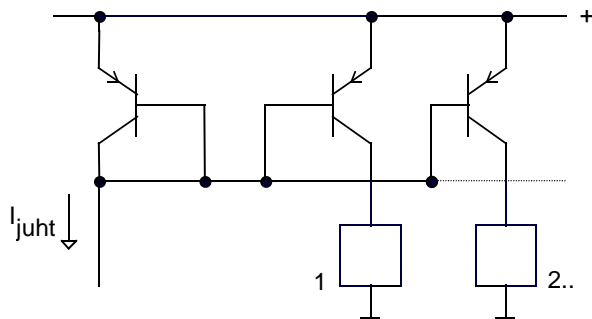


Joon. 3.2.9

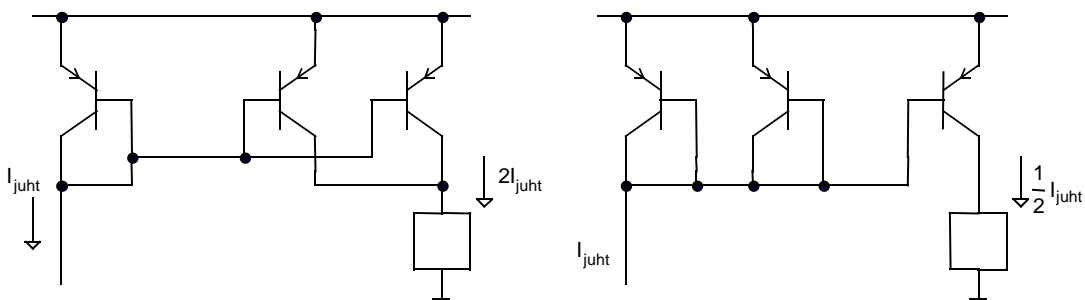
on ette antud transistori T_1 kollektorvooluga. Selle transistori baasi-emitterpinge seadistub vastavalt etteantud voolule, keskkonna temperatuurile, transistori tüübile. Selle tulemusena on ette antud ka transistoriga T_1 sobitatud transistori T_2 töörežiim, andes koormusele samasuguse voolu, milline oli antud transistorile T_1 . Väikesed baasivoolud võime jätta siin arvestamata. Kuna skeemis puudub emittertakisti, saame paremini ära kasutada kogu toitepinge ulatuse. Tihti on ka kasulik anda ette vool voolu kaudu.

Lihtsaim viis voolu etteandmiseks on takistuse abil (vt joon. 3.2.9 b). Kuna transistori siire kujutab endast diodi, mille päripingelang on toitepingega võrreldes väga väike, saame, et takistus 14,4 kiloomi annab juhtvoolu, seega ka väljundvoolu tugevusega 1 mA.

Voolupeegleid kasutatakse tihti seal, kus on transistorskeemis vajalik vooluallikas. Laialt on nad levinud mikroskeemides, kuna seal on kasutada palju transistore ja kuna soovitakse saada skeemi laia töötemperatuuri intervalliga. Vooluallika parandamiseks (tagamaks väiksemat Earley efektist tingitud kollektorvoolu sõltuvust kollektorpingest) võib mõlemi transistori emitterahelatesse lülitada emittertakistid või kasutada kõrgema efektiivsusega skeemilisi lahendusi, väljatransistore. Meie vaatleme siin veel näiteid, kus kasutatakse mitmeväljundilisi skeeme (joon.3.2.10). Siin antakse etteantud vool edasi mitmele koormusele. Vastavalt skeemile või transistoride emittersiirete pindaladele on võimalik saada erinevaid voolupeegeldustegureid koormustes (joon. 3.2.11)



Joon. 3.2.10

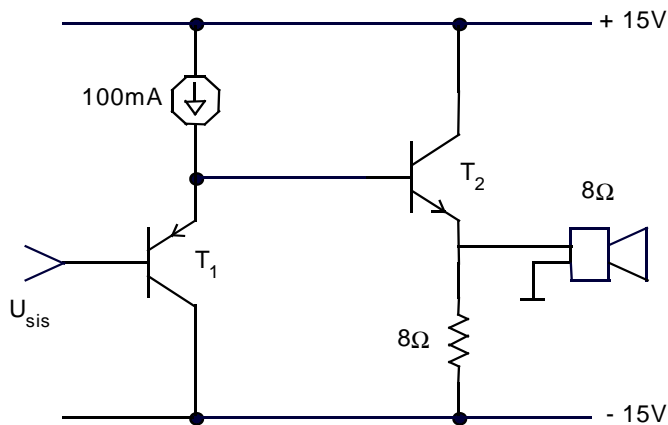


Joon. 3.2.11

3.3 Võimendusastmete eritüübid.

3.3.1 Kahetaktilised skeemid

Tavaline ühetransistoriline võimendi peab sümmeetrilise signaali võimendamiseks töötama A klassi režiimis - st kollektori (ÜC) või emitteri (ÜE) tööpunkt valitakse poole toitepinge juures saavutamaks maksimaalset moonutamata väljundpinget. Nii näiteks emitterkordaja (joon. 3.3.1) annab 10 vatise võimsuse 8 oomilisele

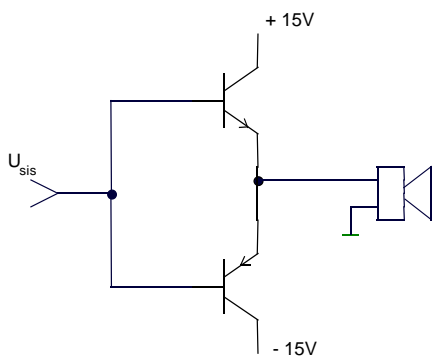


Joon. 3.3.1

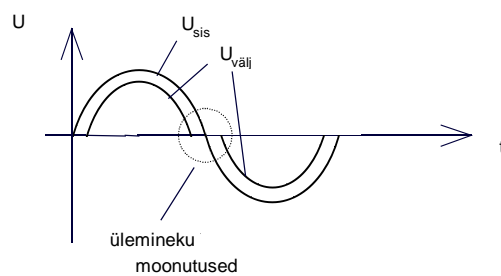
koormusele. Kordaja transistoril T_1 on sisendsignaali võimsuse vähendamiseks ja T_2 eelpinge kompenseerimiseks selliselt, et 0 volti sisendis annaks 0 volti ka väljundis. Kasutatav vooluallikas on piisava lõppt transistori tüürvoolu tagamiseks signaali tippväärtuse korral; vastav emitterahela takisti peaks olema väga madaloomiline (alla 50 oomi), T_1 rahuolukorra vool kujuneks aga liiga suureks.

Selle võimendi väljundisignaali võib muutuda ± 15 V (tippväärtus), andes koormusele 8 oomi 9V efektiivväärtust. Samas aga signaali puudumisel langeb transistorile 55 vatti kaovõimsust, emittertakistile aga veelgi rohkem - 110 W. A- klassi võimenditele ongi omane asjaolu, et lõppt transistorile langeb rahuolukorras tunduvalt suurem võimsus kui saadav võimalik maksimaalne võimsus (kasutegur alla 0,5).

Joonisel 3.3.2 on näidatud elementaarne vastastaktvõimendi eri



Joon. 3.3.2

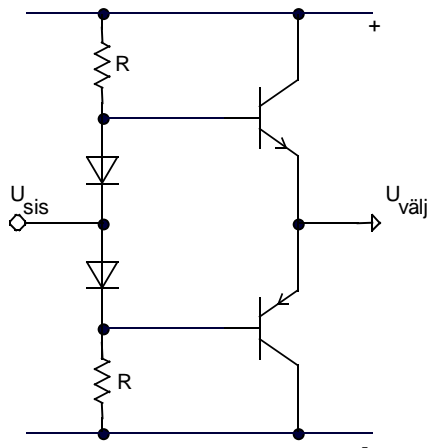


Joon. 3.3.3

juhtivustega transistoridel. Toodud skeemis avaneb positiivse signaali korral ülemine transistor, negatiivse signaali korral - alumine. Nullise signaali korral kollektorvoolu pole ja võimsust ei haju. 10 vattise väljundvõimsuse korral hajub mõlemis transistoris väiksem kui 10W võimsus.

Moanutused kahetaktilistes skeemides

Moanutused ilmnevad signaali nullnivoo piirkonnas (joon. 3.3.3). Seal on üks transistor sulgunud, kuid teine pole jõudnud veel avaneda; väljundsignaal järgib sisendsignaali 0,6 voldise erinevusega. Selle vältimiseks antakse transistoridele väike avav eelpinge. Tavaliselt tehakse seda diodidega (joon. 3.3.4);



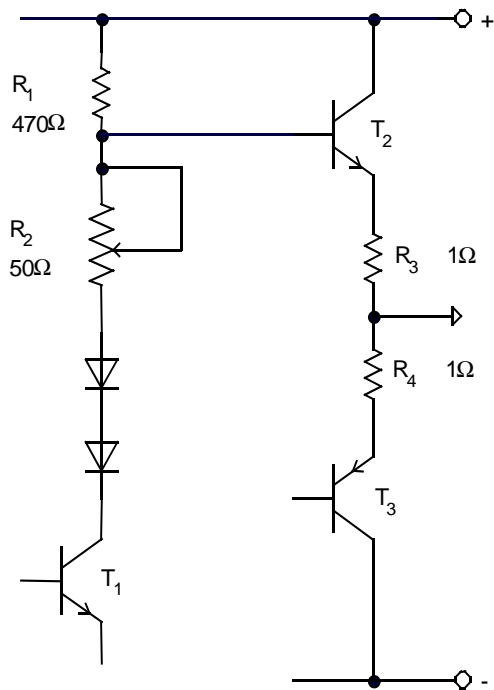
Joon. 3.3.4

moonutusi vähendab ka negatiivne tagasiside. toodud joonisel on takistite R ülesandeks hoida diodid kogu aeg avatud olekus. Seega transistori T_1 baasipinge on diodi pingelangu võrra kõrgem sisendpingest, transistori T_2 pinge aga samavõrra väiksem sisendpingest. Seega nullist läbimise momendil on juhtivaks transistoriks T_2 asemel T_1 . Seega on alati üks transistoridest avatud. Takisti R peab tagama ka vajaliku transistori baasivoolu signaali tippväärtuste korral. Nii näiteks, kui toitepingeks on +/- 20 V, koormuseks on 8 oomi, vajalik võimsus 10 vatti sinusoidaalse pinge korral- saame baasipinge tippväärtuseks 13,5 V, koormuse tippvooluks 1,6 A. Oletades transistoride võimendusteguriks $\beta=50$, saame 32 mA baasivoolu tagamiseks takistuste suurusteks 220 oomi (signaali tippväärtuse korral baasivool määratakse pingega 6,5 V, saaduna 13,5 V ja toitepinge vahena).

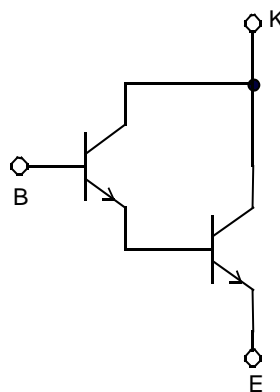
Kahetaktiliste skeemide temperatuuristabiilsus

Ülaltoodud (B klassi) võimendil on tõsine oht temperatuurseks ebastabiilsuseks. Väljundtransistoride soojenemisega baasi-emitterpinge hakkab vähenema, kollektori rahuolukorra vool aga -kasvama. Sellest tingituna eraldub täiendav soojus süvendab olukorda ning suureneb tõenäosus temperatuuri kontrollimatu positiivse tagasiside tekkeks. See tõenäosus sõltub reast asjaoludest - radiaatorite pindalast, kas diodide temperatuur langeb kokku transistoride temperatuuriga jm). Seetõttu on vajalik tagada temperatuurikontroll skeemi üle.

Vaatleme skeemi joonisel 3.3.5. Siintoodud näites võetakse



Joon. 3.3.5



Joon. 3.3.6

väljundsignaal T_1 kollektorist. Kollektorahela takistus täidab kahte ülesannet - on transistori kollektorkoormuseks ja formeerib voolu diodi ja nihketakisti eelpingestuseks. Takistid R_3 ja R_4 on tavaliselt mõneoomilised ja nende ülesandeks on eelpinge tagamise hõlbustamine kriitilises rahuolukorras. Väljundtransistoride baasidevaheline pinge peab olema mõnevõrra suurem kui diodi kahekordne pingelang. Täiendavat pingelangu on võimalik reguleerida eelpinge seadetakistiga R_2 . Viimane asendatakse tihti veel ühe diodiga. Pingelang takistitel R_3 , R_4 on tavaliselt kümnendosad voldist, tänu sellele baasi-emitterpinge temperatuurist tingitud muutused ei vii kiiretele voolukasvudele ja skeemi töö on stabiilne (mida suuremad need pingelangud on, seda stabiilsem on skeem). Need takistid pehmendavad eelpinge režiimi väljundtransistoridel - suurema eelpinge korral osa eelpingest langeb neile takisteile. Stabiilsus on veel suurem, kui diodidel on väljundtransistoridega temperatuurikontakt (asetsevad ühel radiaatoril).

Tuletagem meelde, et baasi-emitterpinge väheneb ca 2,1 mV iga kraadi temperatuuritõusu korral, kollektorvool aga suureneb 10 korda iga 60 mV baasi-emitterpinge vähenemise korral.

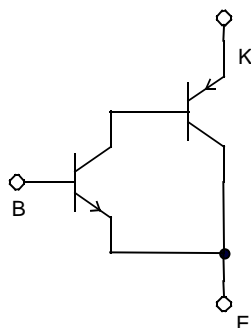
Vaatleme halvimat olukorda, kus diodid ei oma temperatuurikontakti lõpptransistoridega. Temperatuurimuutuse võtame võrdseks 30 kraadiga. Püsiva voolu korral baasiahelas viib see temperatuurimuutus 63 mV baasi-emitterpinge muutuseni ja takistitel R_3 ja R_4 20% pingete kasvuni (ca 20% suureneb rahuolukorra vool). Emittertakititeta võimendis suureneks antud situatsioonis rahuolukorra vool 10 korda (tuletagem jälle meelde, et I_c suureneb 10 korda 60 mV baasi-emitterpinge vähenemise korral).

Antud skeemi eeliseks on ka asjaolu, et rahuolukorravoolu reguleerimine seadetakistiga võimaldab reguleerida ka signaalimoonutusi signaali nullnivoo piirkonnas.

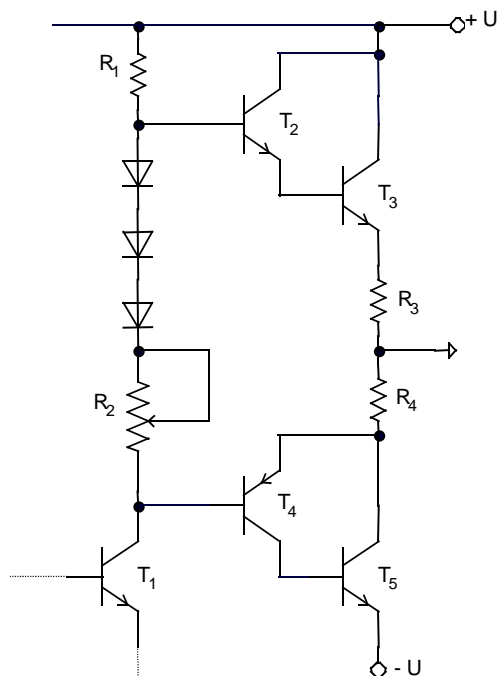
3.3.2 Liitransistor (Darlingtoni skeem)

Skeemis (joon. 3.3.6) töötavad transistorid kui üks transistor, mille vooluvõimendustegur β on võrdne mõlema transistori vooluvõimendustegurite korrutisega. Selline skeem leiab kasutust suurte väljundvoolude korral - näiteks toitestabilisaatorites. Suure vooluvõimenduse tõttu on sellel skeemil kalduvus kergesti küllastuda; selle vältimiseks täiendatakse skeemi teise transistori baasi ja emitteri vahele lülitatud takistusega. Oluline on, et transistori lekkevoolud (nanoA väikesevõimsuselistel transistoridel ja sajad mikroamprid suuremavõimsuselistel) ei põhjustaks takistil diodi päripingest suuremat pingelangu. Nii on selle takisti suurusks kiloomidest kuni sadade oomideni. Tööstuses toodetakse ka valmis Darlingtoni skeeme - näiteks 2N6285, mille vooluvõimendustegur on 10A väljundvoolu korral 4000.

Sarnane Darlingtoni skeemile on Sziklai skeem (joon. 3.3.7), mis töötab antud lülituses kui suure vooluvõimendusteguriga npn transistor. Ka siin soovitatakse lülitada lõpptransistori baasi-emitteri vahele takisti. Seda skeemi kasutatakse tihti helisagedusvõimendite lõppastmetes, saades nii skeemi samajuhtivustega lõpptransistoridega (joon. 3.3.8).



Joon. 3.3.7

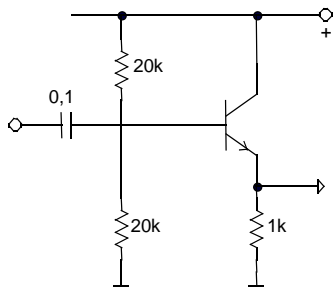


Joon. 3.3.8

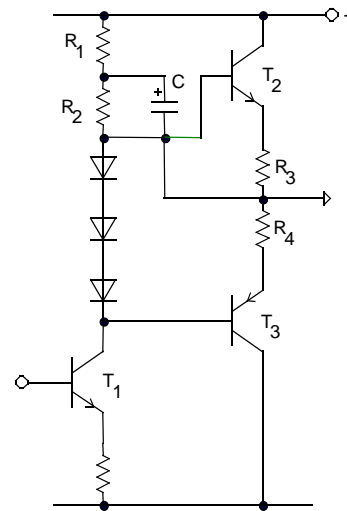
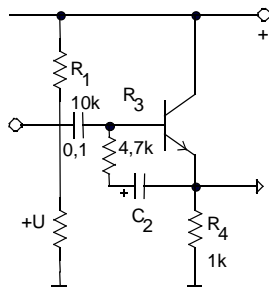
3.3.3 Jälgiv sidestus

Transistorile eelpinge andmiseks valitakse vastava pingejaguri takistid selliselt, et pingejaguri pinge oleks jäik ja ei sõltuks transistori baasivoolust - st paralleelselt võetuna nende takistite takistus on tunduvalt väiksem kui transistori sisendtakistus. Sellisel korral aga astme sisendtakistus on määratud

pingejaguri takistusega (vahelduvsignaali suhtes jaguri takistite paralleellülituses) - ja astme sisendtakistus on seega väiksem kui oleks olnud võimalik saavutada ainult transistori sisendtakistusega. Vastav näide on toodud joonisel 3.3.9. Emitterkordaja sisendtakistus tervikuna on ca 9 kiloomi, sellest pingejagurile langeb 10 kiloomi, seega sisentakistus emitterkordaja kohta ebaratsionaalselt väike. Sisendtakistust võimaldab tõsta nn jälgiv sidestus (joon. 3.3.10). EElpinge annavad transistorile takistid R_1 , R_2 ja R_3 . Kondensaatori C_2 takistus peab olema signaalisagedustel palju väiksem kui eelpingetakistite takistused. Alalispinge režiimi suhtes pole oluliselt midagi



Joon. 3.3.10



Joon. 3.3.11

muutunud. Nagu ennegi, tagamaks piisavat stabiilsust, on pingejaguri takistus baasi suhtes madalaloomiline (ca 9,7 kiloomi) võrreldes baasi takistusega (ca 100 kiloomi). Signaalisagedusel aga astme sisendtakistus ei võrdu takistusega alalisvoolu suhtes. Vahelduv sisendsignaali tekitab emitteril peaaegu samasuure vahelduvsignaali -

Üle takisti R_3 voolava voolu juurdekasv

ja nii saame, et sisendtakistus

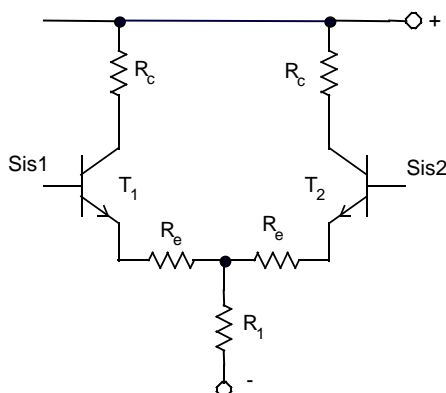
Täpsemaks analüüsiks tuleks seostesse asetada tegelik baasi ja emitterpingete vaherkord ja saame tulemuseks muidugi lõpliku takistuse. Kuid nii või teisiti - astme sisendtakistus vahelduvsignaali kujuneb väga kõrgeks. Sisuliselt saame pinge muutused takisti mõlemis otstes peaaegu ühesugused - mis tähendabki väikest voolu läbi takisti ja seega kõrget sisendtakistust.

Jälgivsüsteemi põhimõtet võib kasutada ka mujal, näiteks kollektorkoormustakistuse suurendamiseks - seega transistorastme võimendusteguri suurendamiseks (joon. 3.3.11). Kondensaator C annab esimese transistori kollektorahelasse väljundist samas faasis pinge. Selle tõttu on takisti R_2 vaadeldav kui vooluallikas, transistori võimendustegur suureneb dünaamilise koormuse suurenemise tõttu.

3.3.4 Diferentsiaalvõimendid

Siin on tegemist kahe sisendiga võimendiga, kus võimendatakse sisendpingete vahet (erinevust)-diferentsiaalset signaali. Kui pinge sisenditel muutub üheaegselt ühepalju, siis sellist pingemuutust ideaalne diferentsiaalvõimendi üle ei kannaks. Sellist sisendi pingemuutust nimetatakse sünfaasaks signaaliks. Selline signaal indutseeritakse sisendis näiteks elektrivõrgu poolt pikkade sisendjuhtmete korral; mida rohkem seda signaali maha surutakse, seda parem on diferentsiaalvõimendi sünfaasiga signaali (häire) mahasurumise tegur (SSMT). Viimane määratakse väljundis kui diferentsiaalse (kasuliku) signaali suhe sünfaasiga signaali mõlemate võrdsete amplituudide korral sisendis - tavaliselt detsibellides. Vajadus selliste võimendite järele tekib näiteks impulsssignaalide edastamisel üle pikkade liinide, raadiosignaalide edastusel sümmeetrilise liiniga, nõrkade signaalide mõõtmise korral - näiteks elektrokardiogrammide registreerimisel (viimasel juhul toimub mõõtmine tavaliselt mitu suurusjärku kõrgema võrgufooni taustal). Diferentsiaalvõimendi on aluseks nn operatsioonvõimendite juures.

Vaatleme diferentsiaalvõimendi klassikalist transistorvarianti (joon. 3.3.12). Väljundsignaal võetakse siin ühe transistori



Joon. 3.3.12

kollektorist. Seadet võib nimetada ka sümmeetrilise signaali muundajaks ebasümmeetriliseks, samuti ühepoolarse väljundsignaaliga või vahevõimendiks. Väljundis saadavat ebasümmeetrilist signaali on mugav edasi töödelda juba meile tuttavate skeemidega - kordajate, võimenditega jms. Kui edasiseks töötamiseks on vajalik sümmeetriline signaal, siis võetakse see mõlema transistori kollektoritelt.

Arvutame selle astme võimendusteguri. Tähistame sümmeetrilise sisendsignaali U_{sis} . Seega suureneb siis näiteks sisendi 1 pinge sisendi 2 suhtes U_{sis} võrra. Niikaua kuni säilib transistoride aktiivrežiim (eeldame siin väikeste signaalide režiimi), on potentsiaal punktis A fikseeritud (sümmeetrilise signaali korral - niipalju kui ühe transistori vool väheneb, teise transistori vool suureneb, vool läbi takistuse R_1 ei muutu). Võimendustegur määratakse nagu varemgi, eeldades siin vaid seda, et sisendsignaal on antud ükskõik kumba transistori baas-emittervahemikku kahekordsena. Saame

$$K_{dif} = R_c / 2(r_e + R_e).$$

Takistus R_e on tavaliselt alla 100 oomi, tihti puududes üldse. Seega võimendatakse diferentsiaalpinget mitusada korda.

Avaldame nüüd võimendusteguri sümmeetrilise signaali suhtes. Arvestades, et läbi emittertakistuse R_1 voolavad mõlemi transistori emittervoolud, saame

$$K_{sinf} = -R_c / (2R_1 + r_e).$$

Siin ei ole arvestatud väikest transistorisest takistust r_e , kuna R_1 on tavaliselt suhteliselt suur (mõned kiloomid). Tegelikult ei pruugiks arvestada ka takistust R_e . Seega sümmeetrilise signaali mahasurumisteguriks tuleb

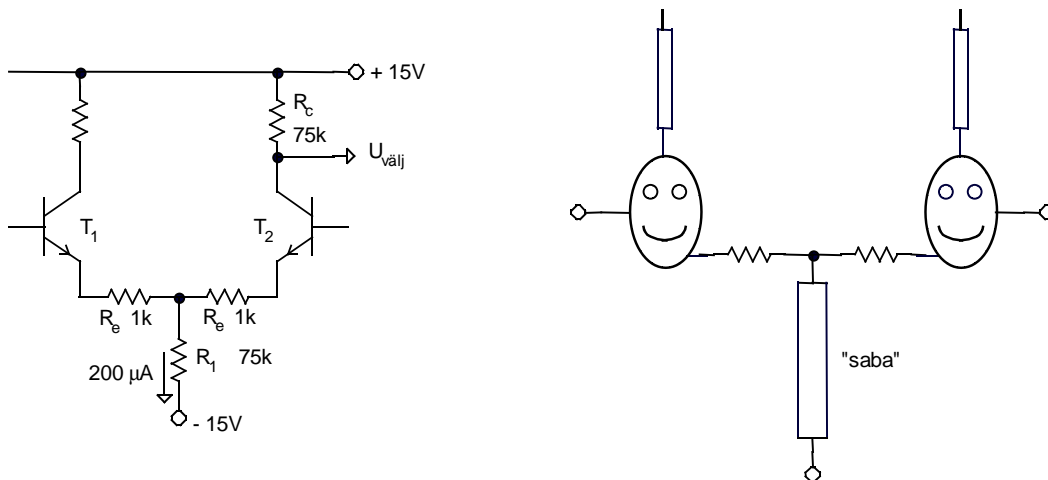
$$SSMT \cong R_1 / (r_e + R_e).$$

Vaatleme tüüpilisi diferentsiaalvõimendi parameetreid (joon. 3.3.13). Kollektortakisti R_c takistus valitakse nii, et transistori kollektorvool rahuolukorras oleks 100 mikroamprit. Maksimaalse dünaamilise diapasooni saavutamiseks valitakse kollektorpingeks pool toitepinget. Transistoris T1 kollektortakisti puudub, kuna väljunsignaali võetakse teise transistori kollektorilt. Takisti R_1 valitakse kaalutlusest, et emittervoolude koguväärtus oleks 200 mikroamprit ja jaguneks nullise diferentsiaal-sisendsignaali korral võrdselt mõlemi transistori vahel. Selle võimendi võimendustegur diferentsiaalse signaali suhtes on 30, sünfaase signaali suhtes 0,5. Võimenduse suurendamiseks võib takistid R_e ära jätta, saades võimendusteguriks 150, kuid sisendtakistus langeb siis 250 kiloomilt 50 kiloomini. Kui on vajadus kõrgeoomilise sisendi järele, kasutatakse skeemi Darlingtoni lülituses transistoridega. Nii saavutatakse sisendtakistuse suurusjärguks megaomid.

Tuletagem meelde, et poole toitepingega kollektorpinge korral astme pingevõimendustegur võrdus

$$20U_{toide},$$

kus U_{toide} on voltides. Diferentsiaalvõimendis on maksimaalne diferentsiaalvõimendus kaks korda väiksem ($R_e = 0$ korral), olles seega arvuliselt võrdne kollektorpingega või pingelanguga kollektortakistil. Seega sümmeetrilise signaali mahasurumistegur on arvuliselt võrdne 20 kordse pingelanguga takistil R_1 . Raamatu Skeemitehnika kunst autorid Horowitz ja Hill pakuvad välja diferentsiaalvõimendi omaduste illustratsiooni järgneval kujul (joon. 3.3.14). Selle järgi on võimendi vaadeldav "pikasabalise

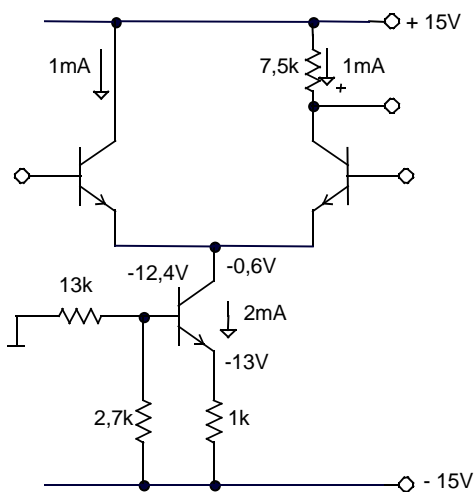


Joon. 3.3.14

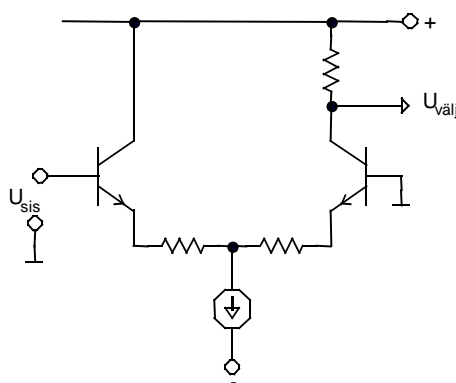
paarina", kus takisti pikkus väljendab takistuse suurust. Saba pikkus määrab sünfaasse signaali mahasurumisteguri (SSMT), väikesed emitteritevahelised takistid aga võimendi võimendusteguri diferentsiaalse signaali suhtes. Niisiis - mida suurem on "saba" takistus, seda suurem on SSMT.

Vooluallikas diferentsiaalskeemis

Loogiliseks diferentsiaalskeemi edasiarenduseks on vooluallika kasutamine selleks, et suurendada dünaamilist takistust. Asendades takisti R_1 vooluallikaga, saame tunduvalt kõrgema sümmeetrilise signaali mahasurumisteguri (joon. 3.3.15), ideaalse vooluallika



Joon. 3.3.15



Joon. 3.3.16

korral oleks sümmeetrilise signaali võimendustegur null (siin oleks sobiv endamisi arutleda, miks).

Toodud näites, kus kasutatakse transistorpaari LM 394 ja vooluallikat 2N5963, saadakse $SSMT = 100\,000$, mis teeb 100 dB. Sisendsignaali diapasoone on piiratud -12V ja +7V nivoodega, milledest alumine piir on määratud voolugeneraatori tööpingega, ülemine aga pingega kollektorvoolu rahuolukorras. Skeemis tuleb muidugi tagada baaside eelpingestus alalisvoolu järgi, mis lihtsamal juhul tähendab baaside ühendamist maaga üle baasitakistite.

Diferentsiaalvõimendi ebasümmeetrilise sisendiga

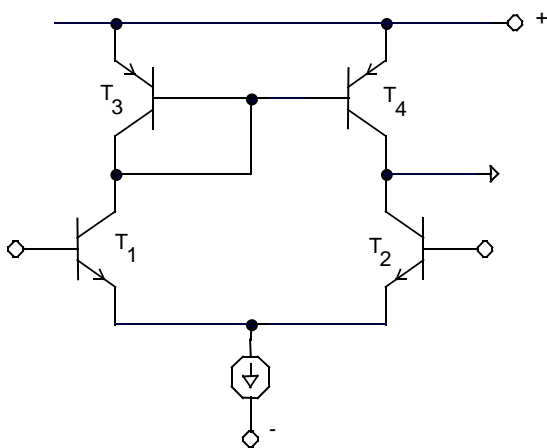
Diferentsiaalvõimendi võib edukalt töötada ka ebasümmeetrilise sisendsignaali võimendina. Selleks tuleks tema üks sisend maandada, teise aga anda sisendsignaali suhtes (joon. 3.3.16).

Transistoride paar kompenseerib temperatuuri mõju eelpingetele, tagab skeemi tasakaalu. See tähendab, et baasipinge muutus ei võimendata üles diferentsiaalpinge kohta kehtiva võimendusteguriga K_{dif} , vaid võimendatakse teguriga $K_{sümf}$, millise võib viia peaaegu nulliks. Ka ei pruugi arvestada sisendis 0,6 voldise baasi emitterpinge nihkega nagu tavalistes ebasümmeetriliste skeemide sisendites. Sisuliselt sellise alalisvooluvõimendi kvaliteet sõltub transistoride paari ühtlusastmest. Nii näiteks sobitatud transistoride paari MAT-01 baasi-emitterpinge triiv on 0,15 mikrovolti/kraad Celsiusele või ajalise parameetriga 0,2 mikrovolti ühe kuu vältel.

Sõltuvalt sellest, milline sisend on võimendil maandatud, saame kas signaali inverteeriva või mitteinverteeriva võimendi; käesoleval joonisel on maandatud inverteeriv sisend. Seega saame mitteinverteeriva võimendi - väljundsignaal on samas faasis sisendsignaaliga.

Voolupeegli kasutamine võimendusteguri tõstmiseks

Kasutades diferentsiaalvõimendi koormusena voolupeeglit, saame tunduvalt kõrgema dünaamilise koormustakistuse - seega ka tunduvalt suurema võimendusteguri (joon. 3.3.17). Transistorid T_1 ja T_2



Joon. 3.3.17

moodustavad koos emitterahela voolugeneraatoriga diferentsiaalpaari. Transistorid T_1 ja T_2 aga

moodustavad voolupeeglitena kollektorahelate koormused. Nii on võimalik saada võimendustegureid üle 5000 (koormuseta olukorras).

Diferentsiaalvõimendi vastasfaasis väljundsignaalidega

Võttes väljundsignaalid mõlemi transistori kollektoritelt, saame võrdsete amplituudidega, kuid vastasfaasis signaalid. Sellist võimalust kasutatakse näiteks mitmeastmelistes diferentsiaalvõimendites tagamaks suuremat diferentsiaalset võimendustegurit ja suuremat SSMT - it.

Diferentsiaalvõimendi komparaatorina

Komparaator on seade, mis võrdleb sisendsignaale omavahel - näiteks võrreldakse ühe sisendi signaali teise sisendi nn lävepinge suhtes. Komparaatorid leiavad laialdast kasutust erinevates automaatlülitustes - näiteks valgustuse sisselülituseks, termostaadi temperatuurikontrolliks⁷. Komparaatorid töötavad tavaliselt digitaalse väljundsignaaliga reziimis - vastavalt sisendsignaali nivoole on lõpptransistor kas küllastuses või sulgunud.

3.4 Milleri (Mülleri) efekt

Teatavasti piirab mahtuvus skeemis pinge muutuse kiirust, kuna on olemas lõplikud skeemielementide takistused ja neid läbivad voolud. Kui laetakse ümber mahtuvust lõpliku takistusega signaallikast, siis tema laeng muutub eksponentsiaalse seaduspärasuse järgi, ajakonstandiga RC. Kui aga mahtuvust laetakse ideaalsest vooluallikast, saadakse kondensaatorilt võetav signaal muutub lineaarse seaduspärasuse järgi. Skeemi töö kiirendamise üldiseks soovitusena on signaallikka takistuse ja koormuse mahtuvuse vähendamine ning tüürvoolu suurendamine. Siin ilmnevad teatud iseärasused aktiivemendi sisendmahtuvusega, milliseid püüamegi lähemalt vaadelda.

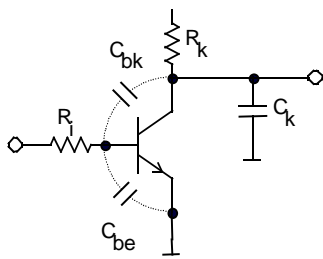
Joonisel 3.4.1 on näidatud transistori siirevahelised mahtuvused. Väljundmahtuvus moodustab väljundtakistusega R_k RC ahela (takistus R_k moodustub kollektori takistusest ja koormustakistusest, mahtuvus C_k aga siirde ja koormuse mahtuvustest). Sellega seoses ilmneb signaali langus alates sagedustest

Analoogselt saab avaldada ka sisendmahtuvuse ja signaallikka takistuse R_i mõju.

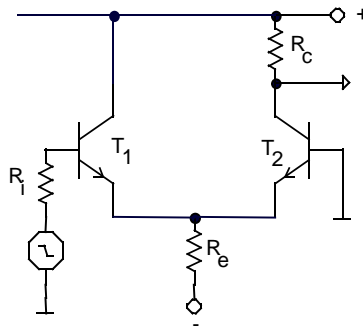
⁷ Katsume harjuda sõna kontroll laiema tähendusega - nii nagu seda kasutatakse ingliskeelses kirjanduses. Sõna control tähendab seal mitte kontrolli, vaid juhtimist (millega küll tihti kaasneb ka vastavate parameetrite kontroll kitsamas mõttes).

Baasi ja kollektori vahelise mahtuvuse mõju avaldub aga teisiti. Võimendil on oma võimendustegur K_u . Seega, väikene sisendsignaali annab kollektoril K_u korda suurema signaali, pealegi veel invertteeritud kujul. Siit tulenevalt on baasi- kollektori vaheline mahtuvus signaali allika suhtes $K_u + 1$ korda suurem kui see mahtuvus oleks lülitatud baasi ja maa vahele. Seega see tagasisidemahtuvus käitub nagu mahtuvus $C_{kb}(K_u + 1)$, lülitatuna baasi ja maa vahele. Sellist mahtuvuse suurenemist nimetataksegi Milleri efektiks. Siit tulenevalt ilmneb sisendmahtuvuse märgatav kasv - nii näiteks tüüpiline 4 pF baasi-kollektorsirde mahtuvus annab sisendis tihti mõnesaja pikofaradilise mahtuvuskomponendi. Selline mahtuvus aga vähendab astme töökiirust juba üsna palju.

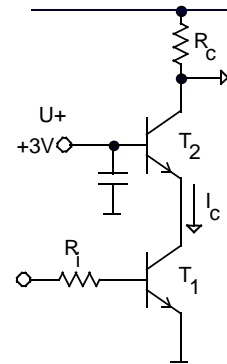
Milleri efekti vähendamiseks on rida meetodeid. Nii näiteks ühise baasiga astmes puudub see efekt täielikult (baas on maandatud). Efekti mõju vähendamiseks saab signaali allika takistust vähendada, andes ÜE astmele signaali emitterkordajalt. Kasutatakse ka vastavaid skeemilisi võtteid (joon. 3.4.2 ja 3.4.3). Neist



Joon. 3.4.2



Joon. 3.4.3



esimeses kasutatakse diferentsiaalvõimendit, mille esimeses astmes puudub kollektortakisti - siin Milleri efekt puudub; esimene aste on vaadeldav emitterkordajana. Teises kasutatakse transistoride kaskoodlülitust, kus transistori T_2 ülesandeks on vältida esimese transistori kollektorpinge muutusi (vahelduvpinget) - seega vältida Milleri efekti. Pinge $U+$ ülesandeks on hoida esimese transistori kollektorpinge töörežiimi aktiivosas.

3.5 Väljatransistoridest

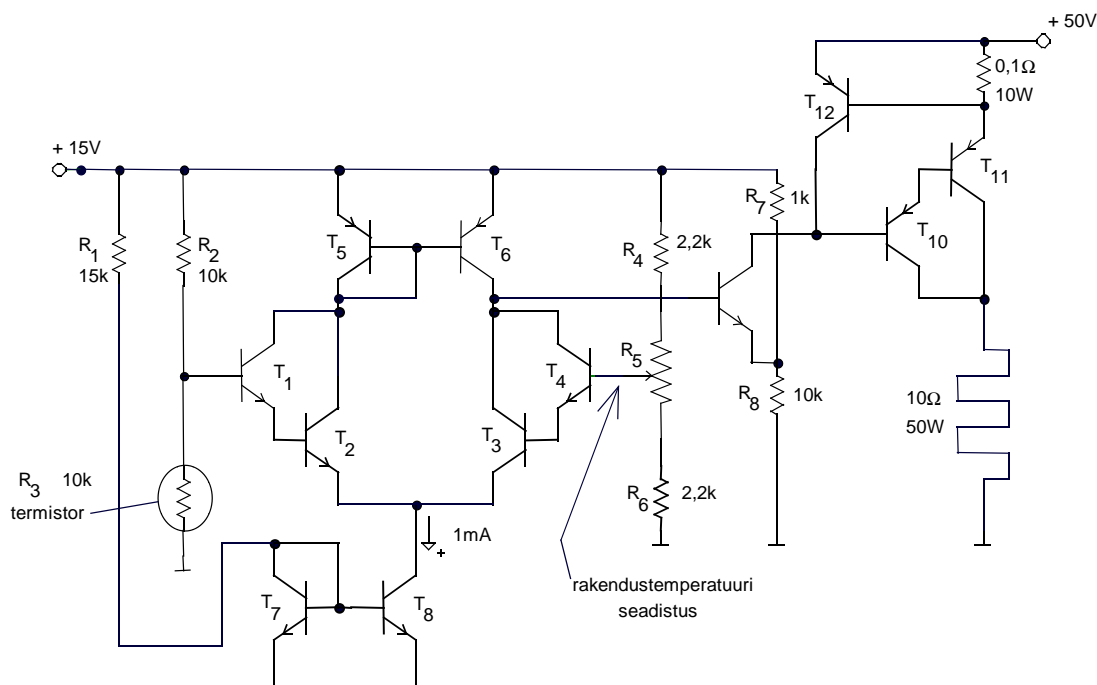
Teatavasti on väljatransistor samuti nagu bipolaarne transistor kolmeelektroodiline seade. Väljatransistori ühiseks elektroodiks on tavaliselt läte (source), tüürelektroodiks pais (gate) ja väljundelektroodiks neel (drain). põhiline erinevus bipolaarsetest transistoridest on teatavasti tüürvoolu puudumine; viimane on vaid väga väikese lekkevooluna, olles suurusjärgus kui mõned pikoamprid. See võimaldab koostada väga kõrgeoomiliste sisendtakistustega skeme. Samuti on väljatransistorid kasutusel suurte väljundvõimsuste tagamiseks nii madalatel kui ka väga kõrgetel sagedustel (sajad mega- kuni gigahertsid).

Meie pöördume konkreetsete väljatransistorskeemide juurde mõnevõrra hiljem.

3.6 Mõned näited rakenduslikest skeemidest.

3.6.1 Termoregulaator

Termoregulaatoris (joon. 3.6.1) kasutatakse andurina

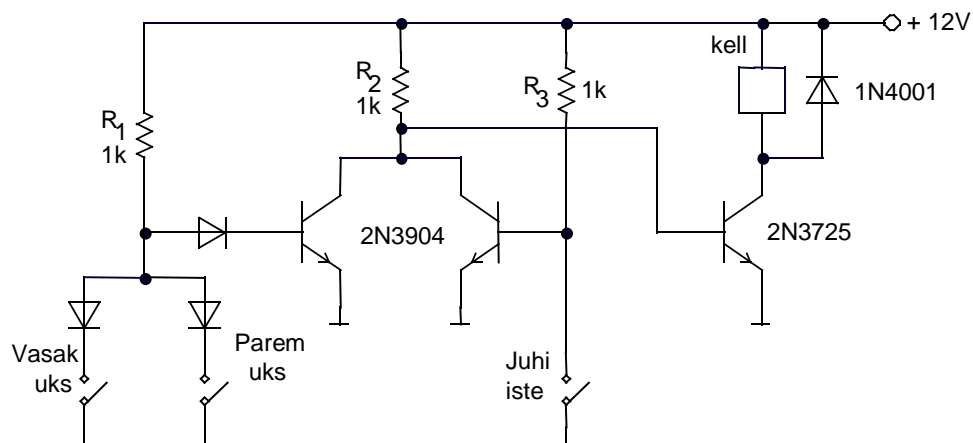


Joon. 3.6.1

termistori. Kasutatav diferentsiaalskeem võrdleb takistitel R_4 ... R_6 moodustatud etalonallika pinget termistorile langeva pingega. Märkime siin, et kuna mõlemad pinged võetakse ühisest toiteallikast ja võrreldakse nende vahet, siis saadud tulemus ei sõltu toiteallika pingemuutustest. Siin tekkis elektrotehnikast tuttav Wheatstone'i sild. Transistorid T_5 ja T_6 moodustavad voluopeglid ja on diferentsiaalpaari aktiivseteks koormusteks, võimaldades saavutada suurt võimendustegurit. Voolupegel transistoridel T_7 ja T_8 annab diferentsiaalpaarile emitterivoolud. Transistor T_9 võrdleb diferentsiaalvõimendi väljundpinget etteantud oma emitteris oleva pingega ja viib liittransistori küllastusse ja kütteelemendi voolu alla - ja seda juhul, kui termistori temperatuur on madalam etteantust. Transistor T_{12} rakendub töösse kaitsetransistorina, kui väljundvool ületab 6A.

3.6.2 Loogikaskeem transistoridel ja diodidel

Antud skeem (joon. 3.6.2) reageerib signaaliga siis, kui auto



Joon. 3.6.2

üks udest on lahti ja juht on roolis. Ukse lahtiolekule vastab vastava uksekontakti (lüüti) sulgeasend (kontaktid koos), juhi roolis olekule vastab lüüti L_3 sulgeasend. Signaal tekib, kui mõlemad transistorid diferentsiaalpaaris on suletud olekus. Jätame selle skeemi töö edasise analüüsi iseseisvaks ülesandeks.

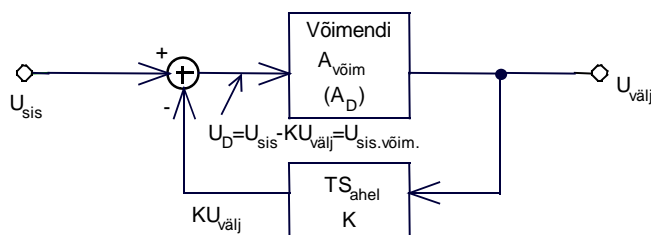
4. VÕIMENDID

4.1 Tagasiside üldpõhimõtted

Tagasiside rakendused on tunduvalt laiemad kui rakendused tehnikavaldkonnas. Tagasisidestatud reguleersüsteemides võrreldakse väljundsignaali etteantuga ja selle tulemusest sõltuvalt korrigeeritakse süsteemi automaatselt. Reguleersüsteemiks ei pruugi olla ainult tehniline süsteem, siia alla kuuluvad paljud valdkonnad - kasvõi näiteks bioloogilised süsteemid. Võimendites on väljundsignaal sisendsignaali kordne, seega tagasisidestatud võimendites võrreldakse sisendsignaali teatud osaga väljundsignaalist.

Negatiivne tagasiside on sisuliselt osa väljundsignaali tagasikandmine sisendisse, millega vähendatakse, surutakse maha osa sisendsignaalist. Esialgu tundub see rumala ideena, tänu millele saavutatakse vaid võimendusteguri vähenemine. Kui Harold Black andis 1928 aastal sisse patendiavalduse negatiivse tagasiside kohta, vaadati tema peale kui igavese jõuallika leiutajale (IEEE Spectrum dets., 1977). Tõepoolest vähendab negatiivne tagasiside võimendustegurit, kuid ühtlasi parendab ta võimendi sageduskäiku, vähendab mittelineaarmoonutusi, tagavad suure võimendusteguriga võimendi kontrollitava töörežiimi. Suure võimendi võimendusteguri korral sõltub võimendi töö põhiliselt tagasisideahela parameetritest - mitte aga niivõrd võimendustegurist endast. Tänu sellele ongi saavutatav võimendi töösageduse tunduvalt laienemine, kuna suure võimendusteguriga võimendi võimenduse langus näiteks kõrgematel sagedustel ei mõjuta tagasisidestatud võimendi sageduskäiku eriti oluliselt.

Vaatleme tagasisidestatud võimendi struktuurskeemi (joon. 4.1.1). Olgu tagasisidestamata võimendi ülekanne (võimendustegur)



Joon. 4.1.1

$A_{võim}$ ⁸, tagasiside ahela ülekanne K. Oletame, et sisendsignaali muutub nullist kuni väärtuseni U_{sis} . Alguses on väljundsignaal $U_{välj}$ samuti võrdne nulliga, samuti ka tagasiantav signaal $KU_{välj}$ võrdub

⁸ $A_{võim}$. On võimendi diferentsiaalse signaali võimendustegur (A_D), (ilma tagasisideta);

nulliga. Seega võimendi sisendisse sisseantav signaal on $U_{\text{sis.võim}} = U_{\text{sis}}$. Suure võimenduse $A_{\text{võim}}$ tõttu väljundpinge $U_{\text{välj}}$ kasvab kiirelt teatud väärtuseni; koos sellega aga kasvab pinge $KU_{\text{välj}}$. See viib võimendi sisendisse rakendatud pinge $U_{\text{sis.võim}}^9$ vähenemisele. See ongi negatiivse tagasisidele omane, et sisendisse antakse tagasi algsele sisendsignaalile vastupidise märgiga (faasiga, amplituudiga). Sellisele olukorrale vastab võimendi stabiilne olek, saadakse väljundpinge

$$U_{\text{välj}} = A_{\text{võim}} U_{\text{sis.võim}} = A_{\text{võim}} (U_{\text{sis}} - KU_{\text{välj}}).$$

Lahendades selle võrrandi väljundpinge suhtes, saame tagasisidestatud võimendi võimenduseks:

$$A = U_{\text{välj}} / U_{\text{sis}} = A_{\text{võim}} / (1 + KA_{\text{võim}}).$$

Seejuures võrratuse $KA_{\text{võim}} \gg 1$ täitumise korral saamegi võimendusteguriks

$$A \approx 1/K.$$

Siit saadaksegi, et tagasisidestatud võimendi võimendustegur võimendi suure võimendusteguri korral määratakse tagasisidestusahela ülekandega ega sõltu olulisel määral võimendi enda parameetritest. Lihtsaimal juhul moodustatakse tagasiside ahel takistitest pingejagurina, mille stabiilsust on suhteliselt lihtne tagada. Nii saadaksegi, et tagasisidestatud võimendi võimendustegur on pöördvõrdeline tagasisideahela sumbuusega. Kasutades aga tagasisideahelas mittelineaarset elemente, saame mittelineaarsete ülekannetega võimendid, millised on kasutusel mitmesugustes funktsionaalsetes muundurites.

Nagu täpsest võimendusteguri valemist selgub, erineb ideaalne seos tegelikust ühest erineva suurusega

$$g = KA_{\text{võim}} \approx A_{\text{võim}} / A,$$

mida nimetatakse ringahela ülekandeks (võimenduseks). See termin on pärit automaatjuhtimise teooriast. Võimendi väljundpinge seadistub selliselt, et täidetakse ligikaudu $KU_{\text{välj}} \approx U_{\text{sis}}$; selle seadistuse täpsus sõltub ringahela võimendustegurist. Sarnast põhimõtet kasutatakse ka toiteahelate kompensatsioonstabilisaatorites - väljundsuuruse hoidmise täpsus ja seega ka stabiilsus sõltub samast parameetrist g .

Ringahela ülekannet saab selgitada järgmise näitega. Katkestame ringahela tagasisideahela sisendis ja anname sinna testsignaali U_t . Mõõdame nüüd pinge võimendi väljundis. Nagu jooniselt 4.1.1. selgub, saame selle väärtuseks

$U_{\text{välj}} = KA_{\text{võim}} U_t = g U_t$. Seega osutub testsignaali g korda

võimendatuks. Ringahela ülekannet saab määrata ka ahelat katkestamata. Anname sisendisse signaali ja mõõdame tagasiside väljundsignaali $KU_{\text{välj}}$ ja võimendi sisendsignaali $U_{\text{sis.võim}}$ suhte:

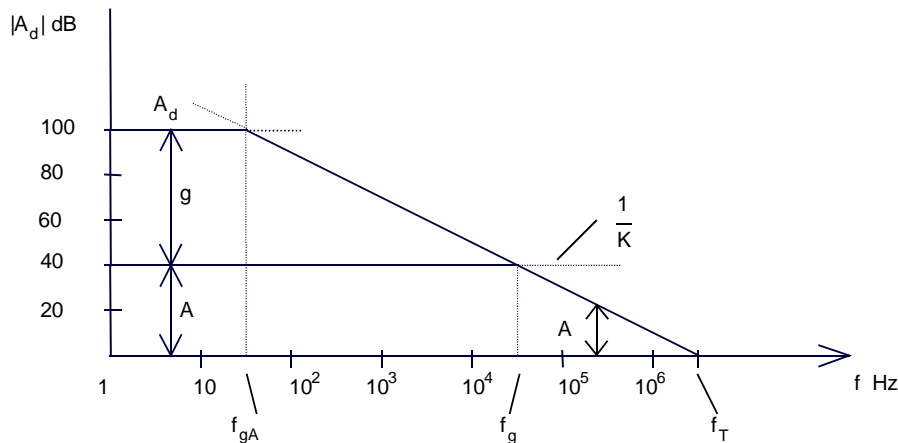
⁹ $U_{\text{sis.võim}} = U_D$

$$\frac{KU_{\text{välj}}}{U_{\text{sis.võim}}} = \frac{KU_{\text{välj}}}{U_{\text{välj}}/A_{\text{võim}}} = KA_{\text{võim}} = g.$$

Nüüd on vaja hinnata, kui palju tagasisidestatud võimendi võimendustegur erineb ideaalsest $A_{id} = 1/K$:

$$\frac{A_{id} - A}{A_{id}} = \frac{1/K - A_{\text{võim}}/(1 + KA_{\text{võim}})}{1/K} = \frac{1}{1 + g} \approx \frac{1}{g}.$$

Nagu öeldud, tagasisidestatud võimendi võimendustegur A ei sõltu oluliselt võimendi enda võimendustegurist tingimisel, kui kehtib $g \gg 1$. Seega ei täheldata tagasisidestatud võimendi amplituudsageduskarakteristiku langust seni, kuni see võrratus on kehtiv. Kuni on sageduse kasvades täidetud $|A_{\text{võim}}| \gg 1/K$, on tagasisidestatud võimendusteguri moodul $|A| \approx 1/K$. Kui aga $|A_{\text{võim}}| < 1/K$, saavutab üldine võimendustegur A lähedase väärtuse võimendi võimendusteguriga $A_{\text{võim}}$. Teguri A sageduskarakteristik on toodud joonisel 4.1.2.



Joon. 4.1.2

Sageduskarakteristiku piirsageduse määramiseks avaldame eelpooltoodud valemis võimendusteguri võimendi kompleksvõimendusteguri kaudu:

$$\dot{A} = \dot{A}_{\text{võim}} / (1 + K\dot{A}_{\text{võim}}) \approx \frac{1/K}{1 + jf / KA_{\text{võim}}f_{gA}}.$$