 (vt. joon. 16, *a*) on stabilisaatori täiturelement, mille sisetakistuse (alalis-

voolutakistuse) muutmise teel reguleeritakse väljundpinget. Seepärast nimetame seda elektronlampi edaspidi regulaatorlambiks. Regulaatorlambi tüübi valikul tuleb arvestada järgmisi nõudeid: 1) lambi võimendustegur olgu võimalikult suur ja dünaamiline sisetakistus väike; 2) anoodi lubatav hajuvõimsus ei tohi olla väiksem anoodi hajuvõimsusest maksimaalkoormusel. Regulaatorlampi läbiv vool on sageli 50...200 mA ja isegi rohkem. Seepärast valitakse regulaatorlambiks võimsustriood, jugatetrood või võimsuspentood. Sisetakistuse ja seega ka lambi pingelangu vähendamiseks lülitatakse võimsuspentoodid ja jugatetroodid tavaliselt trioodlülitusse, s. t. nende varivõre ja sulgvõre (pentoodidel) ühendatakse anoodiga.

Regulaatorlampide parameetrid on toodud lisas 11. Lambi valikul on vaja veenduda selles, et $I_{a1\,lub}$ ületab $I_{a1\,max}$ umbes 1,5 korda, s. t.

$$I_{a1\,lub} \geqslant 1{,}5 I_{a1\,max}. \tag{2.54}$$

Valime trioodi 6С19П, mille

$$I_{a1\,lub} = 140 \text{ mA} > 1{,}5 I_{a1\,max} = 1{,}5 \cdot 90 = 135 \text{ mA}.$$

6. Stabilisaatori nimisisendpinge

$$U_{sis} = U_{välj} + U_{a1}. \tag{2.55}$$

Regulaatorlambi EL_1 nimianoodpinge määrame lambi 6С19П anoodpinge-anoodvoolu karakteristikutelt (joon. 20). Võre-eelpinge nimiväärtuse $E_g = -20$ V (vt. lisa 11) ja anoodvoolu $I_{a\,max} = 90$ mA korral lambi anoodpinge

$$U_{a1} = 100 \text{ V}.$$

Järelikult

$$U_{sis} = 300 + 100 = 400 \text{ V}.$$

7. Määrame stabilisaatori maksimaalse ja minimaalse sisendpinge:

$$U_{sis\,max} = U_{sis}\left(1 + \frac{a_{sis}}{100}\right) = 400\left(1 + \frac{5}{100}\right) = 420 \text{ V}; \tag{2.56}$$

$$U_{sis\,min} = U_{sis}\left(1 - \frac{b_{sis}}{100}\right) = 400\left(1 - \frac{10}{100}\right) = 360 \text{ V}. \tag{2.57}$$

8. Leiame regulaatorlambi maksimaalse ja minimaalse anoodpinge:

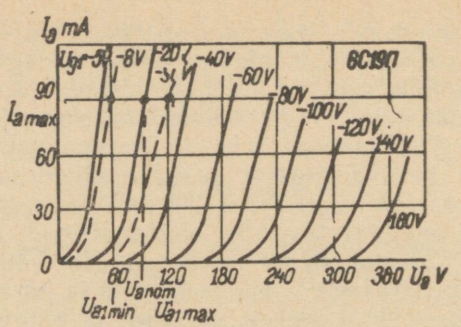
$$U_{a1\,max} = U_{sis\,max} - U_{välj} = 420 - 300 = 120 \text{ V}; \tag{2.58}$$

$$U_{a1\,min} = U_{sis\,min} - U_{välj} = 360 - 300 = 60 \text{ V}. \tag{2.59}$$

9. Määrame elektronlambi EL_1 võrepinge muutumise piirid.

Lambi 6С19П anoodpinge-anoodvoolu karakteristikutelt (joon. 20) näeme, et voolu $I_{a\,max} = 90$ mA korral vastab anoodpingele $U_{a1\,max} = 120$ V võrepinge $U_{g1\,min} \approx -30$ V. Anoodpingele $U_{a1\,min} = 60$ V vastab $U_{g1\,max} \approx -8$ V.

TARTU ÜLIKOOLI RAAMATUKOGU



Joon. 20. Elektronlambi 6C19П anoodkarakteristikud

10. Regulaatorlambi anoodi hajuvõimsus

$$P_{a1\,max}=U_{a1\,max}I_{a\,max}=120\cdot 90\cdot 10^{-3}=10{,}8\ \text{W}. \qquad (2.60)$$

On vajalik, et

$$P_{a1\,max}\leqslant P_{a\,lub}. \qquad (2.61)$$

Käesoleval juhul on tingimus (2.61) täidetud, sest

$$P_{a1\,max}=10{,}8\ \text{W}<P_{a1\,lub}=11\ \text{W}\ \text{(vt. lisa 11)}.$$

Kui tingimus (2.61) pole rahuldatud, siis lülitatakse rööbiti mitu lampi või šunditakse üksik lamp takistiga.

11. Määrame regulaatorlambi võimendusteguri valemist

$$\mu_1=\left|\frac{\Delta U_{a1}}{\Delta U_{g1}}\right|, \qquad (2.62)$$

kus

$$\Delta U_{a1}=U_{a1\,max}-U_{a1\,min}=120-60=60\ \text{V},$$
$$\Delta U_{g1}=|U_{g1}|_{max}-|U_{g1}|_{min}=30-8=22\ \text{V}.$$

Võimendustegur

$$\mu_1=\frac{60}{22}=2{,}73.$$

12. Valime elektronlambi EL_2. Lamp EL_2 on ühel ajal nii stabilisaatori võrdluselemendiks kui ka võimendavaks elemendiks. Et ta muudab regulaatorlambi võrepinget ja seega juhib regulaatorlambi tööd, siis nimetatakse teda mõnikord ka stabilisaatori juhtlambiks. Juhtlambi võimendus peab olema võimalikult suur. Seepärast valitakse juhtlambiks mõni suure võimendusteguriga triood või pingevõimenduspentood (vt. lisa 16).

Stabilisaatori normaalseks tööks vajaliku juhtastme võimendusteguri võime leida valemist

$$K_{2\,vaj}=\frac{\Delta U_{sis}100}{U_{välj}(a_{välj}+b_{välj})\gamma\mu_1}, \qquad (2.63)$$

kus

$$\Delta U_{sis} = U_{sis\,max} - U_{sis\,min} = 420 - 360 = 60 \text{ V}.$$

Asetame ΔU_{sis} väärtuse valemisse (2.63):

$$K_{2\,vaj} = \frac{60 \cdot 100}{300 \cdot 0{,}1 \cdot 0{,}5 \cdot 2{,}73} = 146.$$

Lisast 16 valime juhtlambiks pentoodi 6Ж1П.

Juhtastme tegelik võimendus

$$K_{2\,arv} = S_2 R_{a2}, \tag{2.64}$$

kus S_2 on pentoodi EL_2 tõus millisiimensites mS,

R_{a2} — lambi EL_2 anoodi koormustakistus (jooniselt 16, *a* näeme, et $R_{a2} = R_1$) kilo-oomides.

Koormustakistus

$$R_{a2} = \frac{U_{g1\,max}}{I_{a2\,min}}. \tag{2.65}$$

Valitud lülituses töötab võimenduslamp tavaliselt mikrovooluga režiimis. $I_{a2\,min}$ valitakse piirides 0,01...0,03 mA. Valime $I_{a2\,min} = 0{,}02$ mA. Sel juhul

$$R_{a2} = \frac{|-8|}{0{,}02} = 400 \text{ kΩ}.$$

Valime $R_1 = R_{a2} = 390$ kΩ.

Takisti R_1 hajuvõimsus

$$P_{R_1} = I_{a02}^2 R_1,$$

kus I_{a02} on lambi EL_2 valitud tööpunktile vastav anoodvool.

Võttes arvesse, et lambi EL_2 anoodvool on väike, valime anoodkoormustakistiks R_1 takisti МЛТ-0,25-390 kΩ.

Elektronlampide kataloogi andmetel pentoodi 6Ж1П tõus $S_2 = 5{,}15$ mS.

Seda tõusu ei või aga valemis 2.64 otseselt kasutada, sest elektronstabilisaatoris on pentoodi varivõrepinge madalam kui tüüprežiimis.

Tavaliselt valitakse U_{g2} piirides $(0{,}3...0{,}5)\ U_{a2\,max}$, kus

$$U_{a2\,max} = U_{välj} - U_{g1\,min} - U_{st}.$$

Antud juhul

$$U_{a2\,max} = 300 - 8 - 150 = 142 \text{ V}.$$

Järelikult võib valida $U_{g2} = 50$ V (tüüpilise $U'_{g2} = 120$ V asemel).

Arvutuslik tõus

$$S_{2\,arv} \approx 0{,}2 F_S S_2,$$

kus F_S on tegeliku varivõrepinge U_{g2} ja tüüprežiimile vastava varivõrepinge U'_{g2} suhtest sõltuv tegur, mille väärtused on järgmised.

$\frac{U_{g2}}{U'_{g2}}$	0,05	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
F_S	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,75	0,8	0,9	0,95

Antud juhul

$$\frac{U_{g2}}{U'_{g2}}=\frac{50}{120}=0{,}4$$

ja

$$F_S=0{,}6.$$

$$S_{2\,arv}\approx 0{,}2\cdot 0{,}6\cdot 5{,}15=0{,}6 \text{ mS}$$

Astme tegelik võimendustegur

$$K_{2\,arv}=0{,}6\cdot 390=234.$$

Et

$$K_{2\,arv}=234>K_{2\,vaj}=146,$$

siis lamp 6Ж1П on valitud õigesti.

13. Valime lülituse takistid ja kondensaatorid. Pingejaguri kogutakistus

$$R_j=R_2+R_3+R_4=\frac{U_{välj}}{I_j}=\frac{300}{1{,}10^{-3}}=3\cdot 10^5\ \Omega=300\ \text{k}\Omega.$$

Stabilitroni СГ1П tööpinge võib muutuda piirides 145...160 V. Arvutame neile pinge piirväärtustele vastavad jaguri alumise õla takistused:

$$(R_{j2})\,min=R_j\frac{U_{st\,min}}{U_{välj}}=300\cdot\frac{145}{300}=145\ \text{k}\Omega, \qquad (2.66)$$

$$(R_{j2})\,max=R_j\frac{U_{st\,max}}{U_{välj}}=300\frac{160}{300}=160\ \text{k}\Omega. \qquad (2.67)$$

Valime $R_4=145$ kΩ. Sel juhul

$$R_3=(R_{j2})\,max-(R_{j2})\,min=160-145=15\ \text{k}\Omega. \qquad (2.68)$$

$$R_2=R_j-(R_{j2})\,max=300-160=140\ \text{k}\Omega.$$

Takistite nimitakistuste skaala alusel (lisa 7) valime $R_4=150$ kΩ, $R_3=15$ kΩ ja $R_2=150$ kΩ. Pingejaguri vool $I_j=1$ mA, mistõttu jaguri takisti hajuvõimsused on tähtsusetult väikesed. Järelikult võime jaguri R_2-R_3-R_4 koostada 0,25-W nimivõimsusega takistitest.

Arvutame stabilitroni ballasttakisti R_5 takistuse:

$$R_5=\frac{U_{välj}-U_{st}}{I_{st}}=\frac{300-150}{10\cdot 10^{-3}}=1{,}5\cdot 10^4\ \Omega=15\ \text{k}\Omega. \qquad (2.69)$$

Et elektronlambiks EL_2 valisime pentoodi, siis tuleb pinges-

tada ka varivõre. Kõige otstarbekamalt saame pingestada varivõre pingejaguri kaudu. Selleks koostame ballasttakisti kahest jadamisi lülitatud takistist R'_5 ja R''_5. Saame pingejaguri, mille alumise õla R''_5 pinge rakendame varivõrele.

Valime pentoodi 6Ж1П varivõrepinge $U_{g2}=50$ V. Sel juhul

$$R''_5=\frac{U_{g2}}{I_{st}}=\frac{50}{10\cdot10^{-3}}=5\cdot10^3\ \Omega=5\ \text{k}\Omega \qquad (2.70)$$

ja $R'_5=15-5=10$ kΩ.

Lisast 7 valime $R''_5=5{,}1$ kΩ ja $R'_5=10$ kΩ. Nende takistite hajuvõimsused on järgmised:

$$P_{R''_5}=I_{st}^2R''_5=(10\cdot10^{-3})^2\cdot5\cdot10^3=0{,}5\ \text{W},$$

$$P_{R'_5}=I_{st}^2R'_5=(10\cdot10^{-3})^2\cdot10\cdot10^3=1\ \text{W}.$$

Valime vastavalt takistid R''_5 МЛТ-0,5 ja R'_5 МЛТ-1.

Kondensaator C_1 (vt. joon. 16, *a*) suurendab stabilisaatori siluvat toimet ja muudab tema talitluse stabiilsemaks. Selle kondensaatori mahtuvus valitakse nii suur, et tema mahtuvustakistus pulsatsioonisagedusega voolule oleks vähemalt 50 korda väiksem takisti R_2 takistusest. Sel juhul

$$C_1\geqslant\frac{50}{2\pi f_pR_2}, \qquad (2.71)$$

kus f_p on pulsatsioonisagedus (täisperioodalalduse korral $f_p=100$ Hz).

Järelikult antud juhul

$$C_1=\frac{50}{2\cdot3{,}14\cdot100\cdot150\cdot10^3}=0{,}53\cdot10^{-6}\ \text{F}=0{,}53\ \mu\text{F}.$$

Lisast 4 valime kondensaatoriks C_1 metallpaberkondensaatori МБМ, mille nimiandmed on 0,5 μF ja 500 V.

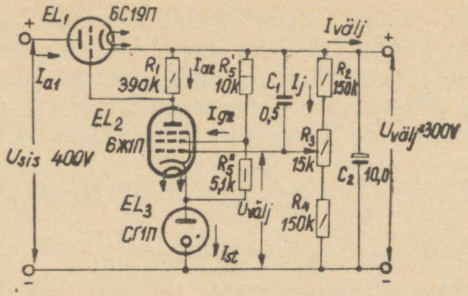
Kondensaator C_2 on vajalik parasiitvõnkumiste vältimiseks, sest stabilisaatoris on üsna suure võimendusega võimendi ja ebaõnnestunud montaaži korral võib ta hakata genereerima. Tavaliselt valitakse selleks kondensaatoriks elektrolüütkondensaator, mille mahtuvus on 10...20 μF ja nimipinge $U_n\approx1{,}5U_{välj}$. Valime kondensaatoriks C_2 elektrolüütkondensaatori К50-7-450-10 μF.

14. Arvutatud stabilisaatori stabiliseerimisteguri leiame valemist

$$k_{st(u)arv}\approx(0{,}7\ldots0{,}8)\,\mu_1K_{2\,arv}\gamma. \qquad (2.72)$$

Paneme sellesse valemisse regulaatorlambi võimendusteguri μ_1, juhtastme võimendusteguri $K_{2\,arv}$ ja pingejaguri ülekandeteguri γ. Sel juhul

$$k_{st(u)\,arv}=0{,}7\cdot2{,}73\cdot422\cdot0{,}5\approx400.$$



Joon. 21. Elektron-pingestabilisaatori skeem (näidise 8 juurde)

Arvutatud stabilisaatori stabiliseerimistegur ületab nõutud stabiliseerimisteguri:

$$k_{st(u)\,arv}=400>k_{st(u)\,vaj}=150.$$

15. Stabilisaatori kasutegur nimirežiimis (kütteahelaid arvestamata)

$$\eta=\frac{U_{välj}I_{välj}}{U_{sis}I_{sis}}, \tag{2.73}$$

kus $I_{sis}=I_{välj}+I_{st}+I_j=60+10+1=71$ mA
ja

$$\eta=\frac{300\cdot 60\cdot 10^{-3}}{400\cdot 71\cdot 10^{-3}}=0{,}63=63\%.$$

Kui arvestada ka kütteahela võimsustarvet, siis on kasutegur 50%.

16. Joonestame arvutatud stabilisaatori põhimõtteskeemi (joon. 21).

NÄIDIS 9. TRANSISTORSTABILISAATORI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada kompensatsioontüüpi transistorstabilisaator (joon. 16, b) järgmiste lähteandmete alusel: 1) *nimiväljundpinge* $U_{välj}=12$ V, *sujuvalt reguleeritav piirides* ± 2 V; 2) *nimiväljundvool* $I_{välj}=0{,}2$ A; 3) *sisendpinge ebastabiilsus pinge suurenemisel* $a_{sis}=10\%$, *pinge vähenemisel* $b_{sis}=10\%$; 4) *väljundpinge lubatav ebastabiilsus* $a_{välj}=b_{välj}=0{,}2\%$.

Arvutuste käigus tuleb valida transistorid ja stabilitron, määrata kõikide lülituselementide vajalikud nimiandmed ja arvutada vajalik sisendpinge, stabiliseerimistegur ja kasutegur.

1. Määrame valemiga (2.2) vajaliku stabiliseerimisteguri:

$$k_{st(u)\,vaj}=\frac{a_{sis}+b_{sis}}{a_{välj}+b_{välj}}=\frac{10+10}{0{,}2+0{,}2}=50.$$

2. Minimaalne sisendpinge

$$U_{sis\,min}=U_{välj}+U_{ke1\,min}+\Delta U_{välj}, \qquad (2.74)$$

kus $U_{ke1\,min}$ on regulaatortransistori minimaalne lubatav emitteri ja kollektori vaheline pinge, mille korral tööpunkt asub karakteristiku $I_k=f(U_{ke})$, $I_b=$const lineaarsel osal, ja

$\Delta U_{välj}$ on väljundpinge lubatav erinevus nimiväljundpingest.

Enamikul transistoridel ei ületa $U_{ke1\,min}$ 1...3 V. Arvutuse aluseks võtame $U_{ke\,min\,1}=3$ V. $\Delta U_{välj}$ on antud juhul võrdne väljundpinge reguleerimise piiriga, s. t. $\Delta U_{välj}=2$ V. Seega

$$U_{sis\,min}=12+3+2=17 \text{ V}.$$

Nimisisendpinge ja maksimaalse sisendpinge määramisel lähtume sisendpinge lubatavast ebastabiilsusest $a_{sis}=b_{sis}=10\%$.

Nimisisendpinge

$$U_{sis}=\frac{U_{sis\,min}}{\left(1-\frac{b_{sis}}{100}\right)}=\frac{17}{\left(1-\frac{10}{100}\right)}=18{,}9 \text{ V}. \qquad (2.75)$$

Maksimaalne sisendpinge

$$U_{sis\,max}=U_{sis}\left(1+\frac{a_{sis}}{100}\right)=18{,}9\left(1+\frac{10}{100}\right)=20{,}8 \text{ V}. \qquad (2.76)$$

3. Maksimaalne pingelang regulaatortransistori emitter-kollektorsiirdel

$$U_{ke1\,max}=U_{sis\,max}-U_{välj\,min}=20{,}8-10=10{,}8 \text{ V}. \qquad (2.77)$$

4. Regulaatortransistori kollektori maksimaalne hajuvõimsus

$$P_{k1\,max}=U_{ke1\,max}I_{välj\,max}, \qquad (2.78)$$

kus $I_{välj\,max}$ on maksimaalne koormusvool.

Lähteandmetest selgub, et koormusvool on muutumatu ja

$$I_{välj\,max}=I_{välj}=0{,}2 \text{ A ning}$$
$$P_{k1\,max}=10{,}8\cdot 0{,}2=2{,}16 \text{ W}.$$

5. Valime regulaatortransistori, arvestades järgmisi nõudeid:

$$I_{k1\,max}\approx I_{välj}<I_{k1\,lub}, \qquad (2.79)$$
$$U_{ke1\,max}\leqslant U_{ke1\,lub}, \qquad (2.80)$$
$$P_{1\,max}\leqslant P_{k1\,lub}. \qquad (2.81)$$

Lisast 6 valime transistoriks T_1 transistori П4Б, mille parameetrid on järgmised: vooluvõimendustegur $\beta_1=20$; maksimaalne lubatav kollektori ja emitteri vaheline pinge $U_{ke1\,lub}=60$ V; maksimaalne lubatav kollektorivool $I_{k1\,lub}=5$ A; kollektori maksimaalne hajuvõimsus (ilma radiaatorita) $P_{k1\,lub}=3$ W.

Valitud transistori parameetrid rahuldavad tingimusi (2.79)... ...(2.81).

6. Valime sobitustransistori T_2. See peab sobitama transistori T_3 baasil töötava alalisvooluvõimendi suure väljundtakistuse (suurusjärgus 10 kΩ) regulaatortransistori T_1 väikese sisendtakistusega (suurusjärgus 10 Ω).

Lisaks sellele saavutame transistoridest T_1 ja T_2 koostatud liittransistoriga ka suurema võimendusteguri kui ühe transistoriga T_1. Liittransistori vooluvõimendus

$$\beta_{üld}=\beta_1\beta_2, \tag{2.82}$$

kus β_1 ja β_2 on transistoride T_1 ja T_2 vooluvõimendustegurid.

Suurem vooluvõimendus võimaldab suurendada stabiliseerimistegurit.

Valime

$$I_{k2}\approx I_{e2}=I_{b1}, \tag{2.83}$$

kus I_{k2} ja I_{e2} on vastavalt transistori T_2 kollektori- ja emitterivool ning I_{b1} on transistori T_1 baasivool. Et

$$I_{b1}\approx\frac{I_{k1}}{\beta_1}\approx\frac{I_{välj}}{\beta_1}=\frac{200}{20}=10\text{ mA}, \tag{2.84}$$

siis $I_{k2}\approx 10$ mA.

Lisaks sellele

$$U_{ke2\,max}\approx U_{ke1\,max}=10{,}8\text{ V} \tag{2.85}$$

ja transistori T_2 kollektori hajuvõimsus

$$P_{k2\,max}\approx U_{ke2\,max}I_{k2}=10{,}8\cdot 10\cdot 10^{-3}=0{,}108\text{ W}=108\text{ mW}.$$

Lisast 6 valime transistoriks T_2 transistori П201 А, mille parameetrid on järgmised: vooluvõimendustegur $\beta_2=40$; kollektori ja emitteri vaheline maksimaalne lubatav pinge $U_{ke2\,lub}=22$ V; maksimaalne lubatav kollektorivool $I_{k2\,lub}=1{,}5$ A; kollektori maksimaalne lubatav hajuvõimsus $P_{k2\,lub}=1$ W. Et $P_{k2\,max}=0{,}108$ W$<$ $<P_{k2\,lub}=1$ W, siis on transistor T_2 õigesti valitud.

7. Valime tugipingeallika. Tavaliselt valitakse selleks transistorstabilisaatorites ränistabilitron, mille nimipinge

$$U_{st}\approx(0{,}6\ldots 0{,}7)\,U_{välj}. \tag{2.86}$$

Antud juhul

$$U_{st}=(0{,}6\ldots 0{,}7)\cdot 12=7{,}2\ldots 8{,}4\text{ V}.$$

Lisast 9 valime stabilitroni Д808, mille

$$U_{st}=U_t=8\text{ V},\quad I_{st}=5\text{ mA},$$
$$I_{st\,max}=33\text{ mA}.$$

8. Pingejaguri R_2-R_3-R_4 ülekandetegur

$$\gamma = \frac{U_{2\,välj}}{U_{välj}} \approx \frac{U_{st}}{U_{välj}} = \frac{8}{12} = 0{,}67. \qquad (2.87)$$

9. Valime võimendustransistori T_3. See peab reageerima väljundpinge väikestele muutustele ja võimendama neid regulaatortransistori tüürimiseks küllaldase pingeni. Järelikult peab transistor T_3 andma küllalt suure pingevõimenduse. Selle transistori valikul tuleb pöörata tähelepanu ka kollektorivoolule. Kollektorivool I_{k3} peab olema võimalikult väike, kuid seejuures siiski suurem sobitustransistori T_2 baasivoolust. Tavaliselt valitakse I_{k3} piirides 0,5...2 mA. Vajalik pingevõimendustegur

$$K_{3(u)\,vaj} = \frac{\Delta U_{sis}\,100}{U_{välj}(a_{välj} + b_{välj})\gamma}, \qquad (2.88)$$

kus $\Delta U_{sis} = U_{sis\,max} - U_{sis\,min} = 20{,}8 - 17 = 3{,}8$ V.

Paneme arvväärtused valemisse (2.88):

$$K_{3(u)\,vaj} = \frac{3{,}8 \cdot 100}{12 \cdot 0{,}4 \cdot 0{,}67} = 119.$$

Tavaliselt valitakse võimendustransistoriks mõni väikesevõimsuseline madalsagedustransistor (lisa 12).

Valime esialgu transistori МП41 (П15), mille parameetrid on järgmised: vooluvõimendustegur $\beta_3 = 30$; kollektori ja emitteri vaheline maksimaalne lubatav pinge $U_{ke3\,lub} = 20$ V; maksimaalne lubatav kollektorivool $I_{k3\,lub} = 20$ mA; kollektori maksimaalne lubatav hajuvõimsus $P_{k3\,lub} = 0{,}15$ W.

Määrame transistoriga МП41 (П15) võimendusastme tegeliku arvutusliku võimendusteguri valemist

$$K_{3(u)\,arv} = \frac{\Delta I_{k3}}{\Delta U_{be3}} R_1, \qquad (2.89)$$

kus $\frac{\Delta I_{k3}}{\Delta U_{be3}} = S_3$ on transistori T_3 karakteristiku tõus millisiimensites (näitab, mitme milliampri võrra muutub kollektorivool, kui emitteri ja baasi vaheline pinge muutub 1 V võrra),

R_1 — transistori T_3 kollektori koormustakistus.

Pingestabilisaatorites kasutatavate väikesevõimsuseliste madalsagedustransistoride tõusud on piirides

$$S_3 = (20...40)\ \text{mS}. \qquad (2.90)$$

Valime $S_3 = 30$ mS.

Takistuse R_1 arvutame valemiga

$$R_1 = \frac{0{,}5 U_{ke1\,min}\,\beta_1\beta_2}{I_{välj}} = \frac{0{,}5 \cdot 3 \cdot 20 \cdot 40}{0{,}2} = 6000\ \Omega = 6\ \text{k}\Omega. \qquad (2.91)$$

Lisast 7 valime standardtakistuse $R_1=6{,}2$ kΩ. Takisti hajuvõimsus

$$P_{R1}\approx (I_{k3})^2R_1=(2\cdot 10^{-3})^2\cdot 6{,}2\cdot 10^3=0{,}025 \text{ W}.$$

Valime takisti R_1 УЛМ-0,12.

Astme võimendustegur

$$K_{3(u)\,arv}=30\cdot 10^{-3}\cdot 6{,}2\cdot 10^3=186>K_{3(u)\,vaj}=119.$$

Transistori T_3 kollektori hajuvõimsus

$$P_{k3\,max}=U_{ke3\,max}I_{k3}. \tag{2.92}$$

Võttes

$U_{ke3\,max}=U_{välj}+\Delta U_{välj}-U_{st}=12+2-8=6$ V ja $I_{k3}=2\cdot 10^{-3}$ A, saame:

$$P_{k3\,max}=6\cdot 2\cdot 10^{-3}=0{,}012 \text{ W}<P_{k3\,max\,lub}=0{,}15 \text{ W}.$$

Järelikult on transistor T_3 õigesti valitud.

10. Määrame lülituse takistite takistused ja kondensaatorite mahtuvused. Transistori T_3 koormustakistuseks R_1 valisime juba eespool 6,2 kΩ. Leiame väljundpingejaguri takistuse. Jaguri vool I_j valitakse vähemalt 20 korda suurem võimendustransistori baasivoolust.

$$I_{b3}=\frac{I_{k3}}{\beta_3}=\frac{2\cdot 10^{-3}}{30}=0{,}066 \text{ mA}. \tag{2.93}$$

Valime pingejaguri voolu $I_j=5$ mA ja leiame jaguri kogutakistuse[1]:

$$R_j=R_2+R_3+R_4=\frac{U_{välj}}{I_j}=\frac{12}{5\cdot 10^{-3}}=2400 \text{ Ω}=2{,}4 \text{ kΩ}. \tag{2.94}$$

Arvutame pingejaguri alumise õla minimaalse $R_{j\,min}$ ja maksimaalse $R'_{j\,max}$ takistuse, lähtudes U_{st} ja $U_{välj}$ lubatavatest piirväärtustest. Vastavalt ülesande tingimustele on väljundpinge reguleeritav piirides ±2 V. Stabilitroni Д808 pinge võib olla sõltuvalt eksemplarist 7...8,5 V. Järelikult

$$R'_{j\,min}=R_j\frac{U_{st\,min}}{U_{välj}+\Delta U_{välj}}=R_4=2{,}4\cdot 10^3\frac{7}{12+2}=$$
$$=1200 \text{ Ω}=1{,}2 \text{ kΩ} \tag{2.95}$$

ja

$$R'_{j\,max}=R_j\frac{U_{st\,max}}{U_{välj}-\Delta U_{välj}}=2{,}4\cdot 10^3\frac{8{,}5}{12-2}=2040 \text{ Ω}=$$
$$=2{,}04 \text{ kΩ}. \tag{2.96}$$

---

[1] Valem $R_j=\frac{U_{välj}}{I_j}$ on õige, kui $I_{b3}<0{,}05I_j$.

Valime takistid R_2 ja R_3.

$$R_3 = R'_{j\,max} - R'_{j\,min} = 2{,}04 - 1{,}2 = 0{,}84 \text{ k}\Omega, \qquad (2.97)$$

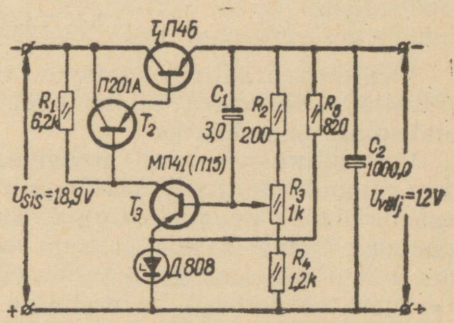
$$R_2 = R_j - R'_{j\,max} = 2{,}4 - 2{,}04 = 0{,}36 \text{ k}\Omega = 360\ \Omega.$$

Saadud väärtused vastavad standardsetele. Valime lõplikult takistiteks R_2, R_3 ja R_4 vastavalt takistid УЛМ-0,12-360 Ω, СПО-1 kΩ ja УЛМ-0,12-1,2 kΩ.

Takisti R_5 valikul lähtume stabilitroni voolu $I_{st} = 5$ mA ja transistori T_3 baasivoolu $I_{b3} = 2$ mA vahest.

$$R_5 = \frac{U_{välj} - U_{st}}{I_{st} - I_{e3}} = \frac{12 - 8}{(5 - 2) \cdot 10^{-3}} = 1330\ \Omega. \qquad (2.98)$$

Lisast 5 valime takisti УЛМ-0,12-1300 Ω.



Joon. 22. Transistorstabilisaatori skeem (näidise 9 juurde)

Stabilisaatori toimimiskiiruse suurendamiseks sidestame transistori T_3 sisendi stabilisaatori väljundiga mahtuvuslikult kondensaatori C_1 abil. Selle kondensaatori mahtuvus valitakse mõnest mikrofaradist mõnekümne mikrofaradini. Antud juhul võib kasutada elektrolüütkondensaatorit К50-6-15-5 μF (vt. lisa 4).

Kondensaator C_2 suurendab lülituse stabiilsust (summutab võimalikke parasiitvõnkumisi) ja vähendab ühtlasi väljundtakistust. Tema mahtuvus valitakse piirides 1000...2000 μF. Valime kondensaatori К50-6-25-1000 μF (lisa 4).

11. Stabiliseerimistegur

$$k_{st(u)\,arv} = \gamma K_{3(u)\,arv} \frac{U_{välj}}{U_{sis}} = 0{,}67 \cdot 186 \cdot \frac{12}{18{,}9} = 79. \qquad (2.99)$$

Järelikult ületab arvutatud stabilisaatori stabiliseerimistegur nõutava:

$$k_{st(u)\,arv} = 79 > k_{st(u)\,vaj} = 50.$$

12. Stabilisaatori nimikasuteguri leiame valemiga

$$\eta=\frac{U_{välj}I_{välj}}{U_{sis}I_{sis}}, \tag{2.100}$$

kus $I_{sis}=I_{välj}+I_{st}+I_j=200+5+5=210$ mA.

Kasutegur

$$\eta=\frac{12\cdot200\cdot10^{-3}}{18{,}9\cdot210\cdot10^{-3}}=0{,}605=60{,}5\,\%.$$

13. Koostame arvutatud stabilisaatori põhimõtteskeemi (joon. 22).

3. ALALISPINGE TRANSISTORMUUNDURID

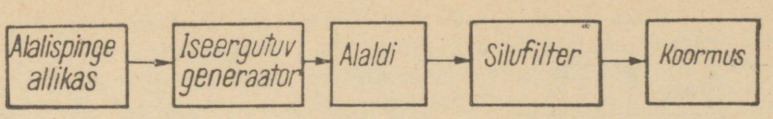
3.1. ÜLDIST

Elektronaparaatides kohtame sageli seadmeid, mis muundavad (tavaliselt tõstavad) alalispinget. Neid seadmeid nimetatakse alalispingemuundureiks.

Veel hiljuti muundati alalispinget peamiselt elektromehaaniliste muundurite, umformerite ja vibromuundurite abil, millel on aga terve rida puudusi, nagu väike töökindlus, lühike ekspluatatsiooniiga, madal kasutegur, suur mass jt., mis halvendavad elektromehaaniliste muunduritega aparaatide tehnilisi näitajaid.

Suure võimsusega transistoride tööstuslik tootmine võimaldab valmistada tänapäeval transistormuundureid, millel on elektromehaaniliste muunduritega võrreldes rida eeliseid. Neist tähtsamad on järgmised: 1) suur töökindlus ja pikem ekspluatatsiooniiga, sest puuduvad mehaanilised kontaktid; 2) suurem kasutegur (70...90%); 3) suurem töösagedus (mõnisada hertsi kuni 10... ...20 kHz), mis võimaldab vähendada trafo ja silufiltri massi ning mõõtmeid; 4) suurem vibratsiooni- ning põrutuskindlus; 5) praktiliselt müratu talitlus.

Transistormuundurid on ökonoomsed ja kompaktsed kõrgepingeallikad. Nad sobivad väga hästi kantavate seadmete ja liikuvate aparaatide, nagu raadiosaatjate, raadiovastuvõtjate, fotoimpulsslampide, elektronostsilloskoopide, laetud osakeste loenduri te jms. toiteseadmeiks. Neid kasutatakse ka statsionaarsetes aparaatides, mis on ette nähtud tööks elektrifitseerimata rajoonides või ekspeditsioonitingimustes. Sellisel juhul võib pooljuhttermogeneraator (köetakse petrooleumilambiga) või akupatarei (laetakse auto-, traktori- või tuulegeneraatori abil) kindlustada normaalse toite mitmesugustele elektron- ja pooljuhtseadmetele. Nüüdisaegsete transistormuundurite väljundvõimsused on mõni kuni mõnisada vatti.



Joon. 23. Transistor-pingemuunduri plokkskeem

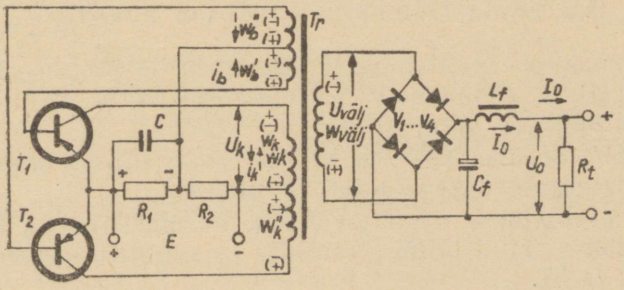
Ehkki transistor-pingemuundurite põhimõtteskeeme on mitmesuguseid, on neil kõikidel ühine plokkskeem (joon. 23).

Mistahes transistor-pingemuunduri lülituse põhielemendiks on iseergutuv generaator, mis muundab alalispinge nõutava amplituudiga vahelduvpingeks. Saadud vahelduvpinge alaldatakse nagu tavaliselt ja rakendatakse läbi silufiltri koormusele.

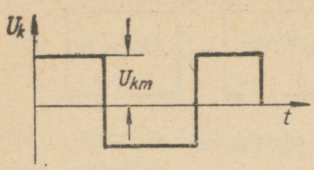
Sel juhul, kui vajatakse eriti suurt väljundvõimsust (üle 100 W), lülitatakse iseergutuva generaatori ja alaldi vahele võimsusvõimendi. Kõige levinum kahetaktilise transistor-pingemuunduri skeem on toodud joonisel 24.

Iseergutuv generaator koosneb kahest ühise emitteriga lülituses transistorist ja trafost.

Trafol on kolm mähist: kollektorimähis w_k, baasimähis w_b ja väljundmähis $w_{välj}$. Baasimähis ja kollektorimähis koosnevad kumbki kahest sektsioonist. Pingejagur R_1-R_2 on vajalik generaatori käivitamiseks. Toitepinge E sisselülitamisel tekib kondensaatoriga C šunditud takistil R_1 väike pingelang (0,3...0,6 V), mis pingestab transistoride baasid negatiivselt. Üks transistoridest sulgub nüüd. Oletame, et mingil ajamomendil on avatud transistor T_1. Sel juhul on pinge E (välja arvatud väike pingelang avatud transistori emitteri ja kollektori vahel) rakendatud kollektorimähise sektsioonile w'_k ja selles tekkiv vool indutseerib kõikides mähistes elektromotoorjõud (emj.), millede polaarsused on märgitud joonisel 24 sulgudeta. Baasimähise sektsioonis w'_b indutseeri-



Joon. 24. Kahetaktilise transistor-pingemuunduri skeem.



Joon. 25. Trafo kollektorimähise pingekõver

tav elektromotoorjõud pingestab transistori T_1 baasi emitteri suhtes negatiivselt. Samal ajal baasimähise teises sektsioonis w''_b indutseeritav elektromotoorjõud pingestab transistori T_2 baasi positiivselt. Järelikult sel ajal, kui transistor T_1 on avatud, on transistor T_2 suletud. Sellises olukorras püsib lülitus trafosüdamiku küllastumiseni. Küllastumisel läheneb magnetvoo muutumise kiirus nullile ja trafo mähistes indutseeritavad elektromotoorjõud muutuvad väga väikesteks. Sellega kaasnev voolude kiire nõrgemine indutseerib nüüd esialgsetele vastupidise polaarsusega (joonisel 24 sulgudes) elektromotoorjõud.

Baasimähise sektsiooni w''_b elektromotoorjõud pingestab nüüd transistori T_2 baasi negatiivselt. Transistor T_2 avaneb ja kollektorimähises w''_k tekib joonisel 24 punktiirnoolega märgitud suunaga vool. Voolu tekkimine kollektorimähises indutseerib baasimähises w''_b omakorda elektromotoorjõu, mis veelgi tugevdab kollektorivoolu, jne. Toimub laviinitaoline ümberlülitumine, mille puhul transistor T_2 kiiresti küllastub. Selle tulemusena rakendatakse pinge E lõpuks täielikult kollektorimähise sektsioonile w''_k.

Kahe transistori abil toimub niiviisi trafo kollektorimähise sektsioonide voolude kommuteerimine ja kummaski sektsioonis tekivad perioodiliselt ristkülikpinged (vt. joon. 25), mis kokku moodustavad kollektorimähises vahelduvpinge. Saadud vahelduvpinge transformeerimise ja alaldamisega saadakse koormusel nõutava suurusega alalispinge.

3.2. TRANSISTOR-PINGEMUUNDURI ARVUTUS

Pingemuunduri arvutamise lähteandmed on järgmised: 1) toiteallika pinge E, 2) muunduri väljundpinge U_0, 3) väljundvool I_0, 4) lubatav pulsatsioonitegur k_p.

Muunduri arvutus koosneb kahest osast: filtriga alaldi arvutusest ja iseergutuva generaatori arvutusest.

Alaldi arvutatakse nagu tavaliselt. Parameetrite I_0, U_0 ja k_p järgi valitakse alaldi lülitus, ventiilid ja silufiltri elemendid (vt. näidised 2 ja 3).

Iseergutuva generaatori arvutamisel lähtutakse toiteallika pin-

gest E, generaatori väljundpingest $U_{välj}$ ja väljundvoolust $I_{välj}$. Generaatori väljundpinge, mis saadakse trafo sekundaarmähiselt, peab olema võrdne alaldi arvutamisel leitud sisendpingega. Generaatori väljundvool (trafo sekundaarvool) loetakse võrdseks alaldi koormusvooluga I_0.

NÄIDIS 10. TRANSISTOR-PINGEMUUNDURI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada järgmiste nimiandmetega transistor-pingemuundur: 1) *toiteallika pinge* $E=12$ V; 2) *iseergutuva generaatori väljundpinge* $U_{välj}=300$ V; 3) *muunduri väljundvool* $I_{välj}=I_0=70$ mA.

Muunduri skeem on toodud joonisel 24. Tuleb määrata iseergutuva generaatori töösagedus, transistoride tüüp, trafosüdamiku materjal, kuju ja mõõtmed, trafomähiste keerdude arvud, mähisetraatide läbimõõdud, generaatori takistite takistused ja kondensaatorite mahtuvused ning muunduri kasutegur.

Arvutuskäik

1. Valime generaatori töösageduse. Sageduse valikul tuleb arvestada, et suurema sagedusega pulsatsioon on kergemini silutav, kuid sageduse suurenedes suureneb rauaskadu trafo südamikus. Eeltoodud kaalutlustel valitakse töösagedus piirides 0,5... ...2 kHz. Valime $f=1$ kHz.

2. Generaatori väljundvõimsus

$$P_{välj}=U_{välj}I_{välj}=300\cdot 70\cdot 10^{-3}=21 \text{ W}. \tag{3.1}$$

3. Kummagi transistori maksimaalne kollektorivool

$$I_{k\,max}=\frac{P_{välj}}{\eta E}. \tag{3.2}$$

Eeldame, et muunduri kasutegur $\eta=0{,}7$. Sel juhul

$$I_{k\,max}=\frac{21}{0{,}7\cdot 12}=2{,}5 \text{ A}.$$

4. Kummagi transistori kollektori ja emitteri vaheline maksimaalne pinge

$$U_{ke\,max}\approx 1{,}2\cdot 2E=1{,}2\cdot 2\cdot 12=28{,}8 \text{ V}, \tag{3.3}$$

kus tegur 1,2 võtab arvesse lülituses tekkida võivaid ülepingeid.

5. Kummagi transistori kollektori maksimaalne hajuvõimsus

$$P_{k\,max}\approx (0{,}25+0{,}017E)I_{k\,max}=(0{,}25+0{,}017\cdot 12)\cdot 2{,}5=1{,}175 \text{ W}. \tag{3.4}$$

6. Valime transistorid kolme järgmise tingimuse alusel:

$$I_{k\,max}\leqslant I_{k\,lub}, \tag{3.5}$$

$$U_{ke\,max}\leqslant U_{ke\,lub}, \tag{3.6}$$

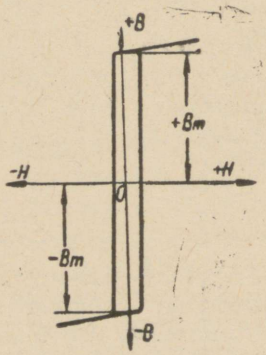
$$P_{k\,max}\leqslant P_{k\,lub}. \tag{3.7}$$

Lisast 6 valime transistorid П4Б, millede parameetrid on järgmised: $\beta=20$; $I_{k\,lub}=5$ A; $U_{ke\,lub}=60$ V; $P_{k\,lub}=3$ W (ilma jahutusradiaatorita); $I_{k0}\leqslant 0{,}5$ mA. Järelikult rahuldab valitud transistor П4Б tingimusi (3.5)...(3.7).

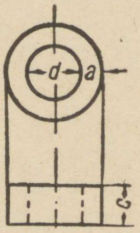
7. Trafo gabariitvõimsus

$$P\approx 1{,}3U_{välj}I_{välj}=1{,}3\cdot 300\cdot 70\cdot 10^{-3}=27{,}3\ \text{VA}. \qquad (3.8)$$

8. Valime trafo südamiku. Südamikus tekkiv hüstereesikadu peab olema võimalikult väike. Et hüstereesikao võimsus on võrdeline hüstereesisilmuse pindalaga, tuleb valida materjal, mille hüstereesisilmus on kitsas ja võimalikult täisnurkne (joon. 26). Trafo



Joon. 26. Täisnurkne hüstereesisilmus



Joon. 27. Trafo keritud toroidsüdamik

südamik valmistatakse tavaliselt elektrotehnilisest terasest (Э42, Э44, Э310) või permalloist (50НП, 65НП, 30НКМП), millel on eriti suur küllastusvoo tihedus B_m.

Et trafo puisteinduktiivsus peab olema võimalikult väike, on toroidtrafo eelistatavam kui südamik- või manteltrafo.

Mõnede magnetmaterjalide küllastusvoo tiheduse B_m keskmised väärtused on toodud tabelis 7. Samas on märgitud ka soovitused südamiku kujundamiseks sõltuvalt materjalist.

Valime trafo südamikuks 0,05 mm paksusest permalloilindist 50НП keritud südamiku, mille puhul $B_m=1{,}5$ T. Südamiku mõõtmete määramisel võib lähtuda valemist

$$SS_0=\frac{P10^2}{2fB_mj\eta_{tr}nk_{ts}k_{tm}}, \qquad (3.9)$$

kus S on trafosüdamiku ristlõige ruutsentimeetrites,
S_0 — trafo ühe samba mähiste poolt täidetava akna pindala ruutsentimeetrites,
P — trafo gabariitvõimsus voltamprites,

f — sagedus hertsides,
j — voolutihedus amprites ruutmillimeetri kohta,
η_{tr} — trafo kasutegur,
n — trafo sammaste arv, millel asuvad mähised,
k_{ts} — südamiku täitetegur,
k_{tm} — mähiste täitetegur,
B_m — küllastusvoo tihedus teslades.

Kui trafo mähised kerida temperatuurikindla isolatsiooniga traadist (ПЭЛ või ПЭВ), siis lubatav voolutihedus $j=4$ A/mm². Ühefaasiliste muundurite mähised paigutatakse tavaliselt trafo ühele sambale ($n=1$). Valime $j=4$ A/mm², $\eta_{tr}=0{,}9$, $n=1$, $k_{ts}=0{,}8$, $k_{tm}=0{,}25$. Et $f=1000$ Hz, siis

$$SS_0=\frac{27{,}3\cdot 10^2}{2\cdot 10^3\cdot 1{,}5\cdot 4\cdot 0{,}9\cdot 1\cdot 0{,}8\cdot 0{,}25}\approx 1{,}26 \text{ cm}^4.$$

Kui lindist keritud südamiku paksus a on 2 korda väiksem südamiku siseläbimõõdust d ja 1,5 korda väiksem lindi laiusest c (vt. joon. 27), võime paksuse a leida valemist

$$a\approx \sqrt[4]{SS_0}=0{,}7\sqrt[4]{1{,}26}\approx 0{,}74 \text{ cm}. \qquad (3.10)$$
$$d=2a=1{,}48 \text{ cm},$$
$$c=1{,}5a=1{,}11 \text{ cm},$$
$$S=ac=0{,}74\cdot 1{,}11=0{,}82 \text{ cm}^2.$$

9. Kollektorimähise sektsiooni keerdude arv

$$w'_k=w''_k=\frac{E-\Delta U_{ke}}{4fB_mSk_{ts}}. \qquad (3.11)$$

Loeme pingelangu transistoril $\Delta U_{ke}=0{,}5$ V. Sel juhul

$$w'_k=w''_k=\frac{12-0{,}5}{4\cdot 10^3\cdot 1{,}5\cdot 0{,}82\cdot 10^{-4}\cdot 0{,}8}=28 \text{ keerdu}.$$

10. Baasimähise sektsiooni keerdude arv

$$w'_b=w''_b=w'_k\frac{3\ldots 4}{E-\Delta U_{ke}}=28\frac{3{,}5}{12-0{,}5}=9 \text{ keerdu}. \qquad (3.12)$$

Tabel 7

Mõnede magnetmaterjalide põhiandmed

Materjal	Paksus mm	Südamiku konstruktsioon ja tüüp	Keskmine B_m T-des
Э42	0,35	Koostatud trafoplekkidest Ш-9	0,85
Э44	0,2	Koostatud trafoplekkidest Ш-9	0,9
Э310	0,08	Lindist keritud mantelsüdamik, mõõtmetelt vastab Ш-9-le	1,0
50НП	0,05	Toroidsüdamik	1,5
65НП	0,05	„	1,3
34НКМП	0,05	„	1,5

11. Väljundmähise keerdude arv

$$w_{välj}=w'_k\frac{U_{välj}}{E-\Delta U_{ke}}=28\frac{300}{12-0{,}5}=730 \text{ keerdu.} \quad (3.13)$$

12. Kollektorimähise voolu efektiivväärtus

$$I_k=\frac{I_{k\,max}}{\sqrt{2}}=\frac{2{,}5}{\sqrt{2}}=1{,}77 \text{ A.} \quad (3.14)$$

13. Baasimähise voolu efektiivväärtus

$$I_b=\frac{I_k}{\beta}, \quad (3.15)$$

kus β on transistori П4Б vooluvõimendustegur. Kui $\beta=20$, siis

$$I_b=\frac{1{,}77}{20}=0{,}089 \text{ A.}$$

14. Trafo mähisetraatide läbimõõdud (isolatsioonita) leiame valemist

$$d=1{,}13\sqrt{\frac{I}{j}}, \quad (3.16)$$

kus d on traadi läbimõõt millimeetrites,
I — vastava mähise voolu efektiivväärtus amprites,
j — lubatav voolutihedus mähistes (4 A/mm²).

Sel juhul

$$d_{välj}=1{,}13\sqrt{\frac{I_{välj}}{4}}=1{,}13\sqrt{\frac{0{,}07}{4}}=0{,}15 \text{ mm},$$

$$d_k=1{,}13\sqrt{\frac{I_k}{4}}=1{,}13\sqrt{\frac{1{,}77}{4}}=0{,}75 \text{ mm},$$

$$d_b=1{,}13\sqrt{\frac{I_b}{4}}=1{,}13\sqrt{\frac{0{,}089}{4}}=0{,}17 \text{ mm}.$$

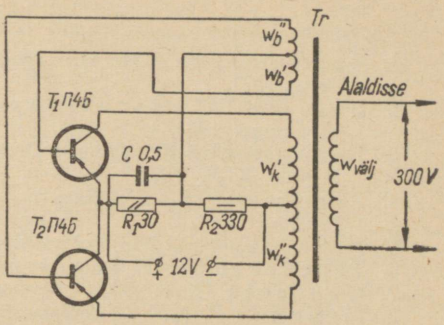
15. Leiame isoleeritud traatide läbimõõdud. Lisast 2 leiame, et traatidest ПЭВ-1 sobivad paremini järgmiste läbimõõtudega traadid: $d_{välj\,is}=0{,}18$ mm, $d_{k\,is}=0{,}8$ mm ja $d_{b\,is}=0{,}2$ mm.

16. Takisti R_1 orienteeriv takistus

$$R_1\approx\frac{3\ldots4}{I_{b\,max}}=\frac{3\ldots4}{I_b\sqrt{2}}=\frac{3{,}5}{0{,}089\cdot1{,}41}\approx28\ \Omega. \quad (3.17)$$

Lisast 7 valime esialgu $R_1=30\ \Omega$. Takistuse R_1 lõplik väärtus täpsustatakse muunduri reguleerimise käigus.

17. Määrame takisti R_2 takistuse. Eeldame, et muunduri käi-



Joon. 28. Transistor-pingemuunduri skeem (näidise 10 juurde)

vitumiseks küllaldane pingelang takistil R_1 $U_{R_1}=0{,}5\ldots1$ V. Sel juhul takistus

$$R_2=R_1\frac{E-U_{R_1}}{U_{R_1}}=30\frac{12-1}{1}=330\ \Omega. \tag{3.18}$$

Lisast 7 valime $R_2=330\ \Omega$.

18. Valime kondensaatori C mahtuvuse. Kondensaator C (joon. 24) on vajalik kommuteerimisel tekkiva pulsatsiooni silumiseks (eriti muunduri tühijooksul). Tema mahtuvus valitakse piirides $0{,}25\ldots1$ μF. Et pingelang takistil R_1 ei ületa paari volti, siis kondensaatori C nimipinge praktilist tähtsust ei oma. Valime lisast 4 kondensaatori МБМ-160-0,5 μF.

19. Pingejagurit R_1-R_2 läbiv lisavool

$$I_j=\frac{E}{R_1+R_2}=\frac{12}{30+330}=0{,}033\ \text{A}. \tag{3.19}$$

20. Arvutame takistite R_1 ja R_2 hajuvõimsused ja valime takistid:

$$P_{R_1}=I_j^2R_1=(33\cdot10^{-3})^2\cdot30=0{,}033\ \text{W}, \tag{3.20}$$

$$P_{R_2}=I_j^2R_2=(33\cdot10^{-3})^2\cdot330=0{,}36\ \text{W}. \tag{3.21}$$

Valime vastavalt takistid УЛМ-0,12-30 Ω ja УЛМ-0,5-330 Ω.

21. Toiteallika koormusvool

$$I=I_{k\,max}+I_j=2{,}5+0{,}033=2{,}533\ \text{A}. \tag{3.22}$$

22. Täpsustame muunduri kasuteguri:

$$\eta=\frac{U_{välj}I_{välj}}{EI}=\frac{300\cdot70\cdot10^{-3}}{12\cdot2{,}533}=0{,}69=69\%. \tag{3.23}$$

23. Joonestame arvutatud muunduri põhimõtteskeemi (joon. 28).

Kirjandus

1. Белопольский И. И. Источники питания радиоустройства. «Энергия», 1971.
2. Векслер Г. С., Тетельбаум Я. И. Электропитание радиоустройств. «Техніка», 1964.
3. Гершунский Б. С. Основы электронной и полупроводниковой техники. Изд-во КГУ, 1967.
4. Рогинский В. Ю. Электропитание радиоустройств. Госэнергоиздат, 1963.
5. Рогинский В. Ю. Выпрямители. Госэнергоиздат, 1961.
6. Терентьев Б. П. Электропитание радиоустройств. Связьиздат, 1958.
7. Федосеев П. Г. Выпрямители и стабилизаторы. «Искусство», 1960.
8. Малинин Р. М. Трансформаторы и автотрансформаторы питания. Госэнергоиздат, 1963.
9. Бальян Р. Х. Трансформаторы малой мощности. Судпромгиз, 1961.
10. Цыкин Г. С. Трансформаторы низкой частоты. Связьиздат, 1950.
11. Борноволоков Э. Выпрямители для питания радиоприемников. № 7. «Радио», 1963.
12. Борноволоков Э. Выпрямители для питания приемников от сети переменного тока. Изд-во ДОСААФ, 1956.
13. Малинин Р. М. Полупроводниковые выпрямители. Госэнергоиздат, 1963.
14. Дольник А. Г. Выпрямители с умножением напряжения. Госэнергоиздат, 1952.
15. Богословский А. С. Силовые полупроводниковые выпрямители. Оборонгиз, 1965.
16. Девонисский В. Ю. Выпрямители из германиевых диодов. Оборонгиз, 1964.
17. Гольдреер И. Г. Стабилизаторы напряжения. Госэнергоиздат, 1957.
18. Генис А. А., Горнштейн И. Л., Пугач А. Б. Приборы тлеющего разряда. Гостехиздат, УССР, 1963.
19. Додик С. Д. Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока. «Советское радио», 1962.
20. Карпов В. И. Полупроводниковые стабилизаторы напряжения. Госэнергоиздат, 1963.
21. Веденеев Г. М., Вершин В. Е. Кремниевые стабилизаторы. Госэнергоиздат, 1961.
22. Богданов Д. И., Евдокимов Г. К. Феррорезонансные стабилизаторы. Госиздат, 1957.
23. Журавлев А. А., Мазель К. Б. Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах. «Энергия», 1964.
24. Захаров Ю. К. Преобразователи напряжения на полупроводниковых триодах. 1964.
25. Исаев Э. А. Полупроводниковые преобразователи напряжения. Оборонгиз, 1962.
26. Рогинский В. Ю. Преобразователи тока. Оборонгиз, 1960.
37. Кузьменко М. И., Сиваков А. Р. Полупроводниковые преобразователи постоянного напряжения. Госэнергоиздат, 1961.
28. Горюнов Н. Н. Преобразователи напряжения на полупроводниковых триодах. № 7. «Радио», 1958.
29. Терещук Р. М. и др. Справочник радиолюбителя. «Техніка», 1965.
30. Справочник радиолюбителя. Под ред. Куликовского А. А. Госэнергоиздат, 1961.
31. Справочник начинающего радиолюбителя. Под ред. Мелинина. Госэнергоиздат, 1961.
32. Бройде А. М., Тарасов Ф. И. Справочник по электровакуумным и полупроводниковым приборам. Госэнергоиздат, 1961.

33. Гурлев Д. С. Справочник по электронным приборам. «Техніка», 1966.
34. Зайцев В. А., Николаев С. Н. Краткий справочник по электровакуумным приборам. «Энергия», 1965.
35. Транзисторы и полупроводниковые диоды. Под. ред. Николаевского И. Ф. Связьиздат, 1963.
36. Справочник по полупроводниковым диодам и транзисторам. Под. ред. Горюнова Н. Н. 1963.
37. Тарасов Ф. И. Кенотроны. «Энергия», 1964.
38. Тарасов Ф. И. Триоды. «Энергия», 1955.
39. Лапутин В. К. Мощные низкочастотные транзисторы. «Энергия», 1965.
40. Михайлов И. В., Пропошин А. И. Конденсаторы. «Энергия», 1965.
41. Малинин Р. М. Конденсаторы и сопротивления. Оборонгиз, 1959.
42. Артамонов В. В. Маломощные выпрямители. «Связь», 1970.
43. Белопольский И. И. и др. Проектирование источников электропитания радиоаппаратуры. «Энергия», 1967.

Teine osa

VÕIMENDITE ARVUTUS

4. ELEKTRONLAMPIDEGA MADALSAGEDUSVÕIMENDID

4.1. ÜLDIST

Madalsagedusvõimendid (MSV) on levinumaid elektron- ja pooljuhtaparatuuri sõlmi. Nad on ette nähtud elektriliste signaalide võimendamiseks, mille sagedus on 20...20 000 Hz.

Madalsagedusvõimendi sisendsignaali allikateks võib olla mikrofon, helipea, fotoelement, detektor vms. Koormus võib samuti olla väga mitmesugune, nagu valjuhääldi, peatelefon, magnetofoni helipea, järgnev võimendi, ostsillograaf, relee jne.

Enamik eelnimetatud signaaliallikaid annavad väga väikest pinget. Nii on näiteks fotoelemendi pinge mõnisada mikrovolti, mikrofoni pinge mõni millivolt jne. (vt. lisa 13). Peale selle on signaali võimsus võimendi sisendis tavaliselt tühiselt väike. Seepärast tuleb normaalse võimsuse arendamiseks koormuses võimendada nii sisendsignaali pinget kui ka võimsust.

Iga võimendi põhiosaks on võimendusaste, mis kujutab endast lihtsaimat ühe või mitme võimendava elemendiga võimendit. Lampvõimendites on võimendavaks elemendiks elektronlamp. Tavaliselt jaotatakse pinge või võimsuse võimendamise ülesanne võimendi eri võimendusastmetele. Vastavalt sellele eristatakse pingevõimenduse ja võimsusvõimenduse astmeid sõltuvalt sellest, mis on neil põhiliseks väljundsuuruseks.

Enamasti koosneb võimendi mitmest astmest, kus eelmise astme väljundsignaal antakse järgmise astme sisendisse. Joonisel 29, *a* on kujutatud tüüpiline võimendi plokkskeem.

Esimene aste või mitu astet on tavaliselt pingevõimenditeks, väljundaste (lõppaste) aga võimsusvõimendiks. Nüüdisaegsetes võimendites on enamasti ka negatiivse tagasiside ahel, mille kaudu osa võimendi väljundsignaalist antakse ühe võimendusastme sisendisse vastandfaasis sisendpingega. Negatiivne tagasiside parandab tunduvalt võimendi kvaliteeti. Negatiivse tagasisidega võimendi üks plokkskeemi variantidest on näidatud joonisel 29, *b*.

Elektronlambiga pingevõimendusastmed võivad olla mitmesugustes lülitustes. Enamasti kasutatakse elektronaparatuuris *RC*-sidestuses võimendusastmeid. Madalsageduslike *RC*-sidestuses pingevõimendite tüüpskeemid on toodud joonisel 30.

Võimsusvõimendusastmed jagunevad lülitusest sõltuvalt A-klassi võimsusvõimenditeks ja vastastaktlülitusteks (ühetaktilisteks ja kahetaktilisteks võimenditeks). A-klassi võimsusvõimendit kasutatakse tavaliselt suhteliselt väikese väljundvõimsuse korral (3...5 W). Kui väljundvõimsus ületab 5 W, on otstarbekam kasutada vastastaktlülitust. Kui võimendi arvutuslik väljundvõimsus ületab võimsuse, mida suudavad arendada kaks vastastaktlülituses lampi, lülitatakse lülituse kumbagi õlga mitte üks, vaid kaks ja isegi kolm lampi rööbiti (joon. 31, *c*).

Vastastaktlülituse töötamiseks tuleb anda tema lampide võredele (sisendisse) kaks võrdset, kuid vastandfaasilist (180° võrra nihutatud) sisendpinget. Need pinged saadakse tavaliselt spetsiaalsest võimendusastmest, mida nimetatakse faasipöördelülituseks (faasinihutiks). Faasipöördelülituse tüüpskeem on toodud joonisel 32.

Tuntakse mitmeid negatiivse tagasiside lülitusi. Lihtsamad, kuid üsna levinud lülitused on toodud joonisel 33.

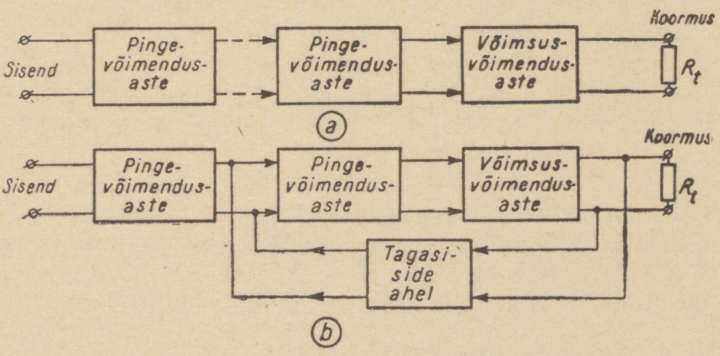
Madalsagedusvõimendi põhiparameetrid on järgmised.

1. Pingevõimendustegur — võimendi väljundpinge ja sisendpinge suhe

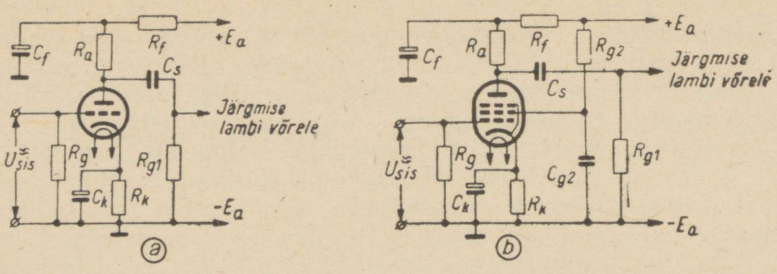
$$K=\frac{U_{välj}}{U_{sis}}. \tag{4.1}$$

Pingevõimendustegur väljendatakse sageli detsibellides.

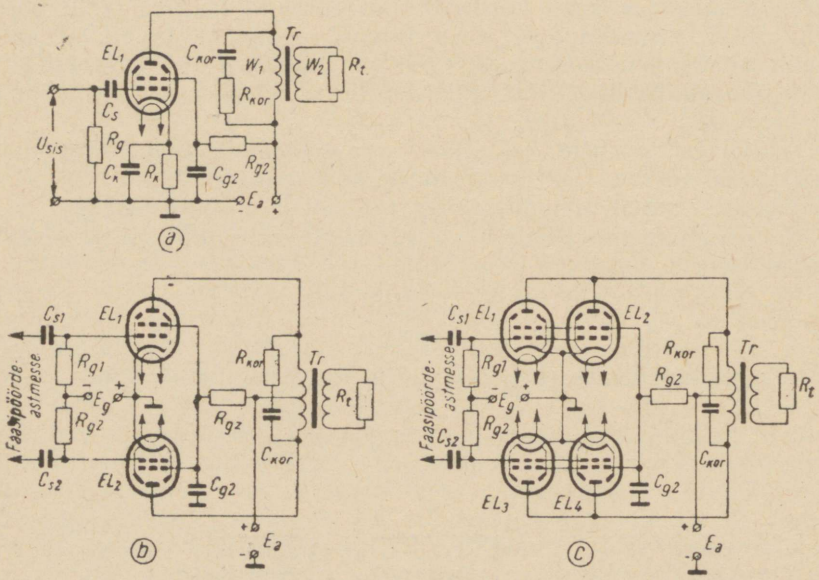
$$K_{dB}=20\log K=20\log\frac{U_{välj}}{U_{sis}}. \tag{4.2}$$



Joon. 29. Võimendite plokkskeemid: *a* — tagasisideta, *b* — tagasisidega



Joon. 30. *RC*-sidestuses madalsageduslike pingevõimendusastmete lülitused: *a* — trioodiga, *b* — pentoodiga



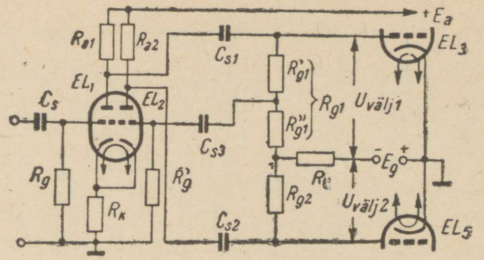
Joon. 31. Võimsusvõimendusastmete lülitused: *a* — A-klassi võimsusvõimendi, *b* — vastastaktlülitus, *c* — paralleelselt lülitatud lampidega vastastaktlülitus

Üleminekuks pingete, voolude ja võimsuste suhtelt detsibellidele võib kasutada lisa 14.

Mitmeastmelise võimendi üldine võimendustegur

$$K_{üld} = K_1 K_2 \ldots K_n, \tag{4.3}$$

$$K_{üld\,dB} = K_{1\,dB} + K_{2\,dB} + \ldots + K_{n\,dB}. \tag{4.4}$$



Joon. 32. Faasipöördelülitus

2. Väljundvõimsus ja väljundpinge. Võimendi väljundis arendatav võimsus

$$P_{välj}=\frac{U^2_{välj}}{R_t}, \tag{4.5}$$

$$P_{välj}=I^2_{välj}R_t, \tag{4.6}$$

kus $U_{välj}$ on koormustakistusel mõjuva pinge efektiivväärtus,
$I_{välj}$ — koormustakistust läbiva voolu efektiivväärtus,
R_t — võimendi koormustakistus.

Võimendi väljundpinge

$$U_{välj}=\sqrt{P_{välj}R_t}. \tag{4.7}$$

3. Kasutegur. Võimendi üldine kasutegur

$$\eta_{üld}=\frac{P_{välj}}{P_{üld}}\ 100\%, \tag{4.8}$$

kus $P_{välj}$ on võimendi koormusel R_t arendatav kasulik võimsus,
$P_{üld}$ — võimendi poolt kõikidest toiteallikatest tarbitav võimsus (lampide anoodringide, varivõre- ja kütteahelate poolt tarbitav võimsus).

Võimendi elektriline kasutegur

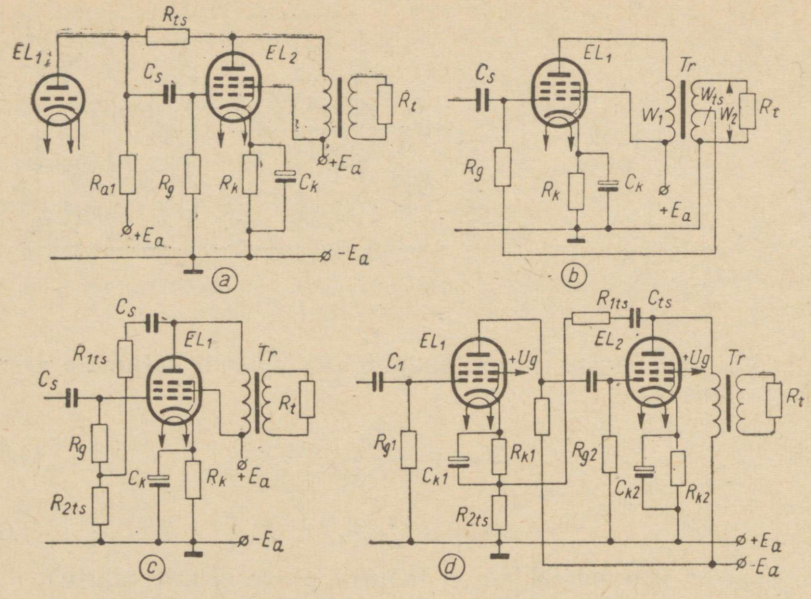
$$\eta_{el}=\frac{P_{välj}}{P_a}\ 100\%, \tag{4.9}$$

kus P_a on anoodtoiteallikast tarbitav võimsus.

4. Võimendatav sageduspiirkond (ehk läbilaskeriba). See on sageduste vahemik sagedusest $f_m \ldots f_k$, mille ulatuses võimendusteguri muutused ei ületa lubatud väärtusi, mis on määratud tehniliste tingimustega.

5. Nimisisendpinge U_{sis} (tundlikkus), s. o. pinge, mis tuleb anda võimendi sisendisse, et saada vajalikku väljundvõimsust.

6. Sagedusmoonutused on moonutused, mis on tingitud võimenduse muutumisest erinevatel sagedustel.



Joon. 33. Levinumad negatiivse tagasiside lülitused

Sagedusmoonutuste üle võib otsustada võimendi sageduskarakteristiku alusel, mis on võimenduse graafiliselt esitatud sõltuvus sagedusest (mõnikord antakse sellise karakteristikuna ka võimenduse kõrvalekaldumise sõltuvus sagedusest võrreldes võimendusega kesksagedustel). Tüüpiline MSV sageduskarakteristik on toodud joonisel 34 (võimenduse muutus sõltuvalt sagedusest võimenduse suhtes kesksagedustel K_0, väljendatuna detsibellides, kusjuures sageduse telje mastaap on logaritmiline).

Sagedusmoonutuste suurust erinevatel sagedustel väljendatakse sagedusmoonutusteguriga M:

$$M=\frac{K_0}{K}, \tag{4.10}$$

$$M_{dB}=20\log\frac{K_0}{K}, \tag{4.11}$$

kus K_0 on võimendustegur kesksagedustel,
K — võimendustegur antud sagedusel.

Sagedusmoonutustegur läbilaskeriba piirsagedustel

$$M_m=\frac{K_0}{K_m}, \quad M_k=\frac{K_0}{K_k}, \tag{4.12}$$

$$M_{mdB}=20\log\frac{K_0}{K_m}, \quad M_{kdB}=20\log\frac{K_0}{K_k}. \tag{4.13}$$

Mitmeastmelise võimendi sagedusmoonutustegur

$$M_{üld} = M_1 M_2 \ldots M_n, \tag{4.14}$$

$$M_{üld\,dB} = M_{1\,dB} + M_{2\,dB} + \ldots + M_{n\,dB}. \tag{4.15}$$

7. Mittelineaarmoonutused tekivad võimendis mittelineaarse karakteristikuga elementide (elektronlambid, trafod jne.) toimel. Mittelineaarmoonutuste tõttu erineb väljundsignaali kuju sisendsignaali kujust. Väljundsignaalis tekivad täiendavad harmoonilised, mille sagedus on signaali põhisagedusest kaks, kolm, neli jne. korda suurem. Mittelineaarmoonutuste suurust iseloomustatakse mittelineaarmoonutusteguriga (harmooniliste teguriga).

Iga harmoonilise tegur määratakse järgmiste valemitega:

teisele harmoonilisele $\gamma'_2 = \frac{I_2}{I_1} = \frac{U_2}{U_1}$,

kolmandale harmoonilisele $\gamma'_3 = \frac{I_3}{I_1} = \frac{U_3}{U_1}$ jne.

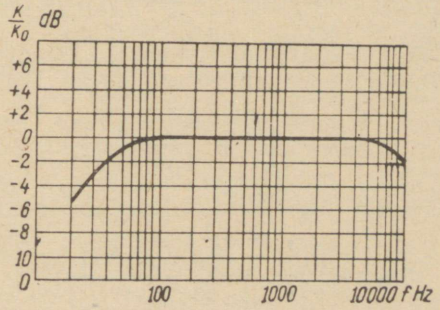
Summaarne mittelineaarmoonutustegur määratakse valemiga

$$\gamma = \sqrt{\gamma'^2_2 + \gamma'^2_3 + \ldots}\,100\,\% = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \ldots}}{I_1}\,100\,\% =$$

$$= \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots}}{U_1}\,100\,\%, \tag{4.16}$$

kus I_1, I_2, I_3 jne. on väljundvoolu esimese, teise, kolmanda jne. harmoonilise voolu amplituudi- või efektiivväärtused,

U_1, U_2, U_3 jne. — väljundpinge esimese, teise, kolmanda jne. harmoonilise amplituudi- või efektiivväärtused.



Joon. 34. Madalsagedusvõimendi sageduskarakteristik

Mittelineaarmoonutusteguri määramisel piisab tavaliselt teise ja kolmanda harmoonilise mõju arvutamisest, sest kõrgemate harmooniliste amplituudid on väikesed. Üldine mittelineaarmoonutustegur määratakse kõikide astmete moonutuste summana valemiga

$$\gamma_{üld}=\gamma_1+\gamma_2+\ldots+\gamma_n, \tag{4.17}$$

kus γ_1, $\gamma_2 \ldots \gamma_n$ on vastavate astmete mittelineaarmoonutustegurid.

Negatiivse tagasiside mõju iseloomustatakse arvuliselt tagasiside sügavusega A, mis näitab, mitu korda vähendab tagasiside temaga haaratud võimendi võimendust. Tagasiside sügavus A sõltub negatiivse tagasisidega haaratud võimendusastme üldisest võimendusest K (ilma tagasisideta) ja tagasisidestustegurist β, mis näitab, milline osa negatiivse tagasisidega haaratud võimendi väljundpingest antakse tagasi sisendisse:

$$A=1+\beta K. \tag{4.18}$$

Enamasti $A=2 \ldots 3$. Negatiivse tagasiside mõjul muutuvad oluliselt võimendi põhilised parameetrid. Negatiivse pingetagasisidega astme lambi ekvivalentne sisetakistus

$$R_{its}=\frac{R_i}{A}=\frac{R_i}{1+\beta K}, \tag{4.19}$$

kus R_i on antud astme lambi sisetakistus ilma tagasisideta.

Negatiivse tagasisideta võimendi võimendustegur

$$K_{ts}=\frac{K}{A}=\frac{K}{1+\beta K}, \tag{4.20}$$

kus K on sama võimendi võimendustegur ilma tagasisideta.

Negatiivse tagasisidega võimendi mittelineaarmoonutustegur

$$\gamma_{ts}=\frac{\gamma}{A}=\frac{\gamma}{1+\beta K}, \tag{4.21}$$

kus γ on sama võimendi mittelineaarmoonutustegur ilma tagasisideta.

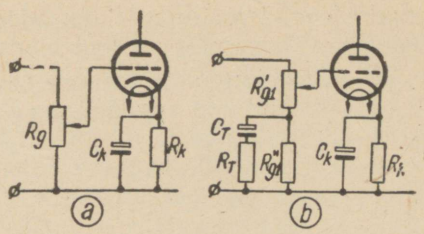
Kui tagasisidega on haaratud võimendi üks aste, siis negatiivse tagasisidega võimendi sagedusmoonutustegur

$$M_{ts}=\sqrt{1+\frac{M^2-1}{A^2}}, \tag{4.22}$$

kui tagasisidega on haaratud kaks astet, siis

$$M_{ts}=\frac{\sqrt{(M-K_0\beta)^2+4K_0\beta}}{A}, \tag{4.23}$$

kus M on võimendi sagedusmoonutustegur ilma tagasisideta,
K_0 — võimendi võimendus kesksagedustel ilma tagasisideta.



Joon. 35. Võimenduse (*a*) ja tämbri (*b*) reguleerimise lülitused

Et signaal saaks korralikult võimendatud, tuleb võimendit reguleerida. Madalsagedusvõimendites reguleeritakse peamiselt võimendust ja sageduskarakteristikut (tämbrit). Võimendusregulaatoriks on enamasti pingejagur (potentsiomeeter) (joon. 35, *a*).

Et esimese astme lampi mitte üle tüürida, lülitatakse võimendusregulaator suure amplituudiga sisendsignaali korral (U_{sis} = = 1 ... 2 V ja rohkem) võimendi sisendisse. Väikese sisendsignaaliga töötavate võimendite korral, kui signaaliallikaks on mikrofon, fotoelement, helipea jne., reguleeritakse võimendust järgmistes astmetes.

Võimendusregulaatori kahes äärmises asendis esinevate võimenduste suhet nimetatakse reguleerimisulatuseks N ja väljendatakse tavaliselt detsibellides:

$$N_{dB} = 20 \log \frac{K_{max}}{K_{min}}. \qquad (4.24)$$

Helivõimendites nõutakse helitugevuse regulaatorilt reguleerimist vähemalt 20 ... 40 dB ulatuses, mõõteseadmetes (lampvoltmeetrites, ostsillograafides jm.) aga kuni 100 dB ja rohkem.

Võimendi sageduskarakteristikut reguleeritakse lülituselementidega, mille parameetrid sõltuvad sagedusest. Need elemendid lülitatakse kas astmete vahele või tagasisideahelasse.

Sageduskarakteristikut reguleeritakse mitmesuguste tämbriregulaatoritega. Joonisel 35, *b* on toodud üks tämbriregulaatori lülitusi, mis võimaldab suurendada madalsageduste võimendust. Sel juhul hoitakse kõrvaga tajutav tämber muutumatuna erisuguste helitugevuste korral. Joonisel toodud regulaatorit nimetatakse toonkompensatsiooniregulaatoriks. Kõrgsageduste piirkonnas vähendatakse sagedusmoonutusi väga sageli väljundtrafo primaarmähisega rööbiti lülitatava korrigeeriva ahelaga C_{kor}, R_{kor} (joon. 31).

Võimendi arvutus koosneb kahest osast.

I. *Eelarvutus* (*eskiisarvutus*). Eelarvutuse ülesanded on järgmised.

1. Tehnilise ülesande väljatöötamine, s. o. põhiliste tehniliste

omaduste määramine, mis peavad projekteeritaval võimendil olema. Tehnilises ülesandes peavad olema antud järgmised lähteandmed:

a) sisendpingeallika pinge U_{sis},
b) võimendatav sagedusriba $f_m \ldots f_k$,
c) väljundpinge $U_{välj}$ või väljundvõimsus $P_{välj}$,
d) koormustakistus R_t,
e) sagedusmoonutustegurite lubatavad väärtused piirsagedustel M_m ja M_k,
g) lubatav mittelineaarmoonutustegur γ,
h) võimendi toitesüsteemi andmed.

Lähteandmetele võivad olla lisatud erinõuded, mis tulenevad võimendi otstarbest ja töötingimustest.

Mõnikord on projekteerimisülesandes antud kõik või enamik lähteandmeid. Sel juhul on projekteerija ülesanne lihtne, sest edasistes arvutustes lähtub ta vaid toodud andmeist. Sageli aga on teada kõigest mõned andmed, näiteks võimendi otstarve, väljundvõimsus ja sisendsignaali allikas. Kõik muud arvutusteks vajalikud lähteandmed peab sel juhul välja töötama projekteerija ise vastavalt võimendi konkreetsetele iseärasustele ja ekspluatatsioonitingimustele.

2. Projekteeritava võimendi plokkskeemi koostamine ja sõlmede tehniliste tingimuste määramine. Orienteerivalt on vaja valida kõikide astmete lambid ja jaotada lubatavad sagedus- ja lineaarmoonutused astmete vahel, samuti ette näha negatiivne tagasiside, kui see osutub vajalikuks, ning valida võimenduse ja tämbri reguleerimise võimalused.

II. *Lõplik arvutus* on projekti tähtsaim osa. Arvutuste alusel valitakse lõplikult kõikide astmete lülituselemendid (alates lõppastmest) ja lampide töörežiimid. Peale selle kontrollitakse tehniliste tingimuste rahuldatust lubatavate sagedus- ja mittelineaarmoonutuste suhtes, arvutatakse põhilised reguleerimiselemendid ja koostatakse projekteeritud võimendi täielik põhimõtteskeem. Paljusid küsimusi, nagu varjestamise efektiivsus, mürad, toitepingete kõikumise mõju, lampide vahetatavus jne., tavaliselt arvutuslikult ei lahendata, sest võimendi katsetamine annab siin kindlamaid tulemusi ja pealegi kulub siis neile vähem aega ja vahendeid.

4.2. ELEKTRONLAMPIDEGA MADALSAGEDUSVÕIMENDI NÄIDISARVUTUSED

NÄIDIS 11. VÄIKESE VÕIMSUSEGA MADALSAGEDUSVÕIMENDI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada helivõimendina kasutatav elektronlampidega madalsagedusvõimendi. Sisendsignaali allikaks on dünaamiline mikrofon. Võimendi väljundvõimsus 3 W.

Arvutuskäik

I. Eelarvutus

1. Koostame tehnilise ülesande. U_{sis} väärtuse määramiseks võib kasutada lisa 13, kus on toodud tüüpilisemate madalsagedusvõimendite sisendpingeallikate orienteerivad parameetrid. Dünaamilise mikrofoni väljundpinge (sõltuvalt mikrofoni tüübist ja helisignaali tugevusest) on nimikoormusel (200...600 Ω) 1...3 mV. Võtame sisendpingeks 2 mV.

Määrame võimendi koormustakistuse. Vastavalt ülesandele peab võimendi väljundis olema 3-W võimsusega valjuhääldi. Enamasti kasutatakse elektrodünaamilisi valjuhääldeid. Elektrodünaamiliste valjuhääldite võnkepooli takistus on tavaliselt 4...6 Ω. Valime kolmevatise valjuhääldi 3ГД-2 võnkepooli takistusega $R_t = 4$ Ω.

Võimendi võimendatav sagedusriba valitakse järgmiselt. Lisast 13 selgub, et dünaamiline mikrofon kannab üle sagedusriba $f_m \ldots f_k = 50 \ldots 10\,000$ Hz. Võimendi ei tohi piirata võimendatava signaali sagedust. Valjuhääldi 3ГД-2 sagedusriba on 50...6000 Hz. Selline sagedusriba on täiesti piisav kvaliteetseks heliülekandeks. Seepärast võtame võimendi sagedusribaks

$$f_m \ldots f_k = 50 \ldots 6000 \text{ Hz}.$$

Määrame signaali lubatavad sagedus- ja mittelineaarmoonutused. Lubatavad sagedusmoonutused sõltuvad võimendi otstarbest. Näiteks mõõtevõimendite korral sõltuvad lubatavad moonutused otseselt nõutavast mõõtmistäpsusest ja võivad olla mõni kümnendik kuni mõni sajandik detsibelli. Helivõimendites muudavad sagedusmoonutused helivärvingut (tämbrit). Uurimised on aga näidanud, et inimkõrv ei taju sagedusmoonutusi, kui nad ei ületa ±3 dB ($0{,}7 \leqslant M \leqslant 1{,}4$).

Sõltuvalt nõutavast helikvaliteedist lubatakse tavaliselt sagedusmoonutusi 1...3 dB. Projekteeritava võimendi jaoks võtame

$M_{m\,lub} = M_{k\,lub} = 2$ dB ($M_{m\,lub} = M_{k\,lub} = 1{,}26$).

Lubatavad mittelineaarmoonutused sõltuvad samuti võimendi otstarbest. Näiteks mõõteaparatuuri võimenditel võib väärtus olla mõni kümnendik protsenti, kvaliteetse kõne ja heliülekande võimenditel $\gamma = 3 \ldots 5\%$, vähem kvaliteetse ülekande korral $\gamma = 6 \ldots 8\%$. Väikesi mittelineaarmoonutusi võib saada üsna sügava negatiivse tagasiside kasutamisega võimendis. Negatiivse tagasiside toimel paranevad tunduvalt ka võimendi teised omadused (võimendusteguri stabiilsus, sageduskarakteristiku ühtlus jne.), kuigi lülitus muutub veidi keerukamaks. Seepärast võtame projekteeritavale võimendile $\gamma_{lub} = 4\%$. Ilmselt on otstarbekas viia

Tabel 8

$P_{välj}$	Kuni 1 W	1 ... 10 W	10 ... 100 W	Üle 100 W
η_{tr}	0,7 ... 0,85	0,8 ... 0,9	0,9 ... 0,94	0,96 ... 0,98

Tabel 9

$i_{a\ max}$ väärtused, kui $U_{g1}=0$

Lambi tüüp	6П1П	6П3С	6П6С	6П9	6П14П	6П15П	6П18П
$i_{a\ max}$ mA, kui $U_{g1}=0$	115	180	110	70	115	70	160

võimendisse ka lõppastet haarav negatiivne tagasiside, mille sügavuseks võtame orienteerivalt $A=3$.

Seega kujunevad meil arvutatava madalsagedusvõimendi lähteandmed järgmisteks: $P_{välj}=3$ W; $U_{sis}=2$ mV; $f_m \ldots f_k=50 \ldots$ $\ldots 6000$ Hz; $R_t=4\ \Omega$; $M_{m\,lub}=M_{k\,lub}=2$ dB; $\gamma=4\%$; $A=3$. Peale selle tuleb ette näha võimenduse reguleerimine ulatuses $N=20$ dB ja tämbriregulaator.

2. Koostame võimendi plokkskeemi. Et $P_{välj}=3$ W, võime kasutada A-klassi võimsusvõimendit. Lõppastme lamp peab olema arvestatud võimsusele

$$P_{la}=\frac{P_{välj}}{\eta_{tr}}, \tag{4.25}$$

kus η_{tr} on väljundtrafo kasutegur. η_{tr} orienteeriva väärtuse võime võtta tabelist 8.

Võttes $\eta_{tr}=0{,}85$, saame:

$$P_{la}=\frac{3}{0{,}85}=3{,}53\ \text{W}.$$

Lõppastme lampideks sobivad võimsusvõimendustrioodid, jugatetroodid ja võimsuspentoodid.

Trioodiga võimendid on koormustakistuse muutustele vähem tundlikud ja tekitavad vähem mittelineaarmoonutusi. Samal ajal on aga trioodiga võimendusastme kasutegur väiksem ja nad vajavad suuremat sisendpinget. Trioodid on otstarbekad väikeste väljundvõimsuste korral ($P_{välj} \geqslant 1$ W).

Pentoodi või jugatetroodiga võimsusvõimendid on koormustakistuse muutuste suhtes tundlikumad, kuid kasutegur on kõrgem. Samal ajal on pentoodi või jugatetroodiga võimendusastme mittelineaarmoonutused tunduvalt suuremad kui trioodiga võimendusastmel. Et negatiivse tagasiside kasutamine võimaldab mitte-

lineaarmoonutusi tunduvalt vähendada, pole see puudus kuigi oluline.

Eelöeldut kokku võttes loeme otstarbekaks valida projekteeritava võimendi lõppastme lambiks pentood või jugatetrood. Konkreetse lambitüübi võime leida lisast 15.

Valime pentoodi 6П14П, mille

$$P_{välj\ max}=4{,}2\ \text{W} \geqslant P_{la}=3{,}53\ \text{W}.$$

Võimsusvõimenduslambi lõppastme vajaliku sisendpinge leiame järgmiste valemitega.

Jugatetroodi või pentoodi korral

$$U_{sis\ la} \approx \frac{i_{a\ max}}{2S}, \tag{4.26}$$

kus $i_{a\ max}$ on lambi anoodvoolu maksimaalväärtus, kui $U_{g1}=0$,
S — lambi tõus.

Trioodi korral

$$U_{sis\ la} \approx \frac{E_{g0}}{2}, \tag{4.27}$$

kus E_{g0} on lambi sulgemiseks vajalik võrepinge valitud anoodtoitepingel.

$i_{a\ max}$ ja E_{g0} väärtused võime leida valitud lambi anood- või anoodvoolu-võrepinge karakteristikutelt. Mõnede jugatetroodide ja võimsuspentoodide $i_{a\ max}$ väärtused on toodud tabelis 9.

Tabelist 9 leiame pentoodi 6П14П jaoks $i_{a\ max}=115$ mA ja lisast 15 $S=11{,}3$ mS.

Seega

$$U_{sis\ la}=\frac{115}{2\cdot 11{,}3}=5{,}1\ \text{V}.$$

Pingevõimendusastmete üldine võimendustegur

$$K_{üld}=\frac{U_{sis\ la}}{U_{sis}}=\frac{5{,}1}{2\cdot 10^{-3}}=2550. \tag{4.28}$$

Võimendusvaru tagamiseks peab olema rahuldatud tingimus

$$K_1K_2 \ldots K_n \geqslant (1{,}2 \ldots 1{,}5)K_{üld}, \tag{4.29}$$

kus K_1, K_2, ..., K_n on vastavate võimendusastmete võimendustegurid.

Järelikult peaks pingevõimendusastmete üldine võimendustegur antud juhul olema vähemalt

$$K_{üld}1{,}5=2550\cdot 1{,}5=3800. \tag{4.30}$$

Pingevõimendusastmete valikul tuleb silmas pidada, et trioodiga pingevõimendusaste võib anda võimendust 30...60, pentoo-

diga pingevõimendusaste aga 150...200. Kui vajalik võimendus on suurem kui 200, tuleb kindlasti kasutada mitmeastmelist võimendit.

Pingevõimendusastmete lampide valikul tuleb arvestada, et trioodi kasutades võime saada ühe astme võimenduseks (kesksagedustel)

$$K_0 \approx (0{,}5 \ldots 0{,}6)\mu, \tag{4.31}$$

pentoodi kasutades aga

$$K_0 = (0{,}05 \ldots 0{,}06)\mu, \tag{4.32}$$

kus μ on lambi staatiline võimendustegur.

Mõningate pingevõimendusastmetes kasutatavate lampide põhiandmed on toodud lisas 16.

Vaadeldaval juhul võime vajaliku võimenduse saada kahe astmega, millest üks töötab pentoodiga 6Ж3П ja teine trioodiga 6С3П. Valemi (4.32) järgi

$$K_{01} = 0{,}05\mu_1 = 0{,}05 \cdot 4000 = 200$$

ja valemi (4.31) alusel

$$K_{02} = 0{,}6\mu_2 = 0{,}6 \cdot 50 = 30.$$

Et

$$K_{01}K_{02} = 200 \cdot 30 = 6000 > 2550 \cdot 1{,}5 = 3800,$$

siis on tingimus (4.29) rahuldatud.

3. Jaotame sagedus- ja mittelineaarmoonutused võimendi astmete vahel. Tavaliselt võib igale pingevõimendusastmele lubada $M_m = M_k = 1{,}02 \ldots 1{,}06$ ehk $0{,}2 \ldots 0{,}5$ dB. Pärast sellist moonutuste jaotamist leiame lõppastmele lubatavad moonutused:

$$M_{m\,la} = \frac{M_{m\,lub}}{M_{m1}M_{m2}, \ldots, M_{mn}}, \tag{4.33}$$

$$M_{k\,la} = \frac{M_{k\,lub}}{M_{k1}M_{k2}, \ldots, M_{kn}}, \tag{4.34}$$

kus $M_{m1}, M_{m2}, \ldots, M_{mn}$ ja $M_{k1}, M_{k2}, \ldots, M_{kn}$ on vastavate võimendusastmete sagedusmoonutustegurid piirsagedustel,

$M_{m\,lub}$ ja $M_{k\,lub}$ — kogu võimendile lubatavad sagedusmoonutustegurid piirsagedustel.

Kui sagedusmoonutustegurid on antud detsibellides, siis

$$M_{m\,dB\,la} = M_{m\,dB\,lub} - (M_{m1\,dB} + M_{m2\,dB} + \ldots + M_{mn\,dB}). \tag{4.35}$$

Antud juhul võtame $M_{m1} = M_{m2} = M_{k1} = M_{k2} = 1{,}05$ (0,4 dB). Seega lõppastme (kolmanda astme) sagedusmoonutustegur

$$M_{m3} = M_{k3} = \frac{1{,}26}{1{,}05 \cdot 1{,}05} = 1{,}15.$$

Detsibellides

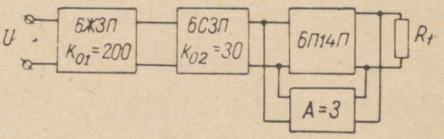
$$M_{m3\,dB} = M_{k3\,dB} = 2 - (0{,}4 + 0{,}4) = 1{,}2 \text{ dB}.$$

Lubatavate mittelineaarmoonutuste jaotamisel võimendi astmete vahel tuleb arvestada, et suurimaks mittelineaarmoonutuste allikaks on lõppaste, sest selle sisendisse antava signaali amplituud on suurim. Pingevõimendusastmed tekitavad mittelineaarmoonutusi tunduvalt vähem.

Projekteeritava kolmeastmelise võimendi korral (arvestades kolmandas astmes mõjuvat negatiivset tagasisidet) võime lubatavad mittelineaarmoonutused jaotada järgmiselt:

$$\gamma_1 = 1\%, \quad \gamma_2 = 1\%, \quad \gamma_3 = 2\%.$$

Eelarvutuse järgi koostame projekteeritava võimendi plokkskeemi. Seejuures tuleb otsustada, kumba lampi — kas trioodi või pentoodi — kasutada sisendastmes. Omamürade vähendamise huvides tuleks eelistada trioodi, mida väikese amplituudiga



Joon. 36. Võimendi plokkskeem (näidise 11 juurde)

sisendsignaali korral (alla 1 mV) alati kasutataksegi, trioodi puuduseks on aga väike võimendustegur. Seepärast võib suuremate sisendsignaalide korral (üle 1 mV) kasutada ka pentoodi, eriti siis, kui omamürade tase pole ette antud. Toodud kaalutlustel võib antud juhul esimeses astmes kasutada pentoodi 6Ж3П.

Projekteeritava võimendi plokkskeem on toodud joonisel 36.

II. Lõplik arvutus

A. A-klassi võimsusvõimendi arvutus. Võimsusvõimendi (joon. 31, *a*) lõplikul arvutamisel kasutame järgmisi eelarvutuse käigus saadud lähteandmeid:

1) võimendi väljundvõimsus $P_{välj} = 3$ W,
2) sagedusriba $f_m \ldots f_k = 50 \ldots 6000$ Hz,
3) koormustakistus $R_t = 4$ Ω,
4) lubatavad sagedusmoonutused $M_{m3} = M_{k3} = 1{,}15$,
5) lubatavad mittelineaarmoonutused $\gamma_3 = 2\%$,
6) kasutatav lamp 6П14П parameetritega (lisa 15) $U_k = 6{,}3$ V; $I_k = 0{,}75$ A; $U_a = 250$ V; $U_{g2} = 250$ V; $E_g = -6$ V; $I_{g0} = 7$ mA; $P_{a\,max} = 12$ W; $P_{välj\,max} = 4{,}2$ W; $S = 11{,}3$ mS; $R_i = 30$ kΩ; $R_{a\,opt} = 5{,}2$ kΩ.

Arvutame järgmises järjekorras.

1. Valime töörežiimi. Sõltuvalt lähtetööpunkti asendist ja sisendsignaali amplituudist võib võimsusvõimendi töötada A-,

B_1-, B_2-, AB_1- või AB_2-klassi režiimis. A-klassi režiim tagab väikesed mittelineaarmoonutused, kuid kasutegur on halb. Seda režiimi on otstarbekas kasutada väikeste väljundvõimsuste korral, eriti siis, kui lubatavad mittelineaarmoonutused on väikesed.

B_1- ja AB_1-klassi režiime kasutatakse vastastaktlülituste korral. Neid režiime iseloomustab kõrge kasutegur, kuid ka mittelineaarmoonutused on suuremad. B_2- ja AB_2-klassi režiimides töötavad lambid võrevooludega ja neid kasutatakse peamiselt suurte väljundvõimsuste korral (üle 50 W). B_2- ja AB_2-klassi režiimide kasutamine on õigustatud siis, kui kasutegur peab olema kõrge, mittelineaarmoonutused aga ei ole olulise tähtsusega. Antud juhul on otstarbekas kasutada A-klassi režiimi. (Tavaliselt tuleb lõppastme režiim valida juba eelarvutuste käigus.)

2. Tähistame valitud lambi anoodkarakteristikutel lähtetööpunkti A-ga (joon. 37), millele vastav $U_a=250$ V ja $E_g=-6$ V. Valitud lähtetööpunktile vastav anoodvoolu alaliskomponent $I_{a0}=46$ mA. Lambi anoodi hajuvõimsus

$$P_a=I_{a0}U_a=46\cdot10^{-3}\cdot250=11{,}5\text{ W}. \tag{4.36}$$

Kontrollime arvutusliku ja lubatava hajuvõimsuse suhet:

$$P_a=11{,}5\text{ W}<P_{a\,lub}=12\text{ W}.$$

See vastab nõuetele.

3. Tõmbame koormussirge. Selleks leiame, et

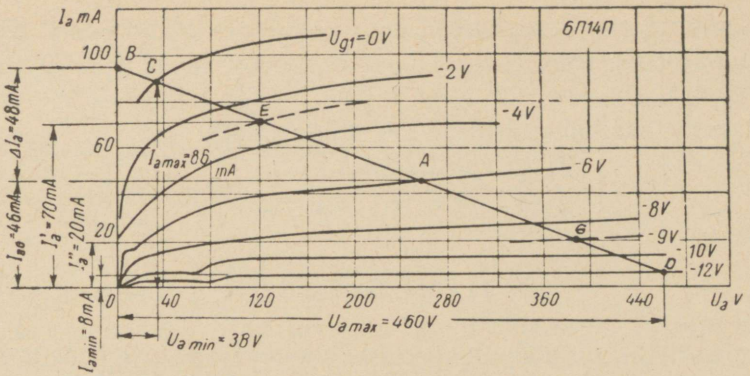
$$\Delta I_a=\frac{U_a}{R_{a\,opt}}=\frac{250}{5\cdot2\cdot10^3}=0{,}048\text{ A}=48\text{ mA}. \tag{4.37}$$

Kanname selle väärtuse ordinaatteljel ülespoole lähtetööpunktile vastavast anoodvoolu väärtusest $I_{a0}=46$ mA. Saame punkti B, millele vastab vool $I_{a0}+\Delta I_a=46$ mA$+48$ mA$=94$ mA, ja tõmbame läbi punkti B ning lähtepunkti A sirge, mis ongi koormussirgeks.

4. Leiame töökäigu (tööpiirkonna) koormussirgel. Võrevoolu vältimiseks ei tohi tööpunkt ulatuda positiivsete võrepingete piirkonda, s. o. sisendpinge positiivse poolperioodi maksimaalväärtusel peab tüürvõrepinge jääma negatiivseks või olema äärmisel juhul null. Tähistame koormussirgel punkti C, kus $U_{g1}=0$, ja leiame sellele punktile vastavad väärtused $U_{a\,min}=38$ V ja $I_{a\,max}=86$ mA. Sisendpinge negatiivse poolperioodi maksimaalväärtusel on tööpunktiks $U_{g1}=-12$ V (punkt D). Sellele töökäigu alumisele punktile vastavad $U_{a\,max}=460$ V ja $I_{a\,min}=8$ mA.

5. Väljundtrafo primaarmähisel mõjuva vahelduvpinge maksimaalväärtus

$$U_{am}=\frac{U_{a\,max}-U_{a\,min}}{2}=\frac{460-38}{2}=211\text{ V}. \tag{4.38}$$



Joon. 37. Pentoodi 6П14П anoodkarakteristikud

6. Anoodvoolu vahelduvkomponendi amplituud

$$I_{am}=\frac{I_{a\,max}-I_{a\,min}}{2}=\frac{86-8}{2}=39\text{ mA}. \qquad (4.39)$$

7. Koormusele antav kasulik võimsus

$$P_{välj\,arv}=\frac{U_{am}I_{am}}{2}\eta_{tr}=\frac{211\cdot 39\cdot 10^{-3}}{2}\cdot 0{,}85=3{,}5\text{ W}. \qquad (4.40)$$

Järelikult $P_{välj\,arv}=3{,}5$ W $>P_{välj}=3$ W.

8. Leiame mittelineaarmoonutusteguri. Teise harmoonilise tegur

$$\gamma'_2\approx\left|\frac{0{,}5(I_{a\,max}+I_{a\,min})-I_{a0}}{I_{a\,max}-I_{a\,min}}\right|\cdot 100\,\%=$$

$$=\left|\frac{0{,}5(86+8)-46}{86-8}\right|\cdot 100\,\%=1{,}28\,\%. \qquad (4.41)$$

Kolmanda harmoonilise tegur

$$\gamma'_3\approx\left|\frac{2(I'_a-I''_a)-(I_{a\,max}+I_{a\,min})}{2(I_{a\,max}+I'_a-I_{a\,min}-I''_a)}\right|\cdot 100\,\%, \qquad (4.42)$$

kus I'_a on anoodvoolu väärtus, mis vastab võrepingele $U'_{g1}=-0{,}5E_g$ (punkt E) koormussirgel,

I''_a — anoodvoolu väärtus, mis vastab võrepingele,

$U''_{g1}=-1{,}5E_g$ (punkt G) koormussirgel.

Karakteristikud, mis vastaksid pingetele U'_{g1} ja U''_{g2}, võivad puududa. Sel juhul peame nad ise ehitama, arvestades naabertunnusjooni. Antud juhul puuduvad karakteristikud võrepingetele $U'_{g1}=-3$ V ja $U''_{g1}=-9$ V. Joonisel 37 on meid huvitavad karak-

teristikute lõigud võrepingetel $U'_{g1}=-3$ V ja $U''_{g1}=-9$ V näidatud punktiirina. Punktidele E ja G vastavad voolud $I'_a=70$ mA ja $I''_a=20$ mA.

Paneme saadud väärtused valemisse (4.42):

$$\gamma'_3=\left|\frac{2(70-20)-(86-8)}{2(86-70-8-20)}\right|\cdot 100=2{,}34\%.$$

Seega

$$\gamma_3=\sqrt{1{,}28^2+2{,}34^2}=2{,}7\%.$$

Negatiivse tagasiside toimel sügavusega $A=3$ saame väljundastme mittelineaarmoonutusteguriks vastavalt valemile (4.21)

$$\gamma_{3\,ts\,arv}=\frac{\gamma_3}{A}=\frac{2{,}7}{3}=0{,}9\%.$$

Järelikult on tagasiside sügavusel $A=3$ moonutused etteantud piirides:

$$\gamma_{3\,ts\,arv}=0{,}9\%<\gamma_{3\,ts}=2\%.$$

Kui arvutuste tulemusena selgub, et mittelineaarmoonutustegur on liiga suur või ei saada piisavat väljundvõimsust $P_{välj}$, tuleb muuta koormussirge asendit. Selleks pööratakse teda veidi ümber punkti A, s. t. muudetakse $R_{a\,opt}$ väärtust. Kui ka see ei anna tulemusi, tuleb valida teine lamp.

9. Määrame eelpinget tekitava katoodtakisti ja -kondensaatori (joon. 31, *a*) väärtused:

$$R_{k3}=\frac{E_g}{I_{a0}+I_{g2}}=\frac{6}{(46+7)\cdot 10^{-3}}=113\ \Omega. \qquad (4.43)$$

Lisast 7 valime takisti takistusega $R_{k3}=110\ \Omega$. Takisti R_{k3} võimsus

$$P_{R_{k3}}=(I_{a0}+I_{g2})^2R_{k3}=(53\cdot 10^{-3})^2\cdot 110=0{,}3\ \text{W}. \qquad (4.44)$$

Valime takisti МЛТ-0,5-110 Ω.

Kondensaatori C_{k3} mahtuvuse leiame valemiga

$$C_{k3}=\frac{1}{2\pi f_m 0{,}2R_{k3}}=\frac{1}{6{,}28\cdot 50\cdot 0{,}2\cdot 110}\approx 142\cdot 10^{-6}\ \text{F}=$$
$$=142\ \mu\text{F}. \qquad (4.45)$$

Lisast 4 valime elektrolüütkondensaatori К50-6 mahtuvusega 150 μF. Selle tööpinge peab ületama pinge E_g väärtuse 1,5... ..2 korda, seega $U_{C_{k3}}=10\ldots 15$ V. Valime kondensaatori К50-6.

10. Väljundtrafo primaarmähise takistus

$$r_1=R_{a\,opt}\frac{1-\eta_{tr}}{2}=5200\frac{1-0{,}85}{2}=390\ \Omega. \qquad (4.46)$$

11. Anoodtoiteallika pinge

$$E_a=U_a+E_g+I_{a0}r_1=250+6+46\cdot 10^{-3}\cdot 390\approx 274\ \text{V}. \qquad (4.47)$$

12. Varivõretakistite ja -kondensaatorite väärtused

$$R_{g23}=\frac{E_a-U_{g2}}{I_{g2}}=\frac{274-250}{7\cdot10^{-3}}=3430\ \Omega. \tag{4.48}$$

Lisast 7 valime takistuse nimiväärtuse $R_{g23}=3{,}6$ kΩ. Takisti võimsus

$$P_{R_{g23}}=I_{g2}^2R_{g23}=(7\cdot10^{-3})^2\cdot3{,}6\cdot10^3=0{,}175\ \text{W}. \tag{4.49}$$

Valime takisti МЛТ-0,25-3,6 kΩ.

Kondensaatori C_{g23} mahtuvuse arvutame valemiga

$$C_{g23}=\frac{1}{2\pi f_m 0{,}2R_{g23}}=\frac{1}{6{,}28\cdot50\cdot0{,}2\cdot3{,}6\cdot10^3}=4{,}4\cdot10^{-6}\ \text{F}=$$

$$=4{,}4\ \mu\text{F}. \tag{4.50}$$

Lisast 4 valime paberkondensaatori МБГП-400-5 μF.

13. Väljundtrafo primaarmähise induktiivsus

$$L_1=\frac{R_{ekv}}{2\pi f_m\sqrt{M_{m3}^2-1}}\ \text{H}, \tag{4.51}$$

kus

$$R_{ekv}=\frac{R_{a\,opt}(R_i+2r_1)}{R_{a\,opt}+R_i+2r_1}. \tag{4.52}$$

Kui võimendusaste on haaratud negatiivse tagasisidega, siis tuleb R_i asendada R_{its}-ga:

$$R_{ekv}=\frac{R_{a\,opt}(R_{its}+2r_1)}{R_{a\,opt}+R_{its}+2r_1}. \tag{4.53}$$

R_{its} arvutatakse valemiga (4.19):

$$R_{its}=\frac{R_i}{A}=\frac{30}{3}=10\ \text{kΩ}.$$

Paneme valemitesse (4.51) ja (4.52) arvväärtused:

$$R_{ekv}=\frac{5{,}2\cdot10^3(10^4+2\cdot390)}{5{,}2\cdot10^3+10^4+2\cdot390}\approx3500\ \Omega$$

ja

$$L_1=\frac{3500}{6{,}28\cdot50\sqrt{1{,}15^2-1}}\approx19{,}7\ \text{H}.$$

19. Väljundtrafo puisteinduktiivsus

$$L_S=\frac{R_{a\,opt}+R_{its}}{2\pi f_k}\sqrt{M_{k3}^2-1}=$$

$$=\frac{5{,}2\cdot10^3+10^4}{6{,}28\cdot6\cdot10^3}\sqrt{1{,}15^2-1}=0{,}23\ \text{H}. \tag{4.54}$$

Arvutatud L_S väärtuse vastuvõetavuse üle otsustatakse nn. puisteteguri abil:

$$\sigma=\frac{L_S}{L_1}100\%. \tag{4.55}$$

Kui $\sigma>0{,}5\%$, on trafo konstruktiivselt reaalne. Antud juhul

$$\sigma=\frac{0{,}23}{19{,}7}\cdot 100\%\approx 1{,}16\%>0{,}5\%.$$

15. Väljundtrafo ülekandesuhe

$$n=\frac{w_2}{w_1}=\sqrt{\frac{R_t}{R_{a\,opt}\eta_{tr}}}=\sqrt{\frac{4}{5{,}2\cdot 10^3\cdot 0{,}85}}=0{,}03. \tag{4.56}$$

16. Arvutame korrigeeriva ahela elemendid R_{kor} ja C_{kor} (joon. 31, *a*):

$$R_{kor}=2R_{a\,opt}=2\cdot 5200=10\,400\ \Omega. \tag{4.57}$$

Lisast 7 valime nimiväärtuse $R_{kor}=11$ kΩ. Skeemilt (joon. 31, *a*) on näha, et alalisvool takistit R_{kor} ei läbi. Seega takisti R_{kor} hajuvõimsus

$$P_{R_{kor}}=\frac{U_{am}^2}{2R_{kor}}, \tag{4.58}$$

kus U_{am} on väljundtrafo primaarmähisel mõjuva vahelduvpinge amplituud.

Valemist (4.38) $U_{am}=211$ V. Seega

$$P_{R_{kor}}=\frac{211^2}{2\cdot 11\cdot 10^3}\approx 2\ \text{W}.$$

Valime takisti МЛТ-2-11 kΩ.

Kondensaatori C_{kor} mahtuvus

$$C_{kor}=\frac{L_S+\frac{L_t}{n^2}}{R_{kor}^2}, \tag{4.59}$$

kus L_t on koormuse induktiivsus. Elektrodünaamilistel valjuhääldditel $L_t=(0{,}003\ldots 0{,}01)$ H. Kui $L_t=5\cdot 10^{-3}$ H, siis

$$C_{kor}=\frac{0{,}23+\frac{5\cdot 10^{-3}}{0{,}03^2}}{(11\cdot 10^3)^2}\cdot 10^{12}=53\cdot 10^3\ \text{pF}=0{,}053\ \mu\text{F}.$$

Lisast 4 valime kondensaatori МБМ-250-0,05 μF.

17. Võimsusvõimendusastme pingevõimendustegur kesksagedustel (negatiivse tagasiside mõju arvestamata)

$$K_{03}=SR_{a\,opt}=113\cdot 10^{-3}\cdot 5{,}2\cdot 10^3=59. \tag{4.60}$$

18. Arvutame tagasisideahela elementide väärtused (joon.

33, *c*). Antud lülituse tagasisidetegur

$$\beta=\frac{R_{2ts}}{R_{1ts}+R_{2ts}}. \tag{4.61}$$

Kondensaatori C_{ts} (eralduskondensaator) mahtuvus, mis ei lase alalisvoolu tagasisideahelasse, valitakse järgmise tingimuse alusel:

$$C_{ts}\geqslant\frac{2\ldots3}{2\pi f_m(R_{1ts}+R_{2ts})}. \tag{4.62}$$

Tagasisideahel ei tohi oluliselt šuntida lambi anoodahelat. Selleks

$$R_{1ts}+R_{2ts}\geqslant 10R_{a\,opt}. \tag{4.63}$$

Et tagasiside sügavus

$$A=1+\beta K_{03}=3,$$

siis

$$\beta=\frac{A-1}{K_{03}}=\frac{3-1}{59}=0{,}034.$$

Et lambil 6П14П $R_{a\,opt}=5{,}2$ kΩ, võime võtta

$$R_{1ts}+R_{2ts}=100\text{ kΩ}. \tag{4.64}$$

Seega

$$R_{2ts}=\beta(R_{1ts}+R_{2ts})=0{,}034\cdot100=3{,}4\text{ kΩ} \tag{4.65}$$

ja

$$R_{1ts}=100-3{,}4=96{,}6\text{ kΩ}.$$

Lisast 7 valime takistuste nimiväärtused

$$R_{1ts}=100\text{ kΩ}\quad\text{ja}\quad R_{2ts}=3{,}6\text{ kΩ}.$$

Takistite R_{1ts} ja R_{2ts} hajuvõimsuse võime leida valemiga

$$P_{(R_{1ts}+R_{2ts})}=\frac{U_{am}^2}{2(R_{1ts}+R_{2ts})}=\frac{211^2}{2\cdot103{,}6}=0{,}22\text{ W}. \tag{4.66}$$

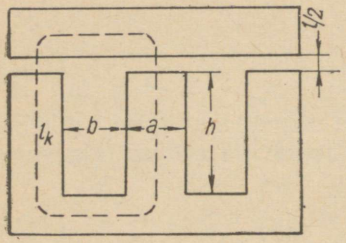
Valime vastavalt takistid МЛТ-0,25-100 kΩ ja МЛТ-0,25--3,6 kΩ.

Kondensaatori C_{ts} mahtuvus

$$C_{ts}=\frac{2{,}5}{2\cdot3{,}14\cdot50\cdot103{,}6\cdot10^3}\approx0{,}078\cdot10^{-6}\text{ F}=0{,}078\ \mu\text{F}.$$

Lisast 4 valime kondensaatori МБМ-500-0,08 μF.

B. A-klassi võimsusvõimendi väljundtrafo konstruktiivne arvutus. Konstruktiivse arvutuse käigus määrame südamiku materjali ja mõõtmed, primaar- ja sekundaarmähise keerdude arvu ja traadi läbimõõdud ning kontrollime mähiste



Joon. 38. Väljundtrafo südamik

mahtumist trafosüdamiku aknasse. Arvutame järgmises järjekorras.

1. Valime südamiku materjali. Südamiku materjali valikul tuleb arvestada trafo otstarvet, nõudeid, mis on esitatud tema kaalule ja maksumusele, eelmagneetimise olemasolu ja võimendi väljundvõimsust.

Tuleb arvestada, et A-klassi võimsusvõimendis kulgeb läbi väljundtrafo primaarmähise anoodvoolu alaliskomponent, mis tekitab südamikus eelmagneetimise. Eelmagneetimine aga vähendab teatavasti südamiku materjali magnetilist läbitavust, mistõttu väheneb primaarmähise induktiivsus ja suurenevad sagedusmoonutused madalsagedustel.

Lisas 17 on toodud sobivamate südamikumaterjalide margid. Valime projekteeritava võimendi väljundtrafo südamiku materjaliks elektrotehnilise terase Э310.

2. Määrame südamiku geomeetrilised mõõtmed. Madalsagedusvõimendite väljundtrafode südamikud väljundvõimsustel kuni mõnikümmend vatti koostatakse Ш-kujulistest trafoplekkidest. Seejuures tekitatakse A-klassi võimsusvõimendi väljundtrafodes eelmagneetimise mõju vähendamiseks magnetahelasse õhupilu papi, paberi või mõne muu isoleermaterjali abil (joon. 38). Südamiku keskmise samba ristlõike võime määrata empiirilise valemiga

$$S=\frac{I_{a0}^2 L_1}{8000}\ \text{cm}^2, \tag{4.67}$$

kus I_{a0} on väljundlambi anoodvoolu alaliskomponent milliamprites,

L_1 — väljundtrafo primaarmähise induktiivsus henrides.

Antud juhul

$$S=\frac{46^2\cdot 19{,}7}{8000}=5{,}2\ \text{cm}^2.$$

Valemite (1.12) ja (1.13) abil leiame Ш-kujulise südamiku keskmise samba laiuse a ja plekipaki paksuse c:

$$a=0{,}9\sqrt{S}=0{,}9\sqrt{5{,}2}=2{,}05\ \text{cm},$$

$$c = 1{,}1\sqrt{S} = 1{,}1\sqrt{5{,}2} = 2{,}5 \text{ cm}.$$

Lisast 3 valime trafoplekid Ш-20.

3. Arvutame mähiste keerdude arvud. Primaarmähise keerdude arv

$$w_1 = 550\sqrt{L_1 \frac{l_k}{S}}, \tag{4.68}$$

kus l_k — on magnetjõujoonte keskmine pikkus sentimeetrites,
L — primaarmähise induktiivsus henrides,
S — südamiku ristlõige ruutsentimeetrites.

Lisast 3 leiame, et trafosüdamiku Ш-20 $l_k = 17{,}2$ cm. Seega

$$w_1 = 550\sqrt{19{,}7 \frac{17{,}2}{5{,}2}} = 4550 \text{ keerdu}.$$

Sekundaarmähise keerdude arv

$$w_2 = nw_1 = 0{,}03 \cdot 4550 = 137 \text{ keerdu}. \tag{4.69}$$

4. Kontrollime magnetvoo tiheduse B_m maksimaalväärtust trafo südamikus. Teatavasti on magnetvälja tugevuse ja magnetvoo tiheduse seos südamikus mittelineaarne. Seetõttu tekitab trafo ka signaali mittelineaarmoonutusi. Moonutused on seda suuremad, mida suurem on magnetvoo tihedus südamikus. Kui trafo töötab lülituses, kus mittelineaarmoonutused on olulised, tuleb piirata magnetvoo tihedust. Tabelis 10 on toodud magnetvoo tiheduse väärtused elektrotehnilisele terasele Э310... ...Э330, mille korral ei teki olulisi mittelineaarmoonutusi. Nende väärtuste ületamisel suurenevad mittelineaarmoonutused kiiresti.

Magnetvoo tiheduse maksimaalväärtus trafo südamikus määratakse valemiga

$$B_m = \frac{2{,}25 \cdot 10^3 U_{am}}{f_m S w_1} \text{ T}, \tag{4.70}$$

kus U_{am} on väljundtrafo primaarmähisel mõjuva vahelduvpinge amplituudiväärtus voltides.

Tabel 10

Magnetvoo tiheduse lubatavad maksimaalväärtused elektrotehnilisest terasest Э310... Э330 valmistatud madalsageduslikel väljundtrafodel

Väljundi väljundvõimsus $P_{väij}$ W	1	3	10	30
Magnetvoo tiheduse lubatav väärtus $B_{m\,lub}$ T	0,46	0,65	0,8	0,95

Paneme valemisse (4.70) arvväärtused $U_{am}=211$ V, $f_m=50$ Hz, $S=5{,}2$ cm^2, $w_1=4550$ keerdu:

$$B_m=\frac{2{,}25\cdot 10^3\cdot 211}{50\cdot 5{,}2\cdot 4550}=0{,}4 \text{ T}.$$

Tabelist 10, kui $P_{välj}=3$ W, leiame, et $B_{m\,lub}=0{,}65$ T. Seega

$$B_m=0{,}4 \text{ T}<B_{m\,lub}=0{,}65 \text{ T}. \tag{4.71}$$

Seega võime trafo poolt tekitatavad mittelineaarmoonutused lugeda tühiseks. Juhul kui tingimus (4.71) ei ole rahuldatud, s. t. $B_m>B_{m\,lub}$, tuleb primaarmähise keerdude arv määrata valemiga

$$w_1=\frac{3{,}2\cdot 10^3 U_{am}}{f_m S}. \tag{4.72}$$

5. Leiame mähisetraadi läbimõõdud. Primaarmähise traadi läbimõõt (ilma isolatsioonita)

$$d_1=0{,}025\sqrt{I_{a0}} \text{ mm}, \tag{4.73}$$

kus I_{a0} on väljundlambi anoodvoolu alaliskomponent milliamprites.

Sekundaarmähise traadi läbimõõt (ilma isolatsioonita)

$$d_2=0{,}8d_1\frac{1}{\sqrt{n}} \text{ mm}. \tag{4.74}$$

Antud juhul

$$d_1=0{,}025\sqrt{46}=0{,}17 \text{ mm},$$

$$d_2=0{,}8\cdot 0{,}17\frac{1}{\sqrt{0{,}03}}=0{,}79 \text{ mm}.$$

Valime lisast 2 väljundtrafo mähiste traadid ПЭВ-1, mille läbimõõt koos isolatsiooniga

$$d_{1is}=0{,}2 \text{ mm}, \quad d_{2is}=0{,}83 \text{ mm}.$$

6. Õhupilu laius südamikus (joon. 38)

$$l=\frac{w_1 I_{a0}}{8}\cdot 10^{-5} \text{ mm}, \tag{4.75}$$

kus I_{a0} on milliamprites.

Seega

$$l=\frac{4550\cdot 46}{8}\cdot 10^{-5}=0{,}26 \text{ mm}.$$

Et magnetvoog läbib tegelikult õhupilu kaks korda, siis seda tekitava isolatsiooni paksus

$$\frac{l}{2}=0{,}13 \text{ mm}.$$

7. Kontrollime mähiste mahtumist südamiku aknasse. Mähise

keerdude arvu ühes mähisekihis määrame valemiga (1.14). Primaarmähise jaoks

$$w_{1k}=\frac{h-2(\delta_a+2)}{d_{1is}}k_{tk},$$

kus h on akna kõrgus (lisast 3 trafopleki Ш-20 korral $h=50$ mm),
δ_a — aluse materjali paksus (võtame $\delta_a=1$ mm),
d_{1is} — primaarmähise juhtme läbimõõt koos isolatsiooniga ($d_{1is}=0{,}2$ mm),
k_{tk} — mähise täitetegur (tabelist 3 leiame, et $d_{1is}=0{,}2$ mm korral $k_{tk}=0{,}8$).

Seega

$$w_{1k}=\frac{50-2(1+2)}{0{,}2}0{,}8=176 \text{ keerdu}$$

ja sekundaarmähisel

$$w_{2k}=\frac{50-2(1+2)}{0{,}83}0{,}91=49 \text{ keerdu.}$$

Kummagi mähise kihtide arv (ümardades suuremale täisarvule)

$$n_1=\frac{w_1}{w_{1k}}=\frac{4550}{76}\approx 26,$$

$$n_2=\frac{w_2}{w_{2k}}=\frac{137}{49}\approx 3.$$

Mähiste paksuse määrame valemiga (1.16). Primaarmähisel

$$\delta_{1m}=n_1(d_{1is}+\delta_{is})+\delta_v,$$

kus δ_{is} on kihtidevahelise isolatsiooni paksus (võtame $\delta_{is}=0{,}05$ mm),
δ_v — mähistevahelise isolatsiooni paksus (võtame $\delta_v=0{,}3$ mm).

Järelikult

$$\delta_{1m}=26(0{,}2+0{,}05)+0{,}3=6{,}8 \text{ mm}$$

ja

$$\delta_{2m}=3(0{,}83+0{,}05)+0{,}3=2{,}94 \text{ mm.}$$

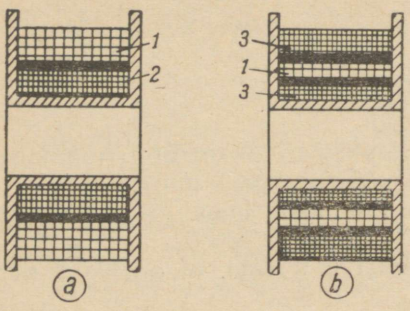
Mähiste kogupaksus, kui aluse seinapaksus on $\delta_a=1$ mm,

$$\delta_{üld}=\delta_{1m}+\delta_{2m}+\delta_a=6{,}8+2{,}94+1=10{,}74 \text{ mm.}$$

Seega hõivavad mähised koos alusega südamiku akna laiusest 10,74 mm. Valitud südamiku korral (Ш-20) akna laius $b=20$ mm. Järelikult

$$b>\delta_{üld}$$

ja mähised mahuvad vabalt aknasse.



Joon. 39. Väljundtrafo mähiste paiknemine alusel: *a* — sektsioneerimata mähistega, *b* — sektsioneeritud mähistega, *1* — sekundaarmähis, *2* — primaarmähis, *3* — pool primaarmähist

8. Trafo puisteinduktiivsus

$$L_{S\,arv}=\frac{0{,}4\pi l_k w_1^2}{10^8(h-2\delta_a)}\left(\delta_m+\frac{\delta_{1m}+\delta_{2m}}{3}\right). \qquad (4.76)$$

Valemis (4.76) peavad kõik pikkusmõõdud olema sentimeetrites. Keeru keskmine pikkus l_k määratakse valemiga (1.28):

$$l_k=2(a+c)+\pi b=2(2+2{,}5)+3{,}14\cdot 2=15{,}28 \text{ cm}.$$

Paneme valemisse (4.76) arvväärtused:

$$L_{S\,arv}=\frac{0{,}4\cdot 3{,}14\cdot 15{,}28\cdot 4550^2}{10^8(5-0{,}2)}\left(0{,}03+\frac{0{,}68+0{,}294}{3}\right)\approx 0{,}29 \text{ H}.$$

Kui valemiga (4.76) leitud $L_{S\,arv}$ väärtus ei ületa lubatut, s. o.

$$L_{S\,arv}\leqslant L_S, \qquad (4.77)$$

siis trafo konstruktiivne arvutus sellega lõpebki ja mähised paigutatakse alusele nii nagu tavaliselt (joon. 39, *a*).

Antud juhul ei ole aga tingimus (4.77) rahuldatud, sest

$$L_{S\,arv}=0{,}29 \text{ H}>L_S=0{,}23 \text{ H}.$$

Puisteinduktiivsuse vähendamiseks võib mähised sektsioneerida. Mähiste sektsioneerimise lihtsaim viis on näidatud joonisel 39, *b*, kus suurema keerdude arvuga mähis on jaotatud kahte ossa, mille vahele on paigutatud väiksema keerdude arvuga mähis. Puisteinduktiivsus väheneb nüüd $(m-1)^2$ korda, kus m on mähiste sektsioonide üldarv. Joonisel 39, *b* näidatud juhul $m=3$, mistõttu puisteinduktiivsus väheneb 4 korda.

C. Kaheastmelise *RC*-sidestuses pingevõimendi arvutus. Pingevõimendusastmete lõplikul arvutamisel kasutatakse järgmisi eelarvutuse käigus saadud lähteandmeid:

1) sisendpinge $U_{sis}=2$ mV,

2) esimese astme võimendustegur (kesksagedustel) $K_{01}=200$,
3) teise astme võimendustegur (kesksagedustel) $K_{02}=30$,
4) võimendatav sagedusriba $f_m \ldots f_k=50 \ldots 6000$ Hz,
5) sagedusmoonutustegurid $M_{m1}=M_{m2}=M_{k1}=M_{k2}=1{,}05$,
6) mittelineaarmoonutustegurid $\gamma_1=\gamma_2=1\,\%$,
7) lambid — pentood 6Ж3П ja triood 6С3П (põhilisi andmeid nende kohta vt. lisast 16).

Peale selle selgus lõppastme arvutuse käigus vajalik anoodtoiteallika pinge $E_a=274$ V.

Esimese astme arvutus pentoodiga 6Ж3П (võimendusastme tüüpskeem on toodud joonisel 30, *b*).

1. Määrame anoodkoormustakistuse R_{a1}. Maksimaalne lubatav anoodkoormustakistus pentoodile etteantud sagedusmoonutuste korral

$$R_{a1} \leqslant R_{ekv\,1}, \tag{4.78}$$

kus anoodringi ekvivalentne takistus vahelduvvoolule

$$R_{ekv\,1}=\frac{\sqrt{M_{k1}^2-1}}{2\pi f_k C_{01}}. \tag{4.79}$$

Avaldises (4.79) on C_{01} esimese astme anoodringi šuntiv mahtuvus, mis määratakse valemiga

$$C_{01}=C_{sis\,2}+C_{läb\,2}(1+K_{02})+C_{välj\,1}+C_m, \tag{4.80}$$

kus $C_{sis\,2}$ on teise astme lambi EL_2 sisendmahtuvus,
$C_{läb\,2}$ — lambi EL_2 läbivmahtuvus,
K_{02} — teise astme võimendustegur kesksagedustel,
$C_{välj\,1}$ — lambi EL_1 väljundmahtuvus,
C_m — montaažimahtuvus (võetakse orienteerivalt 10 ... ... 20 pF).

Lisast 16 leiame, et lambi EL_2 (6С3П) $C_{sis\,2}=6{,}7$ pF, $C_{läb\,2}=2{,}4$ pF ja lambi EL_1 (6Ж3П) $C_{välj\,1}=1{,}8$ pF. Võtame $C_m=15$ pF. Seega

$$C_{01}=6{,}7+2{,}4(1+30)+1{,}8+15=98 \text{ pF} \approx 100 \text{ pF}.$$

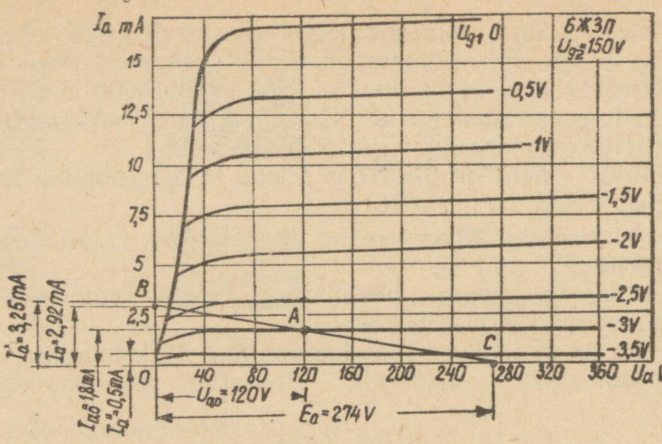
Paneme valemisse (4.79) arvväärtused:

$$R_{ekv\,1}=\frac{\sqrt{1{,}05^2-1}}{2\cdot 3{,}14\cdot 6\cdot 10^3\cdot 100\cdot 10^{-12}}=84\cdot 10^3\ \Omega=84\ \text{k}\Omega.$$

Seega tuleneb lubatavate sagedusmoonutuste tingimustest, et $R_{a1} \leqslant 84$ kΩ. Määrame vajaliku võimendusteguri tingimusest anoodkoormustakistuse minimaalse lubatava väärtuse:

$$R_{a1}=\frac{K_{01}}{S_1}=\frac{200}{5\cdot 10^{-3}}=40\ \text{k}\Omega, \tag{4.81}$$

kus S_1 on lambi 6Ж3П tõus ($S_1=5$ mS).



Joon. 40. Pentoodi 6Ж3П anoodkarakteristikud

Järelikult peab R_{a1} väärtus rahuldama võrratust

$$84\ \text{k}\Omega \geqslant R_1 \geqslant 40\ \text{k}\Omega.$$

Lisast 7 valime takistuse $R_{a1}=82$ kΩ. Takistuse R_{a1} hajuvõimsuse leiame pärast seda, kui on määratud lambi anoodvoolu alaliskomponent.

2. Lahtisidestusfiltri elementide väärtused

$$R_{f1}=(0{,}1+0{,}2)R_{a1}=0{,}15\cdot 82=12{,}6\ \text{k}\Omega. \qquad (4.82)$$

Lisast 7 valime takistuse $R_{f1}=12$ kΩ (hajuvõimsuse arvutame samuti pärast anoodvoolu alaliskomponendi määramist).

$$C_{f1}\geqslant \frac{20\ldots 50}{f_m R_{f1}}=\frac{20}{50\cdot 12\cdot 10^{-3}}=33{,}3\ \mu\text{F}, \qquad (4.83)$$

kus f_m on hertsides,

R_{f1} — oomides.

Lisast 4 valime elektrolüütkondensaatori K50-7-300-40 μF.

3. Tõmbame anoodkarakteristikutele koormussirge (joon. 40) nii, et see läbib punkti B ordinaatteljel, mis vastab voolule

$$I_a=\frac{E_a}{R_{a1}+R_{f1}}=\frac{274}{(82+12)\cdot 10^3}=2{,}92\cdot 10^{-3}=2{,}92\ \text{mA},$$

ja punkti C abstsisteljel, mis vastab anoodtoiteallika pingele $E_a=274$ V.

Valime lähtetööpunkti A, mis vastab tüürvõrepingele $U_{g1}=-3$ V, sest see on vähim pinge, mille juures dünaamiline anoodvoolu-võrepinge karakteristik on lineaarne ning samal ajal ei tööta lamp võrevooluga. Selles võib veenduda, sest $|-E_g|=3\ \text{V} > U_{sis}=2$ mV.

Valitud lähtepunktile A vastav $U_{a0}=120$ V. Selleks et vähendada anoodvoolu alaliskomponenti, mis tekitab tarbetu alalispingelangu takistil R_{a1}, on soovitatav vähendada varivõrepinget U_{g2}. Kui aga vähendame varivõrepinget U_{g2}, väheneb nii tõus kui ka astme võimendus. Seepärast võetakse tavaliselt

$$U_{g2}=(0{,}8\ldots 1)U_{a0}. \tag{4.84}$$

Kui käsiraamatus vähendatud varivõrepingele vastavaid karakteristikuid ja parameetreid pole, on lambi anood- ja varivõrevoolu ning tõusu ja sisetakistuse määramiseks varivõrepinge uuel väärtusel sobiv kasutada ümberarvutustegurite nomogramme (joon. 41).

Arvutatava võimendusastme jaoks võtame $U_{g2\,arv}=0{,}75\cdot 120=$ $=90$ V. Pinge ümberarvutustegur

$$F_u=\frac{U_{g2\,arv}}{U_{g2}}=\frac{90}{150}=0{,}6, \tag{4.85}$$

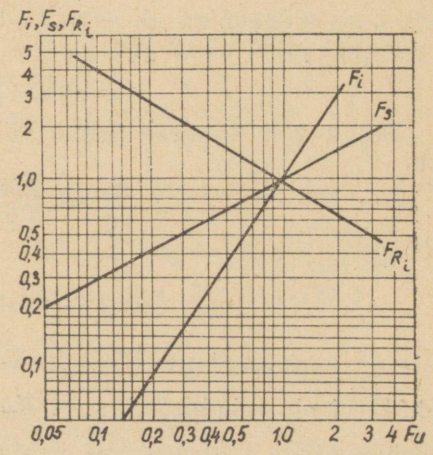
kus U_{g2} on varivõrepinge tüüpväärtus, millele vastavad käsiraamatus toodud karakteristikud.

Nüüd on vaja kontrollida, kas valitud varivõrepinge väärtus tagab võimendusastmelt nõutava võimenduse. Selleks määrame nomogrammilt tõusu ümberarvutusteguri. Kui $F_u=0{,}6$, siis $F_s=0{,}8$.

Leiame lambi tõusu lähtetööpunktis A. Teatavasti

$$S=\frac{\Delta I_a}{\Delta U_g},\quad \text{kui}\quad U_a=const.$$

Tõusu määramiseks tõmbame läbi punkti A vertikaaljoone, mis vastab $U_a=const$, ja leiame ΔI_a:



Joon. 41. Ümberarvutustegurite F_i, F_s ja F_{R_i} määramise nomogramm

$\Delta I_a = I'_a - I''_a$, kus I'_a ja I''_a on anoodvoolu väärtused vertikaaljoone ja lähimate karakteristikute lõikepunktides.
$\Delta U_g = |U''_{g1}| - |U'_{g1}|$, kus U'_{g1} ja U''_{g1} on tüürvõrepingete väärtused, mille juures määrasime I'_a ja I''_a väärtused. Seega

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} = \frac{I'_a - I''_a}{|U''_{g1}| - |U'_{g1}|} = \frac{3{,}25 - 0{,}5}{3{,}5 - 2{,}5} = 2{,}75 \text{ mS}. \quad (4.86)$$

Tõusu uus väärtus

$$S_{arv} = SF_s = 2{,}75 \cdot 0{,}8 = 2{,}2 \text{ mS}. \quad (4.87)$$

Tegelik võimendustegur kesksagedustel

$$K_{01\,arv} = S_{arv} R_a = 2{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 82 \cdot 10^3 = 180. \quad (4.88)$$

Saadud võimsustegur on väiksem eelarvutuses määratud väärtusest:

$$K_{01\,arv} = 180 < K_{01} = 200.$$

Selgitame, kas selline võimenduse vähenemine on lubatav. Eelarvutusest selgub, et projekteeritava kaheastmelise võimendi võimendus on vajalikust tunduvalt suurem, sest

$$\frac{K_{01} K_{02}}{1{,}5 K_{üld}} = \frac{6000}{3800} \approx 1{,}62.$$

Seetõttu võib võimendus etteantuga võrreldes mõningal määral väheneda kõikides astmetes. Võimenduse lubatava vähenemise teguri q iga astme jaoks arvutame valemiga

$$q = \sqrt[n]{\frac{K_{01} K_{02} \ldots K_{0n}}{1{,}5 K_{üld}}}, \quad (4.89)$$

kus n on pingevõimendi astmete arv.
Antud juhul $n = 2$ ja

$$q = \sqrt{1{,}62} \approx 1{,}27. \quad (4.90)$$

Seega võib esimese astme võimedustegur olla mitte väiksem kui

$$\frac{K_{01}}{q} = \frac{200}{1{,}27} = 158.$$

Et

$$K_{01\,arv} = 180 > \frac{K_{01}}{q} = 158, \quad (4.91)$$

siis on varivõrepinge $U_{g2} = 90$ V õigesti valitud. Kui tingimus (4.91) ei ole rahuldatud, s. o. $K_{01\,arv} < \frac{K_{01}}{q}$, tuleb valida kõrgem varivõrepinge (valemis 4.84 näidatud ulatuses) ja leida uued F_u,

F_s, S_{arv} ja $K_{01\,arv}$ väärtused. Kui ka see ei anna vajalikku tulemust, tuleb muuta anoodkoormustakistust R_{a1} või valida teine lambitüüp.

Nomogrammilt (joon. 41) leiame, et kui $F_u=0{,}6$, siis $F_i=0{,}47$ ja $F_{R_i}=1{,}5$. Lambi anoodvool lähtetööpunktis A (joon. 40) $I_{a0}=1{,}8$ mA ja varivõrevool (vt. lisa 16) $I_{g2}=2$ mA. Määrame nende voolude uued väärtused valemitega

$$I_{a0\,arv}=I_{a0}F_i=1{,}8\cdot 0{,}47\approx 0{,}8 \text{ mA}, \quad (4.92)$$

$$I_{g2\,arv}=I_{g2}F_i=2\cdot 0{,}47=0{,}94 \text{ mA}. \quad (4.93)$$

Lambi sisetakistuse uus väärtus

$$R_{i\,arv}=R_iF_{R_i}=800\cdot 1{,}5=1200 \text{ kΩ}=1{,}2 \text{ MΩ}. \quad (4.94)$$

Täpsustame takistite R_{a1} ja R_{f1} tüübid. Takisti $R_{a1}=82$ kΩ hajuvõimsus

$$P_{R_{a1}}=(I_{a0\,arv})^2R_{f1}=(0{,}85\cdot 10^{-3})^2\cdot 82\cdot 10^3=0{,}059 \text{ W}. \quad (4.95)$$

Takisti R_{f1} hajuvõimsus

$$P_{R_{f1}}=(I_{a0\,arv})^2R_{f1}=0{,}85\cdot 10^{-3}\cdot 2\cdot 12\cdot 10^3=0{,}009 \text{ W}. \quad (4.96)$$

Valime takistiks R_{a1} takisti УЛМ-0,12-82 kΩ ja takistiks R_{f1} takisti УЛМ-0,12-12 kΩ.

4. Määrame katoodtakistuse

$$R_{k1}=\frac{E_g}{I_{a0\,arv}+I_{g2\,arv}}=\frac{3}{(0{,}85+0{,}94)\cdot 10^{-3}}=1680 \text{ Ω}. \quad (4.97)$$

Lisast 7 valime takistuse nimiväärtuse $R_{k1}=1{,}6$ kΩ.

Takisti R_{k1} võimsus

$$P_{R_{k1}}=(I_{a0\,arv}+I_{g2\,arv})^2R_{k1}=(1{,}79\cdot 10^{-3})^2\cdot 1{,}6\cdot 10^3\approx 0{,}005 \text{ W}. \quad (4.98)$$

Valime takisti УЛМ-0,12-1,6 kΩ.

Kondensaatori C_{k1} mahtuvus

$$C_{k1}=\frac{1}{2\pi f_m 0{,}2R_{k1}}=\frac{1}{6{,}28\cdot 50\cdot 0{,}2\cdot 1{,}6\cdot 10^3}\approx 10\cdot 10^{-6} \text{ F}=10 \text{ μF}.$$

Lisast 4 valime elektrolüütkondensaatori K50-6-10-10 μF.

5. Määrame varivõretakistuse ja kondensaatori väärtused. Varivõretakistus

$$R_{g21}=\frac{E_a-U_{g2}}{I_{g2\,arv}}=\frac{274-90}{0{,}94\cdot 10^{-3}}=196\cdot 10^3 \text{ Ω}=196 \text{ kΩ}. \quad (4.99)$$

Lisast 7 valime takisti $R_{g21}=200$ kΩ. Takisti R_{g21} hajuvõimsus

$$P_{R_{g21}}=I^2_{g2\,arv}R_{g21}=(0{,}94\cdot 10^{-3})^2\cdot 200\cdot 10^3\approx 0{,}18 \text{ W}.$$

Valime takisti МЛТ-0,25-200 kΩ.

Kondensaatori C_{g21} mahtuvus

$$C_{g21}=\frac{1}{2\pi f_m 0{,}2R_{g21}}=\frac{1}{6{,}28\cdot 50\cdot 0{,}2\cdot 200\cdot 10^3}=0{,}08\cdot 10^{-6} \text{ F}=$$
$$=0{,}08 \text{ μF}. \quad (4.100)$$

Lisast 4 valime kondensaatori МБМ-250-0,08 μF.

6. Leiame lambi 6Ж3П tüürvõretakistuse R_g väärtuse. Takisti R_g jääb rööbiti sisendiga ja peab olema võimalikult suure takistusega (sajad kilo-oomid), kuid ei tohi ületada antud lambile lubatavat maksimaalväärtust $R_{g\,max}$ (tab. 11).

Lambi 6Ж3П $R_{g\,max}=0{,}5$ mΩ. Lisast 7 valime takisti takistusega $R_g=470$ kΩ. Selle takisti võimsus võib olla minimaalne, sest sisendpinge on väga väike ($U_{sis}=2$ mV). Takistiks R_g sobib hästi takisti УЛМ-0,12-470 kΩ. Dünaamilise mikrofoni võnkepooli takistus on kõigest mõni oom. Mikrofoni sobitamiseks võimendi sisendiga on mikrofoniga kokku ehitatud sobitustrafo väljundtakistusega 200...600 Ω. Mikrofoni võimendiga ühendavates juhtmetes tekkivate häirete vähendamiseks tuleb kasutada varjestatud kaablit.

7. Määrame järgmise astme tüürvõretakistuse R_{g1} väärtuse. Takistus R_{g1} peab olema palju suurem kui eelmise astme anoodkoormustakistus, sest muidu väheneks selle astme võimendus tunduvalt. Tavaliselt võetakse

$$R_{g1}=(5\ldots10)R_{a1}. \tag{4.101}$$

Et R_{g1} ei tohi ületada antud lambile lubatavat maksimaalväärtust (tab. 11), tuleb arvestada ka tingimust (4.101), mille järgi antud juhul on R_{g1} minimaalne takistus

$$R_{g1}=5R_{a1}=5\cdot82=410\ \text{kΩ}.$$

Vastavalt projekteeritava võimendi tehnilisele ülesandele peab projekteeritavas võimendis olema võimendusregulaator reguleerimisulatusega $N=20$ dB ja tämbriregulaator. Valime võimendusregulaatori (joon. 35,*b*). Kui lülitame lambi EL_2 võreringi takisti $R_{g1}=R'_{g1}+R''_{g1}$ (potentsiomeetri liugkontakt on joonisel näidatud ülemises asendis), on lambi võrele antav signaal maksimaalne. Signaali nõrgendamiseks 20 dB võrra tuleb potentsiomeetri liugkontakt viia alumisse asendisse. Sel juhul antakse signaal võrele takistilt R''_{g1}, mille takistus määratakse valemiga

$$R''_{g1}=\frac{R_{g1}}{10^{\frac{N}{20}}}=\frac{410}{10^{\frac{20}{20}}}=41\ \text{kΩ}. \tag{4.102}$$

Järelikult

$$R'_{g1}=R_{g1}-R''_{g1}=410-41=369\ \text{kΩ}. \tag{4.103}$$

Lisast 7 valime takistiks R'_{g1} potentsiomeetri СП takistusega $R'_{g1}=330$ kΩ ja takisti $R''_{g1}=47$ kΩ. Takistite R'_{g1} ja R''_{g1} hajuvõimsused leiame valemiga

$$P_{R'_g+R''_g}=\frac{U^2_{sis\,2}}{2(R'_{g1}+R''_{g1})}, \tag{4.104}$$

kus $U_{sis\,2}$ on lambi EL_2 sisendpinge.

Tabel 11

Mõningate lampide võretakistuste lubatavad maksimaalväärtused

Lambi tüüp	$R_{g\ max}$ MΩ
6С2П	0,25
6П1П, 6П3С, 6Ж3П, 6Ж4П, 6Н2П, 6К4П, 6Н9П	0,5
6С3П, 6П14П, 6П15П, 6П18П, 6Ж1П, 6Ж2П, 6Ж5П, 6Ж9П, 6Н1П, 6Н3П, 6Н4П, 6Н5С, 6Н5П, 6Н13С, 6Н14П	1,0

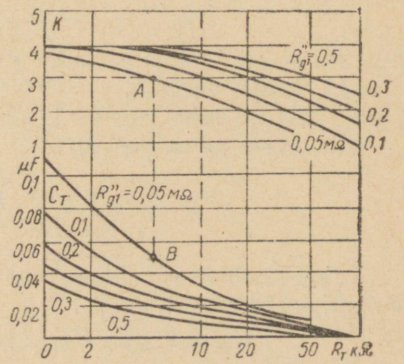
Kui $U_{sis\,2}=U_{välj\,1}=U_{sis\,1}K_{01\,arv}=2\cdot10^{-3}\cdot180=0{,}36$ V, siis

$$P_{R'_{g1}+R''_{g1}}=\frac{0{,}36^2}{2\cdot(377\cdot10^3)}\approx17\cdot10^{-8}\text{ W}.$$

Seega võivad takistite R'_{g1} ja R''_{g1} võimsused olla minimaalsed. Valime potentsiomeetri võimsusega $P_{R'_{g1}}=0{,}5$ W ja takistiks R''_{g1} takisti УЛМ-0,12-47 kΩ.

Tämbriregulaatori elementide R_T ja C_T väärtused võime määrata joonisel 42 toodud nomogrammi abil.

Oletame, et võimendi sageduskarakteristik peab madalsagedustel tõusma 10 dB (3 korda). Nomogrammi ülaosas, kus vertikaalteljele on kantud karakteristiku tõusu väärtused, kanname punktist $K=3$ horisontaaljoone lõikumiseni joonega, millele vastab $R''_{g1}=0{,}05$ MΩ (s.o. lähim suurus meie poolt leitud $R''_g=47$ kΩ väärtusele), ja märgime punkti A. Punktist A tõmbame



Joon. 42. Lülituselementide R_T ja C_T väärtuste määramise nomogramm

vertikaaljoone alla lõikumiseni kõveraga, mis vastab $R''_{g1}=$ $=0{,}05$ MΩ väärtusele (punkt B). Seejärel leiame telgedel punkti B koordinaadid, millele vastavad $R_T=5$ kΩ ja $C_T=0{,}05$ μF. Lisadest 7 ja 4 valime takisti УЛМ-0,12-5,1 kΩ ja kondensaatori МБМ-160-0,05 μF.

8. Sidestuskondensaatori C_{s1} mahtuvus

$$C_{s1}=\frac{1}{2\pi f_m R_{g1}\sqrt{M_m^2-1}}=\frac{1}{6{,}28\cdot 50\cdot 377\cdot 10^3\sqrt{1{,}05^2-1}}=$$

$$=0{,}027\cdot 10^{-6}\ \text{F}=0{,}027\ \mu\text{F}. \qquad (4.105)$$

Lisast 4 valime kilekondensaatori П0-300-0,03 μF.

9. Võimendustegur kesksagedustel, arvestades takistuse R_{g1} šuntivat toimet,

$$K'_{01\,arv}=S_{arv}\frac{R_{a1}R_{g1}}{R_{a1}+R_{g1}}=2{,}2\cdot 10^{-3}\frac{82\cdot 10^3\cdot 377\cdot 10^3}{82\cdot 10^3+377\cdot 10^3}=148. \qquad (4.106)$$

Seega osutub võimendusastme tegelik võimendustegur kesksagedustel väiksemaks kui varem arvutatud K_{1arv} ($148<180$). Arvestades aga varem arvestatud võimendusvaru (1,5 korda), on võimenduse selline vähenemine lubatav.

10. Täpsustame esimese astme mittelineaarmoonutused. Kui võimendusastme väljundpinge amplituud on suur ($U_{välj\,m}\geqslant 0{,}2E_a$), siis on kindlasti vaja kontrollida, kas mittelineaarmoonutused ei ületa lubatud väärtust. Seda võib teha lambi dünaamilise karakteristiku ning valemite (4.41) ja (4.42) abil. Antud juhul pole niisugune kontroll vajalik, sest

$$U_{välj\,1m}=U_{sis\,m}K'_{01\,arv}=2\cdot 10^{-3}\cdot 148\approx 0{,}3\ \text{V}<0{,}2E_a=$$
$$=0{,}2\cdot 274=55\ \text{V}.$$

Teise astme arvutus trioodiga 6С3П *(võimendusastme tüüpskeem on toodud joonisel* 30, *a).*

1. Määrame anoodkoormustakistuse R_{a2}. Lubatavaid sagedusmoonutusi arvestades peab trioodi maksimaalne anoodkoormustakistus

$$R_{a2}\leqslant\frac{R_{ekv2}R_{i2}}{R_{i2}+R_{ekv\,2}}, \qquad (4.107)$$

kus $R_{ekv\,2}$ on lambi anoodahela ekvivalentne takistus vahelduvvoolule,

R_{i2} — teise astme lambi sisetakistus.

Vastavalt valemile (4.79)

$$R_{ekv\,2}=\frac{\sqrt{M_{k2}^2-1}}{2\pi f_k C_{02}}. \qquad (4.108)$$

Teise astme anoodkoormust šuntiva mahtuvuse C_{02} leiame valemiga (4.80):

$$C_{02}=C_{sis\,3}+C_{läb\,3}(1+K_{03})+C_{välj\,2}+C_m. \qquad (4.109)$$

Lisast 15 leiame lambile EL_3 (6П14П) $C_{sis\,3}=11$ pF, $C_{läb\,3}=0{,}2$ pF ja lisast 16 lambile EL_2 (6С3П) $C_{välj\,2}=1{,}65$ pF. Võtame montaažimahtuvuseks $C_m=15$ pF. Vastavalt valemile (4.60) $K_{03}=59$. Seega

$$C_{02}=11+0{,}2(1+59)+1{,}65+15=39{,}65 \text{ pF}.$$

Võtame $C_{02}=40$ pF.

Paneme valemisse (4.108) arvväärtused:

$$R_{ekv\,2}=\frac{\sqrt{1{,}05^2-1}}{6{,}28\cdot 6\cdot 10^3\cdot 40\cdot 10^{-12}}=210\cdot 10^3\ \Omega=210\ \text{k}\Omega.$$

Kui võimendusastme arvutamise tulemusena selgub, et $R_{ekv}>>R_i$, siis on sagedusmoonutused igal R_a väärtusel lubatust väiksemad. Sel juhul ei määrata R_a avaldise (4.107) alusel, vaid seosest

$$R_a=\alpha R_i. \tag{4.110}$$

Valime α vahemikus 2...5 sellise arvestusega, et oleks tagatud vajalik võimendustegur. Antud juhul

$$R_{ekv\,2}=210\ \text{k}\Omega \gg R_{i2}=2{,}5\ \text{k}\Omega.$$

Seepärast valime $R_{a2}=\alpha R_{i2}=5\cdot 2{,}5=12{,}5$ kΩ. (4.111)

Lisast 7 valime takistuse nimiväärtuse $R_{a2}=13$ kΩ (takisti võimsuse leiame pärast lambi EL_2 anoodvoolu alaliskomponendi määramist).

2. Arvutame lahtisidestusfiltri elementide väärtused.[1]

Valemi (4.82) alusel

$$R_{f2}=(0{,}1\ldots 0{,}2)R_{a2}=0{,}15\cdot 13=1{,}95\ \text{k}\Omega.$$

Lisast 7 valime takistuse nimiväärtuse $R_{f2}=2$ kΩ (võimsuse täpsustame jällegi pärast anoodvoolu alaliskomponendi määramist).

Valemi (4.83) alusel

$$C_{f2}\geqslant\frac{20\ldots 50}{f_m R_{f2}}=\frac{20}{50\cdot 2\cdot 10^3}=200\ \mu\text{F}.$$

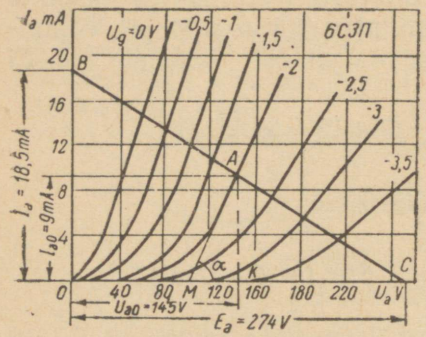
Lisast 4 valime elektrolüütkondensaatori К50-7-300-200 μF.

3. Tõmbame lambi 6С3П karakteristikutel (joon. 43) koormussirge läbi punkti B ordinaatteljel, millele vastav vool

$$I_a=\frac{E_a}{R_{a2}+R_{f2}}=\frac{274}{(13+2)\cdot 10^3}=18{,}5\ \text{mA},$$

---

[1] Selles astmes võib lahtisidestusfiltri ka ära jätta, sest endaergutuse ohtu pole. Mõnikord kasutatakse lahtisidestusfiltrit sobivama anoodpinge saamiseks. — *Tõlk.*



Joon. 43. Trioodi 6С3П anoodkarakteristikud

ja läbi punkti C abstsissteljel, mis vastab anoodtoiteallika pingele E_a=274 V. Võre-eelpinge võrevooludeta režiimis

$$|-E_g| \geqslant U_{sis\,2} + (0{,}5 \ldots 1)\ \text{V}, \tag{4.112}$$

kus $U_{sis\,2}$ on teise astme lambi EL_2 sisendpinge amplituudiväärtus.

Et $U_{sis\,2m} = U_{välj\,1m} = 0{,}3$ V, siis $|-E_g| \geqslant 0{,}3+1 = 1{,}3$ V. Selleks et vähendada tarbetut alalispingelangu takistil R_{a2}, tuleks vähendada anoodvoolu alaliskomponenti I_{a0}, millega seoses suureneks lambi anoodpinge alaliskomponent U_{a0}. Teisest küljest võib anoodvoolu alaliskomponendi I_{a0} vähendamine viia lambi töökäigu lambi karakteristikute mittelineaarsesse ossa, mistõttu suurenevad mittelineaarmoonutused. Neid kahte asjaolu arvestades valime eelpingeks $E_g = -2$ V, millega koormussirgel on määratud lähtetööpunkt A ($U_{g1} = -2$ V). Valitud lähtetööpunktis U_{a0}=145 V ja I_{a0}=9 mA.

Täpsustame takistite R_{a2} ja R_{f2} hajuvõimsused:

$$P_{R_{a2}} = I_{a0}^2 R_{a2} = (9 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 13 \cdot 10^3 = 1{,}05\ \text{W}, \tag{4.113}$$

$$P_{R_{f2}} = I_{a0}^2 R_{f2} = (9 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2 \cdot 10^3 = 0{,}16\ \text{W}. \tag{4.114}$$

Seega tuleb takistiks R_{a2} valida takisti МЛТ-2-13 kΩ ja takistiks R_{f2} takisti МЛТ-0,25-2 kΩ.

4. Määrame katoodtakisti ja kondensaatori. Katoodringitakistus

$$R_{k2} = \frac{E_g}{I_{a0}} = \frac{2}{9 \cdot 10^{-3}} = 222\ \Omega. \tag{4.115}$$

Valime lisast 7 takistuse R_{k2}=220 Ω. Takisti R_{k2} hajuvõimsus

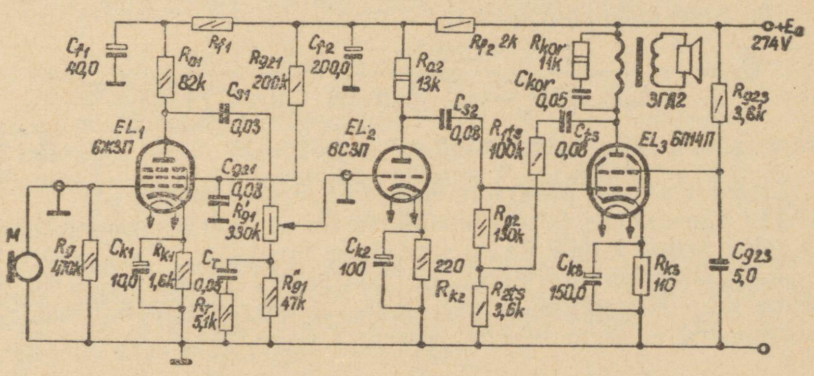
$$P_{R_{k2}} = I_{a0}^2 R_{k2} = (9 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 220 = 0{,}018\ \text{W}. \tag{4.116}$$

Valime takisti УЛМ-0,12-220 Ω. Kondensaatori C_{k2} mahtuvus arvutatakse valemiga (4.45):

$$C_{k2}=\frac{1}{2\pi f_m 0{,}2R_{k2}}=\frac{1}{6{,}28\cdot 50\cdot 0{,}2\cdot 220}=72{,}5\cdot 10^{-6}\ \text{F}=72{,}5\ \mu\text{F}.$$

Lisast 4 valime kondensaatori ЭТО-1-6-80 μF.[1]

5. Määrame lambi sisetakistuse väärtuse lähtetööpunktis. Selleks tõmbame anoodkarakteristikule punktis A ($U_{g1}=-2$ V) puutuja (joon. 43) ning märgime ΔI_a ja ΔU_a väärtused, mille alusel



Joon. 44. Väikese võimsusega madalsagedusvõimendi põhimõtteskeem (näidise 11 juurde)

leiamegi $R_{i\,arv}$ väärtuse. Need väärtused võime saada ka kolmnurga AMK külgedena, kusjuures

$$R_{i\,arv}=\frac{MK}{KA}=\frac{38}{9\cdot 10^{-3}}=4200=4{,}2\ \text{k}\Omega. \qquad (4.117)$$

6. Leiame takistuse R_{g2} tingimusest

$$R_{g2}=(5\ldots 10)R_{a2}=(5\ldots 10)\cdot 13\cdot 10^3\ \Omega. \qquad (4.118)$$

Lisast 7 valime takistuse $R_{g2}=130$ kΩ. Lambile 6П14П $R_{g\,max}=1$ MΩ (vt. tabel 11). Järelikult on tingimus $R_{g2}=130$ kΩ$<$ $<R_{g2\,max}=1$ MΩ rahuldatud.

7. Määrame astme võimendusteguri kesksagedustel:

$$K_{02\,arv}=\frac{\mu_2}{1+\frac{R_{i2\,arv}}{R_{a2}}+\frac{R_{i2\,arv}}{R_{g2}}}=\frac{50}{1+\frac{4{,}2}{13}+\frac{4{,}2}{130}}=37. \qquad (4.119)$$

[1] Kondensaatori ЭТО asemel võib kasutada ka odavamaid kondensaatoreid К53-1, К-50-3 ja К50-6.

Seega

$$K_{02\,arv}=37>K_{02}=30.$$

8. Astme väljundpinge

$$U_{välj\,2m}=U_{sis\,2m}K_{02\,arv}=0{,}3\cdot 37=11\ \text{V}. \qquad (4.120)$$

9. Täpsustame takisti R_{g2} tüübi. Takisti R_{g2} hajuvõimsus

$$P_{R_{g2}}=\frac{U^2_{välj\,2m}}{2R_{g2}}=\frac{11^2}{2\cdot 130\cdot 10^3}=4{,}6\cdot 10^{-4}\ \text{W}. \qquad (4.121)$$

Takistiks R_{g2} sobib takisti УЛМ-0,12-130 kΩ.

10. Sidestuskondensaatori C_{s2} mahtuvus

$$C_{s2}=\frac{1}{2\pi f_m R_{g2}\sqrt{M_m^2-1}}=\frac{1}{6{,}28\cdot 50\cdot 130\cdot 10^3\sqrt{1{,}05^2-1}}=$$

$$=0{,}076\cdot 10^{-6}\ \text{F}=0{,}076\ \mu\text{F}. \qquad (4.122)$$

Lisast 4 valime paberkondensaatori МБМ-500-0,08 μF.

11. Täpsustame teise võimendusastme mittelineaarmoonutused. Et teise astme lambi EL_2 sisendpinge on väike ($U_{sis\,2m}=0{,}3$ V) ja ka väljundpinge on väike ($U_{m\,välj\,2}=11\ \text{V}\ll 0{,}2E_a=55$ V), võime ilma kontrollimata arvestada, et teise astme mittelineaarmoonutused ei ületa lubatud väärtust ($\gamma_2=1\%$).

NÄIDIS 12. VASTASTAKTLÜLITUSES VÕIMSUSVÕIMENDI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada võimsusvõimendusaste järgmiste lähteandmete alusel: 1) *väljundvõimsus* $P_{välj}=10$ W; 2) *sagedusriba* $f_m\ldots f_k=50\ldots 6000$ Hz; 3) *koormustakistus* $R_t=5$ Ω; 4) *koormuse induktiivsus* $L_t=3\cdot 10^{-3}$ H; 5) *sagedusmoonutustegur* $M_m=M_k=1{,}2$; 5) *mittelineaarmoonutustegur* $\gamma=6\%$.

Arvutuskäik

1. Valime võimendusastme lülituse ja režiimi. Nagu selgub lisast 15, ei ületa levinumate võimsusvõimenduslampide väljundvõimsus A-klassi režiimis 4...6 W. Järelikult tuleb vajaliku väljundvõimsuse saamiseks kasutada vastastaktlülitust (joon. 31, *b*). Projekteeritava võimendi töörežiimiks on otstarbekas valida AB_1-klassi režiim, sest see tagab küllalt kõrge kasuteguri juures suhteliselt väikesed mittelineaarmoonutused. Ühtede ja samade lampide korral võib AB_1-klassi režiimis saada tunduvalt suuremat väljundvõimsust kui A-klassi režiimis. See on seletatav kõrgema anoodpinge kasutamise võimalusega AB_1-klassi režiimis,

mis A-klassi režiimis oleks põhjustanud anoodi ülekuumenemist. Anoodpinget võib suurendada tänu sellele, et lambi anoodvoolu alaliskomponent on märksa väiksem kui A-klassi režiimis ja pole vaja karta anoodi lubatava hajuvõimsuse ületamist (sealjuures ei tohi anoodpinge aga ületada antud lambile lubatavat maksimaalset anoodpinget $U_{a\,lub}$).

2. Määrame lambi tüübi. Lamp valitakse anoodi maksimaalse lubatava hajuvõimsuse järgi ($P_{a\,lub}$). AB_1-klassi režiimis on anoodi hajuvõimsus ligikaudu võrdne lambilt saadava kasuliku väljundvõimsusega ($P_{välj\,EL}$):

$$P_{a\,lub}=P_{välj\,EL}. \tag{4.123}$$

Vastastaktlülituse ühe õla lambi väljundvõimsus

$$P_{välj\,EL}=\frac{P_{välj}}{2\eta_{tr}}, \tag{4.124}$$

kus η_{tr} on väljundtrafo kasutegur.

Eeldades, et $P_{a\,lub}=P_{välj\,EL}$, valime lambi, mille anoodi maksimaalne lubatav hajuvõimsus ületaks P_a arvutatud väärtuse:

$$P_{a\,lub}\geqslant P_{a\,max}. \tag{4.125}$$

Kui maksimaalne hajuvõimsus on suur ja ükski käsiraamatutes toodud lampidest ei rahulda tingimust (4.125), tuleb vastastaktlülituse kumbagi õlga lülitada mitu lampi rööbiti (joon. 31, *c*). Nende arv õlas määratakse valemiga

$$m=\frac{P_{a\,max}}{P_{a\,lub}} \tag{4.126}$$

ja ümardatakse suuremale täisarvule. Sel juhul iga lambi poolt antav kasulik võimsus

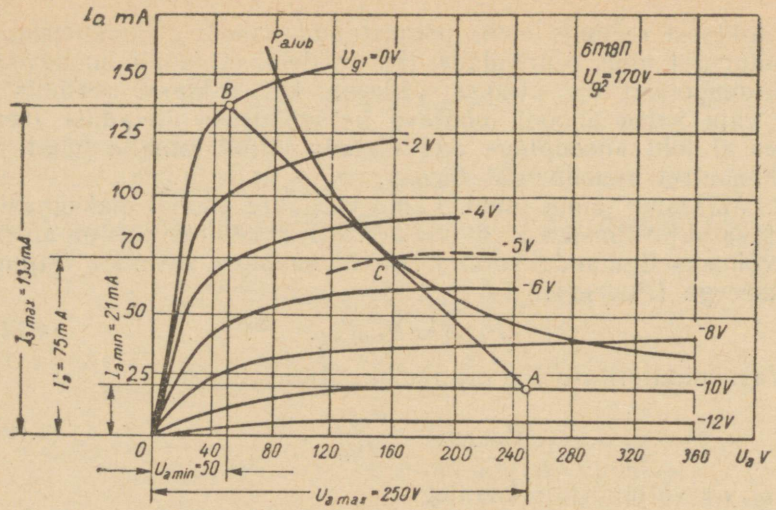
$$P'_{välj\,EL}=\frac{P_{välj}}{2m\eta_{tr}}. \tag{4.127}$$

Antud juhul võtame tabeli 8 alusel $\eta_{tr}=0{,}9$. Seega $P_{a\,max}=$
$=P_{välj\,EL}=\frac{10}{2\cdot 0{,}9}=5{,}55$ W.

Lisast 15 valime vastastaktlülituse kumbagi õlga lambi 6П18П, millel $P_{a\,lub}=12$ W$>P_{a\,max}=5{,}55$ W.

3. Määrame lambi koormussirge. Selleks märgime lambi 6П18П karakteristikutel, mis on määratud varivõrepingel $U_{g2}=$ 170 (joon. 45), tüürvõrepingele $U_{g1}=0$ vastava karakteristiku põlvekoha keskel punkti *B*.

Lisast 15 leiame lambile 6П18П maksimaalse lubatava anoodpinge ($U_{a\,lub}=250$ V). Võtame lähtetööpunktis mõjuvaks anoodpingeks $U_{a\,max}=U_{a\,lub}=250$ V. Tõmbame punktist *B* lubatava anoodi hajuvõimsuse hüperboolile puutuja. Anoodpingele ($U_{a\,max}=$



Joon. 45. Pentoodi 6П18П anoodkarakteristikud

=250 V) vastava vertikaaljoone ja puutuja lõikepunkt jääb nüüd lähtetööpunktiks *A*.

Sirge *BA* ongi koormussirgeks, mis tagab lambi maksimaalse väljundvõimsuse.

Tõmmates punktist *B* vertikaaljoone anoodpinge teljele, leiame minimaalse anoodpinge $U_{a\,min}$=50 V. Punktide *B* ja *A* ordinaadid määravad vastavalt anoodvoolu maksimaal- ja minimaalväärtuse:

$$I_{a\,max}=133 \text{ mA},$$

$$I_{a\,min}=21 \text{ mA}.$$

Punktide *B* ja *A* abstsisside ja ordinaatide vahed annavad anoodvoolu ja -pinge vahelduvkomponendid:

$$U_{am}=U_{a\,max}-U_{a\,min}=250-50=200 \text{ V}, \qquad (4.128)$$

$$I_{am}=I_{a\,max}-I_{a\,min}=133-21=112 \text{ mA}. \qquad (4.129)$$

Nende andmete alusel arvutame kummagi lambi poolt antava kasuliku võimsuse:

$$P_{välj\,EL\,arv}=\frac{U_{am}I_{am}}{4}=\frac{200\cdot 112\cdot 10^{-3}}{4}=5{,}6 \text{ W}. \qquad (4.130)$$

On vajalik, et

$$P_{välj\,EL\,arv}\geqslant P_{välj\,EL}. \qquad (4.131)$$

Antud juhul on tingimus (4.131) rahuldatud, sest

$$P_{välj\,EL\,arv}=5{,}6 \text{ W}>P_{välj\,EL}=5{,}55 \text{ W}.$$

4. Valime eelpinge ja määrame vastastaktlülituse sisendpinge. Jooniselt 45 näeme, et vajalik lähtetööpunkt tagatakse tüürvõrepingega $E_g=-10$ V. On ilmne, et võrevooludeta tööreżiimis ei tohi kummagi lambi sisendpinge ületada 10 V. Järelikult

$$U_{sis\,m}=E_g=10\text{ V}. \tag{4.132}$$

5. Kontrollime anoodi hajuvõimsust lähtetööpunktis, s. o. sisendsignaali puudumisel:

$$P_{a0}=U_{a\,max}I_{a\,min}=250\cdot 21\cdot 10^{-3}=5{,}25\text{ W}<P_{a\,lub}=12\text{ W}. \tag{4.133}$$

6. Leiame kummagi lambi anoodi hajuvõimsuse sisendsignaali maksimaalväärtusel:

$$P_{a\,max}=U_{a\,max}I'_{a0}-P_{välj\,EL\,arv}, \tag{4.134}$$

kus I'_{a0} on lambi anoodvoolu alaliskomponent maksimaalse sisendsignaali korral.

I'_{a0} leidmiseks võime kasutada valemit

$$I'_{a0}\approx 0{,}32I_{a\,max}+0{,}43I_{a\,min}. \tag{4.135}$$

Antud juhul

$$I'_{a0}=0{,}32\cdot 133+0{,}43\cdot 21=51{,}5\text{ mA}.$$

Seega

$$P_{a\,max}=250\cdot 51{,}5\cdot 10^{-3}-5{,}6=7{,}3\text{ W}<P_{a\,lub}=12\text{ W}.$$

Arvutuste tulemustest näeme, et lambid töötavad antud juhul üsna kerges režiimis.

7. Leiame mittelineaarmoonutusteguri. Vastastaktlülituse korral AB_1-klassi režiimis on mittelineaarmoonutused määratud peamiselt kolmanda harmoonilisega. Seega võime kasutada valemit

$$\gamma'=\frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{x}{x+2}\right)+\left(\frac{2I'_a-I_{a\,max}}{I'_a+I_{a\,max}}\right)^2}\cdot 100\%, \tag{4.136}$$

kus x on lülituse mittesümmeetrilisuse tegur (valitud lambipaari korral tavaliselt $x=0{,}1\ldots 0{,}2$),

I'_a — lambi anoodvool võrepingel $U'_{g1}=-0{,}5\,|E_g|$.

Antud juhul

$$U'_{g1}=-0{,}5\cdot 10=-5\text{ V}.$$

Konstrueerime orienteerivalt karakteristiku lõigu tüürvõrepingel $U_{g1}=-5$ V (joonisel 45 näidatud punktiiris), märgime selle lõikumispunkti koormussirgega (punkt C) ja leiame $I'_a=75$ mA. Kui $x=0{,}15$, siis

$$\gamma'=\frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{0{,}15}{0{,}15+2}\right)^2+\left(\frac{2{,}75-133}{75-133}\right)^2}\cdot 100\%=5{,}5\%.$$

Seega ei ületa arvutuslik mittelineaarmoonutustegur lubatud väärtust:

$$\gamma'=5{,}5\%<\gamma=6\%. \tag{4.137}$$

Juhul kui tingimus (4.137) ei ole rahuldatud, võib mittelineaarmoonutusi vähendada vastastaktlülitust haarava negatiivse tagasisidega.

8. Valime eelpingestamise lülituse. AB_1-klassi režiimis on eelpingeallikaks tavaliselt autonoomne pingeallikas (eraldi alaldi). Automaatset eelpinget on raske kasutada, sest anoodvoolu keskväärtus kõigub suurtes piirides sõltuvalt sisendpinge amplituudist. Mõnikord kasutatakse automaatset eelpinget ka AB_1-klassi režiimi korral, kuid siis ei tohi anoodvoolu vahelduvkomponendi amplituudiväärtus ületada lähtetööpunkti kolmekordset voolu $I_{a\,min}$:

$$I_{am} \leqslant 3I_{a\,min}. \tag{4.138}$$

Kui tingimus (4.138) on rahuldatud, määrame katoodtakistuse valemiga

$$R_k = \frac{E_g}{2(I'_{a0}+I_{g2})}, \tag{4.139}$$

kus I_{g2} on lambi varivõrevool (leitakse käsiraamatust).

Katoodkondensaatori mahtuvus arvutatakse valemiga (4.45). Projekteeritava võimendusastme korral

$$I_{am} = 112 \text{ mA} > 3I_{a\,min} = 3 \cdot 21 = 63 \text{ mA}.$$

Seega tuleb kasutada automaatse eelpinge allikat (joon. 31, *b*) pingega $E_g = -10$ V.

9. Anoodidevahelise koormustakistuse vajalik väärtus

$$R_{aa\,opt} = \frac{4U_{am}}{mI_{am}}. \tag{4.140}$$

Antud juhul

$$R_{aa\,opt} = \frac{4 \cdot 200}{112 \cdot 10^{-3}} = 7150 \ \Omega.$$

10. Määrame väljundtrafo primaarmähise takistuse (lülituse ühe õla jaoks):

$$r_1 = R_{aa\,opt}\frac{1-\eta_{tr}}{2} = 7150\frac{1-0{,}9}{2} = 358 \ \Omega. \tag{4.141}$$

11. Anoodtoiteallika pinge

$$E_a = U_{a\,max} + I'_{a0}r_1 = 250 + 51{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 358 = 268{,}5 \text{ V}. \tag{4.142}$$

Valime $E_a = 270$ V.

12. Arvutame varivõreahela elementide väärtused. Selleks et tagada vajalik varivõrepinge $U_{g2} = 170$ V, peab varivõretakistus

$$R_{g2} = \frac{E_a - U_{g2}}{2I_{g2}}, \tag{4.143}$$

kus I_g on ühe lambi varivõrevool.

Lisast 15 leiame lambile 6П18П $I_{g2} = 8$ mA.

Järelikult

$$R_{g2}=\frac{270-170}{2\cdot 8\cdot 10^{-3}}=6200\ \Omega.$$

Lisast 7 valime takistuse nimiväärtuse $R_{g2}=6{,}2$ kΩ.
Takisti R_{g2} hajuvõimsus

$$P_{R_{g2}}=(2I_{g2})^2R_{g2}=(2\cdot 8\cdot 10^{-3})^2\cdot 6{,}2\cdot 10^3\approx 1{,}6\ \text{W}. \quad (4.144)$$

Takistina R_{g2} võib kasutada takistit МЛТ-2-6,2 kΩ. Kondensaatori C_{g2} mahtuvus arvutatakse valemiga

$$C_{g2}=\frac{1}{2\pi f_m 0{,}2R_{g2}}=\frac{1}{6{,}28\cdot 50\cdot 0{,}2\cdot 6{,}2\cdot 10^3}=3{,}7\cdot 10^{-6}\ \text{F}=2{,}7\ \mu\text{F}. \quad (4.145)$$

Lisast 4 valime paberkondensaatori МБГП-400-4 μF.

13. Väljundtrafo primaarmähise induktiivsus

$$L_1=\frac{R_{aa\ opt}}{2\pi f_m\sqrt{M_m^2-1}}=\frac{7150}{6{,}28\cdot 50\sqrt{1{,}2^2-1}}=34\ \text{H}, \quad (4.146)$$

kus M_m on lõppastmele lubatav madalsageduste lineaarmoonutustegur.

14. Leiame väljundtrafo puisteinduktiivsuse. Maksimaalne lubatav puisteinduktiivsus on AB_1-klassi režiimis määratud siirdeprotsessidega, mis toimuvad trafo primaarmähist läbivate anoodvooluimpulsside ajal. Puisteinduktiivsuse toime avaldub selles, et anoodvool ei saavuta oma väärtust hetkeliselt, vaid teatud hilinemisega. Voolu hilinemine põhjustab trafo väljundpinge kuju moonutamist. Selleks et siirdeprotsessidest tingitud mittelineaarmoonutused oleksid lubatavates piirides, soovitatakse hoida puisteinduktiivsus L_S minimaalne, s. o. mitte üle 0,5% L_1 väärtusest. Vastavalt sellele nõudele

$$L_S\leqslant 0{,}005L_1=0{,}005\cdot 34=0{,}17\ \text{H}. \quad (4.147)$$

15. Väljundtrafo ülekandesuhe

$$n=\frac{w_2}{w_1}=\sqrt{\frac{R_t}{R_{aa\ opt}\eta_{tr}}}=\frac{5}{7150\cdot 0{,}9}=0{,}028. \quad (4.148)$$

16. Arvutame korrigeeriva ahela elementide väärtused:

$$R_{kor}=4R_{aa\ opt}=4\cdot 7150=28\,600\ \Omega. \quad (4.149)$$

Lisast 7 valime takistuse nimiväärtuse $R_{kor}=30$ kΩ.
Takisti R_{kor} hajuvõimsuse leiame valemiga

$$P_{R_{kor}}=\frac{(2U_{am})^2}{2R_{kor}}, \quad (4.150)$$

kus $2U_{am}$ on väljundtrafo kogu primaarmähisel mõjuva vahelduvpinge amplituudiväärtus.

Valemist (4.128) $U_{am}=200$ V. Järelikult

$$P_{R_{kor}}=\frac{(2\cdot 200)^2}{2\cdot 30\cdot 10^3}=2{,}6 \text{ W}.$$

Valime takistiks R_{kor} takisti BC-5-30 kΩ.

Kondensaatori C_{kor} mahtuvuse leiame valemiga

$$C_{kor}=\frac{2L_S+\frac{L_t}{n^2}}{R_{kor}^2}=\frac{2\cdot 0{,}17+\frac{3\cdot 10^{-3}}{0{,}028^2}}{(30\cdot 10^3)^2}\approx 4\cdot 700\cdot 10^{-6} \text{ F}=$$

$$=4700 \text{ pF}, \qquad (4.151)$$

kus L_S ja L_t on henrides,

R — oomides.

Lisast 4 valime kondensaatoriks C_{kor} kondensaatori KCO-5-500-4700 pF.

Takistite R_{g1} ja R_{g2} takistused ning kondensaatorite C_{s1} ja C_{s2} mahtuvused (joon. 31, *b*) määratakse eelmise astme, s.o. faasipöördelülituse arvutuse käigus (vt. näidis 13).

17. Järgneb väljundtrafo konstruktiivne arvutus. Vastastaktlülituse väljundtrafo arvutus erineb mõnevõrra A-klassi võimsusvõimendi väljundtrafo arvutusest, sest vastastaktlülituse väljundtrafo töötab eelmagneetimiseta.

Vastavalt lisale 17 valime projekteeritava võimendi väljundtrafo südamiku materjaliks elektrotehnilise terase Э310.

Ш-kujulise südamiku keskmise osa ristlõike võime määrata empiirilise valemiga

$$S=\frac{0{,}4P_{välj}}{\eta_{tr}}=\frac{0{,}4\cdot 10}{0{,}9}=4{,}45 \text{ cm}^2, \qquad (4.152)$$

kus $P_{välj}$ on voltides.

Valemite (1.12) ja (1.13) abil leiame keskmise samba laiuse *a* ja plekipaki paksuse *c*:

$$a=0{,}9\sqrt{S}=0{,}9\sqrt{4{,}45}=1{,}9 \text{ cm},$$

$$c=1{,}1\sqrt{S}=1{,}1\sqrt{4{,}45}=2{,}3 \text{ cm}.$$

Lisast 3 valime südamiku tüübi Ш-20.

Primaarmähise keerdude arvu leiame valemiga (4.68):

$$w_1=550\sqrt{L_1\frac{l_k}{S}} \text{ keerdu},$$

kus L_1 on henrides,

l_k — sentimeetrites.

Südamiku Ш-20 korral

$$l_k=17{,}2 \text{ cm}.$$

Seega

$$w_1 = 550 \sqrt{34 \frac{17{,}2}{4{,}45}} = 6350 \text{ keerdu.}$$

Mähise keskelt tuleb teha väljavõte.
Sekundaarmähise keerdude arv

$$w_2 = n w_1 = 0{,}028 \cdot 6350 = 178 \text{ keerdu.}$$

Trafo südamikus mõjuva magnetvoo tiheduse maksimaalväärtuse leiame valemiga

$$B_m = \frac{4{,}5 \cdot 10^3 U_{am}}{f_m S w_1} \text{ T,} \tag{4.153}$$

kus U_{am} on väljundtrafo primaarmähise ühel poolel mõjuva vahelduvpinge amplituudiväärtus.

Antud juhul $U_{am} = 200$ V. Seega

$$B_m = \frac{4{,}5 \cdot 10^3 \cdot 200}{50 \cdot 4{,}45 \cdot 6350} = 0{,}64 \text{ T.}$$

Tabelist 10 leiame väljundvõimsusele $P_{välj} = 10$ W vastava lubatava magnetvoo tiheduse $P_{m\,lub} = 0{,}8$ T. Järelikult

$$B_m = 0{,}64 \text{ T} < B_{m\,lub} = 0{,}8 \text{ T} \tag{4.154}$$

ja trafo poolt tekitatavad mittelineaarmoonutused võime jätta arvestamata. Kui tingimus (4.154) ei ole rahuldatud, tuleb primaarmähise keerdude arv leida valemiga

$$w_1 = \frac{6{,}4 \cdot 10^3 U_{am}}{f_m S}. \tag{4.155}$$

Primaarmähise traadi läbimõõdu (ilma isolatsioonita) määrame mähise takistuse kaudu:

$$d_1 = 0{,}015 \sqrt{\frac{w_1 l_k}{r_1}} \text{ mm,} \tag{4.156}$$

kus r_1 on primaarmähise takistus oomides,
l_k — keeru keskmine pikkus sentimeetrites, mille määrame valemiga (1.28) ja mida kontrollime lubatava voolutiheduse suhtes:

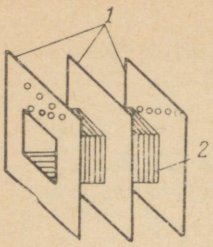
$$d_1 = 0{,}26 \sqrt{I_{a\,max}} \text{ mm,} \tag{4.157}$$

kus $I_{a\,max}$ on anoodvoolu maksimaalväärtus amprites. Kahest arvutuslikult leitud d_1 väärtusest valime suurema.

Antud juhul

$$l_k = 2(a+c) + \pi b = 2(2+2{,}3) + 3{,}14 \cdot 2 = 14{,}88 \text{ cm.}$$

$$I_{a\,max} = 0{,}133 \text{ A,}$$



Joon. 46. Vastastaktlülituses trafo kahesektsiooniline alus: *1* — põsed, *2* — südamik

järelikult

$$d_1 = 0{,}015\sqrt{\frac{6350 \cdot 14{,}88}{358}} = 0{,}24 \text{ mm.}$$

$$d_1 = 0{,}26\sqrt{0{,}133} \approx 0{,}1 \text{ mm.}$$

Seega peame valima $d_1 = 0{,}24$ mm.

Sekundaarmähise traadi läbimõõdu (ilma isolatsioonita) arvutame valemiga (4.74):

$$d_2 = 0{,}8 d_1 \frac{1}{\sqrt{n}} = 0{,}8 \cdot 0{,}24 \frac{1}{\sqrt{0{,}028}} = 1{,}15 \text{ mm.}$$

Lisast 2 valime väljundtrafo mähisetraadiks ПЭВ-1 läbimõõduga $d_{1is} = 0{,}27$ mm ja $d_{2is} = 1{,}24$ mm. Seejärel tuleb kontrollida mähiste mahtumist südamiku aknasse, arvutada puisteinduktiivsus ja otsustada, kas mähiseid on vaja sektsioneerida või mitte (vt. näidis 11). Vastastaktlülituse trafo on soovitatav kerida kahesektsioonilisele alusele (joon. 46), sest siis on mähised sümmeetrilisemad ja väheneb keerdudevahelise läbilöögi oht. Vastastaktlülituse trafode südamikud tuleb valmistada ilma õhupiluta, sest eelmagneetimist neis ei esine.

18. Koostame arvutatud lülituse põhimõttesekeemi (vt. joon. 48).

NÄIDIS 13. FAASIPÖÖRDELÜLITUSE ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada faasipöördelülitus vastastaktlülituses võimsusvõimendile näidises 12 toodud andmete alusel.

Arvutuskäik

1. Koostame tehnilise ülesande. Lõppastme arvutuse tulemusena (vt. näidis 12) on meil teada järgmised faasipöördelülituse arvutamiseks vajalikud andmed: 1) lõppastme lambiks on 6П18П; 2) vastastaktlülituse kummagi lambi sisendisse antav

vajalik pinge $U_{m\,sis}=10$ V. Järelikult on faasipöördelülituse väljundpingeks $U_{m\,välj\,1}=U_{m\,välj\,2}=10$ V; 3) võimendatav sagedusriba $f_m \ldots f_k=50 \ldots 6000$ Hz; 4) anoodtoiteallika pinge $E_a=270$ V. Peale selle määrame faasipöördelülitusele sagedusmoonutustegurite väärtuseks $M_m=M_k=1{,}05$.

2. Valime faasipöördelülituse. Tuntakse mitmeid üsna laialt levinud faasipöördelülitusi. Neist enamiku puhul on vaja väga täpselt valida lülituselementide väärtused, et saaksime väljundis kaks võrdset ja teineteise suhtes 180° nihutatud pinget. Peale selle võib faasipöördelülituse töö täpsusele (tasakaalule) halvasti mõjuda toitepingete kõikumine, lampide vahetamine, lülituselementide vananemine jms. Sel juhul saab rikutud ka vastastaktlülituse normaalne töörežiim ja halvenevad tunduvalt tema kvaliteedinäitajad.

Nimetatud põhjustel nõutakse faasipöördelülituselt eelkõige tema töö stabiilsust, s. o. väljundpingete võrdsete amplituudide ja nendevahelise 180°-se faasinihke säilimist lülituse töörežiimi muutumise korral. Sellele nõudele vastab nn. isetasakaalustuv lülitus (joon. 32).

Lamp EL_1 töötab siin nagu tavaline pingevõimendi. Tema väljundpinge antakse vastastaktlülituse lambi EL_3 võrele. Takistitelt R''_{g1} ja R antakse osa lambi EL_1 väljundpingest kondensaatori C_{s3} abil lambi EL_2 võrele. Lamp EL_2 võimendab seda pinget, tekitades ühtlasi 180°-se faasinihke. Saadud väljundpinge antakse vastastaktlülituse lambi EL_4 võrele.

Ei ole raske veenduda selles, et takisti R kuulub üheaegselt lambi EL_2 võre- ja anoodringi. Seepärast tekib tugev negatiivne tagasiside, mille toimel vastastaktlülituse mõlema lambi sisendis tekivad automaatselt praktiliselt võrdsed sisendpinged. Kui lambi EL_3 sisendpinge osutub mingil põhjusel suuremaks kui lambil EL_4, muutub lülitus mittesümmeetriliseks. See kutsub esile pinge suurenemise takistitel R_{g1} ja R ning järelikult ka lambi EL_2 sisendis, mistõttu suureneb ka selle lambi väljundpinge. Takistil R tekib täiendav pingelang, mis on vastandfaasis lambi EL_3 sisendpingega. Järelikult kaasneb lambi EL_3 sisendpinge mistahes muutusega täiendava tasakaalustava pingelangu tekkimine takistil R. Selle tasakaalustava pinge toimel väheneb lülituses tekkinud asümmeetria mitu korda. Lülituse tasakaalu (sümmeetrilisust) ei riku ka üsna suured takistuste, lampide parameetrite ja toitepingete muutused. Seepärast valimegi joonisel 32 toodud lülituse.

3. Valime faasipöördelülituse lambi. Enamasti kasutatakse faasipöördelülituse lampidena kaksiktrioode 6Н1П, 6Н2П, 6Н3П, 6Н5П, 6Н15П jt. Valitakse niisugune lamp, mis võimaldab suurt pingevõimendust oluliste mittelineaarmoonutusteta suhteliselt väikese koormustakistuse korral. Koormustakistus peab olema väike eeskätt neil juhtudel, kui kasutame lõppastme lampe, mille luba-

tavad võretakistused on väikesed. Seepärast tuleb lambi valikul eelistada väikese sisetakistuse ja üsna suure staatilise võimendusteguriga lampe. Antud juhul valime lisast 16 kaksiktrioodi 6Н1П, mille parameetrid on järgmised: $U_a=250$ V; $E_g=-4{,}8$ V; $I_a=8$ mA; $S=4{,}5$ mS; $R_i=8$ kΩ; $\mu=35$.

4. Et lülitus oleks sümmeetriline, valime $R_{a1}=R_{a2}$, $C_{s1}=C_{s2}$, $R_{g1}=R'_{g1}+R''_{g1}=R_{g2}$.

5. Määrame vastastaktlülituse lampide võretakistuste väärtused. Lambi EL_3 võretakistuse moodustavad takistused R_{g1} ja R, lambi EL_4 võretakistuse aga takistused R_{g2} ja R. Tabelist 11 leiame lambi 6П18П lubatava võretakistuse ($R_{g\,max}=1$ MΩ). Seejuures tuleb arvestada, et toodud andmed kehtivad juhul, kui lamp töötab automaatse eelpingega. Autonoomse eelpinge korral tuleb $R_{g\,max}$ väärtust vähendada 2...3 korda. Seepärast valime

$$R'_{g1}+R''_{g1}+R=R_{g2}+R=\frac{R_{g\,max}}{2}=500\ \text{kΩ}. \qquad (4.158)$$

Tasakaalustav takistus R valitakse piires

$$R=(0{,}3\ldots1{,}0)R_{g1}. \qquad (4.159)$$

Kui valime $R=R_{g1}=R_{g2}$, siis

$$2R_{g1}=500\ \text{kΩ},\quad \text{s.o.}\quad R_{g1}=R_{g2}=R=250\ \text{kΩ}.$$

Lisast 7 valime takistuse nimiväärtuse

$$R_{g2}=R=240\ \text{kΩ}.$$

Takistuse R_{g1} väärtuseks võtame samuti $R_{g1}=240$ kΩ. Takistuste R'_{g1} ja R''_{g1} nimiväärtused määrame edaspidiste arvutuste käigus. Takistite $R_{g2}+R$ või $R_{g1}+R$ hajuvõimsuse leiame valemiga

$$P_{(R_{g2}+R)}=\frac{U^2_{m\,sis}}{2(R_{g2}+R)}=\frac{10^2}{2\cdot100\cdot10^3}=10^{-4}\ \text{W}. \qquad (4.160)$$

Seega võib takistitena R_{g2} ja R, samuti R'_{g1} ja R''_{g1} kasutada takisteid УЛМ-0,12.

6. Leiame lampide EL_1 ja EL_2 anoodkoormustakistused tingimusest

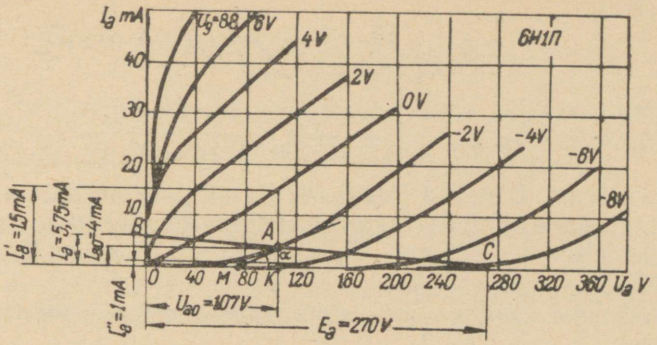
$$R_{a1}=R_{a2}=\frac{R_{g1}+R}{10}=\frac{240+240}{10}=48\ \text{kΩ}. \qquad (4.161)$$

Lisast 7 valime takistuse nimiväärtused

$$R_{a1}=R_{a2}=47\ \text{kΩ}.$$

Nende takistite hajuvõimsuse leiame pärast seda, kui on määratud lampide anoodvoolu alaliskomponendid.

7. Tõmbame koormussirge lambi 6Н1П anoodkarakteristikutel



Joon. 47. Kaksiktrioodi 6Н1П anoodkarakteristikud

(joon. 47). Koormussirge läbib ordinaatteljel punkti B, millele vastav vool

$$I_a=\frac{E_a}{R_{a1}}=\frac{270}{47\cdot10^3}=5{,}75\text{ mA},$$

ja punkti C abstsissteljel, mis vastab anoodtoiteallika pingele $E_a=270$ V. Orienteerivalt valime koormussirgel lähtetööpunkti A, millele vastav võrepinge $U_g=-2$ V. Valitud lähtetööpunktile vastavad pinge $U_{a0}=107$ V ja vool $I_{a0}=4$ mA. Järelikult takistite R_{a1} ja R_{a2} hajuvõimsus

$$P_{R_{a1}}=P_{R_{a2}}=I_{a0}^2R_{a1}=(4\cdot10^{-3})^2\cdot47\cdot10^3=0{,}75\text{ W}. \qquad (4.162)$$

Takistiteks R_{a1} ja R_{a2} sobivad seega takistid МЛТ-1-47 kΩ.

8. Määrame lambi parameetrid lähtetööpunktis. Selleks tõmbame anoodkarakteristikule (võrepingel $U_g=-2$ V) lähtetööpunktis A puutuja (joon. 47). Kolmnurgast AMK saame sisetakistuse:

$$R_{iA}=\frac{MK}{KA}=\frac{35}{4\cdot10^{-3}}=8{,}75\text{ kΩ}. \qquad (4.163)$$

Tõusu väärtus tööpunktis määratakse valemiga (4.86):

$$S_A=\frac{I'_a-I''_a}{2\Delta U_g}.$$

Selleks määrame konstantsel anoodpingel $U_{a0}=107$ V anoodkarakteristikutel (joon. 47) järgmised väärtused:

I'_a võrepingel $U'_g=-E_g+\Delta U_g$,
I''_a võrepingel $U''_g=-E_g-\Delta U_g$.

Kui $\Delta U_g=2$ V, siis

$I'_a=15$ mA võrepingel $U'_g=-2+2=0$ V,
$I''_a=1$ mA võrepingel $U''_g=-2-2-4$ V.

Järelikult

$$S_A=\frac{15-1}{2\cdot 2}=3{,}5\ \text{mS}.$$

Leiame staatilise võimendusteguri lähtetööpunktis:

$$\mu_A=S_A R_{iA}=3{,}5\cdot 10^{-3}\cdot 8{,}75\cdot 10^{3}=30{,}6. \qquad (4.164)$$

Nagu näeme, erinevad lambi arvutatud parameetrite väärtused mõnevõrra nende nimiväärtustest (tabelites toodud andmeist). Edasistes arvutustes võtame $R_{i\,arv}=R_{iA}=8{,}75$ kΩ, $S_{arv}=S_A=3{,}5$ mS, $\mu_{arv}=\mu_A=30{,}6$.

9. Määrame lambiga EL_1 võimendusastme võimenduse kesksagedustel:

$$K_{01}=\mu_{arv}\frac{1}{1+\frac{R_{i\,arv}}{R_{a1}}+\frac{R_{i\,arv}}{R_{g1}+R}}=\frac{30{,}6}{1+\frac{8{,}75}{47}+\frac{8{,}75}{500}}=25{,}5. \qquad (4.165)$$

Samasuguseks kujuneb ka lambiga EL_2 võimendusastme võimendustegur:

$$K_{02}=K_{01}=25{,}5.$$

10. Leiame takistused R'_{g1} ja R''_{g1} tingimusest

$$R''_{g1}=\frac{R_{g1}}{K_{02}}=\frac{240}{25{,}5}=9{,}4\ \text{kΩ}. \qquad (4.166)$$

Lisast 7 valime takistuse nimiväärtuse $R''_{g1}=10$ kΩ. Järelikult

$$R'_{g1}=R_{g1}-R''_{g1}=240-10=230\ \text{kΩ}.$$

Samast tabelist valime takistuse nimiväärtuse $R'_{g1}=220$ kΩ. Nagu juba selgus, on takistite R'_{g1} ja R''_{g1} hajuvõimsus väga väike. Seega võime kasutada takisteid УЛМ-0,12.

11. Katoodtakistus

$$R_k=\frac{E_g}{2I_{a0}}=\frac{2}{2\cdot 4\cdot 10^{-3}}=250\ \Omega. \qquad (4.167)$$

Lisast 7 valime takisti $R_k=240$ Ω. Selle hajuvõimsus

$$P_{R_k}=(2I_{a0})^2\cdot R_k=(2\cdot 4\cdot 10^{-3})^2\cdot 240\approx 15\cdot 10^{-3}\ \text{W}. \qquad (4.168)$$

Seega sobib takisti УЛМ-0,12-240 Ω. Joonisel 32 toodud skeemil ei ole takisti R_k kondensaatoriga šunditud (puudub katoodkondensaator). See on seletatav asjaoluga, et lambid EL_1 ja EL_2 on teineteise suhtes vastandfaasis, järelikult on vastandfaasis ka nende anoodvoolude vahelduvkomponendid, mis, läbides takistit R_k, kompenseerivad teineteist.

12. Lampide EL_3 ja EL_4 võreahelate sidestuskondensaatorite mahtuvus

$$C_{s1}=C_{s2}=\frac{1}{2\pi f_m(R_{g1}+R)\sqrt{M_m^2-1}}=$$

$$=\frac{1}{6{,}28\cdot 50(240+240)\cdot 10^3\sqrt{1{,}05^2-1}}\approx 0{,}02\cdot 10^{-6}\ \text{F}=0{,}02\ \mu\text{F}. \tag{4.169}$$

Lisast 4 valime kondensaatoriteks $C_{s1}=C_{s2}$ kondensaatorid K74-8-400-0,02 μF.

13. Faasipöördelülituse vajalik sisendpinge amplituud, millega tagatakse nõutavad väljundpinged, on järgmised:

$$U_{välj\ 1m}=U_{välj\ 2m}=10\ \text{V},$$

$$U_{sis\ m}=\frac{U_{välj\ 1m}}{K_{01}}=\frac{10}{25{,}5}=0{,}4\ \text{V}. \tag{4.170}$$

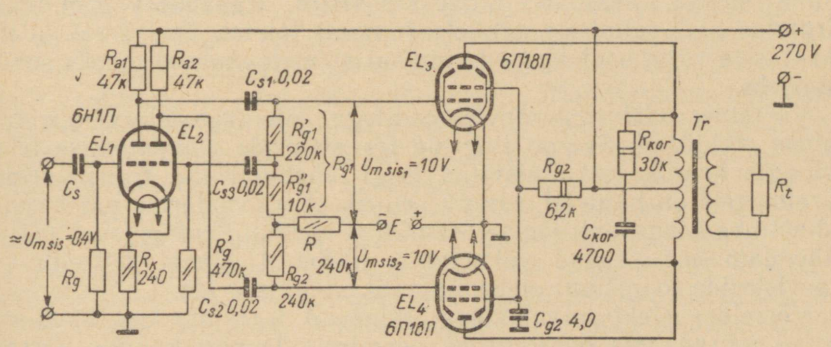
Seega selgub, et võre-eelpinge ja lähtetööpunkt lambi 6Н1П koormussirgel on valitud õigesti, sest kui $E_g=2\text{V}>U_{m\,sis}=0{,}4$ V, siis võrevoole lampides EL_1 ja EL_2 ei teki.

Peale selle võib nii väikese sisendpinge korral ($U_{m\,sis}<1$ V) võimendusastme poolt tekitatavaid mittelineaarmoonutusi mitte arvestada, sest need on väga väikesed.

14. Leiame lambi EL_2 võretakistuse. Takistus R'_g peab olema küllalt suur, et mitte šuntida lambi EL_1 anoodkoormustakistust. Valime $R'_g=10R_{a1}$, s. o. $R'_g=10\cdot 47=470$ kΩ.

Lisast 7 valime takistuse nimiväärtuse $R'_g=470$ kΩ. Takisti R'_g hajuvõimsus

$$P_{R'_g}=\frac{U_{sis\ m}^2}{2R'_g}=\frac{0{,}4^2}{2\cdot 470\cdot 10^3}=17\cdot 10^{-8}\ \text{W}. \tag{4.171}$$



Joon. 48. Võimendi põhimõtteskeem (näidiste 12 ja 13 juurde)

Valime takisti УЛМ-0,12-470 kΩ.

15. Sidestuskondensaatori C_{s3} mahtuvus

$$C_{s3}=\frac{1}{2\pi f_m R'_g \sqrt{M_m^2-1}}=\frac{1}{6{,}28\cdot 50\cdot 470\cdot 10^3\sqrt{0{,}05^2-1}}=$$

$$=0{,}021\cdot 10^{-6}\ \text{F}=0{,}021\ \mu\text{F}. \qquad (4.172)$$

Lisast 4 valime kilekondensaatori K74-8-400-0,025 μF.

Kondensaatori C_{s3} mahtuvus ja takistus R_g määratakse faasipöördeastmele eelneva pingevõimendi arvutuse käigus.

16. Koostame arvutatud võimendi põhimõtteskeemi (joon. 48).

5. TRANSISTORIDEGA MADALSAGEDUSVÕIMENDID

5.1. ÜLDIST

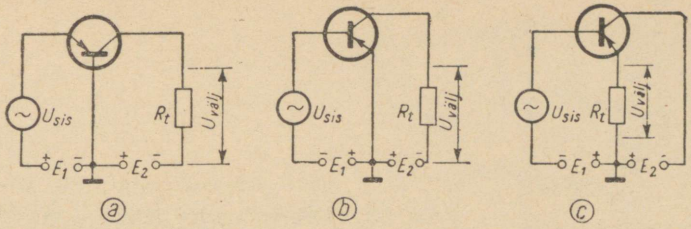
Transistorvõimendid on väikeste gabariitidega, ökonoomsed ja pika tööeaga. Seetõttu asendavad nad sageli edukalt elektronlampvõimendeid.

Elektriliste signaalide võimendamisel on transistorvõimendil rida iseärasusi, mis on tingitud transistori ja elektronlambi tööpõhimõtte erinevustest.

Kui elektronlampvõimendis tarbib võrevooludeta režiimis signaaliallika võimsust peamiselt võretakisti, siis transistorvõimendis tarbib seda eeskätt transistori sisendahel. See on tingitud asjaolust, et transistori töötamisel peab vool tingimata läbima emittersiiret, sest transistor on vooluga tüüritav element. Transistoriga võimendusastme sisendtakistus on väga väike ja tema väärtus on transistori tüübist ja lülitusest sõltuvalt mõni kümnendik oomi kuni mõni kilo-oom. Et võimsust tarbib transistoriga võimendusastme sisend, avaldab mitmeastmelistes transistorvõimendites järgmine aste eelmisele astmele šuntivat toimet. Seepärast tuleb kasutusele võtta spetsiaalsed abinõud astmete omavaheliseks sobitamiseks.

Võrreldes elektronlampvõimenditega on transistorvõimendid vähem stabiilsed. See on tingitud transistoride valmistamise tehnoloogia keerukusest, mistõttu isegi ühetüübiliste transistoride parameetrid on hajuvad, samuti sellest, et transistoride parameetrid sõltuvad tugevasti temperatuurist. Nende mittestabiilsuse mõju vähendamiseks peavad võimendite lülitused olema sellised, et transistoride töörežiimi oleks võimalik stabiliseerida.

Võrreldes elektronlampidega esinevad transistorides ka suuremad mürad, mis on tingitud peamiselt laengukandjate korrapäratust (kaootilisest) liikumisest pooljuhis. Suuremate omamü-



Joon. 49. Transistori lülitused: *a* — ühise baasiga, *b* — ühise emitteriga, *c* — ühise kollektoriga

rade tõttu pole transistorvõimendid nõrkade signaalide võimendamiseks kuigi sobivad.

Mitmeastmeline transistorvõimendi koosneb samuti nagu lampvõimendigi eelvõimendist ja väljundastmest (lõppastmest).

On teada, et transistor võib töötada võimendina kolmes erisuguses lülituses (joon. 49): ühise baasiga (ÜB), ühise emitteriga (ÜE) ja ühise kollektoriga (ÜK) lülituses.

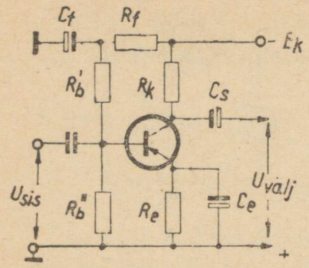
Ühise baasiga lülituses võimendusastmel on väike sisendtakistus (mõni kuni kümmekond oomi) ja suur väljundtakistus (sajad kilo-oomid). Väike sisendtakistus on ühise baasiga lülituses võimendusastme peamine puudus. Ühise baasiga lülituses astmete vahele tuleb erisuguste sisend- ja väljundtakistuste sobitamiseks lülitada spetsiaalsed sobituselemendid (näiteks sobitustrafod), mis aga piirab selle lülituse kasutamist võimendites.

Ühise emitteriga lülituse tähtsaim iseärasus on see, et sisendvooluks on siin suhteliselt väike baasivool. Seepärast on ühise emitteriga lülituses võimendusastme sisendtakistus tunduvalt suurem kui ühise baasiga lülituse korral. Ühise emitteriga lülituse väljundtakistus on samuti üsna suur (kümmekond kilo-oomi). Et sisend- ja väljundtakistus erinevad teineteisest suhteliselt vähe, pole mitmeastmelistes võimendites sobituselemendid vajalikud.

Seega on ühise emitteriga lülitus kõige eelistatavam.

Ühise kollektoriga lülituses võimendusastme sisendtakistus on suur (kümmekond kuni sada kilo-oomi), väljundtakistus aga väike (mõnikümmend kuni mõnisada oomi). Ühise kollektoriga lülitus ei anna pingevõimendust ja tal on üsna väike võimsusvõimendus. Ühise kollektoriga lülitust kasutatakse tavaliselt sobituslülina kas erisuguste väljund- ja sisendtakistuste sobitamiseks astmete vahel või võimendi väljundi ja väikese koormustakistuse vahel. Ühise kollektoriga lülituses võimendusaste on otstarbekas võimendi sisendastmena ka siis, kui ühise emitteriga lülituse sisendtakistus osutub liiga väikeseks, et teda vahetult ühendada suure sisetakistusega signaaliallikaga.

Joonisel 49 toodud transistori lülitusskeemid on lihtsustatud.

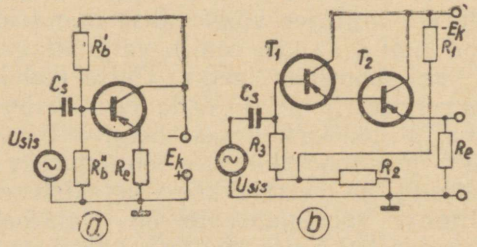


Joon. 50. Ühise emitteriga lülituses *RC*-sidestuses võimendusaste

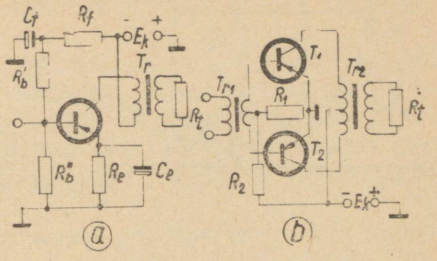
Reaalsetes transistoridega võimendusastmetes on palju täiendavaid elemente.

Üks levinumaid eelvõimendusastme tüüpskeeme, *RC*-sidestuses ühise emitteriga võimendusastme skeem, on toodud joonisel 50. Selles lülituses on takistid R'_b ja R''_b ühendatud toiteallikaga E_k. Nad moodustavad pingejaguri, millelt saadav pinge antakse lähtetööpunkti fikseeriva pingena emittersiirdele. R_f-C_f-ahel kujutab endast lahtisidestusfiltrit. Transistori lähtetööpunkti stabiliseeritakse emitteriahelasse lülitatud takistiga R_e. Pingelang takistil R_e on võrdeline emitterivooluga, millega tekitatakse negatiivne tagasiside alalisvoolule, mis automaatselt stabiliseerib võimendusastme tööreżiimi transistori parameetrite ja ümbritseva keskkonna temperatuuri muutudes. Selleks et vältida negatiivset tagasisidet vahelduvvoolule, on takisti R_e šunditud suure mahtuvusega kondensaatoriga C_e.

Analoogiliselt koostatakse võimendusastmete lülitused ka ühise baasiga ja ühise kollektoriga lülituse korral. Ühise kollektoriga lülituse korral (joon. 51, *a*) on takisti R_e tegelikult koormustakistuseks, teda kondensaatoriga ei šundita ning lülituses tekib 100%-line negatiivne tagasiside ka vahelduvvoolule. Sellega seletubki pingevõimenduse puudumine ühise kollektoriga lülituses.



Joon. 51. Ühise kollektoriga võimendusaste: *a* — tavaline lülitus, *b* — liittransistoriga lülitus



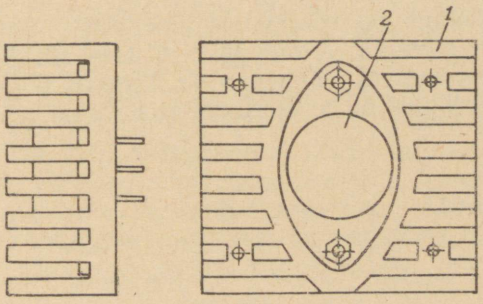
Joon. 52. Transistorvõimendite väljundastmed: *a* — A-klassi lõppvõimendi, *b* — vastastaktlülitus

Joonisel 51, *a* kujutatud võimendusastme sisendtakistus on tavaliselt kümmekond kilo-oomi. Sisendtakistuse suurendamiseks sadade kilo-oomideni ja rohkem sobib hästi joonisel 51, *b* toodud lülitus. Seal kasutatakse liittransistori ja baasiahelas puudub madalaoomiline pingejagur R'_b-R''_b. Selle pingejaguri asemel kasutatakse takistitest R_1, R_2 ja R_3 koosnevat komplekti. Takistilt R_2 saadav pinge antakse kõrgeoomilise takistuse R_3 (suurusega 2...3 MΩ) kaudu transistori T_1 baasile.

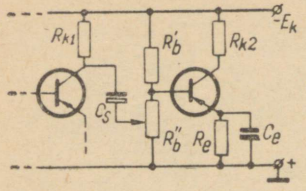
Liittransistor võimaldab võimsusvõimendust 20...30 dB.

Tavaliselt nimetatakse ühise kollektoriga lülituses võimendusastet emitterjärguriks.

Väljundaste võib nagu lampvõimenditelgi olla kas A-klassi võimsusvõimendi või vastastaktlülituses võimendi (joon. 52). Vastastaktlülituselt saame suurema väljundvõimsuse, tema väljundtrafo töötab ilma eelmagneetimiseta ja tema toitepinge pulsatsioon võib olla mitu korda suurem kui A-klassi võimsusvõimendil. Peale selle võime vastastaktlülituse korral kasutada kõrge kasuteguriga B-klassi režiimi. Sel juhul väheneb toiteallikast tarbitav võimsus. Vastastaktlülituse korral on aga vaja kaht sarnaste omadustega transistori, kahekordset primaarmähise keerdude arvu ja keskväljavõttega väljundtrafot, samuti lõppastmele eelnevat



Joon. 53. Radiaatori konstruktsioon: *1* — radiaator; *2* — transistor



Joon. 54. Potentsiomeetriline võimendusregulaator

faasipöördelülitust või veel üht keskväljavõttega trafot (sisendtrafot).

Et väljundaste töötaks normaalselt, on väga tähtis, milline on transistori soojusrežiim. Teatavasti toimub *p-n*-siiretele lubatava hajuvõimsuse ületamisel transistoris soojuslik läbilöök. Lubatav hajuvõimsus aga sõltub oluliselt ümbritseva keskkonna temperatuurist.

Kui kasutatakse täiendavat radiaatorit, paraneb transistori soojusrežiim tunduvalt. Transistoride jahutamiseks kasutatavad radiaatorid võivad konstruktsioonilt mitmesugused olla. Üks võimalikest variantidest on kujutatud joonisel 53.

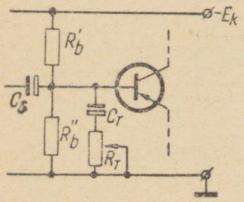
Madalsagedusvõimendite põhilised tehnilised näitajad, mis toodi peatükis 4.1, jäävad jõusse ka transistorvõimendite korral. Tuleb vaid lisada transistorvõimenditele olulise tähtsusega parameeter — võimsusvõimendustegur K_p. Võimsusvõimendustegur K_p on võimendi (või üksiku võimendusastme) väljundvõimsuse ja sisendsignaali võimsuse suhe:

$$K_p = \frac{P_{välj}}{P_{sis}}.$$

Võimsusvõimendus detsibellides

$$K_{p\,dB} = 10 \log K_p = 10 \log \frac{P_{välj}}{P_{sis}}.$$

Ekspluatatsioonis on transistorvõimenditel nagu lampvõimenditelgi vaja reguleerida võimendust ja tämbrit. Erinevalt lampvõimenditest kujunevad võimsuse ja tämbri reguleerimise lülitused transistorvõimendites keerukamateks, sest transistoriga või-



Joon. 55. Lihtsaim tämbriregulaator

mendusastme sisendtakistus on tunduvalt väiksem kui lampvõimendiga võimendusastmel.

Üks levinumaid võimenduse potentsiomeetriga reguleerimise lülitusi on toodud joonisel 54. Transistori töörežiim sealjuures ei muutu ja reguleerimine on üsna sujuv. Reguleerimisulatus $N=$ $=30...40$ dB, millest enamasti piisab. Joonisel 55 on toodud üks lihtsamaid tämbriregulaatori lülitusi, mis vähendab võimendust kõrgsagedustel.

Transistorvõimendid arvutatakse nagu lampvõimendidki kahes etapis. Esmalt tehakse eelarvutus ja seejärel lõplik arvutus. Eelarvutuse aluseks on iga astme poolt arendatav võimsusvõimendus. Vajaliku väljundvõimsuse ja sisendsignaaliallika parameetrite järgi määratakse üldine vajalik võimsusvõimendus. Väljundastme võimsusvõimendustegur on transistori tüübist ja lülitusest sõltuvalt 10...30 dB. Iga eelvõimendusastme võimsusvõimendustegur ei ületa tavaliselt 15...25 dB.

Nende andmete järgi võime orienteerivalt määrata vajaliku astmete arvu ja koostada võimendi plokkskeemi. Seejärel tehakse lõplikud arvutused, s. t. määratakse lülituselementide väärtused ja üksikute astmete töörežiimid.

5.2. MADALSAGEDUSLIKE TRANSISTORVÕIMENDITE NÄIDISARVUTUSED

NÄIDIS 14. VÄIKESEVÕIMSUSELISE TRANSISTORIDEGA MSV ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada transistoridega helivõimendi. Sisendsignaali allikaks on piesoelektriline helipea. Väljundvõimsus $P_{välj}=$ $=1$ W.

Arvutuskäik

I. Eelarvutus

1. Täpsustame tehnilist ülesannet. Vastavalt lisas 13 toodud andmetele võib piesoelektrilisest helipeast saada sisendsignaali amplituudiga 0,1...1 V (nimikoormustakistusel 0,5...1 MΩ). Võtame $U_{m\,sis}=0{,}3$ V. Väljundvõimsuse $P_{välj}=1$ W saamiseks valime valjuhääldi 1ГД-9, mille võnkepooli takistus $R_t=6$ Ω.

Piesoelektrilise helipea sageduslik tööpiirkond $f_m...f_k=50...$ 7000 Hz (vt. lisa 13), valjuhääldil 1ГД-9 aga $f_m...f_k=100...$ 7000 Hz. Valime võimendi sagedusribaks $f_m...f_k=100...7000$ Hz.

Arvestades näidises 11 toodud soovitusi, määrame projekteeritava võimendi lubatavad sagedus- ja mittelineaarmoonutused:

$$M_{m\,lub}=M_{k\,lub}=3 \text{ dB} \quad (M_{m\,lub}=M_{k\,lub}=1{,}4);$$

$$\gamma=6\%.$$

Peale selle tuleb võimendis ette näha võimenduse sujuv reguleerimine ulatusega $N\geqslant 30$ dB ja tämbriregulaator.

Eeldades, et võimendi on ette nähtud töötamiseks tubastes tingimustes, võtame ümbritseva keskkonna temperatuuri piirväärtusteks

$$T_{ük\,min} = +10\,°C \quad \text{ja} \quad T_{ük\,max} = +30\,°C.$$

Seega tuleb transistoridega MSV arvutada järgmiste lähteandmete alusel: $P_{välj} = 1$ W; $U_{m\,sis} = 0{,}3$ V; $R_t = 6$ Ω; $f_m \ldots f_k = 100 \ldots 7000$ Hz; $M_{m\,lub} = M_{k\,lub} = 3$ dB (1,4); $\gamma = 6\%$; $N \geqslant 30$ dB; $T_{ük\,min} \ldots T_{ük\,max} = +10 \ldots +30\,°C$.

2. Koostame võimendi plokkskeemi. Leiame signaaliallika võimsuse P_{sis}, mida see võib anda võimendi sisendisse, kui esimese astme sisendtakistus $R_{sis\,1}$ on sobitatud signaaliallika väljundtakistusega $R_{s\,välj}$.

Lisa 13 andmetel piesoelektrilise helipea $R_{s\,välj} = 0{,}5 \ldots 1{,}0$ MΩ. Kui $R_{sis\,1} \approx R_{s\,välj} = 0{,}5$ MΩ, siis

$$P_{sis} = \frac{U^2_{m\,sis}}{2R_{sis\,1}} = \frac{0{,}3^2}{2 \cdot 0{,}5 \cdot 10^6} = 0{,}09 \cdot 10^{-6}\ \text{W}. \qquad (5.1)$$

Üldine võimsusvõimendustegur

$$K_{p\,üld\,dB} = 10 \log \frac{P_{välj}}{P_{sis}\eta_{tr}}, \qquad (5.2)$$

kus η_{tr} on väljundtrafo kasutegur.

η_{tr} väärtuse võime võtta tabelist 12.

$$K_{p\,üld\,dB} = 10 \log \frac{1}{0{,}09 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}8} = 72\ \text{dB}.$$

Et väljundvõimsus on väike (1 W) ja lubatavad mittelineaarmoonutused üsna suured ($\gamma = 6\%$), valime lõppastmeks ÜE-lülituses A-klassi võimsusvõimendi (joon. 52, *a*).

Lõppastme transistori poolt arendatav vajalik võimsus

$$P_{välj\,T} = \frac{P_{välj}}{\eta_{tr}} = \frac{1}{0{,}8} = 1{,}25\ \text{W}. \qquad (5.3)$$

Tabel 12

Transistorvõimendite astmete vahelise ja väljundtrafode kasuteguri väärtused

Väljundvõimsus $P_{välj}$	η_{tr}	
	Pika tööajaga statsionaarsed võimendid	Lühikese tööajaga kantavad võimendid
Kuni 1 W	0,7 ... 0,8	0,6 ... 0,75
1 ... 10 W	0,75 ... 0,85	0,75 ... 0,8
10 ... 100 W	0,84 ... 0,93	0,75 ... 0,85

Arvestades seda, et A-klassi režiimis töötava võimsusvõimendi kasutegur $\eta_{1a} \approx 0{,}45$, leiame transistori kollektoriahela poolt toiteallikast tarbitava võimsuse:

$$P_{kt} = \frac{P_{välj\,T}}{\eta_{1a}} = \frac{1{,}25}{0{,}45} = 2{,}8 \text{ W}. \qquad (5.4)$$

Saadud P_{kt} väärtus võimaldab valida transistori, mille kollektoril oleks valemiga (5.4) leitud P_{kt} väärtusega võrdne hajuvõimsus või mis ületaks selle:

$$P_{k\,lub} \geqslant P_{kt}. \qquad (5.5)$$

Lisast 6 valime transistori П201, mille kollektori maksimaalne lubatav hajuvõimsus radiaatori kasutamise korral

$$P_{k\,lub} = 10 \text{ W} > P_{kt} = 2{,}8 \text{ W}.$$

Määrame orienteerivalt võimendi astmete arvu m. Eelvõimendusastmetes kasutame RC-sidestust (joon. 50). Seejuures tuleb arvestada, et iga võimendusaste arendab ÜE-lülituses võimsusvõimendust umbes 20 dB.

Et signaaliallika optimaalne koormustakistus on suur ($R_{t\,sis\,opt} = 0{,}5$ MΩ), sobib võimendi esimeseks astmeks hästi liittransistoriga emitterjärgur (joon. 51, *b*). Sellise sisendastme võimsusvõimendus $K_{p\,1dB} = 20$ dB.

Järelikult ei saa üldine võimendusastmete arv olla väiksem kui

$$m = \frac{72}{20} \approx 4.$$

MSV eelvõimendusastmetes kasutatakse enamasti väikese võimsusega transistore (lisa 12). Kõikides eelvõimendusastmetes võib kasutada ühetüübilisi transistore.

Valime orienteerivalt transistorid МП40 (П14) järgmiste parameetritega: vooluvõimendustegur $\beta = 20$, maksimaalne lubatav kollektori ja emitteri vaheline pinge $U_{ke\,lub} = 15$ V, maksimaalne lubatav kollektorivool $I_{k\,lub} = 20$ mA, kollektori maksimaalne lubatav hajuvõimsus $P_{k\,lub} = 0{,}15$ W.

Jaotame sagedus- ja mittelineaarmoonutused astmete vahel.

Madalsageduslike transistorvõimendite kõrgemate sageduste moonutusi astmete vahel tavaliselt ei jaotata, sest need on määratud transistoride sageduslike omaduste ja nende lülitusviisiga. Ühise emitteriga lülituses

$$M_k = \sqrt{1 + [p(1+\beta)]^2}, \qquad (5.6)$$

kus $p = \frac{f_k}{f_\alpha}$,

f_k — ülemine sageduspiir,

f_α — transistori piirsagedus ÜB-lülituses (antakse käsiraamatus),

β — transistori vooluvõimendustegur ÜE-lülituses.

Käsiraamatust leiame, et transistori МП40 $f_\alpha = 1$ MHz, ja arvutame p:

$$p = \frac{7 \cdot 10^3}{10^6} = 7 \cdot 10^{-3}.$$

Valemist (5.6) saame transistoriga МП40 ($\beta = 20$) võimendusastme sagedusmoonutusteguriks

$$M_k = \sqrt{1 + (7 \cdot 10^{-3} \cdot 21)^2} = 1{,}01.$$

Käsiraamatust leiame, et transistori П201 $\beta = 20$ ja $f_\alpha = 0{,}1$ MHz.

$$p = \frac{7 \cdot 10^3}{10^5} = 0{,}07.$$

Järelikult lõppastme sagedusmoonutustegur

$$M_{k\,la} = \sqrt{1 + (0{,}07 \cdot 21)^2} = 1{,}73.$$

Et $M_{k\,la} = 1{,}73 > M_{k\,lub} = 1{,}4$, siis madalsagedustransistor П201 meie lõppastmele ei sobi. Selle asemel võib kasutada transistori П202, mille kollektori lubatav hajuvõimsus on nii nagu transistoril П201 $P_{k\,lub} = 10$ W, kuid millel on kõrgem piirsagedus: $f_\alpha = 0{,}2$ MHz. Järelikult

$$p = \frac{7 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^5} = 0{,}035.$$

Kui transistori П202 $\beta = 20$, siis

$$M_{k\,la} = \sqrt{1 + (0{,}035 \cdot 21)^2} = 1{,}24.$$

Üldine sagedusmoonutustegur kõrgsagedustel

$$M_{k\,üld} = M_{k1} M_{k2} M_{k3} M_{k4} = 1{,}01^3 \cdot 1{,}24 = 1{,}28,$$

mis on lubatav, sest

$$M_{k\,üld} = 1{,}28 < M_{k\,lub} = 1{,}4.$$

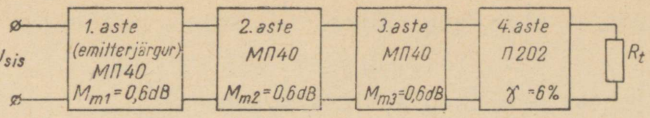
Sagedusmoonutused madalsagedustel tuleb jaotada võimendi astmete vahel järgmiste soovituste kohaselt. Suurimad sagedusmoonutused tekivad tavaliselt trafodega võimendusastmetes, mistõttu trafodega võimendusastmete lubatav sagedusmoonutustegur tuleb võtta 1 ... 1,5 dB (1,12 ... 1,19).

Lülituses olevate kondensaatorite poolt tekitatavad sagedusmoonutused on soovitatav jaotada järgmiselt: igale sidestuskondensaatorile umbes 0,2 dB (1,023), igale šuntivale kondensaatorile umbes 0,4 dB (1,047).

Lubame projekteeritava võimendi kolmes esimeses astmes $M_{m1} = M_{m2} = M_{m3} = 0{,}6$ dB (1,072) ja lõppastmes $M_{m\,la} = 1{,}2$ dB (1,15).

Seega $M_{m\,üld} = 3 \cdot 0{,}6 + 1{,}2 = 3$ dB $= M_{m\,lub}$.

Võimendile lubatavaid mittelineaarmoonutusi ei jaotata tava-



Joon. 56. Võimendi plokkskeem (näidise 14 juurde)

liselt võimendi astmete vahel. Nimelt arvestatakse, et enamik mittelineaarmoonutusi tekib just lõppastmes, sest sisendsignaali amplituud on siin suurim. Seega projekteeritava võimendi lõppastme lubatav mittelineaarmoonutustegur $\gamma = 6\%$.

Et sisendsignaal on üsna suure amplituudiga ($U_{m\,sis} = 0{,}3$ V), on võimendust otstarbekas reguleerida potentsiomeetrilise pingejaguriga võimendi sisendis.

Et piesoelektrilise helipea sisetakistus on mahtuvusliku iseloomuga, suureneb sisendpinge kõrgematel sagedustel. Seega tuleks kasutada tämbriregulaatorit, mis vähendab võimendust kõrgematel sagedustel. Tämbriregulaatori võib lülitada ühte eelvõimendusastmesse, näiteks teise.

Joonisel 56 on toodud projekteeritava võimendi plokkskeem.

II. Lõplik arvutus

A. A-klassi režiimis töötava lõppastme arvutus. Lõppvõimendi arvutame lõplikult eelarvutuse käigus saadud andmete järgi: 1) võimendi väljundvõimsus $P_{välj} = 1$ W; 2) võimendatav sagedusriba $f_m \ldots f_k = 100 \ldots 7000$ Hz; 3) koormustakisti $R_t = 6\ \Omega$; 4) sagedusmoonutustegur madalsagedustel $M_{m\,la} = 1{,}2$ dB (1,48); 5) mittelineaarmoonutustegur $\gamma = 6\%$; 6) ümbritseva keskkonna temperatuuri muutumise piirid $T_{ük\,min} \ldots T_{ük\,max} = 10 \ldots 30$ °C.

Kasutatav transistor П202 on järgmiste parameetritega (vt. lisa 6): $\beta_{min} = 20$; $U_{ke\,lub} = 30$ V; $I_{k\,lub} = 2$ A; $P_{k\,lub} = 10$ W (radiaatori kasutamise korral temperatuuril 20 °C); $I_{k0} < 0{,}4$ mA.

Peale nende andmete leiame käsiraamatust transistori П202 kollektorsiirde maksimaalse lubatava temperatuuri ekspluatatsioonis $T_{s\,max} = 70$ °C ja transistori soojustakistuse $R_T = 3{,}5$ K/W (kollektorsiirde ja transistori korpuse vaheline soojustakistus).

Arvutuskäik

1. Kollektortoiteallika pinge

$$E_{k4} = (0{,}4 \ldots 0{,}5)\,U_{ke4\,lub} = 0{,}45 \cdot 30 = 13{,}5 \text{ V} \qquad (5.7)$$

(indeks 4 näitab, et arvutatud parameetrid kuuluvad võimendi neljandale astmele).

2. Lubatav pingelang väljundtrafo primaarmähisel

$$\Delta U_{tr}=0{,}1E_{k4}=1{,}35\ \text{V}. \tag{5.8}$$

3. Lubatav pingelang emitteritakistusel

$$\Delta U_{e4}=0{,}09E_{k4}=1{,}23\ \text{V}.^{1} \tag{5.9}$$

4. Kollektoripinge lähtetööpunktis (signaali puudumisel)

$$U_{ke\,A4}=E_{k4}-\Delta U_{tr}-\Delta U_{e4}=13{,}5-1{,}35-1{,}23=10{,}92\ \text{V} \tag{5.10}$$

5. Kollektorivool lähtetööpunktis

$$I_{k\,A4}\approx\frac{P_{kt4}}{U_{ke\,A4}}=\frac{2{,}8}{10{,}92}=0{,}256\ \text{A}. \tag{5.11}$$

6. Kollektoriahela koormustakistus vahelduvvoolule

$$R_{t4}=\frac{U^2_{ke\,A4}}{2P_{välj\,T4}}=\frac{10{,}92^2}{2\cdot 1{,}25}=48\ \Omega. \tag{5.12}$$

7. Tõmbame koormussirge transistori П202 ÜE-lülituse väljundkarakteristikutele (joon. 57).

Selleks märgime lähtetööpunkti A koordinaatidega $U_{ke\,A4}=10{,}92$ V ja $I_{k\,A4}=0{,}256$ A ning punkti D horisontaalteljel, mis vastab pingele $U_{ke\,A4}+I_{k\,A4}R_{t4}=10{,}92+0{,}256\cdot 48=23{,}22$ V. Tõmbame koormussirge läbi punktide A ja D.

Koormussirge lõikumispunktides äärmiste karakteristikutega (punktid B ja C joon. 57) määrame kollektorivoolu ja -pinge minimaal- ja maksimaalväärtused:

$$I_{k4\,min}=0{,}01\ \text{A};\quad I_{k4\,max}=0{,}48\ \text{A};\quad U_{ke4\,min}=0{,}6\ \text{V};$$
$$U_{ke4\,max}=22{,}5\ \text{V}.$$

Peale selle märgime maksimaalse baasivoolu $I_{b4\,max}=10$ mA, mille juures kollektorivoolu väärtus on $I_{k4\,max}$ (punkt B), baasivoolu lähtepunktis ($I_{bA}=5$ mA) ja minimaalse baasivoolu $I_{b\,min}=0{,}4$ mA, millele vastab kollektorivool $I_{k4\,min}$ (punkt C).

8. Võimendusastme poolt valitud tööreżiimis arendatav võimsus

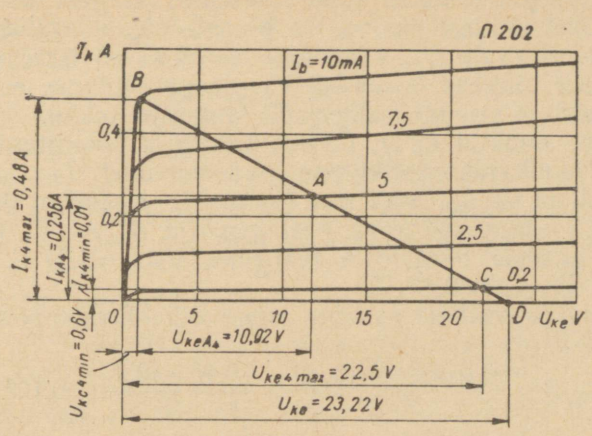
$$P_{välj\,arv\,4}=0{,}125(I_{k4\,max}-I_{k4\,min})^2R_{t4}\eta_{tr}=$$
$$=0{,}125(0{,}48-0{,}01)^2\cdot 48\cdot 0{,}8=1{,}06\ \text{W}, \tag{5.13}$$

millest piisab, sest

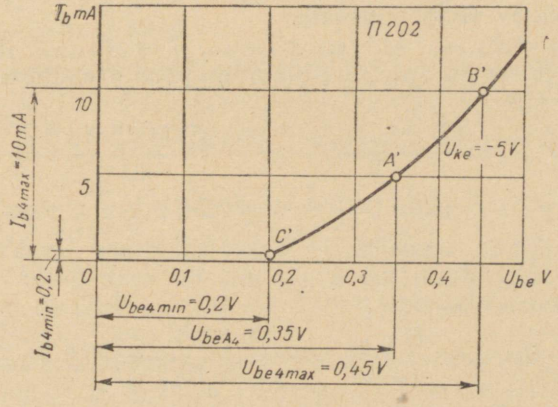
$$P_{välj\,arv\,4}=1{,}06>P_{välj}=1\ \text{W}.$$

9. Sisendvoolu vahelduvkomponendi amplituudi $I_{sis\,4}$ peab tagama eelmine võimendusaste. Vajaliku sisendvoolu arvutamisel on soovitatav arvestada võimendusteguri β hajuvust ning arvutada kasutatava transistori β_{min} väärtuse alusel. Sisendvoolu võib leida ka dünaamiliselt sisendkarakteristikult, kuid sel juhul

[1] Lõppastmes soovitatakse valida $\Delta U_e=0{,}05\ldots 0{,}15E_k$. — *Tõlk.*



Joon. 57. Transistori П202 väljundkarakteristikud



Joon. 58. Transistori П202 staatiline sisendkarakteristik

vastab saadav sisendvoolu väärtus mingile keskmisele β väärtusele (kujuneb praktiliselt väiksemaks).

Kui $\beta_4=\beta_{4\,min}=20$, siis

$$I_{sis\,4m}=I_{b\,4m}=\frac{I_{k4\,max}-I_{k4\,min}}{2\beta_{4min}}=\frac{0{,}48-0{,}01}{2\cdot 20}=11{,}75\text{ mA}. \quad (5.14)$$

10. Läheme üle transistori sisendkarakteristikutele (joon. 58). Enamasti langevad U_{ke} eri väärtustel määratud sisendkarakteristikud praktiliselt kokku (v. a. karakteristik pingel $U_{ke}=0$). See-

pärast antaksegi tavaliselt käsiraamatutes kõigest kaks sisendkarakteristikut, millest üks vastab pingele $U_{ke}=0$, teine aga mingile nullist erinevale U_{ke} väärtusele (näiteks on transistori П202 korral selleks pingeks $U_{ke}=-5$ V). Seega eeldame, et dünaamiline ja staatiline sisendkarakteristik langevad kokku.

Kanname punktid B, A, C, mis vastavad koormussirge lõikumisele väljundkarakteristikutega baasivooludel $I_{b4\,max}=10$ mA, $I_{b4A}=5$ mA ja $I_{b4\,min}=0{,}2$ mA (joon. 57), sisendkarakteristikule ($U_{ke}=-5$ V) ning märgime seal punktid B', A', C' (joon. 58). Vastavalt nendele punktidele märgime $U_{beA}=0{,}35$ V, $U_{be\,min}=0{,}2$ V ja $U_{be\,max}=0{,}45$ V.

11. Baasi ja emitteri vahelise pinge vahelduvkomponedi amplituud

$$U_{be4m}=\frac{U_{be4\,max}-U_{be4\,min}}{2}=\frac{0{,}45-0{,}2}{2}=0{,}125\text{ V}. \quad (5.15)$$

$$I_{b4m}=\frac{I_{k4\,max}-I_{k4\,min}}{2\beta_{min}}=\frac{0{,}48-0{,}01}{2\cdot 20}=11{,}75\text{ mA}. \quad (5.16)$$

12. Lõppastme vajalik sisendvõimsus on võimsus, mida peab arendama eelnev võimendusaste.

Kui $U_{be\,4m}=U_{sis\,4m}$ ja $I_{b4m}=I_{sis\,4m}$, kus $U_{sis\,4m}$ ja $I_{sis\,4m}$ on sisendpinge ja -voolu amplituudid, mida peab arendama eelnev võimendusaste, siis

$$P_{sis\,4}=\frac{U_{sis\,4m}I_{sis\,4m}}{2}=\frac{0{,}125\cdot 11{,}75\cdot 10^{-3}}{2}=$$

$$=0{,}74\cdot 10^{-3}\text{ W}=0{,}74\text{ mV}. \quad (5.17)$$

13. Arvutame transistori sisendtakistuse vahelduvvoolule («keskmine» sisendtakistus $R_{sis\,k}$, mis on keskmiseks sisendtakistuseks tüürimise ulatuses):

$$R_{sis\,4k}=\frac{U_{sis\,4m}}{I_{sis\,4m}}=\frac{0{,}125}{11{,}75\cdot 10^{-3}}=10{,}6\ \Omega. \quad (5.18)$$

14. Astme võimsusvõimendus

$$K_{p4\,arv}=\frac{P_{välj\,arv\,4}}{P_{sis\,4}}=\frac{1{,}06}{0{,}74\cdot 10^{-3}}=1440\ (32\text{ dB}). \quad (5.19)$$

15. Määrame mittelineaarmoonutusteguri. Väljundastme mittelineaarmoonutusi hinnatakse dünaamilise läbivkarakteristiku abil, mis kujutab endast kollektorivoolu I_k sõltuvust sisendsignaali ekvivalentse generaatori elektromotoorjõust E_g.

Dünaamilise läbivkarakteristiku saamiseks on vaja:

1) määrata sisendsignaali ekvivalentse generaatori sisetakistus

$$R_{g4}=(3\ldots 8)R_{sis\,4k}. \quad (5.20)$$

Antud juhul

$$R_{g4}=150\ \Omega;$$

2) märkida koormussirge mõnele punktile vastavad kollektorivoolu I_k väärtused. Punktides B, A ja C (joon. 57) on kollektorivoolul I_k järgmised väärtused:

$$I_{kB}=I_{k4\,max}=0{,}48\ \text{A},$$
$$I_{kA}=0{,}256\ \text{A},$$
$$I_{kC}=I_{k4\,min}=0{,}01\ \text{A};$$

3) määrata sisendkarakteristikult punktidele B', A' ja C' vastavad I_b ja U_{be} väärtused, sest need punktid vastavad ka punktidele koormussirgel.

Antud juhul (joon. 58)

$I_{bB'}=I_{b4\,max}=10$ mA, $U_{beB'}=U_{be4\,max}=0{,}45$ V;
$I_{b4A'}=5$ mA, $U_{be4A'}=0{,}35$ V;
$I_{bC'}=I_{b4\,min}=0{,}2$ mA, $U_{beC'}=U_{be4\,min}=0{,}2$ V;

4) arvutada sisendsignaali ekvivalentse generaatori elektromotoorjõu väärtused U_{be} ja I_b erisugustel väärtustel valemiga

$$E_{g4}=U_{be4}+I_{b4}R_g. \qquad (5.21)$$

Valitud punktides saame:

$$E_{g4B'}=U_{beB'}+I_{bB'}R_{g4}=0{,}45+10\cdot10^{-3}\cdot150=1{,}95\ \text{V},$$
$$E_{g4A'}=U_{beA'}+I_{bA'}R_{g4}=0{,}35+5\cdot10^{-3}\cdot150=1{,}1\ \text{V},$$
$$E_{g4C'}=U_{beC'}+I_{bC'}R_{g4}=0{,}2+0{,}2\cdot10^{-3}\cdot150=0{,}23\ \text{V}.$$

Seega

voolule $I_{kB}=I_{k\,max}=0{,}48$ A vastab emj. $E_{gB'}=1{,}95$ V,
voolule $I_{kA}=0{,}256$ A vastab emj. $E_{gA'}=1{,}1$ V,
voolule $I_{kC}=I_{k\,min}=0{,}01$ A vastab emj. $E_{gC'}=0{,}23$ V;

5) saadud punktide alusel koostame dünaamilise läbivkarakteristiku $I_k=f(E_g)$ (joon. 59).

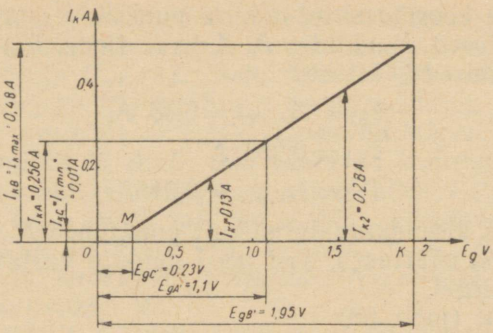
Mittelineaarmoonutusteguri määramiseks tuleb tööpiirkond jaotada (punktide M ja K vahel joonisel 59) horisontaalteljel neljaks võrdseks lõiguks ning leida neid lõike piiravale viiele punktile vastavad voolude väärtused (viie ordinaadi meetod):

$$I_{k\,min}=0{,}01\ \text{A};\quad I_{k1}=0{,}13\ \text{A};\quad I_{kA}=0{,}256\ \text{A};\quad I_{k2}=0{,}38\ \text{A};$$
$$I_{k\,max}=0{,}48\ \text{A}.$$

Leitud voolude väärtuste kaudu arvutatakse kollektorivoolu harmoonilised väärtused. Esimese harmoonilise voolu amplituud arvutatakse valemiga

$$I_{km1}=\frac{1}{3}\left[(I_{k\,max}-I_{k\,min})+(I_{k2}-I_{k1})\right]=$$

$$=\frac{1}{3}\left[(10{,}48-0{,}01)+(0{,}38-0{,}131)\right]=0{,}24\ \text{A}=240\ \text{mA}. \qquad (5.22)$$



Joon. 59. Sõltuvuse $I_k=f(E_g)$ graafik

Teise harmoonilise voolu amplituud

$$I_{km2}=\frac{1}{4}(I_{k\,max}+I_{k\,min}-2I_{kA})=$$

$$=\frac{1}{4}(0{,}48+0{,}01-2\cdot 0{,}256)=-0{,}0055\text{ A}=-5{,}5\text{ mA}. \quad (5.23)$$

Kolmanda harmoonilise amplituud

$$I_{km3}=\frac{1}{6}[(I_{k\,max}-I_{k\,min})-2(I_{k2}-I_{k1})]=$$

$$=\frac{1}{6}(0{,}48-0{,}01)-2(0{,}38-0{,}13)=-0{,}005\text{ A}=-5\text{ mA}. \quad (5.24)$$

Mittelineaarmoonutustegur

$$\gamma_{arv}=\frac{\sqrt{I^2_{km2}+I^2_{km3}}}{I_{km1}}\cdot 100\,\%=\frac{\sqrt{5{,}5^2+5^2}}{240}\cdot 100\,\%=3{,}1\,\%. \quad (5.25)$$

Seega

$$\gamma_{arv}=3{,}1\,\%<\gamma=6\,\% \quad (5.26)$$

ja saadud mittelineaarmoonutustegur ei ületa lubatut ega ole vajadust negatiivse tagasiside järele lõppastmes.

16. Transistori kollektorsiirde lubatava temperatuuri $T_{s\,max}=70°$ C tagamiseks vajalik radiaatori pind

$$S_r=\frac{1200\ldots1500}{\frac{T_{s\,max}-T_{\ddot{u}k\,max}}{P_k}-R_T}=\frac{1350}{\frac{70-30}{2{,}8}-3{,}5}=125\text{ cm}^2, \quad (5.27)$$

kus $T_{s\,max}$ ja $T_{\ddot{u}k\,max}$ on antud °C,

R_T — $\frac{\text{deg}}{\text{W}}$,

P_k — vattides.

Radiaatori konstruktsioon on toodud joonisel 53.

17. Arvutame emitterringi elementide väärtused $R_{e4}C_{e4}$ (joon. 52, *a*).

Vastavalt avaldisele (5.9) on pingelang takistil R_{e4} $\Delta U_e = 1{,}23$ V. Seejuures läbib takistit R_{e4} vool

$$I_{e4A} = I_{b4A} + I_{b4A} = 0{,}256 + 5 \cdot 10^{-3} = 0{,}261 \text{ A}.$$

Järelikult on takisti R_{e4} takistus

$$R_{e4} = \frac{\Delta U_e}{I_{e4A}} = \frac{1{,}23}{0{,}261} = 4{,}7 \ \Omega. \qquad (5.28)$$

Lisast 7 valime takistuse $R_{e4} = 4{,}7$ Ω. Selle takisti hajuvõimsus

$$R_{R_{e4}} = I_{e4A}^2 R_{e4} = 0{,}261^2 \cdot 4{,}7 = 0{,}068 \text{ W}.$$

Valime takisti УЛИ-0,1-4,7 Ω.

Kondensaatori C_{e4} mahtuvus arvutatakse valemiga

$$C_{e4} = \frac{1}{2\pi f_m 0{,}1 R_{e4}} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 100 \cdot 0{,}1 \cdot 4{,}7} = 3400 \cdot 10^{-6} \text{ F} = 3400 \ \mu\text{F}. \qquad (5.29)$$

Nii suure mahtuvusega kondensaator on väikesele tööpingele ($\Delta U_e = 1{,}23$ V) vaatamata suuremõõtmeline ja üsna kallis.

Võimendi gabariitide ja omahinna vähendamiseks on otstarbekas C_{e4} lülitusest ära jätta, kuigi siis tekib võimendust vähendav negatiivne tagasiside vahelduvvoolule.

Vastavalt avaldisele (5.19) osutub väljundastme võimsusvõimendustegur $K_{p4\,arv} = 32$ dB tunduvalt suuremaks kui eelarvutuses $K_{p4} = 20$ dB. Seetõttu võime antud juhul lugeda negatiivse tagasiside lubatavaks ja jätta kondensaatori C_{e4} ära.

18. Määrame baasiahela pingejaguri R'_{b4}-R''_{b4} takistused (joon. 52, *a*). Eeldame, et pingelang lahtisidestusfiltril

$$\Delta U_{f4} = (0{,}1 \ldots 0{,}2) E_{k4} = 0{,}1 \cdot 13{,}5 = 1{,}35 \text{ V}. \qquad (5.30)$$

Pingejagurile R'_{b4}-R''_{b4} rakenduv pinge

$$U_{j4} = E_{k4} - \Delta U_{f4} = 13{,}5 - 1{,}35 = 12{,}15 \text{ V}. \qquad (5.31)$$

Valime pingejaguri voolu tingimusest

$$I_{j4} = (2 \ldots 5) I_{b4A}. \qquad (5.32)$$

Valime

$$I_{j4} = 2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 10 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 10 \text{ mA}.$$

Määrame R'_{b4} ja R''_{b4} väärtused valemitega

$$R'_{b4} = \frac{U_{j4} - \Delta U_{e4} - U_{be4A}}{I_{b4A} + I_{j4}} = \frac{12{,}15 - 1{,}23 - 0{,}35}{5 \cdot 10^{-3} + 10 \cdot 10^{-3}} = 705 \ \Omega, \qquad (5.33)$$

$$R''_{b4} = \frac{\Delta U_{e4} + U_{be4A}}{I_{j4}} = \frac{1{,}23 + 0{,}35}{10 \cdot 10^{-3}} = 158 \ \Omega. \qquad (5.34)$$

Seejuures on vajalik, et

$$R''_{b4} = (5 \ldots 10) R_{sis\,4k}, \tag{5.35}$$

sest siis ei vähene pingejaguri toimel oluliselt võimendusastme sisendtakistus. Antud juhul on tingimus (5.35) rahuldatud, sest

$$R''_{b4} = 158\ \Omega > 5R_{sis\,4k} = 5 \cdot 10{,}6 = 53\ \Omega.$$

Lisast 7 valime takistused $R'_{b4} = 680\ \Omega$ ja $R''_{b4} = 160\ \Omega$.

Takistite R'_{b4} ja R''_{b4} hajuvõimsused on järgmised:

$$P_{R'_{b4}} = (I_{j4} + I_{b4A})^2 R'_{b4} = (15 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 680 \approx 0{,}153\ \text{W},$$

$$R_{R''_{b4}} = I_{j4}^2 R''_{b4} = (10 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 160 \approx 0{,}016\ \text{W}.$$

Valime vastavalt takistid МЛТ-0,25-680 Ω ja УЛМ-0,12-160 Ω.

19. Väljundtrafo ülekandesuhe

$$n = \sqrt{\frac{R_t}{R_{t4}\eta_{tr}}} = \frac{6}{48 \cdot 0{,}8} = 0{,}395. \tag{5.36}$$

20. Leiame väljundtrafo primaar- ja sekundaarmähiste aktiivtakistused:

$$r_1 = \frac{R_{t4}}{2\eta_{tr}}(1 - \eta_{tr}) = \frac{48}{2 \cdot 0{,}8}(1 - 0{,}8) = 6\ \Omega, \tag{5.37}$$

$$r_2 = \frac{R_t}{2\eta_{tr}}(1 - \eta_{tr}) = \frac{6}{2 \cdot 0{,}8}(1 - 0{,}8) = 0{,}75\ \Omega. \tag{5.38}$$

21. Arvutame väljundtrafo primaarmähise induktiivsuse, lähtudes lubatavatest sagedusmoonutustest madalsagedustel:

$$L_1 = \frac{R_t + r_2}{2\pi f_m n^2 \sqrt{M_{m\,la}^2 - 1}} = \frac{6 + 0{,}75}{6{,}28 \cdot 100 \cdot 0{,}395^2 \sqrt{1{,}15^2 - 1}} = 0{,}125\ \text{H}. \tag{5.39}$$

Transistorvõimendi väljundtrafo puisteinduktiivsust L_s tavaliselt ei arvutata, sest kõrgematel sagedustel see praktiliselt moonutusi ei tekita.

22. Võimendusastme kasutegur

$$\eta_{la} = \frac{P_{välj\,arv\,4}}{(I_{k4A} + I_{b4A} + I_{j4}) E_{k4}} \cdot 100 = \frac{1{,}06}{(0{,}256 + 0{,}005 + 0{,}01) \cdot 13{,}5} \cdot 100 = 29\,\%. \tag{5.40}$$

B. Väljundtrafo konstruktiivne arvutus. Transistorvõimendi väljundtrafo võime arvutada samas järjekorras kui analoogilise lampvõimendi väljundtrafo (vt. näidis 11).

1. Valime südamiku materjali. Vastavalt lisale 17 valime väljundvõimsusega $P_{välj} = 1$ W A-klassi võimsusvõimendi eelmag-

neetimisega väljundtrafo südamiku materjaliks elektrotehnilise terase Э310.

2. Leiame südamiku geomeetrilised mõõtmed. Transistorseadmetes kasutatakse tavaliselt mantelsüdamikke, mis koostatakse Ш-kujulistest lehtedest (joon. 38).

Keskmise samba ristlõike võime määrata valemiga

$$S=\frac{I_{kA}^2 L_1}{8000}\ \text{cm}^2, \qquad (5.41)$$

kus I_{kA} on kollektorivoolu alaliskomponent milliamprites,

L_1 — väljundtrafo primaarmähise induktiivsus henrides.

Antud juhul

$$S=\frac{256^2\cdot 0{,}125}{8000}=1{,}025\ \text{cm}^2.$$

Valemite (1.12) ja (1.13) abil leiame Ш-kujulise südamiku keskmise samba laiuse a ja plekipaki paksuse c:

$$a=0{,}9\sqrt{S}=0{,}9\sqrt{1{,}025}\approx 0{,}9\ \text{cm},$$

$$c=1{,}1\sqrt{S}=1{,}1\sqrt{1{,}025}\approx 1{,}1\ \text{cm}.$$

Lisast 3 valime südamikuks Ш-9.

3. Arvutame mähise keerdude arvud. Primaarmähise keerdude arv

$$w_1=530\sqrt{L_1\frac{l_k}{S}}, \qquad (5.42)$$

kus l_k on valitud südamiku magnetjõujoonte keskmine pikkus cm.

Lisast 3 leiame, et südamikul Ш-9 $l_k=7{,}7$ cm.

Seega

$$w_1=550\sqrt{0{,}125\frac{7{,}7}{1{,}025}}=535\ \text{keerdu}.$$

Sekundaarmähise keerdude arv

$$w_2=nw_1=0{,}395\cdot 535=211\ \text{keerdu}.$$

4. Kontrollime magnetvoo tiheduse maksimaalväärtust B_m südamikus.

Vastavalt tabelile 7 on elektrotehnilisest terasest Э310 südamikus väljundvõimsusel $P_{välj}=1$ W magnetvoo tiheduse lubatav maksimaalväärtus $R_{m\,lub}=0{,}46$ T.

Magnetvoo tiheduse maksimaalväärtus arvutatavas trafos

$$B_m=\frac{2{,}25\cdot 10^3 U_{km}}{f_m S w_1}, \qquad (5.43)$$

kus U_{km} on väljundtrafo primaarmähisel mõjuva pinge amplituud.

U_{k4m} väärtuse võime leida valemiga

$$U_{k4m}=\frac{U_{ke4\,max}-U_{ke4\,min}}{2}=\frac{22{,}5-0{,}6}{2}=10{,}95\ \text{V}. \quad (5.44)$$

Seega

$$B_m=\frac{2{,}25\cdot 10^3\cdot 10{,}95}{100\cdot 1{,}025\cdot 535}=0{,}445\ \text{T}.$$

Järelikult on tingimus

$$B_m\leqslant B_{m\,lub} \quad (5.45)$$

rahuldatud, sest

$$B_m=0{,}445\ \text{T}<B_{m\,lub}=0{,}46\ \text{T}.$$

5. Arvutame mähisetraadi läbimõõdud. Trafo mähistena kasutatakse tavaliselt emailisolatsiooniga traate ПЭЛ või ПЭВ.

Primaarmähise traadi läbimõõt (ilma isolatsioonita)

$$d_1=0{,}025\sqrt{I_{kA}}\ \text{mm}, \quad (5.46)$$

kus I_{kA} on milliamprites.

Sekundaarmähise traadi läbimõõt (ilma isolatsioonita)

$$d_2=0{,}8d_1\frac{1}{\sqrt{n}}\ \text{mm}. \quad (5.47)$$

Antud juhul

$$d_1=0{,}025\sqrt{256}=0{,}4\ \text{mm},$$

$$d_2=0{,}8\cdot 0{,}4\frac{1}{\sqrt{0{,}395}}=0{,}51\ \text{mm}.$$

Lisast valime väljundtrafo mähisetraadi ПЭВ-1, mille läbimõõt koos isolatsiooniga

$$d_{1is}=0{,}42\ \text{mm}, \quad d_{2is}=0{,}56\ \text{mm}.$$

6. Südamiku õhupilu laius

$$l_\delta=\frac{w_1 I_{kA}}{8}\cdot 10^{-5}\ \text{mm}, \quad (5.48)$$

kus I_{kA} on milliamprites.

Järelikult

$$l_\delta=\frac{w_1 I_{kA4}}{8}\cdot 10^{-5}=\frac{535\cdot 256}{8}\cdot 10^{-5}=0{,}17\ \text{mm}.$$

Õhupilu tekitava isolatsiooni paksus

$$\frac{l_\delta}{2}=0{,}085\ \text{mm}.$$

7. Kontrollime mähiste mahtumist südamiku aknasse. Kummagi mähise keerdude arvu kihis leiame valemiga (1.14):

$$w_{1k}=\frac{h-2(\delta_a+2)}{d_{1is}}k_{tk}.$$

Lisast 3 leiame, et südamiku III-9 $h=31{,}5$ mm. Aluse seinapaksuseks võtame $\delta_a=0{,}5$ mm. Täiteteguri k_{tk} võtame tabelist 3: kui juhtmete läbimõõt $d_{1is}=0{,}42$ mm, siis $k_{tk}=0{,}91$. Seega

$$w_{1is}=\frac{31{,}5-2(0{,}5+2)}{0{,}42}0{,}92=58 \text{ keerdu.}$$

Sekundaarmähisel

$$w_{2is}=\frac{31{,}5-2(0{,}5+2)}{0{,}56}0{,}92=43 \text{ keerdu.}$$

Leiame kummagi mähise kihtide arvu (ümardades suuremale täisarvule):

$$n_1=\frac{w_1}{w_{1k}}=\frac{535}{58}\approx 9,$$

$$n_2=\frac{w_2}{w_{2k}}=\frac{211}{43}\approx 5.$$

Kummagi mähise paksuse leiame valemiga (1.16). Primaarmähise paksus

$$\delta_{1m}=n_1(d_{1is}+\delta_{is})+\delta_v,$$

kus δ_{is} on kihtidevahelise isolatsiooni paksus (võtame $\delta_{is}=0{,}03$ mm),

δ_v — mähistevahelise isolatsiooni paksus (võtame $\delta_v=0{,}1$ mm).

Järelikult

$$\delta_{1m}=9(0{,}42+0{,}03)+0{,}1=4{,}15 \text{ mm}$$

ja

$$\delta_{2m}=5(0{,}56+0{,}03)+0{,}1=3{,}05 \text{ mm}.$$

Leiame mõlema mähise kogupaksuse, kui aluse seinapaksus $\delta_a=1$ mm:

$$\delta_{üld}=\delta_{1m}+\delta_{2m}+\delta_a=4{,}15+3{,}05+1=8{,}2 \text{ mm}.$$

Seega

$$\delta_{üld}=8{,}2 \text{ mm}<b=9 \text{ mm}.$$

Järelikult on südamik õigesti valitud.

Trafo valmistamisel on otstarbekas mähised sektsioneerida, sest siis väheneb puisteinduktiivsus tunduvalt.

III. Eelvõimendusastme arvutus

Eelviimase (kolmanda) astme arvutus. Eelviimase astme lõplikuks arvutamiseks peavad olema teada järgmised lähteandmed, mis on saadud eelarvutuse ja lõppastme arvutuse tulemusena:

1) võimendatava sagedusriba alumine piir $f_m=100$ Hz,
2) lubatav sagedusmoonutustegur madalsagedustel

$$M_{m3}=1{,}072,$$

3) järgmise astme (lõppastme) sisendvoolu vahelduvkomponendi amplituud $I_{m\,sis\,4}=11{,}75$ mA (arvestamata voolukadu pingejaguris R'_{b4}-R''_{b4}),
4) järgmise astme sisendtakistus $R_{sis\,4k}=10{,}6\ \Omega$,
5) võimendusastme toitepinge (järgmise astme pingejagurile rakenduv pinge) $E_{k3}=U_{j4}=12{,}15$ V,
6) järgmise astme baasiahela pingejaguri takistused

$$R'_{b4}=680\ \Omega, \quad R''_{b4}=160\ \Omega,$$

7) transistor МП40 parameetritega $\beta=20$,

$$U_{ke\,lub}=15\text{ V}, \quad I_{k\,lub}=20\text{ mA}, \quad P_{k\,lub}=0{,}15\text{ W}.$$

Arvutuskäik

1. Kontrollime transistori eelvaliku õigsust. Et transistori töörežiim oleks normaalne, ei tohi transistori emitteri ja kollektori vaheline lubatav pinge ületada toiteallika pinget, s. t.

$$U_{ke\,lub} > E_k, \tag{5.49}$$

lubatav kollektorivool aga peab ületama järgmise astme sisendvoolu vähemalt 1,5...2 korda:

$$I_{k\,lub} > (1{,}5\ldots 2)\,I_{m\,sis\,4}, \tag{5.50}$$

kus $I_{m\,sis\,4}$ on järgmise astme sisendvool.

Kolmanda astme jaoks valitud transistori МП40 korral on tingimused (5.49) ja (5.50) täidetud, sest

$$U_{ke\,lub}=15\text{ V} > E_{k3}=12{,}15\text{ V}$$

ja

$$I_{k3\,lub}=20\text{ mA} > 1{,}5 I_{m\,sis4}=1{,}5\cdot 11{,}75=17{,}5\text{ mA}.$$

Seega on transistor МП40 õigesti valitud.

2. Määrame kollektorivoolu väärtuse lähtetööpunktis lihtsustatud valemiga

$$I_{kA} \approx 1{,}5 I_{m\,välj}. \tag{5.51}$$

Täpsemalt arvutatakse lähtetööpunkti vool valemiga

$$I_{kA3}=1{,}05\ldots 1{,}2\,(I_{sis\,4m}+I_{j4}+I_{R_{k3}}),$$

kus I_{j4} on voolu kadu järgmise astme pingejaguris

$$\left(R_j=\frac{R'_{b4}R''_{b4}}{R'_{b4}+R''_{b4}}\right),$$

$I_{R_{k3}}$ — vool, mis läbis antud astme kollektoritakistuse, mis algul on võetud ligikaudselt.

Arvutataval astmel

$$I_{kA3} \approx 1{,}5 I_{m\,sis4}=1{,}5\cdot 11{,}75=17{,}5\text{ mA}.$$

3. Määrame kollektoritakistuse väärtuse. Kollektoritakistuse R_k väärtuse valikul tuleb rahuldada kaht teineteisele vasturääkivat nõuet. Ühest küljest on soovitatav, et takistus R_k oleks järg-

mise astme sisendtakistusega võrreldes võimalikult suur. Teisest küljest viib aga R_k suurendamine antud kollektorivoolu korral pingelangu suurenemisele takistil R_k ning pinge U_{ke} emitteri ja kollektori vahel muutub lubamatult väikeseks. (Sisendsignaali sellel poolperioodil, kui kollektorivool suureneb, läheb transistor küllastusrežiimi, kus U_{ke} muutub praktiliselt nulliks ega muutu enam sisendsignaali muutudes.)

Toodud nõuete rahuldamiseks

$$R_k = \frac{0{,}4E_k}{I_{kA}}. \tag{5.52}$$

Arvutataval astmel

$$R_{k3} = \frac{0{,}4E_{k3}}{I_{kA3}} = \frac{0{,}4 \cdot 12{,}15}{17{,}5 \cdot 10^{-3}} = 275\ \Omega.$$

Lisast 7 valime takistuse $R_{k3} = 300\ \Omega$. Takisti hajuvõimsus

$$P_{R_{k3}} = I_{kA3}^2 R_{k3} = (16{,}5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 300 = 0{,}082\ \text{W}.$$

Seega sobib takisti УЛМ-0,12-300 Ω.

4. Määrame termostabiliseeriva takistuse R_{e3} valemiga[1]

$$R_e \approx \frac{0{,}2E_k}{I_{kA}}. \tag{5.53}$$

Arvutataval võimendusastmel

$$R_{e3} \approx \frac{0{,}2E_{k3}}{I_{kA3}} = \frac{0{,}2 \cdot 12{,}15}{16{,}5 \cdot 10^{-3}} = 147\ \Omega.$$

Lisast 7 valime takisti УЛМ-0,12-150 Ω.

5. Kondensaatori C_{e3} mahtuvus

$$C_{e3} = \frac{1}{2\pi f_m 0{,}1 R_{e3}} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 100 \cdot 0{,}1 \cdot 150} \approx 106 \cdot 10^{-6}\ \text{F} = 106\ \mu\text{F}.$$

Lisast 4 valime elektrolüütkondensaatori КЭ-1-12-100 μF.

6. Transistori emitteri ja kollektori vaheline pinge lähtetööpunktis

$$U_{keA} \approx E_k - I_{kA}R_k - I_{kA}R_e. \tag{5.54}$$

Arvutataval võimendusastmel

$$U_{keA3} \approx E_{k3} - I_{kA3}R_{k3} - I_{kA3}R_{e3} =$$
$$= 12{,}15 - 17{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 300 - 17{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 4{,}25\ \text{V}.$$

7. Transistori МП40 ÜE-lülituse väljundkarakteristikutel (joon. 60, *a*) märgime lähtetööpunkti A_3 koordinaatidega

$$U_{keA3} = 4{,}25\ \text{V}, \quad I_{kA3} = 17{,}5\ \text{mA}.$$

---

[1] Eelvõimendusastmetel soovitatakse valida $R_e = \frac{0{,}1 \ldots 0{,}3E_k}{I_{kA}}$. — *Tõlk.*

Leitud lähtetööpunktile vastab baasivool $I_{bA3}=0{,}75$ mA. Saadud baasivoolu väärtus võimaldab määrata lähtetööpunkti A'_3 transistori МП40 sisendkarakteristikul (joon. 60, *b*), baasi ja emitteri vahelise pinge lähtetööpunktis $U_{beA3}=0{,}3$ V ja arvutatava astme transistori sisendtakistuse vahelduvvoolule $R_{sis\,3}$.

Sisendtakistuse $R_{sis\,3}$ leidmiseks tuleb tõmmata lähtetööpunktis A'_3 puutuja ja leida suhe

$$R_{sis\,3}=\frac{MK}{KA'_3}=\frac{0{,}3-0{,}24}{0{,}7\cdot 10^{-3}}=86\ \Omega. \qquad (5.54a)$$

Määrame sisendvoolu amplituudi lihtsustatud valemiga

$$I_{sis\,3}=I_{b3m}\approx\frac{1{,}2I_{sis\,4}}{\beta}=\frac{1{,}2\cdot 11{,}75}{20}=0{,}7\ \text{mA}. \qquad (5.55)$$

8. Määrame baasiahela pingejaguri R'_{b3}-R''_{b3} (joon. 50) takistuse väärtused. Eeldame, et pingelang filtri takistusel R_{f3}

$$\Delta U_{f3}=(0{,}1\ldots 0{,}2)E_{k3}=0{,}1\cdot 12{,}15\approx 1{,}22\ \text{V}. \qquad (5.56)$$

Pingejagurile R'_{b3}-R''_{b3} rakenduv pinge

$$U_{j3}=E_{k3}-\Delta U_{f3}=12{,}15-1{,}22=10{,}93\ \text{V}. \qquad (5.57)$$

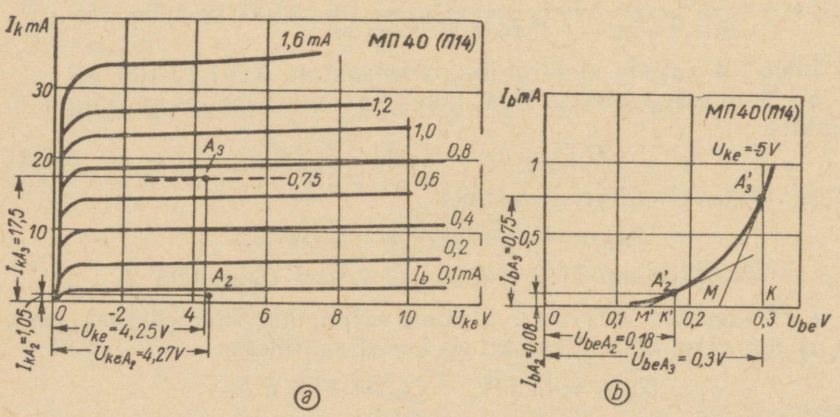
Valime pingejaguri voolu tingimusest

$$I_{j3}=(2\ldots 5)I_{bA3}=2\cdot 0{,}7=1{,}4\ \text{mA}. \qquad (5.58)$$

Määrame R'_{b3} ja R''_{b3} väärtused valemitega

$$R'_{b3}=\frac{U_{j3}-\Delta U_{e3}-U_{beA3}}{I_{bA3}+I_{j3}},$$

$$R''_{b3}=\frac{\Delta U_{e3}+U_{be3}}{I_j}.$$



Joon. 60. Transistori МП40 staatilised karakteristikud: *a* — väljundkarakteristikud, *b* — sisendkarakteristik

Kui $\Delta U_{e3} \approx 0{,}2E_{k3} = 0{,}2 \cdot 12{,}15 = 2{,}43$ V, siis

$$R'_{b3} = \frac{10{,}93 - 2{,}43 - 0{,}3}{0{,}7 \cdot 10^{-3} + 1{,}4 \cdot 10^{-3}} = 3910\ \Omega = 3{,}91\ \text{k}\Omega.$$

$$R''_{b3} = \frac{2{,}43 + 0{,}3}{1{,}4 \cdot 10^{-3}} = 1950\ \Omega = 1{,}95\ \text{k}\Omega.$$

Tingimus $R''_{b3} = (5 \ldots 10) R_{sis\,3}$ on rahuldatud, sest

$$R''_{b3} = 1{,}95\ \text{k}\Omega > 5R_{sis\,3} = 5 \cdot 86 = 430\ \Omega.$$

Lisast 7 valime takistused

$$R'_{b3} = 3{,}9\ \text{k}\Omega, \quad R''_{b3} = 2\ \text{k}\Omega.$$

Takistite R'_{b3} ja R''_{b3} hajuvõimsused

$$P_{R'_{b3}} = (I_{j3} + I_{b3})^2 R'_{b3} = (2{,}1 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 3{,}9 \cdot 10^3 \approx 0{,}17\ \text{W},$$

$$P_{R''_{b3}} = I^2_{pj3} R''_{b3} = (1{,}4 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2 \cdot 10^3 \approx 0{,}004\ \text{W}.$$

Valime takistiteks R'_{b3} ja R''_{b3} vastavalt takistid МЛТ-0,25-3,9 kΩ ja УЛМ-0,12-2 kΩ.

9. Võimendusastme pingevõimendustegur kesksagedustel

$$K_{u3} = \frac{\beta R_{ekv}}{R_{sis}}, \tag{5.59}$$

kus R_{sis} on arvutatava võimendusastme sisendtakistus,
R_{ekv} — arvutatava võimendusastme ekvivalentne koormustakistus vahelduvvoolule.

$$R_{ekv} \approx \frac{R_k R''_b R_{sis}}{R''_b R_{sis} + R_k R_{sis} + R_k R''_b}. \tag{5.60}$$

Valemis (5.60) on R''_b ja R_{sis} järgmise võimendusastme vastavate takistuste väärtused.

Arvutataval (kolmandal) astmel

$$R_{ekv3} = \frac{R_{k3} R''_{b4} R_{sis4}}{R''_{b4} R_{sis\,4} + R_{k3} R_{sis\,4} + R_{k3} R''_{b4}} =$$

$$= \frac{300 \cdot 160 \cdot 10{,}6}{160 \cdot 10{,}6 + 300 \cdot 10{,}6 + 300 \cdot 160} = 9{,}2\ \Omega.$$

Et $R_{sis\,3} = 86\ \Omega$, siis

$$K_{u3} = \frac{\beta_3 R_{ekv\,3}}{R_{sis\,3}} = \frac{20 \cdot 9{,}2}{86} = 2{,}14. \tag{5.61}$$

10. Astme võimsusvõimendustegur

$$K_{p3\,arv} = \beta_3 K_{u3} = 20 \cdot 2{,}14 = 43, \text{ s. o. } 17\ \text{dB}.$$

See on väiksem kui 20 dB, kuid lõppastme võimenduse varu tõttu on see lubatav.

11. Arvutatava ja järgmise astme vahelise sidestuskondensaatori mahtuvus

$$C_s = \frac{1}{2\pi f_m (R_{ekv} + R_{sis}) \sqrt{M_m^2 - 1}}. \qquad (5.62)$$

Seega kolmanda ja neljanda võimendusastme vahelise sidestuskondensaatori C_{s3} mahtuvus

$$C_{s3} = \frac{1}{2\pi f_m (R_{ekv\,3} + R_{sis\,4}) \sqrt{M_{m3}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 100 (9{,}2 + 10{,}6) \sqrt{1{,}072^2 - 1}} = 200 \cdot 10^{-6}\ \text{F} = 200\ \mu\text{F}.$$

Lisast 4 valime elektrolüütkondensaatori K50-6-15-200 μF.

Teise eelvõimendusastme arvutus. Lähteandmed:

1) alumine sageduspiir $f_m = 100$ Hz,
2) sagedusmoonutustegur madalsagedustel $M_{m2} = 1{,}072$,
3) järgmise (kolmanda) astme sisendvoolu vahelduvkomponendi amplituud $I_{sis\,3m} = 0{,}7$ mA,
4) järgmise astme sisendtakistus $R_{sis\,3} = 86\ \Omega$,
5) astme toitepinge $E_{k2} = U_{j3} = 10{,}93$ V,
6) järgmise astme baasiahela pingejaguri takistused

$$R'_{b3} = 3{,}9\ \text{k}\Omega, \quad R''_{b3} = 2\ \text{k}\Omega,$$

7) kasutatava transistori МП40 parameetrid:

$\beta = 20$, $U_{ke\,lub} = 15$ V, $I_{k\,lub} = 20$ mA, $P_{k\,lub} = 0{,}15$ W.

Arvutuskäik

1. Kontrollime transistori valiku õigsust. Transistori МП40 kasutamise korral teises astmes on tingimused (5.49) ja (5.50) rahuldatud, sest

$$U_{ke\,lub} = 15\ \text{V}, \quad E_{k2} = 10{,}93\ \text{V},$$

$$I_{k\,lub} = 20\ \text{mA} > (1{,}5 \ldots 2) I_{m\,sis\,3} = (1{,}5 \ldots 2) \cdot 0{,}7\ \text{mA}.$$

2. Määrame kollektorivoolu lähtetööpunktis. Arvutataval astmel valemi (5.51) järgi

$$I_{kA2} = 1{,}5 I_{sis\,3m} = 1{,}5 \cdot 0{,}7 = 1{,}05\ \text{mA}. \qquad (5.63)$$

Et lähtetööpunkti väga väikese vooluga režiimid on transistoril tugevalt mittelineaarsed, siis ei soovitata valida lähtetööpunkti voolu ühise emitteriga lülituse korral alla 1 mA. Juhul kui lähtetööpunkti vool tuleb väiksem kui 1 mA, valitakse selleks 1 mA.

3. Määrame kollektoriahela koormustakistuse. Valemi (5.52) järgi

$$R_{k2}=\frac{0{,}4E_{k2}}{I_{kA2}}=\frac{0{,}4\cdot 10{,}93}{1{,}05\cdot 10^{-3}}=4500\ \Omega=4{,}5\ \text{k}\Omega. \qquad (5.64)$$

Lisast 7 valime takistuse $R_{k2}=4{,}7$ kΩ. Takisti hajuvõimsus

$$P_{R_{k2}}=I_{kA2}^2\cdot R_{k2}=(1{,}05\cdot 10^{-3})^2\cdot 4{,}7\cdot 10^3=45\cdot 10^{-3}\ \text{W}.$$

Valime takisti УЛМ-0,12-4,7 kΩ.

4. Emittertakisti (5.53)

$$R_{e2}=\frac{0{,}2E_{k2}}{I_{kA2}}=\frac{0{,}2\cdot 10{,}93}{1{,}05\cdot 10^{-3}}=2080\ \Omega=2{,}08\ \text{k}\Omega. \qquad (5.65)$$

Lisast 7 valime takisti УЛМ-0,12-2,0 kΩ.

5. Kondensaatori C_{e2} mahtuvus

$$C_{e2}=\frac{1}{2\pi f_m 0{,}1R_{e2}}=\frac{1}{6{,}28\cdot 100\cdot 0{,}1\cdot 2{,}0\cdot 10^3}=$$

$$=7{,}25\cdot 10^{-6}\ \text{F}=7{,}25\ \mu\text{F}. \qquad (5.66)$$

Lisast 4 valime elektrolüütkondensaatori ЭМ-15-10 μF.

6. Arvutame valemiga (5.54) transistori emitteri ja kollektori vahelise pinge lähtetööpunktis:

$$U_{keA2}=E_{k2}-I_{kA2}R_{k2}-I_{kA2}R_{e2}=$$

$$=10{,}93-10\cdot 10^{-3}\cdot 4{,}7\cdot 10^3-1{,}05\cdot 10^{-3}\cdot 2{,}0\cdot 10^3=4{,}27\ \text{V}. \qquad (5.67)$$

7. Transistori МП40 (joon. 60, *a*) väljundkarakteristikutel märgime lähtetööpunkti A_2 koordinaatidega $U_{keA2}=4{,}27$ V ja $I_{kA2}=1{,}05$ mA.

Määratud lähtetööpunktile vastab baasivool $I_{bA2}\approx 0{,}08$ mA. Tähistame lähtetööpunkti transistori sisendkarakteristikul A'_2-ga (joon. 60, *b*). Määrame baasi ja emitteri vahelise pinge lähtetööpunktis $U_{beA2}=0{,}18$ V ja arvutame võimendusastme sisendtakistuse

$$R_{sis\,2}=\frac{M'K'}{K'A'_2}=\frac{0{,}18-0{,}15}{0{,}08\cdot 10^{-3}}=375\ \Omega. \qquad (5.68)$$

8. Arvutame baasiahela pingejaguri takistused R'_{b2} ja R''_{b2} (joon. 50).

Pingelang filtri takistusel

$$\Delta U_{f2}=0{,}1E_{k2}=0{,}1\cdot 10{,}93\approx 1{,}1\ \text{V}. \qquad (5.69)$$

Pingejagurile R'_{b2}-R''_{b2} rakenduv pinge

$$U_{j2}=E_{k2}-\Delta U_{f2}=10{,}93-1{,}1=9{,}83\ \text{V}. \qquad (5.70)$$

Pingejaguri vool

$$I_{j2}=(2\ldots 5)I_{bA2}=2\cdot 0{,}08=0{,}16\ \text{mA}.$$

Kui pingelang takistil R_{e2}

$$\Delta U_{e2}\approx 0{,}2E_{k2}=0{,}2\cdot 10{,}93\approx 2{,}18\ \text{V},$$

siis

$$R'_{b2}=\frac{U_{j2}-\Delta U_{e2}-U_{beA2}}{I_{bA2}+I_{j2}}=\frac{9{,}83-2{,}18-0{,}18}{0{,}08+0{,}16\cdot 10^{-3}}=31\ \text{k}\Omega, \quad (5.71)$$

$$R''_{b2}=\frac{\Delta U_{e2}+U_{beA2}}{I_{j2}}=\frac{2{,}18+0{,}18}{0{,}18\cdot 10^{-3}}=14{,}8\ \text{k}\Omega. \quad (5.72)$$

Tingimus

$$R''_{b2}=14\,800\ \Omega>(5\ldots 10)R_{sis\,2}=(5\ldots 10)\cdot 375\ \Omega$$

on seega rahuldatud.

Lisast 7 valime takistused

$$R'_{b2}=30\ \text{k}\Omega, \quad R''_{b2}=15\ \text{k}\Omega.$$

Takistite R'_{b2} ja R''_{b2} hajuvõimsused

$$P_{R'_{b2}}\approx I_j^2R''_{b2}=(0{,}16\cdot 10^{-3})^2\cdot 30\cdot 10^3=0{,}77\cdot 10^{-3}\ \text{W},$$

$$P_{R''_{b2}}=I_j^2R''_{b2}=(0{,}16\cdot 10^{-3})^2\cdot 15\cdot 10^3=0{,}4\cdot 10^{-3}\ \text{W}.$$

Seega valime takistiks R'_{b2} takisti УЛМ-0,12-30 kΩ ja takistiks R''_{b2} takisti УЛМ-0,12-15 kΩ.

9. Võimendusastme sisendvoolu amplituud

$$I_{sis\,2m}\approx\frac{1{,}2I_{sis\,3m}}{\beta}=\frac{1{,}2\cdot 0{,}7}{20}=0{,}042\ \text{mA}. \quad (5.73)$$

10. Arvutame astme pingevõimendusteguri kesksagedustel. Teise astme ekvivalentne koormustakistus vastavalt valemile (5.60)

$$R_{ekv\,2}=\frac{R_{k2}R''_{b3}R_{sis\,3}}{R''_{b3}R_{sis\,3}+R_{k2}R_{sis\,3}+R_{k2}R''_{b3}}=$$

$$=\frac{4{,}7\cdot 10^3\cdot 10^3\cdot 86}{10^3\cdot 86+4{,}7\cdot 10^3\cdot 86+4{,}7\cdot 10^3\cdot 10^3}=77\ \Omega. \quad (5.74)$$

Järelikult

$$K_{u2}=\frac{\beta_2R_{ekv\,2}}{R_{sis\,2}}=\frac{20\cdot 77}{375}=4{,}1. \quad (5.75)$$

11. Võimendusastme võimsusvõimendustegur

$$K_{p2\,arv}=\beta_2K_{u2}=20\cdot 4{,}1=84\ (\text{umbes } 19\ \text{dB}), \quad (5.76)$$

mis on mõnevõrra väiksem kui eelarvutuses arvestatud (20 dB), kuid see väärtus rahuldab meid, sest neljanda astme võimsusvõimendustegur osutus eeldatust suuremaks.

12. Teise ja kolmanda astme vahelise sidestuskondensaatori mahtuvus

$$C_{s2}=\frac{1}{2\pi f_m(R_{ekv\,2}+R_{sis\,3})\sqrt{M_{m2}^2-1}}=$$

$$=\frac{1}{6{,}28\cdot 100(77+86)\sqrt{1{,}072^2-1}}=22{,}4\cdot 10^{-6}\ \text{F}=22{,}4\ \mu\text{F}. \quad (5.77)$$

Lisast 4 valime elektrolüütkondensaatori ЭМ-15-25 μF.

13. Arvutame tämbriregulaatori. Vastavalt ülesandele tuleb teises astmes kasutada tämbriregulaatorit, mis vähendab võimendust kõrgematel sagedustel (vt. joon. 55).

Selline tämbriregulaator arvutatakse valemitega

$$C_{tä} \approx \frac{0{,}1}{f_1 R_{sis}} \tag{5.78}$$

ja

$$R_{tä} \approx \frac{0{,}8 R_{sis}}{h-1}, \tag{5.79}$$

kus f_1 on sagedus, millest alates võimendus hakkab vähenema (1 dB võrra),

R_{sis} — võimendusastme sisendtakistus oomides, mille sisendisse lülitatakse tämbriregulaator,

h — tegur, mis näitab, mitu korda peab vähenema võimendus kõrgematel sagedustel võrreldes võimendusega kesksagedustel.

Antud juhul $f_1 = 5000$ Hz ja $h = 2$.

Seega

$$C_{tä} \approx \frac{0{,}1}{f_1 R_{sis}} = \frac{0{,}1}{5 \cdot 10^3 \cdot 375} \approx 5 \cdot 10^{-8} \text{ F} = 0{,}05 \text{ µF}.$$

Lisast 4 valime kondensaatori МБМ-160-0,05 µF.

$$R_{tä} = \frac{0{,}8 R_{sis\,2}}{h-1} = \frac{0{,}8 \cdot 375}{2-1} = 300 \text{ Ω}.$$

Lisast 7 valime muudetava takisti (potentsiomeetri) СПО-0,15 takistusega $R_{tä} = 300$ Ω.

Esimese eelvõimendusastme (emitterjärguri) lülituselementide valik. Antud võimendusastmes kasutatava emitterjärguri tüüpskeem on toodud joonisel 51, *b*.

1. Selleks et kõik transistorid oleksid ühetüübilised, kasutame transistore МП40 (П14).

2. Võimendusastme maksimaalne sisendtakistus

$$R_{sis\,1\,max} \approx \frac{1}{2} r_{k1}, \tag{5.80}$$

kus r_{k1} on ühe transistori kollektorsiirde takistus.

Käsiraamatust leiame, et transistori МП40 (П14) kollektorsiirde takistus $r_{k1} = 1{,}25$ MΩ. Järelikult

$$R_{sis\,1\,max} = 625 \text{ kΩ},$$

mis on küllaldane võimendusastme sobitamiseks piesoelektrilise helipeaga.

3. Astme koormustakistuse R_e leiame valemiga

$$R_e = \frac{E_k - U_{keA}}{I}, \tag{5.81}$$

kus E_k on astme toitepinge,

U_{keA} — transistori T_2 kollektori ja emitteri vaheline pinge lähtetööpunktis,

I_{eA} — liittransistori emitterivool lähtetööpunktis.

Kui emitterjärgurit kasutatakse sisendtakistuse suurendamiseks ja omamürade vähendamiseks sisendastmes, ei tohi kollektori ja emitteri vaheline pinge ületada 2...3 V ja emitteri lähtetööpunkti vool peab olema umbes 0,5 mA.

Seega projekteeritaval võimendusastmel

$$E_{k1}=U_{j2}=9{,}83\ \text{V},$$
$$U_{keA1}=3\ \text{V},$$
$$I_{eA1}=0{,}5\ \text{mA}.$$

Järelikult

$$R_{e1}=\frac{E_{k1}-U_{keA1}}{I_{eA1}}=\frac{9{,}83-3}{0{,}5\cdot 10^{-3}}=13\,660\ \Omega.$$

Lisast 7 valime takisti УЛМ-0,12-13 kΩ.

4. Takistite R_1 ja R_2 arvutamiseks valime nende poolt moodustatava pingejaguri vooluks

$$I_{j1}=0{,}1\ \text{mA}.$$

Sel juhul

$$R_1+R_2=\frac{E_{k1}}{I_{j1}}=\frac{9{,}83}{0{,}1\cdot 10^{-3}}=98\,300\ \Omega.$$

Valime $R_1+R_2=100$ kΩ. Takistused R_1 ja R_2 võib arvutada seosest

$$R_2\approx 3R_1. \qquad (5.82)$$

Seega $R_1=25$ kΩ ja $R_2=75$ kΩ.

Et takisteid R_1 ja R_2 läbiv vool on väga väike, siis on ka nende hajuvõimsus minimaalne.

Lisast 7 valime takistiks R_1 takisti УЛМ-0,12-24 kΩ ja takistiks R_2 takisti УЛМ-0,2-75 kΩ.

5. Et takistus R_3 ei vähendaks astme sisendtakistust, peab tema väärtus olema umbes 2...3 MΩ. Valime $R_3=3$ MΩ.

Vastavalt ülesandele peab võimendis olema ka võimendusregulaator reguleerimisulatusega $N=30$ dB. Sellise regulaatori saame, kui kasutame takistina R_3 potentsiomeetrit.

Sisendsignaal on maksimaalne siis, kui võimendi sisendisse on lülitatud takisti R_3 kogu takistus ja temaga jadamisi lülitatud takisti R_2 (joon. 51, *b*).

Kui takistus R_3 muutub nulliks, antakse signaal sisendisse ainult takisti R_2 kaudu ja signaali amplituud on minimaalne.

Vastavalt valemile (4.102) on projekteeritava võimendi reguleerimise ulatus

$$N_{dB}=20\log\frac{R_2+R_3}{R_2}=20\log\frac{3\cdot 10^6+75\cdot 10^3}{75\cdot 10^3}=$$

$$=20\log 41=31{,}4\ \text{dB}>30\ \text{dB}, \qquad (5.83)$$

mis vastab esitatud nõuetele.

Lisast 7 valime takistiks R_3 potentsiomeetri СПО-1 takistusega $R_3=3$ МΩ.

6. Esimese ja teise astme vahelise sidestuskondensaatori mahtuvus

$$C_{s1}=\frac{1}{2\pi f_m(R_{välj\,1}+R_{sis\,2})\sqrt{M_{m1}^2-1}}, \qquad (5.84)$$

kus $R_{välj\,1}$ on emitterjärguri väljundtakistus.

Enamasti kujuneb emitterjärguri väljundtakistus tunduvalt väiksemaks kui tema koormustakistus R_e (mitte suurem kui 100... ...200 Ω). Kui $R_{välj\,1}=200$ Ω, siis

$$C_{s1}=\frac{1}{2\cdot 3{,}14\cdot 100(200+375)\sqrt{1{,}072^2-1}}\approx$$

$$\approx 7\cdot 10^{-6}\ \text{F}=7\ \mu\text{F}.$$

Lisast 4 valime elektrolüütkondensaatori ЭМ-10-10 μF.

7. Võimendi sisendis oleva sidestuskondensaatori mahtuvus

$$C_s=\frac{1}{2\pi f_m(R_s+R_{sis\,1\,max})\sqrt{M_{mCs}^2-1}}. \qquad (5.85)$$

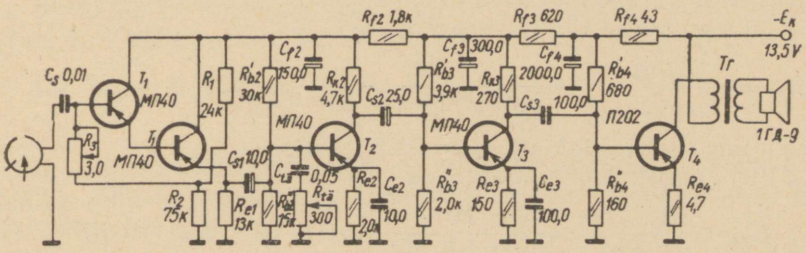
Kui sisendsignaaliallika sisetakistus $R_s=500$ kΩ ja sidestuskondensaatorile C_s lubatav sagedusmoonutustegur $M_{mCs}=1{,}023$, siis

$$C_s=\frac{1}{6{,}28\cdot 100(500\cdot 10^3+625\cdot 10^3)\sqrt{1{,}023^2-1}}\approx$$

$$\approx 0{,}01\cdot 10^{-6}\ \text{F}=0{,}01\ \mu\text{F}.$$

Valime lisast 4 kondensaatori ПМ-60-0,01 μF.

Koostame arvutatud võimendi täieliku põhimõtteskeemi (joon. 61).



Joon. 61. Transistorvõimendi põhimõtteskeem (näidise 14 juurde)

1. Neljanda astme filtri elementide arvutus.

$$R_{f4}=\frac{\Delta U_{f4}}{I_{j4}+I_{kA3}+I_{j3}+I_{kA2}+I_{j2}+I_{kA1}}=$$

$$=\frac{1{,}35}{10\cdot10^{-3}+17{,}5\cdot10^{-3}+1{,}4\cdot10^{-3}+1{,}05\cdot10^{-3}+0{,}16\cdot10^{-3}+0{,}5\cdot10^{-3}}=$$

$$=\frac{1{,}35}{30{,}6\cdot10^{-3}}=44\ \Omega.$$

Lisast 7 valime takistuse $R_{f4}=43\ \Omega$. Takisti R_{f4} hajuvõimsus on väga väike ($P_{R_{f4}}\approx0{,}04$ W). Seega sobib takisti УЛМ-0,12-43 Ω.

Filtri kondensaatori mahtuvus leitakse valemiga

$$C_{f4}\geqslant\frac{10\ldots50}{f_m R_{f4}}.$$

Paneme valemisse arvväärtused:

$$C_{f4}=\frac{10}{100\cdot43}=2300\cdot10^{-6}\ \text{F}=2300\ \mu\text{F}.$$

Lisast 4 valime elektrolüütkondensaatori К50-6-15-2000 μF.

2. Kolmanda astme filtri elementide arvutus.

$$R_{f3}=\frac{\Delta U_{f3}}{I_{j3}+I_{kA2}+I_{j2}+I_{kA1}}=$$

$$=\frac{1{,}22}{1{,}4\cdot10^{-3}+1{,}05\cdot10^{-3}+0{,}16\cdot10^{-3}+0{,}5\cdot10^{-3}}=\frac{1{,}22}{2{,}01\cdot10^{-3}}=610\ \Omega.$$

Lisast 7 valime takisti УЛМ-0,12-620 Ω.

Kondensaatori C_{f3} mahtuvus

$$C_{f3}=\frac{10\ldots50}{f_m R_{f3}}=\frac{20}{100\cdot620}=316\cdot10^{-6}\ \text{F}=316\ \mu\text{F}.$$

Lisast 4 valime elektrolüütkondensaatori КЭ-2-20-300 μF.

3. Teise astme filtri elementide arvutus.

$$R_{fe}=\frac{\Delta U_{f2}}{I_{j2}+I_{kA1}}=\frac{1{,}1}{0{,}16\cdot10^{-3}+0{,}5\cdot10^{-3}}=1670\ \Omega=1{,}67\ \text{k}\Omega.$$

Valime lisast 7 takisti УЛМ-0,12-1,8 kΩ.

Filtri kondensaatori mahtuvus

$$C_{f2}=\frac{10\ldots50}{f_m R_{f2}}=\frac{20}{100\cdot1{,}8\cdot10^3}=110\cdot10^{-6}\ \text{F}=110\ \mu\text{F}.$$

Lisast 4 valime elektrolüütkondensaatori ЭМ-10-150 μF.

NÄIDIS 15. VASTASTAKTLÜLITUSES TRANSISTORIDEGA LÕPPVÕIMENDI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada transistoridega MSV lõppaste järgmiste lähteandmete järgi: 1) *väljundvõimsus* $P_{välj}=20$ W; 2) *võimendatav sagedusriba* $f_m \ldots f_k=50 \ldots 6000$ Hz; 3) *koormustakistus* $R_t=10\ \Omega$; 4) *mittelineaarmoonutustegur* $\gamma \leqslant 12\%$; 5) *sagedusmoonutustegur* $M_{mla}=M_{kla}=1{,}2$; 6) *ümbritseva keskkonna maksimaaltemperatuur* $T_{ük\,max}=50\,°C$; 7) *astme kasutegur* $\eta \geqslant 60\%$.

Arvutuskäik

1. Valime võimendusastme lülituse ja töörežiimi. Lõppastmetes sobivad transistoride kõik kolm lülitusviisi. Ühise baasiga lülituse korral on mittelineaarmoonutused väikesed, kuid ka võimsusvõimendustegur on väike. Ühise emitteriga lülitus võimaldab suurimat võimsusvõimendust, kuid mittelineaarmoonutused on suhteliselt suured. Ühise kollektoriga lülitust kasutatakse harva. Võimsusvõimendus on sel juhul umbes niisama suur kui ühise baasiga lülituse korral, mittelineaarmoonutused aga mõnevõrra väiksemad kui ühise emitteriga lülituses.

Ühe transistoriga A-klassi võimsusvõimendi on hea selle poolest, et üks transistor hoitakse kokku ja mittelineaarmoonutused on suhteliselt väikesed ($\gamma=2 \ldots 7\%$). Samal ajal aga ei ületa kasutegur 50%. Samuti tarbib selline võimendusaste signaalita olukorras suurt võimsust.

B-klassi režiimis töötav vastastaktlülitus tagab teoreetiliselt maksimaalse kasuteguri 78% (praktiliselt 75%). Minimaalne mittelineaarmoonutustegur on 6...10%. Sellise võimendusastme väljundvõimsus on poolteist korda suurem kui kummagi transistori kollektori hajuvõimsus ja signaalita olukorras tarbib ta vähe voolu, sest transistorid on sulgemise piiril.

Seega on projekteeritavas võimendis otstarbekas kasutada ühise emitteriga lülituses olevat vastastaktlülitust, mis töötab B-klassi režiimis (joon. 52, *b*).

2. Leiame võimendusastme poolt arendatava vajaliku võimsuse. Kui väljundtrafo kasutegur $\eta_{tr}=0{,}9$ (vt. tabel 8), siis

$$P_{la}=\frac{P_{välj}}{\eta_{tr}}=\frac{20}{0{,}9}=22{,}2\ \text{W}. \tag{5.93}$$

3. Leiame võimendusastme kasuteguri väärtuse. B-klassi režiimis töötava vastastaktlülituse korral võime kasuteguri leida valemiga

$$\eta_B=0{,}93\frac{\pi}{4}\eta_{tr}. \tag{5.94}$$

Projekteeritaval võimendusastmel

$$\eta_B = 0{,}93\frac{3{,}14}{4}\cdot 0{,}9 = 0{,}67 \ (67\%),$$

mis täiesti vastab ülesandele.

4. Valime transistori tüübi. Arvutame esmalt kummagi transistori kollektori maksimaalse hajuvõimsuse:

$$P_{k\,max} = \frac{P_{la}}{2}\cdot\frac{1-\eta_B}{\eta_B}. \qquad (5.95)$$

Antud juhul

$$P_{k\,max} = \frac{22{,}2}{2}\cdot\frac{1-0{,}67}{0{,}67} = 5{,}5 \text{ W}.$$

Lisast 6 valime vastastaktlülituses töötamiseks transistorid П4Б, mille lubatav hajuvõimsus töötamisel radiaatoriga

$$P_{k\,lub} = 20 \text{ W} > 5{,}5 \text{ W}.$$

Seega hakkavad transistorid tööle üsna kerges režiimis.

Lisast 6 leiame transistori П4Б tüüpparameetrid: $\beta_{min} = 15$, $U_{ke\,lub} = 60$ V, $I_{k\,lub} = 5$ A, $I_{k0} = 0{,}5$ mA. Peale nende andmete leiame käsiraamatust ka tööolukorras maksimaalselt lubatava kollektorsiirde temperatuuri $T_{s\,max} = 90\,°C$ ja transistori soojustakistuse $R_{sk} = 2$ deg/W (siirde ja korpuse vaheline soojustakistus).

5. Toiteallika pinge

$$E_k = (0{,}4 \ldots 0{,}5)\, U_{ke\,lub}. \qquad (5.96)$$

Valime $E_k = 0{,}4 \cdot 60 = 24$ V.

6. Võimendusastme ühe õla koormustakistus

$$R'_t = \frac{0{,}9E_k^2}{2P_{la}} = \frac{0{,}9\cdot 24^2}{2\cdot 22{,}2} \approx 11{,}7 \ \Omega. \qquad (5.97)$$

7. Kummagi transistori kollektorivoolu maksimaalväärtus

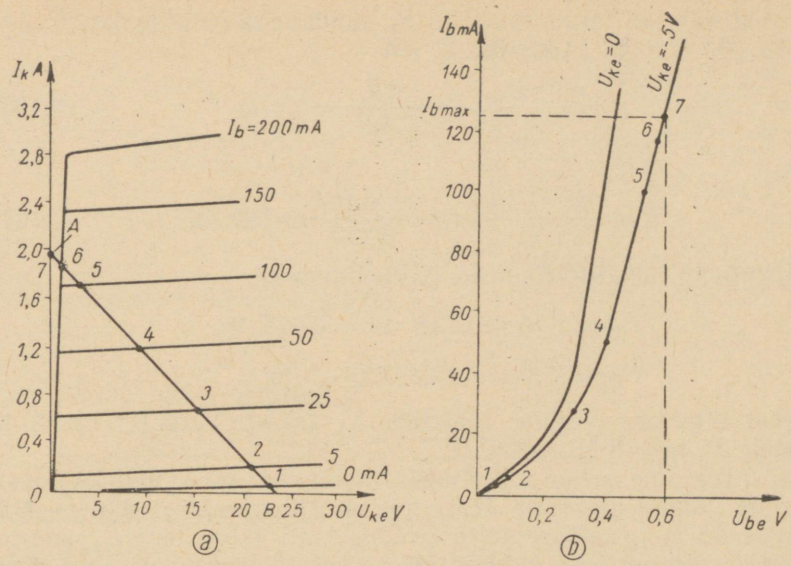
$$I_{k\,max} = \frac{0{,}95\cdot E_k}{R'_t} = \frac{0{,}95\cdot 24}{11{,}7} = 1{,}95 \text{ A}. \qquad (5.98)$$

8. Tõmbame transistori П4Б ÜE-lülituse väljundkarakteristikutel (joon. 62, *a*) koormussirge läbi punktide A ($I_{k\,max} = 1{,}95$ A) ja B ($E_k = 24$ V).

Tähistame koormussirge lõikumispunktid väljundkarakteristikutega (punktid *1* ... *7* joon. 62, *a*).

9. Seejärel kanname tähistatud punktid väljundkarakteristikutelt üle sisendkarakteristikule, mis on ühtlasi dünaamiliseks sisendkarakteristikuks (joon. 62, *b*).

Sellelt dünaamiliselt sisendkarakteristikult leiame (punkt *7* vastab maksimaalsele kollektorivoolule), et $I_{b\,max} = 125$ mA ja $U_{be\,max} = 0{,}6$ V.



Joon. 62. Transistori П4Б staatilised karakteristikud: *a* — väljundkarakteristikud, *b* — sisendkarakteristikud

10. Arvutame sisendtakistuse
a) ühele õlale:

$$R'_{sis}=\frac{U_{be\,max}}{I_{b\,max}}=\frac{0{,}6}{0{,}125}=4{,}8\ \Omega; \tag{5.99}$$

b) astmele tervikuna:

$$R_{sis}=4R'_{sis}=4\cdot 4{,}8=19{,}2\ \Omega. \tag{5.100}$$

11. Sisendsignaali võimsus

$$P_{sis}=\frac{U_{be\,max}I_{b\,max}}{2}=\frac{0{,}6\cdot 0{,}125}{2}=37{,}5\ \text{mW}. \tag{5.101}$$

12. Astme võimsusvõimendustegur

$$K_p=\frac{P_{la}}{P_{sis}}=\frac{22{,}2}{37{,}5\cdot 10^{-3}}=592 \tag{5.102}$$

ehk

$$K_{p\,dB}=10\log K_p=10\log 592=27{,}7\ \text{dB}.$$

13. Määrame takistite R_1 ja R_2 takistused. Võtame pingejaguri R_1-R_2 vooluks

$$I_j=I_{b\,max}=0{,}125\ \text{A}.$$

Tavaliselt valitakse takistilt R_1 saadavaks eelpingeks $U_{be0}=$ $=0{,}1\ldots0{,}2$ V. Kui $U_{be0}=0{,}2$ V, siis

$$R_1=\frac{U_{be0}}{I_j}=\frac{0{,}2}{0{,}125}=1{,}6\ \Omega \qquad (5.103)$$

ja

$$R_2=\frac{E_k-U_{be0}}{I_j}=\frac{24-0{,}2}{0{,}125}=190\ \Omega. \qquad (5.104)$$

Arvutame takistite R_1 ja R_2 hajuvõimsused:

$$P_{R_1}=I_j^2R_1=0{,}125^2\cdot1{,}6=0{,}025\ \text{W},$$

$$P_{R_2}=I_j^2R_2=0{,}125^2\cdot190=3\ \text{W}.$$

Käsiraamatust valime takistiks R_1 takisti УЛИ-0,1-1,6 Ω ja takistiks R_2 takisti ВС-5-200 Ω.

14. Määrame astme mittelineaarmoonutusteguri. Selleks konstrueerime võimendusastme dünaamilise läbivkarakteristiku — kollektorivoolu I_k graafilise sõltuvuse signaali ekvivalentse generaatori elektromotoorjõust E_g. Läbivkarakteristiku konstrueerime järgmiselt:

a) määrame ekvivalentse generaatori sisetakistuse

$$R_g\approx R_{sis}=20\ \Omega; \qquad (5.105)$$

b) kasutades eespool toodud sisendkarakteristikut ja koormussirget (joon. 62, *a* ja *b*), määrame kolme punkti (*2*, *4*, *7*) U_{ke}, I_k, I_b ja U_{be} väärtused;

c) arvutame ekvivalentse generaatori emj. punktidele *2*, *4* ja *7* vastavate U_{ke} ja I_b väärtuste korral valemiga

$$E_g=U_{be}+I_bR_g; \qquad (5.106)$$

d) arvutustulemused kanname tabelisse 13;

e) saadud andmete alusel koostame graafiku $I_k=f(E_g)$ (joon. 63);

g) andes ette E_g väärtused E_g, $0{,}5E_g$ ja $E_g=0$, määrame graafikult $I_k=f(E_g)$ nendele vastavad kollektorivoolu väärtused $I_{k\,max}$, I_{kk} ja $I_{k\,min}$. Jooniselt 63 saame:

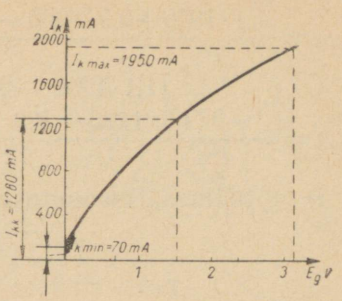
$$I_{k\,max}=1950\ \text{mA},$$

$$I_{kk}=1280\ \text{mA},$$

$$I_{k\,min}=70\ \text{mA};$$

h) määrame kollektorivoolu harmooniliste amplituudiväärtused. Esimese harmoonilise amplituud

$$I_{km\,1}=\frac{[(1+x)I_{k\,max}+(1-x)I_{k\,max}]+[(1+x)I_{kk}+(1-x)I_{kk}]}{3}. \qquad (5.107)$$



Joon. 63. Sõltuvuse $I_k=f(E_g)$ graafik

Teise harmoonilise amplituud

$$I_{km\,2}=\frac{0{,}5[(1+x)I_{k\,max}-(1-x)I_{k\,max}]-4xI_{k\,min}}{2}. \quad (5.108)$$

Kolmanda harmoonilise amplituud

$$I_{km\,3}\frac{[(1+x)I_{k\,max}+(1-x)I_{k\,max}]-2[(1+x)I_{kk}+(1-x)I_{kk}]}{6}. \quad (5.109)$$

Neljanda harmoonilise amplituud

$$I_{km\,4}=\frac{\begin{array}{l}[(1+x)I_{k\,max}-(1-x)I_{k\,max}]-\\-4[(1+x)I_{kk}-(1-x)I_{kk}]+12xI_{k\,min}\end{array}}{12}, \quad (5.110)$$

kus x on lülituse mittesümmeetrilisuse tegur (tavaliselt $x=0{,}1\ldots$ $\ldots 0{,}2$).

Kui $x=0{,}1$, siis

$$I_{km\,1}=\frac{1{,}1\cdot 1950+0{,}9\cdot 1950+1{,}1\cdot 1280+0{,}9\cdot 1280}{3}=2153\text{ mA},$$

$$I_{km\,2}=\frac{0{,}5(1{,}1\cdot 1950-0{,}9\cdot 1950)-0{,}4\cdot 70}{2}=83\text{ mA},$$

Tabel 13

Andmed dünaamilise läbivkarakteristiku koostamiseks

Punkti number	U_{ke} V	I_k mA	I_b mA	U_{be} V	E_g V
7	0	1950	125	0,6	3,1
4	9,5	1160	50	0,42	1,42
2	21,2	200	5	0,1	0,2

$$I_{km\,3}=\frac{1{,}1\cdot 1950+0{,}9\cdot 1950-2(1{,}1\cdot 1280+0{,}9\cdot 1280)}{6}=-203\ \text{mA},$$

$$I_{km\,4}=\frac{(1{,}1\cdot 1950-0{,}9\cdot 1950)-4(1{,}1\cdot 1280-0{,}9\cdot 1280)+12\cdot 0{,}1\cdot 70}{12}=-46\ \text{mA};$$

i) mittelineaarmoonutustegur arvutame valemiga

$$\gamma_{arv}=\frac{\sqrt{I^2_{km\,2}+I^2_{km\,3}+I^2_{km\,4}}}{I_{km\,1}}100\,\%=$$

$$=\frac{\sqrt{0{,}083^2+0{,}203^2+0{,}046^2}}{2{,}153}100\,\%\approx 10{,}4\,\%.$$

Seega

$$\gamma_{arv}=10{,}4\,\%<\gamma=12\,\% \qquad (5.111)$$

ja mittelineaarmoonutustegur ei ületa lubatavat. Kui tingimus (5.111) osutub mitterahuldavaks, tuleb võimendusastmesse viia negatiivne tagasiside.

15. Määrame kummagi transistori radiaatori pinna, mis on vajalik normaalse soojusrežiimi tagamiseks:

$$S_R=\frac{1200\ldots 1500}{\frac{T_{s\,max}-T_{ük\,max}}{P_{k\,max}}-R_{sk}}=\frac{1350}{\frac{90-50}{5{,}5}-2}\approx 255\ \text{cm}^2.$$

16. Määrame sisendtrafo ülekandeteguri. Et lõppastme sisendvõimsus on väike ($P_{sis}=37{,}5$ mW), siis võtame sisendtrafo kasuteguriks $\eta_{tr\,1}=0{,}75$ (vt. tab. 8). Sel juhul eelmise astme väljundvõimsus

$$P_{välj\,eel}=\frac{P_{sis}}{\eta_{tr\,1}}=\frac{37{,}5}{0{,}75}=50\ \text{mW}. \qquad (5.112)$$

Eelmisse astmesse valime lisast 12 transistori МП40 (П14), millel

$$P_{k\,lub}=150\ \text{mW}>P_{välj\,eel}=50\ \text{mW}.$$

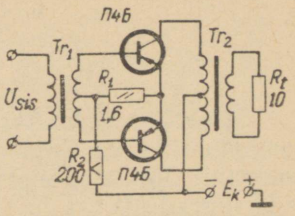
Sisendtrafo ülekandesuhte võime määrata valemiga

$$n_1=\frac{U_{2\,max}}{(0{,}4\ldots 0{,}8)\,\eta_{tr\,1}U_{ke\,lub\,eel}}, \qquad (5.113)$$

kus $U_{ke\,lub\,eel}$ on eelmise astme transistorile maksimaalselt lubatav kollektori ja emitteri vaheline pinge,

$U_{2\,max}$ — pinge maksimaalväärtus sisendtrafo sekundaarmähisel (kahe sekundaarmähise pingete summa) maksimaalse sisendsignaali korral. *ÜE*-lülituses

$$U_{2\,max}=2U_{be\,max}.$$



Joon. 64. Transistorvõimendi vastastaktlülituses lõppastme põhimõtteskeem (näidise 15 juurde)

Lisast 12 leiame transistorile МП40 $U_{be\,max}=15$ V ja $U_{2\,max}=2U_{be\,max}=2\cdot0{,}6=1{,}2$ V.

Kui võtame valemi (5.113) arvkordaja väärtuseks 0,6, siis

$$n_1=\frac{1{,}2}{0{,}6\cdot0{,}75\cdot15}=0{,}177.$$

See n_1 väärtus kujutab endast sekundaarmähise kogu keerdude arvu ja primaarmähise keerdude arvu suhet.

17. Arvutame väljundtrafo ülekandesuhte lülituse ühe õla suhtes:

$$n'_2=\sqrt{\frac{R_t}{R'_t\eta_{tr\,2}}}=\sqrt{\frac{10}{11{,}7\cdot09}}\approx1. \qquad (3.114)$$

18. Primaarmähise (ühe õla) aktiivtakistus

$$r'_1=0{,}58R'_t(1-\eta_{tr\,2})=0{,}58\cdot11{,}7(1-0{,}9)=0{,}678\ \Omega. \qquad (5.115)$$

19. Sekundaarmähise aktiivtakistus

$$r_2=0{,}42R_t\left(\frac{1-\eta_{tr\,2}}{\eta_{tr\,2}}\right)=0{,}42\cdot10\left(\frac{1-0{,}9}{0{,}9}\right)=0{,}467\ \Omega. \qquad (5.116)$$

20. Väljundtrafo primaarmähise ühe poole induktiivsus

$$l'_1=\frac{(R'_t-r'_1)}{2\pi f_m\sqrt{M^2_{m\,la}-1}}=\frac{(11{,}7-0{,}678)}{2\cdot3{,}14\cdot50\sqrt{1{,}2^2-1}}=0{,}053\ \text{H}. \qquad (5.117)$$

21. Vastastaktlülituse väljundtrafo konstruktiivne arvutus on samasugune kui vastastaktlülituses lampvõimendi puhul (vt. näidis 12), kuid tuleb arvestada näidises 14 toodud märkusi.

Täpsemad andmed vastastaktlülituses transistorvõimendi sisend- ja väljundtrafode arvutuse kohta on toodud raamatus А. Цыкина. «Проектирование транзисторных усилителей».

22. Koostame projekteeritud võimendusastme põhimõtteskeemi (joon. 64).

6. SELEKTIIVVÕIMENDID

6.1. ÜLDIST

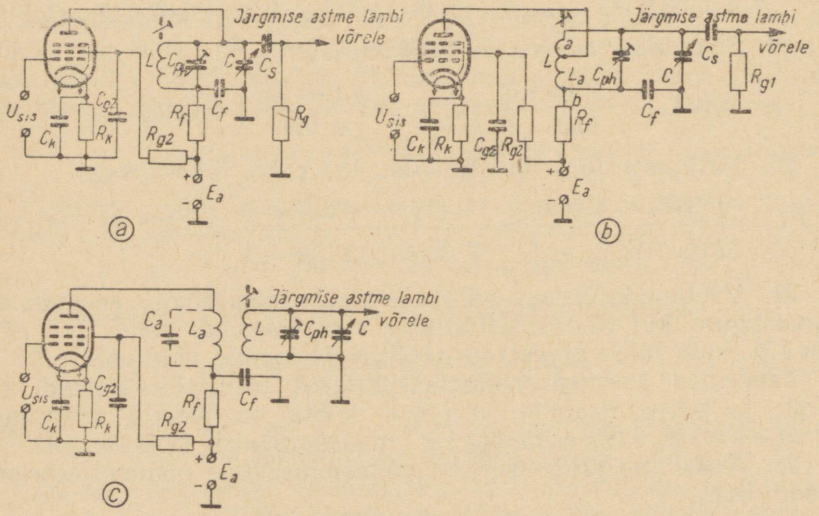
Selektiivvõimendiks nimetatakse võimendit, mille võimendatav sagedusriba on kitsendatud, et eraldada vastavas sagedusribas olevaid signaale teistsuguse sagedusega signaalidest (häiretest või müradest).

Sõltuvalt tööpõhimõttest ja lülitusest võib selektiivvõimendid liigitada resonantsvõimenditeks, ribavõimenditeks ja tagasisidega selektiivvõimenditeks.

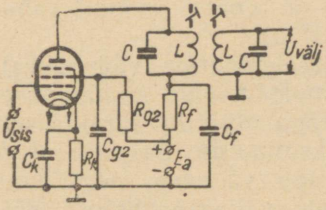
Enamasti kasutatakse selektiivvõimendeid kõrgsagedussignaalide võimendamiseks, mistõttu nad on raadio saate- ja vastuvõtuseadmete tähtsamaid astmeid. Üsna sageli kasutatakse selektiivvõimendeid ka madalsagedussignaalide võimendamisel.

Vaatleme mõningaid selektiivvõimendite tüüpskeeme. Resonantsvõimendis on võimenduselemendi väljundahelas olevaks koormuseks rööpvõnkering, mille takistus on resonantsisagedusel f_0 suur, teistel sagedustel aga väike.

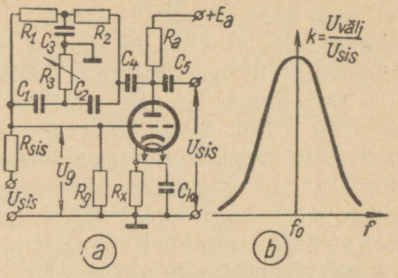
Võnkeringi ja lambi lülitusviisid on kujutatud joonisel 65. Joonisel 65, *a* toodud skeemil on võnkering lülitatud täielikult lambi anoodringi. Sellist lülitust nimetatakse *vahetult* anoodringi



Joon. 65. Selektiivvõimendite põhilülitused: *a* — vahetult anoodringi lülitatud võnkeringiga, *b* — autotransformatoorselt lülitatud võnkeringiga, *c* — transformatoorselt lülitatud võnkeringiga



Joon. 66. Ribavõimendi lülitus



Joon. 67. Kahekordse *T*-filtriga selektiivvõimendi: *a* — põhimõtteskeem, *b* — sageduskarakteristik

lülitatud võnkeringiga võimendiks. Võnkeringi kuuluvad induktiivsus *L* ja pöördkondensaator *C*, millega muudetakse võnkeringi häälestust vajalikus sagedusalas. Lisaks pöördkondensaatorile lülitatakse võnkeringi tavaliselt ka peenhäälestuskondensaator C_{ph}, mis võimaldab täpsemalt häälestada sagedust pöördkondensaatoriga kaetavas sagedusalas.

Joonisel 65, *b* on toodud autotransformatoorselt ja joonisel 65, *c* transformatoorselt anoodringi lülitatud võnkeringiga võimendite põhimõtteskeemid. Selliste lülitustega saab tunduvalt vähendada lambi sisetakistuse šuntivat mõju võnkeringile võrreldes vahetult anoodringi lülitatud võnkeringiga ja neis võib valida lambi ja võnkeringi sobivaima sidestustugevuse. Selliste lülituste võimendustegur on aga väiksem kui vahetult anoodringi lülitatud võnkeringiga võimendil.

Väike võimendustegur ei ole oluline puudus, sest resonantsvõimendi stabiilsuse tõstmiseks vähendatakse sageli sihilikult võimendusastme võimendust. Ühe või teise lülituse otstarbekus selgub võimendi arvutuste käigus.

Erinevalt resonantsvõimenditest on ribavõimendid tavaliselt fikseeritud sagedusega. Lambi anoodkoormuseks on siin ribafilter. Selleks on enamasti sidestatud võnkeringide süsteem (kahe võnkeringiga filter), mille primaarvõnkering on lülitatud vahetult lambi anoodringi (joon. 66). Ribavõimendeid kasutatakse laialdaselt vahesagedusvõimenditena supervastuvõtjates. Resonants- ja ribavõimendid on otstarbekad ainult kõrgematel sagedustel (alates mõnest kilohertsist). Madalamatel sagedustel on võnkeringi induktiivpooli induktiivsus juba nii suur, et võnkering muutub kogukaks. Sellise võnkeringi induktiivpooli keerdude arv on paratamatult suur, mistõttu ta on tundlik ka parasiitsete magnetväljade suhtes (temas indutseeritakse kergesti parasiitpingeid). Seepärast kasutatakse madalsagedustel (mõnisada hertsi ja vähem) selektiiv-

võimendites tavaliselt sagedus-selektiivfiltreid võimendi negatiivse tagasiside ahelas. Sellistest lülitustest on enam levinud kahekordse T-filtriga (sillaga) lülitus (joon. 67, *a*).

Sagedusel f_0, mis sõltub filtri lülituselementide väärtustest, tekitab filter teda läbivale signaalile maksimaalse sumbumuse, mistõttu negatiivne tagasiside muutub väga nõrgaks (praktiliselt nulliks) ning astme võimendus on maksimaalne. Sagedusest f_0 erinevatel sagedustel filtri sumbumus aga väheneb, negatiivne tagasiside tugevneb ja astme võimendus väheneb. Sellise võimendi sageduskarakteristik (joon. 67, *b*) meenutab võnkeringi resonantsikõverat ja järelikult on selline võimendi oma omadustelt sarnane võnkeringiga selektiivvõimendiga.

Transistoridega selektiivvõimendite lülitused on analoogilised lamplülitustega. Tuleb aga arvestada, et transistori väike sisendtakistus ja väljundtakistus šundivad tugevalt võnkeringi, mille toimel väheneb järsult astme võimendus ja halvenevad tema selektiivsed omadused. Seepärast kasutatakse transistoridega selektiivvõimendites tavaliselt transistori ja võnkeringi transformatoorset ja autotransformatoorset sidestust. Peale selle ilmneb raadiosagedustel üsna tugevalt ka sisemine parasiitne tagasiside (transistori läbivjuhtivuse kaudu), mis vähendab võimendi stabiilsust ja võib tekitada võimendi endaergutust.

Sisemise tagasiside kompenseerimiseks (neutraliseerimiseks) tuleb viia võimendi lülitusse täiendavaid lülituselemente, mis teevad võimendi tunduvalt keerukamaks.

Transistoriga selektiivvõimendeid kasutatakse sageli ka madalsagedussignaalide võimendamisel.

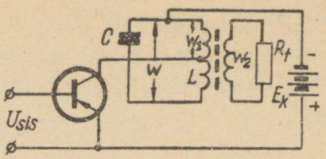
Lihtsaim transistoriga resonantsvõimendi lülitus on toodud joonisel 68. Madalsageduslike võnkeringide induktiivpoolides kasutatakse ferromagnetilisi südamikke, sest siis on induktiivpoolide gabariidid väiksemad ja hüvetegur üsna suur. Südamiku omadustest sõltub suurel määral kogu võimendi töö kvaliteet.

Käesoleval ajal valitakse madalsageduslike resonantssüsteemide projekteerimisel induktiivpoolide südamiku materjaliks kas elektrotehniline teras, ferriidid või alsiferid. Sobivaim madalsageduslike võnkeringide induktiivpoolide südamiku materjal on alsifer. Alsiferil on suhteliselt väike magnetiline läbitavus ($\mu = 20 \ldots 60$), kuid selle väärtus ei muutu ei temperatuuri ega magnetvälja tugevuse muutumisel. Peale selle on alsifersüdamikus mitmesugused kaod tunduvalt väiksemad kui elektrotehnilisest terasest ja ferriitsüdamikes, mistõttu võnkeringi hüvetegur ja sellest sõltuvalt ka selektiivsed omadused on üsna head. Selektiivvõimendeid iseloomustatakse järgmiste parameetritega:

1) võimendustegur K,

2) selektiivsus S — võimenduse vähenemine etteantud lahkhäälestuse korral,

3) läbilaskeriba $B_{0,7}$,



Joon. 68. Transistoriga resonantsvõimendi

4) moonutused,

5) sagedusala $f_{min} \dots f_{max}$, kui kasutame häälestatavat võimendit, või läbilaskeriba kesksagedus f_0, kui kasutame fikseeritud häälestusega võimendit.

Selektiivvõimenditele esitatavad tähtsamad nõuded, mis sõltuvad nende kasutusalast, on järgmised:

1) võimendustegur peab olema võimalikult suur;

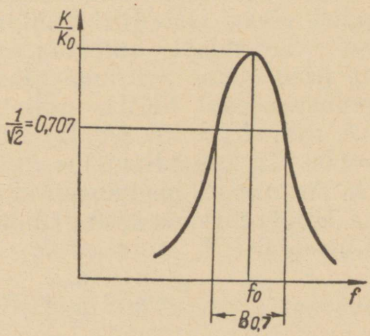
2) võimendi peab tagama vajaliku selektiivsuse üsna laia läbilaskeriba korral;

3) signaali moonutused ei tohi ületada lubatud väärtust;

4) võimendi peab töötama stabiilselt, s. t. ei tohi tekkida endaergutust ja võimendi parameetrid ei tohi ekspluatatsioonis muutuda;

5) muudetava häälestusega võimendites peab olema võimalik häälestamine mistahes sagedusele etteantud sageduspiirkonnas. Seejuures peavad kvaliteedinäitajad olema rahuldatud kogu sageduspiirkonna ulatuses.

Kui selektiivvõimendit kasutatakse supervastuvõtjas, siis eristatakse *selektiivsust naaberkanali* suhtes S_n ja *selektiivsust peegelsageduste* suhtes S_p. Selektiivsus naabersageduste suhtes iseloomustab võimendi võimet nõrgendada häälestatud sagedusele lähedal asuvate sagedustega signaale (naabersaatjate summutamine). Selektiivsus peegelsageduse suhtes iseloomustab võimendi



Joon. 69. Selektiivvõimendi resonantsikarakteristik

võimet summutada peegelsagedust. Peegelsagedus erineb häälestatud sagedusest kahekordse vahesageduse võrra. Tavaliselt väljendatakse selektiivsust detsibellides.

$$S_{dB}=20\log\frac{K_0}{K},$$

kus K_0 on võimendi võimendus resonantsisagedusel (häälestatud sagedusel),

K — võimendi võimendus määratud lahkhäälestuse korral.

Läbilaskeribaks $B_{0,7}$ nimetatakse sageduste piirkonda, mille ulatuses võimendi võimendus ei vähene alla 3 dB ($\sqrt{2}$ korda) võimenduse suhtes resonantsisagedusel.

Võimendi selektiivsete omaduste üle on lihtne otsustada võimendi resonantsikõvera järgi, mis kujutab endast suhtelise võimendusteguri (võimendusteguri suhe võimendustegurisse resonantsisagedusel) graafilist sõltuvust signaali sagedusest.

6.2. SELEKTIIVVÕIMENDITE NÄIDISARVUTUSED

NÄIDIS 16. MUUDETAVA HÄÄLESTUSEGA KÕRGSAGEDUSLIKU RESONANTSVÕIMENDI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada kõrgsageduslik selektiivne võimendusaste raadiovastuvõtja kõrgsagedusvõimendiks järgmiste andmete alusel: 1) *sageduspiirkond* $f_{max}\dots f_{min}=1600\dots520$ kHz (kesklaine); 2) *minimaalne võimendustegur* $K_{min}>15$; 3) *võnkeringi ekvivalentne hüvetegur* $Q_{ekv}=30$; 4) *vastuvõtja vahesagedus* $f_{va}=$ $=465$ kHz; 5) *selektiivsus peegelsageduse suhtes* $S_p\geqslant25$ dB; *toiteallika pinge* $E_a=270$ V; 7) *arvutustes tuleb jätta sageduspiirkonna katte varu* 2%.

Arvutuskäik

1. Valime lambi. Raadiovastuvõtjate kõrgsagedusvõimendites kasutatakse tavaliselt kõrgsageduspentoode, mis peavad olema suure tõusu ja võimalikult väikese läbivmahtuvusega $C_{lä}$, et võimendus oleks stabiilne. Nüüdisaegsetes vastuvõtjates reguleeritakse võimendust automaatselt, mistõttu kõrgsagedusvõimendi lamp peab olema muutuva tõusuga. Seega valime lisast 18 kõrgsageduspentoodi 6К4П, mille parameetrid on järgmised: $S=$ $=4{,}4$ mS; $U_a=250$ V; $I_a=10$ mA; $U_{g2}=100$ V; $I_{g2}=3{,}7$ mA; $R_i=850$ kΩ; katoodtakistus $R_k=68$ Ω; $C_{lä}=0{,}0035$ pF.

2. Arvutame sageduspiirkonna ülekatteteguri. Selleks määrame kõigepealt võnkeringi häälestuse piirsagedused nõutud 2%-lise varuga:

$$f'_{min}=\frac{f_{min}}{1{,}02}=\frac{520}{1{,}02}=510\text{ kHz},\qquad(6.1)$$

$$f'_{max}=f_{max}\cdot 1{,}02=1600\cdot 1{,}02=1632 \text{ kHz}. \quad (6.2)$$

Vajalik sageduspiirkonna ülekattetegur

$$k_f=\frac{f'_{max}}{f_{min}}=\frac{1632}{510}=3{,}2. \quad (6.3)$$

3. Võnkeringi induktiivsus

$$L=\frac{25\,300(k_f^2-1)}{(C_{max}-C_{min})f'^2_{max}} \text{ µH}, \quad (6.4)$$

kus f'_{max} on megahertsides, C_{max} ja C_{min} — pikofaradites.

Kui $C_{max}=450$ pF ja $C_{min}=15$ pF, siis

$$L=\frac{25\,300(3{,}2^2-1)}{(450-15)\cdot 1{,}632^2}=202 \text{ µH}.$$

4. Võnkeringi resonantsitakistus signaali maksimaalsagedusel

$$R_{res\,max}=2\pi f_{max}LQ_{ekv}=2\cdot 3{,}14\cdot 1600\cdot 10^3\cdot 202\cdot 10^{-6}\cdot 30=61 \text{ kΩ}. \quad (6.5)$$

5. Valime lambi ja võnkeringi lülitusviisi. Selleks arvutame võnkeringi lülitusteguri sageduspiirkonna maksimaalsagedusel:

$$p_{st}=\sqrt{\frac{0{,}32}{2\pi f_{max}C_{lä}S}\cdot\frac{1}{R_{res\,max}}}=$$

$$=\sqrt{\frac{0{,}32}{2\cdot 3{,}14\cdot 1600\cdot 10^3\cdot 0{,}0035\cdot 10^{-12}\cdot 4{,}4\cdot 10^{-3}}\cdot\frac{1}{61\cdot 10^3}}=0{,}65. \quad (6.6)$$

Kui $p_{st}\geqslant 1$, sobib vahetult anoodringi lülitatud võnkeringiga lülitus. Kui $p_{st}<1$, on kõige otstarbekam ühendada võnkering lambiga transformatoorselt. Antud juhul $p_{st}=0{,}65<1$, seega valime transformatoorselt ühendatud võnkeringiga lülituse (joon. 65, *c*).

6. Peenhäälestuskondensaatori C_{ph} keskmine mahtuvus

$$C_{ph\,k}=\frac{C_{max}-k_f^2C_{min}}{k_f^2-1}-C'_m, \quad (6.7)$$

kus C'_m on astme summaarne montaažimahtuvus, mis koosneb montaažimahtuvusest ja induktiivpooli omamahtuvusest.

Kui $C_m=25$ pF, siis

$$C_{ph\,k}=\frac{450-3{,}2^2\cdot 15}{3{,}2^2-1}-25=7{,}4 \text{ pF}.$$

Peenhäälestuskondensaatoritena kasutame sageli muudetava mahtuvusega keraamilisi kondensaatoreid (trimmereid) КПК.

Lisast 4 valime peenhäälestuskondensaatori КПК-1, mille $C_{min}=6$ pF ja $C_{max}=25$ pF.

7. Arvutame lambi anoodringi lülitatava mähise induktiivsuse.

Joonisel 65, *c* toodud skeemilt on näha, et induktiivsus L_a moodustab võnkeringi koos parasiitmahtuvusega

$$C_a = C_0 + C_{välj} + C_m,$$

kus C_0 on mähise L_a omamahtuvus, $C_{välj}$ — lambi väljundmahtuvus, C_m — montaažimahtuvus. Selle võnkeringi omavõnkesagedus ei tohi sattuda võimendatavasse sageduspiirkonda. Et kõrgsagedusvõimendi võimendus oleks võimendatavas sageduspiirkonnas võimalikult stabiilne, peab olema rahuldatud võrratus

$$f_a \geqslant (2 \ldots 3) f_{max} \tag{6.8}$$

ehk

$$f_a \leqslant (0{,}4 \ldots 0{,}7) f_{min}. \tag{6.9}$$

Võtame $f_a = 3f_{max} = 3 \cdot 1600 = 4800$ kHz. Mahtuvuse C_a leiame valemiga

$$C_a = C_{välj} + C_m + C_0 = 6{,}3 + 7 + 7 \approx 20 \text{ pF}.$$

Seega

$$L_a = \frac{1}{4\pi^2 f_a^2 C_a} = \frac{1}{4 \cdot 3{,}14^2 (4800 \cdot 10^3)^2 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} =$$

$$= 5{,}4 \cdot 10^{-6} \text{ H} = 5{,}4 \text{ µH}. \tag{6.10}$$

8. Vastavalt lisadele 18 ja 7 valime takistuse $R_k = 68$ Ω. Takisti hajuvõimsus

$$P_{R_k} = (I_a + I_{g2})^2 R_k = [(10 + 3{,}7) \cdot 10^{-3}]^2 \cdot 68 \approx 0{,}013 \text{ W}.$$

Seega sobib takisti УЛМ-0,12-68 Ω.

9. Katoodringi kondensaatori mahtuvus

$$C_k = \frac{15 \ldots 150}{f_{min} R_k} = \frac{15 \ldots 150}{520 \cdot 10^3 \cdot 68} = (0{,}425 \ldots 4{,}25) \cdot 10^{-6} \text{ F}. \tag{6.11}$$

Lisast 4 valime paberkondensaatori МБГО-160-5 µF.

10. Varivõretakistus

$$R_{g2} = \frac{E_a - U_{g2}}{I_{g2}} = \frac{270 - 100}{3{,}7 \cdot 10^{-3}} = 46 \cdot 10^3 \text{ Ω} = 46 \text{ kΩ}. \tag{6.12}$$

Lisast 7 valime takistuse $R_{g2} = 47$ kΩ. Takisti R_{g2} hajuvõimsus

$$P_{R_{g2}} = I_{g2}^2 R_g = (3{,}7 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 47 \cdot 10^3 = 0{,}645 \text{ W}.$$

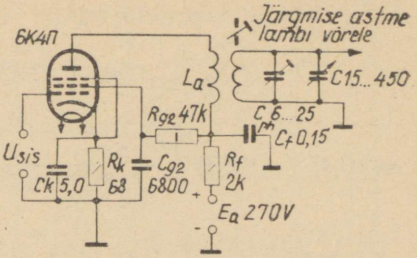
Seega võib kasutada takistit МЛТ-1-47 kΩ.

11. Kondensaatori C_{g2} mahtuvus

$$C_{g2} = \frac{15 \ldots 150}{f_{min} R_{g2}} = \frac{15 \cdot 150}{520 \cdot 10^3 \cdot 47 \cdot 10^3} = 615 \ldots 6150 \cdot 10^{-12} \text{F} =$$

$$= 615 \ldots 6150 \text{ pF}.$$

Lisast 4 valime keraamilise kondensaatori КДС-3-250-6800 pF.



Joon. 70. Kõrgsagedusvõimendi (resonantsvõimendi) põhimõtteskeem (näidise 16 juurde)

12. Määrame lahtisidestusfiltri elementide väärtused:

$$R_f=\frac{E_a-U_a}{I_a}=\frac{270-250}{10\cdot10^{-3}}=2\ \text{k}\Omega. \tag{6.13}$$

Lisast 7 valime takistuse $R_f=2$ kΩ. Takisti hajuvõimsus

$$P_{R_f}=I_a^2R_f=(10\cdot10^{-3})^2\cdot2\cdot10^3=0{,}2\ \text{W}.$$

Seega sobib takisti МЛТ-0,25-2 kΩ.
Kondensaatori mahtuvus

$$C_f=\frac{15\ldots150}{f_{min}R_f}=\frac{15\ldots150}{520\cdot10^3\cdot2\cdot10^3}=0{,}014\ldots0{,}14\cdot10^{-6}\ \text{F}.$$

Lisast 4 valime paberkondensaatori МБМ-500-0,15 μF.
13. Mähistevahelise sidestusteguri soovitatav väärtus

$$k_s=0{,}4\ldots0{,}6. \tag{6.14}$$

Võtame

$$k_s=0{,}4.$$

14. Mähiste L ja L_a vastastikune induktiivsus

$$M=k_s\sqrt{L_aL}=0{,}4\sqrt{5{,}4\cdot202}=41{,}6\ \mu\text{H}. \tag{6.15}$$

15. Sidestusparameeter

$$p=\frac{M}{L}=\frac{41{,}6}{202}=0{,}206. \tag{6.16}$$

16. Määrame astme võimendusteguri minimaal- ja maksimaalväärtuse:

$$K_{min\ arv}=2\pi f_{min}pSLQ_{ekv}=$$
$$=2\cdot3{,}14\cdot520\cdot10^3\cdot0{,}206\cdot4{,}4\cdot10^{-3}\cdot202\cdot10^{-6}\cdot30=20, \tag{6.17}$$

mis vastab nõuetele, sest

$$K_{min\ arv}=20>K_{min}=15;$$
$$K_{max\ arv}=2\pi f_{max}pSLQ_{ekv}=$$
$$=2\cdot3{,}14\cdot1600\cdot10^3\cdot0{,}206\cdot4{,}4\cdot10^{-3}\cdot202\cdot10^{-6}\cdot30=62{,}8. \tag{6.18}$$

17. Astme stabiilsustegur

$$K_{st}=(0{,}45\ldots0{,}63)\sqrt{\frac{3}{2\pi f'_{max}C_{lä}}}=$$

$$=(0{,}45\ldots0{,}63)\sqrt{\frac{4{,}4\cdot10^{-3}}{2\cdot3{,}14\cdot1632\cdot10^{3}\cdot0{,}0035\cdot10^{-12}}}\approx159\ldots222. \tag{6.19}$$

$K_{max\,arv}=62{,}8<K_{st}=159\ldots222$. Seega võime eeldada, et arvutatud võimendusastmes endaergutust ei teki.

18. Selektiivsus peegelsageduse suhtes

$$S_{p\,arv}=\sqrt{1+(xQ_{ekv})^2}, \tag{6.20}$$

kus

$$x=\frac{f_{max}+2f_{va}}{f_{max}}-\frac{f_{max}}{f_{max}+2f_{va}}, \tag{6.21}$$

mida nimetatakse lahkhäälestusteguriks.

Antud juhul

$$x=\frac{1600+930}{1600}-\frac{1600}{1600+930}=0{,}95.$$

Seega

$$S_{p\,arv}=\sqrt{1+(0{,}95\cdot30)^2}\approx29\ (\approx29{,}5\ \text{dB}),$$

mis vastab nõuetele, sest

$$S_{p\,arv}=29{,}5\ \text{dB}>S_p=25\ \text{dB}.$$

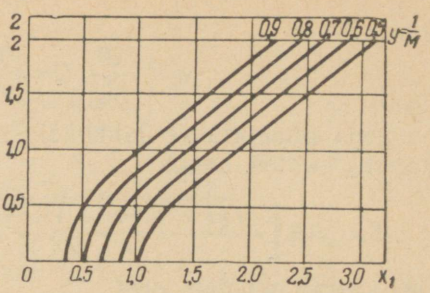
19. Koostame arvutatud võimendusastme põhimõtteskeemi (joon. 70).

NÄIDIS 17. RIBAVÕIMENDI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada raadiovastuvõtja vahesagedusvõimendi järgmiste parameetrite alusel: 1) *vahesagedus* $f_{va}=465$ kHz; 2) *võimendi läbilaskeriba* $B_{0,7}=8$ kHz; 3) *võimendustegur* $K\geqslant150$; *vahesagedusvõimendi poolt tekitatavate sagedusmoonutuste tegur* $M_{va}=6$ dB; 5) *projekteeritavat võimendusastet kasutatakse raadiovastuvõtjas, kus üldine vahesageduslike ribafiltrite arv* $m=2$; 6) *võimendi peab tagama selektiivsuse naabersageduste suhtes* $S_n\geqslant30$ dB; 7) *kasutatakse lampi* 6К4П, *mis töötab tüüprežiimis* ($S=4{,}4$ mS, $U_a=250$ V, $I_a=10$ mA, $U_{g2}=100$ V, $I_{g2}=3{,}7$ mA, $R_i=850$ kΩ, $R_k=68$ Ω, $C_{lä}=0{,}0035$ pF); 8) *toiteallika pinge* $E_a=270$ V.

Arvutuskäik

1. Valime võimendi lülituse. Kui läbilaskeriba on mõni kuni kümmekond kilohertsi, on otstarbekas kasutada niisugust võimendit, mille filtril on kaks võnkeringi (joon. 66). Kõrgsageduspen-



Joon. 71. Üldistatud lahkhäälestuse määramise graafik

toodide (6К4П) kasutamise korral on siis võimendustegur 150... ...200, mistõttu vajaliku võimenduse $K \geqslant 150$ saamiseks piisab ühest astmest.

2. Vahesagedusvõimendi ühe astme poolt tekitatavate sagedusmoonutuste tegur

$$M_{vs\,dB}=\frac{M_{va\,dB}}{m}=\frac{6}{2}=3 \text{ dB } (1{,}41). \qquad (6.22)$$

3. Määrame sidestusparameetri (η). Et võimendi läbilaskeriba on üsna kitsas (8 kHz), võib kasutada kriitilisele lähedast ribafiltrite võnkeringide vahelist sidestust. Seega võib võtta $\eta=1$.

4. Määrame võnkeringi hüveteguri, mis tagaks vajaliku läbilaskeriba ja lubatavad sagedusmoonutused:

$$Q=\frac{f_{va}x_1}{B_{0,7}}, \qquad (6.23)$$

kus x_1 on nn. üldistatud lahkhäälestus, mis määratakse V. I. Siforovi poolt koostatud graafikutelt (joon. 71).

Graafiku vertikaalteljel on sidestusparameetri η väärtused, horisontaalteljel aga üldistatud lahkhäälestuse x_1 väärtused. Graafikud on toodud $y=\frac{1}{M_{vs}}$ mitmesugustel väärtustel, kus M_{vs} on ühe vahesagedusastme sagedusmoonutustegur. Antud juhul

$$y=\frac{1}{M_{vs}}=\frac{1}{1{,}41}\approx 0{,}7. \qquad (6.24)$$

Kui $\eta=1$ ja $y=0{,}7$, siis $x_1=1{,}4$. Seega võnkeringi hüvetegur

$$Q=\frac{465\cdot 1{,}4}{8}=82.$$

Võtame $Q=80$.

5. Vahesagedusvõimendiga tagatav selektiivsus naabersageduste suhtes

$$S_{n\,arv}=\left[\frac{\sqrt{(1-x_2^2+\eta^2)^2+4x_2^2}}{2\eta}\right]^m, \qquad (6.25)$$

kus

$$x_2=\frac{20}{f_{va}}\cdot Q=\frac{20}{465}\cdot 80=3{,}44.$$

Seda nimetatakse lahkhäälestuseks naabersageduste (naaberkanali) suhtes. Seega

$$S_{n\,arv}=\left[\frac{\sqrt{(1-3{,}44^2-1^2)^2+4\cdot 3{,}44^2}}{2}\right]^2=37\ (31{,}3\ \text{dB}),$$

mis vastab nõuetele, sest

$$S_{n\,arv}=31{,}3>S_n=30\ \text{dB}.$$

Kui selektiivsus naabersageduste suhtes osutub nõutavast väiksemaks, valime uue η väärtuse ja arvutame võnkeringi hüveteguri uuesti.

6. Ribafiltri võnkeringide mahtuvused määrame lähtudes

1) võimenduse maksimaalsest stabiilsusest

$$C\geqslant 2Q\sqrt{\frac{SC_{lä}}{2\pi f_{va}}} \tag{6.26}$$

ja

2) võimendava lambi sisetakistuse lubatavast šuntivast toimest võnkeringile:

$$C\geqslant\frac{4Q}{2\pi f_{va}R_i}. \tag{6.27}$$

Kahest saadud väärtusest valime suurema. Esimese tingimuse järgi

$$C\geqslant 2\cdot 80\sqrt{\frac{4{,}4\cdot 10^{-3}\cdot 0{,}0035\cdot 10^{-12}}{2\cdot 3{,}14\cdot 465\cdot 10^3}}=368\cdot 10^{-12}\ \text{F}=368\ \text{pF}.$$

Teise tingimuse järgi

$$C\geqslant\frac{4\cdot 80}{2\cdot 3{,}14\cdot 465\cdot 10^3\cdot 850\cdot 10^3}=129\cdot 10^{-12}\ \text{F}=129\ \text{pF}.$$

Valime $C=368$ pF ja ümardame selle lähimale suuremale nimiväärtusele. Lisast 4 valime vilkkondensaatori KCO-1-250-390 pF.

7. Kummagi võnkeringi induktiivpooli induktiivsus

$$L=\frac{2{,}53\cdot 10^{10}}{Cf_{va}^2}, \tag{6.28}$$

kus C on võnkeringi mahtuvus pF, f_{va} — vahesagedus kHz, L — võnkeringi induktiivpooli induktiivsus µH.

$$L=\frac{2{,}53\cdot 10^{10}}{390\cdot 465^2}=300\ \mu\text{H}.$$

8. Võnkeringide sidestustegur

$$k_s=\frac{n}{Q}=\frac{1}{80}=0{,}0125. \tag{6.29}$$

9. Vastastikune induktiivsus

$$M=k_sL=0{,}0125\cdot 300=3{,}75\ \mu\text{H}. \tag{6.30}$$

10. Võnkeringi resonantsitakistus

$$R_{res}=\sqrt{\frac{L}{C}}\cdot Q=\sqrt{\frac{300\cdot 10^{-6}}{390\cdot 10^{-12}}}\cdot 80=70{,}4\ \text{k}\Omega. \tag{6.31}$$

11. Vahesagedusvõimendi võimendustegur

$$K_{arv}=\frac{\eta}{\eta^2+1}\ SR_{res}=\frac{1}{1^2+1}\cdot 4{,}4\cdot 10^3\cdot 70{,}4\cdot 10^3=155, \tag{6.32}$$

mis sobib, sest arvutatud võimendustegur ületab nõutava:

$$K_{arv}=155>K=150.$$

12. Vahesagedusvõimendi lülituselementide R_k, C_k, R_{g2} väärtused arvutatakse näidises 16 toodud valemitega (valemid 6.11 ... 6.13), kusjuures f_{min} tuleb mahtuvuste C_k, C_{g2} ja C_f arvutusvalemites asendada sagedusega f_{va}.

13. Koostame lõpliku põhimõtteskeemi, mis on analoogiline joonisel 66 tooduga.

NÄIDIS 18. TAGASISIDEGA MADALSAGEDUSLIKU SELEKTIIVVÕIMENDI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada tagasisidega madalsageduslik selektiivvõimendi (joon. 67, a) järgmiste lähteandmete alusel: 1) *T-kujulise RC-filtri kvaasiresonantsisagedus* $f_0=30$ Hz; 2) *läbilaskeriba* $B_{0,7}\leqslant 10$ Hz; 3) *võimendustegur (ilma tagasisideta)* $K=20$.

Arvutuskäik

1. Arvutame võimendi ilma tagasisideta. Takistussidestuses madalsagedusvõimendi arvutus on toodud näidises 11. Kui selgub, et ühelt võimendusastmelt ei õnnestu saada vajalikku võimendustegurit (trioodiga $K\approx 0{,}6\ \mu$, kus μ on lambi staatiline võimendustegur; pentoodiga $K=SR_a$), haaratakse tagasisidega kaks või rohkem astet, mis annavad vajaliku võimenduse. Võimendi arvutamisel leiame anoodkoormustakistuse. Eeldame, et $R_a=20$ kΩ.

2. Valime takistused $R_1=R_2=R$. Seejuures peavad nende väärtused rahuldama võrratust

$$0{,}5R_g\geqslant R\geqslant(7\ldots 15)R_a. \tag{6.33}$$

R_g väärtuseks võtame antud lambile maksimaalselt lubatud väärtuse (vt. tabel 11).

Oletame, et $R_g = 1$ MΩ.

Valemi (6.33) alusel võime valida

$$R = R_1 = R_2 = 200 \text{ kΩ}.$$

Takistite R_1 ja R_2 hajuvõimsus arvutatakse kas takistitele mõjuva pinge või tagasisideahelat läbiva voolu järgi. Kui võimendis kasutatakse pentoodi ja takistus R_a on suur, võime R väärtuse valida alumisele lubatud väärtusele lähedasema. Tuleb arvestada ka seda, et kvaasiresonantsisageduse suurematel väärtustel (tavaliselt ultrahelisageduste piirkonnas) on R väärtus piiratud. Suurtel R väärtustel väheneb filtri mahtuvuse arvutuslik väärtus, mis muudab võimendi töö parasiitmahtuvuste mõjul mittestabiilseks. Madalatel helisagedustel on $R = R_1 = R_2$ väärtus vähem piiratud.

3. Lähtudes teadaolevast f_0 väärtusest tingimusel, et $C_1 = C_2 = C$, arvutame filtri kondensaatorite mahtuvuse valemiga

$$C = \frac{0{,}16}{Rf_0}. \tag{6.34}$$

Antud juhul

$$C = \frac{0{,}16}{200 \cdot 10^3 \cdot 30} = 0{,}027 \cdot 10^{-6} \text{ F} = 0{,}027 \text{ μF}.$$

Lisast 4 valime kondensaatoriteks $C_1 = C_2 = C$ kondensaatori МБМ-500-0,027 μF.

4. Arvutame takistuse R_3 ja mahtuvuse C_3:

$$R_3 = \frac{R}{2} = \frac{200 \cdot 10^3}{2} = 100 \text{ kΩ}, \tag{6.35}$$

$$C_3 = 2C = 2 \cdot 0{,}27 = 0{,}054 \text{ μF}. \tag{6.36}$$

Valime lisast 4 $C_3 = 0{,}056$ μF. Kondensaatori tüüp — МБМ-500-0,056 μF.

5. Võimendi läbilaskeriba

$$B_{0,7arv} = \frac{4}{K} f_0. \tag{6.37}$$

Antud juhul

$$B_{0,7arv} = \frac{4}{20} \cdot 30 = 6 \text{ Hz},$$

mis on lubatav, sest

$$B_{0,7arv} = 6 \text{ Hz} < B_{0,7} = 10 \text{ Hz}.$$

Kui läbilaskeriba on vaja kitsendada, tuleb suurendada astme võimendust.

6. Kahekordse T-kujulise RC-filtriga võimendi ekvivalentne hüvetegur

$$Q_{ekv} = \frac{f_0}{B_{0,7arv}} = \frac{K}{4} = 5. \tag{6.38}$$

Püüdes suurendada sellise *RC*-võimendi selektiivsust, peame arvestama, et filtri ekvivalentse hüveteguri suurenedes suureneb tunduvalt võimenduse, selektiivsuse ja resonantsisageduse mittestabiilsus. Seepärast tuleb suure selektiivsusega madalsagedusvõimendi konstrueerimisel hoolitseda lülituselementide, eriti *RC*-filtri stabiilsuse eest temperatuuri ja muude tegurite suhtes.

NÄIDIS 19. MADALSAGEDUSLIKU TRANSISTORIDEGA RESONANTSVÕIMENDI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada transistoridega resonantsvõimendi järgmiste parameetrite alusel (joon. 68): 1) võimendatava signaali sagedus $f_0=3000$ Hz; *2) läbilaskeriba* $B_{0,7}\leqslant 300$ Hz; *2) sisendsignaali võimsus* $P_{sis}=10$ mW; *4) väljundvõimsus* $P_{välj}=100$ mW; *5) koormustakistus* $R_t=1$ kΩ; *6) toiteallika pinge* $E_k=12$ V.

Arvutuste käigus on vaja valida transistori tüüp, määrata võnkeringi elementide väärtused, südamiku materjal ja induktiivpoolide keerdude arvud.

Arvutuskäik

1. Valime transistori. Lähtudes nõutavast väljundvõimsusest $P_{välj}=100$ mW ja toitepingest $E_k=12$ V, valime lisast 12 transistori МП41 (П15) järgmiste parameetritega: $\beta=30$, $U_{ke\,lub}=20$ V, $I_{lub}=20$ mA, $P_{k\,lub}=150$ mW, $I_{k0}=0{,}01$ mA.

2. Arvutame astme võimsusvõimendusteguri:

$$K_p=10\log\frac{P_{välj}}{P_{sis}}=10\log\frac{100}{10}=10\text{ dB}. \qquad (6.39)$$

Võimendusteguri väärtus võimaldab piirduda üheastmelise võimendiga.

3. Valime induktiivpooli südamiku materjali. Nagu juba märgitud (vt. ptk. 6.1), sobib madalsageduslike võnkeringide induktiivpoolide südamiku materjaliks kõige paremini alsifer.

Alsifersüdamiku valikul lähtutakse järgmistest seisukohtadest.

Mida suurem on südamiku ristlõige, seda suurem on projekteeritava võnkeringi ekvivalentne hüvetegur.

Mida suurem on südamiku magnetiline läbitavus μ, seda väiksemad on kaod mähises, kuid seda suuremad on südamiku hüstereesikaod. Et hüstereesikaod on võrdelised magnetvälja tugevusega südamikus, siis on suhteliselt väikese võimendatava signaali korral praktiliselt nii, et kahest ühesuguste mõõtmetega südamikust tagab parema hüveteguri see, mille magnetiline läbitavus on suurem. Südamiku materjali võime valida tabelist 14.

Projekteeritavale võimendile valime alsifersüdamiku ТЧ-60. Alsiferist toroidsüdamike põhiandmed on toodud lisas 19.

Tabel 14

Materjali mark	Magnetiline algläbitavus μ_0	Temperatuuriline mittestabiilsus (μ temperatuuritegur)	Hüstereesikao tegur δ_h m/Ak	Pööris-voolukadude tegur δ_p s	Jääkmagnetismi tegur δ_j
ТЧ-60	55...60	$-4\cdot10^{-4}$	$6\cdot10^{-5}$	$(250...500)\cdot10^{-9}$	$2\cdot10^{-3}$
ТЧК-55	50...60	$(-1{,}5...+0{,}5)\cdot10^{-4}$	$6\cdot10^{-5}$	$(250...500)\cdot10^{-9}$	$1{,}7\cdot10^{-3}$
ВЧ-32	30...34	$-2{,}5\cdot10^{-4}$	$2{,}5\cdot10^{-5}$	$(60...80)\cdot10^{-9}$	$1\cdot10^{-3}$
ВЧК-22	20...24	$(-0{,}5...+0{,}5)\cdot10^{-4}$	$1{,}2\cdot10^{-5}$	$(10...12)\cdot10^{-9}$	$1{,}2\cdot10^{-3}$

Valime orienteerivalt südamiku tüüpmõõtmetega 36×25×
×0,76 mm. Valiku õigsust kontrollime järgmiste arvutuste käigus.

4. Määrame võnkeringi mahtuvuse C ja induktiivsuse L, arvestades, et resonantsisagedusel ω_0 peab olema rahuldatud tingimus

$$\omega_0 L=\frac{1}{\omega_0 C}=\varrho, \tag{6.40}$$

kus $\omega_0=2\pi f_0$ on nurksagedus,

ϱ — võnkeringi lainetakistus (tunnustakistus).

Võnkeringi antud resonantsisagedusel f_0 peab induktiivsuse vähendamisega kaasnema mahtuvuse suurendamine ja vastupidi. Vastavalt sellele muutub ka ϱ väärtus. Induktiivsuse suurendamiseks tuleb suurendada mähisekeerdude arvu, induktiivsuse vähendamisel aga kondensaatori gabariite. Liiga suurel ϱ väärtusel võib induktiivsuse (keerdudevaheline) omamahtuvus tõusta samasse suurusjärku võnkeringi kondensaatori mahtuvusega. Suure omamahtuvuse toimel halveneb resonantsisageduse stabiilsus ja suureneb võnkeringi antenniefekt, s. o. võnkeringi omadus reageerida välistele väljadele. Väikesel ϱ väärtusel tekivad raskused võnkeringi sobitamisel transistori ja koormusega. Arvestades neid vastukäivaid nõudeid, on madalsagedusliku võnkeringi korral sobivaim lainetakistuse väärtus $\varrho\approx1...3$ kΩ. Valime $\varrho=2$ kΩ. Sel juhul

$$C=\frac{1}{\omega_0\varrho}=\frac{1}{2\cdot3{,}14\cdot3\cdot10^3\cdot2\cdot10^3}=0{,}27\cdot10^{-6}\ \text{F}=0{,}027\ \mu\text{F}. \tag{6.41}$$

Lisast 4 valime kondensaatori МБМ-160-0,027 μF. Võnkeringi induktiivsus

$$L=\frac{\varrho}{\omega_0}=\frac{2\cdot10^3}{2\cdot3{,}14\cdot3\cdot10^3}=0{,}106\ \text{H}. \tag{6.42}$$

5. Induktiivpooli keerdude arvu w määrame valemiga

$$w = A\sqrt{L}, \tag{6.43}$$

kus A on tegur, mille väärtus sõltub südamiku tüübist (alsifer-südamiku kohta on see tegur toodud lisas 19),
L — induktiivsus mH.

Paneme valemisse arvväärtused:

$$w = 129\sqrt{106} = 1330 \text{ keerdu.}$$

Teistest materjalidest südamike korral võime teguri A arvutada valemiga

$$A = \sqrt{\frac{l_k 10^{-3}}{0{,}4\pi\mu S}}, \tag{6.44}$$

kus l_k on magnetjõujoonte keskmine pikkus cm,
μ — suhteline magnetiline algläbitavus,
S — magnetsüdamiku ristlõige cm².

6. Lähtudes valitud südamiku keskmisest keerupikkusest l_k (vt. lisa 19), arvutame mähisetraadi pikkuse:

$$l = l_k w = 5{,}5 \cdot 1330 = 7300 \text{ cm.} \tag{6.45}$$

7. Kasutades lisas 19 toodud andmeid, arvutame traadi läbimõõdu koos isolatsiooniga:

$$d_{is} = \frac{13}{\sqrt{w}} = \frac{13}{\sqrt{1330}} = 0{,}35 \text{ mm.} \tag{6.46}$$

Lisast 2 valime traadi ПЭВ-1 läbimõõduga 0,35 mm.

8. Mähise takistus

$$r_m = l\varrho_{km}, \tag{6.47}$$

kus l on traadi pikkus km, ϱ_{km} — valitud juhtme 1 km takistus Ω.

Käsiraamatust (Г. С. Цыкин. «Трансформаторы низкой частоты») leiame, et $\varrho_{km} = 265$ Ω. Seega

$$r_m = 0{,}073 \cdot 265 = 19{,}3 \text{ Ω.}$$

9. Südamiku ekvivalentne pöörisvoolu kaotakistus

$$r_p = \varrho\delta_p f_0, \tag{6.48}$$

kus δ_p on pöörisvoolukadude tegur, mis on toodud tabelis 14.

$$r_p = 2 \cdot 10^3 \cdot 500 \cdot 10^{-9} \cdot 3 \cdot 10^3 = 3 \text{ Ω.}$$

10. Südamiku ekvivalentne järelmagneetimise kaotakistus

$$r_j = \varrho\delta_j, \tag{6.49}$$

kus δ_j on järelmagneetimise kaotegur (tabel 14).

11. Kondensaatori kaotakistus r_k on määratav isolatsiooni kaonurga tangensiga $\operatorname{tg}\delta$, mis paberkondesaatoritel on umbes 10^{-3}:

$$r_k = \varrho \operatorname{tg}\delta = 2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} = 2 \text{ Ω.} \tag{6.50}$$

12. Võnkeringi üldine kaotakistus, koormust ja hüstereesikadusid arvestamata, on järgmine:

$$r=r_m+r_p+r_j+r_k=19{,}3+3+4+2=28{,}3\ \Omega. \tag{6.51}$$

13. Arvutame transistori optimaalse koormustakistuse R_k. Sellise väärtusega peab olema toiteallika ja transistori kollektori vahele ühendatava võnkeringi resonantsitakistus:

$$R'_k \approx \frac{1{,}2E_k}{I_{k\,lub}}=\frac{1{,}2\cdot 12}{20\cdot 10^{-3}}=720\ \Omega. \tag{6.52}$$

14. Määrame südamiku hüstereesikaod. Selleks arvutame kõigepealt abiteguri

$$p=k^2\frac{E_k^2}{2R'_k}\cdot\frac{\varrho^2w^2}{1+\gamma}, \tag{6.53}$$

kus k^2 on südamiku tüübist sõltuv tegur (vt. lisa 19),

$\gamma=\frac{R'_t}{R_v}$, kus R'_t on võnkeringi taandatud koormustakistus (jääb rööbiti võnkeringi elementidega),

R_v — võnkeringi resonantsitakistus (koormuse mõju arvestamata).

Tuleb arvestada, et γ väikesel väärtusel suureneb süsteemi võnkering — koormus hüvetegur ja väheneb võimendusastme kasutegur. Kui $\gamma=1$ ($R'_t=R_{v\,ekv}$), siis väheneb koormatud võnkeringi hüvetegur Q_{ekv} mittekoormatud võnkeringiga võrreldes kaks korda, kuid signaali võimsus jaguneb võrdselt koormuse ja võnkeringi vahel. Võtame $\gamma=1$.

Sel juhul valemi (6.53) alusel

$$p=43\cdot 10^{-8}\cdot\frac{12^2}{2\cdot 720}\cdot\frac{(2\cdot 10^3)^2\cdot 1330^2}{2}=1{,}52\cdot 10^5.$$

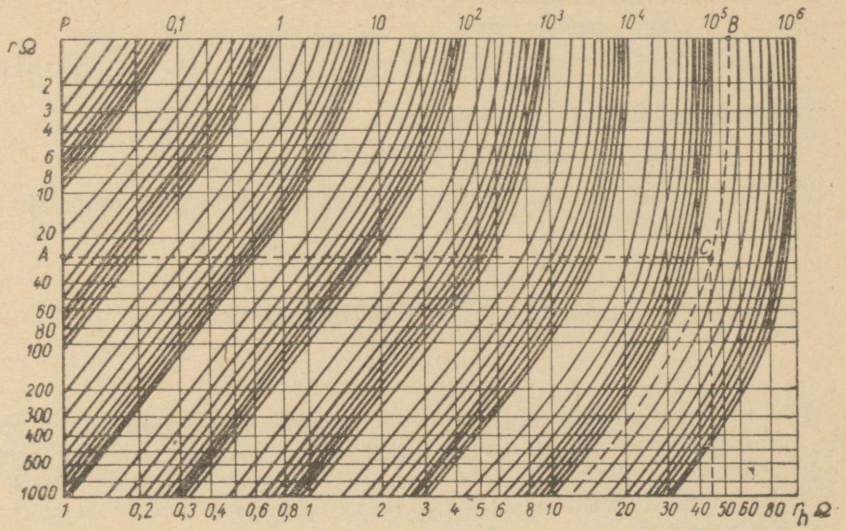
16. Kasutades joonisel 72 toodud nomogrammi, leiame südamiku hüstereesikadude kaotakistuse r_h kui teguri p ja takistuse r funktsiooni. Vertikaalteljele märgime r väärtuse (antud juhul punkt A, kus $r=28{,}3\ \Omega$), ülemisele horisontaalteljele aga p väärtuse (punkt B, kus $p=1{,}52\cdot 10^5$). Tõmbame nüüd punktist A horisontaaljoone ja tähistame punktist B lähtuva kõvera lõikumispunkti horisontaaljoonega C. Nüüd tõmbame punktist C vertikaaljoone alumisele horisontaalteljele, kust leiamegi r_h väärtuse. Nomogrammilt näeme, et $r_h=46\ \Omega$.

17. Võnkeringi summaarne kaotakistus

$$r_\Sigma=r+r_h=28{,}3+46\approx 75\ \Omega. \tag{6.54}$$

18. Võnkeringi hüvetegur

$$Q_v=\frac{\varrho}{r_\Sigma}=\frac{2\cdot 10^3}{75}=26{,}6. \tag{6.55}$$



Joon. 72. Südamiku hüstereesikadude kaotakistuse leidmise nomogramm

19. Süsteemi võnkering — koormus ekvivalentne hüvetegur

$$Q_{ekv}=\frac{Q_v}{1+\gamma}=\frac{26{,}6}{2}=13{,}3. \tag{6.56}$$

20. Võimendi läbilaskeriba

$$B_{0{,}7\,arv}=\frac{f_0}{Q_{ekv}}=\frac{3000}{13{,}3}\approx 225{,}5\ \text{Hz}, \tag{6.57}$$

mis on lubatav, sest

$$B_{0{,}7\,arv}=225{,}5\ \text{Hz}<B_{0{,}7}=300\ \text{Hz}. \tag{6.58}$$

Juhul kui tingimus (6.58) ei ole rahuldatud, tuleb valida uus südamik ja arvutada uuesti.

21. Koormatud võnkeringi resonantsitakistus

$$R_{v\,ekv}=\varrho Q_{ekv}=2000\cdot 13{,}3=26{,}6\ \text{k}\Omega. \tag{6.59}$$

22. Võnkeringi ja transistori sidestusteguri võime arvutada valemiga

$$n_1=\sqrt{\frac{R'_k}{R_{v\,ekv}}}=\sqrt{\frac{720}{26\,600}}=0{,}165. \tag{6.60}$$

Induktiivpooli väljavõtte keerdude arv

$$w_1=n_1 w=0{,}165\cdot 1330=220\ \text{keerdu}.$$

23. Võnkeringi ja koormuse sidestustegur

$$n_2=\sqrt{\frac{R_t}{\gamma_Q Q_v}}=\sqrt{\frac{1000}{1\cdot 2000\cdot 26{,}6}}=0{,}14. \qquad (6.61)$$

24. Sidestusmähise keerdude arv

$$w_2=n_2 w=0{,}14\cdot 1330=186 \text{ keerdu.}$$

25. Koostame lülituse täieliku põhimõtteskeemi (vt. joon. 68).

7. ALALISPINGEVÕIMENDID

7.1. ÜLDIST

Alalispingevõimenditeks (APV) nimetatakse seadmeid, mis on ette nähtud aeglaselt muutuvate signaalide võimsuse või pinge võimendamiseks. Neid kasutatakse laialdaselt elektronarvutusseadmetes, mõõtetehnikas, automaatikas ja mujal.

Alalispingesignaale võime võimendada kahel viisil: 1) võimendades otseselt alalispingesignaali; 2) muundades enne võimendamist alalispinge vahelduvpingeks.

Muundamisega alalispingevõimendite puuduseks on lülituse keerukus, mis peab sisaldama peale võimendi veel terve rea teisi elemente. Seepärast eelistatakse elektron- ja pooljuhttehnikas enamasti alalispingesignaali otsest võimendamist.

Kasutatakse mitmesuguseid otsese toimega APV-lülitusi. Nende põhiliseks iseärasuseks on astmetevaheline galvaaniline sidestus, kus ühe astme väljund ühendatakse järgmise astme sisendiga kas vahetult läbi aktiivtakistuse või pingeallika.

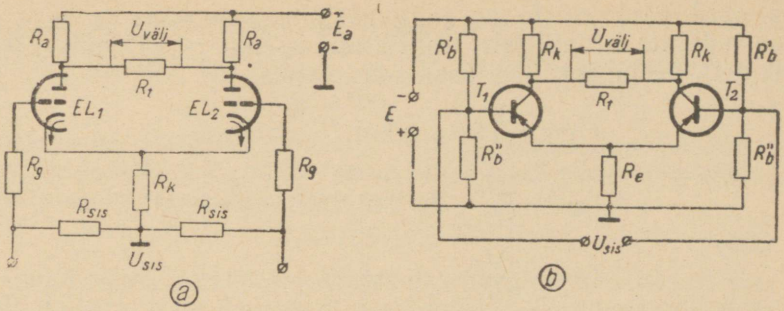
Galvaaniline sidestus põhjustab alalispingevõimendites nn. nullitriivi, mille toimel väljundpinge hakkab muutuma ka konstantse sisendpinge korral, ja APV-lülituslikke iseärasusi.

Nullitriivi võib põhjustada toitepingete mittestabiilsus, võimendus- ja lülituselementide parameetrite muutumine nende vananemisel, ümbritseva keskkonna temperatuuri muutused (eriti transistoride korral) jms.

Eriti ohtlik on triiv APV esimestes astmetes, sest väikestel U_{sis} väärtustel võib triivipinge olla niisama suur või isegi suurem kui sisendpinge. Kui triivi ei vähendata, osutub $U_{välj}$ lubamatult moonutatuks, s. t. ta ei ole võrdeline sisendpingega.

Alalispingevõimendite projekteerimise põhiülesanne on ratsionaalse lülituse koostamine, mis tagaks minimaalse triivi koos teiste nõuete rahuldamisega.

Triivi vähendamiseks kasutatakse stabiliseeritud toitepingeallikaid, rakendatakse võimendi eelsoojendamist 0,5...1 tunni jooksul, lampide eelnevat vanandamist (treenimist 50...100 tunni



Joon. 73. Sildlülituses alalispingevõimendite tüüpskeemid: *a* — elektronlampidel, *b* — transistoridel

kestel) jne. Kõige mõjuvamalt ja ökonoomsemalt saab triivi vähendada sildlülituses võimendusastmetega (balansslülitused). Sildlülituses elektronlampidega ja transistoridega võimendite tüüpskeemid on toodud joonisel 73.

Sildlülituses võimendi silla kaks õlga moodustavad kaks elektronlampi (või transistori), kaks õlga aga takistid R_a (või R_k). Silla ühte diagonaali on ühendatud toiteallikas, teise aga koormustakisti R_t. Kui lülitus on sümmeetriline ja U_{sis} puudub, on sild tasakaalus ning koormusel $U_{välj}=0$. Sisendsignaali toimel läheb sild tasakaalust välja ja väljundis tekib pinge, mille polaarsus vastab sisendpinge polaarsusele. Kui $R_t \gg R_a$, töötab lamplülitus (joon. 73, *a*) pingevõimendi režiimis. Võimendusastme võimendustegur avaldub siis takistussidestuses võimendusastme võimenduse valemiga

$$K=\frac{\mu R_a}{R_i+R_k}. \tag{7.1}$$

Kui $R_t \approx R_a$, töötab lülitus võimsusvõimendi režiimis ja

$$K=\frac{\mu}{1+\frac{R_i}{R_a}+\frac{2R_i}{R_t}}. \tag{7.2}$$

Transistoridega APV (joon. 73, *b*) on tööpõhimõtetelt analoogiline lamplülitusega. Takistid R'_b ja R''_b moodustavad lähtetööpunkti fikseerimiseks vajaliku pingejaguri.

APV arvutuse lähteandmetes antakse tavaliselt sisendpinge, koormustakistus ja nõutav võimendustegur. Arvutuste tulemuste järgi tuleb valida võimendavad elemendid, määrata nende töörežiim ja kõigi lülitusse kuuluvate lülituselementide väärtused.

Elektronlampidega APV arvutus sarnaneb tavalise *RC*-sidestuses võimendusastme arvutusega, transistorlülitusi on aga sobivam arvutada transistori *Y* parameetrite Y_{11}, Y_{12}, Y_{21} ja Y_{22} järgi.

Kõik need parameetrid on juhtivuse dimensiooniga ja neid on lihtne määrata graafiliselt transistori sisend- ja väljundkarakteristikutelt. Seejuures tuleb kasutada avaldisi

$$Y_{11}=\frac{\Delta I_b}{\Delta U_{be}}, \quad \text{kui } U_{ke}=const,$$

$$Y_{12}=\frac{\Delta I_b}{\Delta U_{ke}}, \quad \text{kui } U_{be}=const,$$

$$Y_{21}=\frac{\Delta I_k}{\Delta U_{be}}, \quad \text{kui } U_{ke}=const,$$

$$Y_{22}=\frac{\Delta I_k}{\Delta U_{ke}}, \quad \text{kui } U_{be}=const. \qquad (7.3)$$

Transistoridega APV korral tuleb arvestada, et transistori kollektorivoolu triivi mõjutavad järgmised tegurid: transistoride parameetrite (tehnoloogiline) hajuvus, mis mõnedel transistoridel küünib kuni ±100%; ujuvus, mis kujutab endast transistoride parameetrite muutumist ajas (esineb nii ekspluatatsioonis kui ka säilitamisel). Seepärast tuleb enne montaaži kontrollida nii «ujumist» kui ka parameetrite vastavust. Sildlülitustes kasutatavate transistoride parameetrid ei tohi eri eksemplaridel erineda rohkem kui 2...3%.

7.2. ALALISPINGEVÕIMENDITE NÄIDISARVUTUSED

NÄIDIS 20. SILDLÜLITUSES ELEKTRONLAMPIDEGA ALALISPINGEVÕIMENDI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada paralleelses sildlülituses (paralleelbalanss-lülituses) elektronlampidega võimendusaste (joon. 73, a) järgmiste parameetrite alusel: 1) *maksimaalne sisendpinge* $U_{sis}=\pm 2$ V; 2) *APV pingevõimendustegur* $K\geqslant 50$; 3) *anoodtoiteallika pinge* $E_a=250$ V.

Arvutuskäik

1. Valime lambi tüübi. APV sildlülitustes on otstarbekas kasutada kaksiktrioode. Trioodi staatilise võimendusteguri võime määrata valemiga

$$\mu=\frac{K}{0{,}5\ldots 0{,}6}. \qquad (7.4)$$

Seega

$$\mu=\frac{50}{0{,}5}=100.$$

Nõutavast staatilisest võimendustegurist lähtudes valime lisast

16 kaksiktrioodi 6Н2П järgmiste parameetritega:

$U_a=250$ V, $I_a=2{,}3$ mA, $E_g=-1{,}5$ V, $S=2$ mS, $R_i=50$ kΩ, $\mu=100$.

2. Määrame lülituse kummagi õla anoodkoormustakistuse. Lähtume suhtest $R_t \gg R_a$, mille korral sildlülituse pingevõimendustegur on maksimaalne. Tavaliselt võetakse

$$R_t=10R_a. \tag{7.5}$$

Sel juhul võime kumbagi lambipoolt vaadelda teineteisest sõltumatult ja arvutada kummagi lambipoole anoodkoormustakistuse tavalise RC-sidestuses võimendusastme valemiga

$$K=\frac{\mu R_a}{R_i+R_a}.$$

Siit

$$R_a=\frac{KR_i}{\mu-K}=\frac{50\cdot 50\cdot 10^3}{100-50}=50\cdot 10^3\ \Omega. \tag{7.6}$$

Lisast 7 valime $R_a=51$ kΩ. Kummagi takisti R_a hajuvõimsus

$$P_{R_a}=I_a^2R_a=(2{,}3\cdot 10^{-3})^2\cdot 51\cdot 10^3=0{,}3\ \text{W}.$$

Valime takisti МЛТ-0,5-51 kΩ.

3. Koormustakistus

$$R_t=10R_a=510\ \text{kΩ}.$$

Võttes (varuga) $U_{välj}=U_a$, leiame takisti R_t hajuvõimsuse:

$$P_{R_t}=\frac{U_a^2}{R_t}=\frac{250^2}{510\cdot 10^3}=0{,}12\ \text{W}.$$

Valime lisast 7 takisti МЛТ-0,25-510 kΩ.

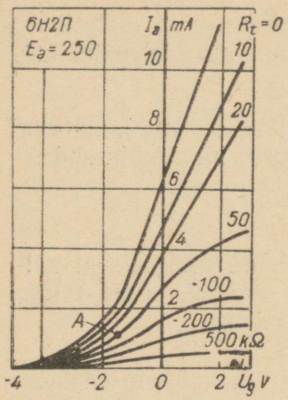
4. Määrame eelpinge. Nagu selgub skeemilt (joon. 73, *a*), muutub kummagi lambipoole sisendpinge $+\frac{U_{sis\,max}}{2}\ldots-\frac{U_{sis\,max}}{2}$, s. t. $+1{,}0$ V ... $-1{,}0$ V.

Selleks et võimendusaste töötaks võrevooludeta, peab olema täidetud tingimus

$$|-E_g|\geqslant\left|\frac{U_{sis\,max}}{2}\right|. \tag{7.7}$$

Valime $E_g=-1{,}5$ V, millega tingimus (7.7) on rahuldatud.

5. Määrame kummagi lambipoole anoodvoolu alaliskomponendi (lähtetööpunktis). Selleks kasutame dünaamilisi võrekarakteristikuid, kus on toodud anoodvoolu sõltuvus võrepingest mitmesugustel anoodkoormustakistustel (joon. 74). Sellised karakteristikud on antud käsiraamatutes (näit. Д. С. Гурлев. «Справочник по электронным приборам»), kuid neid võime ka ise konstrueerida, lähtudes lambi anoodkarakteristikutest.



Joon. 74. Trioodi 6Н2П dünaamilised võrekarakteristikud

Lähtetööpunktis, kui $U_{sis}=0$, on võrepinge võrdne eelpingega $E_g=-1{,}5$ V. Kui anoodkoormustakistus $R_a=51$ kΩ, on sellisel võrepingel (—1,5 V) lambi anoodvool $I_{a0}=1$ mA (punkt *A* joonisel 74).

6. Arvutame automaatse eelpinge takistuse R_k. Tööolukorras läbib takistit R_k mõlema lambi anoodvool. Seega

$$R_k=\frac{E_g}{2I_{a0}}=\frac{1{,}5}{2\cdot 10^{-3}}=750\ \Omega.$$

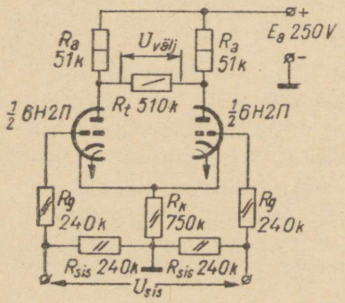
Valime lisast 7 $R_k=750$ Ω. Takisti R_k hajuvõimsus

$$P_{R_k}=(2I_{a0})^2R_k=(2\cdot 10^{-3})^2\cdot 750=3\cdot 10^{-3}\ \text{W}.$$

Valime takisti УЛМ-0,12-750 Ω.

7. Määrame takistite R_{sis} ja R_g takistused. Võttes $R_{sis}=R_g$, määrame nad seosest

$$R_{sis}+R_g=(5\ldots 10)R_a=(5\ldots 10)\cdot 51\cdot 10^3\ \Omega. \qquad (7.8)$$



Joon. 75. Alalispingevõimendi põhimõtteskeem (näidise 20 juurde)

Valime $R_{sis}=R_g=240$ kΩ.

Nende takistite hajuvõimsus on tühine. Seega sobivad takistid УЛМ-0,12-240 kΩ.

8. Koostame arvutatud võimendusastme täieliku põhimõtteskeemi (joon. 75).

NÄIDIS 21. SILDLÜLITUSES TRANSISTORIDEGA APV ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada paralleelses sildlülituses transistoridega alalispingevõimendi (paralleelbalansslülitus) (joon. 73, b) järgmiste lähteandmete alusel: 1) *sisendpinge* $U_{sis}=\pm 1$ V; 2) *sisendsignaaliallika sisetakistus* $R_s=50$ Ω; 3) *väljundvõimsus* $P_{välj}=50$ mW; 4) *koormustakistus* $R_t=2$ kΩ; 5) *toiteallika pinge* $E_k=20$ V.

Arvutuskäik

1. Valime transistorid. Alalispingevõimendites kasutatakse tavaliselt transistore, mille kollektori vastuvool I_{k0} on võimalikult väike ja pinge

$$U_{ke\,lub} \geqslant E_k. \tag{7.9}$$

Nendest nõuetest lähtudes valime lisast 12 transistorid П103, mille parameetrid on järgmised: $\beta=20$, $U_{ke\,lub}=20$ V, $I_{k\,lub}=20$ mA, $P_{k\,lub}=0{,}15$ W, $I_{k0}=0{,}001$ mA.

2. Võimendusastme pingevõimendustegur

$$K=\frac{U_{välj}}{U_{sis}},$$

kus $U_{välj}=\sqrt{P_{välj}R_t}=\sqrt{0{,}05\cdot 2\cdot 10^3}=10$ V. Järelikult $K=10$.

3. Transistori П103 väljundkarakteristikutel (joon. 76, *a*) valime lähtetööpunkti A, mille koordinaadid on järgmised:

$$U_{keA}=(0{,}2\ldots 0{,}3)E_k=0{,}25\cdot 20=5 \text{ V}; \tag{7.10}$$

$$I_{kA}=0{,}5I_{k\,lub}=10 \text{ mA}. \tag{7.11}$$

Kontrollime lähtetööpunkti valiku õigsust. Kollektori hajuvõimsus lähtetööpunktis

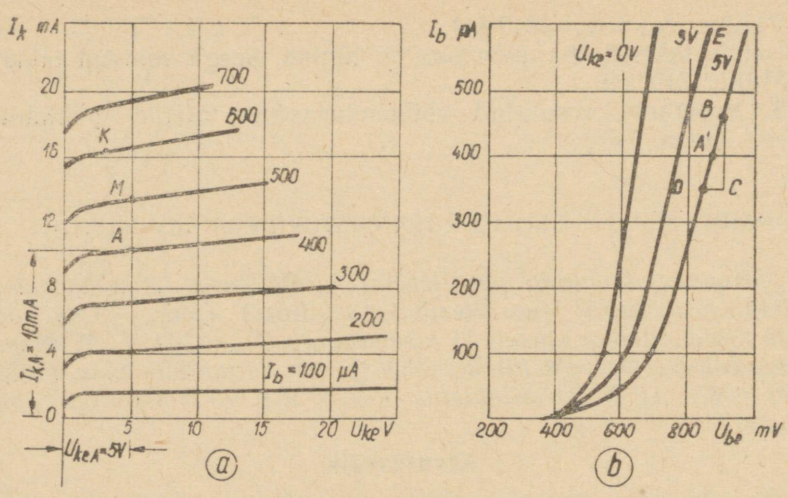
$$P_{kA}=U_{keA}I_{kA}=5\cdot 10\cdot 10^{-3}=50\cdot 10^{-3} \text{ W} \ll P_{k\,lub}=0{,}15 \text{ W}.$$

Seega on kollektori lubatava hajuvõimsuse seisukohalt lähtetööpunkt õigesti valitud.

4. Määrame lähtetööpunkti A' transistori sisendkarakteristikutel (joon. 76, *b*). Lähtetööpunkt paikneb karakteristikul, kus $U_{ke}=U_{keA}=5$ V ja baasivool $I_{bA}=400$ μA. Punktile A' vastab pinge

$$U_{beA}=880 \text{ mV}=0{,}88 \text{ V}.$$

5. Transistori karakteristikutelt määrame selle parameetrid Y_{11}, Y_{12}, Y_{21} ja Y_{22} lähtetööpunktis [valemitega (7.3)].



Joon. 76. Transistori П103 karakteristikud: *a* — väljundkarakteristikud. *b* — sisendkarakteristikud

Nende parameetrite määramise meetodid meenutavad elektronlampide parameetrite (S, R_i ja μ) määramist staatilistelt karakteristikutelt.

Y_{11} leiame tunnuskolmnurga BCD abil (joon. 76, *b*), mis määrab voolude ja pingete muutused lähtetööpunkti A' lähikonnas. Sellest kolmnurgast järeldub, et

$$Y_{11}=\frac{\Delta I_b}{\Delta U_{be}}=\frac{BC}{DC}=\frac{100\cdot 10^{-6}}{50\cdot 10^{-3}}=2\cdot 10^{-3}\ \text{S}=2\ \text{mS}, \qquad (7.12)$$

kus $U_{ke}=5$ V$=const$.

Parameeter Y_{12} määratakse samuti sisendkarakteristikutelt. Selleks määrame $U_{be}=const$ olukorras lähtetööpunkti A' lähikonnas baasivoolu muutuse ΔI_b kollektoripinge U_{ke} muutumisel.

Käsiraamatus on transistori П103 kohta toodud kõigest kaks sisendkarakteristikut — üks pingel $U_{ke}=0$, teine pingel $U_{ke}=5$ V. Nendest Y_{12} määramiseks ei piisa. Tõmbame orienteerivalt veel ühe karakteristiku $I_b=f(U_{be})$, mis vastab pingele $U_{ke}\approx 3$ V.

Kui $U_{beA}=880$ mV$=const$, põhjustab kollektoripinge muutumine 5 voldilt 3 voldile baasivoolu muutuse 400 kuni 600 μA. Seega

$$Y_{12}=\frac{\Delta I_b}{\Delta U_{ke}}=\frac{200\cdot 10^{-6}}{2}=100\cdot 10^{-6}\ \text{S}=0{,}1\ \text{mS}. \qquad (7.13)$$

Parameetri Y_{21} määramiseks kasutame esmalt väljundkarakteristikuid (joon. 76, *a*), kus lähtetööpunkti A lähikonnas leiame

voolumuutuse ΔI_b ja sellele vastava voolumuutuse ΔI_k konstantsel kollektoripingel U_{keA}.

Jooniselt 76, *a* on näha, et baasivoolu muutudes 400 kuni 500 μA muutub kollektorivool 10 mA (punkt *A*) kuni 12,6 mA (punkt *M*). Seega $\Delta I_b = 100$ μA ja $\Delta I_k = 2{,}6$ mA.

Vastava baasipinge muutuse leidmiseks läheme üle sisendkarakteristikutele (joon. 76, *b*) ja leiame punkti *A'* lähikonnas voolumuutusele $\Delta I_b = 100$ μA vastava pingemuutuse $\Delta U_{be} = 50$ mV.

Seega

$$Y_{21} = \frac{\Delta I_k}{\Delta U_{be}} = \frac{2{,}6 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 10^{-3}} \approx 0{,}05 \text{ S},$$

kus $U_{ke} = const = 5$ V.

Analoogiliselt võime leida ka parameetri Y_{22}. Selleks leiame sisendkarakteristikutelt vastastikused muutused ΔU_{ke} ja ΔI_b, seejärel aga, minnes üle väljundkarakteristikutele, leiame ΔU_{ke} vastava voolumuutuse ΔI_k.

Antud juhul (joon. 76, *b*) vastab pingemuutusele $U_{ke} = 5$ V kuni $U_{ke} = 3$ V ($\Delta U_{ke} = 2$ V) baasivoolu muutus 400 μA (punkt *A'*) kuni 600 μA (punkt *E*), s. o. $\Delta I_b = 200$ μA.

Väljundkarakteristikutel (joon. 76, *a*) märgime punkti *K*, millele vastab $U_{ke} = 3$ V ja $I_b = 600$ μA, ja punktile *A* vastavad koordinaadid $U_{ke} = 5$ V ja $I_b = 400$ μA.

Punktile *K* vastab vool $I_k = 16$ mA, punktis *A* aga $I_k = 10$ mA, s. o. $\Delta I_k = 16 - 10 = 6$ mA. Järelikult

$$Y_{22} = \frac{\Delta I_k}{\Delta U_{ke}} = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{2} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ S} = 3 \text{ mS},$$

kus $U_{be} = const = 0{,}88$ V.

6. Kontrollime transistori valiku õigsust valemiga

$$K < \frac{Y_{21}}{Y_{22} + \frac{2}{R_t}}. \qquad (7.14)$$

Paneme valemisse arvväärtused:

$$10 < \frac{5 \cdot 10^{-2}}{3 \cdot 10^{-3} + \frac{2}{2 \cdot 10^3}} = 12{,}5.$$

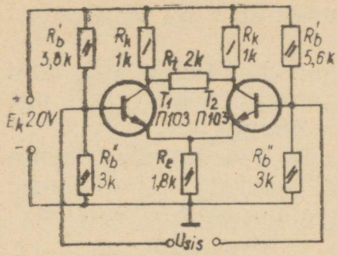
Seega on võrratus (7.14) rahuldatud.

Juhul kui tingimus (7.14) osutub mitterahuldavaks, tuleb valida teine transistor ja teha arvutused uuesti või vähendada võimenduse *K* väärtust.

7. Takistus

$$R_k = \frac{KR_t}{Y_{21}R_t - K(Y_{22}R_t + 2)} =$$

$$= \frac{10 \cdot 2 \cdot 10^2}{0{,}05 \cdot 2 \cdot 10^{-3} - 10(3 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^2 + 2)} = 1000 \ \Omega = 1 \text{ k}\Omega. \qquad (7.15)$$



Joon. 77. Transistoridega alalispingevõimendi põhimõtteskeem (näidise 21 juurde)

Lisast 7 valime $R_k = 1$ kΩ.
Takisti R_k hajuvõimsus

$$P_{R_k} = I_{kA}^2 R_k = (10 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 10^3 = 0{,}1 \text{ W}.$$

Valime takisti MJIT-0,25-1 kΩ.

8. Takistit R_e läbiv vool

$$I = 2(I_{kA} + I_{bA}) = 2(10 \cdot 10^{-3} + 400 \cdot 10^{-6}) = 0{,}0028 \text{ A}. \quad (7.16)$$

9. Takistus

$$R_e = \frac{E_k - U_{keA} - I_k R_k}{I} = \frac{20 - 5 - 10 - 10^{-3} \cdot 10^3}{28 \cdot 10^{-4}} = 1800 \ \Omega. \quad (7.17)$$

Lisast 7 valime $R_e = 1{,}8$ kΩ. Takisti R_e hajuvõimsus

$$P_{R_e} = I^2 R_e = (28 \cdot 10^{-4})^2 \cdot 1{,}8 \cdot 10^3 \approx 0{,}014 \text{ W}.$$

Valime takisti УЛМ-0,12-1,8 kΩ.

Kui arvutame takistuse R_e väärtuse valemiga (7.17), võib vastus osutuda negatiivseks. Sel juhul tuleb lähtetööpunkti valikul vähendada U_{keA} ja I_{kA} väärtusi ja teha vastavad arvutused uuesti.

10. Arvutame takistite R'_b ja R''_b takistused. Selleks et pingejaguritega R'_b-R'_b fikseeritud lähtetööpunktid oleksid stabiilsed, peab pingejagurite vool olema baasivoolust 3...5 korda suurem. Seega

$$I_{R''_b} = 5I_{bA} = 5 \cdot 400 \cdot 10^{-6} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 2 \text{ mA}. \quad (7.18)$$

$$I_{R'_b} = I_{R''_b} + I_{bA} = 2 \text{ mA} + 0{,}4 \text{ mA} = 2{,}4 \text{ mA}. \quad (7.19)$$

Takisti R'_b takistus

$$R'_b = \frac{E_k - U_{beA} - IR_e}{I_{R'_b}} = \frac{20 - 0{,}88 - 28 \cdot 10^{-4} \cdot 1{,}8 \cdot 10^3}{2{,}4 \cdot 10^{-3}} = 5867 \ \Omega. \quad (7.20)$$

Lisast 7 valime $R'_b = 5{,}6$ kΩ.

Takistite R'_b hajuvõimsus

$$P_{R'_b} = (I_{R'_b})^2 R'_b = (2{,}4 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 5{,}6 \cdot 10^3 = 32 \cdot 10^{-3} \text{ W}.$$

Valime takistid УЛМ-0,12-5,6 kΩ.

$$R''_b = \frac{U_{beA} + IR_e}{I_{R''_b}} = \frac{0{,}88 + 28 \cdot 10^{-4} \cdot 1{,}8 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^{-3}} = 2960 \text{ Ω}. \quad (7.21)$$

Lisast 7 valime takisti УЛМ-0,12-3 kΩ.

11. Võimendusastme sisendtakistus R'_{sis}, pingejagurite mõju arvestamata, on järgmine:

$$R'_{sis} = 2 \frac{Y_{22} R_k R_t + 2R_k + R_t}{(Y_{21} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}) R_k R_t + Y_{11}(2R_k + R_t)} =$$

$$= 2 \frac{3 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3}{(5 \cdot 10^{-2} \cdot 3 \cdot 10^{-3} - 100 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^{-2}) \times} = 67 \text{ Ω}. \quad (7.22)$$

$$\times 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^{-3} (2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3)$$

12. Pingejagurite summaarne takistus R_j sisendklemmide suhtes on järgmine:

$$R_j = 2 \frac{R'_b R''_b}{R'_b + R''_b} = 2 \frac{5{,}6 \cdot 3}{5{,}6 + 3} = 5 \text{ kΩ}. \quad (7.23)$$

13. Ekvivalentse sisendtakistuse R_{sis} arvutame kui takistuste R'_{sis} ja R_j rööplülituse takistuse.

Seega

$$R_{sis} = \frac{R'_{sis} R_j}{R'_{sis} + R_j} = \frac{5 \cdot 10^3 \cdot 67}{5 \cdot 10^3 + 67} = 64 \text{ Ω}. \quad (7.24)$$

R_{sis} väärtus osutus signaaliallika sisetakistusele lähedaseks. Seega pole signaaliallika ja sisendtakistuse vahel täiendavat sobituslülitust vaja.

14. Koostame arvutatud võimendusastme põhimõtteskeemi (joon. 77).

KIRJANDUS

1. I. Bulanov, G. Glagoljev. Elektroonika alused. «Valgus», 1968.
2. H. Tani, E. Velmre. Pooljuhtseadised ja nende kasutamine. «Valgus», 1967.
3. A. Isotamm. Raadioamatööri käsiraamat. Eesti Riiklik Kirjastus, Tallinn, 1958.
4. E. Elgas. Raadioseadmed. Eesti Riiklik Kirjastus, Tallinn, 1953.
5. Войшвилло Г. В. Усилители низкой частоты на электронных лампах. Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1959.
6. Кризе С. Н. Усилительные устройства. Связьиздат, 1968.
7. Криксунов В. Г. Низкочастотные усилители. Гостехиздат УССР, 1961.
8. Мамонкин И. Г. Усилительные устройства. «Связь», 1966.

9. Рамм Г. С. Электронные усилители. «Связь», 1964.
10. Ризкин А. А. Основы теории усилительных схем. «Советское радио», 1958.
11. Эрглис К. Э. и Степаненко И. П. Электронные усилители. «Наука», 1964.
12. Федосеева Е. О. Усилительные устройства. «Искусство», 1961.
13. Цыкин Г. С. Электронные усилители. Связьиздат, 1960.
14. Цыкин Г. С. Усилители электрических сигналов. Госэнергоиздат, 1961.
15. Буланов Ю. А. и Усов С. Н. Усилители низкой частоты и радиоприемные устройства. Госиздат, 1960.
16. Семенов К. А. Радиоприемные и усилительные устройства. «Советское радио», 1965.
17. Гершунский Б. С. Основы электронной и полупроводниковой техники. Изд. КГУ, 1967.
18. Бонч-Бруевич А. М. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. «Наука», 1966.
19. Зайчик И. Ю. и Усов С. Н. Задачник по усилительным и радиоприемным устройствам. «Высшая школа», 1965.
20. Редзько К. В. Сборник задач и упражнений по курсу «Радиоприемные устройства». Оборонгиз, 1963.
21. Будинский Я. Усилители низкой частоты на транзисторах. Государственное издательство литературы по вопросам о связи и радио, 1963.
22. Ризкин А. А. Полупроводниковые усилители. Связьиздат, 1962.
23. Козинцева Л. П. Усилители на полупроводниковых триодах. «Высшая школа», 1965.
24. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Госэнергоиздат, 1963.
25. Цыкина А. В. Проектирование транзисторных усилителей. «Связь», 1967.
26. Расчет транзисторных цепей. Под общей редакцией Ши Р. Ф. «Энергия», 1964.
27. Полковский И. М. Стабилизированные усилительные устройства на транзисторах. «Энергия», 1964.
28. Бялик Г. И. Усилители звуковой частоты на транзисторах. «Искусство», 1965.
29. Попов П. А. Расчет транзисторных усилителей звуковой частоты. «Энергия», 1964.
30. Акулов И. И. и др. Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах. «Связь», 1966.
31. Малинин Р. М. Выходные трансформаторы. Госэнергоиздат, 1963.
32. Леннартц Г. и Таэгер В. Конструирование схем на транзисторах. «Энергия», 1964.
33. Николаенко Н. С. Проектирование транзисторных усилителей. «Энергия», 1965.
34. Алексеев С. К. Расчет оптимальных вариантов многокаскадных усилители. «Связь», 1966.
35. Славский Г. Н. Активные *RC*- и *RCL*-фильтры и избирательные усилители. «Связь», 1966.
36. Лугвин В. Г. Элементы современной низкочастотной электроники. «Энергия», 1964.
37. Барсуков Ф. И. Генераторы и селективные усилители низкой частоты. «Энергия», 1964.
38. Кобзев В. В. и Шишмаков В. Н. Каскады радиоприемников на транзисторах. Госэнергоиздат, 1960.
39. Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н. Расчет полупровдниковых усилителей и генераторов. Гостехиздат УССР, 1961.

40. Трохименко Я. К. Радиоприемные устройства на транзисторах. «Техніка», 1964.
41. Баркан В. Ф. и Жданов В. К. Проектирование радиотехнических устройств. Оборонгиз, 1963.
42. Гумеля Е. Б. Выбор схем транзисторных приемников. Госэнергоиздат, 1963.
43. Баркан В. Ф. и Жданов В. К. Радиоприемные устройства. «Советское радио», 1966.
44. Дитрих К. Ф. Радиоприемные устройства. Изд-во «Транспорт», 1964.
45. Брейдо И. Я. Ламповые усилители сигналов постоянного тока. Госэнергоиздат, 1960.
46. Балашов М. А. и др. Электронные и полупроводниковые устройства систем автоматического управления. Изд-во «Машиностроение», 1966.
47. Терещук Р. М. и др. Справочник радиолюбителей. Изд. «Техніка», 1970.
48. Лабутин В. К. Транзисторы общего назначения. «Энергия», 1964.
49. Гурлев Д. С. Справочник по электронным приборам. «Техніка», 1966.

SIINUSPINGEGENERAATORITE ARVUTUSED

8. *LC*-GENERAATORID

8.1. ÜLDIST

Siinuspingegeneraator kujutab endast seadist, mis muundab toiteallikate alalispingelist energiat vajaliku sageduse ja võimsusega siinuselisteks elektromagnetilisteks võnkumisteks.

Tööpõhimõtte järgi jaotatakse generaatorid endaergutusega (iseergutuvateks) ja võõrergutusega generaatoriteks. Võõrergutusega generaatorid on põhimõtteliselt kõrgsageduslikud võimsusvõimendid.

Endaergutusega generaatoreid kasutatakse laialdaselt kui primaarseid võnkumiste allikaid raadiosaatjates ja -vastuvõtjates (supervastuvõtjates), elektronmõõteriistades, elektronarvutites, telemeetriaseadmetes jm. Genereeritavate sageduste piirkonna järgi jaotatakse generaatorid järgmiselt:

generaatori tüüp	sageduspiirkond
madalsageduslikud	0,01 Hz ... 100 kHz
kõrgsageduslikud	100 kHz ... 100 MHz
ülikõrgsageduslikud	100 MHz ja rohkem

Enam on levinud endaergutusega generaatorid. Nende lülitustes on põhilised elemendid võimendusseadis (elektronlamp või transistor) ja võnkesüsteem, mis on omavahel sidestatud positiivse tagasiside ahelaga.

Võnkesüsteemidena kasutatakse endaergutusega generaatorites kas võnkeringe (*LC*) või takistustest ja mahtuvustest (*RC*) koosnevaid ahelaid. Vastavalt sellele jaotatakse siinuspingegeneraatorid *LC*- ja *RC*-generaatoreiks. Esimesi kasutatakse põhiliselt kõrgsagedustel, teisi madalsagedustel.

LC-generaatorite lülitused erinevad üksteisest peamiselt tagasiside lülituse poolest.

Joonisel 78 on toodud kaks levinumat *LC*-generaatori lülitust: induktiivne *LC*-generaator (joon. 78, *a*) ja mahtuvuslik kolmpunktlülituses *LC*-generaator (joon. 78, *b*).

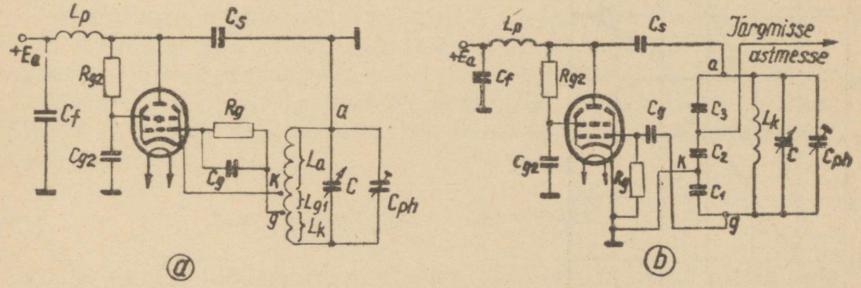
Nendes lülitustes ühendatakse võnkering lambiga kolmes punktis: *a* (anoodiga), *k* (katoodiga) ja *g* (võrega). Võnkering häälestatakse vajalikule võnkesagedusele pöördkondensaatoriga *C* ja peenhäälestuskondensaatoriga (trimmeriga) C_{ph}. Lülituselemendid L_p ja C_s tagavad nn. paralleelse anoodtoite. Tüürvõrekomplektiga R_gC_g tekitatakse vajalik võre-eelpinge (takistit R_g läbiva võrevoolu alaliskomponendi toimel). Varivõretakistuse ja kondensaatoriga $R_{g2}C_{g2}$ pingestatakse varivõre sobiva pingega. Kondensaator C_f šundib anoodtoiteallika vahelduvvoolule.

Transistoridega *LC*-generaatorite lülitused on analoogilised lamplülitustega. Näitena on joonisel 79 toodud induktiivses kolmpunktlülituses jadamisi toitega transistorgeneraatori põhimõtteskeem. Lülituselemendid R_b, L_p ja C_s tagavad vajaliku eelpinge transistori baasi ja emitteri vahel (fikseerivad lähtetööpunkti).

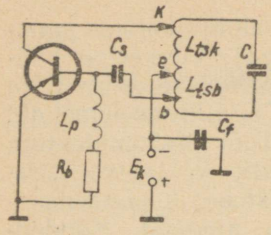
Igale endaergutusega generaatorile esitatakse teatavad elektrilised ja ekspluatatsioonilised nõuded. Nendest tähtsamad on genereeritava sageduse stabiilsus ja nõutav väljundvõimsus koormusel. Ühe võnkeringiga generaatorite arvutus koosneb energeetilise režiimi arvutusest ja võnkeringi arvutusest. Lähteandmeteks on tavaliselt generaatori kasulik väljundvõimsus, genereeritava sageduse piirkond ja sageduse lubatav mittestabiilsus.

Lambid (või transistorid) töötavad endaergutusega generaatorites tavaliselt impulsilise anoodvooluga (või kollektorivooluga), s. o. C-klassi režiimis, mis tagab parimad energeetilised näitajad. Üsna tähtis on õigesti valida generaatori pingerežiim. Eristatakse alakriitilist, kriitilist ja ülikriitilist režiimi.

Enamasti valitakse generaatori kriitiline režiim, mida iseloomustab suurim kasulik väljundvõimsus kõrge kasuteguri juures. Anoodvoolu kollektorivoolu lõikenurk kriitilises režiimis $\Theta = 90°$. Teatavasti võib impulsilist anoodvoolu (kollektorivoolu) kujutleda koosnevana alaliskomponendist, esimesest harmoonilisest, mille sagedus võrdub impulsside kordussagedusega, teisest har-



Joon. 78. Kolmpunktlülituses *LC*-generaatorid: *a* — induktiivne kolmpunktlülitus, *b* — mahtuvuslik kolmpunktlülitus



Joon. 79. Transistoriga *LC*-generaator

moonilisest, mille sagedus on esimesest kaks korda suurem, ja tervest reast kõrgematest harmoonilistest. Nimelt esimene harmooniline I_{am1} või I_{km1} tekitab võnkeringi klemmidel vajaliku sagedusega vahelduvpinge, mille amplituudi võib leida valemiga

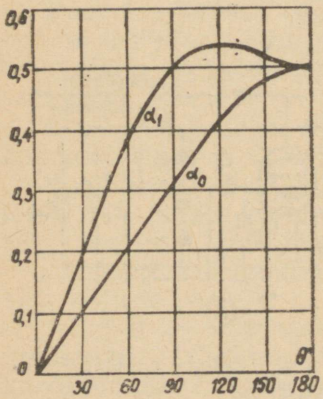
$$U_m = I_{am1} R_{res}$$

ehk $U_m = I_{km1} R_{res}$ (transistorgeneraatori korral),

kus R_{res} on võnkeringi resonantsitakistus.

Teistele sagedustele on võnkering väikeseks takistuseks ja nende sagedustega voolud läbivad võnkeringi, tekitamata märgatavat pingelangu. Seega vaatamata sellele, et anoodvool (kollektorivool) on tugevalt moonutatud kujuga, saame võnkeringi klemmidel ikkagi siinuspinge. Anoodvoolu esimese harmoonilise amplituudi ja alaliskomponendi võime leida jagunemistegurite α ja α_0 abil, mis sõltuvad anoodvoolu lõikenurgast (joon. 80).

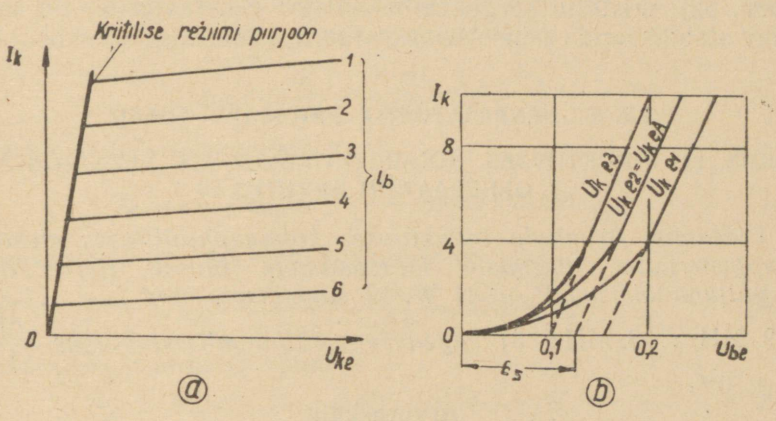
Peatume mõningatel transistorgeneraatorite iseärasustel. Peamine iseärasus transistori töötamisel kõrgsagedustel on voolukandjate elektronide ja aukude kulgemiskestuse τ_{ek} mõju. Kulgemiskestus ei ole pikk ja suhteliselt madalatel sagedustel võib tema mõju arvestamata jätta. Sageduse suurenedes tema mõju tugevneb. Kul-



Joon. 80. Vooluimpulsside jagunemistegurite graafik

gemiskestuse τ_{ek} mõju avaldub eelkõige selles, et voolukandjad, mis läksid emitterist baasi üheaegselt, saabuvad kollektorisse eri ajahetkedel. Ilmneb voolukandjate hajumine, mis põhjustab transistori vooluvõimendusteguri vähenemist. Vooluvõimendustegur väheneb seda enam, mida kõrgem on genereeritav sagedus. Voolukandjate inerts tekitab ka faasinihet φ kollektorivoolu esimese harmoonilise ja võnkeringi pinge vahel, mis sõltub voolukandjate kulgemiskestusest.

Olulist mõju transistorgeneraatori tööle kõrgematel sagedustel avaldavad ka transistori kollektor- ja emittersiirde mahtuvused. Selleks et hoida sageduse suurenemisel kollektorivool ja kasulik



Joon. 81. Transistori idealiseeritud karakteristikud

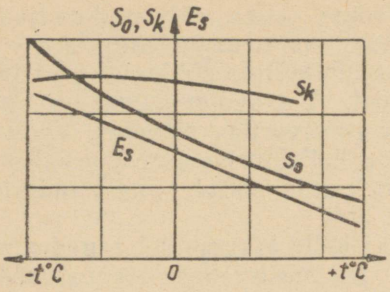
väljundvõimsus nõutaval tasemel, tuleb suurendada emitteri ja baasi vahel mõjuva ergutuspinge amplituudi.

Transistorgeneraatorite arvutamisel on lubatud kasutada transistori idealiseeritud (sirgestatud) karakteristikuid (joon. 81).

Üks põhilisi generaatoris töötava transistori parameetreid on kriitilise režiimi piirjoone tõus S_k (joon. 81). Mõnedel transistoritüüpidel $S_k \geqslant 1000$ mS. Arvutustes kasutatakse ka kollektorivoolu tõusu (joon. 81):

$$S_0 = \frac{\Delta I_k}{\Delta U_{be}}, \quad \text{kui} \quad U_{ke} = const.$$

Generaatoris töötava transistori parameetriks on ka sulgepinge E_S, mis määratakse vastavalt kollektoripingele tööpunktis U_{keA} (joon. 81).



Joon. 82. S_k, S_0 jt E_s sõltuvus temperatuurist

Parameetrid S_k, S_0 ja E_S sõltuvad transistori temperatuurist (joon. 82), mistõttu kõrgekvaliteedilistes generaatorites on soovitatav stabiliseerida nende temperatuurirežiimi.

8.2. *LC*-GENERAATORITE NÄIDISARVUTUSED

NÄIDIS 22. INDUKTIIVSES KOLMPUNKTLÜLITUSES ELEKTRONLAMP-GENERAATORI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada induktiivses kolmpunktlülituses elektronlampgeneraator järgmiste lähteandmete alusel (joon. 78, a): 1) *väljundvõimsus* $P_{välj}=1$ W; 2) *sageduspiirkond* $f_{min}\ldots f_{max}=2$ MHz$\ldots$3 MHz; 3) *sageduse lubatav mittestabiilsus* $\frac{\Delta f}{f}\leqslant\pm 10^{-3}$.

Arvutuskäik

1. Valime lambi. Tavaliselt antakse lambi passis tema nimivõimsus P_n.

Nõutava väljundvõimsuse $P_{välj}$ korral lambi poolt võnkeringile antav võimsus

$$P=\frac{P_{välj}}{\eta_v}, \tag{8.1}$$

kus η_v on võnkeringi kasutegur (tavaliselt $\eta_v=0{,}1\ldots 0{,}3$).

Kui $\eta_v=0{,}2$, siis

$$P=\frac{1}{0{,}2}=5\text{ W}.$$

Lambi valikul peab olema rahuldatud tingimus

$$P\leqslant P_n. \tag{8.2}$$

Lisast 20 valime jugatetroodi 6П23П, mille parameetrid on järgmised: $U_a=300$ V; $U_{g2}=200$ V; $E_g=-16$ V; $I_a=40$ mA; $I_{g2}=5$ mA; $S=4{,}5$ mS; $R_i=44$ kΩ; $P_n=8{,}75$ W; $C_{sis}=7{,}5$ pF; $C_{välj}=4{,}5$ pF; $C_{lä}=0{,}1$ pF; $P_{a\,lub}=11$ W.

Seega on tingimus (8.2) rahuldatud, sest

$$P=5\ \text{W}<P_n=8{,}75\ \text{W}.$$

2. Arvutame generaatori energeetilise režiimi.

1) Valime anoodvoolu lõikenurgaks $\Theta=90°$.

Koosinuseliste impulsside jagunemistegurite graafikult (joon. 80) leiame, et $\alpha_1=0{,}5$ ja $\alpha_0=0{,}318$. Leiame samuti, et $\cos\Theta=\cos 90°=0$.

2) Anoodpinge kasutustegur ξ valitakse tetroodidel ja pentoodidel 0,78...0,85, trioodidel 0,93...0,95. Valime $\xi=0{,}85$.

3) Määrame lambi töörežiimi põhilised elektrilised parameetrid: anoodpinge vahelduvkomponendi amplituud (võnkeringi pinge)

$$U_{vm}=U_{am}=\xi U_a=0{,}85\cdot 300=255\ \text{V};\qquad (8.3)$$

anoodvoolu esimese harmoonilise amplituud

$$I_{am1}=\frac{2P}{U_{vm}}=\frac{2\cdot 5}{255}=0{,}039\ \text{A};\qquad (8.4)$$

anoodvoolu alaliskomponent

$$I_{a0}=\frac{\alpha_0}{\alpha_1}I_{am1}=\frac{0{,}318}{0{,}5}\cdot 0{,}039=0{,}025\ \text{A};\qquad (8.5)$$

anoodvoolu impulsi maksimaalväärtus

$$i_{a\,max}=\frac{I_{am1}}{\alpha_1}=\frac{0{,}039}{0{,}5}=0{,}078\ \text{A};\qquad (8.6)$$

toiteallikast tarbitav võimsus

$$P_0=I_{a0}U_a=0{,}025\cdot 300=7{,}5\ \text{W};\qquad (8.7)$$

anoodi hajuvõimsus

$$P_a=P_0-P=7{,}5-5=2{,}5\ \text{W}\qquad (8.8)$$

(on vajalik, et $P_a\leqslant P_{a\,lub}$).

Arvutataval lülitusel on tingimus $P_a\leqslant P_{a\,lub}$ rahuldatud, sest

$$P_a=2{,}5\ \text{W}<P_{a\,lub}=11\ \text{W}.$$

Generaatori anoodahela kasutegur

$$\eta_a=\frac{P}{P_0}=\frac{5}{7{,}5}=0{,}67\ (67\%).\qquad (8.9)$$

Arvutatud režiimi tagav võnkeringi resonantsitakistus

$$R_{res}=\frac{U_{vm}}{I_{am1}}=\frac{255}{0{,}039}=6540\ \Omega.\qquad (8.10)$$

4) Määrame vajaliku ergutuspinge (sisendpinge): tetroodi ja pentoodi korral

$$U_{g1m}=\frac{i_{a\,max}}{S(1-\cos\Theta)},\qquad (8.11)$$

trioodi korral

$$U_{g1m}=\frac{i_{a\,max}}{S(1-\cos\Theta)}+DU_{vm}, \tag{8.12}$$

kus D on trioodi läbitavus $\left(D=\frac{1}{\mu}\right)$.

Antud juhul

$$U_{g1m}=\frac{0{,}078}{4{,}5\cdot 10^{-3}}=17{,}3\ \text{V}.$$

5) Tagasisidestustegur

$$k_{ts}=\frac{U_{gm1}}{U_{vm}}=\frac{17{,}3}{255}=0{,}068. \tag{8.13}$$

6) Kontrollime endaergutuse tingimust (amplituudide tasakaalu tingimust). Selleks leiame minimaalselt lubatava tagasisidestusteguri

$$k_{ts\,min}=\frac{1}{SR_{res}}=\frac{1}{4{,}5\cdot 10^{-3}\cdot 6540}\approx 0{,}034. \tag{8.14}$$

On vajalik, et $k_{ts}\geqslant k_{ts\,min}$. Antud juhul $k_{ts}=0{,}068>k_{ts\,min}=0{,}034$. Järelikult on amplituudide tasakaalu tingimus rahuldatud.

7) Arvutame tüürvõrevoolu alaliskomponendi lihtsustatud valemiga

$$I_{g10}\approx 0{,}05I_{a0}=0{,}05\cdot 0{,}025\cdot 10^{-3}=1{,}25\ \text{mA}. \tag{8.15}$$

8) Automaatse eelpinge komplekti takistus

$$R_g=\frac{E_g}{I_{g10}}=\frac{16}{1{,}25\cdot 10^{-3}}=12\,800\ \Omega. \tag{8.16}$$

Lisast 7 valime takistuse $R_g=13$ kΩ. Takisti R_g hajuvõimsus

$$P_{R_g}=(I_{g10})^2R_g=(1{,}25\cdot 10^{-3})^2\cdot 13\cdot 10^3\approx 0{,}02\ \text{W}.$$

9) Automaatse eelpinge kondensaatori mahtuvus

$$C_g=\frac{4}{f_{min}R_g}=\frac{4}{2\cdot 10^6\cdot 13\cdot 10^3}=154\cdot 10^{-12}\ \text{F}=154\ \text{pF}. \tag{8.17}$$

Lisast 4 valime kondensaatori КД-1-160-160 pF.

10) Varivõretakisti takistus (varivõre pingestamiseks anoodtoiteallikast)

$$R_{g2}=\frac{U_a-U_{g2}}{I_{g2}}=\frac{300-200}{5\cdot 10^{-3}}=20\cdot 10^3\ \Omega. \tag{8.18}$$

Lisast 7 valime $R_{g2}=20$ kΩ. Takisti R_{g2} hajuvõimsus

$$P_{R_{g2}}=I_{g2}^2R_{g2}=(5\cdot 10^{-3})^2\cdot 20\cdot 10^3=0{,}5\ \text{W}.$$

Valime takisti МЛТ-1-20 kΩ.

11) Varivõreahela kondensaatori mahtuvus

$$C_{g2}=\frac{1}{2\pi f_{min}0{,}2R_{g2}}=\frac{1}{6{,}28\cdot 2\cdot 10^{6}\cdot 0{,}2\cdot 20\cdot 10^{3}}=2\cdot 10^{-11}\ \text{F}=20\ \text{pF}. \tag{8.19}$$

Lisast 4 valime kondensaatori КД-1-250-20 pF.

3. Arvutame generaatori võnkeringi.

1) Määrame võnkeringi hüveteguri (mittekoormatud režiimis). Eksperimentaalselt on kindlaks tehtud, et väikese ja keskmise võimsusega generaatorite võnkeringide hüvetegurid (mittekoormatud režiimis) peavad olema järgmised:

lainepikkusel 20...50 m (15 MHz...6 MHz) $Q=150...300$,
lainepikkusel 50...100 m (6 MHz...3 MHz) $Q=100...250$,
lainepikkusel 100...1000 m (3 MHz...300 kHz) $Q=80...200$.

Võttes $Q=150$, arvutame koormatud võnkeringi hüveteguri:

$$Q'=Q(1-\eta_v)=150(1-0{,}2)=120. \tag{8.20}$$

2) Arvutame võnkeringi nõutava hüveteguri sageduse lubatavast mittestabiilsusest lähtudes:

$$Q''\geqslant\frac{\pi 10^{-3}f_{min}\left(R_{res}\Delta C_{välj}+\frac{\Delta C_{sis}}{S^2R_{res}}\right)}{\left|\frac{\Delta f}{f}\right|}, \tag{8.21}$$

kus f_{min} on megahertsides,
R_{res} — kilo-oomides,
S — lambi tõus mS,
$\Delta C_{välj}$ — generaatori lambi väljundmahtuvuse mittestabiilsus pF,
ΔC_{sis} — generaatori lambi sisendmahtuvuse mittestabiilsus pF.

Orienteerivalt võib võtta

$$\Delta C_{välj}=(0{,}2...0{,}3)C_{välj}, \tag{8.22}$$

$$\Delta C_{sis}=(0{,}2...0{,}3)C_{sis}. \tag{8.23}$$

Antud juhul

$$\Delta C_{välj}=0{,}2\cdot 4{,}5=0{,}9\ \text{pF},$$

$$\Delta C_{sis}=0{,}2\cdot 7{,}5=1{,}5\ \text{pF}.$$

Paneme valemisse (8.21) arvväärtused:

$$Q''\geqslant\frac{3{,}14\cdot 10^{-3}\cdot 2\left(6{,}54\cdot 0{,}9+\frac{1{,}5}{4{,}5^2\cdot 6{,}54}\right)}{10^{-3}}\approx 37.$$

Edaspidi võtame arvutustes $Q'=120$, mis rahuldab ka sageduse stabiilsuse seisukohalt. (Tuleb võtta suurem kahest arvutatud väärtusest Q' ja Q''.)

3) Arvutame võnkeringi üldise mahtuvuse minimaalväärtuse empiirilise valemiga

$$C_{v\,min} \approx (1 \ldots 2)\lambda_{min}, \tag{8.24}$$

kus $C_{v\,min}$ on pikofaradites,

λ_{min} — meetrites.

Antud juhul $\lambda_{min} = \frac{c}{f_{max}} = \frac{3 \cdot 10^8}{3 \cdot 10^6} = 100$ m, kus c on valguse kiirus $\frac{\text{m}}{\text{s}}$.

Seepärast võtame

$$C_{v\,min} \approx 100 \text{ pF}.$$

4) Võnkeringi maksimaalse mahtuvuse leiame valemiga

$$C_{v\,max} = \left(\frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}}\right)^2 C_{v\,min}, \tag{8.25}$$

kus $\lambda_{max} = \frac{c}{f_{min}}$.

Arvutatava lülituse korral $\lambda_{max} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10^6} = 150$ m.

Järelikult

$$C_{v\,max} = \left(\frac{150}{100}\right)^2 \cdot 100 = 225 \text{ pF}.$$

Võnkeringi üldisesse mahtuvusse, mis on arvutatud valemitega (8.24) ja (8.25), kuuluvad kondensaatori mahtuvus C ja parasiitmahtuvus C_{par}, mille moodustavad lambi väljundmahtuvus $C_{välj}$, võnkeringi pooli omamahtuvus C_L, montaažimahtuvus C_m jne.

Parasiitmahtuvuse suuruseks kujuneb tavaliselt 25...100 pF. Eeldades, et $C_{par} = 75$ pF, võime arvutada võnkeringi häälestuskondensaatori piirmahtuvused:

$$C_{min} = C_{v\,min} - C_{par} = 100 - 75 = 25 \text{ pF}, \tag{8.26}$$

$$C_{max} = C_{v\,max} - C_{par} = 225 - 75 = 150 \text{ pF}. \tag{8.27}$$

Võnkeringi täpsemaks häälestamiseks vajalikule sagedusele on otstarbekas lülitada rööbiti kondensaatoriga C peenhäälestuskondensaator C_{ph}, näiteks КПК-2 (lisa 4) mahtuvuse piirväärtustega 6...60 pF.

5) Võnkeringi induktiivsus

$$L_v = 0{,}282 \frac{\lambda_{min}^2}{C_{v\,min}} = 0{,}282 \frac{100^2}{100} = 28{,}2 \text{ µH}, \tag{8.28}$$

kus λ on meetrites,

$C_{v\,min}$ — pikofaradites.

6) Võnkeringi lainetakistus maksimaalsel lainepikkusel

$$\varrho = 10^3 \sqrt{\frac{L_v}{C_{v\,max}}} = 10^3 \sqrt{\frac{28{,}2}{225}} \approx 357\ \Omega. \tag{8.29}$$

7) Võnkeringi kaotakistus maksimaalsel lainepikkusel

$$R_k = \frac{\varrho}{Q'} = \frac{357}{120} \approx 3\ \Omega. \tag{8.30}$$

8) Võnkeringi kanduv koormustakistus

$$R'_t = R_k \frac{\eta_v}{1-\eta_v} = 3 \cdot \frac{0{,}2}{0{,}8} = 0{,}75\ \Omega. \tag{8.31}$$

9) Võnkeringi summaarne kaotakistus

$$R'_k = R_k + R'_t = 3{,}75\ \Omega. \tag{8.32}$$

10) Koormatud võnkeringi voolu amplituud

$$I_{vm} = \sqrt{\frac{2P_{välj}}{R'_k}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1}{3{,}75}} \approx 0{,}74\ \text{A}. \tag{8.33}$$

11) Võnkeringi lülitustegur

$$p = \sqrt{\frac{R_{res}}{Q'\varrho}} = \sqrt{\frac{6540}{120 \cdot 357}} \approx 0{,}39. \tag{8.34}$$

12) Anoodi ja katoodi vaheline induktiivsus

$$L_a = pL_v = 0{,}39 \cdot 28{,}2 = 11\ \mu\text{H}. \tag{8.35}$$

13) Võre ja katoodi vaheline induktiivsus

$$L_{g1} = k_{ts} L_a = 0{,}068 \cdot 11 = 0{,}75\ \mu\text{H}. \tag{8.36}$$

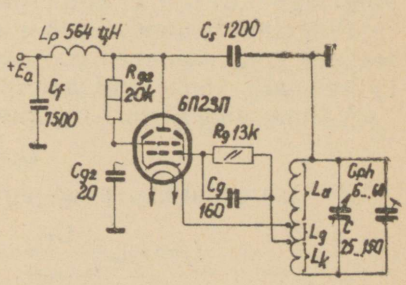
14) Induktiivsus (joon. 78, *a*)

$$L'_v = L_v - (L_a + L_{g1}) = 28{,}2 - (11 + 0{,}75) = 16{,}45\ \mu\text{H}. \tag{8.37}$$

15) Rööptoiteelementide L_p ja C_s (joon. 78, *a*) väärtused arvutame valemitega

$$L_p = (10 \ldots 20) L_v, \tag{8.38}$$

$$C_s \geqslant \frac{50 \ldots 100}{2\pi f_{min} R_{res}}. \tag{8.39}$$



Joon. 83. Generaatori põhimõtteskeem (näidise 22 juurde)

Antud juhul

$$L_p = 20 \cdot 28{,}2 = 564 \text{ µH}.$$

$$C_s \geqslant \frac{100}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 6540} \approx 1200 \cdot 10^{-12} \text{ F} = 1200 \text{ pF}.$$

Lisast 4 valime kondensaatori KCO-2-500-1200 pF.

16) Arvutame anoodtoiteallika filtri kondensaatori mahtuvuse empiirilise valemiga

$$C_f \approx 50\lambda_{max}, \tag{8.40}$$

kus λ_{max} on meetrites,

C_f — pikofaradites.

Seega $C_f = 50 \cdot 150 = 7500$ pF.

Lisast 4 valime kilekondensaatori ПСО-500-7500 pF.

Koostame arvutatud generaatori põhimõtteskeemi (joon. 83).

NÄIDIS 23. MAHTUVUSLIKUS KOLMPUNKTLÜLITUSES LAMPGENERAATORI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada mahtuvuslikus kolmpunktlülituses elektronlampgeneraator (joon. 78, b) näidises 22 toodud lähteandmetega. Väljundpinge $U_{välj\,m}$, mis läheb järgmise astme ergutamiseks, peab olema 50 V.

Arvutuskäik

Lambi valik ja generaatori töörežiimi arvutused toimuvad mahtuvusliku kolmpunktlülituse korral samas järjekorras ja samade valemitega kui induktiivses kolmpunktlülituses generaatorite puhul.

Vaatleme joonisel 78, *b* toodud lülituses endaergutusega generaatori võnkeringi arvutuse iseärasusi.

1. Vajalik hüvetegur, lainetakistus, induktiivsus ja võnkeringi pöördkondensaatori mahtuvus määratakse samuti nagu eelmises näidises.

2. Võnkeringi üldisesse mahtuvusse kuulub ka mahtuvuslik pingejagur C_1-C_2-C_3, mille mahtuvused tuleb aga enne valida.

Pingejaguri mahtuvuste suured väärtused ei ole soovitatavad, sest sel juhul suureneb pöördkondensaatori minimaalne mahtuvus ja halveneb võnkeringi koormatavus.

Valime pingejaguri mahtuvuseks

$$C_j = 10 \text{ pF}.$$

3. Mahtuvuslikku pingejagurisse hargnev vool

$$I_j = I_{vm} \frac{C_j}{C_{v\,max}} = 0{,}74 \frac{10}{225} \approx 0{,}033 \text{ A}. \tag{8.41}$$

4. Tagasisideahela kondensaatori C_1 mahtuvus

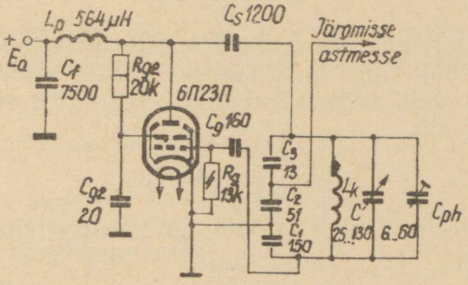
$$C_1 = 530\lambda_{max}\frac{I_j}{U_{g1m}} = 530 \cdot 150 \cdot \frac{0{,}033}{17{,}3} \approx 150 \text{ pF}. \qquad (8.42)$$

Lisast 4 valime kondensaatori KCO-1-250-150 pF.

5. Järgmise astmega sidestava kondensaatori C_2 mahtuvus

$$C_2 = 530\lambda_{max}\frac{I_j}{U_{m\,välj}} = 530 \cdot 150 \cdot \frac{0{,}033}{50} \approx 52 \text{ pF}. \qquad (8.43)$$

Lisast 4 valime kondensaatori KCO-1-250-51 pF.



Joon. 84. Generaatori põhimõtteskeem (näidise 23 juurde)

6. Kondensaatori C_3 mahtuvuse leiame võrrandist

$$\frac{1}{C_j} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3},$$

kust

$$\frac{1}{C_3} = \frac{1}{C_j} - \frac{1}{C_1} - \frac{1}{C_2}, \quad \text{s. o.} \quad C_3 = \frac{C_j C_1 C_2}{C_1 C_2 - C_j C_2 - C_j C_1} =$$

$$= \frac{10 \cdot 150 \cdot 51}{150 \cdot 51 - 10 \cdot 15 - 10 \cdot 150} \approx 13{,}5 \text{ pF}.$$

Lisast 4 valime kondensaatori КД-1-250-13 pF.

Rööptoiteelemendid L_p ja C_s automaatse eelpinge ahel R_g-C_g, varivõreahel C_{g2}-R_{g3} ja filtri kondensaator C_f on samasuguste väärtustega kui induktiivses kolmpunktlülituses (vt. näidis 22).

Arvutatud generaatori põhimõtteskeem on toodud joonisel 84.

Ülesanne. Arvutada induktiivses kolmpunktlülituses endaergutusega transistorgeneraator (joon. 79) järgmiste lähteandmete alusel: 1) *väljundvõimsus* $P_{välj}=0{,}2$ W; 2) *töösagedus* $f=6$ MHz.

Arvutuskäik

1. Valime transistori. Väljundvõimsusel $P_{välj}$ peab transistor andma võnkeringi võimsuse

$$P=\frac{P_{välj}}{\eta_v}. \tag{8.44}$$

Kui generaatori sageduse stabiilsusele esitatakse kõrgendatud nõudeid, tuleb võnkeringi kasuteguriks valida $\eta_v=0{,}1\ldots0{,}2$. Ülejäänud juhtudel võib seda suurendada 0,5...0,8-ni.

Kui $\eta_v=0{,}2$, siis

$$P=\frac{0{,}2}{0{,}2}=1\text{ W}.$$

Transistori valikul tuleb lähtuda järgmistest tingimustest:

$$P\leqslant P_{k\,lub}, \tag{8.45}$$

$$f\leqslant f_\alpha, \tag{8.46}$$

kus $P_{k\,lub}$ on transistori kollektori maksimaalne lubatav hajuvõimsus,

f_α — vooluvõimenduse piirsagedus.

Mõningate generaatorites kasutatavate kõrgsagedustransistoride parameetrid on toodud lisas 21.

Projekteeritavale generaatorile valime transistori П601, mille parameetrid on järgmised: $P_{k\,lub}=1$ W (ilma radiaatorita); $f_\alpha=20$ MHz; $U_{ke\,lub}=25$ V; $I_{k\,lub}=1$ A; $C_{bk}=200$ pF; $S_0=4{,}5$ S; $S_k=350$ mS; $E_s=-0{,}2$ V. Valime kollektori toiteallika $E_k=20$ V.

2. Arvutame generaatori energeetilise režiimi.

1) Valime koosinuselise kollektorivoolu impulsi lõikenurgaga $\Theta=90°$. Graafikult (joon. 80) leiame kollektorivoolu impulsside jagunemistegurid

$$\alpha_1=0{,}5,\quad \alpha_2=0{,}318.$$

2) Laengukandjate *p-n*-siirete vahelise kulgemise keskmine ajakonstant (kulgemiskestus)

$$\tau_{ek}\approx\frac{1}{2\pi f_\alpha}=\frac{1}{2\cdot3{,}14\cdot20\cdot10^6}=0{,}008\cdot10^{-6}\text{ s}=0{,}008\ \mu\text{s}. \tag{8.47}$$

3) Laengukandjate kulgemise nihkenurk

$$\varphi_{ek}=2\pi f\tau_{ek}=2\cdot3{,}14\cdot6\cdot10^6\cdot0{,}008\cdot10^{-6}=0{,}301^{-1}\text{ s},$$

$$\varphi_{ek}=18°. \tag{8.48}$$

4) Emitterivoolu lõikenurk

$$\Theta_e=\Theta-\varphi_{ek}=90°-18°=72°.$$

Graafikult (joon. 80) määrame emitterivoolu jagunemistegurid

$$\alpha_{1(e)}=0{,}43, \quad \alpha_{0(e)}=0{,}26.$$

5) Kollektoripinge kasutustegur valitakse suhtest

$$\xi=1-\frac{2P}{E_k^2 S_k \alpha_1}, \tag{8.49}$$

kus S_k on transistori kriitilise režiimi piirjoone tõus. Paneme valemisse (8.49) arvväärtused:

$$\xi\approx 1-\frac{2\cdot 1}{20^2\cdot 0{,}35\cdot 0{,}5}\approx 0{,}97.$$

6) Määrame režiimi põhilised elektrilised parameetrid: võnkeringil mõjuva pinge vahelduvkomponendi amplituud

$$U_{mv}=\xi|E_k|=0{,}97\cdot 20=19{,}4 \text{ V}; \tag{8.50}$$

kollektorivoolu esimese harmoonilise amplituud

$$I_{mk\,1}=\frac{2P}{U_{mv}}=\frac{2\cdot 1}{19{,}4}=0{,}103 \text{ A}; \tag{8.51}$$

kollektorivoolu alaliskomponent

$$I_{k0}=\frac{\alpha_0}{\alpha_1} I_{km\,1}=\frac{0{,}318}{0{,}5}\cdot 0{,}103\approx 0{,}066 \text{ A}; \tag{8.52}$$

kollektorivoolu impulsi maksimaalväärtus

$$I_{k\,max}=\frac{I_{km\,1}}{\alpha_1}=\frac{0{,}103}{0{,}5}=0{,}206 \text{ A}; \tag{8.53}$$

kollektori toiteallikast tarbitav võimsus

$$P_0=I_{k0}E_k=0{,}066\cdot 20=1{,}32 \text{ W}; \tag{8.54}$$

kollektori hajuvõimsus

$$P_k=P_0-P=1{,}32-1=0{,}32 \text{ W}, \tag{8.55}$$

mis on tunduvalt väiksem kui $P_{k\,lub}=1$ W;
kollektoriahela kasutegur

$$\eta=\frac{P}{P_0}=\frac{1}{1{,}32}=0{,}76 \ (76\%); \tag{8.56}$$

kollektoriahelas oleva võnkeringi resonantsitakistus

$$R_{res}=\frac{U_{vm}}{I_{km\,1}}=\frac{19{,}4}{0{,}103}\approx 188 \ \Omega. \tag{8.57}$$

7) Arvutame vooluvõimendusteguri α_f genereeritaval sagedusel ühise baasiga lülituses:

$$\alpha_f=\frac{\alpha}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}}, \tag{8.58}$$

kus α on vooluvõimendustegur ühise baasiga lülituses madalsagedustel.

Kui ühise emitteriga lülituses transistori vooluvõimendustegur $\beta=20$, siis

$$\alpha=\frac{\beta}{1+\beta}\approx 0{,}95.$$

Järelikult

$$\alpha_f=\frac{0{,}95}{\sqrt{1+\left(\frac{6}{20}\right)^2}}\approx 0{,}92.$$

8) Emitterivoolu esimese harmoonilise amplituud

$$I_{me\,1}=\frac{I_{km1}}{\alpha_f}=\frac{0{,}103}{0{,}92}\approx 0{,}112 \text{ A}.$$

9) Emitterivoolu impulsi amplituud

$$i_{e\,max}=\frac{I_{em1}}{\alpha_{1(e)}}=\frac{0{,}112}{0{,}43}=0{,}26 \text{ A}.$$

10) Emitterivoolu impulsi $i_{e\,max}$ tekitamiseks vajaliku ergutuspinge amplituud transistori baasil, arvestamata transistori sageduslikke omadusi,

$$U_{bm}=\frac{i_{e\,max}}{(1-\cos\Theta_e)S_0}, \tag{8.59}$$

kus S_0 on kollektorivoolu tunnusjoone tõus (kui S_0 ei ole käsiraamatus antud, võib selle leida transistori staatilistelt karakteristikutelt, kasutades valemit $S_0=\frac{\Delta I_k}{\Delta U_{be}}$, kui $U_{ke}=const$).

Paneme valemisse (8.59) arvväärtused:

$$U_{bm}=\frac{0{,}26}{(1-0{,}3)4{,}5}\approx 0{,}08 \text{ V}.$$

11) Määrame baasile antava eelpinge, mis tagab emitterivoolu vajaliku lõikenurga:

$$E_b=E_s+U_{bm}\cos\Theta, \tag{8.60}$$

kus E_s on transistori sulgepinge. Kui E_s ei ole käsiraamatus antud, võib selle leida transistori lineariseeritud sisendkarakteristikutelt või võtta orienteerivalt $E_s=-(0{,}1\ldots 0{,}2)$ V.

Valemist (8.60)

$$E_b=-0{,}2+0{,}08\cdot 0{,}3\approx -0{,}176 \text{ V}.$$

12) Tagasisidestustegur

$$k_{ts}=\frac{U_{bm}}{U_{vm}}=\frac{0{,}08}{19{,}4}=0{,}004. \tag{8.61}$$

Amplituudide tasakaalu tingimuste rahuldamiseks on vajalik, et

$$k_{ts} \geqslant k_{ts\,min} = \frac{1}{S_0 R_{res}}. \tag{8.62}$$

Antud juhul on tingimus (8.62) rahuldatud, sest

$$k_{ts} = 0{,}004 > \frac{1}{4{,}5 \cdot 188} = 0{,}0012.$$

13) Vajaliku eelpinge tagamiseks

$$R_b = \frac{|E_b|}{I_{ba}}, \tag{8.63}$$

kus I_{ba} on baasivoolu alaliskomponent:

$$I_{ba} = \frac{I_{ka}}{\beta} = \frac{0{,}066}{20} = 0{,}0033 \text{ A}. \tag{8.64}$$

Järelikult

$$R_b = \frac{0{,}176}{0{,}0033} \approx 53 \ \Omega.$$

Lisast 7 valime takistuse $R_b = 51\ \Omega$. Takisti R_b hajuvõimsus

$$P_{R_b} = (I_{ba})^2 R_b = (3{,}3 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 51 \approx 0{,}0005 \text{ W}.$$

14) Valime takisti УЛМ-0,12-53 Ω.

15) Paispooli L_p induktiivsuse arvutame empiirilise valemiga

$$L_p = \frac{(3 \ldots 4)\lambda_{max}^2}{C_{be}}, \tag{8.65}$$

kus λ_{max} on generaatori maksimaalne lainepikkus m,
C_{be} — transistori emittersiirde mahtuvus pF,
L_p — mikrohenrides.

Käsiraamatutes C_{be} väärtust tavaliselt ei anta.

Kui $C_{be} \approx C_{bk} = 200$ pF ja $\lambda_{max} = \lambda = 50$ m, siis

$$L_p = \frac{4 \cdot 50^2}{200} = 50 \ \mu\text{H}.$$

16) Sidestuskondensaatori C_s mahtuvus

$$C_s \approx (10 \ldots 20) C_{be}. \tag{8.66}$$

Kui $C_{be} = C_{bk} = 200$ pF, siis
$C_s = 20 \cdot 200 = 4000$ pF.

Lisast 4 valime kondensaatoriks C_s kondensaatori КД-2-300-3900 pF.

17) Toiteallikat blokeeriva kondensaatori mahtuvus

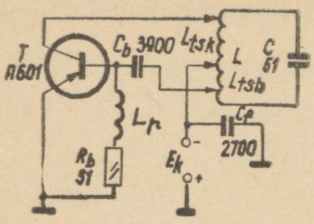
$$C_f \approx 50\lambda_{max} \text{ pF},$$

kus λ_{max} on meetrites.

Antud juhul $\lambda_{max} = \lambda = 50$ m. Seega $C_f = 50 \cdot 50 = 2500$ pF.

Lisast 4 valime kondensaatori КД-2-300-2200 pF.

3. Määrame võnkeringi parameetrid. Kollektoriahelas oleva



Joon. 85. Transistorgeneraatori põhimõtteskeem (näidise 24 juurde)

võnkeringi parameetrid ning võnkeringi ja transistori vahelise sidestuse võime arvutada nii nagu lampgeneraatorite puhul.

1) Valime esmalt võnkeringi hüveteguri $Q=120$.

2) Empiirilise valemiga $C_k \approx (1\ldots2)\lambda$ leiame orienteerivalt võnkeringi üldise mahtuvuse

$$C_v \approx 2 \cdot 50 = 100 \text{ pF}.$$

Eeldades, et võnkeringi kanduv parasiitmahtuvus on umbes 50 pF, valime lisast 4 võnkeringi kondensaatoriks C kondensaatori КД-1-100-51 pF.

3) Võnkeringi induktiivsus

$$L_v = 0{,}282 \frac{\lambda^2}{C_v} = 0{,}282 \cdot \frac{50^2}{100} = 7{,}05 \text{ μH}.$$

4) Võnkeringi lainetakistus

$$\varrho = 10^3 \sqrt{\frac{L_v}{C_v}} = 10^3 \sqrt{\frac{7{,}05}{100}} \approx 265 \text{ Ω}. \tag{8.67}$$

5) Võnkeringi kaotakistus

$$R_v = \frac{\varrho}{Q} = \frac{265}{120} \approx 2{,}28 \text{ Ω}. \tag{8.68}$$

6) Võnkeringi kanduv koormustakistus

$$R' = R_v \frac{\eta_v}{1-\eta_v} = 2{,}28 \cdot \frac{0{,}2}{0{,}8} = 0{,}57 \text{ Ω}. \tag{8.69}$$

7) Võnkeringi takistus koos sinna kanduva takistusega R'

$$R'_v = R_v + R' = 2{,}28 + 0{,}57 = 2{,}85 \text{ Ω}. \tag{8.70}$$

8) Võnkeringi voolu amplituud koormatud võnkeringis

$$I_{vkm} = \sqrt{\frac{2P}{R'_v}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1}{2{,}85}} = 0{,}84 \text{ A}. \tag{8.71}$$

9) Võnkeringi ja transistori kollektori vaheline sidestusinduktiivsus

$$L_{k\,sid} = \frac{1}{1+k_{ts}} L_v = \frac{1}{1+0{,}004} \cdot 7{,}05 = 7 \text{ μH}. \tag{8.72}$$

10) Võnkeringi ja transistori baasi vaheline sidestusinduktiivsus

$$L_{b\,sid} = L_{k\,sid} k_{ts} = 7 \cdot 0{,}004 = 0{,}028\ \mu\text{H}. \qquad (8.73)$$

Koostame arvutatud generaatori põhimõtteskeemi (joon. 85).

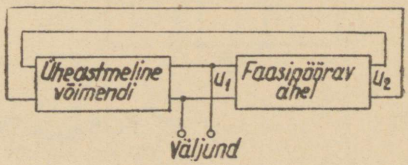
9. *RC*-GENERAATORID

9.1. ÜLDIST

LC-generaatoreid on sagedustel alla 15...20 kHz raske kasutada sageduse mittestabiilsuse ja võnkeringi suurte gabariitide tõttu. Seepärast eelistatakse tänapäeval madalsagedusgeneraatoritena *RC*-generaatoreid, kus võnkeringi asemel on selektiivsed *RC*-filtrid. *RC*-generaatorid võivad genereerida üsna stabiilseid siinuselisi võnkumisi sageduspiirkonnas mõni kümnendik hertsi kuni sajad kilohertsid. Samuti on *RC*-generaatorid väikese massi ja gabariitidega. Kõige ilmekamad on *RC*-generaatorite eelised madalsageduste piirkonnas.

Lihtsaima üheastmelise *RC*-generaatori plokkskeem on toodud joonisel 86.

Võimendi kujutab endast tavaliselt elektronlambi või transistoriga *RC*-sidestuses võimendusastet. Endaergutuse tekkimiseks võimendis, s. o. selleks, et muuta algselt tekkinud võnkumised mittesumbuvaiks, on vaja anda võimendi sisendisse osa väljundpingest, mille amplituud oleks võrdne sisendpingega või sellest suurem ja mis oleks sisendpingega faasis. Teiste sõnadega, võnkumiste tekkimiseks tuleb võimendis tekitada üsna tugev positiivne tagasiside. Kui võimendi väljund ühendatakse vahetult võimendi sisendiga, tekib küll endaergutus, kuid genereeritavad võnkumised on tugevalt mittesiinuselised, sest endaergutuse tingimus on rahuldatud üheaegselt mitmesuguse sagedusega võnkumistele. Siinuseliste võnkumiste saamiseks on vaja, et endaergutuse tingimus oleks rahuldatud ainult ühel kindlal sagedusel ning et kõigil teistel sagedustel oleks endaergutuse võimalus kindlalt väldi-tud. Sellise režiimi võib saada mitmest *RC*-lülist koosneva faasi



Joon. 86. Üheastmelise *RC*-generaatori plokkskeem

nihutava ahelaga, mis peab nihutama võimendi väljundpinget 180° võrra. Ühes lülis tekkiv faasinihe φ sõltub lülide arvust n:

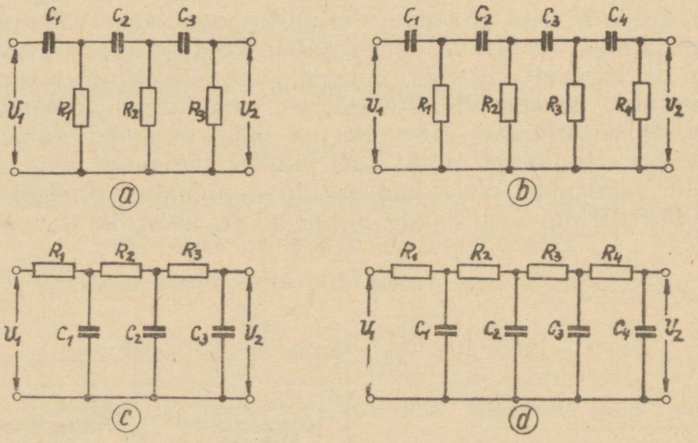
$$\varphi = \frac{180°}{n}. \tag{9.1}$$

Et üks RC-lüli nihutab faasi $\varphi < 90°$, on minimaalne lülide arv faasi nihutavas ahelas $n = 3$. Praktiliselt kasutatakse üheastmelistes generaatorites kolme või nelja lüli.

Joonisel 87 on kujutatud kolme- ja neljalüliliste faasi nihutavate ahelate tüüpskeemid. Nende tüüpskeemide kohta on tabelis 15 toodud võnkesageduse f_0 arvutusvalemid. Sellel võnkesagedusel on faasi nihutava ahela väljundpinge U_2 nihutatud sisendpinge U_1 suhtes 180° võrra. Samas tabelis on toodud ka RC-ahela poolt tekitatava sumbumuse $N = \frac{U_1}{U_2}$ väärtused.

Faasi nihutava ahela elemendid valitakse tavaliselt selliselt, et kõik RC-lülid tekitaksid genereeritaval sagedusel f ühesuguse faasinihke. Selline olukord esineb siis, kui kõikide lülide ajakonstandid $\tau = RC$ on võrdsed.

Faasi nihutav ahel, mille R ja C väärtused on võrdsed, ei ole generaatori töö seisukohalt hea. Ühesugused lülituselemendid valitakse tavaliselt arvutuste ja konstruktsiooni lihtsustamise huvides. Otstarbekam oleks valida RC-lülide elementide väärtused nii, et iga järgmise lüli takistus oleks eelmise lüli takistusest m korda suurem (R, mR, m^2R jne.) ja iga järgmise lüli mahtuvus eelmisest m korda väiksem $\left(C, \frac{C}{m}, \frac{C}{m^2} \text{ jne.}\right)$. Tavaliselt valitakse



Joon. 87. Kolme- ja neljalüliliste faasi pööravate ahelate tüüpskeemid

$m=3...5$. Progressiooni alusel valitud lülituselementide korral väheneb RC-ahela poolt tekitatav sumbumus N tunduvalt, sumbumuse vähenemine aga võimaldab rahuldada amplituudide tasakaalu tingimust ($K>N$) võimendi väiksema võimendusteguri korral.

Progressioonis valitud lülituselementide korral tuleb genereerimissageduse valemitesse (tab. 15) panna esimese RC-lüli takistus R_1.

Faasi nihutava ahela šuntiva toime vähendamiseks võimendusastme koormustakistusele tuleb takistus R_1 valida tunduvalt suurem (5...10 korda) kui lambi anoodkoormustakistus või transistori kollektoritakistus. Joonisel 88 on toodud üks levinumaid üheastmelise RC-generaatori lülitusi.

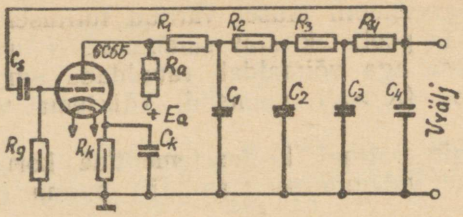
Generaatori lamp tuleb valida suure võimendusteguriga ja väikese sisetakistusega, s. t. tuleb eelistada suure tõusuga lampe. Seega eelistatakse enamasti trioode. Kaksiktrioodi korral on otstarbekas kasutada teist lambipoolt katoodjärgurina, mis ei anna võimendust, kuid on suure sisendtakistuse ja väikese väljundtakistusega, võimaldades kasutada väikest koormustakistust generaatori väljundis.

Genereeritavate võnkumiste kuju parandamiseks antakse lambi võrele negatiivne eelpinge, mis saadakse katoodringi R_k ja C_k toimel. Mõnikord jäetakse takistus R_k kondensaatoriga šuntimata. Niiviisi tekitatakse lülituses negatiivne tagasiside. Optimaalse režiimi

Tabel 15

RC-generaatorite arvutusvalemid

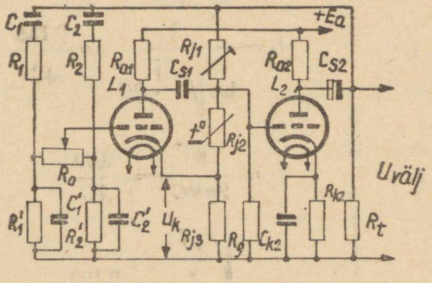
Faasi nihutava ahela tüüp	Lülide arv	Võnkesagedus f_0	Sumbumus $N=\frac{U_1}{U_2}$
a	3	$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}=\frac{0{,}065}{RC}$	29
b	4	$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{10}{7}}RC}=\frac{0{,}133}{RC}$	18,4
c	3	$f_0=\frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}=\frac{0{,}39}{RC}$	29
d	4	$f_0=\frac{\sqrt{\frac{10}{7}}}{2\pi RC}=\frac{0{,}193}{RC}$	18,4



Joon. 88. Üheastmeline *RC*-generaator

valikuks peab takisti R_k olema sel juhul reguleeritav. Negatiivse tagasiside kasutamise korral peab võimendi võimendus tunduvalt ületama tabelis 15 toodud sumbumuse väärtusi, sest muidu võib juhtuda, et generaator ei hakka võnkuma. Üheastmelisi *RC*-generaatoreid kasutatakse enamasti fikseeritud sagedustel. Vajaduse korral võib generaatori sagedust muuta ükskõik millise faasi nihutava ahela elemendi (kas *R* või *C*) muutmisega, kuid sellega kaasneb genereeritavate võnkumiste amplituudi muutus.

Sageduse sujuva reguleerimisega *RC*-generaatoritena (diapasoonsete *RC*-generaatoritena) kasutatakse tavaliselt kaheastmelisi lülitusi. Üks sellise lülituse potentsiomeetrilise häälestusega variante on toodud joonisel 89. Generaatoris on kaks takistussidestuses võimendusastet. Teise astme väljundis ja esimese astme sisendi vahel on positiivse tagasiside ahel, mis tagab endaergutuse vajalikul sagedusel. Tagasisideahel koosneb kahest harust. Vasakpoolse haru elemendid (C_1, R_1, R'_1, C'_1) valitakse madalaima sageduse f_m genereerimise tingimustest lähtudes, parempoolse haru elemendid (C_2, R_2, R'_2, C'_2) peavad aga rahuldama sagedus-piirkonna kõrgeima sageduse f_k genereerimise tingimust. Esimese astme lambi tüürvõre ühendatakse vasakpoolse ja parempoolse



Joon. 89. Potentsiomeetrilise häälestusega diapasoonne *RC*-generaator

haru keskpunktide vahele ühendatud potentsiomeetri R_0 liugkontaktiga. Kui liugkontakt on äärmises vasakpoolses (jooniselt vaadatuna) asendis, genereerib generaator sagedusega f_m, äärmises parempoolses asendis aga sagedusega f_k. Kui nihutada liugkontakti vasakult paremale, muutub genereeritav sagedus f_m-st kuni f_k-ni. (On tõestatud, et potentsiomeetri R_0 takistuse lineaarsel muutumisel muutub sagedus logaritmiliselt ja vastupidi.) Sõltuvalt positiivse tagasiside ahela vasakpoolse ja parempoolse haru lülituselementide valitud väärtustest võib generaatori sagedus-piirkond olla fikseeritud ükskõik millises sagedusvahemikus kogu helisageduste piirkonnas. Tavaliselt võetakse positiivse tagasiside ahela takistite takistused võrdsed:

$$R_1=R'_1=R_2=R'_2=R. \tag{9.2}$$

Kondensaatorite mahtuvused $C_1=C'_1$ ja $C_2=C'_2$ võime leida valemitega

$$C_1=C'_1=\frac{1}{2\pi f_m R}, \tag{9.3}$$

$$C_2=C'_2=\frac{1}{2\pi f_k R}. \tag{9.4}$$

Positiivse tagasiside ahela vasakpoolse ja parempoolse haru vastastikuse mõju vältimiseks peab potentsiomeetri R_0 takistus olema tunduvalt suurem kui takistus R:

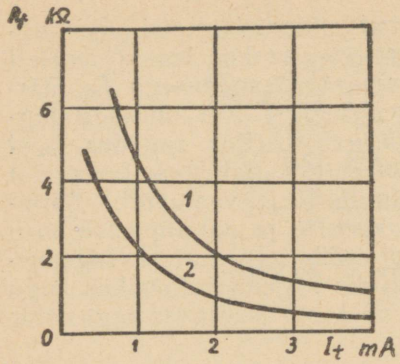
$$R_0=(5\ldots10)R. \tag{9.5}$$

Amplituudide tasakaalu tingimuse rahuldamiseks on teatavasti vaja võimendamisega kompenseerida positiivse tagasiside ahela sumbumus.

Arvutused näitavad, et joonisel 89 toodud lülituse positiivse tagasiside ahela minimaalne sumbumus $N=3$. See tähendab, et võimendi võimendus, mille juures amplituudide tasakaalu tingimus on rahuldatud, on samuti 3. Kaheastmelise võimendi võimendus on aga tunduvalt suurem kui 3. Seetõttu mõjub lambi EL_1 võrele väga suure amplituudiga pinge, mis tekitab lambi ülekoormuse ja põhjustab tugevaid mittelineaarmoonutusi. Mittelineaarmoonutuste vähendamiseks ja generaatori stabiilsuse tõstmiseks kasutatakse negatiivset tagasisidet, mille tagasisidestustegur β on veidi väiksem kui $\frac{1}{3}$. Juhul kui $\beta=\frac{1}{3}$, kompenseerib negatiivne tagasiside positiivse täielikult ja genereerimist ei teki.

Negatiivse tagasiside ahel koosneb takistitest R_{j1}, R_{j2} ja R_{j3}, mis moodustavad väljundisse lülitatud pingejaguri. Lambi EL_1 katoodahelasse lülitatud takistilt R_{j3} antakse sama lambi võrele negatiivse tagasiside pinge U_k. Pinget U_k reguleeritakse takistiga R_{j1}.

Väljundpinge amplituudi automaatseks stabiliseerimiseks gene-



Joon. 90. Termistoride ТП6/2 (*1*) ja ТП2/0,5 (*2*) karakteristikud $R_t = f(I)$

raatori sageduse, toitepinge või koormuse muutumisel kasutatakse ühe pingejaguri takistina mittelineaarset takistit, näiteks takistina R_{j3} hõõglampi (10...20 W, 110...220 V) või takistina R_{j2} termistori. Väljundpinge suurenedes suureneb vool negatiivse tagasiside ahelas. Voolu suurenedes suureneb hõõglambi takistus või väheneb termistori takistus. Mõlemal juhul suureneb pinge U_k, mille tõttu väheneb lambi EL_1 võrele mõjuv sisendpinge ning järelikult väheneb väljundpinge. Juhul kui mingil põhjusel väljundpinge amplituud väheneb, siis mittelineaarse negatiivse tagasiside toimel suureneb väljundpinge peaaegu endise väärtuseni. Hõõglambiga lülituse stabiliseeriv toime on tunduvalt väiksem kui termistoriga lülitusel, mistõttu nüüdisaegsetes *RC*-generaatorite lülitustes eelistatakse viimaseid.

Negatiivse tagasiside stabiliseeriv toime on seda tugevam, mida suurem on võimendusastmete võimendustegur. Elektronlampidega *RC*-generaatorite negatiivse tagasiside ahelate arvutamisel tuleb arvestada järgmist.

1. Et juhuslikud temperatuurimuutused ei mõjuks generaatori väljundpinge sagedusele ja amplituudile, kasutatakse negatiivse tagasiside ahelates spetsiaalseid stabiliseerivaid vaakumtermistore ТП, mis on ümbritseva keskkonna temperatuuri muutuste suhtes üsna inertsed.

2. Termistori tööpunkt tuleb valida karakteristiku $R_T = f(I_t)$ võimalikult suure tõusu $\frac{\Delta R_T}{I_T}$ piirkonda (R_T on termistori takistus, I_T — termistori vool).

Termistoride ТП6/2 ja ТП2/0,5 karakteristikud $R_T = f(I_T)$ on toodud joonisel 90.

Termistori režiimi valikul tuleb arvestada, et negatiivse tagasiside ahel on generaatori väljundastme põhiline koormus. Seepärast on termistori voolu I_T suurenemise võimalused tavaliselt

piiratud mitte ainult termistori enda omadustega, vaid ka lõppastme parameetritega. Enamasti valitakse termistori töövool 1...3 mA.

Negatiivse tagasiside ahela arvutamiseks vajalikke termistoride parameetreid võib leida tabelist 16.

3. Kui projekteeritava generaatori lähteandmetes nõutav väljundpinge ületab valitud termistori stabiliseerimispiirkonna (pinge järgi), siis lülitatakse termistoriga jadamisi väike lineaarne takisti R_{j1}, millel tekib täiendav pingelang ja mis piirab termistori voolu I_T.

Kui takistiks R_{j1} on reguleeritav takisti, võime reguleerida generaatori väljundpinget termistori vahetamisel ja ka negatiivse tagasiside tugevust sellega, et vähendame mittelineaarmoonutusi ja suurendame lülituse stabiilsust.

Transistoridega *RC*-generaatorite lülitused on analoogilised elektronlamplülitustega, kuid tagasisideahela projekteerimisel tuleb arvestada transistoride põhilist iseärasust — suhteliselt väikest ja mittestabiilset sisendtakistust.

Et oleks kergem rahuldada endaergutuse tingimust, kasutatakse tavaliselt kaheastmelist võimendit, mille esimene aste töötab emitterjärgurina, omades suurt sisendtakistust, teine aste on aga ühise emitteriga lülituses.

Näitena on joonisel 91 toodud fikseeritud sagedusega *RC*-transistorgeneraatori põhimõtteskeem.

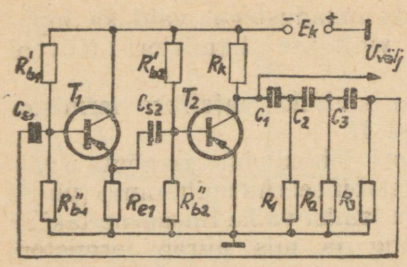
Mistahes *RC*-generaatori arvutus koosneb võimendi arvutusest, mis peab tagama vajaliku võimendusteguri ja väikesed mittelineaarmoonutused, ning faasi nihutava ahela lülituselementide valikust. Negatiivse tagasiside olemasolu korral tuleb määrata ka negatiivse tagasiside ahela elemendid.

Lamp- või transistorvõimendi arvutatakse tavalisel viisil (vt. II osa). Lülituses (joon. 89) on suure võimendusteguri tagamiseks soovitatav esimese lambina (EL_1) kasutada kõrgsageduspentoodi (6Ж3П, 6Ж4 jne.). Et lambil EL_2 on üsna suur sisendpinge

Tabel 16

Mõningate stabiliseerivate termistoride parameetrid

Termistori tüüp	Stabiliseerimispiirkond V	Keskmine töövool mA	Tööpiirkond voolu järgi mA	Lubatav lühiajaline ülekoormus mA	Ajakonstant s
ТП2/0,5	1,6...3,0	0,5	0,2...2,0	4	45,0
ТП2/2	1,6...3,0	2,0	0,4...6,0	12	25,2
ТП6/2	4,8...7,8	2,0	0,4...6,0	12	42,8



Joon. 91. Fikseeritud sagedusega *RC*-transistorgeneraator

amplituud, sobib selleks hästi võimsuspentood või -triood. Mõnikord kasutatakse selles lülituses ka kaksiktrioode, kus sobivad suure μ väärtusega lambid (6Н1П, 6Н2П jt.). Tähelepanu tuleb pöörata sidestuskondensaatorite C_{s1} ja C_{s2} valikule. Selleks et kondensaator C_{s1} ei tekitaks märgatavat faasinihet pinge edasiandmisel esimesest astmest teise, peab tema mahtuvuslik takistus kogu genereeritavas sageduspiirkonnas olema võretakistusega R_g võrreldes väga väike (kui $R_g \approx 1$ MΩ, siis rahuldab $C_{s1} = 0{,}1 \ldots 1$ μF).

Kondensaatori C_{s2} mahtuvuslik takistus peab olema tunduvalt väiksem negatiivse tagasiside ahela takistusest. Tavaliselt ei ületa takistuste R_{j1}, R_{j2} ja R_{j3} summa mõnda kilo-oomi. Seetõttu peab kondensaatori C_{s2} mahtuvus olema mitte väiksem kui 5...10 μF.

Joonisel 91 toodud lülituse arvutamisel tuleb faasi nihutava ahela takistus R valida 2...4 korda väiksem transistori T_1 sisendtakistusest. Sel juhul ei mõju transistori režiimi muutused genereeritavale sagedusele. Väljundastme koormustakistus R_k valitakse $\frac{1}{2} \ldots \frac{1}{5} R$.

9.2. *RC*-GENERAATORITE NÄIDISARVUTUSED

NÄIDIS 25. FIKSEERITUD SAGEDUSEGA *RC*-GENERAATORI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada fikseeritud sagedusega RC-generaator trioodiga 6С6Б *siinuselise väljundpinge saamiseks sagedusel* $f = 1000$ Hz.

Arvutuskäik

1. Valime neljalülilise tagasisideahelaga lülituse (joon. 87, *d*).

Lisast 20 leiame arvutuseks vajalikud lambi 6С6Б andmed: $R_i = 5$ kΩ, $\mu = 25$, $U_a = 120$ V, $I_a = 9$ mA, $E_g = -2$ V.

3. Soovitatav anoodkoormustakistus

$$R_a = (2 \ldots 5) R_i. \qquad (9.6)$$

Valime $R_a = 3R_i = 15$ kΩ, mis vastab ka takistuste nimiväärtuste skaalale (lisa 7). Takisti R_a hajuvõimsus anoodvoolul $I_a = 9$ mA.

$$P_{R_a} = I_a^2 R_a = (9 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 15 \cdot 10^3 = 1{,}2 \text{ W}.$$

Valime takisti МЛТ-2-15 kΩ.

4. Võimendusastme võimendustegur

$$K \approx \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} = \frac{25 \cdot 15}{5 + 15} = 18{,}75. \qquad (9.7)$$

Järelikult kompenseerib võimendusastme võimendus K valitud faasi nihutava ahela sumbumuse $N = 18{,}4$ (vt. tabel 15), sest

$$K = 18{,}75 > N = 18{,}4. \qquad (9.8)$$

Seega on lülituse endaergutuse tingimus rahuldatud. Juhul kui tingimus (9.8) osutub mitterahuldatuks, s. t. kui $K < N$, tuleb valida teistsuguse lülide arvuga faasi pöörav ahel, muuta R_a väärtust või valida mõni teine lamp.

5. Faasi pöörava ahela esimese lüli takistus

$$R_1 = (5 \ldots 10) R_a = (5 \ldots 10) \cdot 15 \text{ kΩ}. \qquad (9.9)$$

Valime $R_1 = 100$ kΩ. Faasi pööravas ahelas kasutatakse tavaliselt kõrgekvaliteedilisi takisteid МГП või БЛП (lisa 7). Valime takisti БЛП-0,5-100 kΩ.

6. Kasutades faasi pöörava ahela võnkesageduse valemit (tabel 15) $f_0 = \frac{0{,}193}{RC}$ ja võttes $R = R_1$, arvutame esimese lüli kondensaatori mahtuvuse:

$$C_1 = \frac{0{,}193}{R_1 f_0} = \frac{0{,}193}{100 \cdot 10^3 \cdot 1000} = 1930 \cdot 10^{-12} = 1930 \text{ pF}. \qquad (9.10)$$

Lisast 4 valime kondensaatori КД-1-160-1800 pF.

7. Määrame faasi pöörava ahela ülejäänud parameetrid, arvestades, et iga järgmise lüli takistus on 3 korda eelmise lüli takistusest suurem ja kondensaatori mahtuvus eelmise lüli mahtuvusest 3 korda väiksem.

Teise lüli elemendid:

$$R_2 = 3R_1 = 3 \cdot 100 = 300 \text{ kΩ},$$

$$C_2 = \frac{C_1}{3} = \frac{1800}{3} = 600 \text{ pF}.$$

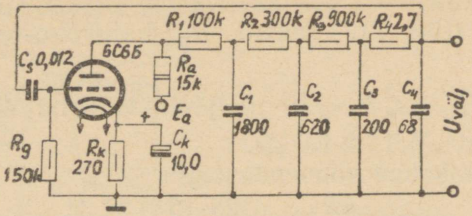
Lisast 7 valime takisti МГП-0,5-300 kΩ.

Lisast 4 valime kondensaatori C_2 — КСО-1-250-620 pF.

Kolmanda lüli elemendid:

$$R_3 = 3R_2 = 3 \cdot 300 = 900 \text{ kΩ},$$

$$C_3 = \frac{C_2}{3} = \frac{600}{3} = 200 \text{ pF}.$$



Joon. 92. Generaatori põhimõtteskeem (näidise 25 juurde)

Valime takisti МГП-0,5-910 kΩ ja kondensaatori КСО-1-250-200 pF.

Neljanda lüli elemendid:

$$R_4 = 3R_3 = 3 \cdot 900 = 2700 \text{ kΩ} = 2{,}7 \text{ MΩ},$$

$$C_4 = \frac{C_3}{3} = \frac{200}{3} \approx 67 \text{ pF}.$$

Valime takisti МГП-0,5-2,7 MΩ ja kondensaatori КСО-1-250-68 pF.

8. Võretakistus

$$R_g = (5 \ldots 10) R_a = (5 \ldots 10)\ 15 \text{ kΩ}. \qquad (9.11)$$

Valime takisti МГП-0,5-150 kΩ.

9. Sidestuskondensaatori C_s mahtuvus

$$C_s = \frac{10}{2\pi f R_g} = \frac{10}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^3} \approx 0{,}011 \cdot 10^{-6} \text{ F} = 0{,}011 \text{ μF}. \qquad (9.12)$$

Lisast 4 valime kondensaatori БМ-200-0,012 μF.

10. Lähtudes lambi 6C6Б tüüprežiimist $I_a = 9$ mA ja $E_g = -2$ V, saame takisti R_k takistuse

$$R_k = \frac{E_g}{I_a} = \frac{2}{9 \cdot 10^{-3}} \approx 255 \text{ Ω}. \qquad (9.13)$$

Lisast 7 valime takisti МЛТ-0,5-270 Ω.

11. Kondensaatori C_k mahtuvuse leiame valemist

$$R_k C_k = \frac{5 \ldots 10}{2\pi f}. \qquad (9.14)$$

$$C_k = \frac{10}{2\pi f R_k} = \frac{10}{6{,}28 \cdot 10^3 \cdot 270} = 5{,}9 \cdot 10^{-6} \text{ F} = 5{,}9 \text{ μF}.$$

Lisast 4 valime kondensaatori ЭМ-6-10 μF.

12. Koostame arvutatud generaatori põhimõtteskeemi (joon. 92).

NÄIDIS 26. SUJUVALT REGULEERITAVA SAGEDUSEGA *RC*-GENERAATORI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada joonisel 89 kujutatud lülituses generaatori positiivse ja negatiivse tagasiside ahelad järgmiste lähteandmete alusel: 1) *sageduspiirkond* $f_m \dots f_k = 1 \dots 10$ kHz; 2) *generaatori väljundpinge* $U_{välj} = 10$ V; 3) *lambi* EL_2 *anoodkoormustakistus* $R_{a2} = 15$ kΩ (*eeldame, et* R_{a2} *väärtus on juba leitud võimendi arvutamisel*).

Arvutuskäik

1. Määrame positiivse tagasiside ahela elementide väärtused.

1) Takistite väärtused valime tingimusest

$$R_1 = R'_1 = R_2 = R'_2 = R \geqslant (7 \dots 15) R_{a2} = (7 \dots 15) \cdot 15 \text{ kΩ}.$$

Valime

$R_1 = R'_1 = R_2 = R'_2 = R = 150$ kΩ, mis vastab ka nimiväärtuste skaalale (lisa 7). Takistite R hajuvõimsuse valime orienteerivalt tingimusest

$$P_R \geqslant \frac{U^2_{välj}}{R} = \frac{10^2}{150 \cdot 10^3} \approx 0{,}0006 \text{ W}.$$

Lisast 7 valime takistiteks R takistid МГП-0,5-150 kΩ.

2) Muudetava takisti R_0 takistus

$$R_0 = (5 \dots 10) R = (5 \dots 10) \cdot 150 \text{ kΩ}. \qquad (9.15)$$

Valime $R_0 = 1$ MΩ.

Kõige otstarbekam on kasutada takistina R_0 logaritmilise takistussõltuvusega potentsiomeetrit. Seepärast valime takistiks R_0 potentsiomeetri СПО-0,15-1,0 МΩ (tüüp Б).

3) Kondensaatorite C_1 ja C'_1 mahtuvused (joon. 89)

$$C_1 = C'_1 = \frac{1}{2\pi f_m R} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^3} \approx 1000 \cdot 10^{-12} \text{ F} = 1000 \text{ pF}.$$

Lisast 4 valime kondensaatorid КСО-2-250-1000 pF.

4) Kondensaatorite C_2 ja C'_2 mahtuvused

$$C_2 = C'_2 = \frac{1}{2\pi f_k R} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 10^4 \cdot 150 \cdot 10^3} \approx 100 \cdot 10^{-12} \text{ F} = 1000 \text{ pF}.$$

Lisast 4 valime kondensaatorid КСО-2-250-100 pF.

2. Määrame negatiivse tagasiside ahela elementide väärtused.

1) Lähtudes nõutavast generaatori väljundpingest $U_{välj} = 10$ V, valime tabelist 15 termistori ТП6/2.

2) Negatiivse tagasiside pinge

$$U_k = \frac{U_{välj}}{3} = \frac{10}{3} = 3{,}33 \text{ V}. \qquad (9.16)$$

3) Termistori ТП6/2 töövool

$$I_T = 2 \text{ mA}.$$

4) Lambi EL_1 katoodahelas olev takistus (joon. 89)

$$R_{j3}=\frac{U_k}{I_T}=\frac{3{,}33}{2\cdot 10^{-3}}=1665\ \Omega. \tag{9.17}$$

Lisast 7 valime $R_{j3}=1{,}5$ kΩ (tüüp БЛП).

Takisti R_{j3} hajuvõimsus määratakse valemiga

$$P_{R_{j3}}=(I_T+I_{a1})^2R_{j3}, \tag{9.18}$$

kus I_{a1} on lambi EL_1 anoodvool, mis on määratud võimendi arvutamise käigus.

5) Negatiivse tagasiside ahela kogutakistus

$$R_{üld}=R_{j1}+R_{j2}+R_{j3}=\frac{U_{välj}}{I_T}=\frac{10}{2\cdot 10^{-3}}=5\ \text{kΩ}. \tag{9.19}$$

6) Graafikult (joon. 90) leiame termistori ТП6/2 takistuse

$$R_{j2}=2\ \text{kΩ}.$$

7) Lisatakistus

$$R_{j1}=R_{üld}-(R_{j2}+R_{j3})=5-(2-1{,}5)=1{,}5\ \text{kΩ}. \tag{9.20}$$

Lisast 7 valime takistiks $R_j=1{,}5$ kΩ potentsiomeetri СПО-0,15-1,5 kΩ.

NÄIDIS 27. TRANSISTORIDEGA *RC*-GENERAATORI ARVUTUS

Ülesanne. Arvutada joonisel 91 *kujutatud lülituses RC-generaator transistoridega* МП40 (П14). *Generaatori sagedus* $f=1000$ Hz.

Arvutuskäik

1. Määrame arvutusteks vajalikud transistoride parameetrid α, r_e, r_b ja r_k. Need parameetrid leiame kas käsiraamatutest (näiteks Лабутин В. К. «Транзисторы общего назначения») või arvutame valemitega

$$\alpha=h_{21b}, \tag{9.21}$$

$$r_b\approx\frac{h_{12b}}{h_{22b}}, \tag{9.22}$$

$$r_e\approx h_{11b}-r_b(1-\alpha), \tag{9.23}$$

$$r_k=\frac{1}{h_{22b}}-r_b\approx\frac{1}{h_{22b}}, \tag{9.24}$$

kus h_{11b}, h_{12b}, h_{21b} ja h_{22b} on ühise baasiga lülituses transistori h parameetrid. Need parameetrid on toodud enamikus pooljuhtseadiste käsiraamatutes.

Mõningate levinumate madalsagedustransistoride tüüpparameetrid on toodud tabelis 17. Transistoridel МП40 (П14)

$$\alpha=0{,}96,\quad r_e=15\ \Omega,\quad r_b=350\ \Omega,\quad r_k=1{,}25\ \text{MΩ}.$$

2. Ühise emitteriga lülituses võimendusastme (transistoril T_2) sisendtakistus

$$R_{sis\,2}\approx r_b+\frac{r_e}{1-\alpha}=350+\frac{15}{1-0{,}96}=725\ \Omega. \tag{9.25}$$

Tabel 17

Mõningate madalsagedustransistoride tüüpparameetrid

Transistori tüüp	h_{11} Ω	h_{12}	h_{21} (α)	h_{22} μS	f_α MHz	r_e Ω	r_b Ω	r_k MΩ
МП36 А(П9)	28	$2\cdot10^{-4}$	0,93	1,0	1,0	—	—	—
МП37 (П10)	28	$2\cdot10^{-4}$	0,96	1,0	1,3	15	350	1,0
МП38 (П11)	28	$2\cdot10^{-4}$	0,97	1,0	2,0	15	470	1,0
МП39 (П13)	28	10^{-3}	0,94	1,0	1,0	—	—	—
МП39А (П13А)	28	$3\cdot10^{-4}$	0,98	0,8	0,8	—	—	—
МП39Б(П13Б)	28	$3\cdot10^{-4}$	0,95	0,8	0,8	—	—	—
МП40 (П14)	28	$3\cdot10^{-4}$	0,96	0,8	1,5	15	350	1,25
МП41 (П15)	28	$4\cdot10^{-4}$	0,97	0,8	2,5	15	460	1,25
МП101	60	$5\cdot10^{-4}$	0,93	1,0	0,7	—	—	—
МП103	60	$5\cdot10^{-4}$	0,97	1,0	1,5	—	—	—

3. Emitterjärguri (transistoril T_1) sisendtakistus

$$R_{sis\,1} \approx \frac{R_{sis\,2}}{1-\alpha} = \frac{725}{1-0{,}96} = 18\,125\ \Omega. \tag{9.26}$$

4. Emitterjärguri pingevõimendustegur

$$K_{u1} \approx \frac{R_{sis\,2}}{(1-\alpha)r_b + r_e + R_{sis\,2}} = \frac{725}{(1-0{,}96)\cdot 350 + 15 + 725} = 0{,}96. \tag{9.27}$$

5. Määrame faasi pöörava ahela takistite takistused. Valime $R_1 = R_2 = R_3 = R$. R väärtuse leiame valemiga

$$R = \frac{R_{sis\,1}}{2\ldots5}. \tag{9.28}$$

Seega

$$R = \frac{18\,125}{3} = 6041\ \Omega.$$

Lisast 7 valime takistid $R = 6{,}2$ kΩ. Et väikesevõimsuseliste transistoridega generaatoris töötavate takistite hajuvõimsus on väga väike, valime lisast 7 takistiteks $R_1 = R_2 = R_3 = R$ takistid БЛП-0,1-6,2 kΩ.

6. Väljundastme kollektoritakistus

$$R_k = \frac{R}{2\ldots5}. \tag{9.29}$$

Seega

$$R_k = \frac{6200}{3} = 2070\ \Omega.$$

Lisast 7 valime takisti БЛП-0,1-2,2 kΩ.

7. Teise astme (transistoril T_2) pingevõimendustegur

$$K_{u2} = \frac{R_k}{(1-\alpha)r_b + r_e} = \frac{0{,}96\cdot 2200}{(1-0{,}96)\cdot 350 + 15} = 72{,}7. \tag{9.30}$$

8. Kaheastmelise võimendi üldine pingevõimendustegur

$$K_{u\ üld}=K_{u1}K_{u2}=0{,}96\cdot 72{,}7=69{,}7. \tag{9.31}$$

9. Kontrollime generaatori endaergutuse tingimuse rahuldamist. Tabelist 14 leiame faasi pöörava ahela sumbumusteguri $N=29$. Endaergutuse tingimus on rahuldatud, kui

$$K_{u\ üld}>N. \tag{9.32}$$

Antud juhul on tingimus (9.32) rahuldatud, sest $K_{u\ üld}=69{,}7>>N=29$.

10. Määrame faasi pöörava ahela kondensaatorite mahtuvused. Valime $C_1=C_2=C_3=C$. Kondensaatorite C mahtuvuse määrame valemiga (tabel 14)

$$C=\frac{1}{2\pi fR\sqrt{6}}. \tag{9.33}$$

Seega

$$C=\frac{1}{6{,}28\cdot 10^3\cdot 6{,}2\cdot 10^3\sqrt{6}}=0{,}01\cdot 10^{-6}\ \text{F}=0{,}01\ \mu\text{F}. \tag{9.34}$$

Lisast 4 valime kondensaatorid ПМ-60-0,01 μF.

11. Emitterjärguri koormustakistus

$$R_{e1}\geqslant(10\ldots 20)\frac{r_e+r_b(1-\alpha)}{\alpha}. \tag{9.35}$$

Seega

$$R_{e1}=20\frac{15+350(1-0{,}96)}{0{,}96}=600\ \Omega.$$

Lisast 7 valime takisti БЛП-0,1-620 Ω.

12. Arvutame sidestuskondensaatorite C_{s1} ja C_{s2} mahtuvused. Kondensaatorid C_{s1} ja C_{s2} ei tohi tekitada märgatavat faasinihet. Nende mahtuvused arvutame valemitega

$$C_{s1}=\frac{1}{2\pi f0{,}1R_{sis\,1}}, \tag{9.36}$$

$$C_{s2}=\frac{1}{2\pi f0{,}1R_{sis\,2}}. \tag{9.37}$$

Paneme valemitesse (9.36) ja (9.37) arvväärtused:

$$C_{s1}=\frac{1}{6{,}28\cdot 10^3\cdot 0{,}1\cdot 18\,125}\approx 0{,}09\cdot 10^{-6}\ \text{F}=0{,}09\ \mu\text{F},$$

$$C_{s2}=\frac{1}{6{,}28\cdot 10^3\cdot 0{,}1\cdot 725}\approx 2{,}2\cdot 10^{-6}\ \text{F}=2{,}2\ \mu\text{F}.$$

Lisast 4 valime vastavalt kondensaatorid МБМ-160-0,1 μF ja ЭМ-6-3 μF.

13. Takistite R'_{b1}, R''_{b1}, R'_{b2}, R''_{b2} takistused, mis moodustavad

transistoride baasiahela pingejagurid, arvutatakse nagu tavaliselt (vt. näidis 14). Enne tuleb valida toiteallika pinge E_k.

Võimendusteguri stabiliseerimiseks ja mittelineaarmoonutuste vähendamiseks võib lõppastmes kasutada negatiivset tagasisidet, mis tekitatakse takisti R_{e2} (umbes 100 Ω) toimel transistori T_3 emitteriahelas. Sel juhul tuleb sisendtakistuse ja võimendusteguri valemites r_e asemel kasutada r_e+R_{e2} väärtust.

KIRJANDUS

1. Аршинов С. С. Расчет ламповых генераторов. Госэнергоиздат, 1955.
2. Бетин Б. М. Радиопередающие устройства. «Высшая школа», 1965.
3. Баран В. Ф., Жданов В. К. Проектирование радиотехнических устройств. Оборонгиз, 1963.
4. Дробов С. А. Радиопередающие устройства. Воениздат, 1951.
5. Денисов И. Д. Генераторы и усилители колебаний радиочастот. Госэнергоиздат, 1963.
6. Каганов В. И. Радиопередачики малой и средней мощности. «Энергия», 1964.
7. Эвтянов С. И. Радиопередающие устройства. Связьиздат, 1950.
8. Модель З. И. и Невяжский И. Х. Радиопередающие устройства. Связьиздат, 1949.
9. Модель З. И. Радиопередающие устройства. Связьиздат, 1961.
10. Нейман М. С. Курс радиопередающих устройств. «Советское радио», ч. I, 1957, ч. II, 1958.
11. Пахлавян А. П. Радиопередающие устройства. «Связь», 1967.
12. Окунь Е. Л. Радиопередающие устройства. Судпромгиз, 1959.
13. Окунь Е. Л. Расчет и проектирование радиопередатчиков. Судпромгиз, 1962.
14. Шитиков Г. Т. Стабильные диапазонные автогенераторы. «Советское радио», 1965.
15. Штейн Н. И. Автогенераторы гармонических колебаний. Госэнергоиздат, 1961.
16. Тимофеев В. М. Проектирование радиопередающих устройств. «Связь», 1965.
17. Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н. Расчет полупроводниковых усилителей и генераторов.
18. Барсуков Ф. И. Генераторы и селективные усилители низкой частоты. «Энергия», 1964.
19. Акулов И. И. и др. Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах. «Связь», 1966.
20. Леннартц Г. и Таэгер В. Конструирование схем на транзисторах. «Энергия», 1964.
21. Герасимов С. М. Транзисторные генераторы. «Техніка», 1965.
22. Воейков Д. Д. и др. Конструирование низкочастотных генераторов. «Энергия», 1964.
23. Сааков Э. О. Теория и расчет избирательных *RC*-систем. Госэнергоиздат, 1954.
24. Криксунов В. Г. Реостатно-емкостные генераторы синусоидальных колебаний. Гостехиздат УССР, 1958.
25. Токмаков Г. А. Транзисторные генераторы. Центральный институт НТИ электротехнической промышленности и приборостроения, 1962.
26. Лабутин В. К. Транзисторы общего назначения. «Энергия», 1964.
27. Гурлев Д. С. Справочник по электронным приборам. «Техніка», 1966.

LISAD

Lisa 1

Kenotronide põhiparameetrid

Lambi tüüp	Anoodide arv	Küttepinge U_k V	Küttevool I_k A	Maksimaalne lubatav vastupinge $U_{v\,lub}$ V	Maksimaalne lubatav alaldatud voolu keskväärtus $I_{ak\,lub}$ mA	Keskmine sisetakistus anoodi kohta R_i Ω	Anoodvoolu maksimaalne lubatav amplituudiväärtus $I_{a\,max\,lub}$ mA	Anoodi lubatav hajuvõimsus $P_{a\,lub}$ W
5Ц3С	2	5,0	3,0	1700	250	200	750	10
5Ц4С	2	5,0	2,0	1350	125	150	375	10
6Ц5С	2	6,3	0,6	1100	75	250	300	5
5Ц8С	2	5,0	5,0	1700	420	100	1200	30
6Ц4П	2	6,3	0,6	1000	75	250	350	3
5Ц12П	1	5,0	0,8	5000	50	400	350	3
6Ц13П	1	6,3	0,95	1600	120	130	900	8

Mähisetraadid

Läbimõõt isolatsioonita mm	Läbimõõt isolatsiooniga mm						Läbimõõt isolatsioonita mm	Läbimõõt isolatsiooniga mm					
	ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭЛШО	ПЭЛБО	ПБО	ПБД		ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭЛШО	ПЭЛБО	ПБО	ПБД
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
0,02	—	0,035	—	—	—	—	0,14	0,16	0,165	0,22	—	—	—
0,03	0,045	0,045	—	—	—	—	0,15	0,17	0,18	0,23	—	—	—
0,04	0,055	0,055	—	—	—	—	0,16	0,18	0,19	0,24	—	—	—
0,05	0,065	0,07	0,12	—	—	—	0,17	0,19	0,20	0,25	—	—	—
0,06	0,075	0,085	0,13	—	—	—	0,18	0,20	0,21	0,26	—	—	—
0,07	0,085	0,095	0,14	—	—	—	0,19	0,21	0,22	0,27	—	—	—
0,08	0,095	0,105	0,15	—	—	—	0,20	0,225	0,23	0,29	—	—	—
0,09	0,105	0,115	0,16	—	—	—	0,21	0,235	0,24	0,30	—	—	—
0,10	0,12	0,125	0,18	—	—	—	0,23	0,255	0,27	0,32	—	—	—
0,11	0,13	0,135	0,19	—	—	—	0,25	0,275	0,29	0,34	—	—	—
0,12	0,14	0,145	0,20	—	—	—	0,27	0,31	0,31	0,37	—	—	—
0,13	0,15	0,155	0,21	—	—	—	0,29	0,33	0,33	0,39	—	—	—
0,31	0,35	0,35	0,42	—	—	—	0,96	1,02	1,02	1,09	1,16	1,10	1,20
0,33	0,37	0,37	0,44	—	—	—	1,00	1,08	1,07	1,14	1,23	1,16	1,29
0,35	0,39	0,39	0,46	—	—	—	1,04	1,12	1,12	1,18	1,27	1,20	1,33
0,38	0,42	0,42	0,49	0,56	0,51	0,61	1,08	1,16	1,16	1,21	1,31	1,24	1,37
0,41	0,45	0,45	0,52	0,59	0,54	0,64	1,12	1,20	1,20	1,26	1,35	1,28	1,41
0,44	0,49	0,48	0,55	0,62	0,57	0,67	1,16	1,24	1,24	1,30	1,39	1,32	1,45
0,47	0,52	0,51	0,58	0,65	0,60	0,70	1,20	1,28	1,28	1,34	1,43	1,36	1,49
0,49	0,54	0,53	0,60	0,67	0,62	0,72	1,25	1,33	1,33	1,39	1,48	1,41	1,54
0,51	0,56	0,56	0,63	0,69	0,64	0,74	1,30	1,38	1,38	1,44	1,53	1,46	1,59
0,53	0,58	0,58	0,65	0,71	0,66	0,76	1,35	1,43	1,43	1,49	1,58	1,51	1,64
0,55	0,60	0,60	0,67	0,73	0,68	0,78	1,40	1,48	1,48	1,54	1,63	1,56	1,69

Lisa 2 (järg)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
0,57	0,62	0,62	—	0,75	0,70	0,80	1,45	1,53	1,53	1,59	1,68	1,61	1,74
0,59	0,64	0,64	0,71	0,77	0,72	0,82	1,50	1,58	1,58	1,66	1,73	1,66	1,79
0,62	0,67	0,67	0,74	0,80	0,75	0,85	1,56	1,64	1,64	1,72	1,79	1,72	1,85
0,64	0,69	0,69	0,76	0,82	0,77	0,87	1,62	1,71	1,70	—	1,85	1,78	1,91
0,67	0,72	0,72	0,79	0,85	0,80	0,90	1,68	1,77	1,76	—	1,92	1,85	1,98
0,69	0,74	0,74	0,81	0,87	0,82	0,92	1,74	1,83	1,82	—	1,98	1,91	2,04
0,72	0,78	0,77	0,85	0,92	0,86	0,96	1,81	1,90	1,90	—	2,05	1,98	2,11
0,74	0,80	0,80	0,87	0,94	0,88	0,98	1,88	1,97	1,97	—	2,12	2,05	2,18
0,77	0,83	0,83	0,90	0,97	0,91	1,01	1,95	2,04	2,04	—	2,19	2,12	2,25
0,80	0,86	0,86	0,93	1,00	0,94	1,04	2,02	2,12	2,11	—	2,26	2,19	2,32
0,83	0,89	0,89	0,96	1,03	0,97	1,07	2,10	2,20	2,20	—	2,34	2,27	2,40
0,86	0,92	0,92	0,99	1,06	1,00	1,10	2,26	2,36	2,36	—	—	—	2,62
0,90	0,96	0,96	1,03	1,10	1,04	1,14	2,44	2,54	2,54	—	—	—	2,80
0,93	0,99	0,99	1,06	1,13	1,07	1,17							

Trafoplekkide põhiandmed

Pleki tüüp	Keskmise samba laius a mm	Akna laius b mm	Akna kõrgus h mm	Akna pindala $S=bh$ cm²	Pleki pikkus L mm	Pleki kõrgus (koos vastaspoolega) H mm	Külgmiste sammaste ja vastaspoole laius d mm	Jõujoonte keskmine pikkus l_k mm
Ш-3	3	4	10	0,4	15	14	2	27,9
Ш-4	4	5	14	0,7	19	19	2,5	39
Ш-5	5	6	17	1,02	24	24	3,5	45
Ш-6	6	7	20	1,4	28	28	4	54,4
Ш-9	9	9	31,5	1,84	36	40,5	4,5	77
Ш-12	12	12	30	3,6	48	42	6	103
УШ-12	12	8	22	1,76	44	38	8	67,4
Ш-15	15	13,5	27	3,65	64	49	11	83,5
Ш-16	16	16	40	6,4	64	56	8	137
УШ-16	16	10	28	2,8	56	48	10	90
Ш-18	18	9	27	2,45	54	45	9	103
Ш-20	20	20	50	10	80	70	10	172
УШ-22	22	14	39	5,46	78	67	14	124
Ш-25	25	25	62,5	15,6	100	87,5	12,5	214
Ш-26	26	13	39	5,07	78	65	13	145
УШ-26	26	17	47	8	94	81	17	147
Ш-28	28	14	42	5,88	84	70	14	156
УШ-30	30	19	53	10	106	91	19	169
Ш-32	32	32	48	15,3	128	80	16	274
Ш-35	35	30	70	21	130	105	17,5	255
УШ-35	35	22	61,5	13,5	123	105,5	22	198
Ш-40	40	40	100	40	160	140	20	343
УШ-40	40	26	72	18,7	144	124	26	264

KONDENSAATORID

1. Kondensaatorite mahtuvuste nimiväärtuste rida

Pikofaradid			Mikrofaradid		
1,0	30	910	0,01	0,4	33
1,1	33	1000	0,012	0,47	40
1,2	36	1100	0,015	0,5	47
1,3	39	1200	0,018	0,6	50
1,5	43	1300	0,02	0,68	60
1,6	47	1500	0,022	0,7	68
1,8	51	1600	0,025	0,8	70
2,0	56	1800	0,027	1,0	80
2,2	62	2200	0,03	1,2	100
2,4	68	2400	0,033	1,5	120
2,7	75	2700	0,039	1,8	150
3,0	82	3000	0,04	2,0	180
3,3	91	3300	0,047	2,2	200
3,6	100	3600	0,05	2,5	250
3,9	110	3900	0,056	3,0	300
4,3	120	4300	0,06	3,3	400
4,7	130	4700	0,068	4,0	500
5,1	150	5100	0,07	4,7	600
5,6	160	5600	0,08	5,0	700
6,2	180	6200	0,082	6,0	800
6,8	200	6800	0,1	6,8	1000
7,5	220	7500	0,12	7,0	1200
8,2	240	8200	0,15	8,0	1500
9,1	270	9100	0,18	10	1800
10	300		0,2	12	2000
11	330		0,22	15	5000
12	360		0,25	18	—
13	390		0,3	20	—
15	430		0,33	22	—
16	470		—	25	—
18	510		—	30	—
20	560				
22	620				
24	680				
27	750				
	820				

2. Püsikondensaatorite põhiandmed

Kondensaatori tüüp	Nimipinge V	Nimimahtuvuste piirkond
	Vilkkondensaatorid	
КСО-1	250	51 ... 750 pF
КСО-2	500	100 ... 2400 pF
КСО-5	250	7500 ... 10 000 pF
КСО-5	500	470 ... 6800 pF
СГМ-1	250	100 ... 560 pF
СГМ-2	250	620 ... 1200 pF
СГМ-3	500	100 ... 4300 pF
СГМ-4	250	6800 ... 10 000 pF
СГМ-4	500	4700 ... 6200 pF
	Keraamilised kondensaatorid	
КД-1	100; 250	1 ... 130 pF
КД-1	160	680 ... 2200 pF
КД-2	400; 500	1 ... 270 pF
КД-2	300	680 ... 6800 pF
КДС-1	250	1000 pF
КДС-2	250	3000 pF
КДС-3	250	6800 pF
КТ-1	160; 250	1 ... 560 pF; 680 ... 10 000 pF
КТ-2	400; 500	2,2 ... 2200 pF
КТ-2	300	680 ... 33 000 pF
	Paberkondensaatorid	
БМ	150	0,033; 0,47 μF
	200	3300 pF ... 0,022 μF
	300	470 ... 2200 pF
БМТ	400	470 ... 6800 pF
		0,01; 0,015; 0,022 μF
		0,033; 0,047; 0,068 μF
		0,1; 0,15; 0,22 μF
	600	1000 ... 6800 pF
		0,01; 0,015; 0,022 μF
К40П-1	400	3900 pF ... 0,25 μF
	600	470 pF ... 0,02 μF
КБГ-И	200	1000; 2200; 3300 ... 4700 pF
		0,02 ... 0,1 μF
КБ	200	0,01 ... 0,05 μF
	400	4700 pF ... 0,3 μF
	600	4700 pF ... 0,2 μF
КБГ-М	200	0,04 ... 0,25 μF
	400	0,07 ... 0,25 μF
	600	0,01 ... 0,15 μF
КБМ-МП	200	0,5 ... 2,0 μF
		2×0,25; 2×0,5 μF
		3×0,1; 3×0,25 μF
	600	0,25 ... 1,0 μF
		2×0,1; 2×0,25 μF

1	2	3
		2×0,5; 3×0,05 μF
		3×0,1; 3×0,25 μF
КБГ-МН	200	1 ... 10; 2×1,0 μF
		2×2,0 μF
	400	1,0 ... 8,0; 2×0,55 μF
		2×1,0; 2×20 μF
	600	0,5 ... 6,0; 2×0,5 μF
		2×1,0; 2×2,0 μF
	Metallpaberkondensaatorid	
МБМ	160	0,05 ... 1,0 μF
	250	0,05 ... 1,0 μF
	500	0,025 ... 0,5 μF
МБГП	200	0,5 ... 25,0 μF
		2×0,25; 2×0,5 μF
	400	0,25 ... 10; 2×0,1 μF
	600	0,1 ... 10 μF
МБГЦ	200	0,25; 0,5; 1,0 μF
	400	0,1; 0,25; 0,5 μF
	600	0,025; 0,05; 0,1; 0,25 μF
МБГО	160	2 ... 30 μF
	300	1 ... 30 μF
	400	1 ... 20 μF
	500	0,5 ... 20 μF
	250 ... 1000	0,5 ... 40 μF
	Kilekondensaatorid	
ПМ	60	100 ... 9100 pF
		0,01 μF
ПО	300	51 ... 4700 pF
		0,025; 0,03 μF
ПОВ	10 000	390 pF
	15 000	390 pF
ПСО	500	470 ... 10 000 pF
К74-8	50 ... 630	1000 pF ... 0,68 μF
	Elektrolüütkondensaatorid	
КЭ-1	8 ... 500	5 ... 2000 μF
КЭ-2	8 ... 500	5 ... 2000 μF
КЭ-3	8 ... 450	2 ... 100 μF
КЭ-2Н	200	150 μF
ühesektsiooniline	300	120 μF
	450	80 μF
КЭ-2Н	250	150+150 μF
kahesektsiooniline	300	40+40 μF
	350	150+30 μF
КЭГ-1	8 ... 500	2 ... 500 μF
КЭГ-2	12 ... 500	5 ... 2000 μF
ЭГЦ	6 ... 500	2 ... 2000 μF
ЭМ	4	20; 25; 50 μF
	6	5; 10; 15; 20 μF
		40 μF

1	2	3
	10	3; 5; 10; 15; 30 μF
	15	2; 10; 25 μF
	20	3; 5; 15 μF
	30	1, 2; 5; 10 μF
	100	0,5; 1,0; 5 μF
	150	1,0 μF
ЭМИ	3	0,5 μF
	3	0,25; 10,0 μF
ЭТО-1	6; 15; 25	80; 50; 30 μF
	50; 70; 90	20; 15; 10 μF
ЭТО-2	6; 15; 25	1000; 400; 300 μF
	50; 70; 90	200; 150; 100 μF
ЭФ	130	300+300; 1500 μF
	200	300+300; 1500 μF
		400; 800; 1300 μF
К50-3	6 . . . 450	1 . . . 5000 μF
К50-6	6 . . . 160	1 . . . 4000 μF
К50-7	160 . . . 450	5 . . . 500 μF

Märkus. Käesolevas lisas toodud mahtuvuste piirkonna vahepealsed väärtused on vastavuses lisaga 1.

3. Keraamiliste peenhäälestuskondensaatorite põhiandmed

Tüüp	Nimimahtuvused pF	Nimipinge alalispingel V
КПК-1	2 . . . 7; 4 . . . 15; 6 . . . 25; 8 . . . 30	500
КПК-2	6 . . . 60; 10 . . . 100; 25 . . . 150	500
КПК-3	75 . . . 200; 125 . . . 250; 200 . . . 325; 275 . . . 375; 350 . . . 450	500
КПК-5	25 . . . 150; 25 . . . 175	500
КПКТ	1 . . . 10; 2 . . . 15; 2 . . . 20; 2 . . . 25	500
КПКМ	4 . . . 15; 5 . . . 20; 6 . . . 25; 8 . . . 30	350

Märkus. Kondensaatorite tähistamisel antakse esimesel kohal kondensaatori tüüp, selle järel pärast sidekriipsu nimipinge voltides ja nimimahtuvus. Näiteks МБМ-160-0,1 μF: kondensaatori tüüp МБМ, nimipinge 160 V, mahtuvus 0,1 μF. — *Tõlk.*

Alaldusdioodide põhiandmed

Dioodi tüüp	Suurim lubatav vastupinge $U_{v\,lub}$ V	Vastuvool suurimal lubataval vastupingel I_v mA	Alaldatud voolu suurim lubatav keskväärtus $I_{ak\,lub}$ A	Avasuunaline pingelang suurima lubatava voolu juures U_a V
		Germaaniumdioodid		
Д7А	50	0,3	0,3	0,5
Д7Б	100	0,3	0,3	0,5
Д7В	150	0,3	0,3	0,5
Д7Г	200	0,3	0,3	0,5
Д7Д	300	0,3	0,3	0,5
Д7Е	350	0,3	0,3	0,5
Д7Ж	400	0,3	0,3	0,5
Д302	200	1,0	1,0	0,25
Д303	150	1,0	3,0	0,30
Д304	100	3,0	5,0	0,30
Д305	50	3,0	10,0	0,35
		Ränidioodid		
Д202	100	0,5	0,4	1,0
Д203	200	0,5	0,4	1,0
Д204	300	0,5	0,4	1,0
Д205	400	0,5	0,4	1,0
Д206	100	0,1	0,1	1,0
Д207	200	0,1	0,1	1,0
Д208	300	0,1	0,1	1,0
Д209	400	0,1	0,1	1,0
Д210	500	0,1	0,1	1,0
Д211	600	0,1	0,1	1,0
Д214	100	3,0	5,0	1,0
Д215	200	3,0	5,0	1,0
Д217	800	0,05	0,1	0,5
Д218	1000	0,05	0,1	0,5
Д226	400	0,03	0,3	1,0
Д226А	500	0,03	0,3	1,0
Д226В	400	0,1	0,3	1,0
Д226Г	300	0,1	0,3	1,0
Д226Д	200	0,1	0,3	1,0
Д226Е	100	0,1	0,3	1,0
Д229А	200	0,05	0,4	1,0
Д230А	200	0,05	0,3	1,0
Д231А	300	3,0	10,0	1,0
Д232А	400	3,0	10,0	1,0
Д233	500	3,0	10,0	1,0
Д242	100	3,0	5,0	1,0
Д243	200	3,0	5,0	1,0

Suurevõimsuseliste madalsagedustransistoride parameetrid

Transistori tüüp	Vooluvõimendustegur β	Kollektori ja emitteri vaheline maksimaalne lubatav pinge $U_{ke\,lub}$ V	Maksimaalne lubatav kollektorivool $I_{k\,lub}$ A	Võimenduse piirsagedus f_α kHz	Kollektori maksimaalne lubatav hajuvõimsus $P_{k\,lub}$ W		Kollektori vastuvool I_{ko} mA	Soojustakistus (siire-kest) $R_{T\,sk}$ deg/W
					radiaatorita	radiaatoriga		
П4А	5	50	5	150	2	20	0,5	2
П4Б	15 . . . 40	60	5	150	3	25	0,4	2
П4В	⩾10	35	5	150	3	25	0,4	2
П4Г	15 . . . 33	50	5	150	3	25	0,4	2
П4Д	⩾33	50	5	150	3	25	0,4	2
П201	⩾20	22	1,5	100	1	10	0,4	3,5
П201А	⩾40	22	2,5	100	1	10	0,4	3,5
П202	⩾20	30	2,0	100	1	10	0,4	3,5
П203	5 . . . 40 [1]	30	2,0	200	1	10	0,4	3,5
П213	20 . . . 50	30	5	150	1,7	11,5	0,15	3,5
П213А	⩾20	30	5	150	1,7	10	1,0	4,0
П213Б	⩾40	30	5	150	1,7	10	1,0	4,0
П214	20 . . . 60	45	5	150	1,7	10	0,3	4,0
П214А	50 . . . 150	45	5	150	1,7	10	0,3	4,0
П214Б	20 . . . 150	45	5	150	1,7	10	0,15	4,0
П214В	⩾20	55	5	150	1.7	10	1,5	4,0
П216	⩾18	30	7,5	100	1,7	30	0,5	2,0
П216А	20 . . . 80	30	7,5	100	1,7	30	0,5	2,0
П216Б	⩾10	35	7,5	100	1,7	24	1,5	2,5
П217	⩾15	45	7,5	100	1,7	30	0,5	2,0
П217А	20 . . . 60	45	7,5	100	1,7	30	0,5	2,0
П217Б	⩾20	45	7,5	100	1,7	30	0,5	2,0
П217В	15 . . . 40	60	7,5	100	1,7	24	3,0	2,5
П302	⩾10	35	0,5	200	2	7	0,1	10
П303	⩾6	60	0,5	100	2	10	0,1	10
П304	⩾5	80	0,5	50	2	10	0,1	10
1Т403А	20 . . . 60	30	1,25		1		0,05	15
1Т403	50 . . . 150	30	1,25		1		0,05	15
П210	⩾15	45	12,0	100	1,5	60	8,0	1,0
П210А	⩾15	45	12,0	100	1,5	60	8,0	1,0
ГТ701А	⩾10	55	12,0	50	—	50	⩽6,0	1,2

[1] Ei garanteerita.

TAKISTID

1. Takistite nimiväärtuste read

Takistuse lubatavad erinevused nimiväärtusest								
±5%	±10%	±20%	±5%	±10%	±20%	±5%	±10%	±20%
Takistite nimitakistused								
(oomid, kümned oomid, sajad oomid, kilo-oomid, kümned kilo-oomid, sajad kilo-oomid, megaoomid, kümned megaoomid)								
1,0	1,0	1,0	2,2	2,2	2,2	4,7	4,7	4,7
1,1			2,4			5,1		
1,2	1,2		2,7	2,7		5,6	5,6	
1,3			3,0			6,2		
1,5	1,5	1,5	3,3	3,3	3,3	6,8		
1,6			3,6			7,5		
1,8	1,8		3,9	3,9		8,2	8,2	
2,0			4,3			9,1		

Reguleeritavad mittetraattakistid (potentsiomeetrid) valmistatakse ainult ±20% nimitakistustega rea järgi, alates 47 Ω-st lubatava erinevusega nimitakistusest ±20%, ±25%, ±30%. Muudetavaid takisteid СП-I ... СП-V valmistatakse ka nimitakistustega 500 Ω; 2,5; 5; 25; 50; 250 ja 500 kΩ; 2,5 ja 5 MΩ.

2. Mittetraattakistite põhiandmed

Takisti tüüp	Nimitakistuste piirkonnad	Nimivõimsus W
	Süsikiletakistid	
ВС-0,125 (УЛМ)	10 Ω ... 1 MΩ	0,125
ВС-0,25	27 Ω ... 2 MΩ	0,25
ВС-0,5	27 Ω ... 10 MΩ	0,5
ВС-1	27 Ω ... 10 MΩ	1,0
ВС-2	27 Ω ... 10 MΩ	2,0
ВС-5	47 Ω ... 10 MΩ	5,0
ВС-10	47 Ω ... 10 MΩ	10,0
	Metallkiletakistid	
МЛТ-0,125 МЛМ	5,1 Ω ... 2,2 MΩ	0,125
МЛТ-0,25	51 Ω ... 3 MΩ	0,25
МЛТ-0,5	100 Ω ... 5,1 MΩ	0,5
МЛТ-1	100 Ω ... 10 MΩ	1,0
МЛТ-2	100 Ω ... 10 MΩ	2,0
МТ-0,125	100 Ω ... 1,1 MΩ	0,125
МТ-0,25	100 Ω ... 2 MΩ	0,25
МТ-0,5	100 Ω ... 5,1 MΩ	0,5
МТ-1	100 Ω ... 10 MΩ	1,0
МТ-2	100 Ω ... 10 MΩ	2,0

3. Reguleeritavate mittetraattakistite põhiandmed

Takisti tüüp	Nimitakistuste piirkond	Nimivõimsus W
СП	470 Ω ... 5 MΩ	0,125; 0,5; 1; 2
ТК	2,5 kΩ ... 7,5 MΩ	0,5
ВК	15 kΩ ... 2 MΩ	0,2; 0,4
СПЗ-7	5 kΩ ... 2,5 MΩ	0,125
СПЗ-8	10 kΩ ... 2,2 MΩ	0,25; 0,5
СПО-0,15	100 Ω ... 1 MΩ	0,15
СПО-0,5	100 Ω ... 1 MΩ	0,5
СПО-1	51 Ω ... 4,7 MΩ	1
СПО-2	47 Ω ... 4,7 MΩ	2
	4. Täppistakistid	
УЛИ-0,1	1 Ω ... 10 Ω	0,1
УЛИ-0,25	1 Ω ... 10 Ω	0,25
	10 Ω ... 1 MΩ	0,25
УЛИ-0,5	0,75 Ω ... 10 Ω	0,5
	10 Ω ... 1 MΩ	0,5
УЛИ-1	1 Ω ... 10 Ω	1,0
	10 Ω ... 1 MΩ	1,0
БЛП-0,1	1 Ω ... 20 Ω	0,1
	22 Ω ... 100 kΩ	0,1
БЛП-0,25	1 Ω ... 20 Ω	0,25
	22 Ω ... 100 kΩ	0,25
БЛП-0,5	1 Ω ... 20 Ω	0,5
	22 Ω ... 100 kΩ	0,5
БЛП-1	1 Ω ... 20 Ω	1,0
	22 Ω ... 100 kΩ	1,0
МГП-0,5	100 kΩ ... 5,1 MΩ	0,5

Stabilitronide põhiandmed

Stabilitroni tüüp	Stabiliseerimispinge U_{st} V	Süttimispinge $U_{süt}$ V	Stabilitroni voolu muutumise ulatus $I_{st\,min}$ ... ... $I_{st\,max}$ mA	Dünaamiline sisetakistus R_i Ω
СГ1П	145 ... 160	175 ... 190	5 ... 30	160
СГ2П	104 ... 112	133 ... 150	5 ... 30	100
СГ3П	144 ... 149	170	5 ... 40	—
СГ2С	70 ... 81	105 ... 110	5 ... 40	180 ... 260
СГ3С	105 ... 112	127 ... 133	5 ... 40	80 ... 120
СГ4С	145 ... 160	180 ... 185	5 ... 30	160 ... 220
СГ5Б	142 ... 157	180 ... 190	5 ... 10	800
СГ13П	143 ... 158	175 ... 180	5 ... 30	140
СГ15П	104 ... 112	150	5 ... 30	80
СГ16П	80 ... 86	130	5 ... 30	120
СГ201С	86 ... 92	150	4 ... 15	230
СГ202Б	81 ... 87	135 ... 140	1,5 ... 5	1300

Ränistabilitronide põhiparameetrid

Stabilitroni tüüp	Stabiliseerimispinge U_{st} V	Stabiliseerimispiirkonna nimivool $I_{st\ n}$ mA	Stabiliseerimispiirkonna piirid		Dünaamiline sisetakistus R_i Ω	Töötemperatuuride piirkond
			$I_{st\ min}$ mA	$I_{st\ max}$ mA		
КС133А	3,3	10	3	81	65	—60... ...100° С
КС139А	3,9	10	3	70	60	„
КС147А	4,7	10	3	58	56	„
КС156А	5,6	10	3	55	46	„
КС168А	6,8	10	3	45	28	„
Д808 (Д814А)	7... 8,5	5	3	33	6	—60... ...120° С
Д809 (Д814Б)	8... 9,5	5	3	29	10	„
Д810 (Д814В)	9... 10,5	5	3	26	12	„
Д818А	9	10	3	33	25	„
Д811 (Д814Г)	10... 12	5	3	23	15	„
КС211Б	11	10	5	33	15	„
Д813 (Д814Д)	11,5... 14	5	3	20	18	„
Д816А	22	150	10	230	10	—60... ...125° С
Д816Б	27	150	10	180	12	„
Д816В	33	100	10	150	15	„
Д816Г	39	100	10	130	18	„
Д816Д	47	100	10	110	22	„
Д817А	56	50	5	90	52	„
Д817Б	68	50	5	75	60	„
Д817В	82	50	5	60	67	„
Д817Г	100	50	5	50	75	„
КС620А	120	25	5	42	150	—60... ...120° С
КС630А	130	25	5	38	180	„
КС650А	150	25	2,5	33	255	„
КС680А	180	25	2,5	28	230	„

Barreteride parameetrid

Barreteri tüüp	Barreteerimisvool			Barreteerimispinge		
	$I_{b\ n}$ mA	$I_{n\ min}$ mA	$I_{b\ max}$ mA	$U_{b\ n}$ V	$U_{b\ min}$ V	$U_{b\ max}$ V
0,24Б 12-18	255	247	263	15	12	18
0,3Б 17-35	300	275	325	26	17	35
0,3Б 65-135	300	275	325	100	65	135
0,42Б 5,5-12	425	415	435	9	5,5	12
085Б 5,5-12	850	830	870	9	5,5	12
СТ-2С (rööbiti lülitatud hõõgniitidega)	1000	950	1050	8	6	10
СТ-2С (jadamisi lülitatud hõõgniidiga)	2000	1900	2100	13	9	17

Märkused. 1. Kõikide barreteride seadumiskestus on 5 min.

2. Barreteri СТ-2С hõõgniit koosneb kahest osast, mida võib lülitada nii rööbiti kui ka jadamisi.

Lisa 11

Elektronstabilisaatorites kasutatavate regulaatorlampide parameetrid

Lambi tüüp	Tõus S mS	Anoodi suurim lubatav hajuvõimsus $P_{a\,lub}$ W	Suurim lubatav anoodpinge $U_{a\,lub}$ V	Suurim lubatav anoodvool $I_{a\,lub}$ mA	Tüürvõrepinge U_g V
6C18C	40	60	450	550	—20
6C19П	8	11	200	140	—20
6C33C	40	60	250	600	—
6H5C [1]	4	13	250	125	—
6H13C [1]	5	13	250	130	—30
ГУ-50 [2]	4	40	1000	150	—5

[1] Kummagi lambipoole kohta.
[2] Trioodlülituses (varivõre on ühendatud anoodiga).

Lisa 12

Väikesevõimsuseliste transistoride parameetrid võimendirežiimis

Transistori tüüp	Vooluvõimendustegur		Kollektori ja emitteri vaheline suurim lubatav pinge $U_{ke\,lub}$ V	Suurim lubatav kollektorivool $I_{k\,lub}$ mA	Kollektori suurim lubatav hajuvõimsus $P_{k\,lub}$ W	Kollektori vastuvool I_{k0} mA
	minimaalne	maksimaalne				
1	2	3	4	5	6	7
МП36А (П9А), МП37 (П10), МП37А (П10А), МП37Б (П10Б), МП38 (П11), МП38А (П11А)	15	90	15	20	0,15	0,03
МП39 (П13), МП39Б (П13Б), МП40 (П14), МП40Б (П14Б), МП41 (П15)	12	100	15...20	20	0,15	0,01
П20, П21, П21А	20	150	30	50	0,15	0,005
П27, П27А, П28	20	—	5	6	0,03	0,003

Lisa 12 (järg)

1	2	3	4	5	6	7
П101, П101А, П102, П103	10	70	20	20	0,15	0,001
П104, П105	9	—	60 ... 30	10	0,15	0,0005
ГТ108А, ГТ108Б, ГТ108В, ГТ108Г	20	250	15	50	0,075	0,01
ГТ109А, ГТ109Б, ГТ109В, ГТ109Г	20	250	6	20	0,03	0,005

Märkus. Sulgudes on toodud transistoride vanad tähised.

Lisa 13

Helisageduslike signaaliallikate orienteerivad parameetrid

Signaaliallikas	Sagedus-piirkond Hz	Sisetakistus Ω	Väljundpinge optimaalsel koormusel mV
Mikrofonid:			
dünaamiline	50 ... 10 000	200 ... 600	1 ... 3
kondensaator-	50 ... 15 000	160 ... 250	1 ... 5
elektromagnetiline	300 ... 3 000	0,5 ... 10^6	0,5 ... 1
piesoelektriline	100 ... 5 000	10^6	1 ... 5
süsi-	300 ... 3 000	10^3	10 ... 100
Adapterid:			
elektromagnetiline	50 ... 6 000	10^5	50 ... 70
piesoelektriline	50 ... 7 000	(0,5 ... 1) · 10^6	(0,3 ... 1) · 10^3
magnetofoni helipea	50 ... 10 000	10^6	1 ... 2
detektoraste	50 ... 6 000	0,5 ... 10^6	(1 ... 3) · 10^3

Pingete, voolude ja võimsuste üleviimine detsibellidesse

Detsibellid	Pingete või voolude suhe	Võimsuste suhe	Detsibellid	Pingete või voolude suhe	Võimsuste suhe
0	1,000	1,000	29	28,18	794,3
0,1	1,012	1,023	30	31,62	1 000
0,2	1,023	1,047	31	35,48	1 259
0,3	1,035	1,072	32	39,81	1 585
0,4	1,047	1,096	33	44,67	1 990
0,5	1,059	1,122	34	50,12	2 510
0,6	1,072	1,148	35	56,23	3 160
0,7	1,084	1,175	36	63,10	3 980
0,8	1,096	1,202	37	70,79	5 010
0,9	1,109	1,230	38	79,43	6 310
1,0	1,122	1,259	39	89,13	7 940
2	1,26	1,58	40	100,0	10 000
3	1,41	1,99	41	112,2	12 600
4	1,58	2,51	42	125,9	15 800
5	1,78	3,16	43	141,3	19 900
6	1,99	3,98	44	158,5	25 100
7	2,24	5,01	45	177,8	31 600
8	2,51	6,31	46	199,5	39 800
9	2,82	7,94	47	223,9	50 100
10	3,16	10,00	48	251,2	63 100
11	3,35	12,59	49	281,8	79 400
12	3,98	15,85	50	316,2	100 000
13	4,47	19,95	51	354,8	126 000
14	5,01	25,12	52	398,1	158 000
15	5,62	31,62	53	446,7	199 000
16	6,31	39,81	54	501,2	251 000
17	7,08	50,12	55	562,3	316 000
18	7,94	63,10	56	631,0	399 000
19	8,91	79,43	57	707,9	501 000
20	10,00	100,00	58	794,3	631 000
21	11,22	125,9	59	891,3	794 000
22	12,59	158,5	60	1 000,0	10^6
23	14,13	199,5	70	3 162	10^7
24	15,85	251,2	80	10 000	10^8
25	17,78	316,2	90	31 620	10^9
26	19,95	398,1	100	10^5	10^{10}
27	22,39	501,2	110	316 200	10^{11}
28	25,12	631,0	120	10^6	10^{12}

Võimsusvõimenduslampide põhiandmed

Lambi tüüp	Küttepinge U_k V	Küttevool I_k A	Anoodpinge U_a V	Suurim lubatav anoodpinge $U_{a\,lub}$	Varivõrepinge U_{g2} V	Võre-eelpinge E_g V	Anoodvool I_a mA	Varivõrevool I_{g2} mA	Anoodi lubatav hajuvõimsus $P_{a\,lub}$ W	Suurim väljundvõimsus $P_{välj}$ W	Tõus S mS	Sisetakistus R_i kΩ	Optimaalne koormustakistus $R_{a\,opt}$ kΩ	Elektroodidevahelised mahtuvused pF		
														C_{sis}	$C_{välj}$	$C_{läb}$
6С4С	6,3	1,0	250	350	—	—45	60	—	15	3,5	5,25	0,8	2,5	—	—	—
6П1П	6,3	0,45	250	300	250	—12,5	45	5	12	4,5	4,5	50	5,5	8	5	0,7
6П3С	6,3	0,9	250	400	250	—14	72	5	20,5	6,5	6	22	3,5	11	6,7	1
6П6С	6,3	0,45	250	350	250	—12,5	45	4,5	13,2	4,75	4,1	52	6	9,5	9,5	0,9
6П9	6,3	0,65	300	330	150	—3	30	7	9	3	11,7	130	10	13	7,5	0,06
6П14П	6,3	0,75	250	300	250	—6	48	7	12	4,2	11,3	30	5,2	11	7	0,2
6П15П	6,3	0,75	300	330	150	—2,5	28	8	12	3,6	14,5	100	10	13,5	7	0,7
6П18П	6,3	0,75	170	250	170	—6,4	50	8	12	3,5	12	22	3	11,5	7	0,2

Madalsagedusvõimendites kasutatavate pingevõimenduslampide põhiandmed

Lambi tüüp	Küttepinge U_h V	Küttevool I_h A	Anoodpinge U_a V	Varivõre-pinge U_{g2} V	Võre-eelpinge E_g V	Anoodvool I_a mA	Varivõre-vool I_{g2} mA	Tõus S mS	Sisetakistus R_i kΩ	Võimendus-tegur μ	Elektroodidevahelised mahtuvused pF		
											sisend-mahtu-vus C_{sis}	väljund-mahtuvus $C_{välj}$	läbiv-mahtuvus $C_{läb}$
6С1П	6,3	0,15	250	—	—7	6,1	—	2,26	11,6	26,2	1,38	1,1	1,35
6С2П	6,3	0,4	150	—	—1,4	14	—	11,5	4,2	48	5,3	4,2	≪0,19
6С3П	6,3	0,3	150	—	—1,6	16	—	19,5	2,5	50	6,7	1,65	≪2,4
6Н1П	6,3	0,6	250	—	—4,8	8	—	4,5	8	35	3,8	1,75	1,85
6Н2П	6,3	0,345	250	—	—1,5	2,3	—	2	50	100	1,75	1,3	0,72
6Н4П	6,3	0,3	250	—	—4	3	—	1,85	21,6	40	1,6	1,4	1,3
6Н15П	6,3	0,45	100	—	—1	9	—	5,6	6,8	38	2	0,4	1,4
6Н17Б	6,3	0,4	200	—	—1,2	3,4	—	3,8	1,97	75	2,8	1,55	1,6
6Г3П	6,3	0,45	250	—	—3	1	—	1,3	48	63	2	1,25	2,3
6Ж1П	6,3	0,175	120	120	—2	7,5	≪3,5	5,15	300	1560	4	2,1	≪0,02
6Ж2П	6,3	0,175	250	120	—2	5,5	≪5,5	3,8	100	380	4,1	2,2	≪0,02
6Ж3П	6,3	0,3	250	150	—18	7	2	5	800	4000	6,5	1,8	≪0,025

Märkus. Kaksiktrioodide korral on andmed antud ühe lambipoole kohta.

Lisa 17

Madalsagedusvõimendite väljundtrafode südamike materjalid

Võimendi väljundvõimsus	Eelmagneetimisega trafod		Eelmagneetimiseta trafod	
	väikese massiga trafod	väikese maksumusega trafod	väikese massiga trafod	väikese maksumusega trafod
Mõni kümnendik vatti ja vähem	Permalloi H45 H50XC	Elektrotehniline teras Э310...Э330 (kui kasutatakse terast Э42, Э43, kujuneb maksumus veidi suuremaks)	Permalloi H79M4 H80XC	Elektrotehniline teras Э46 (kui kasutatakse terast Э310...Э330, kujuneb maksumus veidi suuremaks)
Mõni vatt ja rohkem	Э310...Э330	Э310...Э330	Э310...Э330	Э310...Э330

Muutuva tõusuga kõrgsageduspentoodide põhiandmed

Lambi tüüp	Küttepinge U_h V	Küttevool I_h A	Anoodpinge U_a V	Anoodvovl I_a mA	Varivõrepinge U_{g2} V	Varivõrevool I_{g2} mA	Võre-eelpinge E_g V	Tõus S mS	Sisetakistus R_i kΩ	Elektroodidevahelised mahtuvused pF		
										sisendmahtuvus C_{sis}	väljundmahtuvus $C_{välj}$	läbivmahtuvus $C_{läb}$
1К1П	1,2	0,06	90	3,5	67,5	1,2		0,75	750	3,5	7,5	0,01
6К1Б	6,3	0,2	120	8	120	4	1	4,8	750	3,4	3	0,01
6К1Ж	6,3	0,15	250	6,7	100	2,7	3	1,85	450	3	3	0,01
6К1П	6,3	0,15	250	6,7	100	2,7	3	1,85	450	3,4	3	0,01
6К4П	6,3	0,3	250	10	100	3,7	68 [1] Ω	4,4	850	6,4	6,3	0,0035
6К9С	6,3	0,3	250	9,25	100	2,5	3	2	800	4,7	11	0,005

[1] Katoodkomplekti takistus.

Alsifersüdamike põhiparameetrid

ТЧ-60		ТЧК-5		ВЧ-32		ВЧК-22		Läbimõõt mm		Ristlõige cm^2	Traadi läbimõõt koos isolatsiooniga mm	Mähise keskmine keerupikkus maksimaalselt täidetud akna korral cm
Tegur A	Tegur k^2	Tegur A	Tegur k^2	Tegur A	Tegur k^2	Tegur A	Tegur k^2	väline	sisemine			
104	$14{,}8 \cdot 10^{-8}$	109	$14{,}8 \cdot 10^{-8}$	142	$2{,}38 \cdot 10^{-8}$	172	$0{,}593 \cdot 10^{-8}$	64	40	2,0	$\frac{28}{\sqrt{w}}$	8,28
93	$14{,}8 \cdot 10^{-8}$	97	$14{,}8 \cdot 10^{-8}$	127	$2{,}38 \cdot 10^{-8}$	154	$0{,}593 \cdot 10^{-8}$	64	40	2,5		9,2
85	$14{,}8 \cdot 10^{-8}$	89	$14{,}8 \cdot 10^{-8}$	116	$2{,}38 \cdot 10^{-8}$	140	$0{,}593 \cdot 10^{-8}$	64	40	3,0		9,9
107	$21{,}1 \cdot 10^{-8}$	111	$21{,}1 \cdot 10^{-8}$	146	$3{,}38 \cdot 10^{-8}$	176	$0{,}864 \cdot 10^{-8}$	55	32	1,6	$\frac{18}{\sqrt{w}}$	7,26
95	$21{,}1 \cdot 10^{-8}$	100	$21{,}1 \cdot 10^{-8}$	130	$3{,}38 \cdot 10^{-8}$	157	$0{,}864 \cdot 10^{-8}$	55	32	2,0		7,58
87	$21{,}1 \cdot 10^{-8}$	91	$21{,}1 \cdot 10^{-8}$	119	$3{,}38 \cdot 10^{-8}$	143	$0{,}864 \cdot 10^{-8}$	55	32	2,4		8,26
123	$30{,}9 \cdot 10^{-8}$	128	$30{,}9 \cdot 10^{-8}$	168	$4{,}94 \cdot 10^{-8}$	202	$1{,}24 \cdot 10^{-8}$	44	28	1,0	$\frac{16}{\sqrt{w}}$	6,0
110	$30{,}9 \cdot 10^{-8}$	114	$30{,}9 \cdot 10^{-8}$	150	$4{,}94 \cdot 10^{-8}$	181	$1{,}24 \cdot 10^{-8}$	44	28	1,25		6,66
100	$30{,}9 \cdot 10^{-8}$	99	$30{,}9 \cdot 10^{-8}$	137	$4{,}94 \cdot 10^{-8}$	165	$1{,}24 \cdot 10^{-8}$	44	28	1,5	$\frac{13}{\sqrt{w}}$	7,16
133	$43 \cdot 10^{-8}$	139	$43 \cdot 10^{-8}$	182	$6{,}87 \cdot 10^{-8}$	220	$1{,}72 \cdot 10^{-8}$	36	25	0,72		5,3
129	$43 \cdot 10^{-8}$	135	$43 \cdot 10^{-8}$	177	$6{,}87 \cdot 10^{-8}$	214	$1{,}72 \cdot 10^{-8}$	36	25	0,76	$\frac{7}{\sqrt{w}}$	5,5
113	$43{,}10^{-8}$	118	$43 \cdot 10^{-8}$	154	$6{,}87 \cdot 10^{-8}$	186	$1{,}72 \cdot 10^{-8}$	36	25	1,0		6,38
124	$117 \cdot 10^{-8}$	130	$117 \cdot 10^{-8}$	170	$18{,}7 \cdot 10^{-8}$	205	$4{,}68 \cdot 10^{-8}$	24	13	0,5		3,55
104	$117 \cdot 10^{-8}$	108	$117 \cdot 10^{-8}$	142	$18{,}7 \cdot 10^{-8}$	171	$4{,}68 \cdot 10^{-8}$	24	13	0,72	$\frac{5{,}5}{\sqrt{w}}$	4,27
134	$178 \cdot 10^{-8}$	140	$178 \cdot 10^{-8}$	183	$28{,}4 \cdot 10^{-8}$	221	$7{,}12 \cdot 10^{-8}$	19	11	0,5		3,0
112	$178 \cdot 10^{-8}$	117	$178 \cdot 10^{-8}$	154	$28{,}4 \cdot 10^{-8}$	185	$7{,}12 \cdot 10^{-8}$	19	11	0,72		3,8
115	$341 \cdot 10^{-8}$	120	$341 \cdot 10^{-8}$	157	$53 \cdot 10^{-8}$	189	$13{,}2 \cdot 10^{-8}$	15	7	0,35	$\frac{3}{\sqrt{w}}$	2,74
96	—	100	$341 \cdot 10^{-8}$	131	$53 \cdot 10^{-8}$	158	$13{,}2 \cdot 10^{-8}$	15	7	0,5		3,5

Lisa 20

Generaatorlampide põhiandmed

Lambi tüüp	Küttepinge U_h U	Küttevool I_h V	Anoodpinge U_a V	Varivõre-pinge U_{g2} V	Võre-eel-pinge E_g V	Anoodvool I_a mA	Varivõre-vool I_{g2} mA	Tõus S mS
6С1Ж	6,3	150	250	—	—7	6,1	—	2,25
606Б	6,3	200	120	—	—2	9	—	5
1П5Б	1,2	125	90	90	—4,5	10	0,35	1,3
4П1Л	4,2	325	150	150	—7	35	6,5	6
2П29П	2,2	110	120	45	0	3	1	1,7
6Н15П	6,3	450	100	—	—	9	—	5,6
6П21С	6,3	750	600	200	—16	36	5	4
6П23П	6,3	750	300	200	—16	40	5	4,5
10Ж3Л	10	93	150	75	0	6,8	0,55	1,65
12П17Л	12,6	325	150	150	—7	35	5	7
ГУ-17	6,3	800	300	200	—	20	6	2,8
ГУ-29	6,3	2250	400	225	—12	60	10	8
ГУ-50	12,6	650	800	250	—40	130	10	9

Lambi tüüp	Läbitavus D%	Võimendus-tegur μ	Sisetakistus R_i kΩ	Maksimaalne väljundvõimsus P_n W	Elektroodidevahelised mahtuvused pF			Anoodi lubatav hajuvõimsus $P_{a\,lub}$ W
					sisendmahtuvus C_{sis}	väljundmahtuvus $C_{välj}$	läbivmahtuvus $C_{läb}$	
6С1Ж	—	—	11,6	—	1	0,6	1,4	1,8
6С6Б	—	25	5	—	3,3	3,5	1,4	1,4
1П5Б	—	—	—	—	3,75	2,2	0,008	1,5
4Л1Л	10,5	—	—	4,2	8,5	9,4	0,1	7,5
2П29П	—	—	—	—	4,85	2	0,015	1
6Н15П	—	38	—	0,7	2	0,4	1,4	1,6
6П21С	—	—	—	28	8,2	6,5	0,15	18
6П23П	—	—	44	8,75	7,5	4,5	0,1	11
10Ж3Л	5	—	1300,5	0,5	4	4,2	0,007	2
12П17Л	—	—	—	4,4	10	8,5	0,05	7,5
ГУ-17	—	—	—	11	6,5	2,7	0,1	6
ГУ-29	—	9	—	45	15	7	0,1	40
ГУ-50	19	5	—	60	14	9	0,1	40

Lisa 21

Kõrgsagedustransistoride põhiparameetrid

Transistori tüüp	Vooluvõimendustegur		Võimenduse piirsagedus f_α MHz	Emitteri ja kollektori vahel suurim lubatav pinge $U_{he\,lub}$ V	Suurim lubatav kollektorivool $I_{k\,lub}$ mA	Kollektori suurim lubatav hajuvõimsus $P_{k\,lub}$ W	Kollektorsiirde mahtuvus C_{bk} pF	Kollektorivoolu tõus S mS	Kriitilise režiimi piirjoone tõus S_h mS	Sulgepinge E_s V
	minimaalne	maksimaalne								
П401	15	—	30	10	10	0,05	15	70	30	—0,35
П402	15	—	60	10	10	0,05	10	120	30	—0,35
П403	30	100	120	10	10	0,05	10	120	30	—0,35
П410	28	100	200	6	20	0,1	4	120	30	—0,35
П411А	100	250	400	6	20	0,1	4	120	30	—0,35
П610	20	400	20	25	1000	1	200	4500	350	—0,2
П602	40	100	20	30	1000	1	200	4500	350	—0,2

SISUKORD

Eessõna 3

ESIMENE OSA. Toiteseadmete arvutus 5

1. **Alaldid** 5
   1.1. Üldist 5
   1.2. Alaldite näidisarvutused 8
   Näidis 1. Kenotronalaldi arvutus 8
   Näidis 2. Sildlülituses alaldi arvutus 21
   Näidis 3. Pinget kahekordistava alaldi arvutus . . . 25
   1.3. Alaldite täpsustatud arvutusmeetod 30
2. **Pinge- ja voolustabilisaatorid** 33
   2.1. Üldist 33
   2.2. Pinge- ja voolustabilisaatorite näidisarvutused . . . 36
   Näidis 4. Huumlahendusstabilitroniga pingestabilisaatori arvutus 36
   Näidis 5. Ränistabilitroniga pingestabilisaatori arvutus . 40
   Näidis 6. Barreteriga voolustabilisaator 43
   Näidis 7. Ferroresonantsstabilisaatori arvutus 45
   Näidis 8. Elektron-pingestabilisaatori arvutus . . . 49
   Näidis 9. Transistorstabilisaatori arvutus 56
3. **Alalispinge transistormuundurid** 62
   3.1. Üldist 62
   3.2. Transistor-pingemuunduri arvutus 64
   Näidis 10. Transistor-pingemuunduri arvutus 65
   Kirjandus 70

TEINE OSA. Võimendite arvutus 72

4. **Elektronlampidega madalsagedusvõimendid** 72
   4.1. Üldist 72
   4.2. Elektronlampidega madalsagedusvõimendi näidisarvutused 80
   Näidis 11. Väikese võimsusega madalsagedusvõimendi arvutus 80
   Näidis 12. Vastastaktlülituses võimsusvõimendi arvutus . . 108
   Näidis 13. Faasipöördelülituse arvutus 116
5. **Transistoridega madalsagedusvõimendid** 122
   5.1. Üldist 122
   5,2. Madalsageduslike transistorvõimendite näidisarvutused . 127
   Näidis 14. Väikesevõimsuselise transistoridega MSV arvutus 127
   Näidis 15. Vastastaktlülituses trannsistoridega lõppvõimendi arvutus 153

6. **Selektiivvõimendid** 160
6.1. Üldist 160
6.2. Selektiivvõimendite näidisarvutused 164
Näidis 16. Muudetava häälestusega kõrgsagedusliku resonantsvõimendi arvutus 164
Näidis 17. Ribavõimendi arvutus 168
Näidis 18. Tagasisidega madalsagedusliku selektiivvõimendi arvutus 171
Näidis 19. Madalsagedusliku transistoridega resonantsvõimendi arvutus 173
7. **Alalispingevõimendid** 178
7.1. Üldist 178
7.2. Alalispingevõimendite näidisarvutused 180
Näidis 20. Sildlülituses elektronlampidega alalispingevõimendi arvutus 180
Näidis 21. Sildlülituses transistoridega APV arvutus . . 183
Kirjandus 187

KOLMAS OSA. Siinuspingegeneraatorite arvutused 190

8. *LC*-**generaatorid** 190
8.1. Üldist 190
8.2. *LC*-generaatorite näidisarvutused 194
Näidis 22. Induktiivses kolmpunktlülituses elektronlampgeneraatori arvutus 194
Näidis 23. Mahtuvuslikus kolmpunktlülituses lampgeneraatori arvutus 200
Näidis 24. Transistorgeneraatori arvutus 202
9. *RC*-**generaatorid** 207
9.1. Üldist 207
9.2. *RC*-generaatorite näidisarvutused 214
Näidis 25. Fikseeritud sagedusega *RC*-generaatori arvutus 214
Näidis 26. Sujuvalt reguleeritava sagedusega *RC*-generaatori arvutus 217
Näidis 27. Transistoridega *RC*-generaatori arvutus . . 218
Kirjandus 221
Lisad 222

Борис Семёнович Гершунский. РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОННЫХ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СХЕМ. (Расчёт основных электронных и полупроводниковых схем в примерах). На эстонском языке. Перевел с русского У. Усай. Художественное оформление Я. Ристоя. Издательство «Валгус», Таллин, Пярнуское шоссе, 10.

Toimetaja J. Ristoja. Kunstiline toimetaja M. Niin. Tehniline toimetaja E. Ainla. Korrektor M. Pohlak. Laduda antud 27. XII 1971. Trükkida antud 24. XI 1972. Vene NFSV Kaama Tselluloosi- ja Paberikombinaadi ofsetpaber nr. 2. 60×90/16. Trükipoognaid 15,5. Trükiarv 4000. Tellimuse nr. 7820. H. Heidemanni nim. Trükikoda. Tartu. Ülikooli 17/19. II.

Hind 59 kop.



59 kop.

A
32955

TÜ RAAMATUKOGU
1 0300 00815566 7