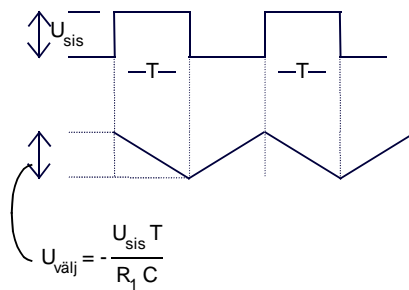


Joon. 4.3.4



Joon. 4.3.5

integraalile aja järgi. Väljundsignaal avaldub sisendsignaali aluse osa pindaalaga. Matemaatiliselt see tähendab

$$U_{\text{välj}} = k \int U_{\text{sis}} dt,$$

kus k on konstant.

Joonisel on toodud ideaalne integraator. Tänu inverteeriva sisendi virtuaalsele maale on vool takistil R_1 määratud suhtega U_{sis}/R_1 .

See vool peab läbima mahtuvuse C , mis kindlustabki väljundsignaali. Kuna kondensaatori pinge võrdub

$$U = \frac{1}{C} \int I dt,$$

saame väljundpinge kujul

$$U_{\text{välj}} = -\frac{1}{C} \int \frac{U_{\text{sis}}}{R_1} dt,$$

mis teisendatuna avaldub

$$U_{\text{välj}} = -\frac{1}{R_1 C} \int U_{\text{sis}} dt.$$

Saadud seos ei ole universaalne, ei kehti näiteks kompleksarvude integreerimisel. rakenduslikuma variandi saame lähteseosest, lähtudes kondensaatori laengust $Q = CU$. Kuna laeng võrdub voolu ja aja korrutisega, saame

$$IT = CU.$$

Asendades voolu suhtega U_{sis}/R_1 , pinge aga väljundpingega, saame joonisel toodud integraatori väljundpingeks

$$U_{\text{välj}} = -U_{\text{sis}} T / (R_1 C),$$

kus miinus märk viitab pinge inversioonile. Toodud valemit saab kasutada sisendsignaali lõikudega

aproksimeerimisel. Nii saadaksegi näiteks täisnurkpinge integreerimisel kolmnurkpinge (joon. 4.3.5).

Reaalses integraatoris peab arvestama integraatori sisendis olevat eelpinget (aliskomponenti), mis viib ideaalse integraatori väljundpinge pidevale kasvule kuni väljundi küllastumiseni. Alalispinge režiimi stabiilsuse tagamiseks tuleb kondensaator sillata takistiga (joon. 4.3.6A). Sellega on piiratud madalsagedusliku-, kaasaarvatud ka alalissignaali võimendus, olles nüüd piiratud suhtega R_2/R_1 . Selleks, et säiluks integreerimine etteantud sagedustel, peab olema täidetud nõue

$$R_2 \geq 1/(2\pi f_L C),$$

kus f_L on madalaim sagedus. Siin peab olema vähemalt kümnekordne varu. Takisti R_{eq} on nullinihke vähendamiseks, takisti peab võrduma R_1 ja R_2 paralleelühenduse takistusega.

Kõrgeoomilised skeemid on tundlikud häirete ja parasiitmahtuvuste suhtes. Seetõttu kasutatakse nullinihke kasvamise vältimiseks ka nullimisega integraatoreid või siis koostatakse skeem, milles saadakse kõrgeoomilisele tagasisidetakistile vastav efekt madalaoomiliste takistustega (joon. 4.3.6. B,C). Nii näiteks toodud madalaoomiline ahel on ekvivalentne 10 megaoomilisele tagasiside takistusega.

Diferentseeriv seade realiseerib teatavasti integreerimise pöördtehte (joon. 4.3.7). Vool, mis läbib kondensaatorit, avaldub seosega

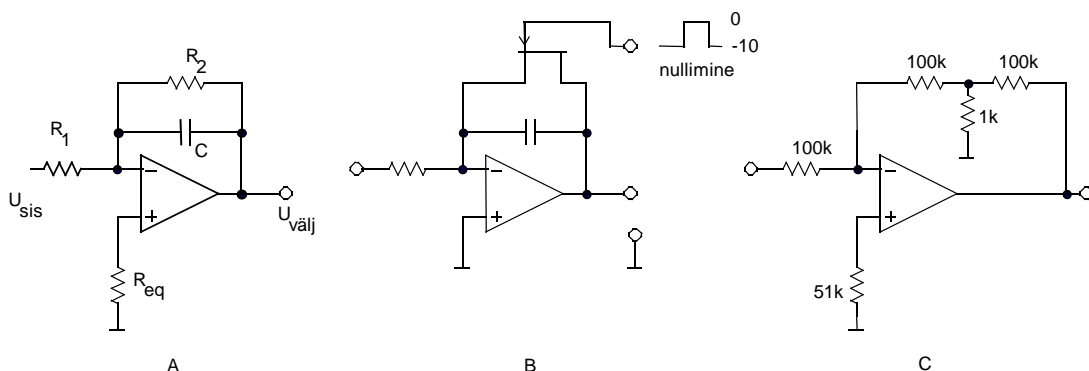
$$C \frac{dU_{sis}}{dt} \quad \text{tänu sellele, et '-' siseklemm on maa}$$

potentsiaaliga (virtuaalne maa).

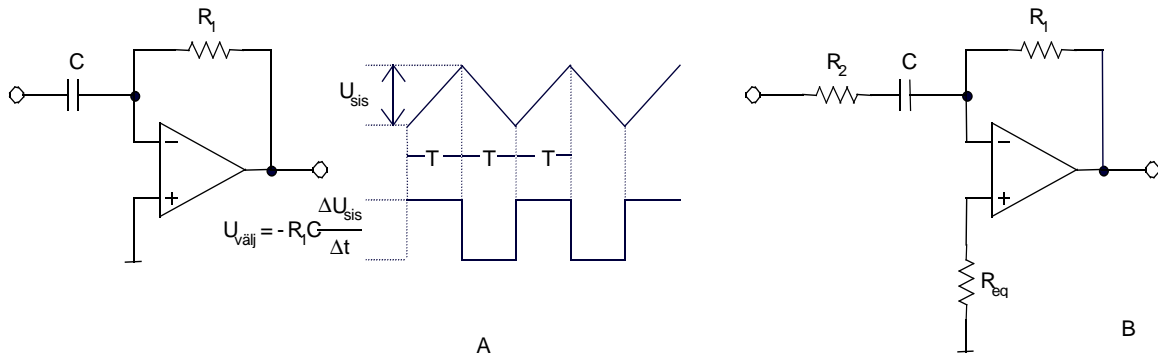
Kui sisendpinge muutub teatud vahemikus lineaarselt, väljundpinge avaldub

$$U_{välj} = -R_1 C \frac{dU_{sis}}{dt} = -R_1 C \frac{\Delta U_{sis}}{\Delta t}$$

Andes sisendisse kolmnurkpinge, saame väljundis nelinurkpinge - täpselt vastupidi eelmisele skeemile (joon. 4.3.8 A).



Joon. 4.3.6¹³



$$R_2 \leq \frac{1}{2\pi f_H C};$$

f_H – kõrgeim sagedus

Joon. 4.3.7

Joon. 4.3.8

Võimendustegur suureneb siin sageduse kasvades 6 dB oktaavile (vastupidi integraatorile, kus võimendus väheneb sama kiirelt). Seetõttu on antud skeem kõrgsagedusmüradele ja häiretele väga vastuvõtlik; selle vähendamiseks lülitatakse kondensaatoriga järjestikku lisatakistus R_2 (joon. 4.3.8B).

4.3.3 Vooluallikad OV-1

Unipolaarne vooluallikas (joon. 4.3.9) annab maa suhtes ühesuunalist voolu. Tänu negatiivsele tagasisidele on mõlemi sisendi suhtes nn virtuaalne maa. Tänu sellele saame vooluks

$$I_R = (U^+ - U_{sis})/R.$$

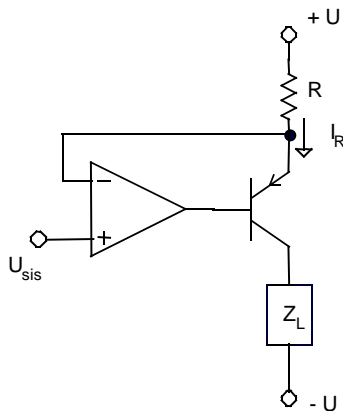
See vool suubub emitterisse ja on ka kollektoris. Täpsemalt võttes on kollektorvool siiski 1-? võrra väiksem. Asendades transistori Darlingtoni skeemiga saame seda erinevust tunduvalt vähendada.

¹³ Joon. 4.3.6 A NB! Täisn. Sign 1000Hz, 10V \Rightarrow kolmnurk 5V ampl-
ga. $C = 1\mu F$

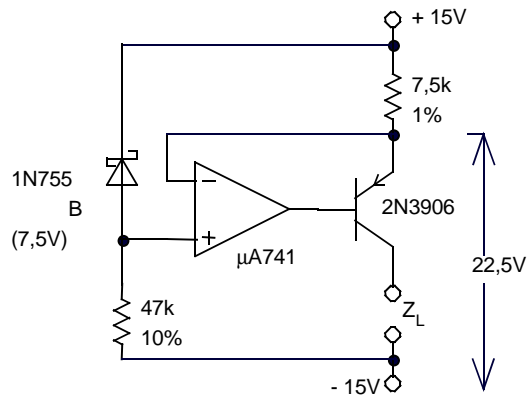
$R_1 = U_{sis} T / (U_{välj} C) = 10 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} / (5 \cdot 10^{-6}) = 1k\Omega$ (T määratakse 1000Hz sign-I poolperioodiga)

$R_2 \geq 1/2\pi f C \geq 1/(6,28 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6}) \geq 159\Omega$.

Võtame $R_2 = 10k\Omega \Rightarrow R_{eq} = 910\Omega$ ($R_{eq} = R_1 \parallel R_2$)



Joon. 4.3.9

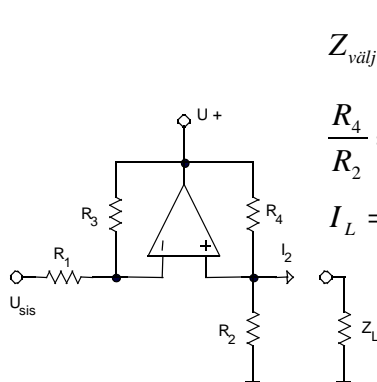


Joon. 4.3.10

Vaatleme vooluallika arvutusnäidet. Olgu vajalik allikas 1 mA voolu tagamiseks koormusel 10 kiloomi. Toiteallikas - ±15 volti.

Pinge stabiliseerimiseks takistil R (vt joon. 4.3.9) kasutame 7,5 voldist stabilitroni (joon. 4.3.10). See tagab 7,5 kiloomisel takistil ja ühtlasi ka koormuses 1 mA voolu. Selleks on vajalik toitepinge suurusega 22,5 V (30 V miinus pingelang stabilitronil, arvestamata transistori küllastuspinget). Seega, et toimiks voolu reguleerumine ei tohi koormus ületada 22,5V/1mA (22,5 kiloomi).

Bipolaarne vooluallikas (joon. 4.3.11) tagab maa suhtes nii

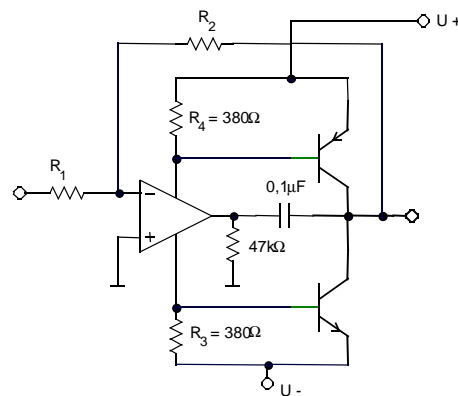


$$Z_{välj} = \frac{R_4}{R_4/R_2 - R_3/R_1}$$

$$\frac{R_4}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} \Rightarrow Z_{välj} = \infty$$

$$I_L = -U_{sis} R_3 / (R_1 R_4)$$

Joon. 4.3.11



Joon. 4.3.12

positiivse kui ka negatiivse suunaga voolu, mistõttu leiab kasutust vahelduvvoolu korral.

4.3.4 OV koormatavuse tõstmine

Teatavasti on OV väljundvõimsus piiratud - tavaliselt mõnede millivattidega. Väljundvõimsuse suurendamiseks võib kasutada joonisel 4.3.12 toodud lahendust. Skeem

kindlustab 30...30 mA voolu peaaegu toitepingega võrdse väljunpinge tippväärtuste korral. Skeemi töö tugineb toiteallikast tarbitava voolu suurenemisel vastava pingepolaarsuse korral. Nii näiteks negatiivse väljundsignaali korral kasvab negatiivsest pingepoolsest tarbitav vool. See tuleneb suuremast transistori T_1 baasiergutusest, mis siis tingibki suurema tarbitava voolu. Analoogselt käitub skeem positiivse poolpolaarsuse korral. Takistuste R_3 ja R_4 takistused arvutatakse eeldusest

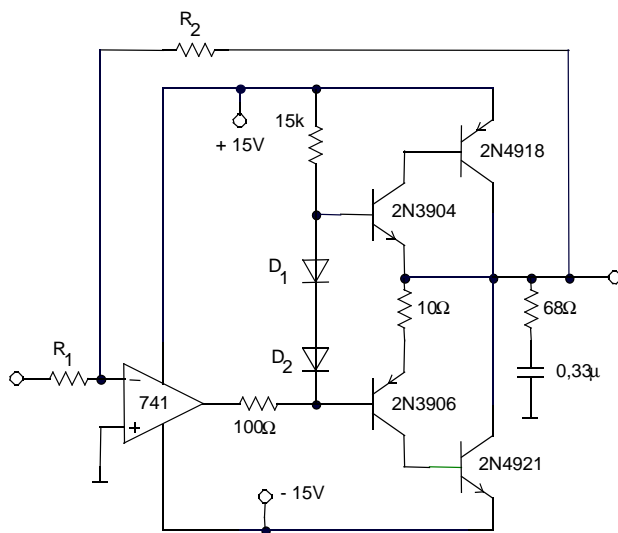
$$R_3 = R_4 = 0,6 / I_{toite}, \text{ olles OV 741 jaoks } 380 \text{ oomi.}$$

Skeemi puuduseks on surnud tsooni esinemine väikeste signaali amplituudide juures, kus mõlemad transistorid on suletud olekus.

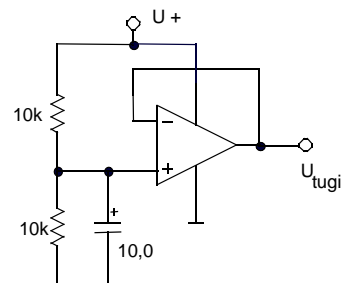
Parema lahendusena võib kasutada joonisel 4.3.13 toodud skeemi. Siin töötab väljundaste AB klassi režiimis; seega üleminekumoonutused puuduvad. Väljundist saadakse 2 vattist võimsust 8 oomisele koormusele; mittelineaar moonutuste tegur on alla 1%.

4.3.5 Ühepoolaarse toiteallika kasutamine

Enamus OV on loodud kasutamiseks sümmeetrilise toitega. Et toita skeemi ühepoolaarsest toiteallikast, tuleb luua kunstlik, toiteallika poolele pingele võrdne, maapunkt (nullise pingega tugipunkt, mille suhtes saab vaadelda toite ühte poolpinget positiivsena, teist poolpinget negatiivsena). Joonisel 4.3.14 on

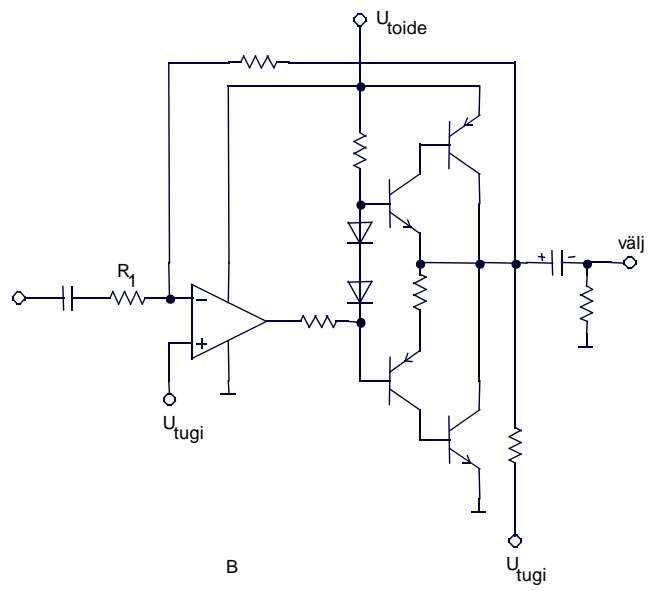
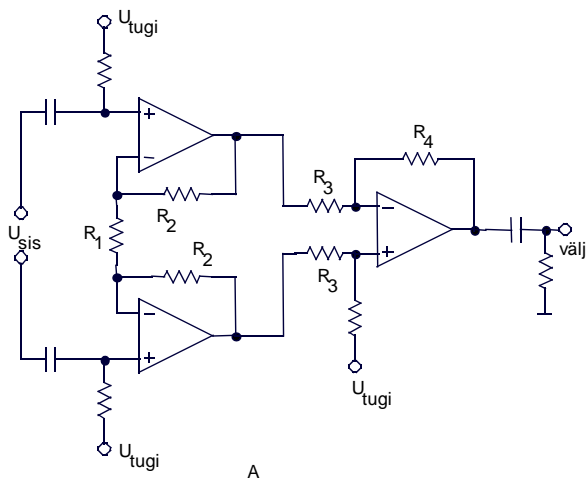
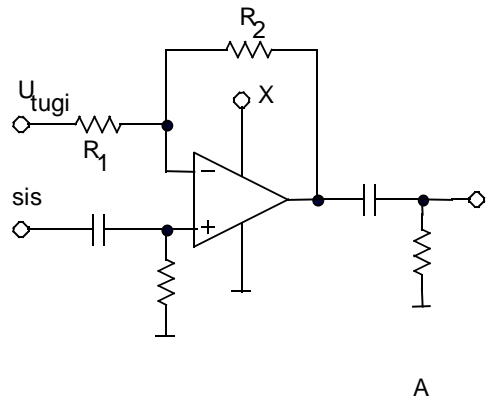
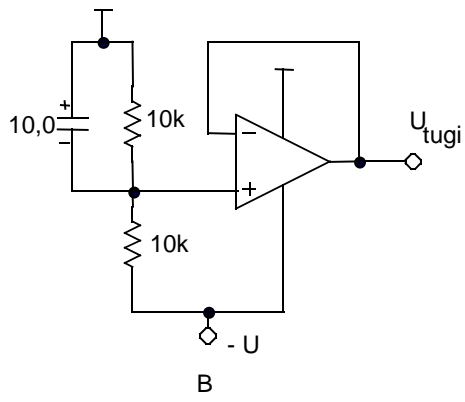


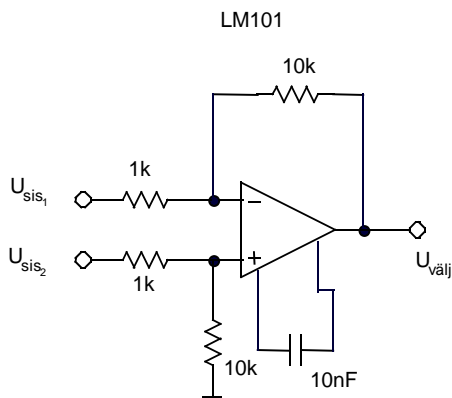
Joon. 4.3.13



Joon. 4.3.14

toodud esimesed näited selle tugipunkti loomiseks. Skeemide puuduseks on see, et sisendsignaal tuleb võimendi sisendist galvaaniliselt lahtisidestada. Järgnevalt on toodud selle põhimõtte konkreetseid rakendusi mitteinvertoriva võimendi, mõõtevõimendi ja suurendatud väljundvõimsusega võimendi realiseerimiseks (joon. 4.3.15). Siinjuures väike seletus mõõtevõimendi kohta. Tavaline diferentsiaalvõimendi (joon. 4.3.16) omab rida puudusi. Nii on tema





Joon. 4.3.15

Joon. 4.3.16

sisendtakistus, olles määratud sisendis olevate takistustega, suhteliselt madal. samuti on raskendatud võimendusteguri muutmine, kuna selleks tuleb muuta mitut takistit üheagselt. Tihti ei rahulda ka sünfasse häire mahasurumistegur. Neist puudustest vabanemiseks koostatakse võimendi sisendaste diferentsiaalse väljundiga. Skeemi võimendustegur määratakse seosega

$$A = \frac{U_{\text{välj}}}{U_{\text{sis}}} = [2(R_2/R_1) + 1](R_4/R_3),$$

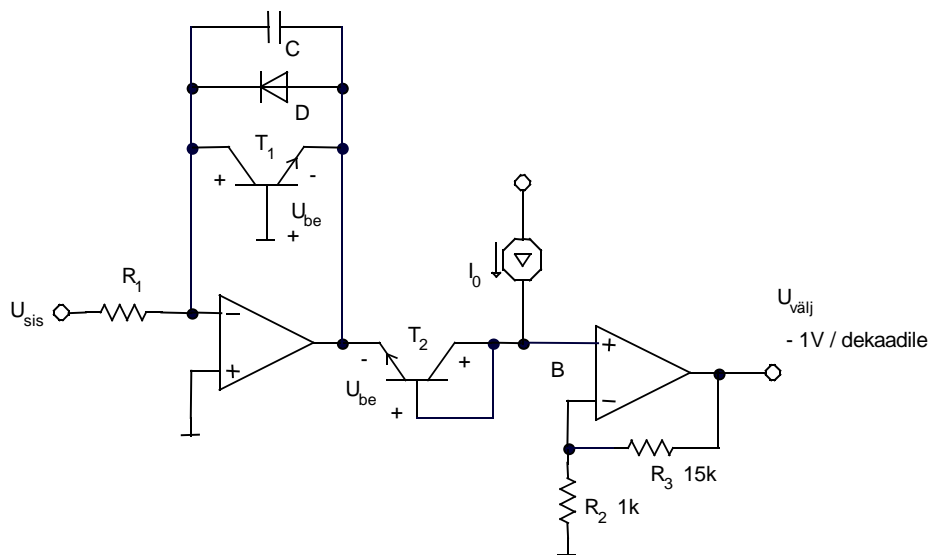
võttes aga $R_4 = R_3$, saame

$$A = \frac{U_{\text{välj}}}{U_{\text{sis}}} = 2(R_2/R_1) + 1.$$

Võimendust reguleeritakse siin takistiga R_1 . Alalispinge nihke minimeerimiseks tuleb kasutada madalaoomilisi takistusi või diferentsiaalvõimendite paari ühes korpuses.

4.3.6 Logaritmiline võimendi

Siin kasutatakse baasipinge logaritmilist sõltuvust kollektorvoolust, saades nii skeemi (joon. 4.3.17), kus



Joon. 4.3.17

väljundpinge on logaritmilises sõltuvuses positiivsest sisendpingest. Tänu inverteeriva sisendi maapotsiaalile muudab takisti sisendpinge vooluks. See vool, voolates läbi transistori T_1 , moodustab emitterpotentsiaali, milline on vastavalt Ebbers- Molle'i seadusele U_{be} võrra madalam maa potentsiaal. Transistor T_2 on temperatuurikompensatsiooniks. Vooluallikas annab ette sisendvoolu, milline on vajalik väljundpinge nulli tagamiseks. Teine OV on mitteinvertivas lülituses, võimendusteguriga 16 selleks, et väljundpinge muutuks $-1,0$ V suhtes sisendvoolu dekaadi võrra (pinge U_{be} suureneb 60 mV kollektorvoolu dekaadi suhtes).

Veel mõned täpsustused skeemi kohta. Kui ühendada transistori baas otse kollektoriga, tekib baasivoolust viga. Viga tekib, kuna baasi pinge on kollektorvooluga eksponentsiaalses sõltuvuses. Joonisel toodud skeemis tänu maandusele potentsiaali järgi (virtuaalsele maale) on pinge võrdne kollektorpingele, kuid baasivool viga ei tekita.

Transistoritena on soovitatav kasutada transistoride paari (näiteks LM394 või MAT-01). Toodud skeem tagab väljundpinge logaritmilise seose sisendvoolust vähemalt seitsme dekaadi ulatuses (1nA...10mA) tingimusel, et transistoridel on väikesed lekkevoolud ja OV - väike sisendnihkevool. Oluline on häälestada skeem võimalikult täpselt nulli. Seda seetõttu, et alumiste vooludiapasoonide juures sisendpinge on vaid mõned kümnendikud mikrovoldist. Parim on kasutada siin aktiivset vooluallikat, kuigi vooluallikana saab kasutada ka kõrgeoomilist takistit. Kondensaator on tagasisideahela sagedusstabilisatsiooniks, kuna võimendus määratakse tagasisideahelas oleva transistoriga. Diodid väldib transistori baas-emitterlabilöögi eest sisendpinge negatiivsete polaarsuste korral. See on vajalik, kuna transistor ei taga tagasidet positiivsete väljundpingete korral.

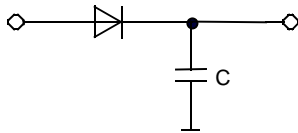
Võimendi temperatuurikompensatsioon tagatakse transistoriga T_2 . See kompenseerib temperatuurist tingitud pinge U_{be} muutused esimeses transistoris. Samas ei kompenseerita

baasipinge muutused kollektorvoolu muutuste korral.¹⁴

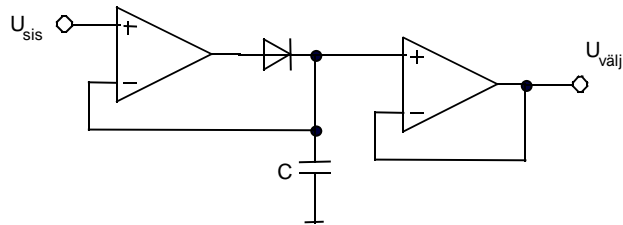
Tööstuses (näiteks Fairchild, National Semiconductor) väljastatakse ka integraalseid logaritmilisi muundureid valmiskujul.

4.3.7 Aktiivne tippdetektor

Tihti osutub vajalikuks määrata sisendsignaali maksimaalne amplituud. Lihtsaimaks lahenduseks oleks diodist ja mahtuvusest koosnev skeem (joon. 4.3.18). Siin ilmnevad aga tõsised puudused. Nii on sisendtakistus muutuv suurus, olles signaali tippväärtuse ajal väga väike. Tingituna diodi päripingelangust skeem ei ole tundlik alla 0,6 voldiste pingetele, suurematel pingetel aga annab süstemaatilise 0,6 voldise vea. Lisaks neile puudustele ilmneb ka diodi pingelangu sõltuvus temperatuurist ning teda läbivast voolust. Seega skeemi viga sõltub kaskkonna temperatuurist ning väljundpinge muutumise kiirusest ($I = C(dU/dt)$). Joonisel 4.3.19 on

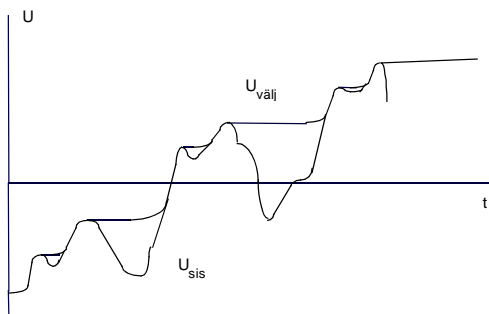


Joon. 4.3.18

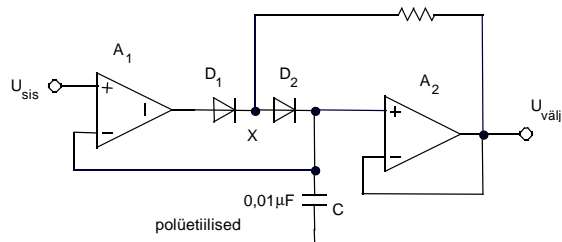


Joon. 4.3.19

näidatud parandatud skeemivariant. Kui võtta pinge tagasisideks kondensaatorilt, ei tekita diodi päripingelang mingeid probleeme. Joonisel 4.3.20 on toodud võimalikud sisend- ja väljundpingete



Joon. 4.3.20



Joon. 4.3.21

ostsillogrammid. Skeemil ilmnevad järgmised puudused: Sisendnihkevool tingib aeglase

¹⁴Täpsema käsitlemise järgi (vt L.M. Faulkenberry raamatut) saadakse $U_{välj} = K[\ln U_{sis} - \ln(R_1 I_{c2})]$, mistõttu tuleks tagada $R_1 I_{c2} = 1$.

kondensaatori tühjenemise (või laadimise) - seetõttu tuleks valida OV võimalikult väikese nihkevooluga. Samal põhjusel tuleb valida ka diodid väikese lekkevooluga.

Maksimaalne saavutatav OV väljundvool piirab pinge muutuse kiirust kondensaatoril - st piirab sisendpinge jälgimise kiirust. Seega kondensaatori valikul tuleb minna kompromissile laengu lekkekiiruse ja väljundpinge muutuste kiiruse vahel.

Vaatleme näiteks OV 741 rakendusjuhtu. 1 mikrofaradise kondensaatori korral saame laengu lekkekiiruseks $dU/dt = I_{nihe}/C = 0,08 \text{ V/mikrosekundis}$. See maksimaalkiirus on siiski tunduvalt väiksem kui OV pinge kasvamise kiirus $0,5 \text{ V/mikrosekundis}$, kuna viimane on piiratud maksimaalse 20 mA-se väljundvooluga, mis laadib 1 mikrofaradilist kondensaatorit. Kondensaatori vähendamise saab suurendada väljundpinge kasvukiirust suurema laengu lekkevoolu arvelt. Paremate parameetrite saavutamiseks tuleks valida näiteks OV LF355 nihkevooluga 30 pikoA ja väljundvooluga 20 mA. Võttes nüüd 0,01 mikrofaradise kondensaatori, saame laengu lekkekiiruse vaid $0,006 \text{ V/mikrosekundis}$, väljundpinge kasvukiiruseks aga $2 \text{ V/mikrosekundis}$. Väga väikeste sisendlekkevoolude juures võib mõjutama hakata juba diodi ja kondensaatori eneste lekkevoolud.

Tihti peale võib mõistliku skeemi väljatöötusega vähendada reaalsete skeemielementide puudustest tingitud piiranguid. Nii näiteks on võimalik ärastada diodi lekkevoolust tingitud mõju skeemi tööle. Vaatleme skeemi joonisel 4.3.21. Valides väikese nihkevooluga OV - näiteks 0,01 pA -sega, on vaja tähelepanu pöörata diodi lekkevoolu mõjule. Antud skeemis, nagu varasemaski, pinge kondensaatoril kordab sisendpinget selle suurenemisel. OV 1 laeb kondensaatorit üle mõlema diodi, OV 2 ei mõjuta seda laadimisprotsessi kuidagi. Kui sisendpinge muutub tippväärtusest väiksemaks, OV 1 läheb küllastusse, OV 2 aga hoiab pinget punktis X ja likvideerib täielikult diodist D_2 tingitud lekke. Väike lekkevool läbi diodi D_1 voolab üle takisti R_1 ja tekitab viimasel väga väikese pingelangu. Skeemon analoogne kõrgeoomiliste või väikesepingeliste kaitseskeemidele.

Teiseks võtteks skeemi töö parandamiseks on väljundpinge nullimine. See saavutatakse kas väljundisse ühendatud koormustakistiga, mis kustutab väljundpinge oma RC ajakonstandiga. Nii saadakse skeem, mis mäletab vaid viimaseid tippväärtusi. Kaasaegsem lahendus seisneb transistorvõtmega kondensaatori sildamises, skeemi väljund nullitakse baasile antava sünkroimpulsiga.

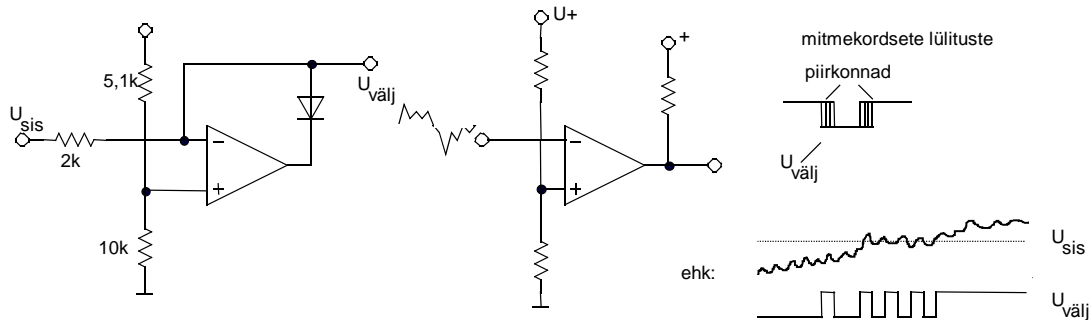
4.3.8 Aktiivne piirik

Vaatleme skeemi joonisel 4.3.22. Kui siin sisendpinge $U_{sis} < +10 \text{ V}$, on OV küllastuses ning täidetakse võrdsus $U_{välj} = U_{sis}$. Kui sisendpinge ületab 10 volti, sulgeb diod tagasiside ahela ning fikseerib väljundis 10V. Tingituna OV lõplikust töökiirusest on siin täheldatavad väljundsignaali vähesed moonutused (väljavisked) momendil, kui sisendsignaali saavutab kasvades fikseerimisnivoo.

4.3.9 Komparaator ja Schmidti triger

Komparaator on, nagu ka varemalt vaadeldud, sisuliselt diferentsiaalvõimendi, kus toimub

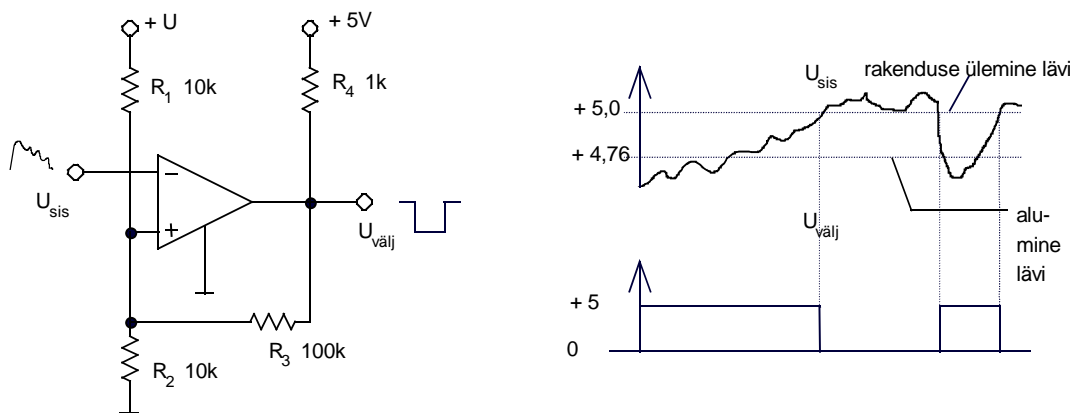
signaali võrdlemine etteantava ja tekkiva veasignaali võimendamine. Sellisele lihtsale komparaatorile on puuduseks see, et aeglase sisendsignaali muutuse korral muutub ka väljundsignaal aeglaselt. Mürade olemasolul sisendis ilmneb aga väljundpinge värelemine sisendsignaali vahetus läheduses tugisignaalile (joon. 4.3.23). Neist puudustest saab vabaneda



Joon. 4.3.22

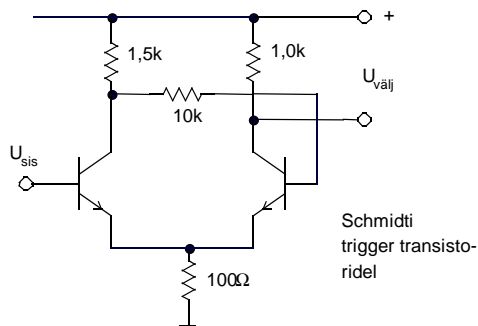
4.3.23

positiivse tagasiside abil (joon. 4.3.24). Takisti R_3 loob skeemis

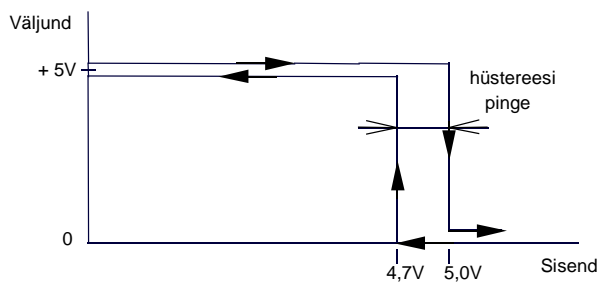


Joon. 4.3.24

sõltuvana väljundsignaali olekust kaks rakendusnivood. Siin määratakse alumine rakenduslävi 4,76 voldiga eeldusel, et väljundpinge on maa potentsiaaliga (kõrge sisendnivoo). Kui väljundis on +5V, siis lävi määratakse 5 voldise nivooaga. Tõenäosus, et tekiks väljundsignaali värelemine, on siin väiksem (joon. 4.3.25). Lisaks sellele kindlustab positiivne TS kiire väljundpinge muutuse sõltumata sisendpinge muutuse kiirusest. Kiiruse tõstab veelgi 10..100pF kondensaator, paralleelne takistiga R_3 . Sellist skeemi nimetataksegi Schmidti trigeriks. Väljundpinge nivoo sõltub sisendpingest ja eelmisest olekust - ilmneb nn hüsterese efekt (joon. 4.3.26).



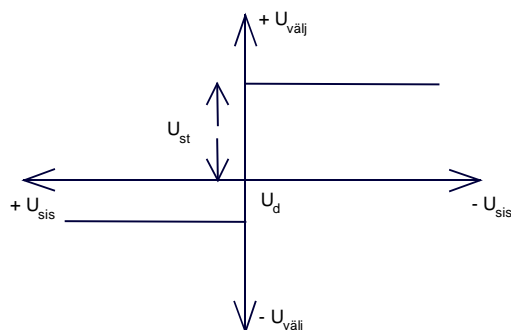
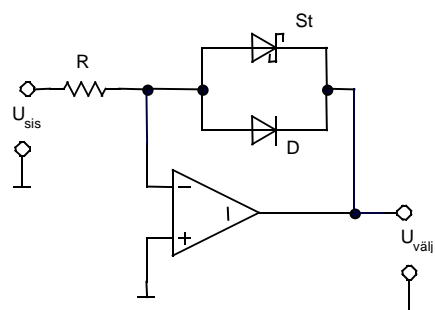
Joon. 4.3.25



Joon. 4.3.26

4.3.10 Nulldetektor

Paljudes süsteemides on vaja avastada signaali nullist läbimise momendid. Nii näiteks kasutatakse seda detektorit signaali suhtelise faasi määramiseks. Vaatleme skeemiosa jooniselt 4.3.27.



Joon. 4.3.27

Kui sisendpinge on suurem nullist, fikseeritakse väljundpinge avatud diodil D_1 . Sisendpinge lähenemisel nullile kaotab diod D_1 oma päripingelise eelpingestuse. Stabilitron aga veel ei juhi voolu. Seetõttu kui sisendpinge läbib nulli, on võimendi võimendustegur peaaegu sama kui võimendustegur ilma tagasisideta. Sellega saavutatakse kõrge täpsus signaali nullist läbimise avastamiseks. Kui sisendsignaali kaldub negatiivse suuna poole, seadistub võimendi väljundsignaal stabilitroni läbilöögipingele (stabiliseerimispingele) tasemele. Pinge muutudes negatiivsest väärtusest positiivseks muutub väljundpinge +stabilitroni pingest kuni -diodi pingeni.

Sisuliselt on siin tegemist lihtsa pingekomparaatoriga.

4.3.11 Faasdetektor

Arendame edasi faasimõõtmise ideed nulldetektorite abil. nagu nähtub jooniselt 4.3.28, on skeemis tegemist tugisignaaliga, mille