

UNIVERZA V LJUBLJANI
FAKULTETA ZA ELEKTROTEHNIKO

Niko Basarič

ANALOGNA VEZJA
z operacijskim ojačevalnikom

Ljubljana, 2002

Kazalo

1.	OPERACIJSKI OJAČEVALNIK.....	1
1.1	Lastnosti operacijskega ojačevalnika	1
1.2	Zgradba operacijskega ojačevalnika	4
1.2.1	Tokovni viri.....	5
1.2.2	Premik napetostnih nivojev.....	6
2.	OPERACIJSKI OJAČEVALNIK KOT ELEMENT VEZJA.....	7
2.1	Invertirajoči ojačevalnik.....	7
2.2	Invertirajoči seštevalnik (sumator).....	12
2.3	Neinvertirajoči ojačevalnik	13
2.4	Neinvertirajoči ojačevalnik z delilnikom na vhodu	17
2.5	Neinvertirajoči seštevalnik	17
2.6	Vezje za določanje povprečne vrednosti vhodnih signalov	18
2.7	Sledilnik napetosti	19
2.8	Transimpedančni ojačevalnik (pretvornik toka v napetost)	19
2.9	Transadmitančni ojačevalnik (pretvornik napetosti v tok).....	21
2.10	Tokovni ojačevalnik	22
3.	NAPAKE NA VHODU OPERACIJSKEGA OJAČEVALNIKA.....	23
3.1	Modeliranje vhodne ničelne napetosti.....	23
3.1.1	Vpliv vhodne ničelne napetosti pri invertirajočem ojačevalniku.....	23
3.1.2	Vpliv vhodne ničelne napetosti pri neinvertirajočem ojačevalniku.....	24
3.2	Vpliv vhodnih napajalnih tokov in vhodnega ničelnega toka na izhodno napetost	25
3.2.1	Vpliv vhodnih napajalnih tokov in vhodnega ničelnega toka pri invertirajočem ojačevalniku	26
3.2.2	Vpliv vhodnih napajalnih tokov in vhodnega ničelnega toka pri neinvertirajočem ojačevalniku	28
3.3	Kompenzacija ničelnih napetosti in tokov	29
3.3.1	Kompenzacija ničelnih napetosti in tokov pri invertirajočem ojačevalniku.....	29
3.3.2	Kompenzacija ničelnih napetosti in tokov pri neinvertirajočem ojačevalniku	30
3.4	Temperaturno lezenje (drift) ničelne napetosti in ničelnega toka	31
4.	FREKVENČNE KARAKTERISTIKE OPERACIJSKIH OJAČEVALNIKOV	33
4.1	Nadomestno vezje za izmenične signale in frekvenčna odvisnost napetostnega ojačenja operacijskega ojačevalnika	33
4.2	Problem stabilnosti vezij z operacijskim ojačevalnikom	36
4.3	Maksimalna hitrost spreminjanja izhodne napetosti operacijskega ojačevalnika ("slew rate")	39

4.4	Šum v operacijskih ojačevalnikih.....	42
5.	UPORABA OPERACIJSKEGA OJAČEVALNIKA V LINEARNIH VEZJIH.....	45
5.1	Odštevalnik (diferenčni ojačevalnik)	45
5.2	Instrumentacijski odštevalnik.....	46
5.3	Instrumentacijski odštevalnik s spremenljivim ojačenjem.....	47
5.4	Invertirajoči ojačevalnik z dvovhodnim vezjem na vhodu in izhodu	48
5.5	Transadmitančni ojačevalnik z ozemljenim bremenom (pretvornik napetosti v tok).....	51
5.6	Integrator in diferenciator.....	52
5.7	Aktivni filtri.....	57
5.7.1	Prehodni pojav in frekvenčni odziv v odvisnosti od lege polov in ničel	57
5.7.2	Prevajalna funkcija idealnega ojačevalnika in idealnih aktivnih filtrov	61
5.7.3	Aktivni filtri z enim polom	63
5.7.4	Splošni aktivni filter z dvema poloma	64
5.7.5	Pasovni filter	68
5.7.6	"s-C" filtri ("switched-Capacitor").....	71
5.8	Oscilatorji.....	74
5.8.1	Wien-ov mostični oscilator	76
5.8.2	Oscilatorji s faznim zasukom	77
5.8.3	Kristalni oscilatorji.....	82
5.8.4	LC oscilatorji.....	86
6.	UPORABA OPERACIJSKEGA OJAČEVALNIKA V NELINEARNIH VEZJIH	89
6.1	Polvalni precizijski usmernik	89
6.1.1	Vpliv napetosti kolena diode U_K na izhodno napetost v polvalnem usmerniku	90
6.2	Polnovalni usmernik.....	91
6.2.1	Polnovalni usmernik z mostičnim vezjem	91
6.2.2	Polnovalni usmernik z diferenčnim ojačevalnikom.....	91
6.2.3	Precizijski polnovalni usmernik.....	93
6.3	Detektorji srednje vrednosti	94
6.3.1	Detektor srednje vrednosti s CR členom na izhodu polvalnega usmernika	94
6.3.2	Detektor srednje vrednosti s kondenzatorjem v povratni vezavi	95
6.4	Detektor srednje vrednosti za polnovalno usmerjanje	96
6.5	Valovitost srednje vrednosti izhodne napetosti.....	97
6.6	Detektorji temenske vrednosti.....	98
6.6.1	Temenski usmernik z napetostnim sledilnikom.....	98
6.6.2	Precizijski detektor temenske vrednosti (peak detektor)	99
6.7	Precizijski pripenjalnik.....	99

6.8	Detektorji vršne vrednosti ("peak to peak"detektorji).....	100
6.8.1	Detektor vršne vrednosti, sestavljen iz dveh temenskih usmernikov in odštevalnika 100	
6.8.2	Detektor vršne vrednosti, sestavljen iz pripenjalnika in temenskega usmernika.....	101
6.9	Detektor efektivne vrednosti signala.....	101
6.10	Vezja za oblikovanje nelinearnih prenosnih funkcij - nelinearni ojačevalnik.....	103
6.10.1	Vezja za realizacijo odsekoma linearnih prenosnih funkcij.....	103
6.10.2	Vezja za oblikovanje zveznih nelinearnih prenosnih funkcij	113
6.10.3	Rezalniki (omejevalniki, "limiters", "clippers")	118
6.11	Komparatorji (primerjalniki)	122
6.11.1	Operacijski ojačevalnik kot primerjalnik	122
6.11.2	Schmittovi prožilniki kot primerjalniki.....	124
6.12	Relaksacijski oscilatorji (nesinusni)	132
6.12.1	Astabilni multivibrator s Schmittovim prožilnikom	132
6.12.2	Monostabilni multivibrator	136
6.12.3	Generator trikotne in pravokotne napetosti.....	138
6.12.4	Napetostno krmiljen relaksacijski oscilator	141
7.	LITERATURA.....	147

PREDGOVOR

Učbenik je namenjen študentom visokega strokovnega študija Elektrotehnike smeri Elektronika na Fakulteti za elektrotehniko Univerze v Ljubljani.

Knjiga je razdeljena na šest poglavij. V prvem poglavju so opisane lastnosti idealiziranega in realnega operacijskega ojačevalnika ter zgradba operacijskega ojačevalnika.

Drugo poglavje opisuje uporabo operacijskega ojačevalnika v preprostih elektronskih vezjih. Prikazani so osnovni principi ojačevanja, seštevanja, pretvorbe napetosti v tok in toka v napetost.

Vpliv vhodne ničelne napetosti, vhodnega ničelnega toka in vhodnih napajalnih tokov na izhodno napetost je opisan v tretjem poglavju.

Četrto poglavje obravnava frekvenčne lastnosti operacijskih ojačevalnikov in problem stabilnosti vezij z operacijskim ojačevalnikom. Prikazan je tudi vpliv maksimalne hitrosti spreminjanja izhodne napetosti na obliko izhodne napetosti.

Realizacija odštevalnika, instrumentacijskega odštevalnika, invertirajočega ojačevalnika z dvovhodnim vezjem na vhodu in izhodu, transadmitančnega ojačevalnika, diferenciatorja, integratorja, aktivnih filtrov in linearnih oscilatorjev je opisana v petem poglavju.

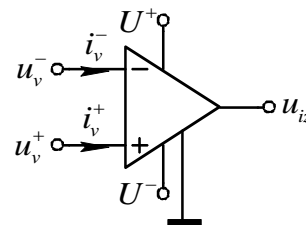
Šesto poglavje obravnava nelinearna elektronska vezja z operacijskim ojačevalnikom. V njem so opisani polvalni in polnovalni usmerniki, pripenjalniki, detektorji srednje in temenske vrednosti signala, detektorji vršne in efektivne vrednosti signala, rezalniki, komparatorji in relaksacijski oscilatorji. To poglavje vsebuje tudi vezja za oblikovanje odsekoma linearnih in zveznih nelinearnih prenosnih funkcij.

avtor

1. OPERACIJSKI OJAČEVALNIK

1.1 Lastnosti operacijskega ojačevalnika

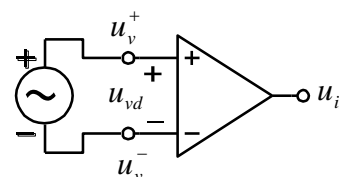
Operacijski ojačevalnik je integrirano vezje, ki je narejeno v monolitni ali hibridni tehniki. Sama tehnika izdelave določa kvaliteto in ceno operacijskega ojačevalnika. Neodvisno od tehnike izdelave ima operacijski ojačevalnik s stališča signalov dva vhoda in en izhod. Razen priključkov za signal ima še priključke za dvojno napajanje (U^+, U^-), ozemljitev, frekvenčno kompenzacijo ter kompenzacijo ničelnih napetosti in tokov. Simbol operacijskega ojačevalnika je prikazan na sliki 1.1.



Sl. 1.1

Ker ima operacijski ojačevalnik dva vhoda in en izhod, lahko v odvisnosti od načina priključitve vhodnih signalov definiramo različne vrste ojačenj.

Če priključimo signal med oba vhoda (slika 1.2), govorimo o **diferencialnem ojačenju**

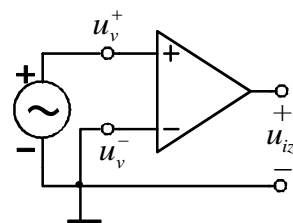


Sl. 1.2 Diferencialno krmiljenje

$$A = \frac{u_{iz}}{u_{vd}} = \frac{u_{iz}}{u_v^+ - u_v^-}.$$

Iz enačbe za $u_{iz} = A(u_v^+ - u_v^-) = Au_{vd}$ vidimo, da je izhodna napetost odvisna le od razlike in ne od velikosti vhodnih napetosti.

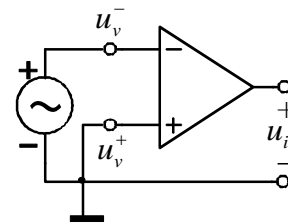
Ko pripeljemo signal le na vhodno sponko "+" in je $u_v^- = 0$ (slika 1.3), je izhodna napetost v fazi z vhodno napetostjo in enake oblike kot vhodna napetost. **Neinvertirajoče ojačenje** je določeno z enačbo



Sl. 1.3

$$A = \frac{u_{iz}}{u_v^+}.$$

Če priključimo vhodni signal le na vhod "-" (slika 1.4), operacijski ojačevalnik invertira vhodno napetost. Izhodna napetost je v protifazi z vhodno napetostjo. Tudi v tem primeru je izhodna napetost enake oblike kot vhodna napetost. **Invertirajoče ojačenje** je podano z enačbo



Sl. 1.4

$$A = \frac{u_{iz}}{u_v^-}.$$

Pri analizi vezij z operacijskimi ojačevalniki sam operacijski ojačevalnik pogostokrat idealiziramo. Za **idealizirani operacijski ojačevalnik** na sliki 1.1 so

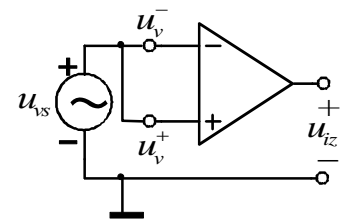
vhodna impedanca	$Z_{vh} = \infty,$
ojačenje	$A = \infty,$
izhodna impedanca	$Z_{iz} = 0,$
vhodna tokova	$i_{vh}^+ = i_{vh}^- = 0.$

Če priključimo na oba vhoda idealnega operacijskega ojačevalnika enak signal, sledi iz enačbe za izhodno napetost, da je

$$u_{iz} = A(u_v^+ - u_v^-) = Au_{vd} = 0.$$

Ker pot signala od obeh vhodov do izhoda ni enaka, dobimo na izhodu neko izmenično napetost, tudi če sta signala na obeh vhodih popolnoma enaka. Primer takšnega krmiljenja kaže slika 1.5. Če to izhodno napetost delimo z vhodno napetostjo dobimo **sofazno ojačenje** (common mode)

$$A_S = \frac{u_{iz}}{u_{vs}}.$$

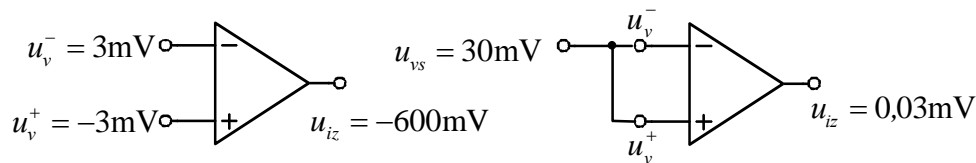


Sl. 1.5 Sofazno krmiljenje

Pri dobrem operacijskem ojačevalniku mora biti sofazno ojačenje čim manjše (idealno nič), diferencialno ojačenje pa čim večje. Eno izmed meril kakovosti operacijskega ojačevalnika je **rejekcijski faktor** (common-mode-rejection ratio). Določen je z razmerjem med diferencialnim in sofaznim ojačenjem

$$F_R = CMRR = \frac{A}{A_S}, \quad F_R [\text{dB}] = 20 \log \frac{A}{A_S}.$$

Zgled: Na operacijskem ojačevalniku izmerimo napetosti kot jih prikazuje slika 1.6. Izračunajmo diferencialno in sofazno ojačenje ter rejekcijski faktor.



Sl. 1.6

$$A = \frac{u_{iz}}{u_{vhd}} = \frac{u_{iz}}{u_{vh}^+ - u_{vh}^-} = \frac{-600}{-3 - 3} = 100, \quad A_S = \frac{u_{iz}}{u_{vs}} = \frac{0,03}{30} = 0,001.$$

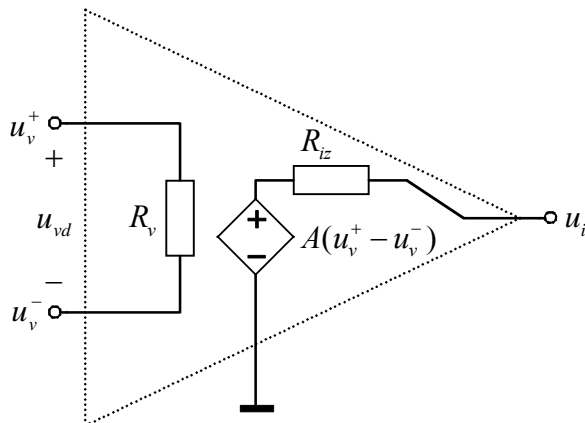
$$CMRR = \frac{A}{A_S} = \frac{100}{0,001} = 100000, \quad CMRR [\text{dB}] = 20 \log_{10} 100000 = 100 \text{ dB}$$

Pri realnem operacijskem ojačevalniku moramo razen nesimetrije upoštevati še končne vrednosti ojačenja, vhodne impedance in izhodne impedance (slika 1.7; brez upoštevanja nesimetrije).

$$A \cong 10^4 - 10^5,$$

$$R_{vh} \cong 50 - 500 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{iz} \cong 50 - 500 \Omega.$$



Sl. 1.7 Nadomestno vezje realnega operacijskega ojačevalnika brez upoštevanja nesimetrije

Prenosno funkcijo operacijskega ojačevalnika (slika 1.8) dobimo iz enačbe

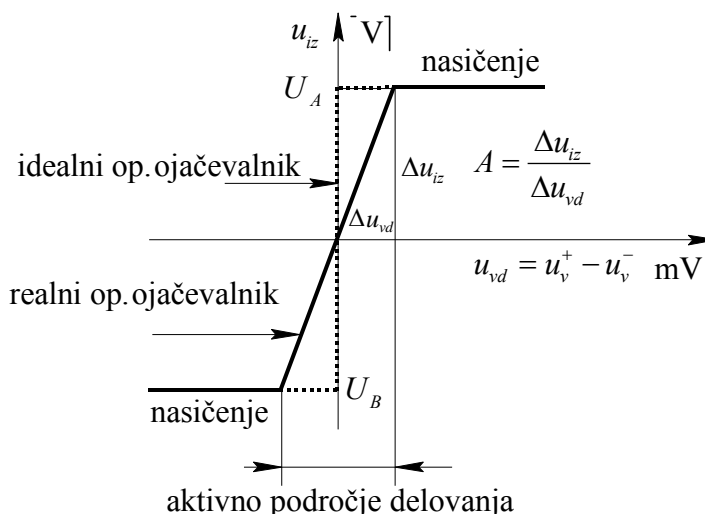
$$u_{iz} = A(u_{vh}^+ - u_{vh}^-) = Au_{vd}.$$

Iz enačbe je razvidno, da je izhodna napetost linearno odvisna od razlike vhodnih napetosti. To velja le v določenih mejah med pozitivnim in negativnim nasičenjem (U_A, U_B). Ta meja je odvisna od višine napajalnih napetosti

$$U_A = U^+ - \Delta U$$

$$U_B = U^- + \Delta U$$

$\Delta U \cong 0,5 \text{ V} - 2 \text{ V}$ je minimalna napetost do katere lahko izkrmilimo izhodna tranzistorja.



Sl. 1.8 Prenosna funkcija idealnega in realnega operacijskega ojačevalnika

Ker je ojačenje operacijskega ojačevalnika zelo veliko, že minimalna razlika napetosti na vhodu operacijski ojačevalnik prekrmlili. Zato uporabljamo operacijski ojačevalnik v večini primerov z zunanjo povratno vezavo. Poudariti je potrebno, da je merilo abscisne osi v primerjavi z merilom ordinatne osi (u_{iz} je podana v V) zelo raztegnjeno (u_{vd} je podana v mV). Če bi risali obe napetosti v istem merilu, bi bila v aktivnem področju delovanja prenosna funkcija vertikalna premica, tako kot pri idealnem operacijskem ojačevalniku (črtkana črta). Iz prenosne funkcije idealnega operacijskega ojačevalnika vidimo, da je v aktivnem področju delovanja

$$u_{vd} = u_v^+ - u_v^- = 0 \quad \text{ali} \quad u_v^+ = u_v^-.$$

Rečemo lahko, da sta invertirajoči (–) in neinvertirajoči (+) vhod **na enakem potencialu**. Če je eden od vhodov ozemljen, je zaradi zelo velikega ojačenja operacijskega ojačevalnika tudi drugi vhod namišljeno ozemljen.

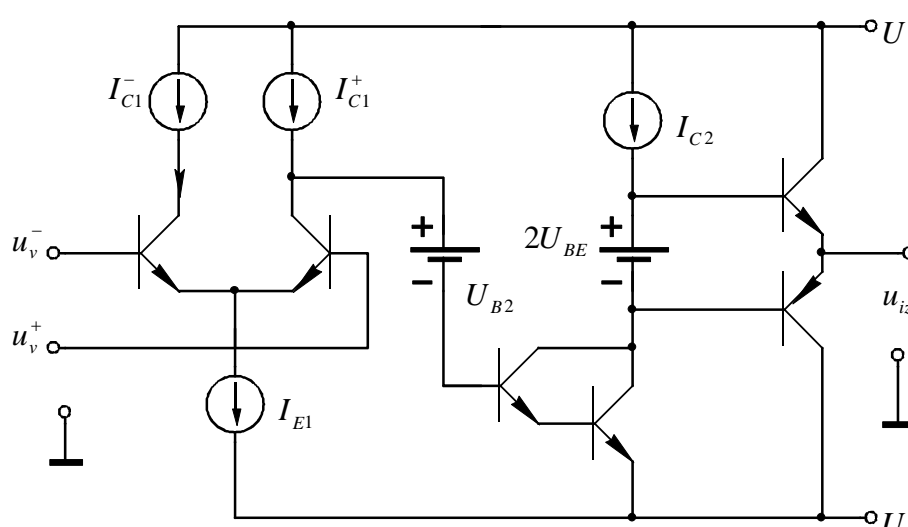
Za primerjavo idealnega in realnega operacijskega ojačevalnika si za zgled izberimo $u_{iz} = 5\text{ V}$, ter diferencialno ojačenje $A = 100000$. Dobimo

$$u_{vhd} = u_v^+ - u_v^- = \frac{u_{iz}}{A} = \frac{5}{100000} = 50\mu\text{V}.$$

Ker je izračunana vhodna diferencialna napetost zelo majhna, lahko tudi pri realnih operacijskih ojačevalnikih z zunanjo povratno vezavo predpostavimo, da je $u_v^+ = u_v^-$.

1.2 Zgradba operacijskega ojačevalnika

Poenostavljena shema operacijskega ojačevalnika je prikazana na sliki 1.9.

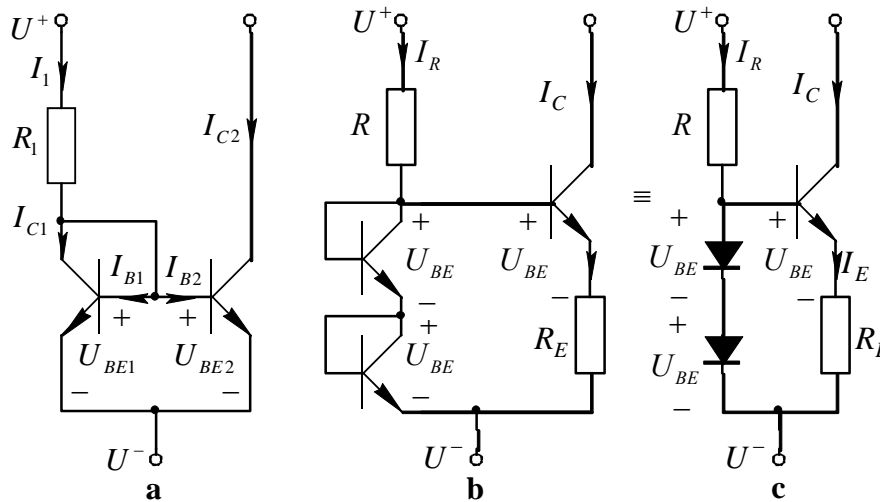


Sl. 1.9 Poenostavljena shema operacijskega ojačevalnika

Vhodna stopnja je diferencialni ojačevalnik, ki je lahko narejen z bipolarnimi ali unipolarnimi tranzistorji. Kolektorja diferencialne stopnje sta napajana s tokovnimi generatorjema (I_{C1}^+ , I_{C1}^-). Ker je notranja upornost tokovnih generatorjev zelo velika (reda $\text{M}\Omega$), ima vhodna stopnja veliko diferencialno napetostno ojačenje (1000). Tokovni vir v emitorju poskrbi za majhno sofazno napetostno ojačenje. Baterija med prvo in drugo stopnjo ponazarja enosmerni premik signala, ki je potreben zaradi enosmerne povezave znotraj operacijskega ojačevalnika. Enosmerni premik mora biti tolikšen, da dobimo na izhodu enosmerno napetost nič, če ni enosmerne vhodnega signala. Druga ojačevalna stopnja je Darlingtonovo vezje v orientaciji s skupnim emitorjem. Značilnost tega vezja je, da ima visoko vhodno upornost. Ojačenje stopnje je okoli 100. Delovno točko Darlingtonovega vezja določa tokovni generator I_{C2} . Izhodna stopnja je sestavljena iz dveh komplementarnih tranzistorjev (NPN, PNP), ki delujeta v orientaciji s skupnim kolektorjem. Baterija $2U_{BE}$ poskrbi, da oba izhodna tranzistorja delujeta v aktivnem področju. Napetostno ojačenje te stopnje je 1. Izhodna stopnja ima nizko izhodno impedanco. Tokovni viri in premiki napetostnih nivojev so zgrajeni s tranzistorji in upori.

1.2.1 Tokovni viri

Na sliki 1.10 sta prikazana dva možna tokovna vira. Tokovni vir na sliki 1.10a imenujemo tokovno zrcalo, ker preslika tok I_1 v tok I_{C2} .



Sl. 1.10. Tokovna vira

Iz slike 1.10a vidimo, da je tok

$$I_1 = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2}.$$

Ker so vsi tranzistorji izdelani hkrati na skupni osnovi, so praktično enaki in velja

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta, \quad U_{BE1} = U_{BE2} = U_{BE}, \quad I_{B1} = I_{B2} = I_B \text{ in } I_{C1} = I_{C2} = I_C.$$

Z upoštevanjem naštetih pogojev dobimo

$$I_1 = I_C + 2I_B = I_C + 2\frac{I_C}{\beta} = I_C \left(1 + \frac{2}{\beta}\right) = \frac{U^+ - U_{BE}}{R_1}.$$

Če upoštevamo, da je $\beta \gg 1$, je tok tokovnega vira na sliki 1.10a

$$I_{C2} = I_1 \cong \frac{U^+ - U_{BE}}{R_1 \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)} \cong \frac{U^+}{R_1}.$$

Tokovni vir na sliki 1.10b je v bistvu stopnja s skupno bazo brez vhodnega signala. Dve diodi med bazo tranzistorja T_3 in napetost U^- držijo bazo na napetosti $U^- + 1,4\text{V}$. Skozi upor R teče tok

$$I_R = \frac{U^+ - U^- - 2U_{BE}}{R}.$$

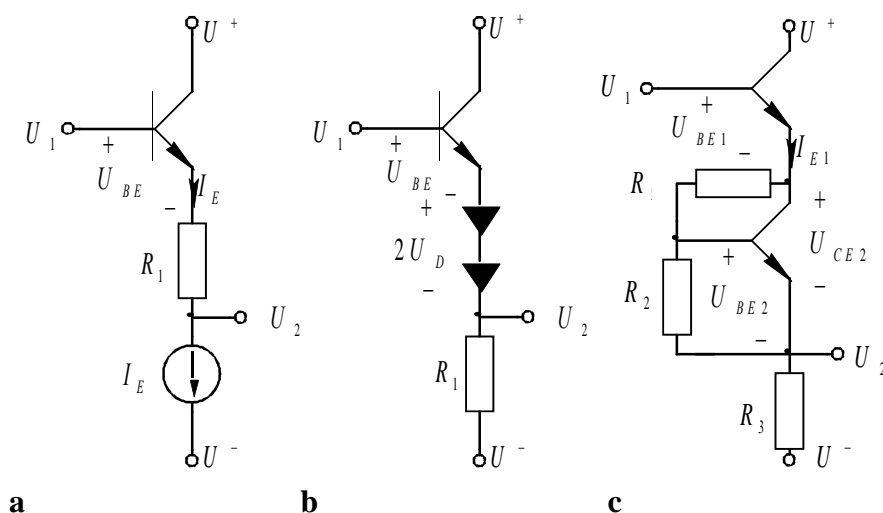
Tok tokovnega vira podaja enačba

$$I_C \cong I_E = \frac{U_{BE}}{R_E} \neq I_C(U^+, U^-),$$

iz katere vidimo, da izhodni tok ni odvisen od napajalnih napetosti.

1.2.2 Premik napetostnih nivojev

Na sliki 1.11 so prikazani trije načini premika napetostnih nivojev.



Sl. 1.11 Vezja za premik napetostnih nivojev

Za posamezna vezja s slike 1.11 izračunamo **enosmerni premik** napetosti \$U_2\$ proti \$U_1\$ z enačbami

a. $U_2 = U_1 - U_{BE} - I_E R_1,$

b. $U_2 = U_1 - U_{BE} - 2U_D,$

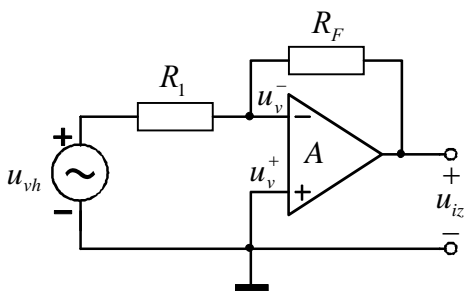
c. $U_2 = U_1 - U_{BE1} - U_{CE2};$ pri tem je $U_{CE2} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{BE2}.$

2. OPERACIJSKI OJAČEVALNIK KOT ELEMENT VEZJA

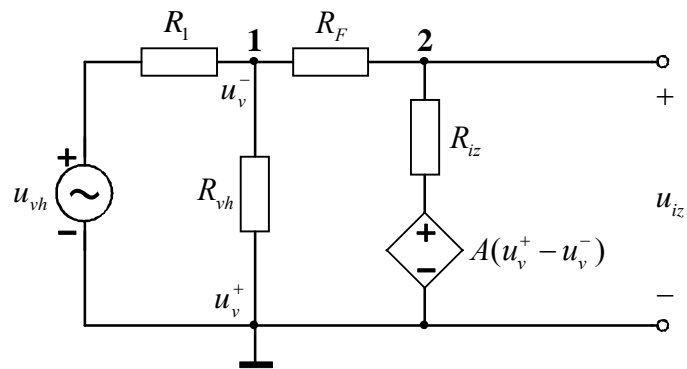
Zaradi zelo velikega ojačenja se v večini primerov operacijski ojačevalnik uporablja z zunanjo povratno vezavo.

2.1 Invertirajoči ojačevalnik

Invertirajoči ojačevalnik na sliki 2.1 obrača fazo vhodnega signala. Z upoštevanjem vhodne in izhodne upornosti operacijskega ojačevalnika dobimo nadomestno vezje na sliki 2.2.



Sl. 2.1 Invertirajoči ojačevalnik



Sl. 2.2 Nadomestno vezje invertirajočega ojačevalnika

Upora R_F in R_1 predstavljata negativno povratno vezavo, saj poskrbita, da pride del izhodnega signala v vozlišče 1.

Napetostno ojačenje A_U

Vozliščna enačba za vozlišče 1 nam podaja zvezo med napetostmi u_v^- , u_{vh} in u_{iz}

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_F} + \frac{u_v^-}{R_{vh}} = 0, \quad u_v^- \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_F} + \frac{1}{R_{vh}} \right) - \frac{u_{vh}}{R_1} - \frac{u_{iz}}{R_F} = 0.$$

Iz vozliščne enačbe za vozlišče 2 (upoštevamo, da je $u_v^+ = 0$) izračunamo napetost u_v^-

$$\frac{u_{iz} - u_v^-}{R_F} + \frac{u_{iz} - (-Au_v^-)}{R_{iz}} = 0 \quad u_v^- = \frac{u_{iz}(R_F + R_{iz})}{R_{iz} - AR_F}$$

in jo vstavimo v vozliščno enačbo za vozlišče 1

$$u_v^- \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_F} + \frac{1}{R_v} \right) - \frac{u_{vh}}{R_1} - \frac{u_{iz}}{R_F} = 0, \quad \frac{u_{iz}(R_F + R_{iz})}{R_{iz} - AR_F} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_F} + \frac{1}{R_{vh}} \right) - \frac{u_{iz}}{R_F} - \frac{u_{vh}}{R_1} = 0.$$

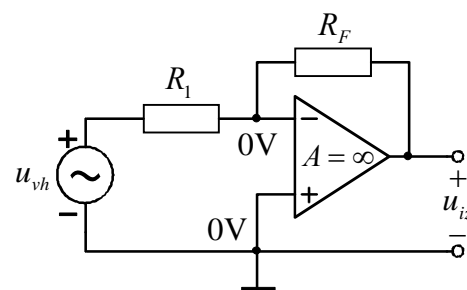
S preoblikovanjem zadnje enačbe izračunamo napetostno ojačenje invertirajočega ojačevalnika

$$A_U^p = \frac{u_{iz}}{u_{vh}} = \frac{1}{R_1 \left[\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_F} + \frac{1}{R_v} \right) \frac{R_F + R_{iz}}{R_{iz} - AR_F} - \frac{1}{R_F} \right]} = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_F} + \frac{R_1}{R_v} \right) \frac{R_F + R_{iz}}{R_{iz} - AR_F} - \frac{R_1}{R_F}}.$$

Če limitiramo ojačenje operacijskega ojačevalnika A v neskončnost, dobimo

$$A_U^p = \frac{u_{iz}}{u_{vh}} = -\frac{R_F}{R_1}.$$

Do enakega rezultata pridemo hitreje z mnogo manj težav, če že na začetku izračuna ojačevalnik idealiziramo in predpostavimo, da je napetostno ojačenje neskončno ($A = \infty$). V tem primeru je pri končni izhodni napetosti napetost na vhodu ojačevalnika nič ($u_v^- = u_v^+ = 0$ V; slika 2.3). Za izračun napetostnega ojačenja zadostuje le poenostavljena vozliščna enačba za vozlišče **1**.



Sl. 2.3

$$\frac{0 - u_{vh}}{R_1} + \frac{0 - u_{iz}}{R_F} + \frac{0}{R_{vh}} = 0, \quad A_U^p = \frac{u_{iz}}{u_{vh}} = -\frac{R_F}{R_1}.$$

Vhodna impedanca

Vhodni tok podaja enačba

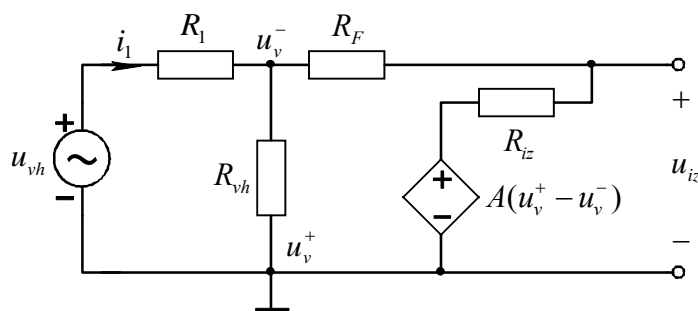
$$i_1 = \frac{u_{vh} - u_v^-}{R_1} = \frac{u_{vh}}{R_1} - \frac{u_v^-}{R_1}.$$

Z upoštevanjem izračunane napetosti

$$u_v^- = \frac{u_{iz}(R_{iz} + R_F)}{R_{iz} - AR_F},$$

je vhodni tok podan z enačbo

$$i_1 = \frac{u_{vh}}{R_1} - \frac{1}{R_1} \frac{u_{iz}(R_{iz} + R_F)}{R_{iz} - AR_F}.$$



Sl. 2.4 Vezje za izračun vhodne impedance

Če upoštevamo še zvezo med vhodno in izhodno napetostjo

$$u_{iz} = \frac{u_{vh}}{\left(1 + \frac{R_1}{R_F} + \frac{R_1}{R_{vh}}\right) \frac{R_F + R_{iz}}{R_{iz} - AR_F} - \frac{R_1}{R_F}},$$

dobimo

$$i_1 = \frac{u_{vh}}{R_1} - \frac{1}{R_1} \cdot \frac{R_{iz} + R_F}{R_{iz} - AR_F} \cdot \frac{u_{vh}}{\frac{R_{iz} + R_F}{R_{iz} - AR_F} \left(1 + \frac{R_1}{R_F} + \frac{R_1}{R_{vh}}\right) - \frac{R_1}{R_F}}.$$

Vhodna admitanca je razmerje med vhodnim tokom in vhodno napetostjo

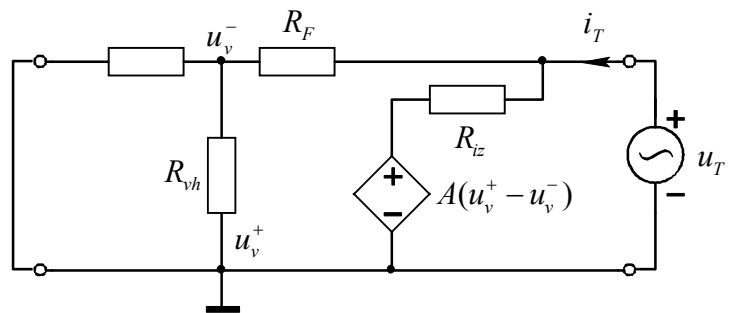
$$Y_{vh} = \frac{i_1}{u_{vh}} = \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_F} + \frac{R_1}{R_{vh}}\right) - \frac{R_1}{R_F} \left(\frac{R_{iz} - AR_F}{R_{iz} + R_F}\right)}.$$

Za $A = \infty$ odpade zadnji izraz v enačbi za vhodno admitanco. Tako je

$$Y_{vh} = \frac{1}{R_1} \text{ oziroma } Z_{vh} = R_1.$$

Izhodna impedanca

Za izračun izhodne impedance kratko vežemo vhodni generator in priključimo krmilni generator na izhod vezja (slika 2.5). Poiščemo zvezo med izhodnim tokom i_T in izhodno napetostjo u_T



Sl. 2.5 Vezje za izračun izhodne impedance

$$i_T = \frac{u_T - A(u_v^+ - u_v^-)}{R_{iz}} + \frac{u_T}{R_F + R_1 \parallel R_{vh}} = \frac{u_T}{R_{iz}} + \frac{u_T}{R_F + R_1 \parallel R_{vh}} + \frac{A}{R_{iz}} u_v^-.$$

Napetost u_v^- izračunamo iz delilnika napetosti (slika 2.5) $u_v^- = \frac{u_T R_1 \parallel R_{vh}}{R_F + R_1 \parallel R_{vh}}$ in vstavimo v enačbo za izhodni tok

$$i_T = \frac{u_T}{R_{iz}} + \frac{u_T}{R_F + R_1 \parallel R_{vh}} + \frac{A}{R_{iz}} \cdot \frac{u_T R_1 \parallel R_{vh}}{R_F + R_1 \parallel R_{vh}} = u_T \left(\frac{1}{R_{iz}} + \frac{1}{R_F + R_1 \parallel R_{vh}} + \frac{AR_1 \parallel R_{vh}}{R_{iz}(R_F + R_1 \parallel R_{vh})} \right).$$

Ker v enačbi za izhodni tok tretji člen prevlada nad prvima dvema, je izhodni tok

$$i_T \cong u_T \frac{AR_1 \parallel R_{vh}}{R_{iz}(R_F + R_1 \parallel R_{vh})}.$$

Če upoštevamo, da je $R_F \gg R_1 \parallel R_{vh}$ in $R_1 \parallel R_{vh} \cong R_1$, je

$$i_T \cong u_T \frac{AR_1}{R_{iz}R_F} = u_T \frac{A}{R_{iz} |A_U^p|}; \quad |A_U^p| = \frac{R_F}{R_1}.$$

Iz zgornje enačbe dobimo poenostavljeno enačbo za izhodno impedanco

$$Z_{iz} = \frac{u_T}{i_T} \cong \frac{R_{iz} |A_U^p|}{A}.$$

Zgled 1: Za invertirajoči ojačevalnik s podatki $R_{vh} = 100\text{k}\Omega$, $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_F = 100\text{k}\Omega$, $R_{iz} = 0,1\text{k}\Omega$, $A = 10^5$ želimo izračunati napetostno ojačenje, vhodno in izhodno impedanco z natančnimi in poenostavljenimi enačbami.

Napetostno ojačenje

$$A_U^p = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_F} + \frac{R_1}{R_v}\right) \frac{R_F + R_{iz} - R_1}{R_{iz} - AR_F} - \frac{R_1}{R_F}},$$

$$\begin{aligned} A_U^p &= \frac{1}{\left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3} + \frac{10 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3}\right) \cdot \left(\frac{100 \cdot 10^3 + 0,1 \cdot 10^3}{0,1 \cdot 10^3 - 10^5 \cdot 100 \cdot 10^3}\right) - \frac{10 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3}} = \\ &= \frac{1}{(1 + 0,2) \cdot \left(\frac{100,1}{100 \cdot 10^5}\right) - 0,1} = -9,9987. \end{aligned}$$

Če računamo napetostno ojačenje s poenostavljeno enačbo $A_U^p = -\frac{R_F}{R_1} = -10$, naredimo zelo majhno napako (0,013 %).

Vhodna admitanca

$$Y_{vh} = \frac{i_1}{u_{vh}} = \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_F} + \frac{R_1}{R_{iz}}\right) - \frac{R_1}{R_F} \left(\frac{R_{iz} - AR_F}{R_{iz} + R_F}\right)} =$$

$$= \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{10}{100} + \frac{10}{100}\right) - \frac{10}{100} \left(\frac{0,1 \cdot 10^5 \cdot 100}{0,1 + 100}\right)} = 99,99 \mu\text{S}.$$

$$Z_{vh} = \frac{1}{Y_{vh}} = \frac{u_{vh}}{i_1} = 10,0001 \text{ k}\Omega.$$

S približno enačbo je

$$Z_{vh} = R_1 = 10 \text{ k}\Omega.$$

S primerjavo rezultatov izračunanih vhodnih impedanc ugotovimo, da je tudi v tem primeru napaka pri približnem izračunu minimalna.

Izhodna impedanca

$$Z_{iz} = \frac{u_T}{i_T} \cong \frac{R_{iz} |A_U^p|}{A} = \frac{0,1 \cdot 10^3 \cdot 10}{10^5} = 0,01 \Omega.$$

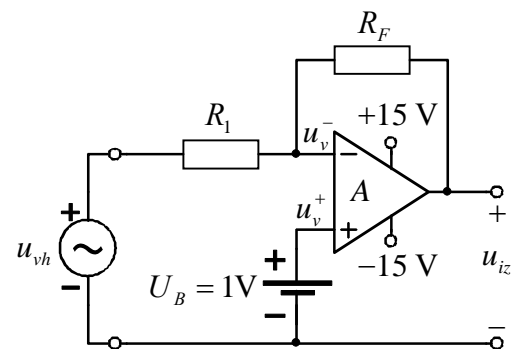
Izhodna impedanca invertirajočega ojačevalnika je zelo majhna.

Številčni rezultati kažejo, da lahko pri analizi ojačevalnikov z zunanjo povratno vezavo, v mnogih primerih sam operacijski ojačevalnik idealiziramo ($A = \infty$, $u_v^+ = u_v^-$, $R_{vh} = \infty$, $R_{iz} = 0$).

Zgled 2: Za invertirajoči ojačevalnik izračunajmo izhodno napetost, če priključimo na vhod sinusno napetost $u_{vh} = 3\text{V} \sin \omega t$ (slika 2.6). $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_F = 30 \text{ k}\Omega$ ali $40 \text{ k}\Omega$. Iz vozliščne enačbe za invertirajoči vhod izračunamo izhodno napetost

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_F} = 0 \quad u_{iz} = u_v^- \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) - \frac{R_F}{R_1} u_{vh}.$$

Če upoštevamo, da je $u_v^- = u_v^+ = 1\text{V}$, in $R_F = 30 \text{ k}\Omega$, dobimo



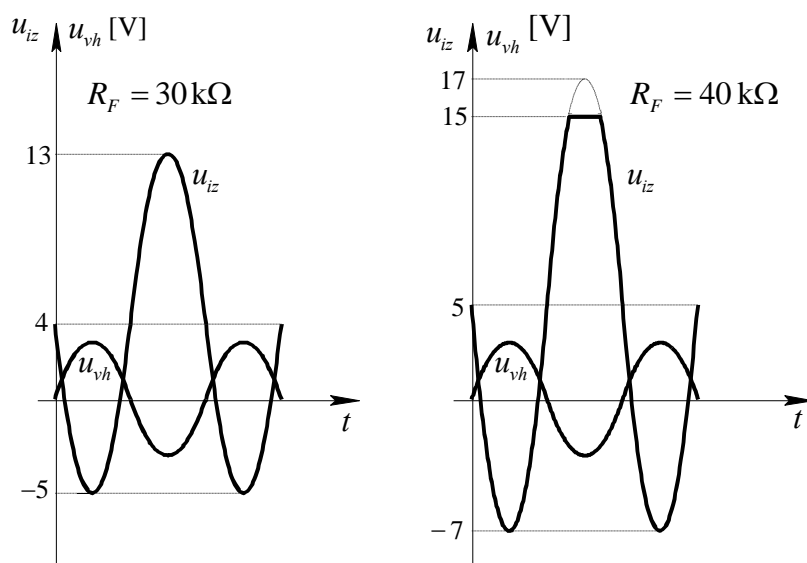
Sl. 2.6 Invertirajoči ojačevalnik

$$u_{iz} = 1 \cdot \left(1 + \frac{30}{10}\right) - \frac{30}{10} u_{vh} = 4\text{V} - 3u_{vh} = 4\text{V} - 9\text{V} \sin \omega t.$$

Za $R_F = 40\text{k}\Omega$ je izhodna napetost

$$u_{iz} = 1 \cdot \left(1 + \frac{40}{10}\right) - \frac{40}{10} u_{vh} = 5\text{V} - 4u_{vh} = 5\text{V} - 12\text{V} \sin \omega t.$$

Slika 2.7 prikazuje časovni potek vhodne in izhodne napetosti. Za primer, ko je $R_F = 40\text{k}\Omega$, doseže amplituda izhodne napetosti v pozitivni polperiodi $+17\text{V}$. Ker je napajalna napetost le $\pm 15\text{V}$, je izhodna napetost odrezana pri $+15\text{V}$ (črtkano področje).



Sl. 2.7 Vhodna in izhodna napetost invertirajočega ojačevalnika

2.2 Invertirajoči seštevalnik (sumator)

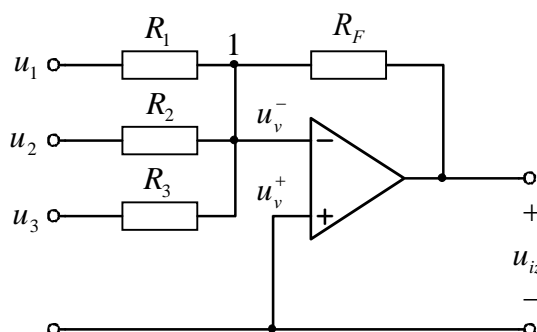
Če v vozliščni enačbi za vozlišče 1 upoštevamo

$u_v^- = 0$, dobimo

$$\frac{u_v^- - u_1}{R_1} + \frac{u_v^- - u_2}{R_2} + \frac{u_v^- - u_3}{R_3} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_F} = 0,$$

$$-\frac{u_1}{R_1} - \frac{u_2}{R_2} - \frac{u_3}{R_3} - \frac{u_{iz}}{R_F} = 0,$$

$$u_{iz} = -R_F \left(\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \frac{u_3}{R_3} \right).$$



Sl. 2.8 Invertirajoči seštevalnik

Zgled: Za invertirajoči seštevalnik izračunajmo vrednosti R_1 , R_2 in R_3 tako, da bo ojačenje napetosti u_3 deset. Ojačenje napetosti u_1 je štirikrat večje, ojačenje napetosti u_2 pa dvakrat večje od ojačenja napetosti u_3 . $R_F = 120\text{ k}\Omega$. Vrednost upornosti R_3 izračunamo iz podanega ojačenja za napetost u_3 .

$$u_{iz} = -R_F \frac{u_3}{R_3} \Rightarrow R_3 = -R_F \frac{u_3}{u_{iz}} = -120 \cdot 10^3 \left(\frac{-1}{10} \right) = 12\text{ k}\Omega.$$

Če uporabimo enačbo za izhodno napetost in upoštevamo podana ojačenja, dobimo

$$u_{iz} = -R_F \left(\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \frac{u_3}{R_3} \right) = -R_F \left(\frac{4u_1}{R_3} + \frac{2u_2}{R_3} + \frac{u_3}{R_3} \right) = -R_F \left(\frac{u_1}{R_3/4} + \frac{u_2}{R_3/2} + \frac{u_3}{R_3} \right).$$

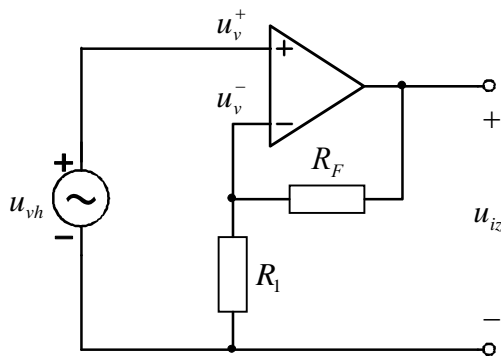
Iz zadnje enačbe odčitamo: $R_1 = R_3/4 = 3\text{ k}\Omega$, $R_2 = R_3/2 = 6\text{ k}\Omega$.

Z izračunanimi vrednostmi upornosti je enačba za izhodno napetost

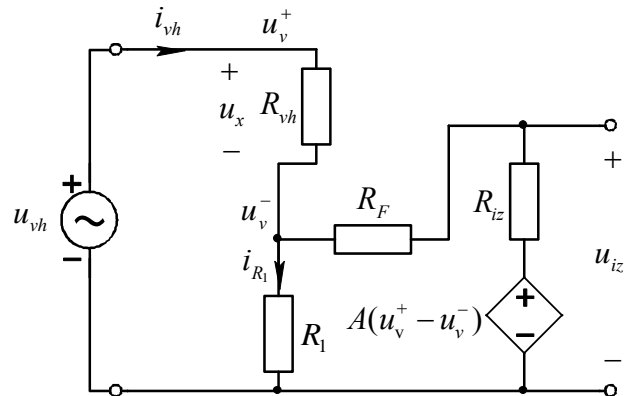
$$u_{iz} = -120 \cdot 10^3 \left(\frac{u_1}{3 \cdot 10^3} + \frac{u_2}{6 \cdot 10^3} + \frac{u_3}{12 \cdot 10^3} \right) = -40 \left(u_1 + \frac{u_2}{2} + \frac{u_3}{4} \right).$$

2.3 Neinvertirajoči ojačevalnik

Pri neinvertirajočem ojačevalniku je izhodna napetost v fazi z vhodno napetostjo.



Sl. 2.9 Neinvertirajoči ojačevalnik



Sl. 2.10 Nadomestno vezje

Pri izračunu napetostnega ojačenja in vhodne impedance bomo v nadomestnem vezju zanemarili izhodno upornost operacijskega ojačevalnika ($R_{iz} = 0$).

Napetostno ojačenje

Zaradi velikega napetostnega ojačenja operacijskega ojačevalnika je $u_v^+ = u_v^-$.

Ker je $R_{vh} \gg R_1$, je $i_{R_1} \gg i_{vh}$ in s tem $u_v^- = \frac{u_{iz}R_1}{R_1 + R_F}$. Če upoštevamo, da je $R_{iz} = 0$, je

$$u_{iz} = A(u_v^+ - u_v^-) = A \left(u_{vh} - \frac{u_{iz}R_1}{R_1 + R_F} \right) = Au_{vh} - A \frac{u_{iz}R_1}{R_1 + R_F}.$$

S preureditvijo enačbe dobimo napetostno ojačenje neinvertirajočega ojačevalnika

$$A_U^p = \frac{u_{iz}}{u_{vh}} = \frac{A}{1 + A \frac{R_1}{R_1 + R_F}}.$$

Za $A \rightarrow \infty$ se enačba poenostavi

$$A_U^p = \frac{u_{iz}}{u_{vh}} = \frac{R_1 + R_F}{R_1} = 1 + \frac{R_F}{R_1}.$$

Vhodna impedanca

Če upoštevamo enake poenostavitve kot pri računanju napetostnega ojačenja ($R_{iz} = 0$, $i_{R_1} \gg i_{vh}$), dobimo iz slike 2.10 enačbe

$$u_{vh} = u_x + u_v^-, \quad u_{iz} = Au_x, \quad u_v^- = \frac{u_{iz}R_1}{R_1 + R_F} \quad \text{in} \quad u_x = i_{vh}R_{vh}.$$

Iz zadnjih enačb izračunamo vhodno napetost

$$u_{vh} = u_x + u_x \frac{AR_1}{R_1 + R_F} = u_x \left(1 + A \frac{R_1}{R_F + R_1} \right) \cdot u_{vh} = i_{vh}R_{vh} \left(1 + A \frac{R_1}{R + R_1} \right).$$

Vhodno impedanco izračunamo iz razmerja

$$Z_{vh} = \frac{u_{vh}}{i_{vh}} = R_{vh} \left(1 + A \frac{R_1}{R_1 + R_F} \right) \cong R_{vh} A \frac{R_1}{R_F + R_1} \cong R_{vh} \frac{A}{A_U^p}.$$

Zgled: Izračunajmo vhodno impedanco neinvertirajočega ojačevalnika s podatki $A = 2 \cdot 10^5$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_F = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{vh} = 100 \text{ k}\Omega$.

$$Z_{vh} = 100 \cdot 10^3 \left(1 + 2 \cdot 10^5 \frac{10}{100 + 10} \right) = 1,82 \cdot 10^9 \Omega.$$

Iz izračunanega rezultata vidimo, da je vhodna impedanca neinvertirajočega ojačevalnika zelo velika.

Izhodna impedanca

Pri računanju izhodne impedance vežemo vhod u_v^+ na maso in priključimo krmilni generator na izhod vezja (slika 2.11). Zaradi kratkega stika na vходу vezja je

$$u_v^- = -u_x.$$

Tok i_T je vsota dveh tokov

$$i_T = i_{iz} + i_2 =$$

$$= \frac{u_T}{R_1 \parallel R_{vh} + R_F} + \frac{u_T}{R_{iz}} + \frac{u_T A R_1 \parallel R_{vh}}{R_{iz} (R_1 \parallel R_{vh} + R_F)}.$$

Pri tem sta tokova

$$i_2 = \frac{u_T}{(R_1 \parallel R_{vh} + R_F)},$$

$$i_{iz} = \frac{u_T - A u_x}{R_{iz}} = \frac{u_T + A u_v^-}{R_{iz}} = \frac{u_T}{R_{iz}} + \frac{u_T A R_1 \parallel R_{vh}}{R_{iz} (R_1 \parallel R_{vh} + R_F)} \text{ in napetost}$$

$$u_v^- = \frac{u_T R_1 \parallel R_{vh}}{R_1 \parallel R_{vh} + R_F}.$$

Ker v enačbi za i_T prevlada tretji člen, je

$$i_T \cong \frac{u_T A R_1 \parallel R_{vh}}{R_{iz} (R_1 \parallel R_{vh} + R_F)}.$$

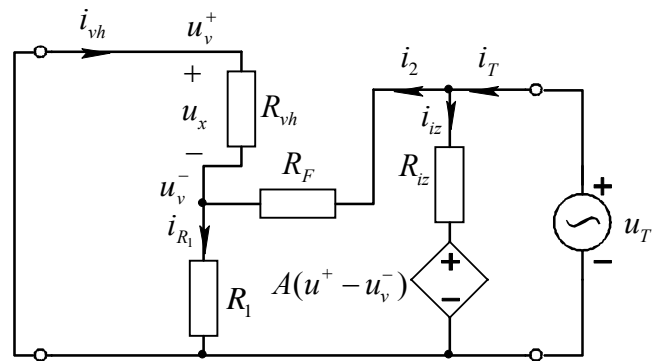
Izhodno impedanco izračunamo z enačbo

$$Z_{iz} = \frac{u_T}{i_T} = \frac{R_{iz} (R_1 \parallel R_{vh} + R_F)}{A R_1 \parallel R_{vh}}.$$

Ker je v večini primerov $R_{vh} \gg R_1$, dobimo

$$Z_{iz} = \frac{R_{iz} (R_1 + R_F)}{A R_1}.$$

Če upoštevamo enačbo za napetostno ojačenje



Sl. 2.11 Nadomestno vezje za izračun izhodne impedanca

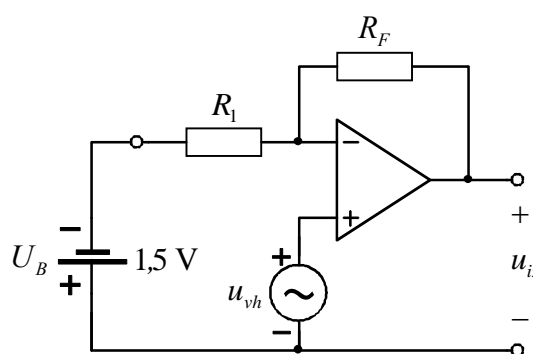
$$A_U^p = \frac{R_1 + R_F}{R_1}, \text{ je } Z_{iz} = \frac{R_{iz} A_U^p}{A}.$$

Ker je $A_U^p \ll A$, je izhodna impedanca zelo majhna.

Zgled 1: Izračunajte izhodno impedanco. $R_{iz} = 0,1\text{k}\Omega$, $R_F = 100\text{k}\Omega$, $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $A = 2 \cdot 10^5$.

$$Z_{iz} = \frac{100 \cdot (10 + 100) \cdot 10^3}{2 \cdot 10^5 \cdot 10 \cdot 10^3} = 5,5 \text{ m}\Omega.$$

Zgled 2: Za vezje na sliki 2.12 izračunajmo izhodno napetost. Vhodna napetost je $u_{vh} = 2\text{V}\sin\omega t$, $R_1 = 1\text{M}\Omega$, $R_F = 2\text{M}\Omega$. Zaradi krmiljenja na obeh vhidih, upoštevamo, da deluje vezje kot invertirajoči in kot neinvertirajoči ojačevalnik. Operacijski ojačevalnik je idealen. Vezje obravnavamo s pomočjo teorema o superpoziciji. To pomeni, da upoštevamo vpliv vsakega krmilnega signala posebej. Pri tem drugi krmilni generator kratko vežemo. Če je $U_B = 0$, deluje vezje kot neinvertirajoči ojačevalnik z ojačenjem



Sl. 2.12

$$A_{U1}^p = 1 + \frac{R_F}{R_1} = 1 + \frac{2}{1} = 3.$$

Izhodna napetost zaradi krmiljenja na neinvertirajočem vhodu je

$$u_{iz1} = A_{U1}^p u_{vh} = 3 \cdot 2\text{V}\sin\omega t = 6\text{V}\sin\omega t.$$

Če je $u_{vh} = 0$, imamo le napetost U_B na invertirajočem vhodu. Invertirajoče ojačenje

$$A_{U2}^p = -\frac{R_F}{R_1} = -2.$$

Izhodna napetost zaradi krmiljenja na invertirajočem vhodu je

$$u_{iz2} = A_{U2}^p U_B = (-1,5\text{V})(-2) = 3\text{V}.$$

Celotna izhodna napetost je vsota obeh delnih izhodnih napetosti

$$u_{iz} = u_{iz1} + u_{iz2} = 3\text{V} + 6\text{V}\sin\omega t.$$

2.4 Neinvertirajoči ojačevalnik z delilnikom na vходу

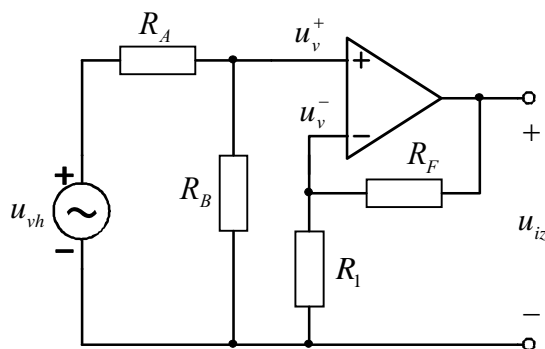
Za idealni operacijski ojačevalnik, ki deluje v aktivnem področju, veljajo enačbe

$$u_v^+ = u_v^-, u_v^- = \frac{u_{iz} R_1}{R_1 + R_F}, u_v^+ = \frac{u_{vh} R_B}{R_A + R_B}.$$

Iz zgornjih enačb izračunamo izhodno napetost

$$u_{iz} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot \frac{R_B}{R_A + R_B} u_{vh}.$$

brez delilnika delilnik



Sl. 2.13 Neinvertirajoči ojačevalnik z delilnikom

2.5 Neinvertirajoči seštevalnik

Ker velja za vozlišče 1 enačba

$$\frac{u_v^+ - u_a}{R_a} + \frac{u_v^+ - u_b}{R_b} + \frac{u_v^+}{R} = 0, \text{ je napetost}$$

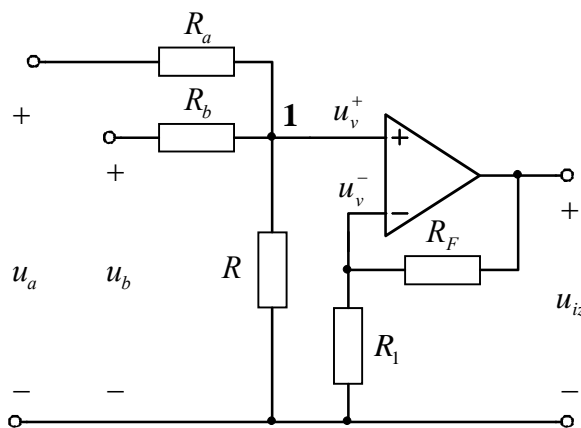
$$u_v^+ = \frac{\frac{u_a}{R_a} + \frac{u_b}{R_b}}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b} + \frac{1}{R}}.$$

Iz pogoja $u_v^+ = u_v^- = u_{iz} \frac{R_1}{R_1 + R_F}$ izračunamo izhodno napetost

$$u_{iz} = \frac{R_1 + R_F}{R_1} \cdot \frac{\frac{u_a}{R_a} + \frac{u_b}{R_b}}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b} + \frac{1}{R}}.$$

Če izberemo $R_F = 2R_1$ in $R_a = R_b = R$, je

$$u_{iz} = u_a + u_b.$$



Sl. 2.14 Neinvertirajoči seštevalnik

2.6 Vezje za določanje povprečne vrednosti vhodnih signalov

Če v neinvertirajočem seštevalniku (slika 2.14) izpustimo upor R , sta upora R_a in R_b priključena na visoko vhodno impedanco neinvertirajočega vhoda; zato pride do popolnega medsebojnega vpliva med vsemi vhodi. Dobimo vezje, ki nam da na izhodu povprečje vhodnih signalov.

Iz vozliščne enačbe za vozlišče **1**

$$\frac{u_v^+ - u_a}{R_a} + \frac{u_v^+ - u_b}{R_b} = 0$$

izračunamo napetost

$$u_v^+ = \frac{\frac{u_a}{R_a} + \frac{u_b}{R_b}}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b}}$$

Ker je $u_v^+ = u_v^- = u_{iz} \frac{R_1}{R_1 + R_F}$, je

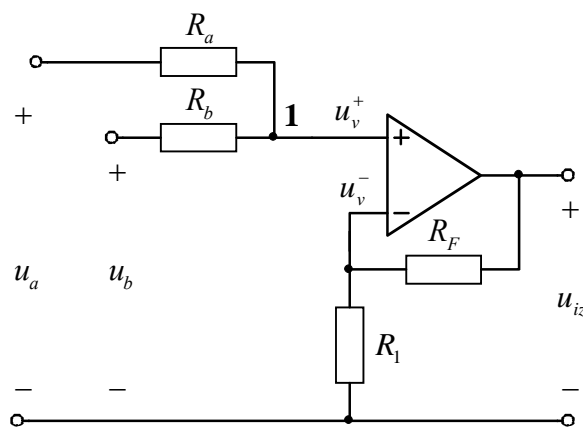
$$u_{iz} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot \frac{\frac{u_a}{R_a} + \frac{u_b}{R_b}}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b}}$$

Za $R_a = R_b$ je

$$u_{iz} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot \frac{u_a + u_b}{2}$$

Seveda lahko enačbo posplošimo na večje število vhodov. Če imamo 4 napetosti, ki so priključene preko uporov R_a , R_b , R_c in R_d na neinvertirajoči vhod je izhodna napetost

$$u_{iz} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot \frac{\frac{u_a}{R_a} + \frac{u_b}{R_b} + \frac{u_c}{R_c} + \frac{u_d}{R_d}}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_d}}$$

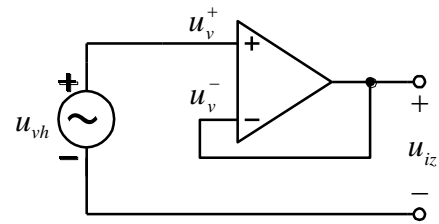


Sl. 2.15 Vezje za določanje povprečne vrednosti vhodnih signalov

2.7 Sledilnik napetosti

Sledilnik napetosti dobimo iz neinvertirajočega ojačevalnika tako, da kratko vezemo upor R_F in izpustimo upor R_1 . Vezje deluje kot sledilnik napetosti, četudi upor R_1 ostane v vezju. Pri teh pogojih dobimo iz enačbe za ojačenje neinvertirajočega ojačevalnika

$$A_U^p = \frac{u_{iz}}{u_{vh}} = 1 + \frac{R_F}{R_1} = 1 + \frac{0}{R_1}.$$



Sl. 2.16 Sledilnik napetosti

Iz tega sledi, da je $u_{iz} = u_{vh}$.

To pomeni, da izhodna napetost sledi vhodni napetosti in je v fazi z njo. Sledilnik napetosti uporabljamo za prilagoditev visokoohmskega izvora na nizkoohmsko breme.

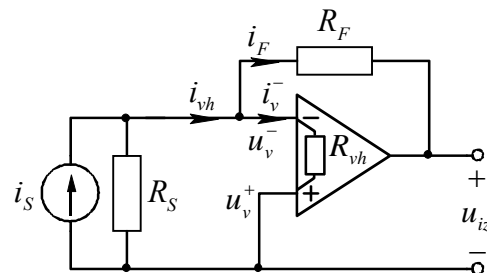
2.8 Transimpedančni ojačevalnik (pretvornik toka v napetost)

Za pretvornik toka v napetost na sliki 2.17 bomo izračunali vhodno impedanco, prevajalno funkcijo in izhodno impedanco.

Vhodna impedanca

Vhodni tok je vsota dveh tokov

$$i_{vh} = i_F + i_v^- = \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_F} + \frac{u_v^-}{R_{vh}}.$$



Sl. 2.17 Transimpedančni ojačevalnik

Če predpostavimo, da je izhodna upornost operacijskega ojačevalnika $R_{iz} \cong 0$, je $u_{iz} = -u_v^- A$.

Tako je

$$i_{vh} = \frac{u_v^- + A u_v^-}{R_F} + \frac{u_v^-}{R_{vh}} = u_v^- \left(\frac{1+A}{R_F} + \frac{1}{R_{vh}} \right).$$

Vhodna impedanca

$$Z_{vh} = \frac{u_v^-}{i_{vh}} = \frac{1}{\frac{1+A}{R_F} + \frac{1}{R_{vh}}} = R_{vh} \parallel \frac{R_F}{1+A}.$$

Če gre $R_{vh} \rightarrow \infty$, je

$$Z_{vh} \cong \frac{R_F}{1+A}.$$

Vhodna impedanca je zelo majhna. Če imamo na primer $R_F = 10\text{k}\Omega$ in $A = 10^5$, je $Z_{vh} \cong 0,1\Omega$.

Prenosna funkcija

Če upoštevamo končno ojačenje operacijskega ojačevalnika, je vhodni tok podan z enačbo

$$i_{vh} = \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_F} + \frac{u_v^-}{R_{vh}} = \frac{-u_{iz} - u_{iz}}{R_F} + \frac{-u_{iz}}{R_{vh}} = -u_{iz} \left(\frac{1+A}{AR_F} + \frac{1}{AR_{vh}} \right).$$

Prenosna funkcija je tako

$$\frac{u_{iz}}{i_{vh}} = \frac{-1}{\frac{1+A}{AR_F} + \frac{1}{AR_{vh}}} = \frac{-AR_F R_{vh}}{(1+A)R_{vh} + R_F}.$$

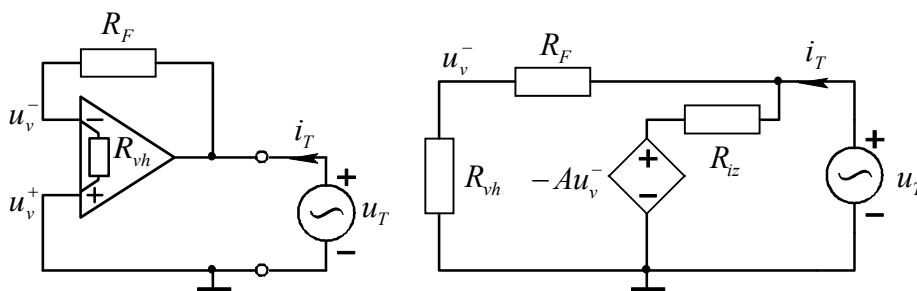
Zaradi velikega napetostnega ojačenja operacijskega ojačevalnika ($A \rightarrow \infty$) se enačba poenostavi

$$\frac{u_{iz}}{i_{vh}} \cong -R_F \text{ } [\Omega] .$$

Zato, ker je $R_S \gg Z_{vh}$ in s tem $i_F = i_{vh} = i_S$, je izhodna napetost neposredno odvisna od vhodnega toka. **Poudariti je treba, da ima prenosna funkcija dimenzijo ohmske upornosti.**

Izhodna impedanca

Za določitev izhodne impedance je potrebno upoštevati končno vrednost izhodne upornosti samega operacijskega ojačevalnika (slika 2.18).



Sl. 2.18 Vezje za izračun izhodne impedance transimpedančnega ojačevalnika

Izhodni tok opisuje enačba

$$i_T = \frac{u_T}{R_F + R_{vh}} + \frac{u_T + Au_v^-}{R_{iz}}.$$

Če upoštevamo enačbo za napetost

$$u_v^- = \frac{u_T R_{vh}}{R_{vh} + R_F}, \text{ dobimo } i_T = u_T \left(\frac{1}{R_F + R_{vh}} + \frac{1}{R_{iz}} + \frac{AR_{vh}}{(R_{vh} + R_F)R_{iz}} \right)$$

V zadnji enačbi prevlada tretji člen, tako da je $i_T \cong u_T \frac{AR_{vh}}{(R_{vh} + R_F)R_{iz}}$. Tako je izhodna impedanca

$$Z_{iz} = \frac{u_T}{i_T} \cong \frac{R_{vh} + R_F}{AR_{vh}} R_{iz}.$$

Izhodna impedanca je zelo majhna. Za primer, če je $A = 10^5$, $R_F = 10 \text{ k}\Omega$ in $R_{vh} = 100 \text{ k}\Omega$, dobimo

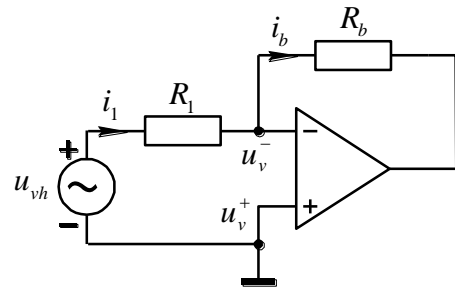
$$Z_{iz} = \frac{(100+10) \cdot 10^3}{10^5 \cdot 100 \cdot 10^3} = 0,011 \text{ m}\Omega.$$

2.9 Transadmitančni ojačevalnik (pretvornik napetosti v tok)

Vezi na slikah 2.19 in 2.20 pretvorita napetost v tok pri neozemljenem bremenu. Za vezje na sliki 2.19 dobimo prenosno funkcijo iz enačbe za tok

$$i_b = i_1 = \frac{u_{vh}}{R_1} \Rightarrow \frac{i_b}{u_{vh}} = \frac{1}{R_1} [\text{S}].$$

Dimenzija prenosne funkcije je Siemens.



Sl. 2.19

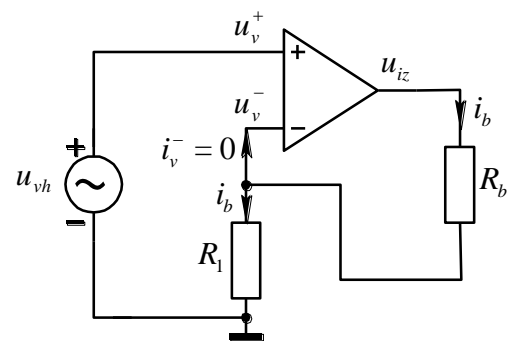
Za pretvornik napetosti v tok s slike 2.20 velja enačba

$$u_{iz} = i_b(R_{iz} + R_1 + R_b) = A(u_v^+ - u_v^-) = Au_{vh} - Au_v^-.$$

Če upoštevamo, da je

$$u_v^- = i_b R_1,$$

izračunamo prenosno funkcijo



Sl. 2.20 Transadmitančni ojačevalnik

$$i_b(R_{iz} + R_1 + R_b) = Au_{vh} - Ai_b R_1,$$

$$\frac{i_b}{u_{vh}} = \frac{A}{R_{iz} + R_b + (1+A)R_1} \cong \frac{1}{R_1}.$$

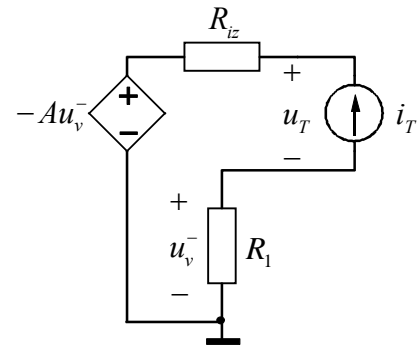
Iz prenosne funkcije vidimo, da je zaradi velikega napetostnega ojačenja operacijskega ojačevalnika, izhodni tok le malo odvisen od bremenske upornosti.

Ko računamo izhodno impedanco, zamenjamo R_b s tokovnim generatorjem i_T . Hkrati predpostavimo, da je $u_{vh} = 0$ (slika 2.21). Izračunamo napetost

$$u_T = i_T(R_1 + R_{iz}) - Au_v^-.$$

Ker je $u_v^- = -i_T R_1$, je izhodna impedanca

$$Z_{iz} = \frac{u_T}{i_T} = R_{iz} + (1 + A)R_1.$$



Sl.2.21

Izhodna impedanca je v določenem območju zelo velika (lastnost tokovnega generatorja), kar pomeni, da lahko R_b spreminjamo v širokem območju ne da bi se spremenil bremenski tok.

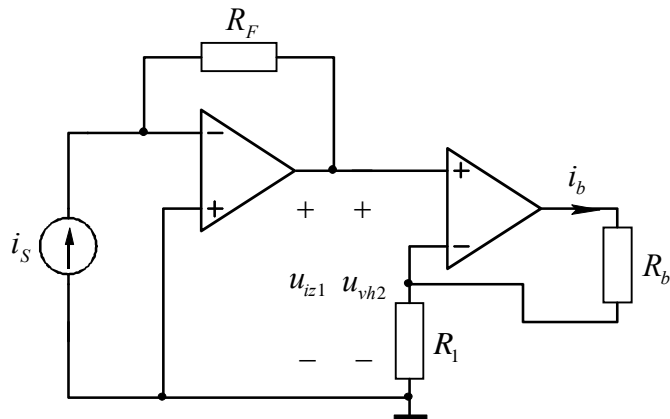
2.10 Tokovni ojačevalnik

Tokovni ojačevalnik je sestavljen iz transinpedančnega in transadmitančnega ojačevalnika. Tokovno ojačenje izračunamo iz enačb

$$i_b = \frac{u_{vh2}}{R_1}, \quad u_{vh2} = u_{iz1} = -i_S R_F,$$

$$i_b = -\frac{i_S R_F}{R_1},$$

$$A_I = \frac{i_b}{i_S} = -\frac{R_F}{R_1}.$$



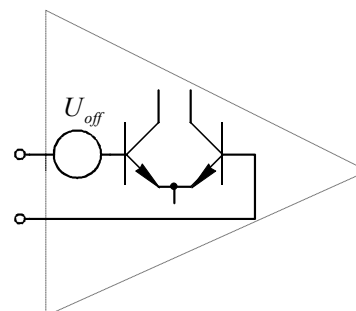
Sl. 2.22 Tokovni ojačevalnik

3. NAPAKE NA VHODU OPERACIJSKEGA OJAČEVALNIKA

Doslej smo predpostavljali, da sta vhodna tranzistorja v operacijskem ojačevalniku enaka. Dejansko pa vedno obstaja majhna razlika med njima. To razliko podajamo z vhodno ničelno napetostjo U_{off} in vhodnim ničelnim tokom I_{off} .

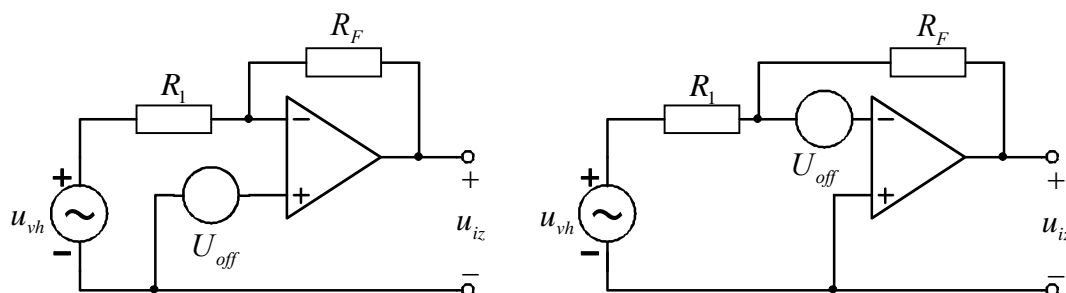
3.1 Modeliranje vhodne ničelne napetosti

Vhodno ničelno napetost prikažemo z napetostnim generatorjem v seriji z enim izmed vhodov operacijskega ojačevalnika. Generator ničelne napetosti nima podane polaritete. Pri izpeljavi enačb pa predpostavimo neko polariteto.



Sl. 3.1 Prikaz vhodne ničelne napetosti

3.1.1 Vpliv vhodne ničelne napetosti pri invertirajočem ojačevalniku



Sl. 3.2 Invertirajoči ojačevalnik z generatorjem ničelne napetosti

Generator U_{off} predstavlja dodatni krmilni signal na neinvertirajočem ali invertirajočem vhodu (slika 3.2). Izhodna napetost je v obeh primerih sestavljena iz dveh komponent

$$u_{iz} = -\frac{R_F}{R_1} u_{vh} \quad \pm \quad \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) U_{off} .$$

Pričakovana izhodna napetost
Sprememba izhodne napetosti zaradi ničelne napetosti

Sprememba izhodne napetosti zaradi vhodne ničelne napetosti je tako

$$\Delta U_{izU_{off}} = \pm \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) U_{off} .$$

Zgled: Na invertirajoči ojačevalnik, ki ima ojačenje s povratno vezavo $A_U^p = -10$, priključimo $u_{vh} = -2$ V. Izhodna napetost $u_{iz} = 20,3$ V. Izračunajmo U_{off} . Pričakovana izhodna napetost

$$u'_{iz} = A^p u_{vh} = (-10) \cdot (-2) = 20 \text{ V.}$$

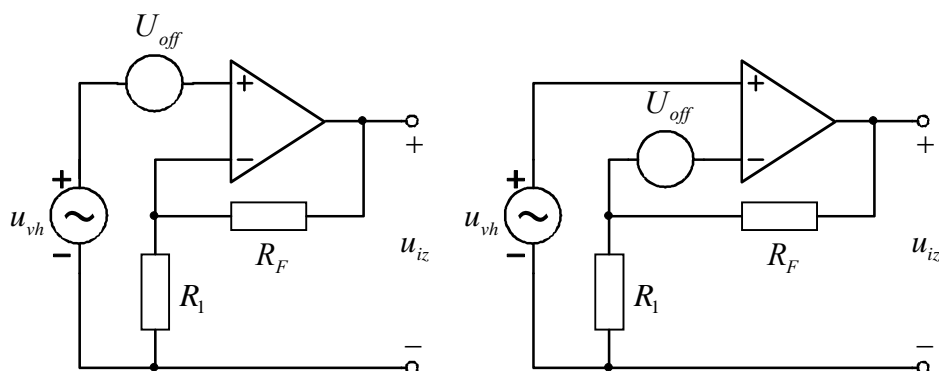
Sprememba izhodne napetosti zaradi vhodne ničelne napetosti je

$$\Delta U_{izU_{off}} = u_{iz} - u'_{iz} = 20,3 - 20 = 0,3 \text{ V} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) U_{off} = (1 + 10) U_{off}.$$

Iskana vhodna ničelna napetost

$$U_{off} = \frac{\Delta U_{izU_{off}}}{1 + \frac{R_F}{R_1}} = \frac{0,3 \text{ V}}{11} = 27,3 \text{ mV.}$$

3.1.2 Vpliv vhodne ničelne napetosti pri neinvertirajočem ojačevalniku



Sl. 3.3 Neinvertirajoči ojačevalnik z generatorjem ničelne napetosti

a. U_{off} zaporedno z vhodnim signalom

b. U_{off} na invertirajočem vhodu

Izračun pokaže, da je za oba primera izhodna napetost podana z enačbo

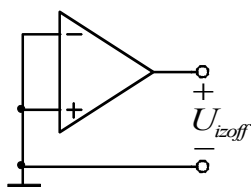
$$u_{iz} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) u_{vh} \pm \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) U_{off}.$$

Tudi pri neinvertirajočem ojačevalniku velja, da je

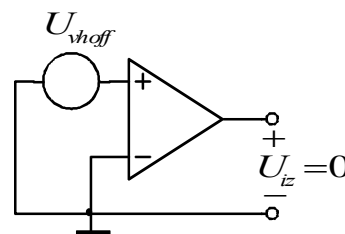
$$\Delta U_{izU_{off}} = \pm \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) U_{off}.$$

Ničelna napetost se množi z neinvertirajočim ojačenjem tako pri invertirajočem, kot tudi pri neinvertirajočem ojačevalniku.

Izhodno enosmerno ničelno napetost operacijskega ojačevalnika brez povratne vezave izmerimo tako, da vežemo oba vhoda na maso in opazujemo izhodno napetost (slika 3.4). Vhodna enosmerna ničelna napetost U_{vloff} je definirana kot diferencialna napetost, ki jo moramo priključiti na vhod, tako da je izhodna napetost enaka nič (slika 3.5).



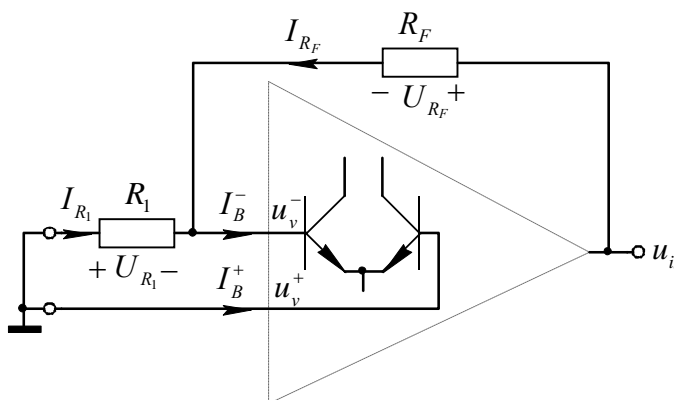
Sl. 3.4 Meritev izhodne ničelne napetosti



Sl.3.5 Meritev vhodne ničelne napetosti

3.2 Vpliv vhodnih napajalnih tokov in vhodnega ničelnega toka na izhodno napetost

Na vhodne tokove vpliva vhodni diferencialni ojačevalnik. Če je narejen z bipolarnimi tranzistorji, mora teči nek vhodni enosmerni napajalni tok za nastavitve mirovne delovne točke. Ta vhodni napajalni tok je od 50 - 500 nA, odvisno od tipa ojačevalnika. Vhodni napajalni tokovi povzročajo spremembo izhodne napetosti, tudi če vhodna napetost ni priključena. Če vežemo vhod na maso, je $u_v^- = u_v^+ \cong 0$. Zato je tudi napetost $U_{R_1} \cong 0$. Skozi R_1 praktično ne teče noben tok ($I_{R_1} \cong 0$). Skoraj celotni vhodni napajalni tok teče skozi upor R_F ($I_{R_F} \cong I_B^-$). Ker je $u_v^- = u_v^+ \cong 0$, se pojavi na izhodu napetost



Sl. 3.6 Prikaz vhodnih napajalnih tokov operacijskega ojačevalnika

$$\Delta U_{iz I_B^-} = I_B^- R_F.$$

V tem primeru vhodni tok I_B^+ ne vpliva na izhodno napetost, ker je priključek u_v^+ vezan na maso. Vhodna napajalna tokova v operacijski ojačevalnik I_B^+ in I_B^- nista popolnoma enaka. To neenakost podaja **vhodni ničelni tok**, ki ga izračunamo z enačbo

$$I_{off} = \pm(I_B^+ - I_B^-) \cong \frac{1}{10} I_B.$$

Velikost vhodnega ničelnega toka se nahaja v območju od 5–50 nA.

3.2.1 Vpliv vhodnih napajalnih tokov in vhodnega ničelnega toka pri invertirajočem ojačevalniku

Vpliv vhodnih napajalnih tokov in vhodnega ničelnega toka pri invertirajočem ojačevalniku zmanjšamo tako, da dodamo upor R_K med neinvertirajoči vhod in maso. Ker je vezje linearno, dobimo vpliv vhodnih napajalnih tokov na izhodno napetost kot vsoto vplivov posameznih tokov. Vpliv vhodnega napajalnega toka I_B^- izračunamo ob predpostavki, da je $I_B^+ = 0$. Pri izračunu vpliva toka I_B^+ vezemo vhodne sponke invertirajočega ojačevalnika na maso in predpostavimo, da je $I_B^- = 0$. Tok I_B^+ povzroča na upornosti R_K negativni padec napetosti, ki se množi z neinvertirajočim ojačenjem.

Sprememba izhodne napetosti zaradi obeh tokov je

$$\Delta U_{izI} = I_B^- R_F - I_B^+ R_K \left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right).$$

Če predpostavimo, da je $I_B^- = I_B^+$, je $\Delta U_{izI} = 0$, pri pogoju $R_K = \frac{R_1 R_F}{R_1 + R_F} = R_1 \parallel R_F$.

Z upoštevanjem izračunanega upora R_K je vpliv vhodnega toka I_B^+ na izhodno napetost podan z enačbo

$$\Delta U_{izI_B^+} = -I_B^+ R_K \left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right) = -I_B^+ \frac{R_1 R_F}{R_1 + R_F} \left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right) = -I_B^+ R_F.$$

Če upoštevamo še enačbo

$$\Delta U_{izI_B^-} = I_B^- R_F,$$

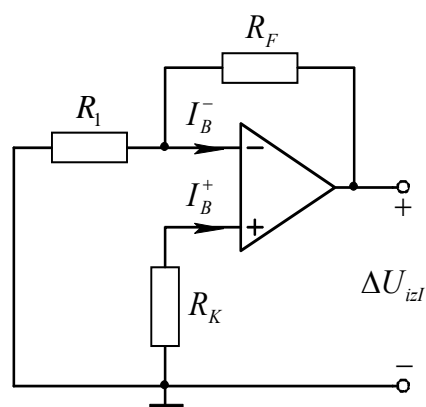
je vpliv ničelnega toka

$$I_{off} = \pm(I_B^+ - I_B^-)$$

na izhodno napetost podan z

$$\Delta U_{izI_{off}} = \Delta U_{izI_B^+} + \Delta U_{izI_B^-} = \pm(I_B^+ - I_B^-) R_F,$$

$$\Delta U_{izI_{off}} = I_{off} R_F.$$



Sl. 3.7 Vpliv vhodnih napajalnih tokov pri invertirajočem ojačevalniku

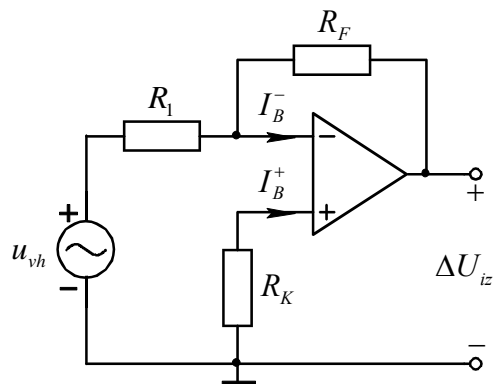
Iz enačbe vidimo, da mora biti upor R_F čim manjši, če želimo zmanjšati vpliv ničelnega toka. V praksi je vedno nujen nek kompromis, ker nam zmanjšanje upora R_F , zmanjša tudi ojačenje.

Zgled: Tokovno kompenziran invertirajoči ojačevalnik

ima ojačenje $|A_U^P| = 10 = \frac{R_F}{R_1}$. Ojačevalnik nima

kompenzirane ničelne napetosti. Izračunajmo maksimalni R_F , tako da celotna sprememba izhodne napetosti zaradi ničelne napetosti in ničelnega toka ne preseže ± 204 mV. Podatki za ojačevalnik LM 308:

	TIP	MAX
ničelna napetost	± 12 mV	± 18 mV
vh. napajalni tok	105 nA	145 nA
ničelni tok	± 10 nA	± 15 nA
Maksimalna sprememba izhodne napetosti zaradi vhodne ničelne napetosti		



Sl. 3.8 Tokovno kompenziran invertirajoči ojačevalnik

$$\Delta U_{izU_{off}} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) U_{off} = (1 + 10) \cdot (\pm 18 \text{ mV}) = \pm 198 \text{ mV}.$$

Celotna sprememba izhodne napetosti je odvisna tudi od vhodnega ničelnega toka

$$\Delta U_{iz} = \Delta U_{izU_{off}} + \Delta U_{izI_{off}}.$$

Iz celotne spremembe izhodne napetosti izračunamo vpliv ničelnega toka

$$\Delta U_{izI_{off}} = \Delta U_{iz} - \Delta U_{izU_{off}} = \pm 200 \text{ mV} \pm 198 \text{ mV} = \pm 6 \text{ mV}.$$

Ker je $\Delta U_{izI_{off}} = \pm I_{off} R_F$, je iskana upornost $R_F = \frac{\Delta U_{izI_{off}}}{I_{off}} = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{15 \cdot 10^{-9}} = 400 \text{ k}\Omega$.

3.2.2 Vpliv vhodnih napajalnih tokov in vhodnega ničelnega toka pri neinvertirajočem ojačevalniku

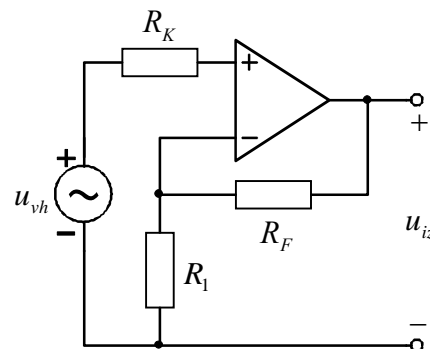
Pri neinvertirajočem ojačevalniku se kompenzacijski upor nahaja zaporedno s pozitivnim vhom. Če na sliki 3.9 kratko vežemo vhodni generator je vezje enako vezju na sliki 3.7. Vpliv vhodnih napajalnih tokov na izhodno napetost izračunamo na enak način kot pri invertirajočem ojačevalniku.

Brez R_K je

$$\Delta U_{izI_B^-} = I_B^- R_F.$$

Z $R_K = R_1 \parallel R_F$ je

$$\Delta U_{izI_{off}} = \pm I_{off} R_F.$$



Sl. 3.9 Neinvertirajoči ojačevalnik s kompenzacijskim uporom

Zgled: Operacijski ojačevalnik ima podatke $I_{B\max} = 200\text{ nA}$, $I_{off\max} = 20\text{ nA}$.

Vežemo ga kot neinvertirajoči ojačevalnik z uporoma $R_F = 80\text{ k}\Omega$, $R_1 = 8\text{ k}\Omega$.

Izračunajmo spremembo izhodne napetosti zaradi vhodnih tokov in vhodnega ničelnega toka.

a. brez kompenzacijskega upora R_K

b. s kompenzacijskim uporom $R_K = \frac{R_1 R_F}{R_1 + R_F} = 7,27\text{ k}\Omega$.

a. $\Delta U_{izI_B^-} = I_B^- R_F = 200 \cdot 10^{-9} \cdot 80 \cdot 10^3 = 16\text{ mV}$.

b. $\Delta U_{izI_{off}} = I_{off} R_F = 20 \cdot 10^{-9} \cdot 80 \cdot 10^3 = 1,6\text{ mV}$.

3.3 Kompenzacija ničelnih napetosti in tokov

3.3.1 Kompenzacija ničelnih napetosti in tokov pri invertirajočem ojačevalniku

Pri izračunu izhodne napetosti vezja na sliki 3.10 upoštevamo, da je $R \gg R_1$ in $R \gg R_p$. Izhodno napetost izračunamo po teoremu o superpoziciji kot vsoto vseh vplivov

$$u_{iz} = -\frac{R_F}{R_1} u_{vh} - \frac{R_F}{R} U_p + I_B^- R_F - I_B^+ R_K \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \pm U_{off} \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right).$$

Če je $R_K = \frac{R_1 R_F}{R_1 + R_F}$, je

$$I_B^- R_F - I_B^+ \frac{R_1 R_F}{R_1 + R_F} \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) = (I_B^- - I_B^+) R_F = \pm I_{off} R_F$$

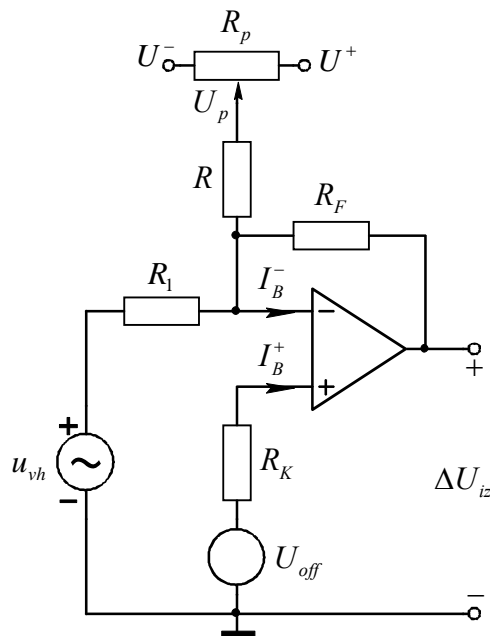
in izhodna napetost

$$u_{iz} = -\frac{R_F}{R_1} u_{vh} \pm I_{off} R_F \pm U_{off} \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) - \frac{R_F}{R} U_p.$$

Ker želimo, da je izhodna napetost odvisna le od vhodne napetosti, mora biti

$$\pm U_{off} \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \pm I_{off} R_F - \frac{R_F}{R} U_p = 0.$$

Pri umerjanju vezja se ne ukvarjamo z razmerami na vhodu. Vhodni generator nadomestimo s kratkim stikom, merimo izhodno napetost in toliko časa premikamo potenciometer, da je izhodna napetost enaka nič.



Sl. 3.10 Kompenzacija ničelne napetosti in ničelnega toka pri invertirajočem ojačevalniku

3.3.2 Kompenzacija ničelnih napetosti in tokov pri neinvertirajočem ojačevalniku

Vežje je prikazano na sliki 3.11. Pri vsaki nastavitvi potenciometra se nam zaradi dodanega vežja za kompenzacijo ničelne napetosti, spremeni tudi ojačenje. Za izračun vpliva u_{vh} imamo vežje na sliki 3.12. Izhodna napetost je

$$u_{iz}^i = \frac{R_1 \parallel (R + R_p) + R_F}{R_1 \parallel (R + R_p)} u_{vh}.$$

Vpliv napetosti U_p prikazuje vežje na sliki 3.13. Zato, ker je $u_v^+ = u_v^- = 0 \text{ V}$, je $I_{R_1} = 0$. Za vozlišče u_v^- velja vozliščna enačba

$$I_p + I_F = 0 \Rightarrow \frac{U_p}{R_p + R} + \frac{u_{iz}''}{R_F} = 0.$$

Tako je

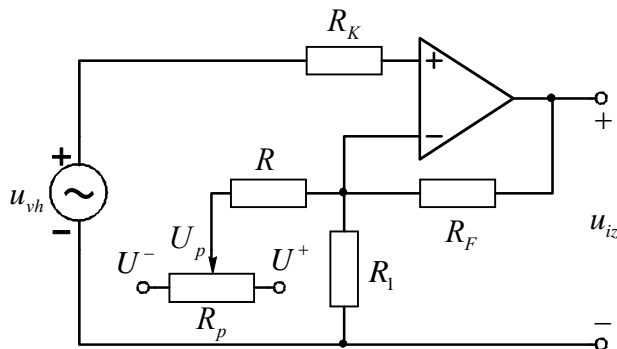
$$u_{iz}'' = -\frac{R_F}{R + R_p} U_p.$$

V enačbi za celotno izhodno napetost upoštevamo oba vpliva

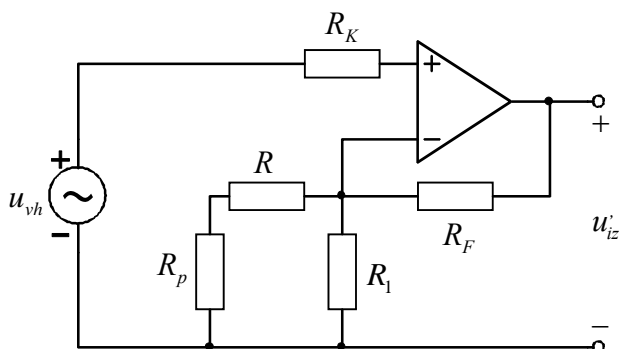
$$u_{iz} = u_{iz}^i + u_{iz}'' = \frac{R_1 \parallel (R + R_p) + R_F}{R_1 \parallel (R + R_p)} u_{vh} - \frac{R_F}{R + R_p} U_p.$$

Iz enačbe vidimo, da upora R in R_p vplivata na ojačenje signala. Ker želimo vpliv uporov čim bolj izločiti, mora biti $R \gg R_1$ (v razredu $M\Omega$).

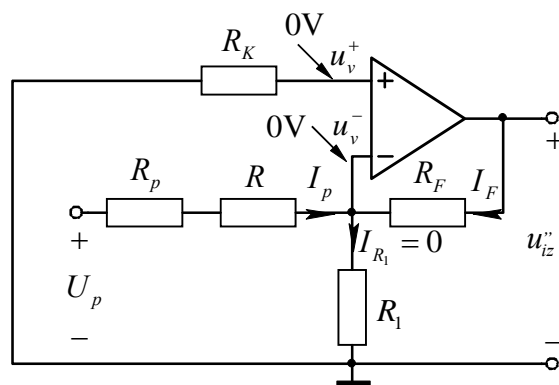
V večini primerov je najbolje izbrati operacijski ojačevalnik, ki ima predvidene priključke za kompenzacijo ničelne napetosti.



SI 3.11 Kompenzacija ničelne napetosti in ničelnega toka pri neinvertirajočem ojačevalniku

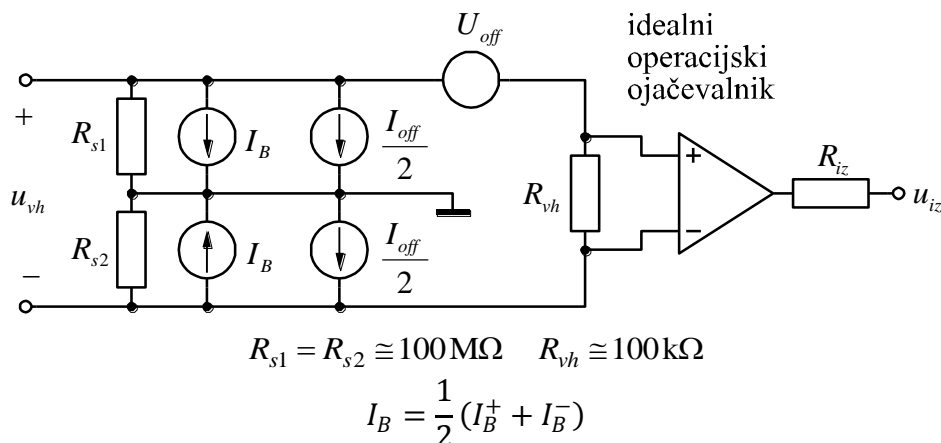


SI 3.12



SI. 3.13

Neidealnosti realnega operacijskega ojačevalnika prikazuje model na sliki 3.14.



Sl. 3.14 Model realnega operacijskega ojačevalnika

3.4 Temperaturno lezenje (drift) ničelne napetosti in ničelnega toka

Vpliv vhodnega napajalnega toka, vhodne ničelne napetosti in ničelnega toka lahko kompenziramo z ustrežno konfiguracijo vezja. To naredimo pri določeni temperaturi. Če se temperatura spreminja, se spreminja tudi izhodna napetost. Proizvajalci podajajo v katalogih temperaturno lezenje (drift) vhodne ničelne napetosti. **Temperaturno lezenje (drift) je tista sprememba vhodne napetosti, ki jo moramo dodati na vodu na vsako °C, da bo izhodna napetost operacijskega ojačevalnika enaka nič.** Poleg lezenja vhodne ničelne napetosti se pojavlja tudi lezenje vhodnega ničelnega toka.

Zaradi temperaturnega lezenja moramo pred uporabo ojačevalnika poznati temperaturne pogoje, v katerih bo vezje delovalo.

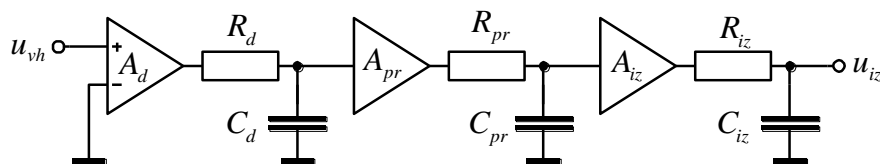
Za operacijski ojačevalnik LM208 je lezenje vhodne ničelne napetosti v območju od $3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ do $15 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, lezenje vhodnega ničelnega toka pa v območju od $0,5 \text{ pA}/^\circ\text{C}$ do $2,5 \text{ pA}/^\circ\text{C}$.

4. FREKVENČNE KARAKTERISTIKE OPERACIJSKIH OJAČEVALNIKOV

Operacijski ojačevalnik je zgrajen iz tranzistorjev, FET-ov, diod in uporov, ki s svojimi parazitnimi kapacitivnostmi povzročajo zmanjšanje ojačenja pri visokih frekvencah.

4.1 Nadomestno vezje za izmenične signale in frekvenčna odvisnost napetostnega ojačenja operacijskega ojačevalnika

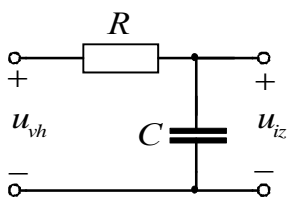
Operacijski ojačevalnik je sestavljen iz treh stopenj: vhodne diferencialne stopnje, napetostnega ojačevalnika s premaknitvijo nivojev in izhodne stopnje s tokovnim ojačenjem (nizka izhodna upornost). Vsaka od teh stopenj ima svojo zgornjo mejno frekvenco. Posamezne stopnje poenostavljeno predstavimo z idealnim ojačevalnikom brez frekvenčne omejitve ter z ustreznim nizkofrekvenčnim filtrom na izhodu (slika 4.1).



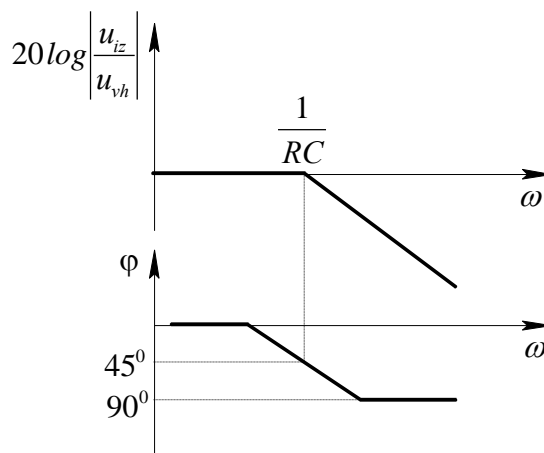
Sl. 4.1 Poenostavljeno nadomestno vezje operacijskega ojačevalnika za izmenične signale

RC člen, ki ga prikazuje slika 4.2, ima prevajalno funkcijo

$$\frac{u_{iz}}{u_{vh}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$



Sl. 4.2



Sl. 4.3 Frekvenčna odvisnost amplitude in faze CR člena

Idealizirana frekvenčna odvisnost amplitude in faze prevajalne funkcije RC člena je podana na sliki 4.3.

Ojačenje celotnega operacijskega ojačevalnika dobimo kot produkt ojačenj posameznih stopenj

$$A(\omega) = \frac{A_d A_{pr} A_{iz}}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_1}\right) \cdot \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_2}\right) \cdot \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_3}\right)}$$

A_d , A_{pr} , A_{iz} so ojačenja idealnih stopenj. Za enosmerne razmere je ojačenje

$$A_0 = A_d A_{pr} A_{iz}$$

Ker imamo v enačbi prevajalne funkcije tri pole, se faza spreminja od 0^0 do -270^0 . Bodejev diagram amplitude in faze je podan na sliki 4.4.

Iz Bodejevega diagrama je razvidno, da imamo presežek ojačenja pri krožni frekvenci ω_p , ko je fazni kot

$$\varphi = -180^0.$$

Krožno frekvenco ω_p , pri kateri doseže fazni kot napetostnega ojačenja -180^0 , izračunamo iz pogoja

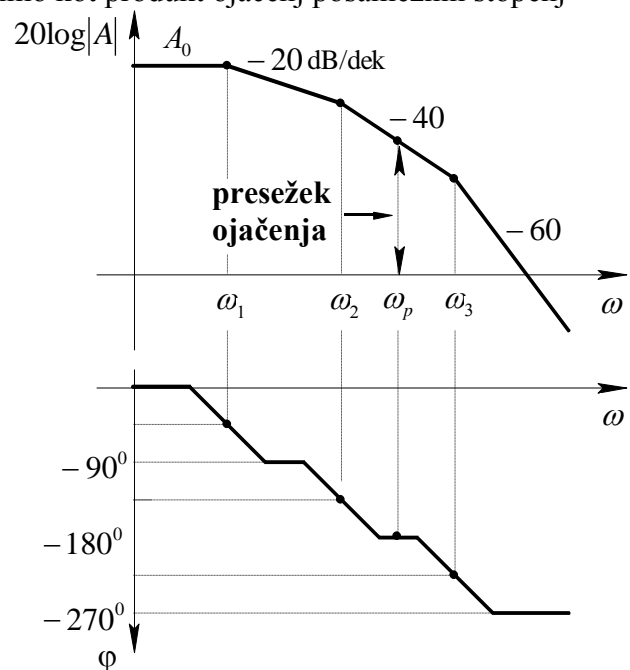
$$\varphi = \arctg \frac{\operatorname{Im} A(\omega_p)}{\operatorname{Re} A(\omega_p)} = -180^0.$$

V enačbi za napetostno ojačenje ločimo realni in imaginarni del

$$\begin{aligned} A(\omega) &= \frac{A_d A_{pr} A_{iz}}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_1}\right) \cdot \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_2}\right) \cdot \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_3}\right)} = \\ &= \frac{A_d A_{pr} A_{iz}}{1 - \omega^2 \left(\frac{1}{\omega_1 \omega_2} + \frac{1}{\omega_2 \omega_3} + \frac{1}{\omega_1 \omega_3}\right) + j \left(\omega \left(\frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_2} + \frac{1}{\omega_3}\right) - \frac{\omega^3}{\omega_1 \omega_2 \omega_3}\right)} = \end{aligned}$$

ter izračunamo fazni kot pri frekvenci ω_p

$$\arctg \frac{\omega_p \left(\frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_2} + \frac{1}{\omega_3} - \frac{\omega_p^2}{\omega_1 \omega_2 \omega_3}\right)}{1 - \omega_p^2 \left(\frac{1}{\omega_1 \omega_2} + \frac{1}{\omega_2 \omega_3} + \frac{1}{\omega_1 \omega_3}\right)} = -180^0.$$



Sl. 4.4 Frekvenčna odvisnost ojačenja in faze operacijskega ojačevalnika

Ker je $\operatorname{tg}(-180^0) = 0$, dobimo enačbo

$$\frac{\omega_p \left(\frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_2} + \frac{1}{\omega_3} - \frac{\omega_p^2}{\omega_1 \omega_2 \omega_3} \right)}{1 - \omega_p^2 \left(\frac{1}{\omega_1 \omega_2} + \frac{1}{\omega_2 \omega_3} + \frac{1}{\omega_1 \omega_3} \right)} = 0.$$

Če ne upoštevamo trivialnega primera, ko je $\omega_p = 0$, je iskana krožna frekvenca

$$\omega_p = \sqrt{\omega_1 \omega_2 + \omega_1 \omega_3 + \omega_2 \omega_3} \approx \sqrt{\omega_2 \omega_3}$$

$$\omega_p = \sqrt{\omega_1 \omega_2 + \omega_1 \omega_3 + \omega_2 \omega_3} \cong \sqrt{\omega_2 \omega_3}$$

in s tem tudi frekvenca

$$f_p = \sqrt{f_1 f_2 + f_1 f_3 + f_2 f_3} \approx \sqrt{f_2 f_3}$$

Zgled:

Za operacijski ojačevalnik so podana ojačenja in zgornje mejne frekvence posameznih stopenj. Izračunajmo amplitudo in fazo ojačenja operacijskega ojačevalnika pri frekvenci 200kHz. Če vstavimo v enačbo za ojačenje operacijskega ojačevalnika

$$\begin{aligned} A_d &= -500 & f_d &= f_2 = 1\text{MHz} \\ A_{pr} &= -250 & f_{pr} &= f_1 = 40\text{kHz} \\ A_{iz} &= 0,95 & f_{iz} &= f_3 = 10\text{MHz} \end{aligned}$$

$$A(f) = \frac{A_d A_{pr} A_{iz}}{\left(1 + j \frac{f}{f_1}\right) \cdot \left(1 + j \frac{f}{f_2}\right) \cdot \left(1 + j \frac{f}{f_3}\right)}$$

podane številčne vrednosti, dobimo

$$\begin{aligned} A(200 \cdot 10^3) &= \frac{(-500) \cdot (-250) \cdot 0,95}{\left(1 + j \frac{200 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^6}\right) \cdot \left(1 + j \frac{200 \cdot 10^3}{40 \cdot 10^3}\right) \cdot \left(1 + j \frac{200 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^6}\right)} = \\ &= \frac{118,75 \cdot 10^3}{(1 + j0,2) \cdot (1 + j5) \cdot (1 + j0,02)} \end{aligned}$$

Izračunamo fazne kote posameznih členov

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg} 0,2 = 11,31^0, \quad \varphi_2 = \operatorname{arctg} 5 = 78,69^0, \quad \varphi_3 = \operatorname{arctg} 0,02 = 1,15^0$$

in napišemo enačbo v polarni obliki

$$A(200 \cdot 10^3) = \frac{118,75 \cdot 10^3}{1,02 \cdot e^{j11,31^\circ} \cdot 5,09 \cdot e^{j78,69^\circ} \cdot 1 \cdot e^{j1,15^\circ}}$$

Enačbo za ojačenje preoblikujemo in dobimo

$$\begin{aligned} A(200 \cdot 10^3) &= 118,75 \cdot 10^3 \cdot (0,98 \cdot e^{-j11,31^\circ}) \cdot (0,1965 \cdot e^{-j78,69^\circ}) \cdot (1 \cdot e^{-j1,15^\circ}) \\ &= 22,83 \cdot 10^3 \cdot e^{-j(11,31^\circ+78,69^\circ+1,15^\circ)} = 22,83 \cdot 10^3 \cdot e^{-j91,15^\circ} \end{aligned}$$

Ojačenje tako znaša 22830, fazni kot pa $-91,15^\circ$.

4.2 Problem stabilnosti vezij z operacijskim ojačevalnikom

Za sistem z operacijskim ojačevalnikom, ki ima ojačenje $A(\omega)$ in povratno vezavo $F(\omega)$, je ojačenje s povratno vezavo podano z enačbo

$$A^p(\omega) = \frac{A(\omega)}{1 + A(\omega)F(\omega)} = \frac{A(\omega)}{1 + W(\omega)}$$

V zgornji enačbi je $W(\omega) = A(\omega)F(\omega)$ ojačenje odprte zanke.

Predpostavimo, da je povratna vezava frekvenčno neodvisna in manjša od 1 ($F < 1$). Ojačenje odprte zanke v Bodejevem diagramu, kjer imamo logaritično merilo, je

$$20 \log W(\omega) = 20 \log A(\omega) - 20 \log F$$

Vidimo, da je ojačenje odprte zanke za konstanto $-20 \log F$ premaknjeno ojačenje ojačevalnika $A(\omega)$. Ojačenje s povratno vezavo je v Bodejevem diagramu podano z enačbo

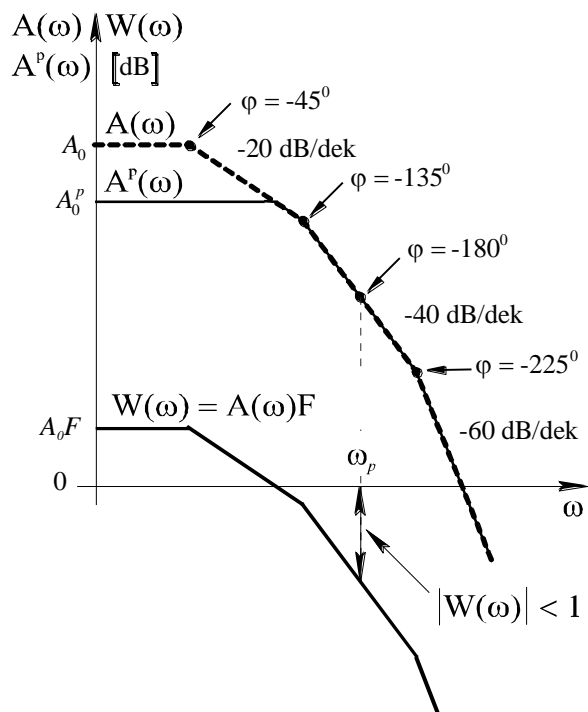
$$20 \log A^p(\omega) = 20 \log A(\omega) - 20 \log [1 + W(\omega)]$$

Za $W(\omega) = A(\omega)F \gg 1$, oziroma če je ojačenje odprte zanke mnogo večje od 0dB, lahko zanemarimo 1 v izrazu $1 + W(\omega)$.

$$\begin{aligned} 20 \log A^p(\omega) &= 20 \log A(\omega) - 20 \log W(\omega) = \\ &= -20 \log F = 20 \log A_0^p \end{aligned}$$

Za $W(\omega) = A(\omega)F \ll 1$, oziroma če je ojačenje odprte zanke mnogo manjše od 0dB, lahko zanemarimo $W(\omega)$ v izrazu $1 + W(\omega)$.

$$20 \log A^p(\omega) = 20 \log A(\omega) - 20 \log 1 = 20 \log A(\omega)$$



Sl. 4.5 Bodejev diagram ojačenj sistema s povratno vezavo

Za stabilen sistem s povratno vezavo mora biti izpolnjen Nyquistov kriterij, da je

$$|W(\omega_p)| = |A(\omega_p)F(\omega_p)| < 1$$

pri faznem kotu

$$\varphi(\omega_p) = \arctg \frac{\text{Im} W(\omega_p)}{\text{Re} W(\omega_p)} = -180^\circ.$$

Z upoštevanjem frekvenčnega poteka napetostnega ojačenja operacijskega ojačevalnika in frekvenčno neodvisne povratne vezave dobimo za stabilen sistem Bodejev diagram na sliki 4.5.

Za sledilnik napetosti, kjer imamo popolno povratno vezavo $F=1$, je ojačenje odprte zanke $W(\omega) = A(\omega) \cdot 1$. Frekvenčni potek ojačenja odprte zanke $W(\omega)$ je enak frekvenčnemu poteku ojačenja samega operacijskega ojačevalnika $A(\omega)$.

Ojačenje s povratno vezavo podaja enačba

$$20 \log A^P(\omega) = 20 \log A(\omega) - 20 \log [1 + W(\omega)] = 20 \log A(\omega) - 20 \log [1 + A(\omega)].$$

Za $W(\omega) = A(\omega)F \gg 1$ (oziroma 0dB) je

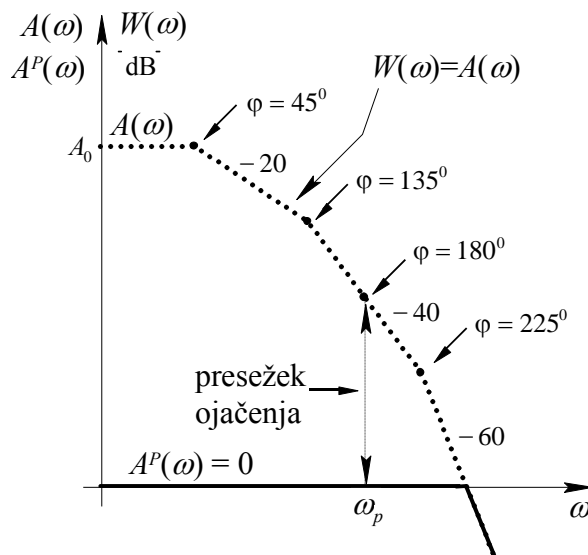
$$20 \log A^P(\omega) = 20 \log A(\omega) - 20 \log A(\omega) = 0.$$

Ojačenje s povratno vezavo je v tem območju $A^P = 1$ (0dB)

Za $W(\omega) = A(\omega)F \ll 1$ (oziroma 0dB) je

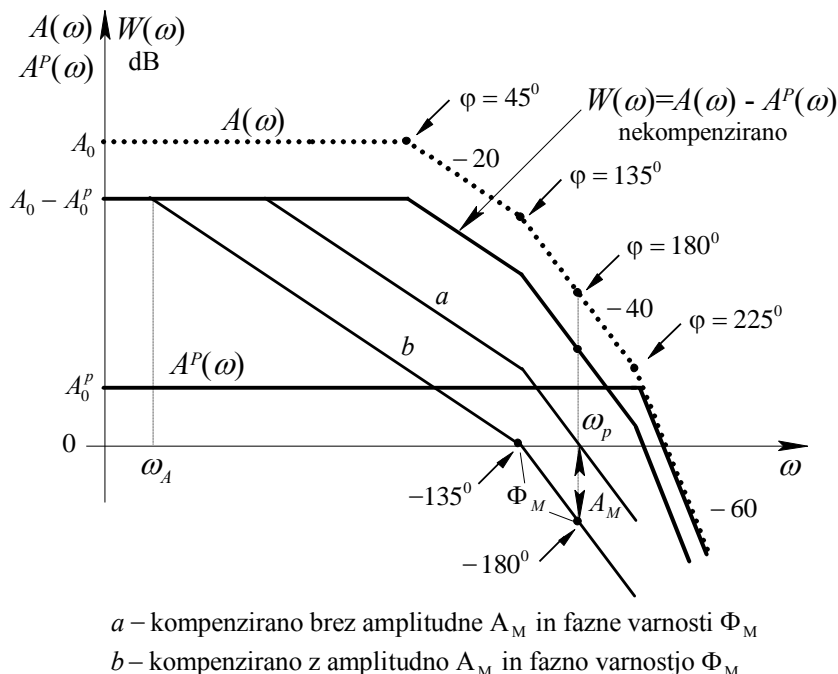
$$20 \log A^P(\omega) = 20 \log A(\omega) - 20 \log 1 = 20 \log A(\omega).$$

Razmere so prikazane na sliki 4.6. Zaradi presežka ojačenja prevajalne funkcije odprte zanke pri faznem kotu 180° , je tak sistem v primeru enotine povratne vezave vedno nestabilen (sistem zaniha). Zato da naredimo sistem stabilen, je potrebno spremeniti frekvenčno karakteristiko napetostnega ojačenja samega operacijskega ojačevalnika. To dosežemo s pomočjo **frekvenčne kompenzacije** operacijskega ojačevalnika, tako da premaknemo dominantni (najnižji) pol k nizkim frekvencam. Za frekvenčno kompenzacijo brez faze in amplitudne varnosti je potrebno najnižji pol toliko znižati, da je za podano povratno vezavo pri faznem kotu 180° prevajalna funkcija odprte zanke $W(\omega) = 1$ (0dB). Če želimo imeti določeno fazno in amplitudno varnost znižamo najnižji pol toliko, da je pri podani povratni vezavi prevajalna



Sl. 4.6 Bodejev diagram ojačenj vezja z enotino povratno vezavo

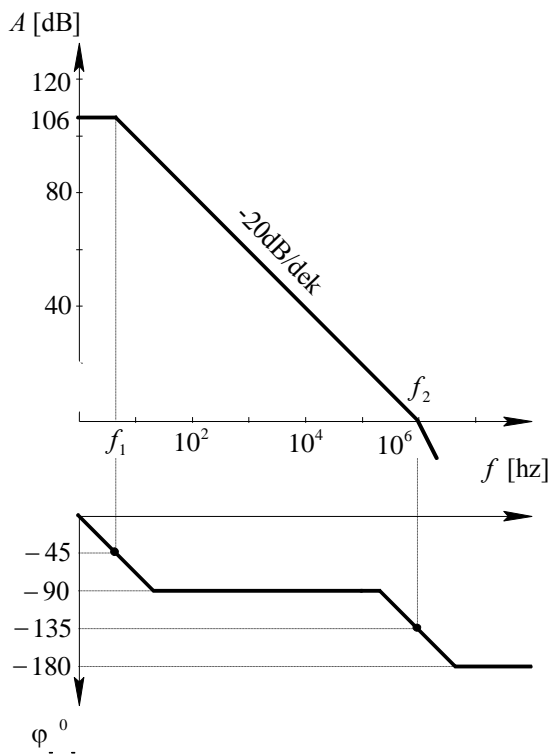
funkcija odprte zanke enaka 1 (0 dB) v točki, ko se začne nagib -40 dB/dek (znotraj tega nagiba se nahaja fazni kot -180°). Premik pola dosežemo tako, da dodamo pol in ničlo pri določenih krožnih frekvencah. Krivulja *a* na sliki 4.7 prikazuje mejno kompenzirano prevajalno funkcijo odprte zanke $W(\omega)$ (brez fazne in amplitudne varnosti), krivulja *b* pa kompenzacijo z določeno amplitudno in fazno varnostjo.



Sl. 4.7 Primeri različnih kompenzacij

Za primer si oglejmo frekvenčni potek prevajalne funkcije operacijskega ojačevalnika 741, ki je interno kompenziran s kapacitivnostjo 30 pF v drugi stopnji. Zaradi kompenzacije ima najnižji pol pri $f_1 = 5 \div 6$ Hz.

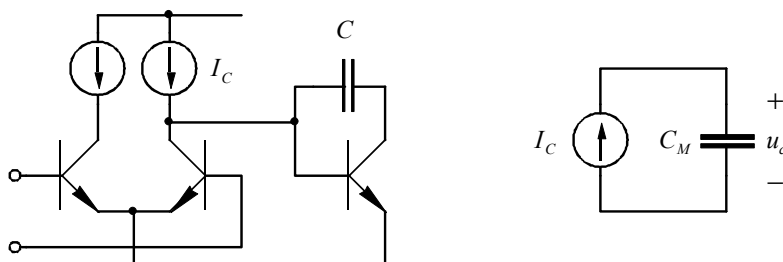
Kompenziran operacijski ojačevalnik s tako karakteristiko lahko uporabimo kot sledilnik napetosti, saj fazni kot takrat, ko je ojačenje 0 dB (1) ne preseže -135° . Ker je frekvenčna karakteristika frekvenčno dokaj "ozka" in ojačenje preveliko, ojačevalnik brez zunanje povratne vezave ni primeren za druge aplikacije. Z dodajanjem zunanjih uporov in kondenzatorjev odpravimo vpliv dominantnega pola in s tem razširimo frekvenčni pas. Pri tem je potrebno paziti, da pri podani povratni vezavi sistem ne postane nestabilen.



Sl. 4.8 Bodejev diagram prevajalne funkcije kompenziranega operacijskega ojačevalnika 741

4.3 Maksimalna hitrost spreminjanja izhodne napetosti operacijskega ojačevalnika ("slew rate")

V operacijskem ojačevalniku je tokovni vir, ki določa delovno točko vhodne diferencialne stopnje, priključen na vhod druge stopnje. Druga stopnja ima med svojim vhodom in izhodom kapacitivnost C (lastno parazitno ali kompenzacijsko). Kapacitivnost C lahko preslikamo po Millerjevem teoremu na vhod druge stopnje. Če je desni tranzistor diferencialnega ojačevalnika zaprt je na kondenzator C_M priključen samo tokovni vir (slika 4.9).



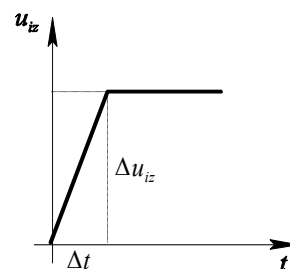
SI. 4.9

Iz enačbe, ki podaja zvezo med napetostjo in tokom na kondenzatorju izračunamo časovno odvisnost napetosti na kondenzatorju C_M

$$C_M \frac{du_C}{dt} = I_C \Rightarrow u_C = \frac{I_C}{C_M} t.$$

V času Δt se napetost spremeni za

$$\Delta u_C = \frac{I_C}{C_M} \Delta t.$$



SI. 4.10

Ker je tok tokovnega vira (I_C) konstanten, je sprememba napetosti na kondenzatorju odvisna le od velikosti časovnega intervala Δt (slika 4.10).

"Slew rate" operacijskega ojačevalnika podaja maksimalno možno hitrost spreminjanja izhodne napetosti operacijskega ojačevalnika

$$SR = \left(\frac{\Delta u_{iz}}{\Delta t} \right)_{\max} \left[\frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \right].$$

V odvisnosti od hitrosti operacijskih ojačevalnikov se nahaja SR v območju od $0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ (počasni operacijski ojačevalniki) do $100 \text{ V}/\mu\text{s}$ (hitri operacijski ojačevalniki).

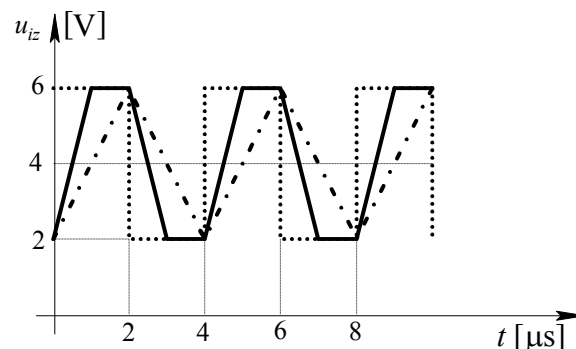
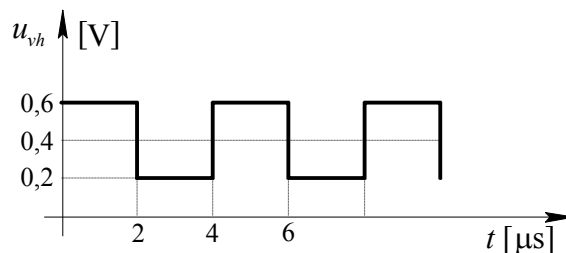
Zgled: Neinvertirajoči ojačevalnik ima ojačenje s povratno vezavo $A^p = 10$ in $SR = 4 \text{ V}/\mu\text{s}$ ali $2 \text{ V}/\mu\text{s}$. Na vhod priključimo generator napetostnih impulzov, ki so prikazani na sliki 4.11. Izračunajmo in narišimo izhodno napetost s prikazanim vplivom omejene hitrosti spreminjanja izhodne napetosti. Za $SR = 4 \text{ V}/\mu\text{s}$ je čas

$$\Delta t = \frac{\Delta u_{iz}}{SR} = \frac{4 \text{ V}}{4 \text{ V}/\mu\text{s}} = 1 \mu\text{s},$$

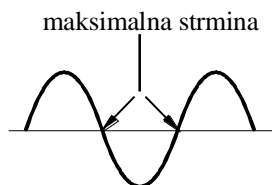
za $SR = 2 \text{ V}/\mu\text{s}$ pa

$$\Delta t = \frac{\Delta u_{iz}}{SR} = \frac{4 \text{ V}}{2 \text{ V}/\mu\text{s}} = 2 \mu\text{s}.$$

Potek izhodne napetosti je prikazan na sliki 4.11 ($SR = 4 \text{ V}/\mu\text{s}$; debela polna črta). Izhodna napetost se še bolj popači in dobi obliko žage, če je $SR = 2 \text{ V}/\mu\text{s}$. Iz oblike izhodne napetosti v tem primeru ne moremo več ugotoviti, kakšna je oblika vhodne napetosti.



Sl. 4.11 Prikaz vpliva omejene maksimalne hitrosti spreminjanja izhodne napetosti



Sl. 4.12 Maksimalna strmina sinusnega signala

"Slew rate" operacijskega ojačevalnika vpliva tudi na sinusni signal, če je najhitrejša sprememba sinusnega signala, to je ob prehodu skozi ničlo, hitrejša od zmožnosti operacijskega ojačevalnika. Maksimalna strmina sinusnega signala je prikazana na sliki 4.12. Če odvajamo enačbo za izhodno napetost $u_{iz} = U_m \sin 2\pi ft$

$$\frac{d}{dt} [U_m \sin 2\pi ft] \Big|_{t=0} = [U_m 2\pi f \cos(2\pi ft)] \Big|_{t=0} = 2\pi f U_m, \text{ dobimo}$$

$$\text{nagib (SR pri prehodu skozi 0)} = 2\pi f U_m \quad [\text{V/s}].$$

Ker se "slew rate" meri v $\text{V}/\mu\text{s}$, se enačba spremeni

$$SR_{\text{sin maks}} = 2\pi \cdot 10^{-6} U_m f_{\text{Hz}} \quad [\text{V}/\mu\text{s}].$$

Če ne želimo, da operacijski ojačevalnik ne vpliva na obliko izhodne napetosti, mora biti

$$SR_{\text{sin maks}} < SR \text{ (operacijskega ojačevalnika).}$$

Zgled: Operacijski ojačevalnik ($SR = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$) bomo uporabili kot vhodni ojačevalnik z ojačenjem zaprte zanke $A^P = 100$. Vhodni signal je sinusen $u_{vh} = U_m \sin \omega t = 0,02 \text{ V} \cdot \sin(1,4 \cdot 10^5 t)$. Ugotoviti želimo, ali bo ojačevalnik popačil signal zaradi omejitve maksimalne hitrosti spreminjanja izhodne napetosti (SR). Izračunamo maksimalno amplitudo izhodne napetosti

$$U_{iz\max} = U_m A^P = 0,02 \cdot 100 = 2 \text{ V}.$$

Iz podane krožne frekvence $2\pi f = 1,4 \cdot 10^5$ izračunamo frekvenco izhodne napetosti

$$f = \frac{1,4 \cdot 10^5}{2\pi} = 22,28 \text{ kHz}.$$

Z upoštevanjem izračunanih vrednosti je maksimalna strmina izhodne sinusne napetosti

$$SR_{\sin\max} = 2\pi \cdot 10^{-6} U_{iz\max} f = 6,28 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 22,28 \cdot 10^3 = 0,279 \text{ V}/\mu\text{s}.$$

Ker je

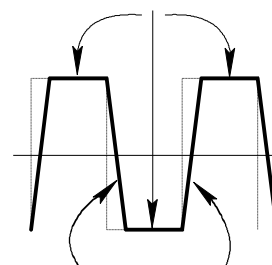
$$SR_{\sin\max} < SR, \quad 0,279 < 0,5,$$

lahko operacijski ojačevalnik uporabimo kot predojačevalnik.

"Slew-rate" operacijskega ojačevalnika povzroči, da je v vezju zanka povratne vezave odprta ali zaprta. Pomembno je vedeti, kdaj je vezje z operacijskim ojačevalnikom pod nadzorom povratne vezave (če sledi enačbi povratne vezave; povratna zanka je sklenjena) in kdaj ni pod nadzorom povratne vezave (odprta zanka povratne vezave). Velja naslednje:

1. Ko oblika izhodnega signala sledi obliki vhodnega signala v razmerju ojačenja zaprte zanke, je povratna zanka sklenjena.
2. Če izhodni signal operacijskega ojačevalnika ne sledi vhodnemu v razmerju ojačenja s povratno vezavo, je povratna zanka odprta.
3. Če je napetost negativnega vhoda enaka napetosti pozitivnega vhoda operacijskega ojačevalnika ($u_v^+ = u_v^-$), je povratna zanka sklenjena, sicer pa odprta (slika 4.13). Če z osciloskopom opazujemo napetosti na obeh vhodih, lahko enostavno ugotovimo pogoje delovanja operacijskega ojačevalnika. Dokler je povratna vezava sklenjena, sta obe napetosti enaki. Ko se pojavi na izhodu omejevanje zaradi "slew rate"-a, se napetosti na obeh vhodih močno razlikujeta.

sklenjena povratna vezava



odprta zanka povratne vezave

Sl. 4.13 Področja sklenjene in odprte zanke povratne vezave

4.4 Šum v operacijskih ojačevalnikih

Operacijski ojačevalnik je sestavljen iz aktivnih elementov (tranzistorji, FET-i) in upornosti, ki vsak na svoj način prispevajo k skupnim šumnim lastnostim operacijskega ojačevalnika. Zaradi toka skozi polprevodnik se pojavi **zrnati šum (Schottky)**, ki nastane zaradi rekombinacije elektronov in vrzeli. Vsaka rekombinacija povzroči neznatno spremembo povprečnega enosmernega toka, ki se pokaže kot zrnati šum. Podan je z enačbo

$$I_{\dot{\zeta}} = \sqrt{2qI_{EN}\Delta f}.$$

$$q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As} - \text{naboj elektrona}$$

$$I_{EN} - \text{povprečni enosmerni tok v polprevodniku}$$

$$\Delta f - \text{frekvenčni pas}$$

Če teče tak šumni tok skozi upornost, se pojavi šumna napetost $U_{\dot{\zeta}} = I_{\dot{\zeta}}R$.

Zaradi naključnega gibanja nosilcev naboja v prevodniku se pojavi **termični šum (Johnson)**, ki ga opisuje enačba

$$U_{\dot{\zeta}} = \sqrt{4KTR\Delta f}.$$

$$K = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J / } ^\circ\text{K} - \text{Boltzmanova konstanta}$$

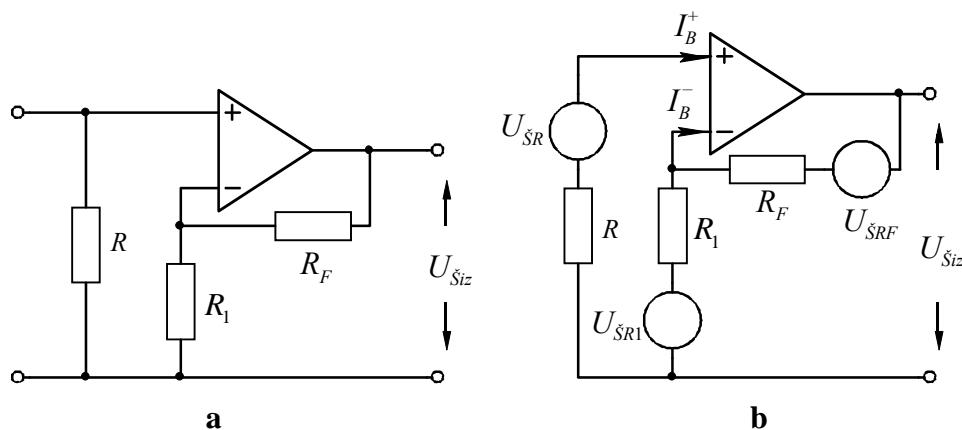
$$T - \text{temperatura v } ^\circ\text{K}$$

$$\Delta f - \text{frekvenčna širina Hz}$$

$$R - \text{upornost žičnega ali kovinoplastnega upora}$$

"**Flicker (1/f) šum**" se opazi kot počasna sprememba enosmernega toka. Vpliv 1/f šuma se poveča pri nizkih frekvencah.

Zgled: Neinvertirajoči ojačevalnik na sliki 4.14a vsebuje kovinoplastne upore $R_F = 30\text{k}\Omega$ in $R_1 = 10\text{k}\Omega$. Šumni generatorji na sliki 4.14b prikazujejo vpliv šuma, ki ga generira operacijski ojačevalnik in zunanji upori. Enosmerni vhodni napajalni tok je 200 nA. Pozitivni vhod je vezan preko upora $R = 10\text{k}\Omega$ na maso. Ojačevalnik je frekvenčno kompenziran in ima frekvenčno širino $\Delta f = 100 \text{ kHz}$. Vezje deluje pri sobni temperaturi 20°C . Izračunajmo izhodno šumno napetost.



Sl. 4.14

Vpliv vhodnih napajalnih tokov I_B^+ in I_B^- izrazimo s šumnim tokom zrnatega šuma

$$I_{\check{S}I_B^+} = \sqrt{2qI_B^+\Delta f} = \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 200 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^3} = 80 \cdot 10^{-12} \text{ A} = I_{\check{S}I_B^-}$$

Izhodni šumni napetosti zaradi zrnatega šuma vhodnih napajalnih tokov sta

$$U_{\check{S}I_B^+} = I_{\check{S}I_B^+} \cdot R \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) = 80 \cdot 10^{-12} \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 4 = 3,2 \mu\text{V}, \quad U_{\check{S}I_B^-} = I_{\check{S}I_B^-} R_F = 2,4 \mu\text{V}.$$

Šumne napetosti posameznih uporov zaradi termičnega šuma so

$$U_{\check{S}R} = \sqrt{4KTR\Delta f} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^3} = 4,02 \mu\text{V},$$

$$U_{\check{S}R_1} = \sqrt{4KTR_1\Delta f} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^3} = 4,02 \mu\text{V},$$

$$U_{\check{S}R_F} = \sqrt{4KTR_F\Delta f} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^3} = 6,97 \mu\text{V}.$$

Posamezne izhodne šumne napetosti izračunamo z enačbami

$$U_{\check{S}I_R} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) U_{\check{S}R} = (1 + 3) \cdot 4,02 \cdot 10^{-6} = 16,08 \mu\text{V},$$

$$U_{\check{S}I_{R_1}} = \frac{R_F}{R_1} U_{\check{S}R_1} = \frac{30}{10} \cdot 4,02 \cdot 10^{-6} = 12,06 \mu\text{V},$$

$$U_{\check{S}I_{R_F}} = U_{\check{S}R_F} = 6,97 \mu\text{V}.$$

Celotna izhodna šumna napetost, ki upošteva vse vplive, je

$$\begin{aligned} U_{\check{S}I_Z} &= \sqrt{U_{\check{S}I_B^+}^2 + U_{\check{S}I_B^-}^2 + U_{\check{S}I_R}^2 + U_{\check{S}I_{R_1}}^2 + U_{\check{S}I_{R_F}}^2} = \\ &= 10^{-6} \cdot \sqrt{2,4^2 + 3,2^2 + 16,08^2 + 12,06^2 + 6,97^2} = 21,62 \mu\text{V}. \end{aligned}$$

Iz zgornje enačbe sledi, da se na izhodu seštevajo šumne moči in ne šumne napetosti.

5. UPORABA OPERACIJSKEGA OJAČEVALNIKA V LINEARNIH VEZJIH

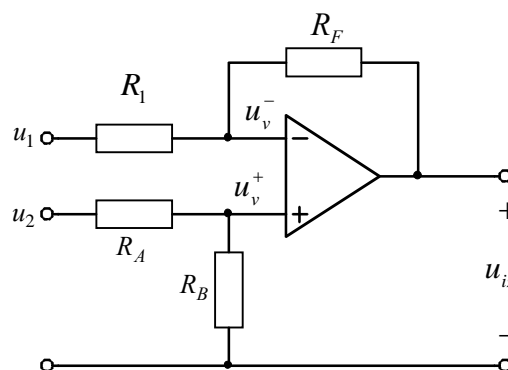
5.1 Odštevalnik (diferenčni ojačevalnik)

Odštevalnik je sestavljen iz invertirajočega ojačevalnika in neinvertirajočega ojačevalnika z delilnikom na vходу. Če predpostavimo, da je ojačenje operacijskega ojačevalnika $A = \infty$, je

$u_v^+ = u_v^-$. Ker imamo na neinvertirajočem vходу

delilnik napetosti, izračunamo napetost u_v^+ z enačbo

$$u_v^+ = u_2 \frac{R_B}{R_B + R_A}.$$



Sl. 5.1 Odštevalnik

Iz vozliščne enačbe za invertirajoči vход

$$\frac{u_v^- - u_1}{R_1} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_F} = 0 \text{ izračunamo } u_v^- = \frac{u_{iz} R_1 + u_1 R_F}{R_1 + R_F}.$$

Ker je $u_v^+ = u_v^-$, dobimo enačbo

$$u_2 \frac{R_B}{R_A + R_B} = \frac{u_{iz} R_1 + u_1 R_F}{R_1 + R_F},$$

iz katere izračunamo izhodno napetost

$$u_{iz} = -\frac{R_F}{R_1} u_1 + \frac{R_B}{R_A + R_B} \cdot \frac{R_1 + R_F}{R_1} u_2.$$

Zgled:

Dinamični mikrofون priključimo med oba vхoda diferenčnega predojačevalnika (slika 5.1). Predojačevalnik ima za oba vхoda enako diferencialno ojačenje $A_d = 10$. Mikrofон naj bo obremenjen z upornostjo $44 \text{ k}\Omega$. Koristna izhodna napetost mikrofona je $u_{vd} = 3 \text{ mV}$. Možna sofazna motilna napetost $u_{vs} = 5 \text{ mV}$. Rejekcijski faktor operacijskega ojačevalnika $F_R = 100 \text{ dB}$. Izračunajmo koristni in motilni signal na izhodu ojačevalnika ter upornosti R_1 , R_F , R_A in R_B .

Iz pogoja $u_v^+ = u_v^-$ izhaja, da je mikrofон obremenjen z upornostjo $R_1 + R_A = 44 \text{ k}\Omega$.

Zato izberemo $R_1 = R_A = 22 \text{ k}\Omega$.

Ker ima ojačevalnik enako diferencialno ojačenje za oba vхoda, sledi iz enačbe za izhodno napetost

$$u_{iz} = -\frac{R_F}{R_1} u_1 + \frac{R_B}{R_A + R_B} \cdot \frac{R_1 + R_F}{R_1} u_2, \text{ da sta}$$

$$\frac{R_F}{R_1} = A_d = 10 \quad \text{in} \quad \frac{R_B}{R_A + R_B} \cdot \frac{R_1 + R_F}{R_1} = A_d = 10.$$

Tako so $R_F = A_d R_1 = 10 \cdot 220 \text{ k}\Omega$, $R_B = \frac{R_1 R_A A_d}{R_1 + R_F - R_1 A_d} = \frac{22 \cdot 22 \cdot 10 \cdot 10^3}{22 + 220 - 22 \cdot 10} = 220 \text{ k}\Omega$.

Amplituda koristnega izhodnega signala je

$$u_{izd} = A_d u_{vd} = 10 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 30 \text{ mV}.$$

Iz enačbe za rejekcijski faktor $20 \log \frac{A_d}{A_S} = F_R = 100 \text{ dB}$ izračunamo sofazno ojačenje

$$A_S = \frac{A_d}{\frac{CMRR}{10^{20}}} = \frac{10}{\frac{100}{10^{20}}} = 10^{-4}$$

in motilni izhodni signal

$$u_{izs} = A_S u_{vs} = 10^{-4} \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 0,5 \mu \text{ V}.$$

Vidimo, da je sofazni motilni signal v primerjavi s koristnim zanemarljiv.

5.2 Instrumentacijski odštevalnik

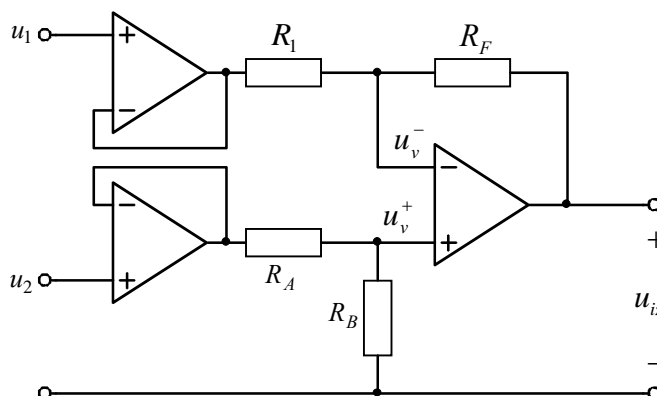
Ker ima odštevalnik nizko vhodno impedanco ($Z_{vh} = R_1 + R_A$), dodamo na oba vhoda še sledilnika napetosti. Tako dobimo diferenčni ojačevalnik z zelo veliko vhodno upornostjo, ki se imenuje instrumentacijski ojačevalnik. Če izberemo upornosti v določenem razmerju

$$\frac{R_F}{R_1} = \frac{R_B}{R_A}, \text{ je}$$

$$u_{iz} = (u_2 - u_1) \frac{R_F}{R_1}.$$

Za $R_1 = R_A = R_B = R_F$ je

$$u_{iz} = u_2 - u_1.$$



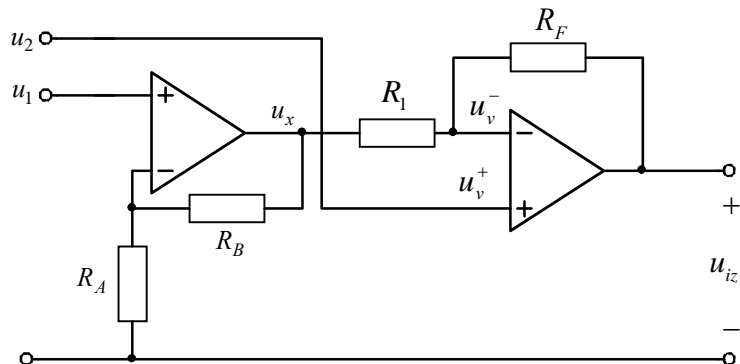
SI.5.2 Instrumentacijski odštevalnik

Visoko vhodno impedanco dobimo tudi z vezjem na sliki 5.3.
 Iz slike 5.3 dobimo enačbe

$$u_x = \frac{R_B + R_A}{R_A} u_1,$$

$$u_{iz} = \frac{R_F + R_1}{R_1} u_2 - \frac{R_F}{R_1} u_x,$$

$$u_{iz} = \frac{R_F + R_1}{R_1} u_2 - \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{R_B + R_A}{R_A} u_1.$$



Sl. 5.3

Če je $R_B = R_1$ in $R_A = R_F$, je

$$u_{iz} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot (u_2 - u_1).$$

5.3 Instrumentacijski odštevalnik s spremenljivim ojačenjem

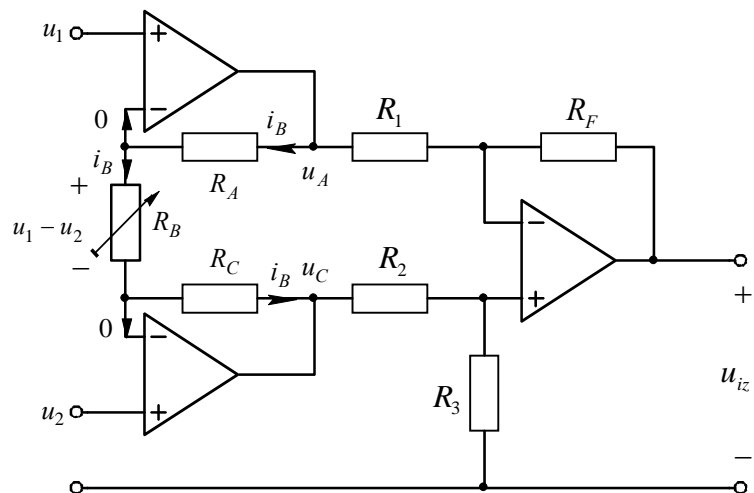
Skozi upor R_B teče tok

$$i_B = \frac{u_1 - u_2}{R_B}.$$

Zaradi toka i_B sta na uporih R_A in R_C padca napetosti

$$i_B R_A = R_A \frac{u_1 - u_2}{R_B},$$

$$i_B R_C = R_C \frac{u_1 - u_2}{R_B}.$$



Sl. 5.4 Instrumentacijski ojačevalnik s spremenljivim ojačenjem

Napetosti u_A in u_C izračunamo z enačbama

$$u_A = u_1 + i_B R_A = u_1 + R_A \frac{u_1 - u_2}{R_B} = u_1 \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) - \frac{R_A}{R_B} u_2,$$

$$u_C = u_2 - i_B R_C = u_2 - \frac{u_1 - u_2}{R_B} R_C = u_2 \left(1 + \frac{R_C}{R_B}\right) - \frac{R_C}{R_B} u_1.$$

Izhodna napetost je podana z enačbo

$$u_{iz} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \frac{R_1 + R_F}{R_1} u_C - u_A \frac{R_F}{R_1}.$$

Za $R_1 = R_2$ in $R_F = R_3$ je izhodna napetost

$$u_{iz} = \frac{R_F}{R_1} (u_C - u_A) = \frac{R_F}{R_1} \left(u_2 + u_2 \frac{R_C}{R_B} - u_1 \frac{R_C}{R_B} - u_1 - u_1 \frac{R_A}{R_B} + u_2 \frac{R_A}{R_B} \right),$$

$$u_{iz} = \frac{R_F}{R_1} \left(1 + \frac{R_C + R_A}{R_B} \right) \cdot (u_2 - u_1).$$

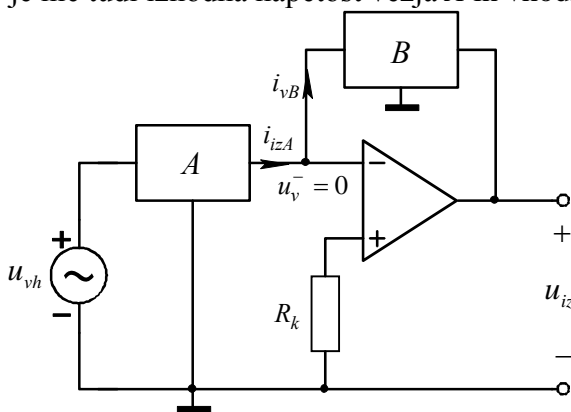
Če izberemo $R_C = R_A$, se enačba še poenostavi

$$u_{iz} = \frac{R_F}{R_1} \left(1 + \frac{2R_A}{R_B} \right) \cdot (u_2 - u_1).$$

S spreminjanjem upornosti R_B lahko spreminjamo ojačenje vezja.

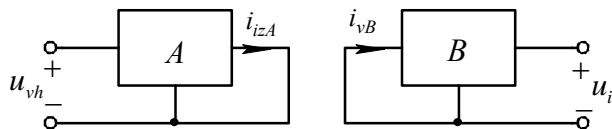
5.4 Invertirajoči ojačevalnik z dvovhodnim vezjem na vходу in izhodu

Za idealni operacijski ojačevalnik je $u_v^+ = u_v^-$. Za vezje na sliki 5.5 je $u_v^- = u_v^+ = 0$. Iz tega sledi, da je nič tudi izhodna napetost vezja A in vhodna napetost vezja B (slika 5.6).



Sl.5.5

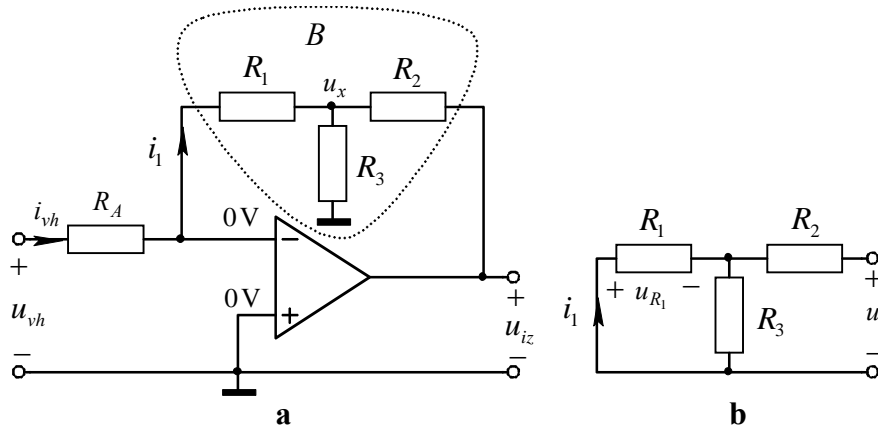
Napetostno ojačenje izračunamo s pomočjo admitančnih parametrov obeh vezij. Ob upoštevanju, da je $i_{izA} = i_{vhB}$, dobimo enačbe



Sl. 5.6

$$y_{21A} = - \left. \frac{i_{izA}}{u_{vh}} \right|_{u_{izA}=0}, \quad y_{12B} = \left. \frac{i_{vB}}{u_{iz}} \right|_{u_{vhB}=0}, \quad A_U^p = \frac{u_{iz}}{u_{vh}} = - \frac{y_{21A}}{y_{12B}}.$$

Negativni predznak v enačbi za napetostno ojačenje imamo zaradi smeri toka i_{izA} . Za primer si oglejmo ojačevalnik, ki ima v povratni vezavi T četverpol.



Sl. 5.7

Za vezje B (T četveropol, slika 5.7b) je potrebno izračunati

$$y_{12B} = \left. \frac{i_1}{u_2} \right|_{u_1=0} = \frac{u_{R1}}{u_2} = \frac{-u_{iz}(R_1 \parallel R_3)}{R_1 u_2} = -\frac{R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}.$$

Za upor R_A na vходу je admitančni parameter $y_{21A} = -\frac{1}{R_A}$.

Ojačenje je tako

$$A_U^p = \frac{u_{iz}}{u_{vh}} = -\frac{y_{21A}}{y_{12B}} = -\frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_3 R_A}.$$

S takšnim vezjem dosežemo veliko ojačenje z relativno majhnimi upornostmi. Če upor R_3 zamenjamo s potenciometrom, dobimo ojačevalnik s spremenljivim ojačenjem.

Ojačenje vezja s T četveropolom v povratni vezavi lahko izračunamo tudi po drugi poti. Za vezje na sliki 5.7a veljata enačbi

$$i_{vh} = \frac{u_{vh} - 0}{R_A} = \frac{0 - u_x}{R_1}, \quad \frac{u_x - 0}{R_1} + \frac{u_x - u_{iz}}{R_2} + \frac{u_x}{R_3} = 0.$$

Iz prve enačbe izračunamo napetost $u_x = -\frac{R_1}{R_A} u_{vh}$, jo vstavimo v drugo enačbo

$$u_x \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) = \frac{u_{iz}}{R_2} \text{ in dobimo } \frac{u_{iz}}{R_2} = -\frac{R_1}{R_A} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) u_{vh}.$$

Napetostno ojačenje dobimo s preoblikovanjem zadnje enačbe

$$A_U^p = \frac{u_{iz}}{u_{vh}} = -\frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_A R_3}.$$

Zgled:

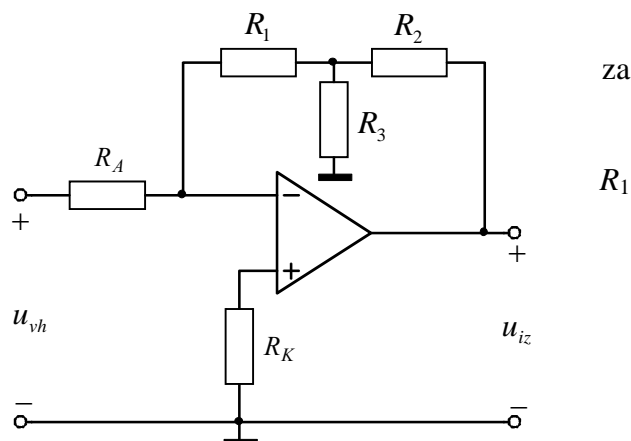
Ojačevalnik s T dvovhodnim vezjem v povratni vezavi ima ojačenje -100 . Zato, da ne preobremenimo predhodne stopnje, mora biti

$R_A = 10 \text{ k}\Omega$. Izračunajmo:

- R_3 v T četverpolu, če sta $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$.
- kompensacijsko upornost R_K , ki jo moramo priključiti na pozitivni vhod.
- ekvivalentno upornost R_F , ki bi jo uporabili izračun vpliva ničelnega toka.

- Iz enačbe za ojačenje in podanih upornostih in R_2

$$\frac{u_{iz}}{u_{vh}} = -\frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_A R_3} = -100, \text{ izračunamo upornost}$$



SI.5.8

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{100 R_A - R_1 - R_2} = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3}{100 \cdot 10 \cdot 10^3 - 20 \cdot 10^3} = 102 \Omega.$$

- Vrednost kompensacijskega upora je podana s paralelno vezavo upora R_A in inverzne vrednosti admittance y_{12B}

$$R_k = -\frac{1}{y_{12B}} \parallel R_A.$$

Z upoštevanjem izračunane vrednosti inverzne admittance

$$-\frac{1}{y_{12}} = \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}{R_3} = \frac{100 \cdot 10^6 + 20 \cdot 10^3 \cdot 102}{102} = 1 \text{ M}\Omega, \text{ dobimo}$$

$$R_k = \frac{R_A \frac{1}{y_{12B}}}{R_A + \frac{1}{y_{12B}}} = \frac{10^6 \cdot 10 \cdot 10^3}{10^6 + 10 \cdot 10^3} = 9,9 \text{ k}\Omega.$$

- Ekvivalentna upornost, ki jo moramo upoštevati za izračun vpliva ničelnega toka je

$$R_F = -\frac{1}{y_{12B}} = 1 \text{ M}\Omega.$$

5.5 Transadmitančni ojačevalnik z ozemljenim bremenom (pretvornik napetosti v tok)

Za pretvorbo napetosti v tok bomo uporabili vezji na sliki 5.9 in sliki 5.10. Izhodno napetost vezja na sliki 5.9 izračunamo iz pogoja

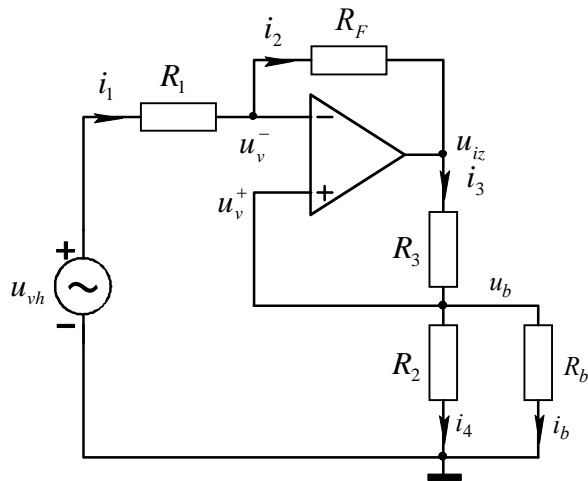
$$i_1 = i_2,$$

$$\frac{u_{vh} - u_v^-}{R_1} = \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_F},$$

$$u_{iz} = R_F \left[u_v^- \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_F} \right) - \frac{u_{vh}}{R_1} \right]$$

Iz enačbe za tok

$$i_3 = i_b + i_4, \quad \frac{u_{iz} - u_b}{R_3} = \frac{u_b}{R_b} + \frac{u_b}{R_2}$$



Sl. 5.9

prav tako izračunamo izhodno napetost

$$u_{iz} = u_b \left(1 + \frac{R_3}{R_b} + \frac{R_3}{R_2} \right).$$

Obe enačbi za izhodno napetost izenačimo in upoštevamo, da je $u_v^- = u_v^+ = u_b$

$$u_b \left(1 + \frac{R_3}{R_b} + \frac{R_3}{R_2} \right) = R_F \left[u_b \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_F} \right) - \frac{u_{vh}}{R_1} \right],$$

$$u_b \left(\frac{R_3}{R_b} + \frac{R_3}{R_2} - \frac{R_F}{R_1} \right) = -\frac{R_F}{R_1} u_{vh}.$$

Če izberemo razmerje upornosti $\frac{R_3}{R_2} = \frac{R_F}{R_1}$, dobimo $u_b \frac{R_3}{R_b} = -\frac{R_F}{R_1} u_{vh}$.

Ker je $\frac{R_F}{R_1 R_3} = \frac{1}{R_2}$, je tok skozi breme podan z enačbo $i_b = \frac{u_b}{R_b} = \frac{R_F}{R_1 R_3} u_{vh} = -\frac{u_{vh}}{R_2}$.

Iz enačbe je razvidno, da tok skozi breme ni odvisen od upornosti R_b .

V vezju na sliki 5.10 deluje ojačevalnik 1 kot diferenčni ojačevalnik. Izhodna napetost ojačevalnika 1 je podana z enačbo

$$u_{iz1} = -\frac{R}{R}u_{vh} + \frac{R}{R+R}\left(1 + \frac{R}{R}\right)u_{iz2}.$$

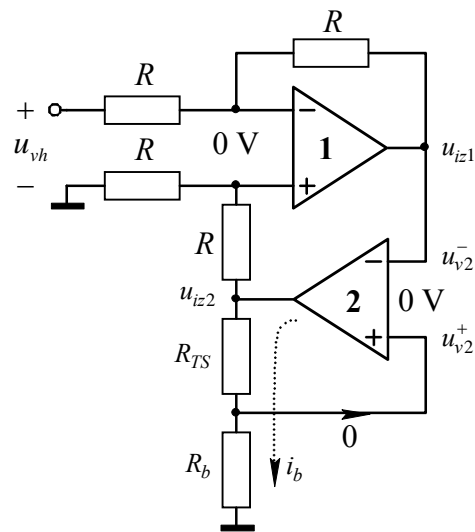
S preureditvijo zgornje enačbe dobimo

$$u_{iz1} = -u_{vh} + u_{iz2}, \quad u_{vh} = u_{iz2} - u_{iz1}.$$

Če zanemarimo tok v vhod ojačevalnika 2 in upoštevamo, da je $u_{v2}^+ = u_{v2}^- = u_{iz1}$, izračunamo tok skozi breme

$$i_b = \frac{u_{iz2} - u_{v2}^+}{R_{TS}} = \frac{u_{iz2} - u_{iz1}}{R_{TS}} = \frac{u_{vh}}{R_{TS}}.$$

Vidimo, da je bremenski tok tudi v tem primeru neodvisen od velikosti bremenske upornosti. Odvisen pa je od upora R_{TS} , ki predstavlja tokovni senzor.



Sl. 5.10

5.6 Integrator in diferenciator

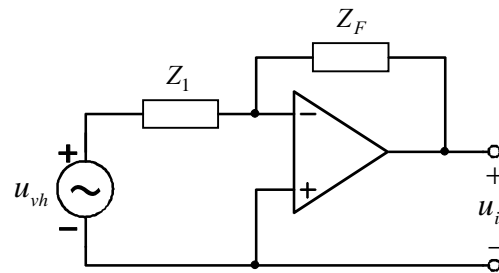
V vezjih, ki smo jih analizirali do sedaj, so bili zunanji elementi vedno upori. V splošnem lahko damo na vhod in v povratno vezavo operacijskega ojačevalnika poljubne impedance (slika 5.11). Prenosno funkcijo vezja na sliki 5.11 podaja enačba

$$\frac{U_{iz}}{U_{vh}} = -\frac{Z_F}{Z_1}.$$

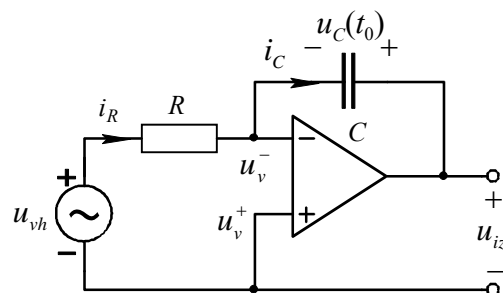
Če izberemo za Z_F kondenzator, za Z_1 pa upor, dobimo integrator na sliki 5.12. Z upoštevanjem impedance kondenzatorja $Z_F = \frac{1}{j\omega C}$ je izhodna napetost v frekvenčnem prostoru podana z enačbo

$$U_{iz} = -\frac{1}{j\omega RC}U_{vh}.$$

Zgornja enačba predstavlja integriranje v časovnem prostoru.



Sl. 5.11



Sl. 5.12 Integrator

Če je bila na kondenzatorju ob času $t = 0$ neka napetost $u_C(t_0)$, je izhodna napetost v časovnem prostoru

$$u_{iz} = u_C(t_0) - \frac{1}{RC} \int_0^t u_{vh}(\tau) d\tau.$$

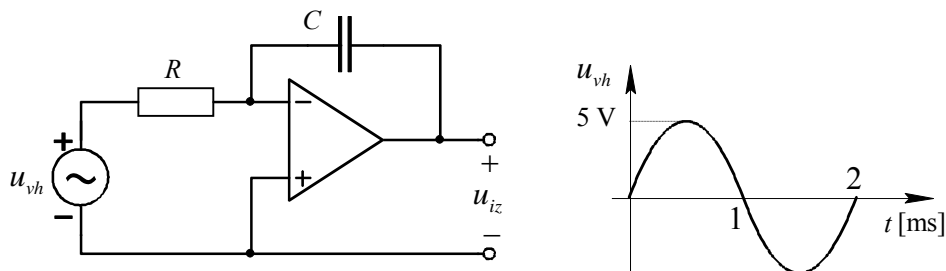
To enačbo lahko izpeljemo tudi neposredno v časovnem prostoru. Z upoštevanjem pogoja, da je $u_v^- = u_v^+ = 0$, dobimo

$$i_R = \frac{u_{vh}}{R} = i_C = C \frac{du_C}{dt} = -C \frac{du_{iz}}{dt}, \text{ oziroma } du_{iz} = -\frac{u_{vh}}{RC} dt.$$

Izhodno napetost izračunamo z integriranjem zadnje enačbe

$$u_{iz} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{vh}(\tau) d\tau + u_C(t_0).$$

Zgled: Za integrator (slika 5.13) izračunajmo potek izhodne napetosti, če je vhodna napetost sinusne oblike. Predpostavimo, da je napetost na kondenzatorju $u_C(t=0) = 0$. $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 0,1 \mu\text{F}$.



Sl. 5.13 Integrator s podano vhodno napetostjo

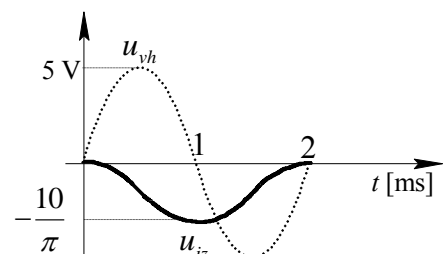
Za podano vhodno napetost $u_{vh} = U_m \sin \omega t = 5 \sin 2\pi f t$ izračunamo frekvenco

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2 \cdot 10^{-3}} = 500 \text{ Hz}.$$

Ob predpostavki, da je $u_C(t=0) = 0$, dobimo

$$u_{iz} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_m \sin \omega \tau d\tau =$$

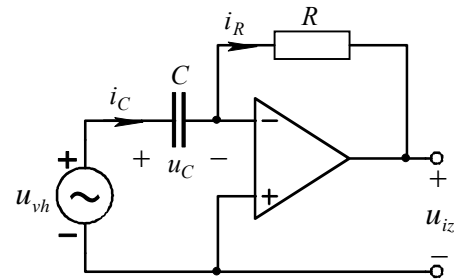
$$= -\frac{5 \cdot 10^3}{10^3 \cdot \pi} (-\cos 10^3 \pi \tau) \Big|_0^t = -\frac{5}{\pi} + \frac{5}{\pi} \cos 10^3 \pi t.$$



Sl. 5.14 Izhodna in vhodna napetost

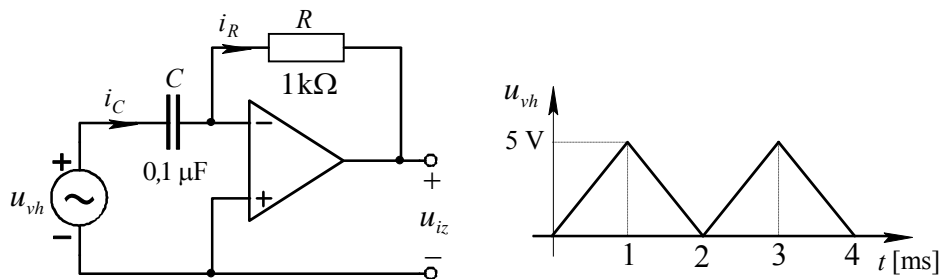
Če izberemo v posplošenem invertirajočem ojačevalniku (Sl. 5.12) za Z_F upor, za Z_1 pa kapacitivnost, dobimo diferenciator. Ker veljajo enačbe

$U_{iz} = -\frac{Z_F}{Z_1}U_{vh}$, $Z_F = R$ in $Z_1 = \frac{1}{j\omega C}$, je izhodna napetost $U_{iz} = -j\omega RC U_{vh}$. Zadnja enačba predstavlja v časovnem prostoru diferenciranje $u_{iz} = -RC \frac{du_{vh}}{dt}$.



Sl. 5.15 Diferenciator

Zgled: Za diferenciator, ki ima na vhod priključeno žagasto napetost (slika 5.16), izračunajmo izhodno napetost. Napetost na kondenzatorju $u_C(t=0) = 0$.



Sl. 5.16 Diferenciator z podano vhodno napetostjo

Iz enačbe

$$u_{iz} = -RC \frac{du_{vh}}{dt} = -10^3 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{du_{vh}}{dt}$$

izračunamo izhodno napetost za posamezne segmente vhodne napetosti. Ker je potek vhodne napetosti na posameznih segmentih linearen, je vhodna napetost izražena z enačbo premice.

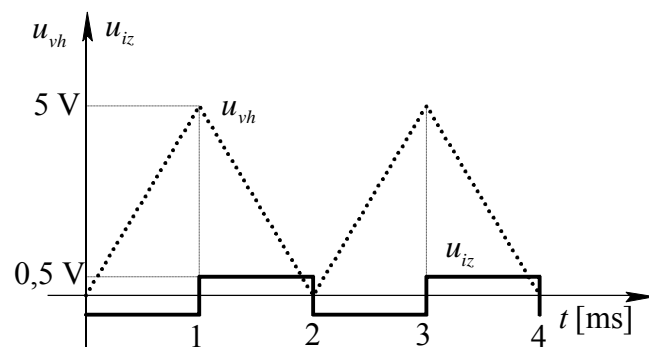
Za čas $0 < t < 1$ ms je

$$u_{vh} = 5000t + 0,$$

$$u_{iz} = -10^{-4} \frac{d(5000t)}{dt} = -0,5 \text{ V.}$$

Za čas $1 \text{ ms} < t < 2 \text{ ms}$ je

$$u_{vh} = -5 \cdot 10^3 t + 10,$$

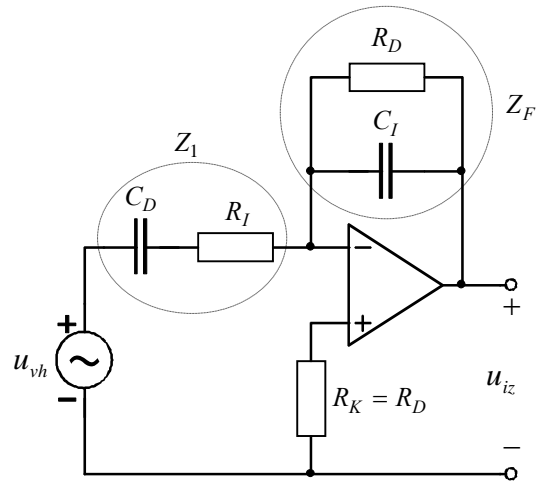


Sl. 5.17

$$u_{iz} = -10^3 \cdot 10^{-7} \frac{d(-5 \cdot 10^3 t + 10)}{dt} = 0,5 \text{ V.}$$

Potek vhodne in izhodne napetosti je prikazan na sliki 5.17.

Iz prevajalne funkcije diferenciatorja v frekvenčnem prostoru $\frac{U_{iz}}{U_{vh}} = -j\omega RC$ vidimo, da ojačenje narašča s frekvenco. Zaradi prevelikega ojačenja pri visokih frekvencah bi takšno vezje postalo nestabilno. Zaradi praktično neomejene frekvenčne širine lahko postane šum na izhodu večji od signala. Da se izognemo nestabilnosti, je potrebno na nek način omejiti frekvenčno širino. Zato dodamo k diferenciatorju še integrator z majhno časovno konstanto (slika 5.18). V praktičnih vezjih je časovna konstanta integratorja $10^4 - 10^5$ krat manjša od časovne konstante diferenciatorja. Za vezje na sliki 5.18 izračunamo impedanci



Sl. 5.18 Diferenciator z dodanim integratorjem za povečanje stabilnosti

$$Z_1 = R_I + \frac{1}{j\omega C_D} = \frac{1 + j\omega C_D R_I}{j\omega C_D}, \quad Z_F = \frac{R_D \left(\frac{1}{j\omega C_I} \right)}{R_D + \frac{1}{j\omega C_I}} = \frac{R_D}{1 + j\omega C_I R_D}.$$

Prevajalna funkcija je podana z razmerjem impedanc

$$\frac{U_{iz}}{U_{vh}} = -\frac{Z_F}{Z_1} = -\frac{\frac{R_D}{1 + j\omega R_D C_I}}{\frac{1 + j\omega R_I C_D}{j\omega C_D}} = \frac{-j\omega R_D C_D}{(1 + j\omega R_D C_I)(1 + j\omega R_I C_D)}.$$

S primerno izbiro časovnih konstant $R_D C_I = R_I C_D$ se enačba poenostavi

$$\frac{u_{iz}}{u_{vh}} = \underset{\text{osnovni diferenciator}}{-j\omega R_D C_D} \cdot \underset{\text{korekcijski del}}{\frac{1}{(1 + j\omega R_D C_I)^2}}.$$

Iz enačbe je razvidno, da dobimo diferenciator brez korekcije pri pogoju $j\omega R_D C_I \ll 1$. To dosežemo v primeru, če imajo časovne konstante točno določeno vrednost

$$R_D C_I = R_I C_D = \sqrt{R_D C_D R_I C_I}.$$

Takrat je za frekvence $\omega R_D C_I \ll 1$

$$\frac{U_{iz}}{U_{vh}} = -j\omega R_D C_D.$$

Zgled: Za diferenciator s korekcijskim integratorjem (slika 5.18) izračunajmo R_I in C_I ter narišimo Bodejev diagram prenosne funkcije. Podana je časovna konstanta integratorja $R_I C_I = 0,4$ ms in $R_D = 2\text{ M}\Omega$, $C_D = 2\text{ }\mu\text{F}$.

Časovna konstanta diferenciatorja je

$$R_D C_D = 2 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 4\text{ s.}$$

Iz enačbe

$$R_I C_D = R_D C_I = \sqrt{R_D C_D R_I C_I}$$

izračunamo

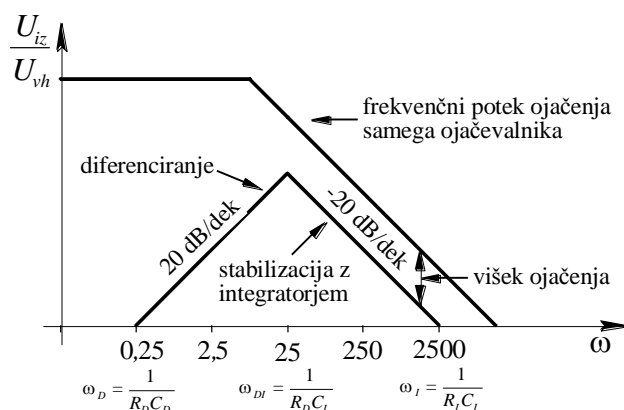
$$R_I = \frac{\sqrt{R_D C_D R_I C_I}}{C_D} = \frac{4 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 10^{-6}} = 20\text{ k}\Omega,$$

$$C_I = \frac{\sqrt{R_D C_D R_I C_I}}{R_D} = \frac{4 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 10^6} = 20\text{ nF.}$$

Z upoštevanjem izračunanega je prevajalna funkcija

$$\frac{U_{iz}}{U_{vh}} = \frac{-j\omega R_D C_D}{(1 + j\omega R_D C_I)^2} = \frac{-j\omega 4}{(1 + j\omega 4 \cdot 10^{-2})^2} = \frac{-\frac{j\omega}{0,25}}{\left(1 + \frac{j\omega}{25}\right)^2}$$

Bodejev diagram prevajalne funkcije diferenciatorja z upoštevanjem korekcijskega integratorja je podan na sliki 5.19.



Sl. 5.19 Bodejev diagram diferenciatorja

Časovno konstanto integratorja izberemo tako, da je pri podani frekvenčni odvisnosti ojačenja operacijskega ojačevalnika, višek ojačenja okrog 100 ali 40 dB.

5.7 Aktivni filtri

Lastnosti filtrov obravnavamo večinoma v frekvenčnem prostoru in običajno računamo s harmonskimi signali.

5.7.1 Prehodni pojav in frekvenčni odziv v odvisnosti od lege polov in ničel

Prevajalna funkcija splošnega vezja je v kompleksni ravnini s podana z razmerjem dveh poljubnih polinomov $N(s)$ in $P(s)$

$$H(s) = \frac{N(s)}{P(s)} = \frac{U_{iz}(s)}{U_{vh}(s)} = \frac{(s - s_{n1}) \cdot \dots \cdot (s - s_{nr})}{(s - s_{p1}) \cdot \dots \cdot (s - s_{pm})} \cdot A.$$

Prehodni pojav je odvisen od lege polov v kompleksni ravnini s . V prevajalnih funkcijah realnih električnih vezij so poli konjugirano kompleksni ali pa ležijo na realni osi. Če opazujemo le imenovalc enačbe prevajalne funkcije in predpostavimo le en konjugirano kompleksni pol ($s_p = -\sigma_p \pm j\omega_p$) na levi strani ravnine s , dobimo

$$P(s) = (s + \sigma_p - j\omega_p)(s + \sigma_p + j\omega_p) = s^2 + 2\sigma_p s + \sigma_p^2 + \omega_p^2.$$

Enačbo zapišemo v drugi obliki

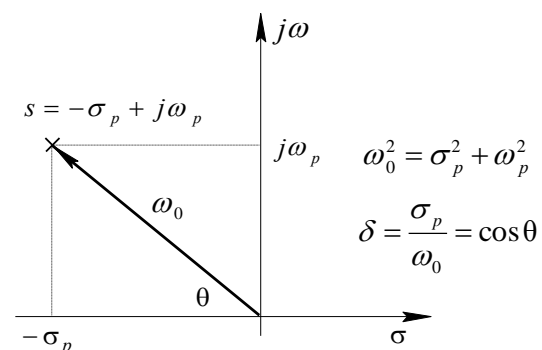
$$P(s) = s^2 + 2\delta\omega_0 s + \omega_0^2.$$

Pri tem so

$$\omega_0 = \sqrt{\sigma_p^2 + \omega_p^2} \text{ naravna frekvenca sistema,}$$

$$\delta = \frac{\sigma_p}{\omega_0} \text{ dušilno razmerje in}$$

$$Q = \frac{1}{2\delta} = \frac{\omega_0}{2\sigma_p} \text{ faktor kvalitete.}$$



Sl. 5.20 Kompleksni pol v ravnini s

Zveza med posameznimi veličinami v kompleksni ravnini s je prikazana na sliki 5.20.

Par kompleksnih polov na levi strani ravnine s povzroča prehodni pojav, ki ga opisuje enačba

$$e^{-\sigma_p t} (A \sin \omega_p t + B \cos \omega_p t).$$

Če je $\sigma_p \gg \omega_p$, prehodni pojav hitro izzveni brez iznihavanja.

Za $\sigma_p \ll \omega_p$ ima prehodni pojav iznihavanja.

Poli na desni strani ravnine s vodijo do prehodnega pojava, opisanega z enačbo

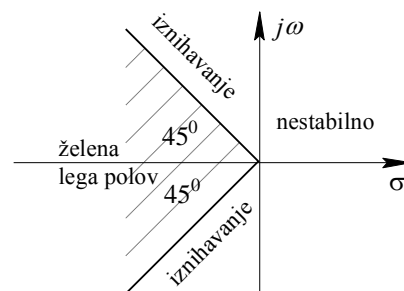
$$e^{\sigma_p t} (A \sin \omega_p t + B \cos \omega_p t).$$

Ker je $\sigma_p > 0$ (pozitiven), nihanje narašča, dokler ne pride do nasičenja, ko prenehajo veljati zakonitosti linearne elektronike in vstopimo v svet nelinearne elektronike.

V primeru, da leži pol na negativni realni osi $s = -\sigma_p$, prehodni pojav s časom izzveni, opisuje pa ga enačba

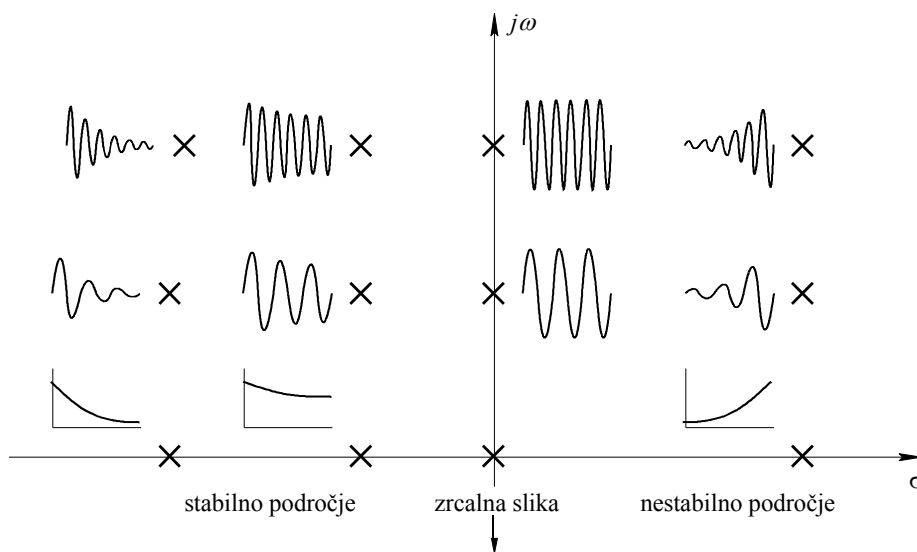
$$e^{-\sigma_p t}.$$

Če leži pol na pozitivni realni osi $s = \sigma_p$, potem izraz $e^{\sigma_p t}$ s časom narašča in ojačevalnik lahko pride v nelinearno področje delovanja. Da se temu izognemo, morajo biti poli le v določenem področju kompleksne ravnine s (slika 5.21).



Sl. 5.21 Želena lega polov za širokopasovne ojačevalnike

Na sliki 5.22 so prikazani različni prehodni pojavi v odvisnosti od lege polov v kompleksni ravnini s .

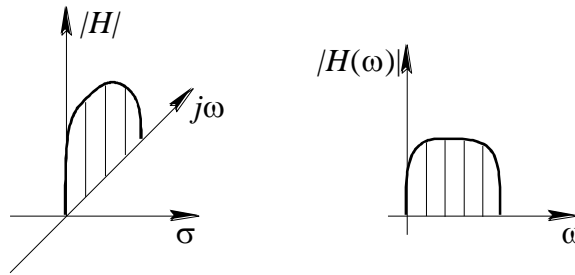


Sl. 5.22 Vpliv polov v kompleksni ravnini s na prehodni pojav

Iz slike 5.22 vidimo, da je trajanje prehodnega pojava odvisno od oddaljenosti polov od imaginarne osi. Ker želimo, da je prehodni pojav čim krajši, morajo biti poli daleč stran od imaginarne osi.

Če v enačbi za prevajalno funkcijo $H(s)$ zamenjamo Laplaceovo spremenljivko s z $j\omega$, dobimo frekvenčno odvisnost prevajalne funkcije $H(\omega)$. V ravnini s to pomeni, da se nahajamo na imaginarni osi ($\sigma = 0$).

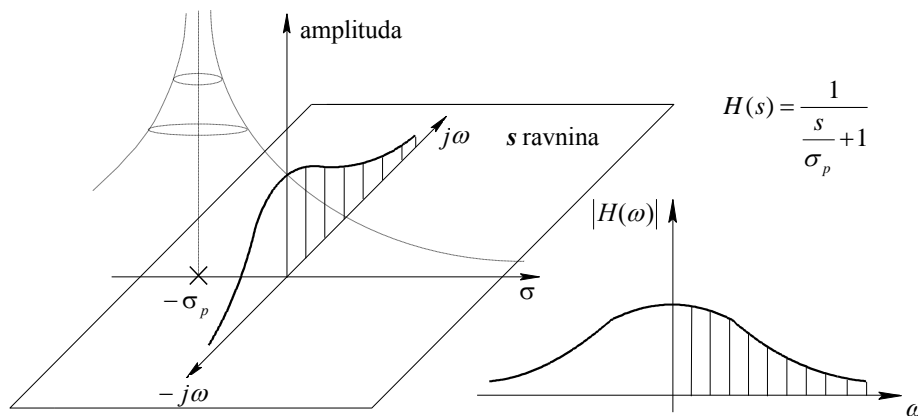
Iz tega izhaja, da nam poljubni frekvenčni potek prevajalne funkcije predstavlja amplitudni spekter vzdolž imaginarne (frekvenčne) osi kompleksne s ravnine (slika 5.23)



Sl. 5.23 Zveza med frekvenčnim odzivom in s ravnino

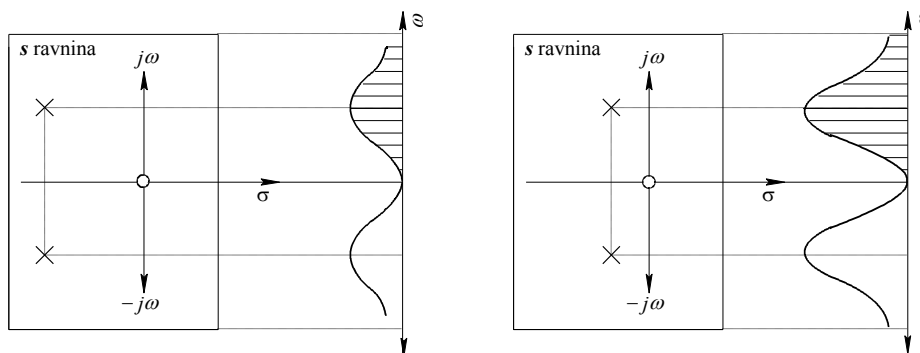
Zgled 1: Za prevajalno funkcijo $H(s) = \frac{1}{\frac{s}{\sigma_p} + 1}$, ki ima pol pri $s = -\sigma_p$ in ničlo pri $s \rightarrow \infty$,

želimo pokazati zvezo med lego polov in ničel ter frekvenčnim potekom prevajalne funkcije. Razmere prikazuje slika 5.24.



Sl. 5.24. Diagram polov in ničel ter frekvenčni potek funkcije

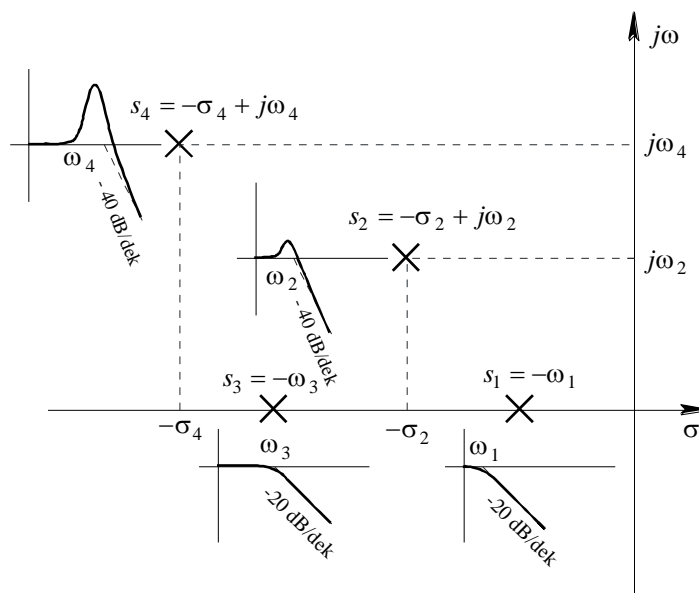
Zgled 2: Za prevajalno funkcijo z dvema poloma in eno ničlo skicirajmo frekvenčno odvisnost prevajalne funkcije za dve različni legi kompleksnih polov. Če pole približamo imaginarni osi (zmanjšamo dušenje), ti močnejše vplivajo na frekvenčni potek prevajalne funkcije (slika 5.25).



Sl. 5.25 Prikaz vpliva lege polov in ničel na obliko frekvenčnega poteka prevajalne funkcije.

Iz zglada je razvidno, da povzročajo poli v bližini imaginarne osi poudarke (konice) v prevajalni funkciji. Kadar želimo imeti v ojačevalnikih konstantno ojačenje v čim širšem frekvenčnem področju, **poli v bližini imaginarne osi niso zaželeni**.

Če ležijo poli na realni osi ravnine s , je strmina upadanja prevajalne funkcije -20dB/dek . Pri konjugirano kompleksnih polih pa je strmina -40 dB/dek (slika 5.26).



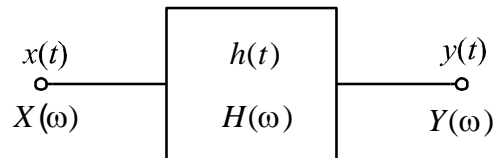
Sl. 5.26 Vpliv polov na Bodejev diagram (konjugirano kompleksni poli niso narisani)

5.7.2 Prevajalna funkcija idealnega ojačevalnika in idealnih aktivnih filtrov

Aktivni filtri so v bistvu ojačevalniki, ki ojačujejo signale v določenem frekvenčnem pasu s konstantnim ojačenjem. Izven tega frekvenčnega področja pa morajo signal čim bolj dušiti. Ojačevalnik (slika 5.27) ima v splošnem neko prevajalno funkcijo, ki je določena z odzivom v časovnem in frekvenčnem prostoru. Izhodni signal vezja na sliki 5.27 opisujejo enačbe

$$y(t) = \int_{-\infty}^t h(\tau)x(t-\tau)d\tau = \int_{-\infty}^t h(t-\tau)x(\tau)d\tau$$

$$Y(\omega) = H(\omega)X(\omega).$$



Sl. 5.27 Ojačevalnik

Pri tem $h(t)$ predstavlja odziv ojačevalnika na enotin impulz. Prevajalno funkcijo $H(\omega)$ zapišemo kot zmnožek amplitudne in fazne karakteristike

$$H(\omega) = A(\omega)e^{j\Psi(\omega)}.$$

Spektra vhodnega in izhodnega signala določata enačbi

$$X(\omega) = |X(\omega)|e^{j\theta_x(\omega)}, \quad Y(\omega) = |Y(\omega)|e^{j\theta_y(\omega)}.$$

Iz zadnjih načb izhaja, da je

$$|Y(\omega)| = A(\omega)|X(\omega)|, \quad \theta_y(\omega) = \theta_x(\omega) + \Psi(\omega).$$

Opisano vezje je idealno, če je spekter $Y(\omega)$ enak spektru $X(\omega)$. To je izpolnjeno, če je amplitudna karakteristika ojačenja $A(\omega)$ konstanta v celotnem opazovanem frekvenčnem pasu signala $x(t)$. Frekvenčni pas je določen z zgornjo f_{zg} in spodnjo f_{sp} frekvenčno mejo

$$|H(\omega)| = A(\omega) = A \quad \text{za} \quad f_{sp} < f < f_{zg}.$$

Za idealni ojačevalnik zahtevamo še, da ni faznega premika med X in Y . Za realna vezja je ta zahteva preostra. Med signaloma dopuščamo časovno zakasnitev

$$y(t) = Ax(t - t_o).$$

Zaradi časovne zakasnitve, se v frekvenčnem prostoru pojavi fazni premik, ki ga izračunamo s pomočjo Fourierjeve preslikave

$$Y(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} Ax(t - t_o)e^{-j\omega t} dt = AX(\omega)e^{-j\omega t_o}.$$

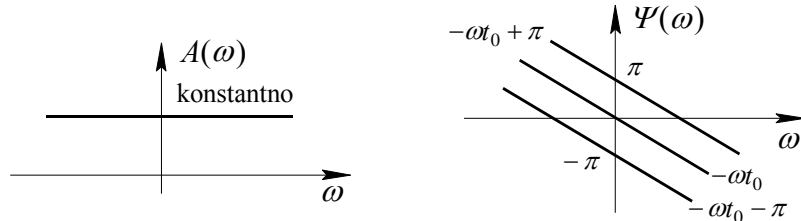
Fazni kot narašča linearno s frekvenco, kar ustreza enaki časovni zakasnitvi vseh frekvenčnih komponent signala. Če se fazni kot spremeni za mnogokratnik kota 180° , to ne spremeni medsebojnih faznih razmer frekvenčnih komponent signala.

$$\psi(\omega) = -\omega t_0 \pm n\pi$$

$$f_{sp} < f < f_{zg}$$

Pri tem je n poljubno celo število.

Idealni potek ojačanja in faze je prikazan na sliki 5.28

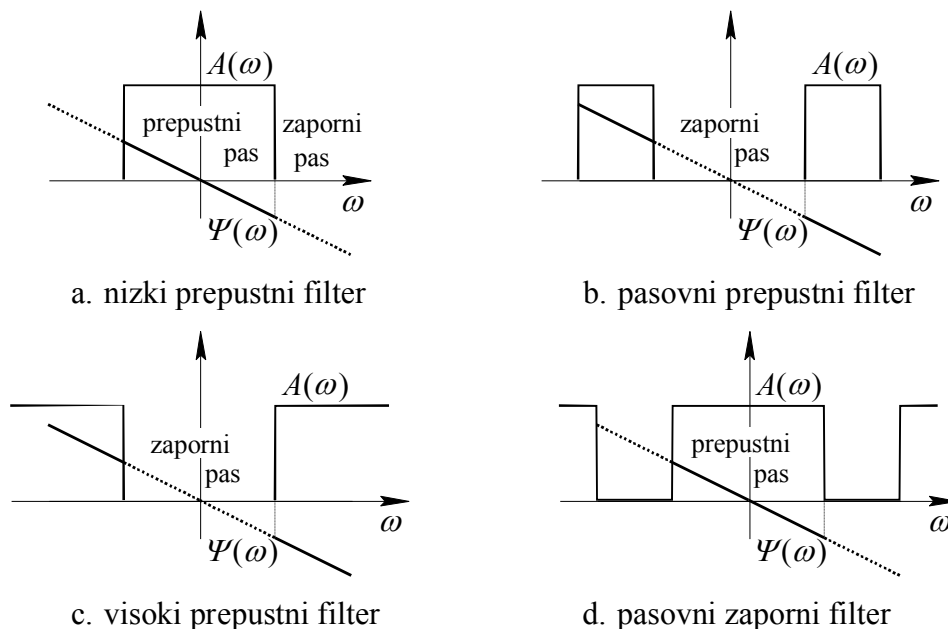


Sl. 5.28 Idealni potek ojačanja in faze

V realnih sistemih prevajalna funkcija ni idealna. Če ob sinusnem vhodnem signalu dobimo na izhodu sinusen signal enake frekvence, imamo opravka z **linearnim popačenjem**.

V praksi vsi ojačevalniki ojačujejo signale le v omenjenem frekvenčnem področju, v katerem se nahaja tudi spekter opazovanega signala. Ta omejenost frekvenčnega področja je pri ojačevalnikih nezaželena in se pojavi pri nizkih frekvencah zaradi veznih kapacitivnosti in pri visokih frekvencah zaradi parazitnih kapacitivnosti.

Pri **aktivnih filterih** namenoma omejimo frekvenčni obseg ojačanja. Na sliki 5.29 so podane idealne prevajalne funkcije nizkoprepustnega, pasovnega in visokoprepustnega filtra. Vidimo, da je za idealne filtre strmina prevajalne funkcije na prehodu iz propustnega v nepropustni pas neskončna. Z realnimi filtri se poskušamo približati tem idealnim zahtevam.



Sl. 5.29 Idealne karakteristike filtrov

5.7.3 Aktivni filtri z enim polom

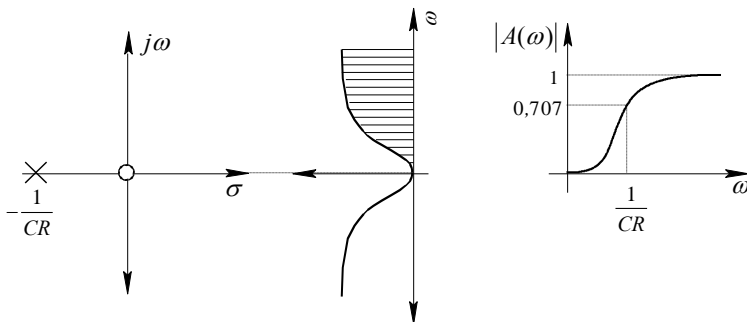
V vezju uporabimo operacijski ojačevalnik kot sledilnik napetosti z RC členom na vходу. V odvisnosti od tega, kje se nahaja R oziroma C , dobimo visoko prepustni ali nizko prepustni filter.

5.7.3.1 Visokoprepustni filter z enim polom

Prevajalna funkcija je podana z enačbo

$$A(s) = \frac{U_{iz}(s)}{U_{vh}(s)} = \frac{sRC}{1 + sRC}.$$

Iz enačbe za prevajalno funkcijo določimo diagram polov in ničel ter frekvenčni potek prevajalne funkcije (slika 5.31)



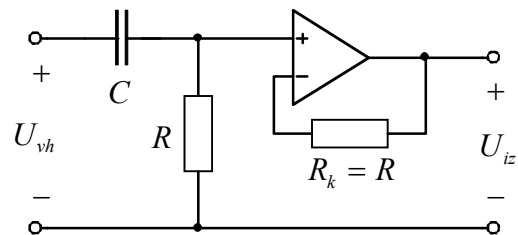
Sl. 5.31 Diagram polov in ničel in frekvenčna odvisnost prevajalne funkcije za visokoprepustni filter

5.7.3.2 Nizkoprepustni filter z enim polom

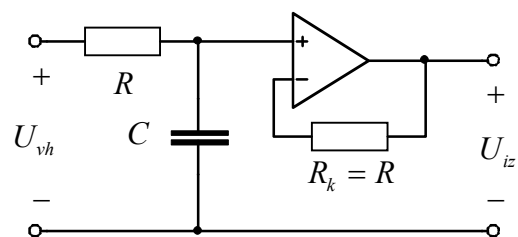
Izračunana prevajalna funkcija je

$$A(s) = \frac{U_{iz}(s)}{U_{vh}(s)} = \frac{1}{1 + sRC}.$$

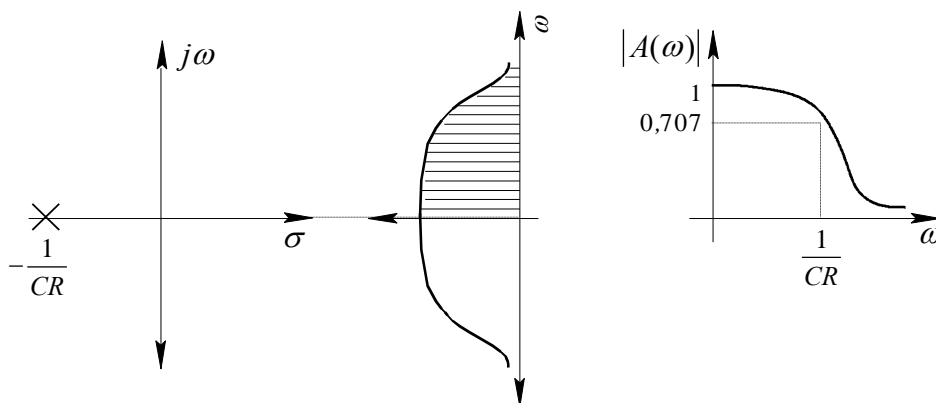
Iz enačbe prevajalne funkcije je razvidno, da imamo v tem primeru le en pol (slika 5.33) in ničlo pri $s \rightarrow \infty$.



Sl. 5.30 Visokoprepustni aktivni filter z enim polom



Sl. 5.32 Nizkoprepustni aktivni filter z enim polom



Sl. 5.33 Diagram polov in ničel in frekvenčna odvisnost prevajalne funkcije za nizkoprepustni filter

Mejna krožna frekvenca, kjer pade ojačenje za 3dB, je $\omega_c = \frac{1}{RC}$ ($f_c = \frac{1}{2\pi RC}$). Če bi za oba primera narisali Bodeove diagrame prevajalnih funkcij, bi ugotovili, da je nagib v neprepustnem pasu le 20dB/dekado. Da bi dosegli večjo strmino prevajalne funkcije v neprepustnem pasu, uporabimo aktivne filtre z več poli.

5.7.4 Splošni aktivni filter z dvema poloma

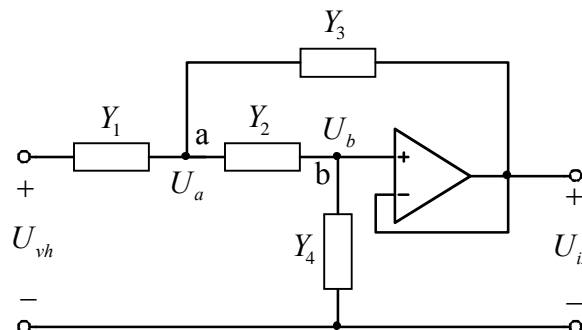
Za vozlišči **a** in **b** zapišemo vozliščni enačbi

$$(U_a - U_{vh})Y_1 + (U_a - U_b)Y_2 + (U_a - U_{iz})Y_3 = 0,$$

$$(U_b - U_a)Y_2 + U_b Y_4 = 0.$$

Prevajalno funkcijo izračunamo z rešitvijo vozliščnih enačb ob upoštevanju, da je $U_{iz} = U_b$ (napetostni sledilnik)

$$A(s) = \frac{U_{iz}}{U_{vh}} = \frac{Y_1 Y_2}{Y_1 Y_2 + Y_4 (Y_1 + Y_2 + Y_3)}.$$



Sl. 5.34 Splošni aktivni filter z dvema poloma

S primerno izbiro elementov v splošnem aktivnem filteru z dvema poloma dobimo nizkoprepustni ali visokoprepustni filter. Ustrezne prevajalne funkcije izračunamo tako, da v enačbo prevajalne funkcije splošnega aktivnega filtra z dvema poloma vstavimo specifične elemente.

5.7.4.1 Nizkoprepustni filter z dvema poloma

Za nizkoprepustni filter izberemo v splošnem

aktivnem filtru na sliki 5.34 $Y_1 = G_1 = \frac{1}{R_1}$,

$Y_2 = G_2 = \frac{1}{R_2}$, $Y_3 = sC_3$ in $Y_4 = sC_4$

(slika 5.35).

Prevajalna funkcija je podana z

$$A(s) = \frac{U_{iz}}{U_{vh}} = \frac{Y_1 Y_2}{Y_1 Y_2 + Y_4 (Y_1 + Y_2 + Y_3)} =$$

$$= \frac{G_1 G_2}{G_1 G_2 + sC_4 (G_1 + G_2 + sC_3)} = \frac{G_1 G_2}{s^2 C_3 C_4 + sC_4 (G_1 + G_2) + G_1 G_2},$$

$$A(s) = \frac{\frac{1}{R_1 R_2}}{s^2 C_3 C_4 + s C_4 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + \frac{1}{R_1 R_2}} = \frac{1}{R_1 R_2 C_3 C_4} \cdot \frac{1}{s^2 + s \frac{R_1 + R_2}{C_3 R_1 R_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_3 C_4}}.$$

Iz enačbe za ojačenje vidimo, da je pri frekvenci $s = j\omega = 0$

$$A(s = 0) = 1.$$

Pri visokih frekvencah $s = j\omega \rightarrow \infty$ je

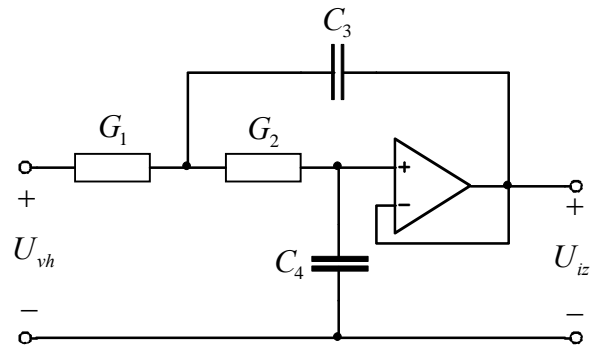
$$A(s \rightarrow \infty) \rightarrow 0.$$

Vežje torej deluje kot nizkoprepustni filter. Če bi želeli realizirati enako prevajalno funkcijo samo s pasivnimi elementi, bi morali uporabiti tudi induktivnost (slika 5.36). Prevajalna funkcija vežja na sliki 5.36 je

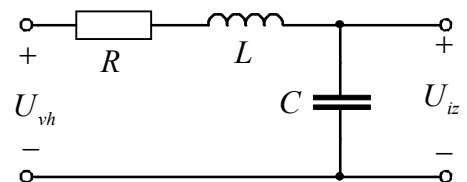
$$A(s) = \frac{U_{iz}}{U_{vh}} = \frac{\frac{1}{sC}}{R + sL + \frac{1}{sC}} = \frac{1}{s^2 LC + sRC + 1} = \frac{1}{LC} \cdot \frac{1}{s^2 + s \frac{R}{L} + \frac{1}{LC}}.$$

S primerjavo enačb prevajalnih funkcij aktivnega filtra in pasivnega filtra z induktivnostjo dobimo

$$R = R_1 + R_2 \text{ } [\Omega], \quad L = R_1 R_2 C_3 \text{ } [\text{H}], \quad C = C_4 \text{ } [\text{F}],$$



Sl. 5.35 Nizkoprepustni filter z dvema poloma



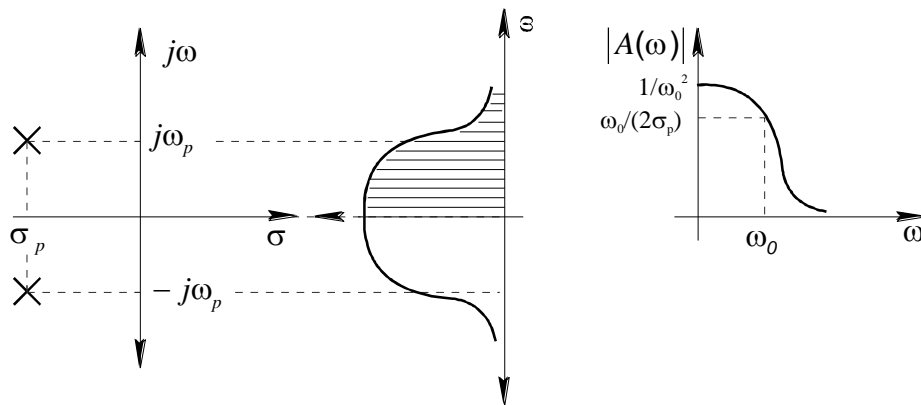
Sl. 5.36 Pasivno vežje za realizacijo prevajalne funkcije z dvema poloma

$$\sigma_p = 2\delta = \frac{R}{2L} = \frac{R_1 + R_2}{2R_1R_2C_3} \quad [\text{rad/s}] ,$$

$$j\omega_p = j \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{R^2C}{4L}} = j \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_3C_4}} \sqrt{1 - \frac{(R_1 + R_2)^2C_4}{4R_1R_2C_3}} \quad [\text{rad/s}],$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_3C_4}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad [\text{rad/s}].$$

S pomočjo aktivnih elementov se izognemo uporabi induktivnosti v vezjih. Lego polov in ničel in odgovarjajoči frekvenčni odziv prikazuje slika 5.37.



Sl. 5.37 Lega polov in ničel ter frekvenčni odziv za nizkoprepustni filter z dvema poloma

5.7.4.2 Visokoprepustni filter z dvema poloma

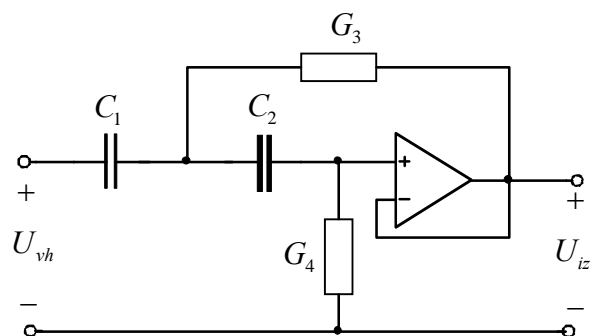
V vezju za splošni aktivni filter na sliki 5.34 izberemo

$$Y_1 = sC_1, Y_2 = sC_2, Y_3 = G_3, Y_4 = G_4$$

in dobimo vezje na sliki 5.38.

V enačbo za prevajalno funkcijo splošnega aktivnega filtra z dvema poloma vstavimo izbrane elemente in dobimo

$$\begin{aligned} A(s) &= \frac{Y_1 Y_2}{Y_1 Y_2 + Y_4 (Y_1 + Y_2 + Y_3)} \\ &= \frac{s^2 C_1 C_2}{s^2 C_1 C_2 + s G_4 (C_1 + C_2) + G_3 G_4} \end{aligned}$$

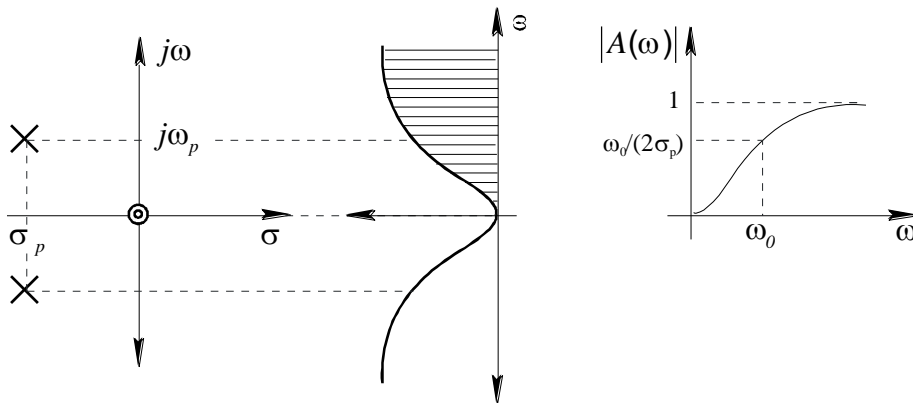


Sl. 5.38 Visokoprepustni filter z dvema poloma

Če zamenjamo prevodnosti z upornostmi, dobi enačba ojačenja obliko

$$A(s) = \frac{s^2 C_1 C_2}{s^2 C_1 C_2 + s \frac{C_1 + C_2}{R_4} + \frac{1}{R_3 R_4}} = \frac{s^2}{s^2 + s \frac{C_1 + C_2}{R_4 C_1 C_2} + \frac{1}{C_1 C_2 R_3 R_4}}$$

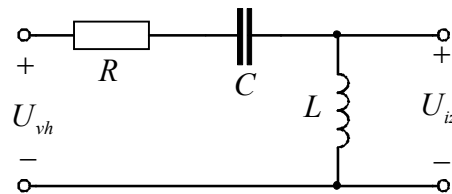
Iz enačbe za prevajalno funkcijo narišemo diagram polov in ničel ter frekvenčni odziv (slika 5.39). Za $s \rightarrow \infty$ ($\omega \rightarrow \infty$) je $|A(s)| = 1$.



Sl. 5.39 Poli in ničle ter frekvenčni odziv za visokoprepustni filter z dvema poloma.

Enako prevajalno funkcijo realiziramo s pasivnimi elementi le, če uporabimo induktivnost (slika 5.40). Prevajalna funkcija visokoprepustnega pasivnega filtra je

$$A(s) = \frac{U_{iz}}{U_{vh}} = \frac{sL}{R + \frac{1}{sC} + sL} = \frac{s^2}{s^2 + s \frac{R}{L} + \frac{1}{LC}}$$



Sl. 5.40 Visokoprepustni pasovni filter z dvema poloma

Za izračun vrednosti elementov pasivnega filtra iz podanih elementov aktivnega filtra, primerjamo enačbi prevajalnih funkcij in dobimo

$$\frac{1}{LC} = \frac{1}{C_1 C_2 R_3 R_4}, \quad \frac{R}{L} = \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 R_4}$$

V zadnji enačbi pomnožimo števec in imenovalc z R_3 , jo preoblikujemo

$$\frac{R}{L} = \frac{R_3}{\frac{C_1 C_2 R_3 R_4}{C_1 + C_2}} \text{ in odčitamo } R = R_3, \quad L = \frac{C_1 C_2 R_3 R_4}{C_1 + C_2}$$

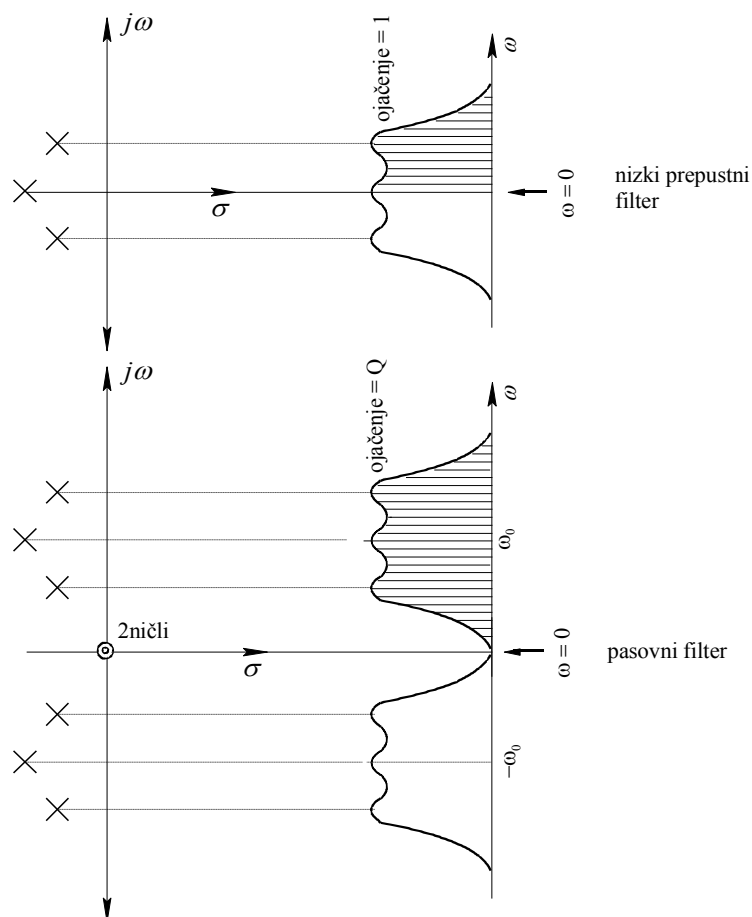
Izračunano induktivnost L vstavimo v enačbo

$$\frac{1}{LC} = \frac{1}{C_1 C_2 R_3 R_4}$$

in določimo še iskano kapacitivnost $C = C_1 + C_2$.

5.7.5 Pasovni filter

Pasovni filter prepušča signale v ozkem frekvenčnem področju in duši vse ostale signale. V primerjavi z visokim in nizkim filtrom, ki imata v prepustnem področju ojačenje ena, je ojačenje pasovnega filtra odvisno od kvalitete Q resonančnega vezja, ki ga simuliramo z aktivnim filtrom. Oblika prevajalne funkcije je enaka kot pri nizkoprepustnem filtru, le premaknjena je za krožno frekvenco ω_0 (slika 5.41).



Sl. 5.41 Primerjava med nizkoprepustnim in pasovnim filtrom

Prevajalna funkcija nizkoprepustnega filtra je centrirana okoli krožne frekvence $\omega = 0$, pasovnega pa okoli krožne frekvence ω_0 . Iz narisane prevajalne funkcije (slika 5.41) vidimo, da mora biti pri pasovnem filtru ojačenje nič, pri $\omega = 0$ in pri $\omega = \infty$. Zato mora biti v enačbi prevajalne funkcije

stopnja polinoma imenovalca višja od stopnje polinoma števca. Imeti pa mora ničlo pri frekvenci nič. Primer pasovnega sita je prikazan na sliki 5.42.

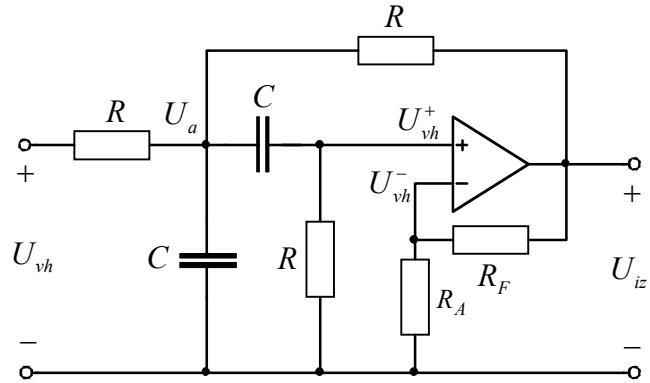
Za vezje na sliki 5.42 veljata vozliščni enačbi

$$\frac{U_a - U_{vh}}{R} + \frac{U_a - U_{iz}}{R} + (U_a - U_{vh}^+)sC + U_a sC = 0,$$

$$(U_{vh}^+ - U_a)sC + \frac{U_{vh}^+}{R} = 0.$$

Iz zadnje vozliščne enačbe izračunamo napetost

$$U_a = \frac{1 + sCR}{sCR} U_{vh}^+ = \frac{1 + sCR}{sCR} \cdot \frac{U_{iz}}{A^p}.$$



Sl. 5.42 Aktivni pasovni filter

Pri tem so

$$U_{vh}^+ = U_{vh}^- = \frac{U_{iz} R_A}{R_A + R_F} = \frac{U_{iz}}{A^p} \quad \text{in} \quad A^p = \frac{R_A + R_F}{R_A}.$$

Vozliščno enačbo

$$\frac{U_a - U_{vh}}{R} + \frac{U_a - U_{iz}}{R} + (U_a - U_{vh}^+)sC + U_a sC = 0$$

preoblikujemo

$$U_a(2 + 2sCR) - U_{iz} - U_{vh}^+ sCR = U_{vh}$$

in vanjo vstavimo izračunani napetosti U_a in U_{vh}^+

$$\frac{1 + sCR}{sCR} \cdot \frac{U_{iz}}{A^p} \cdot 2(1 + sCR) - U_{iz} - \frac{U_{iz}}{A^p} sCR = U_{vh}.$$

Iz zadnje enačbe določimo prevajalno funkcijo

$$\frac{U_{iz}}{U_{vh}} = \frac{A^p sCR}{2 + 4sCR + 2s^2 C^2 R^2 - sCRA^p - s^2 C^2 R^2} = \frac{A^p \frac{s}{RC}}{s^2 + s \frac{4 - A^p}{RC} + \frac{2}{R^2 C^2}}.$$

S primerjavo imenovalca prevajalne funkcije s splošno karakteristično enačbo

$$s^2 + 2\delta\omega_0 s + \omega_0^2,$$

izračunamo resonančno frekvenco

$$\omega_0^2 = \frac{2}{C^2 R^2}, \quad \omega_0 = \frac{\pm\sqrt{2}}{RC}, \quad f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{\sqrt{2}\pi RC}$$

in kvaliteto

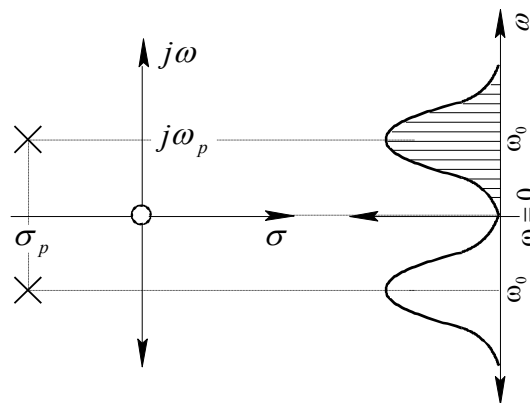
$$2\delta\omega_0 = \frac{4 - A^p}{RC}, \quad 2\delta = \frac{4 - A^p}{RC\omega_0} = \frac{(4 - A^p)RC}{RC\sqrt{2}} = \frac{4 - A^p}{\sqrt{2}},$$

$$Q = \frac{1}{2\delta} = \frac{\sqrt{2}}{4 - A^p}.$$

Ojačenje v resonanci, ko je $\omega = \omega_0$, $s = j\omega_0$ in s tem $s^2 = -\omega_0^2$, je

$$\frac{U_{iz}}{U_{vh}} = \frac{A^p}{4 - A^p} = \frac{\frac{R_A + R_F}{R_A}}{4 - \frac{R_A + R_F}{R_A}} = \frac{\frac{R_A + R_F}{R_A}}{\frac{4R_A - R_A - R_F}{R_A}} = \frac{R_A + R_F}{3R_A - R_F}.$$

Iz enačbe prevajalne funkcije skiciramo diagram polov in ničel ter frekvenčni odziv prevajalne funkcije.

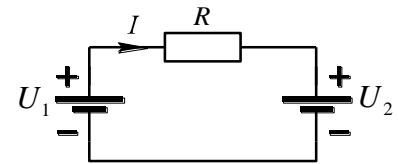


Sl. 5.43 Diagram polov in ničel ter frekvenčni odziv za pasovni filter

5.7.6 "s-C" filtri ("switched-Capacitor")

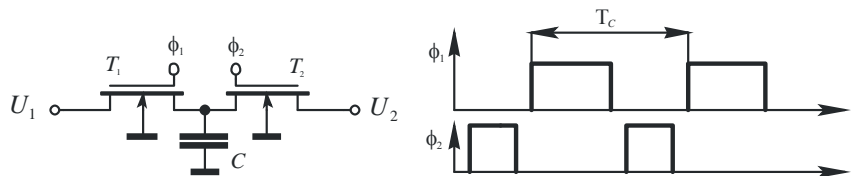
"s-C" filtri se izdelujejo v integrirani tehniki, kjer ni mogoče izdelati velikih upornosti in velikih kapacitivnosti. Za izdelavo upornosti $R > 10 \text{ k}\Omega$ so potrebne velike površine. V monolitni izvedbi smo omejeni na $C < 100 \text{ pF}$. Za realizacijo velikih upornosti v integrirani izvedbi se v "s-C" filterih uporabljajo majhne kapacitivnosti v kombinaciji z MOS preklopnimi tranzistorji. Na sliki 5.44 je prikazano enostavno vezje, za katerega velja Ohmov zakon.

$$R = \frac{U_1 - U_2}{I}$$



Sl. 5.44

Pri "s-C" filterih simuliramo veliko upornost s polnjenjem in praznjenjem majhne kapacitivnosti. Pri tem je naboj na kapacitivnosti sorprocionalen toku. Vezje sestavljata dva MOS tranzistorja in kondenzator. MOS tranzistorja sta krmiljena s protitaktnimi impulzi ϕ_1 in ϕ_2 , ki se ne prekrivajo (slika 5.45).



Sl. 5.45 Kondenzator z dvema preklopnima MOSFET-oma in krmilni impulzi.

Ko je ϕ_1 na visokem nivoju, je T_1 odprt in kondenzator se nabije na napetost U_1 . Ko je ϕ_2 na visokem nivoju, se kondenzator preko T_2 izprazni na U_2 (pri tem predpostavimo, da je $U_1 > U_2$). Količina naboja, ki se prenese v eni periodi T_C je $Q = C(U_1 - U_2)$. Ta naboj povzroči ekvivalentni tok

$$I_{eq} = \frac{Q}{T_C} = \frac{C(U_1 - U_2)}{T_C} = f_C C(U_1 - U_2) = \frac{U_1 - U_2}{R_{eq}}$$

Pri tem sta $f_C = \frac{1}{T_C}$ frekvenca ure in $R_{eq} = \frac{1}{f_C C}$ simulirana ekvivalentna upornost.

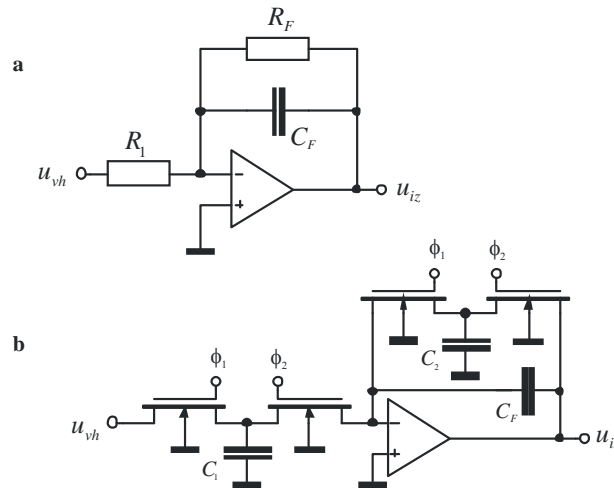
Na ta način simuliramo ekvivalentno upornost z izmeničnim polnjenjem in praznjenjem kondenzatorja med dvema napetostnima nivojema. Z majhnim kondenzatorjem je možno simulirati visoke ekvivalentne upornosti, če je frekvenca preklapljanja dovolj visoka.

Zgled 1: Izračunajmo potrebno frekvenco ure f_C za dosego ekvivalentne upornosti $R_{eq} = 1 \text{ M}\Omega$. $C = 20 \text{ pF}$.

$$f_C = \frac{1}{C R_{eq}} = \frac{1}{20 \cdot 10^{-12} \cdot 10^6} = 50 \text{ kHz}$$

Zgled 2: Klasični nizkoprepustni filter z enim polom in ekvivalentni "s-C" filter prikazuje slika 5.46. Za klasični nizkoprepustni filter izračunajmo upornosti R_1 in R_F , za "s-C" filter pa razmerja kapacitivnosti C_1/C_2 in C_2/C_F . Podana je kapacitivnost $C_F = 10\text{pF}$, ojačenje $A(f=0) = -10$, frekvenca ure $f_c = 50\text{kHz}$ in mejna frekvenca, ko pade ojačenje za 3 dB

$$f_{3dB} = 10\text{kHz} = \frac{1}{2\pi R_F C_F}.$$



**Sl. 5.46 a. Klasični nizkoprepustni filter
b. s-C nizkoprepustni filter**

Prevajalna funkcija klasičnega nizkoprepustnega filtra s slike 5.46a je

$$A(s) = -\frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + sR_F C_F}.$$

Iz podane mejne frekvence, ko pade ojačenje za 3 dB, izračunamo upornost

$$R_F = \frac{1}{2\pi f_{3dB} C_F} = \frac{1}{0,28 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-12}} = 1,6\text{M}\Omega.$$

Za podano ojačenje $A(f=0) = -10$ je upornost $R_1 = \frac{R_F}{10} = 160\text{k}\Omega$.

Ekvivalentni "s-C" nizkoprepustni filter mora imeti enako prevajalno funkcijo.

$$A(\omega) = -\frac{R_{Fekv}}{R_{1ekv}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_{Fekv} C_F},$$

$$A(\omega) = -\frac{1}{f_C C_2} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{1}{f_C C_2} C_F} = -\frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{2\pi f C_F}{f_C C_2}} = -\frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{3dB}}},$$

$$f_{3dB} = \frac{f_C C_2}{2\pi C_F}.$$

Z upoštevanjem podatkov sta razmerji kapacitivnosti

$$\frac{C_1}{C_2} = 10, \quad \frac{C_2}{C_F} = \frac{f_{3dB} 2\pi}{f_C} = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 6,28}{50 \cdot 10^3} = 1,27.$$

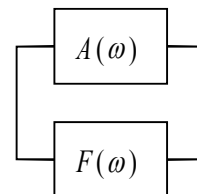
Vidimo, da sta ojačenje in mejna frekvenca "s-C" filtra odvisna od razmerja dveh kapacitivnosti. V integrirani izvedbi je možno izdelati razmerje dveh kapacitivnosti v tolerancah 0,1 %. S tem je prevajalna funkcija "s-C" filtra natančno določena.

"s-C" vezja so uporabna le, če je frekvenca ure mnogo višja kot je frekvenca vhodnega signala. V bistvu so takšna vezja vzorčevalna vezja, ki prenašajo signal v obliki impulzov in niso več strogo analogna vezja.

5.8 Oscilatorji

Oscilatorji so vezja, ki generirajo periodične signale. Oscilatorji pretvarjajo enosmerno napetost napajanja v izmenični signal brez potrebnega vhodnega vzbujanja. Pri linearnih oscilatorjih dodamo ojačevalniku frekvenčno odvisno povratno vezavo, ki vrača del izhodnega signala na vhod ojačevalnika. Da se nihanje vzdržuje, mora imeti signal, ki ga pripeljemo nazaj na vhod, točno določeno amplitudo in fazo. V večini primerov je $A(\omega)$ pozitivna ali negativna realna konstanta, odvisno od tega ali ojačevalnik obrača ali ne obrača faze.

Povratna vezava je sestavljena iz R , L , C elementov, ki določajo frekvenco nihanja. Frekvenčno odvisno prevajalno funkcijo povratne vezave označimo z $F(\omega)$. Za izpeljavo pogoja nihanja predpostavimo, da je na vhodu ojačevalnika signal U_{vh} (slika 5.48). Iz slike 5.48 sledi

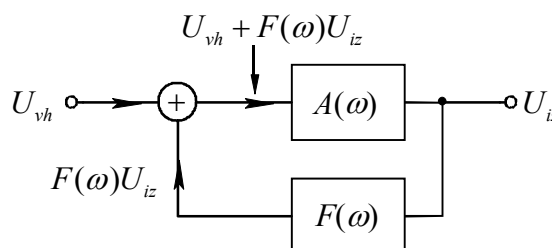


Sl. 5.47

$$U_{iz} = A(\omega)[U_{vh} + F(\omega)U_{iz}].$$

S preureditvijo enačbe dobimo

$$U_{iz} = \frac{A(\omega)}{1 - A(\omega)F(\omega)} U_{vh}.$$



Sl. 5.48 Sistem s povratno vezavo

Iz enačbe za U_{iz} vidimo, da dobimo od nič različno izhodno napetost, (brez vhodnega signala), le v primeru, če je imenovalac enačbe enak nič

$$1 - A(\omega) \cdot F(\omega) = 0, \quad 1 - W(\omega) = 0.$$

Z upoštevanjem tega dobimo Barkhausenov pogoj nihanja oscilatorja, ki je izpolnjen le pri določeni frekvenci ω_0

$$A(\omega_0) \cdot F(\omega_0) = W(\omega_0) = 1,$$

Ker je produkt $A(\omega_0)F(\omega_0)$ v splošnem kompleksen, mora biti pogoj nihanja izpolnjen za realne in imaginarne komponente

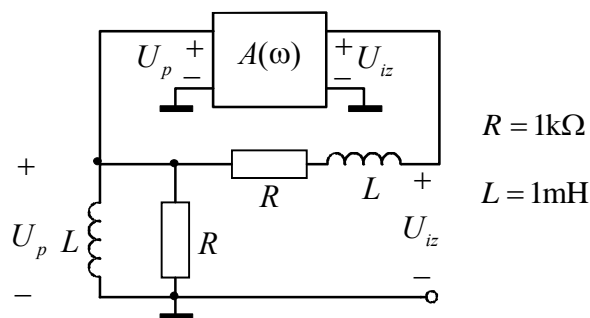
$$\operatorname{Re}[A(\omega_0)F(\omega_0)] = \operatorname{Re}W(\omega_0) = 1,$$

$$\operatorname{Im}[A(\omega_0)F(\omega_0)] = \operatorname{Im}W(\omega_0) = 0.$$

Iz obeh pogojev vidimo, da mora biti pri frekvenci oscilacij velikost zančnega ojačenja $W(\omega_0) = A(\omega_0)F(\omega_0)$ ena, fazni kot pa nič. Če uporabimo neinvertirajoči ojačevalnik ($A(\omega)$ je pozitivna realna konstanta), mora biti fazni kot $F(\omega)$ enak nič. V primeru, da uporabimo invertirajoči ojačevalnik ($A(\omega)$ je negativna realna konstanta), mora $F(\omega)$ obračati fazo za 180° .

Zgled: Za oscilator na sliki 5.49 izračunajmo frekvenco nihanja f_0 in velikost ojačenja A . Izračunati moramo prevajalno funkcijo povratne vezave.

$$\begin{aligned} F(\omega) &= \frac{U_p}{U_{iz}} = \frac{\frac{j\omega LR}{R + j\omega L}}{R + j\omega L + \frac{j\omega LR}{R + j\omega L}} = \\ &= \frac{j\omega LR}{R^2 + (j\omega L)^2 + 3j\omega LR} = \\ &= \frac{R}{3R + j\left(\omega L - \frac{R^2}{\omega L}\right)}. \end{aligned}$$



Sl. 5.49 Oscilator

Iz Barkhausenovega pogoja za nihanje $A(\omega_0)F(\omega_0) = 1$ dobimo

$$\begin{aligned} \frac{AR}{3R + j\left(\omega_0 L - \frac{R^2}{\omega_0 L}\right)} &= 1, \\ AR &= 3R + j\left(\omega_0 L - \frac{R^2}{\omega_0 L}\right), \\ (3 - A)R - j\left(\frac{R^2}{\omega_0 L} - \omega_0 L\right) &= 0 \end{aligned}$$

Ker imamo opravka s kompleksno enačbo, mora biti izpolnjena za realni in imaginarni del. Iz realnega dela izračunamo ojačenje

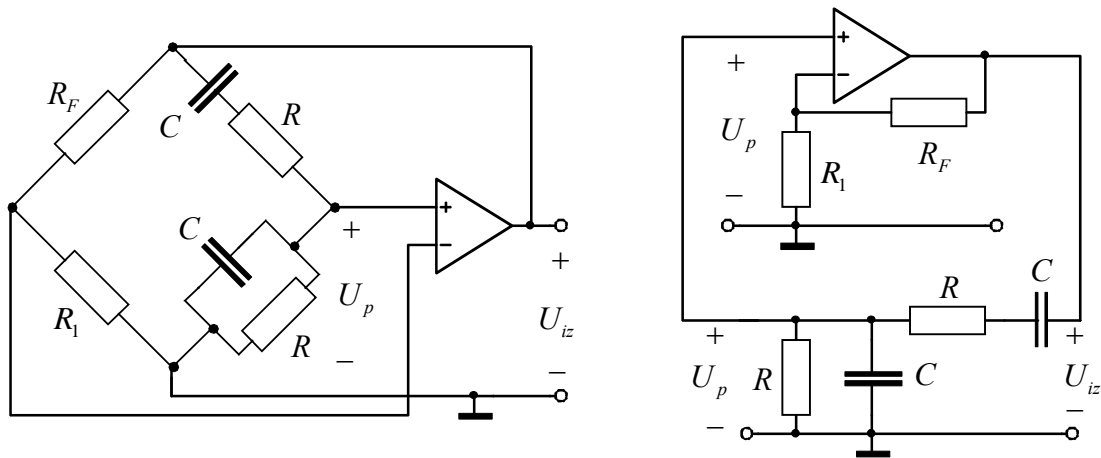
$$(3 - A)R = 0 \Rightarrow A = 3 \quad \text{za} \quad R \neq 0.$$

Iz imaginarnega dela dobimo frekvenco nihanja

$$\omega_0 L - \frac{R^2}{\omega_0 L} = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{R}{L} \Rightarrow f_0 = \frac{R}{2\pi L} = \frac{10^3}{2\pi \cdot 10^{-3}} = 159 \text{ kHz}.$$

Če želimo, da oscilator zagotovo zaniha, izberemo ojačenje A nekoliko večje od izračunanega. V tem primeru amplituda nihanja narašča, dokler ne pride ojačevalnik v nelinearno področje, ki omeji naraščanje amplitude.

5.8.1 Wien-ov mostični oscilator



Sl. 5.50 Wienov mostični oscilator

Prevajalna funkcija povratne vezave je podana z enačbo

$$F(\omega) = \frac{U_p}{U_{iz}} = \frac{(R \frac{1}{j\omega C}) / (R + \frac{1}{j\omega C})}{R + \frac{1}{j\omega C} + (R \frac{1}{j\omega C}) / (R + \frac{1}{j\omega C})} = \frac{R}{3R + j\left(\omega CR^2 - \frac{1}{\omega C}\right)}$$

Če uporabimo Barkhausenov pogoj $AF(\omega_0) = 1$, dobimo

$$\frac{AR}{3R + j\left(\omega_0 CR^2 - \frac{1}{\omega_0 C}\right)} = 1 \Rightarrow R(3 - A) + j\left(\frac{1}{\omega_0 C} - \omega_0 CR^2\right) = 0.$$

Iz realnega dela enačbe izračunamo ojačenje iz imaginarnega dela pa frekvenco nihanja

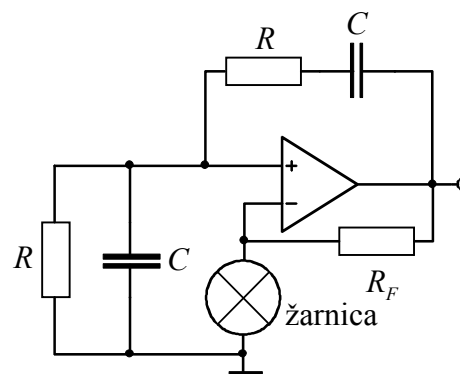
$$R(3 - A) = 0 \Rightarrow A = 3,$$

$$\omega_0 CR^2 = \frac{1}{\omega_0 C} \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{RC}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Če hočemo, da oscilator zagotovo zaniha, mora biti mejna vrednost $R_F > 2R_1$ (za $A > 3$). Ko oscilator zaniha, amplituda izhodne napetosti narašča, dokler ne doseže mejnih vrednosti ojačevalnika (napetosti nasičenja U_A oziroma U_B). Sinusni signal je zato popačen (porezan). Da se izognemo popačenju izhodnega signala, je potrebno dodati vezje za stabilizacijo amplitude, ki zmanjša ojačenje ojačevalnika, še preden zaide v nelinearno področje delovanja.

Stabilizacija amplitude z žarnico majhne moči

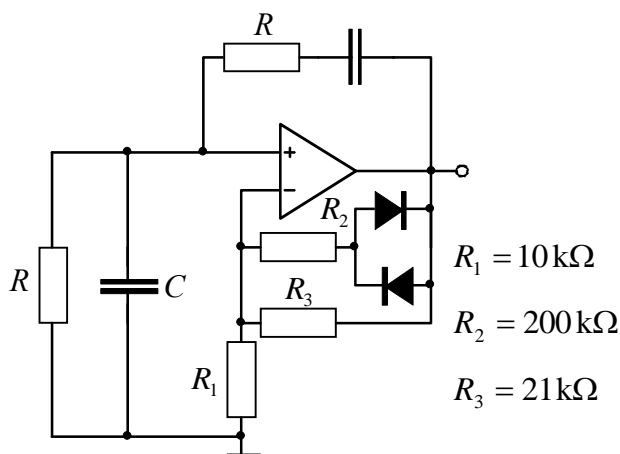
Upor R_1 smo zamenjali z žarnico. Dokler oscilator ne niha, je upornost žarnice majhna in je ojačenje zelo veliko. Ko narašča amplituda nihanja, začne žarnica prevajati. Zato se segreva in njena upornost linearno narašča, zaradi česar se ojačenje zmanjšuje. Ko doseže ojačenje vrednost 3, se ustavi naraščanje amplitude izhodne napetosti. Ustvari se ravnotežje v linearnem območju delovanja ojačevalnika, zato so popačenja majhna.



Sl. 5.51 Stabilizacija amplitude z žarnico

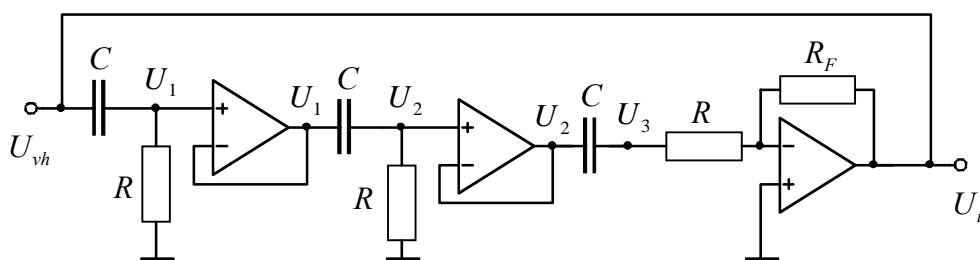
Stabilizacija amplitude z diodami

Dokler je amplituda oscilacij majhna, sta diodi zaprti. V tem primeru je $R_F = R_3 = 21\text{ k}\Omega$ in je ojačenje $A = 3,1$. Ko se diode odprejo, je $R_F = R_2 \parallel R_3 = 19\text{ k}\Omega$ in ojačenje se zmanjša na $A = 2,9$. Zato se tudi amplituda signala zmanjša in ustvari se ravnotežje v linearnem področju delovanja ojačevalnika.



Sl. 5.52 Stabilizacija amplitude z diodami

5.8.2 Oscilatorji s faznim zasukom



Sl. 5.53 Oscilator s faznim zasukom

Osnovo vezja tvori invertirajoči ojačevalnik, ki ima izhod priključen na tristopenjski RC filter. Sledilnika napetosti sta v vezju zato, da izločita medsebojne vplive RC členov.

Ker povzroča invertirajoči ojačevalnik fazni zasuk -180° , mora vsak RC člen zasukati fazo še za 60° , da dobimo pozitivno povratno vezavo. Ker je pri invertirajočem ojačevalniku $u_{vh}^- = u_{vh}^+ = 0$, deluje zadnji RC člen enako kot ostala dva. Predpostavimo, da bo frekvenca nihanja mnogo nižja

kot so mejne frekvence samih operacijskih ojačevalnikov. Ker so vsi trije CR členi enaki je prevajalna funkcija povratne vezave

$$\frac{U_3}{U_{vh}} = \frac{(j\omega RC)^3}{(1+j\omega RC)^3}.$$

Ojačenje podaja enačba

$$A(\omega) = \frac{U_{iz.}}{U_3} = -\frac{R_F}{R}.$$

Prevajalna funkcija odprte zanke je produkt ojačenja in prevajalne funkcije povratne vezave

$$W(\omega) = A(\omega)F(\omega) = -\frac{R_F}{R} \left(\frac{j\omega RC}{1+j\omega RC} \right)^3.$$

$$\begin{aligned} W(\omega) &= -\frac{R_F}{R} \cdot \frac{(j\omega RC)^3}{(1+j\omega RC)^3} = +\frac{R_F}{R} \cdot \frac{j(\omega RC)^3}{(1+j\omega RC)^2 \cdot (1+j\omega RC)} = \\ &= +\frac{R_F}{R} \cdot \frac{j(\omega RC)^3}{1-3\omega^2 R^2 C^2 + j\omega RC (3-\omega^2 R^2 C^2)}. \end{aligned}$$

Z upoštevanjem Barkhausenovega pogoja nihanja $W(\omega_0) = 1$ dobimo

$$\frac{R_F}{R} \cdot \frac{j(\omega_0 RC)^3}{1-3\omega_0^2 R^2 C^2 + j\omega_0 RC (3-\omega_0^2 R^2 C^2)} = 1,$$

$$\frac{R_F}{R} j(\omega_0 RC)^3 = 1-3\omega_0^2 R^2 C^2 + j\omega_0 RC (3-\omega_0^2 R^2 C^2),$$

$$j \left(\frac{R_F}{R} (\omega_0 RC)^3 - \omega_0 RC (3-\omega_0^2 R^2 C^2) \right) + 3\omega_0^2 R^2 C^2 - 1 = 0.$$

Iz realnega dela enačbe izračunamo krožno frekvenco

$$3\omega_0^2 R^2 C^2 - 1 = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3}RC}.$$

Izračunano krožno frekvenco vstavimo v imaginarni del enačbe in izračunamo ojačenje

$$\frac{R_F}{R} (\omega_0 RC)^3 - \omega_0 RC (3-\omega_0^2 R^2 C^2) = 0 \Rightarrow \omega_0 RC \left(\frac{R_F}{R} \omega_0^2 R^2 C^2 - 3 + \omega_0^2 R^2 C^2 \right) = 0,$$

$$\frac{R_F}{R} \cdot \frac{1}{3R^2C^2} R^2C^2 - 3 + \frac{1}{3} = 0 \Rightarrow \frac{1}{3} \cdot \frac{R_F}{R} = \frac{8}{3} \Rightarrow \frac{R_F}{R} = 8.$$

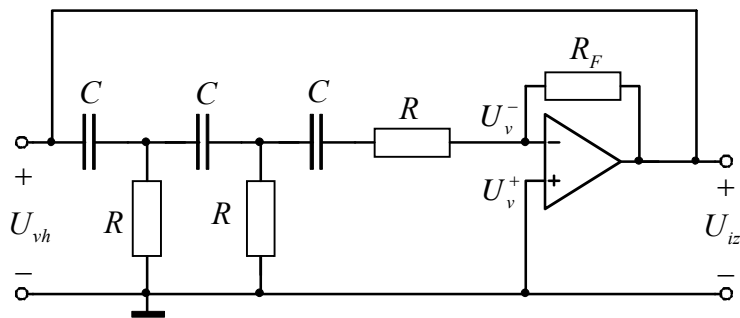
Ojačenje invertirajočega ojačevalnika mora biti večje od 8, da začne oscilator nihati.

Vpliv posameznih RC členov pri krožni frekvenci $\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{3}}$ podaja enačba

$$\frac{j\omega_0 RC}{1 + j\omega_0 RC} = \frac{j \frac{1}{RC\sqrt{3}} RC}{1 + j \frac{1}{RC\sqrt{3}} RC} = \frac{j}{\sqrt{3} + j} = \frac{1 \cdot e^{j90^\circ}}{\left(\sqrt{\sqrt{3}^2 + 1}\right) e^{j \arctg \frac{1}{\sqrt{3}}}} = \frac{e^{j90^\circ}}{2 \cdot e^{j30^\circ}} = \frac{1}{2} \cdot e^{j60^\circ}.$$

Vsak RC člen vnaša slabljenje za faktor 1/2 in fazni zasuk 60° .

V praksi je oscilator s faznim zasukom realiziran brez dveh sledilnikov napetosti (slika 5.54).



Sl. 5.54 CR oscilator s faznim zasukom

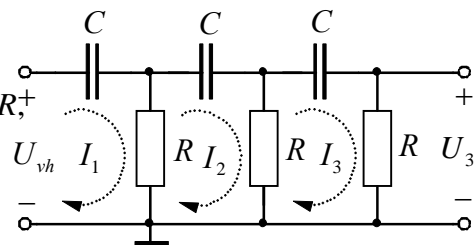
Pri izračunu prevajalne funkcije povratne vezave moramo upoštevati medsebojne vplive RC členov. Ker je tudi v tem primeru napetost $u_{vh}^- = u_{vh}^+ = 0$, ima vezje povratne vezave obliko na sliki 5.55.

Za vezje na sliki 5.55 veljajo zančne enačbe

$$U_{vh} = I_1 \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) - I_2 R = I_1 \frac{1 + j\omega RC}{j\omega C} - I_2 R,$$

$$0 = -I_1 R + I_2 \left(2R + \frac{1}{j\omega C} \right) - I_3 R = -I_1 R + I_2 \frac{1 + 2j\omega RC}{j\omega C} - I_3 R,$$

$$0 = -I_2 R + I_3 \left(2R + \frac{1}{j\omega C} \right) = -I_2 R + I_3 \frac{1 + 2j\omega RC}{j\omega C}.$$



Sl. 5.55 Vezje povratne vezave oscilatorja s faznim zasukom na sliki 5.54

Če označimo z $A = \frac{1+j\omega RC}{j\omega C}$ in z $D = \frac{1+2j\omega RC}{j\omega C}$, se znančne enačbe poenostavijo

$$U_{vh} = I_1 A - I_2 R,$$

$$0 = -I_1 R + I_2 D - I_3 R,$$

$$0 = -I_2 R + I_3 D.$$

Iz tretje enačbe izračunamo tok $I_2 = I_3 \frac{D}{R}$ in ga vstavimo v prvi dve enačbi

$$U_{vh} = I_1 A - I_3 \frac{D}{R} R = I_1 A - I_3 D,$$

$$0 = -I_1 R + I_3 \frac{D^2}{R} - I_3 R \quad R = -I_1 R + I_3 \frac{D^2 - R^2}{R}.$$

Iz druge enačbe izračunamo tok $I_1 = \frac{D^2 - R^2}{R^2} I_3$ in ga vstavimo v prvo enačbo

$$U_{vh} = \frac{D^2 - R^2}{R^2} A I_3 - D I_3 = \frac{(D^2 - R^2)A - D R^2}{R^2} I_3.$$

Iz izračunanega toka $I_3 = \frac{U_{vh} R^2}{(D^2 - R^2)A - D R^2}$ dobimo prevajalno funkcijo

$$\frac{U_3}{U_{vh}} = \frac{I_3 R}{u_{vh}} = \frac{R^3}{(D^2 - R^2)A - D R^2} = \frac{R^3}{A D^2 - R^2(A + D)}.$$

Z upoštevanjem izrazov za $A = \frac{1+j\omega RC}{j\omega C}$ in $D = \frac{1+2j\omega RC}{j\omega C}$ je prevajalna funkcija povratne vezave

$$\begin{aligned} F(\omega) &= \frac{U_3}{U_{vh}} = \frac{R^3}{\left(\frac{(1+2j\omega RC)^2}{(j\omega C)^2} - R^2 \right) \cdot \frac{1+j\omega RC}{j\omega C} - \frac{(1+2j\omega RC)R^2}{j\omega C}} = \\ &= \frac{(j\omega RC)^3}{\left[1 + 4j\omega RC + 3(j\omega RC)^2 \right] \cdot (1+j\omega RC) - (j\omega RC)^2 - 2(j\omega RC)^3} = \end{aligned}$$

$$= \frac{(j\omega RC)^3}{1 + 5j\omega RC + 6(j\omega RC)^2 + (j\omega RC)^3}.$$

Iz enačbe za ojačenje invertirajočega ojačevalnika

$$A(\omega) = \frac{u_{iz}}{u_3} = -\frac{R_F}{R}$$

in Barkhausenovega pogoja za nihanje

$$A(\omega_0)F(\omega_0) = 1 \text{ dobimo}$$

$$-\frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{(j\omega RC)^3}{1 + 5j\omega RC + 6(j\omega RC)^2 + (j\omega RC)^3},$$

$$-\frac{R_F}{R} \cdot \frac{(j\omega_0 RC)^3}{1 - 6\omega_0^2 R^2 C^2 + j\omega_0 RC(5 - \omega_0^2 R^2 C^2)} = 1,$$

$$-\frac{R_F}{R} (j\omega_0 RC)^3 = 1 - 6\omega_0^2 R^2 C^2 + j\omega_0 RC(5 - \omega_0^2 R^2 C^2),$$

$$1 - 6\omega_0^2 R^2 C^2 + j\omega_0 RC \left(-\frac{R_F}{R} \omega_0^2 R^2 C^2 + 5 - \omega_0^2 R^2 C^2 \right) = 0$$

Ker je enačba kompleksna, mora veljati ločeno za realne in imaginarne komponente. Iz realnega dela izračunamo krožno frekvenco ω_0

$$1 - 6\omega_0^2 R^2 C^2 = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{6}},$$

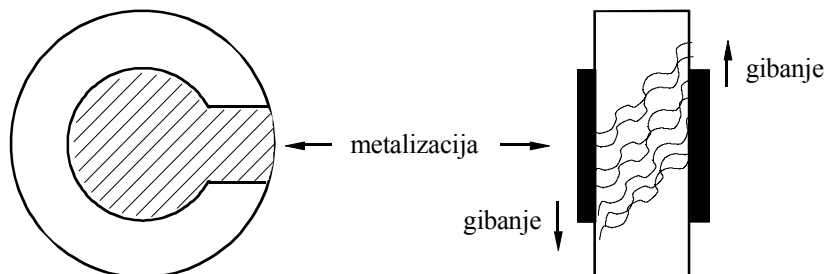
iz imaginarnega dela pa razmerje upornosti $\frac{R_F}{R}$

$$\omega_0 RC \left(-\frac{R_F}{R} (\omega_0 RC)^2 + 5 - \omega_0^2 R^2 C^2 \right) = 0, \quad -\frac{R_F}{R} = \frac{\omega_0^2 R^2 C^2 - 5}{\omega_0^2 R^2 C^2} = \frac{\frac{1}{6} - 5}{\frac{1}{6}} = -29,$$

$$\frac{R_F}{R} = 29.$$

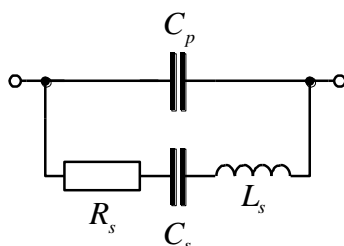
5.8.3 Kristalni oscilatorji

Kristalni oscilatorji se uporabljajo v vezjih, kjer je potrebna zelo stabilna frekvenca. Električne lastnosti kvarčnega kristala so odvisne od materiala, dimenzij in načina brušenja.



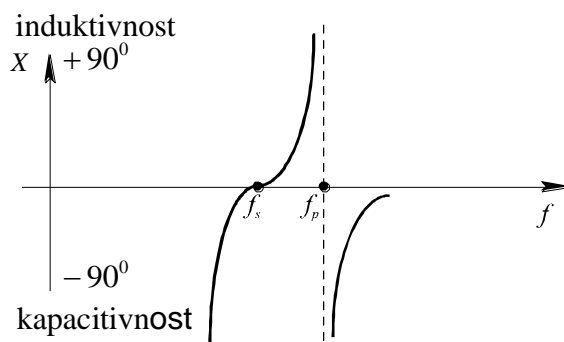
Sl. 5.56 Kristal s priključki

Pod vplivom električne napetosti na priključnih sponkah se kristal deformira (piezoelektrični efekt). Resonančna frekvenca kristala je obratno sorazmerno debelini kristala med priključnima sponkama. Električno nadomestno vezje kristala je podano na sliki 5.57.



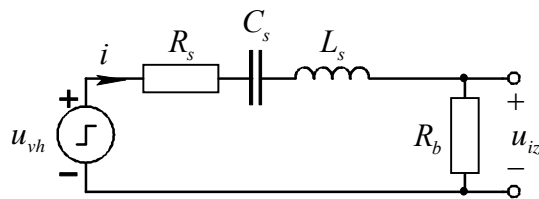
Sl. 5.57 Nadomestno vezje kristala

Obe kapacitivnosti povzročata z induktivnostjo serijsko in paralelno resonančno frekvenco, ki sta zelo blizu skupaj (paralelna resonančna frekvenca je višja od serijske). Zato se reaktanca kristala močno spreminja s frekvenco (slika 5.58). Pri frekvenci serijske resonance predstavlja kristal nizko impedanco, pri paralelni resonanci pa visoko impedanco.



Sl. 5.58 Frekvenčna odvisnost reaktance kristala ($R_s=0$)

Za lažje razumevanje delovanja oscilatorjev, ki nihajo okoli serijske resonance kristala, je pomembno poznati zvezo med napetostjo in tokom skozi kristal. Vezje s pomočjo katerega določimo odziv kristala na napetostno stopnico prikazuje slika 5.59. Kapacitivnost C_p bomo pri izračunu zanemarili. Majhno upornost R_b v vezju na sliki 5.59 uporabimo za detekcijo toka skozi kristal. Izhodno napetost določa enačba



Sl. 5.59 Poenostavljeno nadomestno vezje kristala z majhnim bremenom brez kapacitivnosti C_p

$$U_{iz}(s) = \frac{R_b U_{vh}(s)}{R_s + R_b + sL_s + \frac{1}{sC_s}} = \frac{sR_b U_{vh}(s)}{s^2 L_s + (R_s + R_b)s + \frac{1}{C_s}}.$$

Za stopnično vhodno napetost $U_{vh}(s) = \frac{U_0}{s}$ dobimo enačbo

$$U_{iz}(s) = \frac{\frac{R_b}{L_s} U_0}{s^2 + \frac{R_s + R_b}{L_s} s + \frac{1}{C_s L_s}}$$

Za preslikavo v časovni prostor izračunamo korene enačbe v imenovalcu

$$s_{12} = -\frac{R_s + R_b}{2L_s} \pm \sqrt{\frac{(R_s + R_b)^2}{4L_s^2} - \frac{1}{L_s C_s}} = -\frac{R_s + R_b}{2L_s} \pm j \sqrt{\frac{1}{L_s C_s} - \frac{(R_s + R_b)^2}{4L_s^2}},$$

$$s_{12} = -\sigma_p \pm j\omega_p.$$

Pri tem sta

$$\sigma_p = \frac{R_s + R_b}{2L_s}, \quad \omega_p = \sqrt{\frac{1}{L_s C_s} - \frac{(R_s + R_b)^2}{4L_s^2}}.$$

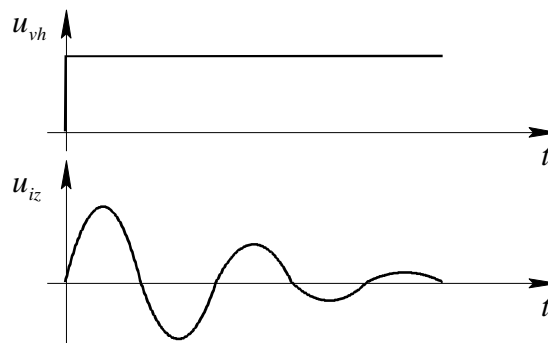
Odziv v časovnem prostoru podaja enačba

$$u_{iz}(t) = \frac{R_b (e^{+s_1 t} - e^{+s_2 t})}{L_s (s_2 - s_1)} = \frac{e^{-(\sigma_p + j\omega_p)t} - e^{-(\sigma_p - j\omega_p)t}}{-\sigma_p - j\omega_p + \sigma_p - j\omega_p} \cdot \frac{R_b}{L_s} = \frac{R_b}{L_s} \cdot \frac{e^{-\sigma_p t} (e^{j\omega_p t} - e^{-j\omega_p t})}{-2j\omega_p}.$$

S preureditvijo zgornje enačbe dobimo

$$u_{iz}(t) = \frac{e^{-\sigma_p t} \sin \omega_p t \cdot R_b}{\omega_p L_s}$$

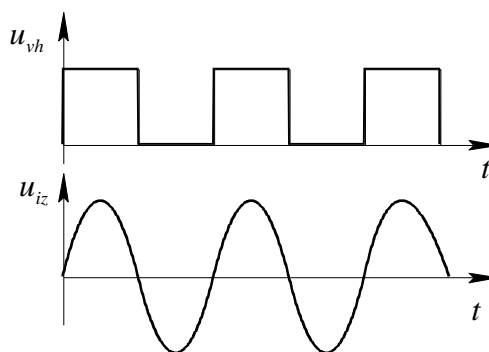
$$= \frac{R_b}{L_s} \cdot \frac{e^{-\frac{R_s+R_b}{2L_s} t} \cdot \sin \left(\sqrt{\frac{1}{C_s L_s} - \frac{R_s+R_b}{4 L_s^2}} \cdot t \right)}{\sqrt{\frac{1}{C_s L_s} - \frac{R_s+R_b}{4 L_s^2}}}$$



Sl. 5.60 Odziv kristala na stopnično vzbujanje

Iz zadnje enačbe vidimo, da je odziv na stopnično vzbujanje kristala dušeno sinusno nihanje (slika 5.60).

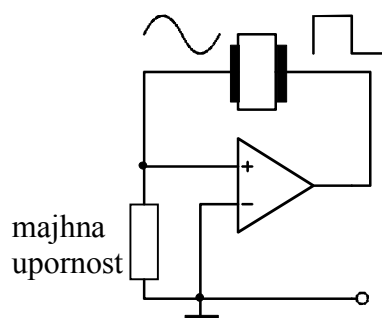
Ko priključimo na vhod kristala pravokotne napetostne impulze katerih frekvenca je enaka serijski resonančni frekvenci kristala, je odziv sinusno nihanje konstantne amplitude brez faznega premika (slika 5.61).



Sl. 5.61 Odziv kristala pri vzbujanju s pravokotnimi impulzi

Oscilator, ki generira pravokotni in sinusni signal (sl. 5.62) dobimo tako, da vežemo med vhod in izhod operacijskega ojačevalnika kristal. Operacijski ojačevalnik ima tako veliko ojačenje, da sinusni signal na vhodu prekrmi ojačevalnik v nasičenje. Zato dobimo na izhodu operacijskega ojačevalnika pravokotne impulze.

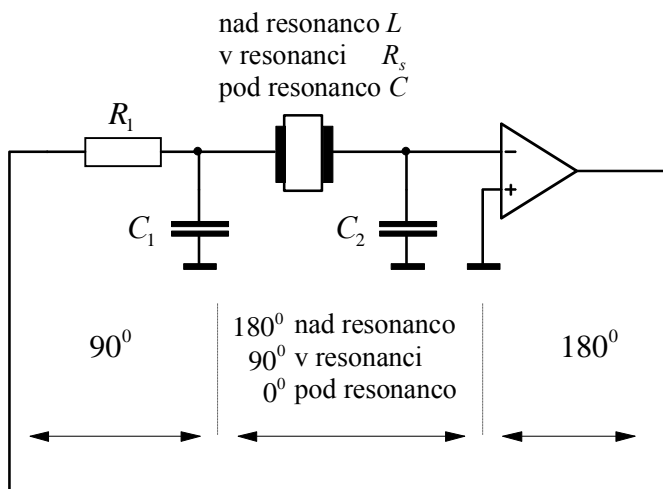
Še enkrat poudarimo, da ni faznega zasuka med impulzi na vhodu kristala in sinusnim signalom na izhodu kristala.



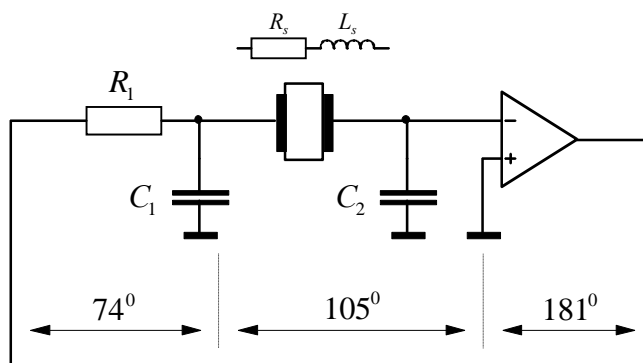
Sl. 5.62 Oscilator, ki generira pravokotni in sinusni signal

5.8.3.1 Pierce-ov oscilator s kristalom

Celotni fazni zasuk vezja na sliki 5.63 mora biti 360° . Idealni ojačevalnik obrača fazo za 180° . R_1, C_1 delujeta kot integrator s faznim zasukom 90° . Kristal s C_2 deluje kot integrator v serijski resonanci. Pod serijsko resonanco je impedanca kristala kapacitivna in deluje skupaj s C_2 kot napetostni delilnik brez faznega zasukaja. Nad serijsko resonanco ima impedanca kristala induktivni karakter in povzroča s C_2 fazni premik 180° . V realnih vezjih povzroča ojačevalnik nekoliko večji fazni zasuk od 180° , R_1, C_1 pa nekoliko manj od 90° . Kristal deluje rahlo nad serijsko resonanco in ima induktivni karakter. Realne fazne razmere so prikazane na sliki 5.64. Za načrtovanje Pierceovega oscilatorja je potrebno poznati serijsko upornost kristala in frekvenco nihanja. Časovna konstanta R_1C_1 mora biti čim večja, zato da je fazni zasuk čim manj odvisen od spremembe vrednosti R_1 ali C_1 . Takšno vezje ima veliko dušenje, kar pomeni, da mora imeti ojačevalnik dovolj veliko ojačenje. Za vzdrževanje nihanja mora biti ojačenje odprte zanke od 1,5 do 2.



Sl. 5.63 Pierce-ov oscilator z idealnimi faznimi zasuki



Sl. 5.64 Pierce-ov oscilator z realnimi faznimi zasuki

Zgled: Za Pierceov oscilator (slika 5.63) izračunajmo vrednost kapacitivnosti C_1, C_2 in upornost R_1 . Poznamo napetostno ojačenje ojačevalnika $A = 36$, frekvenco nihanja $f = 100 \text{ kHz}$, in serijsko upornost kristala $R_s = 6 \text{ k}\Omega$. Predpostavimo, da je slabljenje obeh RC členov enako. To pomeni, da se ojačenje ojačevalnika enako razdeli na oba RC člena. Slabljenje vsakega RC člena je tako 6 ($6 \times 6 = 36$). S tem sta določeni razmerji

$$\frac{x_{C1}}{x_{C1} + R_1} = \frac{1}{6} = 0,17 \quad , \quad \frac{x_{C1}}{R_1} = \frac{1}{5} = 0,2, \quad \frac{1}{2\pi f C_1 R_1} = 0,2,$$

$$\frac{x_{C2}}{x_{C2} + R_s} = \frac{1}{6} = 0,17, \quad \frac{x_{C2}}{R_s} = \frac{1}{5} = 0,2, \quad \frac{1}{2\pi f R_s C_2} = 0,2 .$$

Iz zadnje enačbe izračunamo

$$C_2 = \frac{1}{0,2 \cdot 6,28 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 10^3} = 1,3 \text{ nF.}$$

Da zmanjšamo vpliv obremenjevanja kondenzatorja C_1 z notranjo serijsko upornostjo kristala R_s , mora biti reaktanca $\frac{1}{\omega C_1}$ vsaj petkrat manjša od R_s . S pomočjo tega pogoja izračunamo vrednost kapacitivnosti C_1

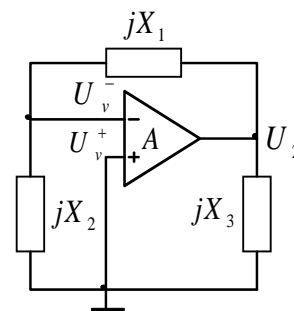
$$\frac{1}{\omega C_1} \cong \frac{R_s}{5} \Rightarrow C_1 = \frac{5}{\omega R_s} = \frac{5}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 10^3} = 1,3 \text{ nF.}$$

Iskano upornost R_1 dobimo iz enačbe

$$\frac{X_{C1}}{R_1} = 0,2 \Rightarrow R_1 = 5X_{C1} = 5 \frac{R_s}{5} = R_s = 6 \text{ k}\Omega.$$

5.8.4 LC oscilatorji

RC oscilatorji se ne uporabljajo pri zelo visokih frekvencah saj bi bile potrebne vrednosti R in C premajhne. Za generiranje signalov visokih frekvenc se uporabljajo LC oscilatorji. Zelo pogosto se uporabljata Hartley in Colpitts oscilatorja. Oba sta sestavljena iz ojačevalnega elementa in treh reaktanc. Na sliki 5.65 je prikazan splošni oscilator s tremi reaktancami. Če uporabimo za operacijski ojačevalnik poenostavljen model pri katerem upoštevamo le krmiljen napetostno napetostni generator ter izhodno upornost, dobimo nadomestno vezje na sliki 5.66. Operacijski ojačevalnik je obremenjen z bremenom

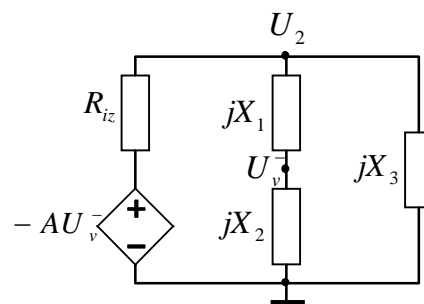


Sl. 5.65 Oscilator s tremi reaktancami

$$Z_b = \frac{jX_3(jX_1 + jX_2)}{jX_1 + jX_2 + jX_3}.$$

Če upoštevamo izhodno upornost operacijskega ojačevalnika, izračunamo izhodno napetost z enačbo

$$u_2 = -\frac{AU_v^- Z_b}{R_{iz} + Z_b} = \frac{AU_v^- X_3(X_1 + X_2)}{jR_{iz}(X_1 + X_2 + X_3) - X_3(X_1 + X_2)}.$$



Sl. 5.66 Nadomestno vezje oscilatorja

Ojačenje brez upoštevanja povratne vezave je

$$A_U = -\frac{U_2}{U_v^-} = \frac{AX_3(X_1 + X_2)}{jR_{iz}(X_1 + X_2 + X_3) - X_3(X_1 + X_2)}.$$

Za vezje povratne zanke velja enačba $F = \frac{U_v^-}{U_2} = \frac{jX_2}{jX_1 + jX_2} = \frac{X_2}{X_1 + X_2}$.

Če upoštevamo Barkhausenov pogoj nihanja $A_U F = 1$ (ojačenje odprte zanke mora biti ena), dobimo enačbo

$$\frac{AX_3(X_1 + X_2)}{jR_{iz}(X_1 + X_2 + X_3) - X_3(X_1 + X_2)} \cdot \frac{X_2}{X_1 + X_2} = 1 \Rightarrow \frac{AX_2X_3}{jR_{iz}(X_1 + X_2 + X_3) - X_3(X_1 + X_2)} = 1.$$

Ker je levi del zadnje enačbe kompleksen, mora biti imaginarni del enačbe

$$jR_{iz}(X_1 + X_2 + X_3) = 0 \Rightarrow X_1 + X_2 + X_3 = 0 \Rightarrow X_1 + X_2 = -X_3.$$

To pomeni, da mora biti ena od treh reaktanc nasprotnega predznaka od ostalih dveh. Če je imaginarni del nič, je ojačenje odprte zanke

$$-\frac{AX_2}{(X_1 + X_2)} = A \frac{X_2}{X_3} = 1.$$

Iz zadnje enačbe sledi, da morata biti reaktanci X_2 in X_3 enakega predznaka X_1 pa nasprotnega predznaka. Za Colpittsov oscilator sta X_2 in X_3 kapacitivnosti X_1 pa induktivnost, za Hartleyev oscilator pa sta X_2 in X_3 induktivnosti X_1 pa kapacitivnost.

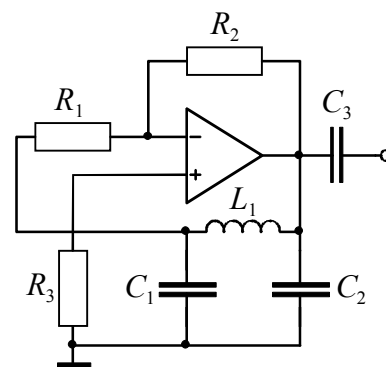
5.8.4.1 Colpittsov oscilator

Za podane $X_1 = j\omega_0 L_1$, $X_2 = \frac{1}{j\omega_0 C_1}$, $X_3 = \frac{1}{j\omega_0 C_2}$

izračunamo frekvenco nihanja iz enačbe

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0, \quad j\omega_0 L_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1} + \frac{1}{j\omega_0 C_2} = 0,$$

$$\omega_0^2 = \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L_1}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L_1}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L_1}}.$$



Sl. 5.67 Colpittsov oscilator

Iz realnega dela Barkhausenovega pogoja za nihanje izračunamo minimalno ojačenje, ki je potrebno za vzdrževanje nihanja

$$A \frac{X_2}{X_3} = 1 \Rightarrow A_{\min} = \frac{X_3}{X_2} = \frac{C_1}{C_2}.$$

5.8.4.2 Hartleyev oscilator

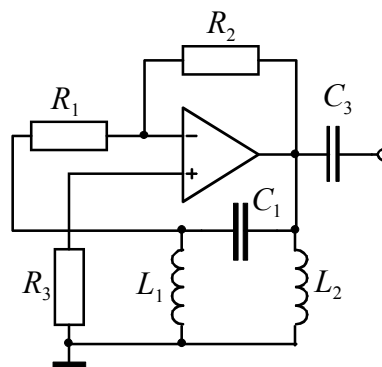
Izberemo $X_1 = \frac{1}{j\omega_0 C_1}$, $X_2 = j\omega_0 L_1$, $X_3 = j\omega_0 L_2$.

Uporabimo iste enačbe kot pri Colpittsovem oscilatorju

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0, \quad \frac{1}{j\omega_0 C_1} + j\omega_0 L_1 + j\omega_0 L_2 = 0,$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1(L_1 + L_2)}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1(L_1 + L_2)}},$$

$$A_{\min} = \frac{X_3}{X_2} = \frac{L_2}{L_1}.$$



Sl. 5.68 Hartleyev oscilator

Pri projektiranju obeh oscilatorjev je potrebno paziti, da izhod operacijskega ojačevalnika ne preobremenimo. Zato mora biti impedanca kondenzatorja C_2 (Colpitts), ki je priključen paralelno k izhodu, vsaj desetkrat večja od izhodne upornosti operacijskega ojačevalnika. Ker je ena stran upora R_1 priključena na vhod operacijskega ojačevalnika (namišljeni kratek stik proti masi), mora biti upornost upora R_1 mnogo višja kot je impedanca kondenzatorja C_1 .

Zgled: Izračunajmo elemente Colpittsovega oscilatorja (slika 5.66), ki naj niha s frekvenco 5 kHz. Uporabili bomo operacijski ojačevalnik 741, ki ima izhodno upornost 70 Ω . Zato, da ne preobremenimo izhod ojačevalnika, izberemo

$$X_{C_2} = 10R_{iz} = 700\Omega = \frac{1}{\omega_0 C_2}. \text{ Tako je } C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5000 \cdot 700} = 45,5 \text{ nF}.$$

Če izberemo $C_1 = C_2 = 45,5 \text{ nF}$, izračunamo potrebno induktivnost iz enačbe za frekvenco nihanja

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 L_1}} \Rightarrow L_1 = \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 4\pi^2 f_0^2} = \frac{91 \cdot 10^{-9}}{45,5 \cdot 45,5 \cdot 10^{-18} \cdot 4 \cdot 3,14^2 \cdot 5000^2} = 44,5 \text{ mH}.$$

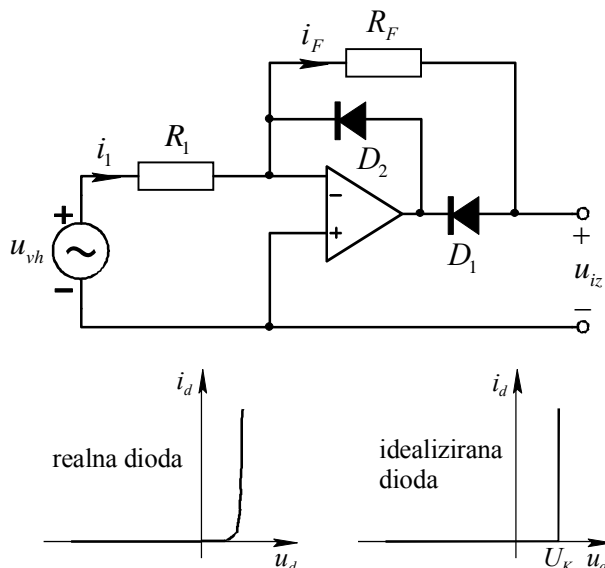
Minimalno ojačenje, ki je potrebno za nihanje $A_{\min} = \frac{X_3}{X_2} = \frac{C_1}{C_2} = 1$.

Če izberemo $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$, kar je mnogo več kot $X_{C_1} = 700\Omega$, mora biti upornost R_2 večja od 20 k Ω .

6. UPORABA OPERACIJSKEGA OJAČEVALNIKA V NELINEARNIH VEZJIH

6.1 Polvalni precizijski usmernik

V usmernikih z diodami prevaja dioda le, če je napetost na diodi višja od napetosti kolena diode (U_K). Če je dioda vezana v povratni vezavi operacijskega ojačevalnika z velikim ojačenjem (10^5), se zmanjša vpliv kolena diode, tako da lahko usmernik z operacijskim ojačevalnikom usmerja tudi napetosti reda mV. Polvalni usmernik je v bistvu invertirajoči ojačevalnik z dodano diodo v povratni vezavi. Polariteta izhodne napetosti je odvisna od tega, kako obrnemo diode. Smer toka i_F je odvisna od smeri prevajanja diode D_1 . Dioda D_2 je v vezju zato, da deluje ojačevalnik v aktivnem področju tudi, ko dioda D_1 ne prevaja.



Sl. 6.1 Polvalni usmernik

Če je $u_{vh} > 0$, dioda D_1 prevaja, dioda D_2 pa ne prevaja (slika 6.2). Iz slike vidimo, da je

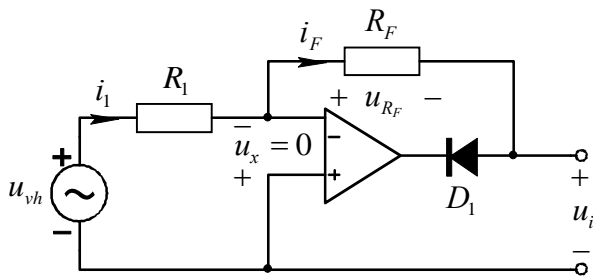
$$i_1 = \frac{u_{vh}}{R_1} = i_F,$$

$$u_{iz} = -u_{R_F} = -i_F R_F = -\frac{R_F}{R_1} u_{vh}.$$

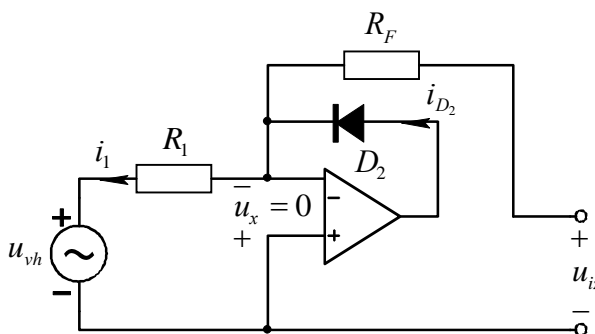
Pri negativni vhodni napetosti ($u_{vh} < 0$) dioda D_1 ne prevaja, dioda D_2 pa prevaja (slika 6.3). Na izhodu operacijskega ojačevalnika je le majhna pozitivna napetost, tako da dioda D_2 prevaja. Tok skozi diodo D_2 je

$$i_{D2} = i_1 = \frac{u_{vh}}{R_1}.$$

Zato, ker skozi upor R_F ne teče tok, je izhodna napetost $u_{iz} = u_{R_F} = 0V$.



Sl. 6.2 Polvalni usmernik pri $u_{vh} > 0$

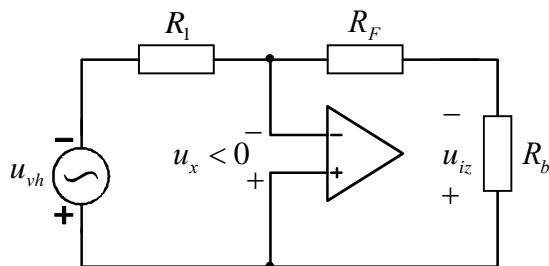


Sl. 6.3 Polvalni usmernik pri $u_{vh} < 0$

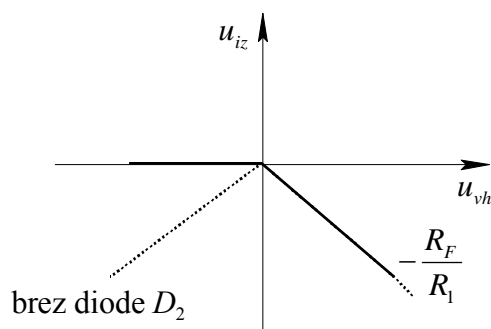
V primeru, če v vezju ne bi bilo diode D_2 , bi bil pri negativni vhodni napetosti operacijski ojačevalnik brez povratne vezave in zaradi tega v nasičenju. Na izhodu bi bila negativna napetost, ki je odvisna od bremena (slika 6.4.) Izhodna napetost je podana z enačbo

$$u_{iz} = \frac{u_{vh} R_b}{R_1 + R_F + R_b}.$$

Prenosna karakteristika polvalnega usmernika je prikazana na sliki 6.5.



Sl. 6.4 Polvalni usmernik brez diode D_2

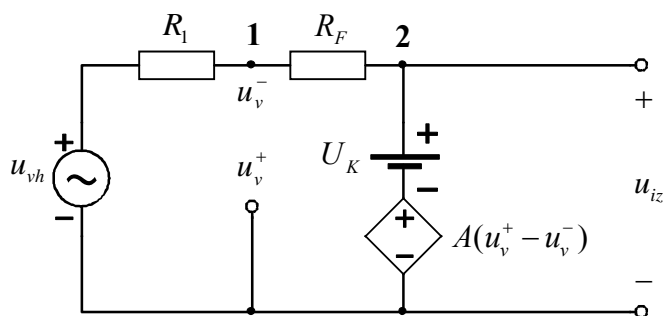


Sl. 6.5 Prenosna karakteristika polvalnega usmernika

6.1.1 Vpliv napetosti kolena diode U_K na izhodno napetost v polvalnem usmerniku

Na vhod polvalnega usmernika priklopimo $u_{vh} > 0$. V tem primeru prevaja dioda D_1 . Če upoštevamo napetost kolena diode D_1 , dobimo nadomestno vezje na sliki 6.6. Iz vozliščne enačbe za vozlišče 1

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_F} = 0$$



Sl. 6.6 Nadomestno vezje polvalnega usmernika

izračunamo napetost

$$u_v^- = \frac{u_{vh} R_F + u_{iz} R_1}{R_1 + R_F} \text{ in jo vstavimo v enačbo za izhodno napetost}$$

$$u_{iz} = -A u_v^- + U_K = -A \frac{u_{vh} R_F + u_{iz} R_1}{R_1 + R_F} + U_K. \text{ S preureditvjo enačbe dobimo}$$

$$u_{iz} = -\frac{A R_F u_{vh}}{R_F + (1+A) R_1} + \frac{R_1 + R_F}{R_F + (1+A) R_1} U_K. \text{ Ker je } A \gg 1, \text{ se enačba poenostavi}$$

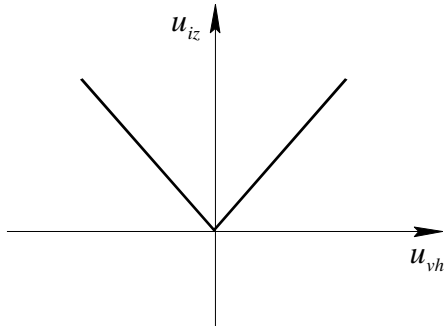
$$u_{iz} = -\frac{R_F}{R_1} u_{vh} + \frac{R_1 + R_F}{A R_1} U_K.$$

Iz enačbe za izhodno napetost je razvidno, da je vpliv napetosti kolena diode zanemarljiv, saj se pojavi ojačenje operacijskega ojačevalnika A v imenovalcu drugega člena.

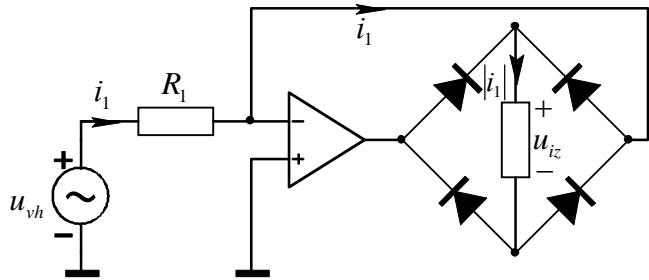
6.2 Polnovalni usmernik

Idealna prenosna karakteristika polnovalnega usmernika $u_2 = |u_1|$ je prikazana na sliki 6.7.

6.2.1 Polnovalni usmernik z mostičnim vezjem



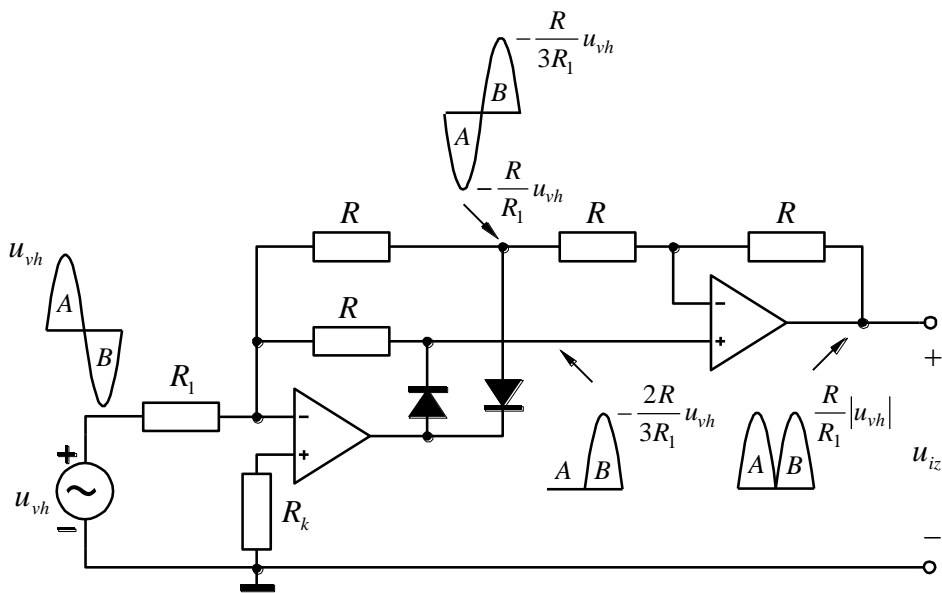
Sl. 6.7 Idealna prenosna karakteristika polnovalnega usmernika



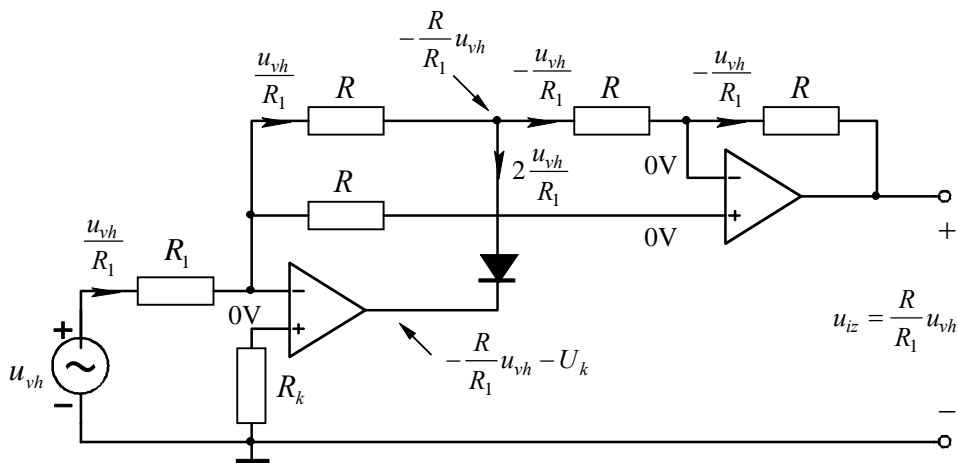
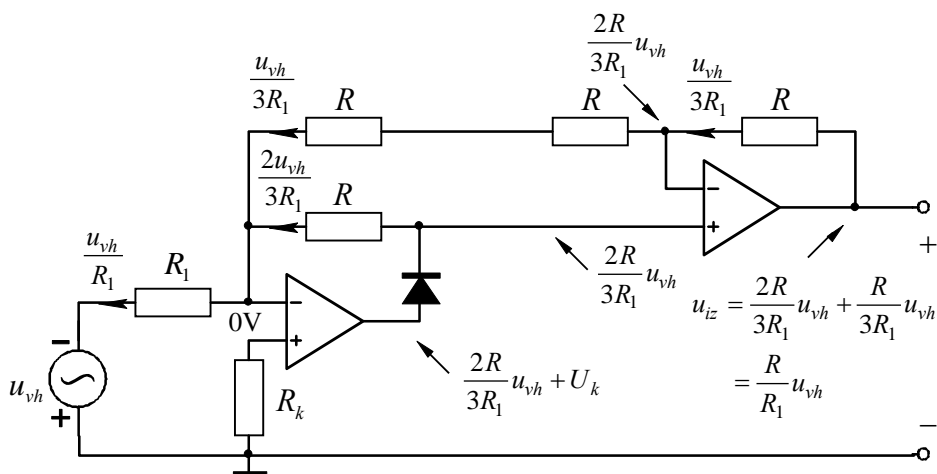
Sl. 6.8 Polnovalni usmernik z mostičnim vezjem

Operacijski ojačevalnik vsiljuje tok preko diod. Dioda usmerjajo tok v breme vedno v eni smeri. Slabost tega vezja je, da breme ni ozemljeno.

6.2.2 Polnovalni usmernik z diferenčnim ojačevalnikom



Sl. 6.9 Polnovalni usmernik z diferenčnim ojačevalnikom

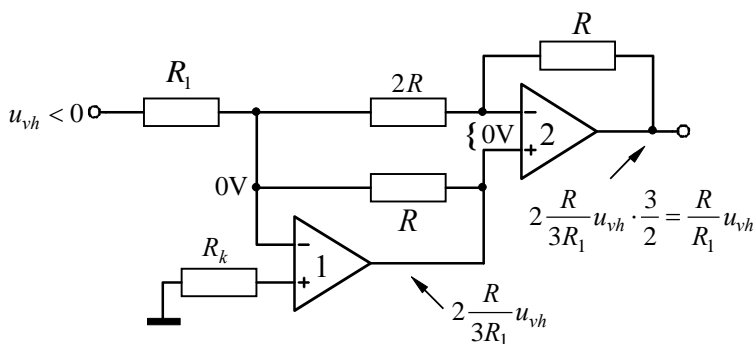
Sl. 6.10 Tokovi in napetosti pri polnovalnem usmerniku na sliki 6.9 za $u_{vh} > 0$ Sl. 6.11 Tokovi in napetosti pri polnovalnem usmerniku na sliki 6.9 za $u_{vh} < 0$

Razmere za izračun ojačenj posameznih stopenj za polnovalni usmernik pri negativni vhodni napetosti so razvidne iz slike 6.12. Ker je vhodna napetost ojačevalnika 2 nič, ima operacijski ojačevalnik 1 v povratni vezavi upornost $R_F = 2R \parallel R = \frac{2R}{3}$. Zato sta ojačenje in izhodna napetost prve stopnje

$$A_1^p = -\frac{2R}{3R_1}, \quad u_{iz1} = +\frac{2R}{3R_1} u_{vh}$$

Vhodna napetost na upor $2R$ je nič, tako da deluje ojačevalnik 2 kot neinvertirajoči ojačevalnik z ojačenjem

$$A_2^p = 1 + \frac{R}{2R} = \frac{3}{2}$$



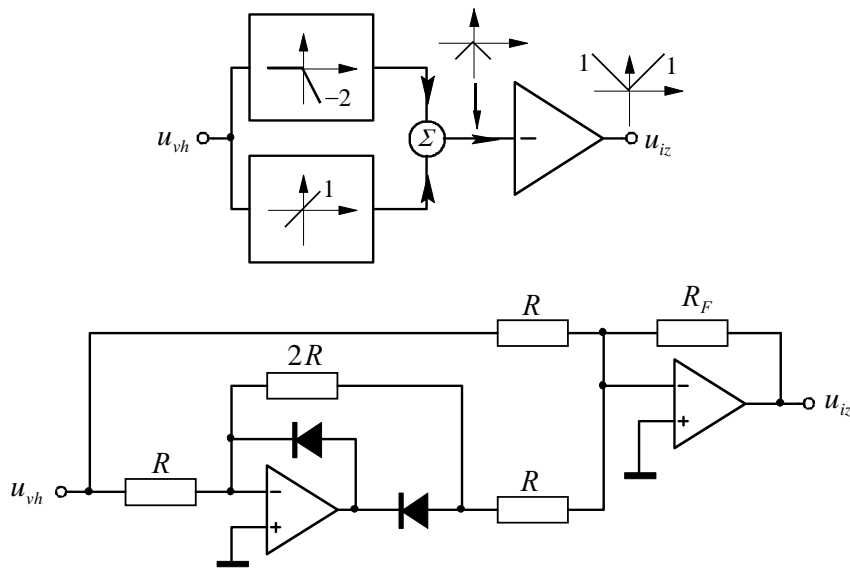
Sl. 6.12

Izhodna napetost drugega ojačevalnika je

$$u_{iz} = A_2^p u_{iz1} = \frac{3}{2} \cdot \frac{2R}{3R_1} u_{vh} = \frac{R}{R_1} u_{vh}.$$

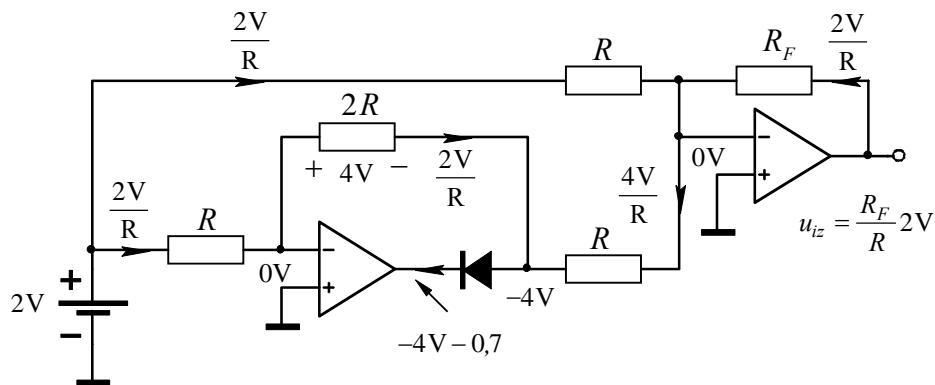
6.2.3 Precizijski polnovalni usmernik

Precizijski polnovalni usmernik je sestavljen iz polvalnega precizijskega usmernika in invertirajočega seštevalnika. Načelna vezava in celotno vezje sta prikazani na sliki 6.13.

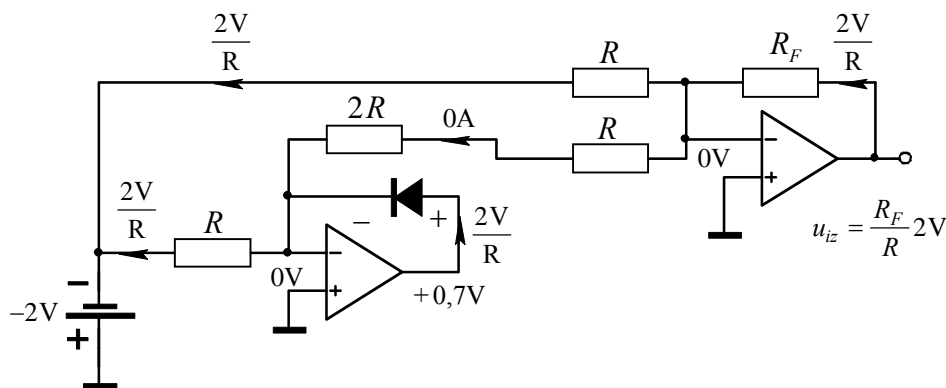


Slika 6.13 Precizijski polnovalni usmernik

Zgled: Izračunajmo napetosti in tokove za precizijski polnovalni usmernik (slika 6.13), če je $u_{vh} = 2\text{ V}$ (slika 6.14) $u_{vh} = -2\text{ V}$ (slika 6.15).



Sl. 6.14

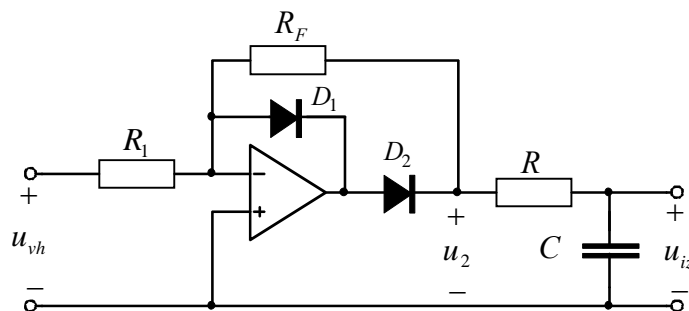


Sl. 6.15

6.3 Detektorji srednje vrednosti

Detektorji srednje vrednosti so vezja katerih izhodna veličina je sorazmerna srednji vrednosti pozitivnega ali negativnega polvala izmeničnega signala. Da dobimo srednjo vrednost signala, moramo signal, ki ga dobimo iz polvalnega usmernika, na nek način gladiti s CR členom.

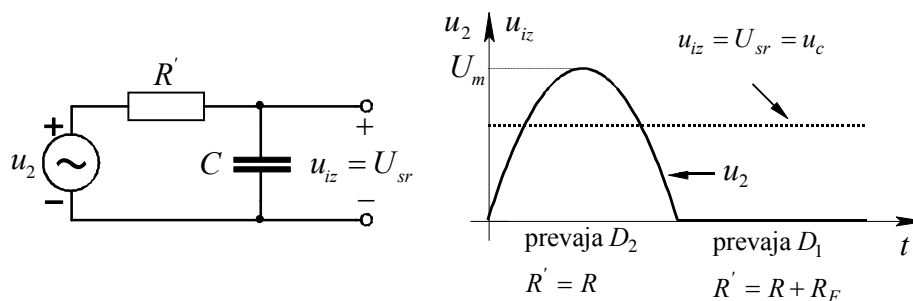
6.3.1 Detektor srednje vrednosti s CR členom na izhodu polvalnega usmernika



Sl. 6.16 Detektor srednje vrednosti s CR členom na izhodu

Valovitost izhodne napetosti je odvisna od velikosti časovne konstante CR' .

Pomanjklivost tega detektorja je spreminjanje upornosti R' , preko katere polnimo kondenzator C . Ta upornost je odvisna od tega ali prevaja dioda D_1 , ali D_2 .



Sl. 6.17 Vhodna in izhodna napetost CR člena

Če predpostavimo, da je kondenzator dovolj velik je U_{sr} praktično konstantna. Ker se napetost na kondenzatorju ne spreminja, se tudi naboj na kondenzatorju ne spremeni v eni periodi. Z upoštevanjem tega pogoja bomo izračunali srednjo vrednost napetosti U_{sr} ob predpostavki, da je napetost $u_2 = U_m \sin \omega t$.

$$\int_0^{2\pi} i_c(\omega t) d\omega t = 0 \Rightarrow \int_0^{\pi} \frac{u_2(\omega t) - U_{sr}}{R} d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} \frac{0 - U_{sr}}{R + R_F} d\omega t = 0,$$

$$\int_0^{\pi} \frac{U_m \sin \omega t}{R} d\omega t - \frac{U_{sr}}{R} \int_0^{\pi} d\omega t - \frac{U_{sr}}{R + R_F} \int_{\pi}^{2\pi} d\omega t = 0 \Rightarrow \frac{2U_m}{R} - \frac{\pi U_{sr}}{R} - \frac{\pi U_{sr}}{R + R_F} = 0.$$

S preoblikovanjem zadnje enačbe dobimo

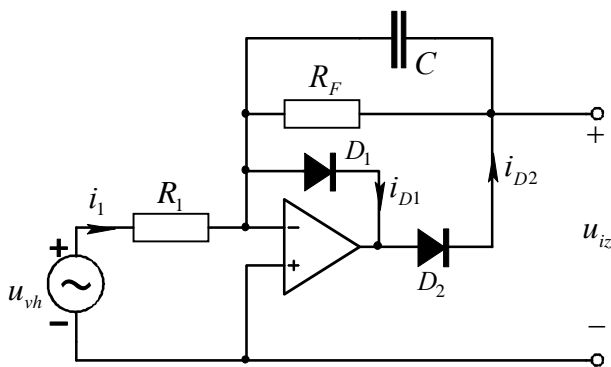
$$U_{sr} = \frac{2U_m(R + R_F)}{\pi(2R + R_F)} = \frac{2U_m}{\pi} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R}{R + R_F}}.$$

6.3.2 Detektor srednje vrednosti s kondenzatorjem v povratni vezavi

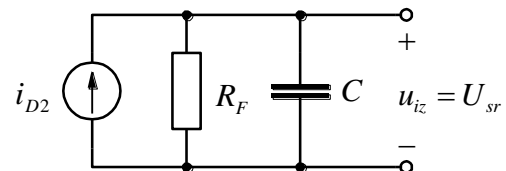
Da se izognemo odvisnosti srednje vrednosti napetosti od razmerja upornosti, vežemo kondenzator v povratno vezavo. Povratna vezava poskrbi za virtualno ozemljitev na invertirajočem vhodu. Zato je vhodni tok

$$i_1(t) = \frac{u_{vh}(t)}{R_1} = \frac{U_m \sin \omega t}{R_1}.$$

Vhodni tok je sestavljen iz dveh tokov, odvisno od tega, katera dioda prevaja. Nadomestno vezje za polnjenje kondenzatorja je podano na sliki 6.19.



Sl. 6.18 Detektor srednje vrednosti s kondenzatorjem v povratni vezavi



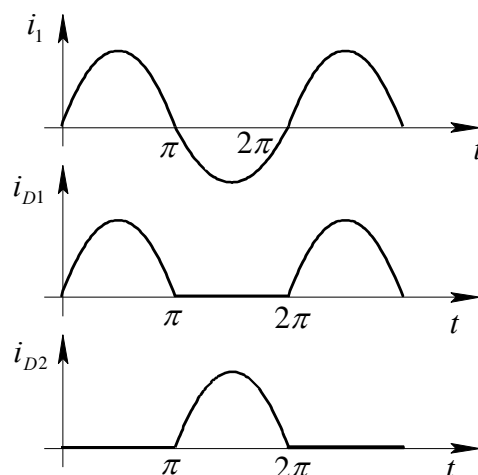
Sl. 6.19 Nadomestno vezje za polnjenje kondenzatorja

Časovni poteki tokov so prikazani na sliki 6.20. Srednja vrednost izhodne napetosti je v tem primeru sorazmerna srednji vrednosti toka i_{D2} .

$$u_{iz} = U_C = I_{sr} R_F,$$

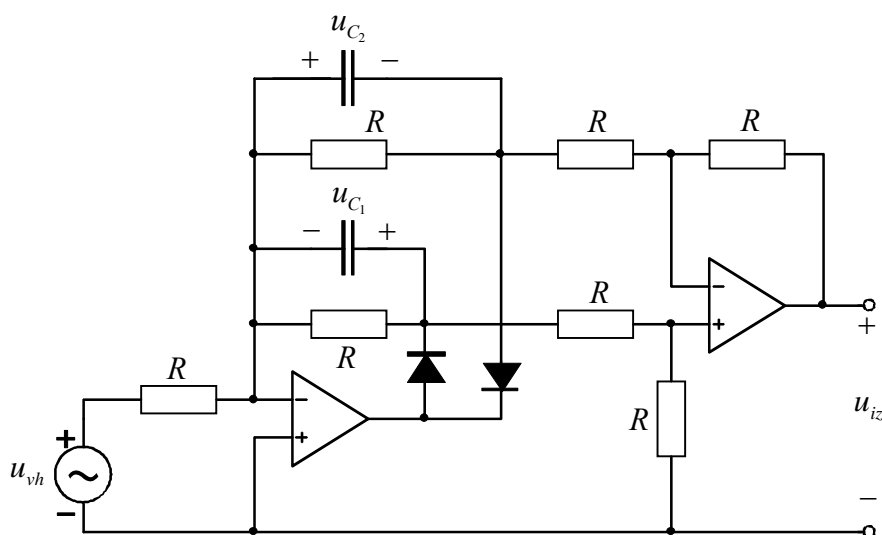
$$u_{iz} = R_F \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \left(-\frac{U_m}{R_1} \sin \omega t d\omega t\right) = \frac{U_m R_F}{2\pi R_1} \cos \omega t \Big|_{\pi}^{2\pi},$$

$$u_{iz} = \frac{U_m}{\pi} \cdot \frac{R_F}{R_1}.$$



Sl. 6.20 Časovni potek tokov i_{D1} in i_{D2}

6.4 Detektor srednje vrednosti za polnovalno usmerjanje



Sl. 6.21 Detektor srednje vrednosti s polnovalnim usmerjanjem

Na sliki 6.21 vidimo, da je napetost

u_{C1} napetost, sorazmerna absolutni srednji vrednosti negativne polperiode vhodne napetosti

u_{C2} napetost, sorazmerna srednji vrednosti pozitivne polperiode vhodne napetosti

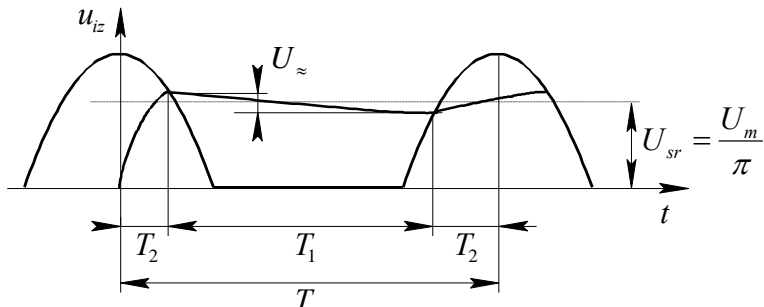
Za sinusno napetost je

$$u_{iz} = U_{sr} = \frac{2U_m}{\pi}.$$

6.5 Valovitost srednje vrednosti izhodne napetosti

Do sedaj smo pri izračunih srednje vrednosti napetosti predpostavljali, da je gladilni kondenzator zelo velik. V realnih vezjih se vedno pojavi določena valovitost izhodne napetosti. Razmere so prikazane na sl. 6.22. Valovitost izhodne napetosti je podana z razmerjem vršne vrednosti izmenične komponente proti srednji vrednosti napetosti

$$\gamma = \frac{U_{\approx}}{U_{sr}}$$



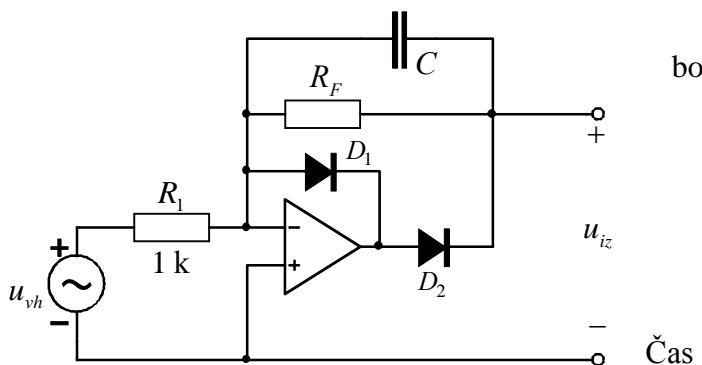
Sl. 6.22 Valovitost srednje vrednosti izhodne napetosti

Iz slike 6.22 vidimo, da se izhodna napetost v času T_1 , ko se kondenzator prazni, zniža za U_{\approx} . Če imamo podano želeno valovitost in upornost R_F , lahko izračunamo potrebno kapacitivnost gladilnega kondenzatorja.

Zgled: Za detektor srednje vrednosti (sl. 6.23) s polvalnim usmernikom izračunajmo vrednost gladilnega kondenzatorja C tako, da bo valovitost $\gamma = 1\%$. Frekvenca vhodne napetosti je 1kHz. Ojačenje detektorja naj $-5,6$. Vhodna napetost $u_{vh} = 1V \cdot \sin \omega t$. Iz podanega ojačenja izračunamo upornost R_F

$$A^p = -\frac{R_F}{R_1} \Rightarrow R_F = -A^p R_1 = 5,6 k\Omega$$

Izhodna napetost je prikazana na sliki 6.24. T_2 izračunamo iz pogoja



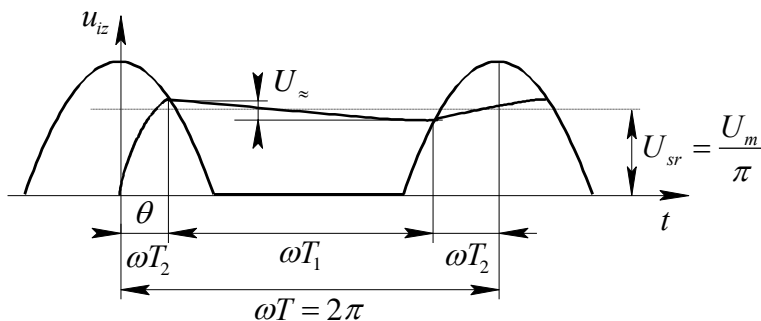
Sl. 6.23 Detektor srednje vrednosti

$$U_m \cos \omega T_2 = \frac{U_m}{\pi}$$

$$\theta = \omega T_2 = \arccos \frac{1}{\pi} = 71,44^\circ$$

$$\theta [\text{rad}] = \frac{\pi}{180^\circ} \theta [^\circ] = 1,25 \text{ rad}$$

$$T_2 = \frac{\theta [\text{rad}]}{2\pi f} = \frac{1,25}{6,28 \cdot 10^3} = 198,9 \mu\text{s}$$



Sl. 6.24 Izhodna napetost

Čas praznjenja kondenzatorja

$$T_1 = T - 2T_2 = \frac{1}{f} - 2T_2 = 1 \cdot 10^{-3} - 0,397 \cdot 10^{-3} = 0,602 \text{ ms.}$$

Ker dopuščamo le 1 % valovitosti srednje vrednosti napetosti, se v času T_1 zniža srednja vrednost na $U_{sr} - 0,01U_{sr} = 0,99U_{sr}$. Zaradi eksponencialnega poteka velja

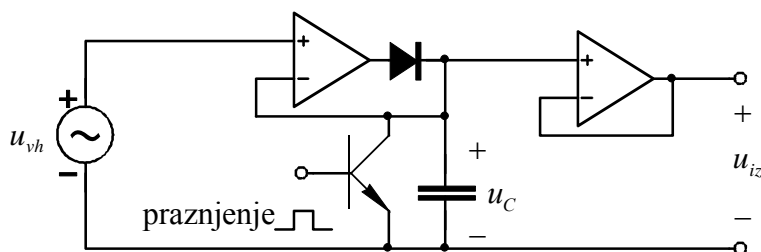
$$U_{sr} e^{-\frac{T_1}{R_F C}} = 0,99U_{sr} \Rightarrow e^{-\frac{T_1}{R_F C}} = 0,99 \Rightarrow -\frac{T_1}{R_F C} = \ln 0,99$$

$$C = -\frac{T_1}{R_F \ln 0,99} = \frac{-0,602 \cdot 10^{-3}}{5,6 \cdot 10^3 \cdot (-0,01005)} = 10,7 \mu\text{F.}$$

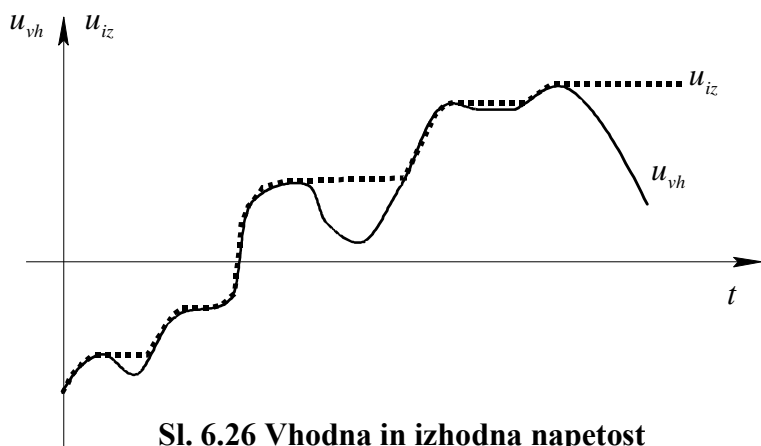
6.6 Detektorji temenske vrednosti

6.6.1 Temenski usmernik z napetostnim sledilnikom

Če se na neinverzirajočem vhodu pojavi pozitivna napetost, ki je večja od napetosti na kondenzatorju, teži izhod ojačevalnika v pozitivno nasičenje. Zato dioda prevaja in kondenzator se napolni do maksimalne vhodne napetosti. Ko pade amplituda vhodne napetosti pod vrednost napetosti na kondenzatorju, preskoči izhod ojačevalnika v negativno nasičenje in s tem zapre diodo. Ker imamo povratno vezavo direktno iz kondenzatorja, padec napetosti na diodi ne vpliva na izhodno napetost. Potek izhodne napetosti je prikazan slika 6.26. Čas ohranjanja naboja na kondenzatorju in s tem izhodne temenske napetosti je odvisen od vhodnega toka operacijskih ojačevalnikov, zapornega toka diode, zapornega toka praznilnega tranzistorja in izgubnega toka kondenzatorja.



Sl. 6.25 Temenski usmernik z napetostnim sledilnikom



Sl. 6.26 Vhodna in izhodna napetost temenskega usmernika

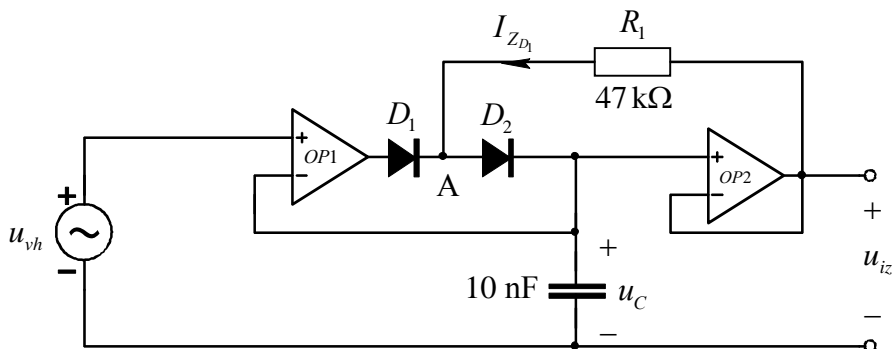
Vpliv praznjenja kondenzatorja zaradi operacijskih ojačevalnikov zmanjšamo s pravilno izbiro operacijskih ojačevalnikov (FET operacijski ojačevalnik LF 355, $I_B < 30 \text{ pA}$; A111, $I_B \leq 1 \text{ pA}$). Vpliv zapornega toka diode zmanjšamo s posebnim vezjem (slika 6.27).

6.6.2 Precizijski detektor temenske vrednosti (peak detektor)

Napetost na kondenzatorju sledi naraščanju vhodne napetosti. Operacijski ojačevalnik $OP1$ polni kondenzator skozi diode D_1 in D_2 . $OP2$ ne vpliva na polnjenje. Ko pade vhodna napetost pod napetost u_C , sta diode D_1 in D_2 zaprti in $OP1$ preskoči v negativno nasičenje. $OP2$ drži točko A na napetosti

$$u_C - I_{ZD_1} R_1.$$

Ker je na obeh straneh diode D_2 praktično enaka napetost, skozi D_2 ne teče tok. Zaporni tok skozi D_1 povzroči le minimalni padec napetosti na upor R_1 .

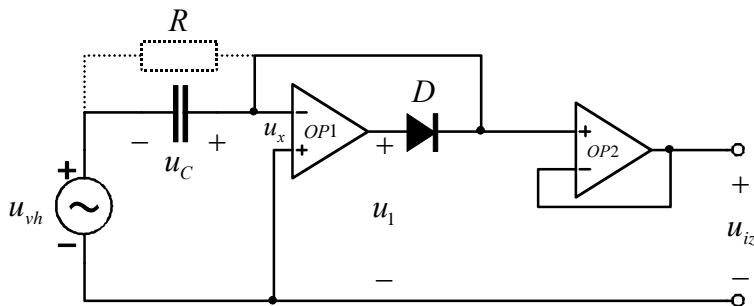


Sl. 6.27 Precizijski detektor temenske vrednosti

Opozoriti je treba, da je v obeh vezjih vhodni operacijski ojačevalnik večino časa v negativnem nasičenju. Aktivno deluje le, če je vhodna napetost večja od napetosti na kondenzatorju. To omejuje uporabo detektorja pri višjih frekvencah.

6.7 Precizijski pripenjalnik

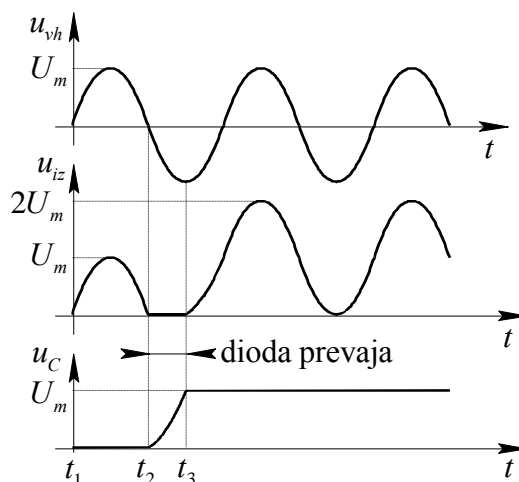
Funkcija tega vezja je dodati vhodnemu signalu tako veliko enosmerno napetost, da vsota signala in enosmerne napetosti nikoli ne postane negativna. To pomeni, da je maksimalna negativna vrednost vhodnega signala pripeta na nič voltov. Operacijski ojačevalnik $OP2$ je sledilnik napetosti, ki deluje kot ločilna stopnja. Upornost R dodamo zato, da se kondenzator počasi izprazni, če ni vhodnega signala. Izhodna napetost je vsota vhodne napetosti in napetosti na kondenzatorju



Sl. 6.28 Pripenjalnik

$$u_{iz} = u_{vh} + u_C.$$

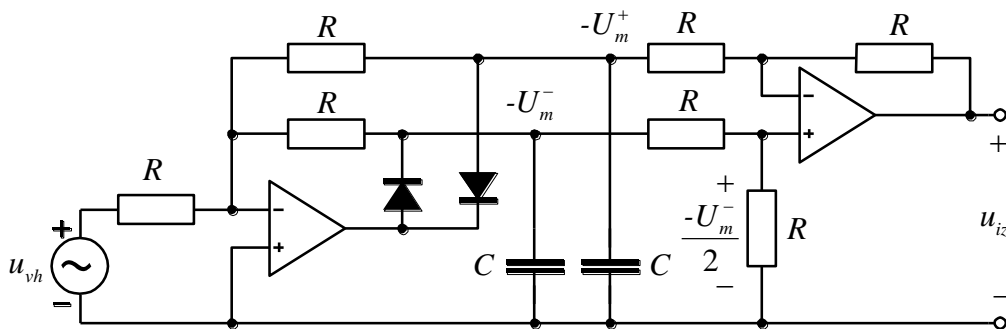
Dokler je vhodna napetost pozitivna, je izhod $OP1$ v negativnem nasičenju in dioda ne prevaja. Tako je napetost na kondenzatorju (zaradi upora R , ki ga izprazni) zanemarljiva. Izhodna napetost je enaka vhodni napetosti. Ko postane vhodna napetost negativna, začne dioda prevajati in nabije kondenzator tako, da je vsota vhodne napetosti in napetosti na kondenzatorju približno nič (takrat je $u_C = -u_{vh}$). V tem delu periode deluje ojačevalnik v aktivnem področju ($u_x \cong 0$). Ko začne vhodna napetost naraščati, se dioda zapre in kondenzator ostane napolnjen. Potek izhodne napetosti je identičen poteku vhodne napetosti, le da imamo dodano enosmerno napetost. Razmere prikazuje slika 6.29. Predpostavili smo, da je bila začetna napetost na kondenzatorju nič. Napetost na kondenzatorju ostane nič do časa t_2 . Takrat postane vhodni signal negativen, tako da dioda prevaja med časa t_2 in t_3 . V tem intervalu ima $OP1$ negativno povratno vezavo. V intervalu od časa t_2 do t_3 naraste napetost na kondenzatorju do U_m . V času t_3 začne vhodna napetost naraščati in dioda se zapre. Od časa t_3 naprej je izhodna napetost enaka vhodni premaknjeni za enosmerno napetost U_m . Upornost R je potrebna zaradi vhodnih napajalnih tokov operacijskih ojačevalnikov. Hkrati pa omogoča praznjenje kondenzatorja, tako da lahko vezje zazna tudi znižanje amplitude vhodnega signala.



Sl. 6.29 Vhodna in izhodna napetost ter napetost na kondenzatorju

6.8 Detektorji vršne vrednosti ("peak to peak" detektorji)

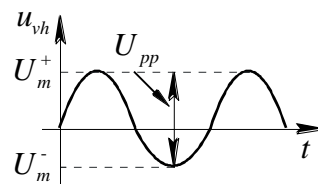
6.8.1 Detektor vršne vrednosti, sestavljen iz dveh temenskih usmernikov in odštevalnika



Sl. 6.30

Detektorji vršne vrednosti merijo amplitudo signala med pozitivno in negativno maksimalno vrednostjo. Izhodna napetost detektorja vršne vrednosti je $u_{iz} = U_{pp} = -(-U_m^+) - U_m^- = U_m^+ - U_m^- = |U_m^+| + |U_m^-|$.

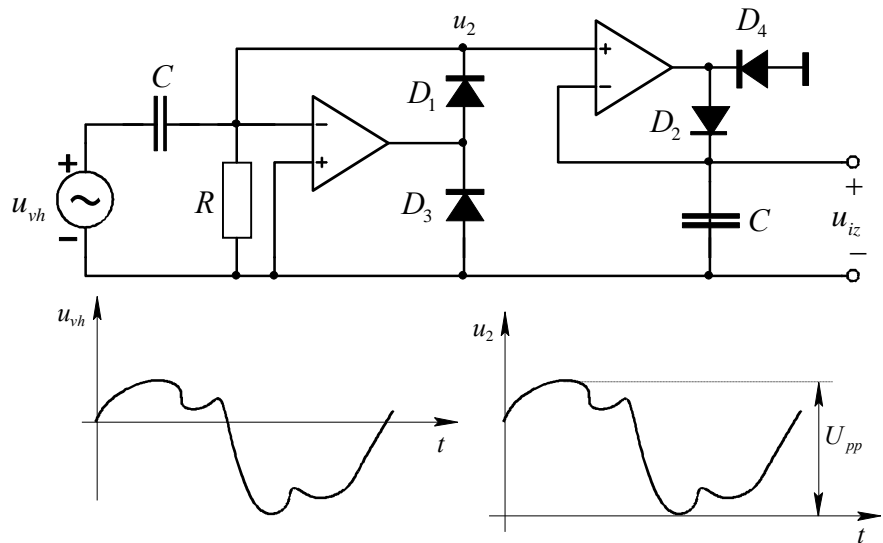
Kjer je U_m^+ najvišja pozitivna, U_m^- pa najnižja negativna napetost na vходу.



Sl. 6.31

6.8.2 Detektor vršne vrednosti, sestavljen iz pripenjalnika in temenskega usmernika

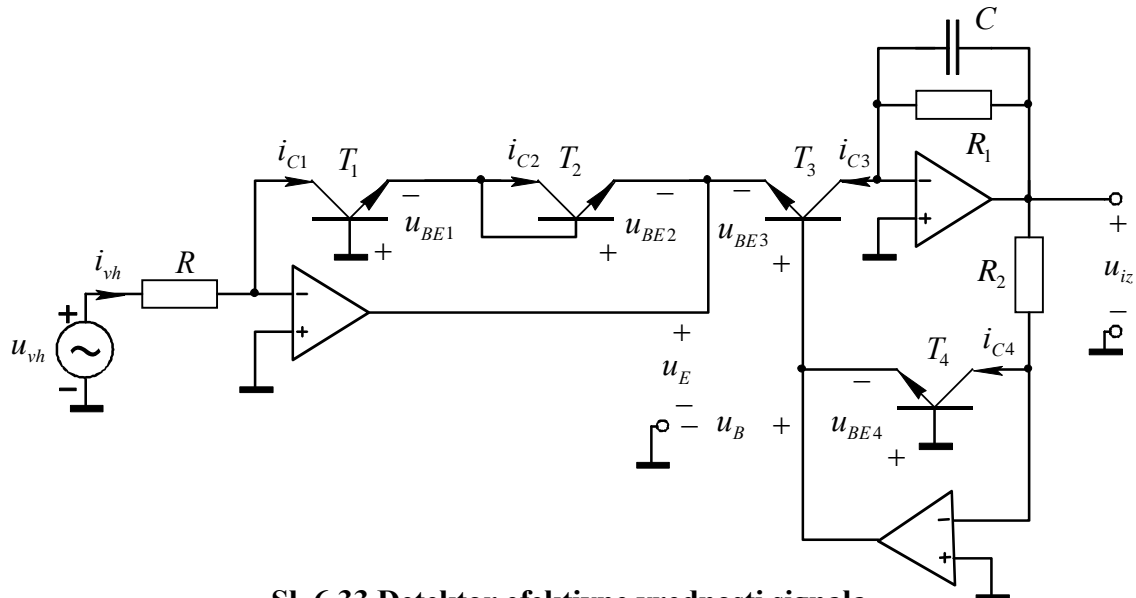
S pripenjalnikom signal enosmerno premaknemo in potem poiščemo temensko vrednost tega signala. Diodi D_3 in D_4 preprečujeta, da bi bila ojačevalnika v nasičenju, ko ne prevajata diodi D_1 in D_2 .



Sl. 6.32 Detektor vršne vrednosti z ustreznimi signali

6.9 Detektor efektivne vrednosti signala

Efektivno vrednost signala podaja enačba $u_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$. Iz enačbe vidimo, da moramo z vezjem ustvariti kvadrat signala. Integriranje signala pa predstavlja iskanje srednje vrednosti signala.



Sl. 6.33 Detektor efektivne vrednosti signala

Pri analizi vezja na sliki 6.33 bomo upoštevali, da so operacijski ojačevalniki idealni. Predpostavili bomo, da so vsi štirje tranzistorji enaki $u_{BE1} = u_{BE2} = u_{BE3} = u_{BE4}$. Kolektorski tok tranzistorjev je podan s približno enačbo $i_C \cong I_{ES} e^{\lambda u_{BE}}$.

$$\text{Za } u_{vh} \geq 0 \text{ je } i_{vh} = \frac{u_{vh}}{R} = i_{C1} = I_{ES} e^{\lambda u_{BE1}} \Rightarrow u_{BE1} = \frac{1}{\lambda} \ln \frac{u_{vh}}{R I_{ES}} = u_{BE2}.$$

$$u_E = -(u_{BE1} + u_{BE2}) = -2u_{BE} = -\frac{2}{\lambda} \ln \frac{u_{vh}}{R I_{ES}}.$$

Za T_4 izračunamo u_{BE4} iz enačbe za kolektorski tok

$$i_{C4} = I_{ES} e^{\lambda u_{BE4}} = \frac{u_{iz}}{R_2} \Rightarrow u_{BE4} = \frac{1}{\lambda} \ln \frac{u_{iz}}{R_2 I_{ES}}.$$

Napetost med bazo in emitorjem tranzistorja T_3 podaja enačba

$$u_{BE3} = -u_{BE4} - u_E = -\frac{1}{\lambda} \ln \frac{u_{iz}}{R_2 I_{ES}} - \left(-\frac{2}{\lambda} \ln \frac{u_{vh}}{R I_{ES}} \right) = \frac{1}{\lambda} \ln \frac{u_{vh}^2 R_2}{R^2 I_{ES} u_{iz}}.$$

Z upoštevanjem zadnje enačbe je kolektorski tok tranzistorja T_3

$$i_{C3} = I_{ES} e^{\lambda u_{BE3}} = I_{ES} e^{\lambda \left[\frac{1}{\lambda} \ln \frac{u_{vh}^2 R_2}{R^2 I_{ES} u_{iz}} \right]} = I_{ES} \frac{u_{vh}^2 R_2}{R^2 I_{ES} u_{iz}} = \frac{u_{vh}^2 R_2}{u_{iz} R^2}.$$

Če označimo z $E\{u\} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt$, je

$$u_{iz} = E\{i_{C3} R_1\} = E\left\{ \frac{u_{vh}^2 R_2 R_1}{u_{iz} R^2} \right\} = \frac{E\{u_{vh}^2\} R_2 R_1}{u_{iz} R^2} \Rightarrow u_{iz}^2 = \frac{E\{u_{vh}^2\} R_2 R_1}{R^2} = \frac{R_2 R_1}{R^2} \frac{1}{T} \int_0^T u_{vh}^2(t) dt.$$

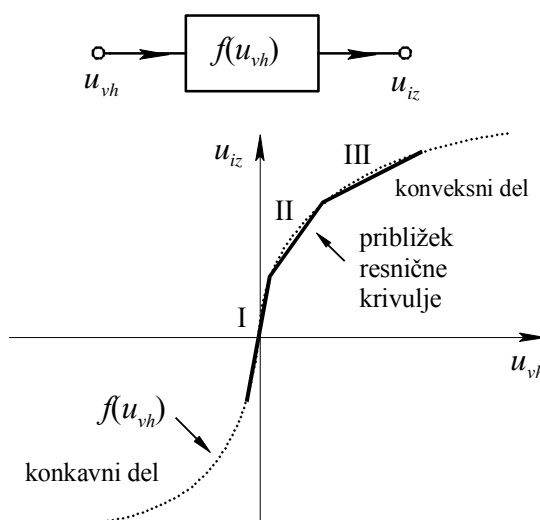
S korenjenjem zadnje enačbe dobimo $u_{iz} = u_{eff} = \sqrt{\frac{R_2 R_1}{R^2} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u_{vh}^2(t) dt}$.

Za $R_1 = R_2 = R$ je izhodna napetost enaka efektivni vrednosti vhodne napetosti

$$u_{iz} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{vh}^2(t) dt}.$$

6.10 Vezja za oblikovanje nelinearnih prenosnih funkcij - nelinearni ojačevalnik

Nelinearni ojačevalniki so vezja, ki jih namenoma naredimo nelinearna. Z njimi želimo realizirati določeno nelinearno odvisnost (prenosno funkcijo) med izhodno in vhodno napetostjo (sl. 6.34). V teh vezjih se ojačenje vezja spreminja v odvisnosti od vhodne napetosti. Pri tem se lahko ojačenje spreminja v diskretnih korakih ali pa zvezno. Tako ločimo nelinearne ojačevalnike z odsekoma linearno ali pa z zvezno nelinearno prenosno funkcijo. Pri vezjih z odsekoma linearno prenosno funkcijo je odvisnost med u_{iz} in u_{vh} linearna na posameznih segmentih. Z invertirajočim ojačevalnikom realiziramo monotono upadajoče, z neinvertirajočim pa monotono naraščajoče prenosne funkcije.



Sl. 6.34

6.10.1 Vezja za realizacijo odsekoma linearnih prenosnih funkcij

6.10.1.1 Vezje za oblikovanje konkavno konveksne monotono upadajoče prenosne funkcije

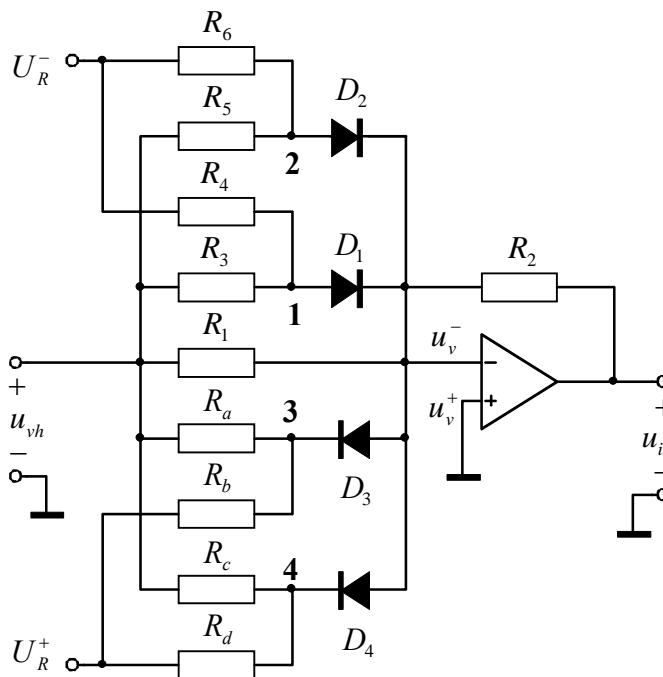
Za segment I prenosne funkcije na sliki 6.36 (D_1, D_2, D_3, D_4 v vezju na sliki 6.35 ne prevajajo) velja za $u_{vh} > 0$ in $u_v^- = u_v^+ = 0$ enačba

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_2} = 0,$$

$$u_{iz} = -\frac{R_2}{R_1} u_{vh}.$$

Vozliščna enačba za točko 1 (slika 6.35), ko začne prevajati D_1 , je

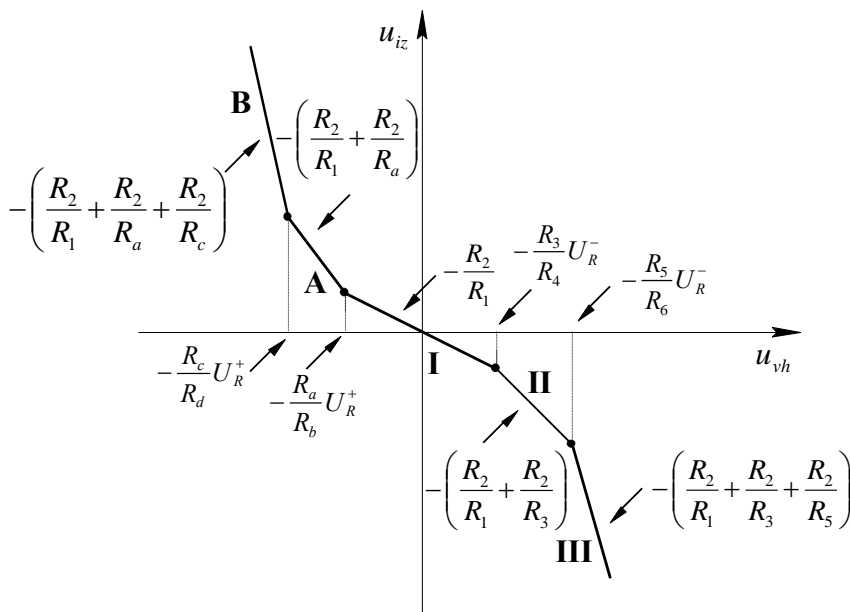
$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_3} + \frac{u_v^- - U_R^-}{R_4} = 0.$$



Sl. 6.35 Vezje za oblikovanje konkavno konveksne monotono upadajoče prenosne funkcije

Ker je $u_v^- = u_v^+ = 0 \text{ V}$,
izračunamo mejno vhodno
napetost na prehodu iz **I** na
II segment

$$u_{vh} = -\frac{R_3}{R_4} U_R^-.$$



Sl. 6.36 Konkavno konveksna monotono upadajpča
prenosna funkcija

Izhodno napetost na segmentu **II** izračunamo iz vozliščne enačbe (prevaja D_1)

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_2} + \frac{u_v^- - u_{vh}}{R_3} + \frac{u_v^- - U_R^-}{R_4} = 0.$$

$$u_{iz} = -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3}\right)u_{vh} - \frac{R_2}{R_4}U_R^- = -\frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}u_{vh} - \frac{R_2}{R_4}U_R^-.$$

Na meji, ko začne prevajati D_2 , je v točki **2** napetost $u_v^- = u_v^+ = 0 \text{ V}$. Mejno vhodno napetost izračunamo iz vozliščne enačbe za točko **2**.

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_5} + \frac{u_v^- - U_R^-}{R_6} = 0 \Rightarrow u_{vh} = -\frac{R_5}{R_6}U_R^-.$$

Za segment **III**, ko prevajata D_1 in D_2 , velja vozliščna enačba

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^- - u_{vh}}{R_3} + \frac{u_v^- - u_{vh}}{R_5} + \frac{u_v^- - U_R^-}{R_4} + \frac{u_v^- - U_R^-}{R_6} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_2} = 0.$$

Izhodno napetost za segment **III** izračunamo ob predpostavki, da je $u_v^- = u_v^+ = 0 \text{ V}$

$$u_{iz} = -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_2}{R_5}\right)u_{vh} - \left(\frac{R_2}{R_4} + \frac{R_2}{R_6}\right)U_R^- = -\frac{R_2}{R_1 \parallel R_3 \parallel R_5}u_{vh} - \frac{R_2}{R_4 \parallel R_6}U_R^-.$$

Za negativne vhodne napetosti veljajo podobne enačbe. Vhodno napetost, ko začne prevajati D_3 , podaja enačba

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_a} + \frac{u_v^- - U_R^+}{R_b} = 0 \Rightarrow u_{vh} = -\frac{R_a}{R_b} U_R^+.$$

Za segment **A**, ko prevaja D_3 , velja

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^- - u_{vh}}{R_a} + \frac{u_v^- - U_R^+}{R_b} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_2} = 0.$$

Za $u_v^- = u_v^+ = 0$ je

$$u_{iz} = -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_a}\right) u_{vh} - \frac{R_2}{R_b} U_R^+ = -\frac{R_2}{R_1 \parallel R_a} u_{vh} - \frac{R_2}{R_b} U_R^+.$$

Mejno vhodno napetost, ko začne prevajati D_4 , izračunamo iz vozliščne enačbe (takrat je v točki **4** napetost $u_v^- = u_v^+ = 0$)

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_c} + \frac{u_v^- - U_R^+}{R_d} = 0 \Rightarrow u_{vh} = -\frac{R_c}{R_d} U_R^+.$$

Na segmentu **B** prevajata D_3 in D_4

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^- - u_{vh}}{R_a} + \frac{u_v^- - u_{vh}}{R_c} + \frac{u_v^- - U_R^+}{R_b} + \frac{u_v^- - U_R^+}{R_d} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_2} = 0.$$

Iz zgornje vozliščne enačbe dobimo izhodno napetost za segment **B**

$$u_{iz} = -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_a} + \frac{R_2}{R_c}\right) u_{vh} - \left(\frac{R_2}{R_b} + \frac{R_2}{R_d}\right) U_R^+ = -\frac{R_2}{R_1 \parallel R_a \parallel R_c} u_{vh} - \frac{R_2}{R_b \parallel R_d} U_R^+.$$

6.10.1.2 *Vezje za oblikovanje konveksno-konkavne monotono upadajoče prenosne funkcije*

Za segment **I** (slika 6.38), ko ne prevaja nobena dioda, izračunamo izhodno napetost iz vozliščne enačbe

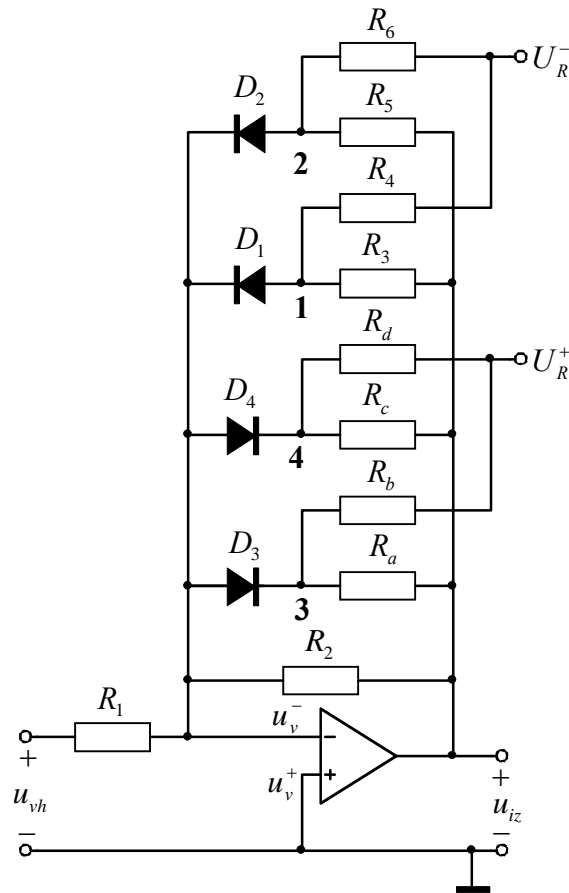
$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_2},$$

$$u_{iz} = -\frac{R_2}{R_1} u_{vh}.$$

Ko začne prevajati D_3 , je v vozlišču **3** (slika 6.37) napetost $u_v^- = 0$ V. Iz vozliščne enačbe za vozlišče **3** izračunamo izhodno napetost na meji med prvim in drugim segmentom

$$\frac{u_v^- - u_{iz}}{R_a} + \frac{u_v^- - U_R^+}{R_b} = 0,$$

$$u_{iz} = -\frac{R_a}{R_b} U_R^+.$$

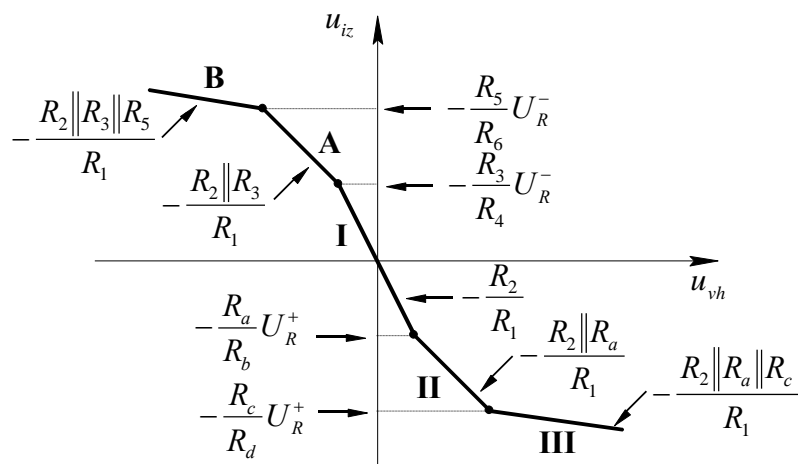


Sl. 6.37 Vezje za oblikovanje konkavno konveksne monotono upadajoče prenosne funkcije

Iz vozliščne enačbe za vozlišče **4** izračunamo mejno izhodno napetost, ko začne prevajati D_4

$$\frac{u_v^- - u_{iz}}{R_c} + \frac{u_v^- - U_R^+}{R_d} = 0,$$

$$u_{iz} = -\frac{R_c}{R_d} U_R^+.$$



Sl. 6.38 Konveksno konkavna monotono upadajoča funkcija

Za segment **II** (prevaja D_3) velja enačba

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_2} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_a} + \frac{u_v^- - U_R^+}{R_b} = 0.$$

S preoblikovanjem zgornje enačbe izračunamo

$$u_{iz} = -\frac{R_2 \parallel R_a}{R_1} u_{vh} - \frac{R_2 \parallel R_a}{R_b} U_R^+.$$

Izhodno napetost na segmentu **III** določa enačba

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_2} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_a} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_c} + \frac{u_v^- - U_R^+}{R_b} + \frac{u_v^- - U_R^+}{R_d} = 0,$$

$$u_{iz} = -\frac{R_2 \parallel R_a \parallel R_c}{R_1} u_{vh} - \left(\frac{R_2 \parallel R_a \parallel R_c}{R_b} + \frac{R_2 \parallel R_a \parallel R_c}{R_d} \right) U_R^+.$$

Za negativne vhodne napetosti opazujemo veje z diodami D_1 in D_2 . Dioda D_1 začne prevajati, ko je

$$\frac{u_v^- - u_{iz}}{R_3} + \frac{u_v^- - U_R^-}{R_4} = 0 \quad \Rightarrow \quad u_{iz} = -\frac{R_3}{R_4} U_R^-.$$

Segment **A** (D_1 prevaja) opisujejo enačbe

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_2} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_3} + \frac{u_v^- - U_R^-}{R_4} = 0 \quad \Rightarrow \quad u_{iz} = -\frac{R_2 \parallel R_3}{R_1} u_{vh} - \frac{R_2 \parallel R_3}{R_4} U_R^-.$$

Mejo segmenta **A** dosežemo, ko se odpre D_2 . Za vozlišče **2** velja

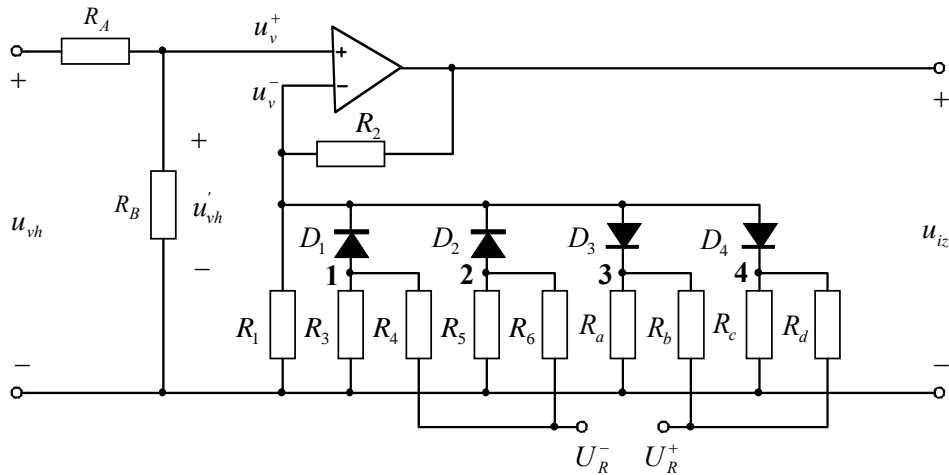
$$\frac{u_v^- - u_{iz}}{R_5} + \frac{u_v^- - U_R^-}{R_6} = 0 \quad \Rightarrow \quad u_{iz} = -\frac{R_5}{R_6} U_R^-.$$

Ker prevajata na segmentu **B** diodi D_1 in D_2 , veljata enačbi

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_2} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_3} + \frac{u_v^- - u_{iz}}{R_5} + \frac{u_v^- - U_R^-}{R_4} + \frac{u_v^- - U_R^-}{R_6} = 0,$$

$$u_{iz} = -\frac{R_2 \parallel R_3 \parallel R_5}{R_1} u_{vh} - \left(\frac{R_2 \parallel R_3 \parallel R_5}{R_4} + \frac{R_2 \parallel R_3 \parallel R_5}{R_6} \right) U_R^-.$$

6.10.1.3 *Vežje za oblikovanje konveksno konkavne monotono naraščajoče prenosne funkcije*

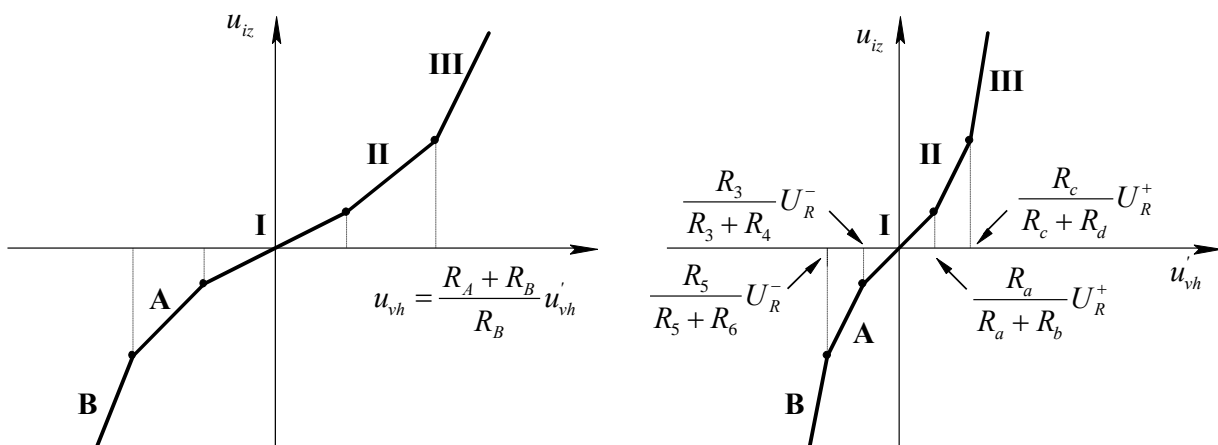


Sl. 6.39 Vežje za oblikovanje konveksno konkavne monotono naraščajoče prenosne funkcije

Ker deluje operacijski ojačevalnik v aktivnem področju, je $u'_{vh} = u_v^+ = u_v^-$. Če so vse diode zaprte, je izhodna napetost

$$u_{iz} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} u'_{vh} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) u'_{vh}.$$

Nahajamo se na segmentu **I** prenosne funkcije na sliki 6.40. Iz enačbe vidimo, da ojačenje na segmentu **I** ne more biti manjše od 1. To pomeni, da nagib segmenta **I** ne more biti manjši od 45° . Zato ima vezje na vhodu še delilnik napetosti, ki po enačbi $u'_{vh} = \frac{R_B}{R_A + R_B} u_{vh}$ raztegne merilo abcisne osi. Pri nadaljnji izpeljavi enačb ne bomo upoštevali delilnika na vhodu.



Sl. 6.40 Konveksno konkavna monotono naraščajoča prenosna funkcija

Predpostavimo, da se pri višanju vhodne napetosti v pozitivni smeri najprej odpre dioda D_3 . Iz vozliščne enačbe za točko **3** vezja na sliki 6.39

$$\frac{u_v^- - U_R^+}{R_b} + \frac{u_v^-}{R_a} = 0$$

izračunamo mejno napetost u_{vh}' , ko se dioda D_3 odpre

$$u_{vh}' = u_v^- = \frac{R_a}{R_a + R_b} U_R^+$$

Iz vozliščne enačbe za negativni vhod operacijskega ojačevalnika

$$\frac{u_v^- - u_{iz}^-}{R_2} + \frac{u_v^-}{R_1} + \frac{u_v^-}{R_a} + \frac{u_v^- - U_R^+}{R_b} = 0.$$

izračunamo izhodno napetost

$$u_{iz}^- = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_a} + \frac{R_2}{R_b} \right) u_{vh}' - \frac{R_2}{R_b} U_R^+$$

Vrednost napetosti u_{vh}' , ko se odpre D_4 , določa vozliščna enačba za točko **4**

$$\frac{u_v^-}{R_c} + \frac{u_v^- - U_R^+}{R_d} = 0 \Rightarrow u_{vh}' = u_v^- = \frac{R_c}{R_c + R_d} U_R^+$$

Iz vozliščne enačbe (odprti D_3 in D_4)

$$\frac{u_v^-}{R_1} + \frac{u_v^- - u_{iz}^-}{R_2} + \frac{u_v^-}{R_a} + \frac{u_v^-}{R_c} + \frac{u_v^- - U_R^+}{R_b} + \frac{u_v^- - U_R^+}{R_d} = 0$$

izračunamo prenosno funkcijo

$$u_{iz}^- = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_a} + \frac{R_2}{R_b} + \frac{R_2}{R_c} + \frac{R_2}{R_d} \right) u_{vh}' - \left(\frac{R_2}{R_b} + \frac{R_2}{R_d} \right) U_R^+$$

Za negativne vhodne napetosti ($u_{vh} < 0$) izračunamo mejno vrednost napetosti u_{vh}' , ko začne prevajati D_1 , iz voliščne enačbe za vozlišče **1**

$$\frac{u_v^-}{R_3} + \frac{u_v^- - U_R^-}{R_4} = 0 \Rightarrow u_{vh}' = u_v^- = \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_R^-$$

Za segment **A** velja enačba

$$u_{iz} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_2}{R_4}\right) u'_{vh} - \frac{R_2}{R_4} U_R^-.$$

Napetost, ko se odpre dioda D_2 , izračunamo iz enačbe

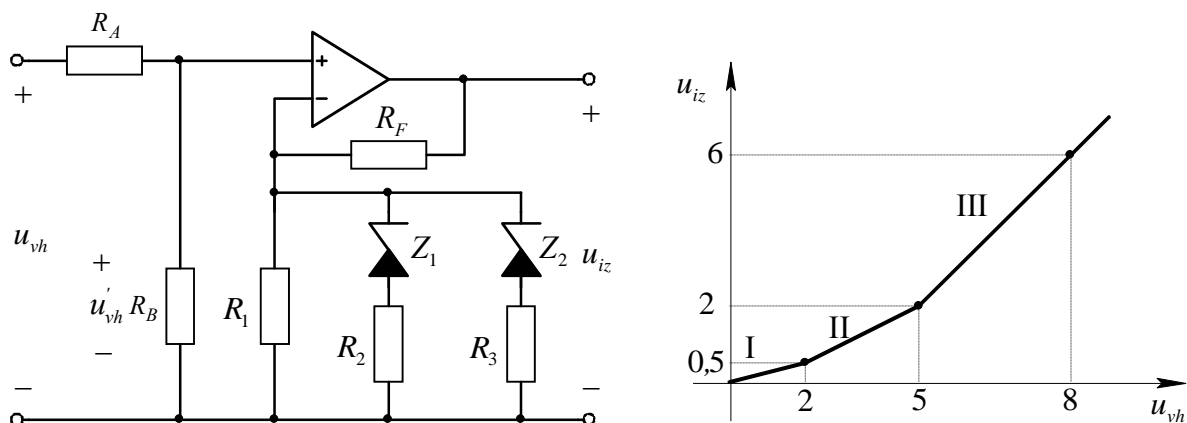
$$\frac{u_v^-}{R_5} + \frac{u_v^- - U_R^-}{R_6} = 0 \Rightarrow u'_{vh} = u_v^- = \frac{R_5}{R_5 + R_6} U_R^-.$$

Izhodna napetost na segmentu **B** je podana z enačbo

$$u_{iz} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_2}{R_4} + \frac{R_2}{R_5} + \frac{R_2}{R_6}\right) u'_{vh} - \left(\frac{R_2}{R_4} + \frac{R_2}{R_6}\right) U_R^-.$$

Za manj zahtevna vezja lahko uporabimo namesto diod, uporov in enosmernih generatorjev kar Zener diode.

Zgled: Za podano prenosno funkcijo nelinearnega ojačevalnika (sl. 6.41) izračunajmo vrednost upornosti R_B , R_2 in R_3 , če so podani $R_F = R_1 = R_A = 10\text{ k}\Omega$.



Sl. 6.41

Ojačenje na prvem segmentu

$$A_I = \frac{\Delta u_{iz}}{\Delta u_{vh}} = \frac{0,5}{2} = 0,25.$$

Ker z neinvertirajočim ojačevalnikom ne moremo realizirati ojačenja manjšega od 1, moramo primerno dimenzionirati delilnik na vhodu. Če izberemo $R_1 = R_F = 10\text{ k}\Omega$, je ojačenje

$$\frac{u_{iz}}{u'_{vh}} = 1 + \frac{10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 2.$$

Iz delilnega razmerja vhodnega delilnika napetosti izračunamo upornost R_B

$$\frac{u'_{vh}}{u_{vh}} = D = -\frac{0,25}{2} = 0,125 = \frac{R_B}{R_B + R_A} \Rightarrow R_B = R_A \frac{D}{1-D} = 10\text{k} \frac{0,125}{1-0,125} = 1,43\text{k}\Omega.$$

Ojačenje na drugem segmentu je

$$A_{II} = \frac{2-0,5}{5-2} = 0,5.$$

Z upoštevanjem delilnika je ojačenje

$$A_{IID} = \frac{0,5}{0,125} = 4 = \frac{R_{II} + R_F}{R_{II}}.$$

Nadomestna upornost, ko smo na drugem segmentu je

$$R_{II} = \frac{R_F}{A_{IID} - 1} = \frac{10\text{k}}{4-1} = 3,33\text{k}\Omega = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Iz nadomestne upornosti izračunamo upornost

$$R_2 = \frac{R_1 R_{II}}{R_1 - R_{II}} = \frac{10 \cdot 3,33 \cdot 10^3}{10 - 3,33} = 4,99\text{k}\Omega.$$

Ojačenje na tretjem segmentu je

$$A_{III} = \frac{6-2}{8-5} = \frac{4}{3}.$$

Z upoštevanjem delilnika je ojačenje

$$A_{IIID} = \frac{4}{3 \cdot 0,125} = 10,66 = \frac{R_{III} + R_F}{R_{III}}.$$

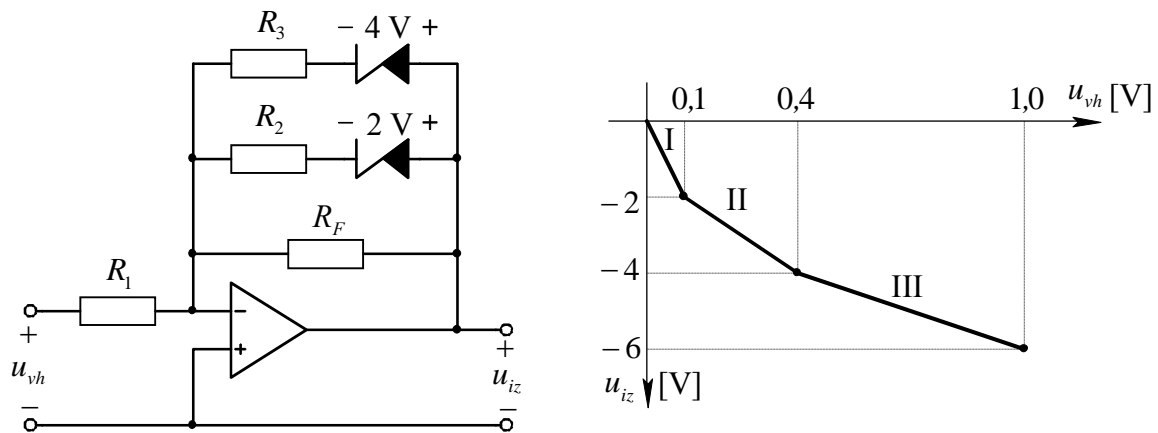
Nadomestna upornost na tretjem segmentu je

$$R_{III} = \frac{R_F}{A_{IIID} - 1} = \frac{10 \cdot 10^3}{10,66-1} = 1,03\text{k}\Omega = \frac{R_{II} R_3}{R_{II} + R_3}.$$

Iz nadomestne upornosti na tretjem segmentu izračunamo upornost

$$R_3 = \frac{R_{III} R_{II}}{R_{II} - R_{III}} = \frac{1,03 \cdot 3,33 \cdot 10^3}{3,33-1,03} = 1,49\text{k}\Omega.$$

Zgled: Izračunajmo elemente vezja na sliki 6.42, če je podana odsekoma linearna prenosna funkcija in $R_1 = 1\text{k}\Omega$.



Sl. 6.42

Pri najnižjih izhodnih napetostih je ojačenje na prvem segmentu največje

$$A_I = \frac{-2}{0,1} = -20 = -\frac{R_F}{R_1} \Rightarrow R_F = -A_I R_1 = -(-20) \cdot 1 \cdot 10^3 = 20\text{k}\Omega.$$

Ko izhodna napetost pade pod -2 V, se vključi paralelno k R_F še R_2 . Iz podane prenosne funkcije vidimo, da je ojačenje na drugem segmentu

$$A_{II} = -\frac{4-2}{0,4-0,1} = -\frac{2}{0,3} = -\frac{R_{F2}}{R_1}$$

in s tem upornosti

$$R_{F2} = \frac{2}{0,3} R_1 = \frac{R_F R_2}{R_F + R_2} \Rightarrow R_2 = \frac{R_{F2} R_F}{R_F - R_{F2}} = \frac{\frac{20}{3} \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3}{20 \cdot 10^3 - \frac{20}{3} \cdot 10^3} = 10\text{k}\Omega.$$

Ko izhodna napetost pade pod -4V, imamo paralelno vezane vse tri upornosti R_F , R_2 in R_3 . Ojačenje na tretjem segmentu odčitamo iz podane prenosne karakteristike

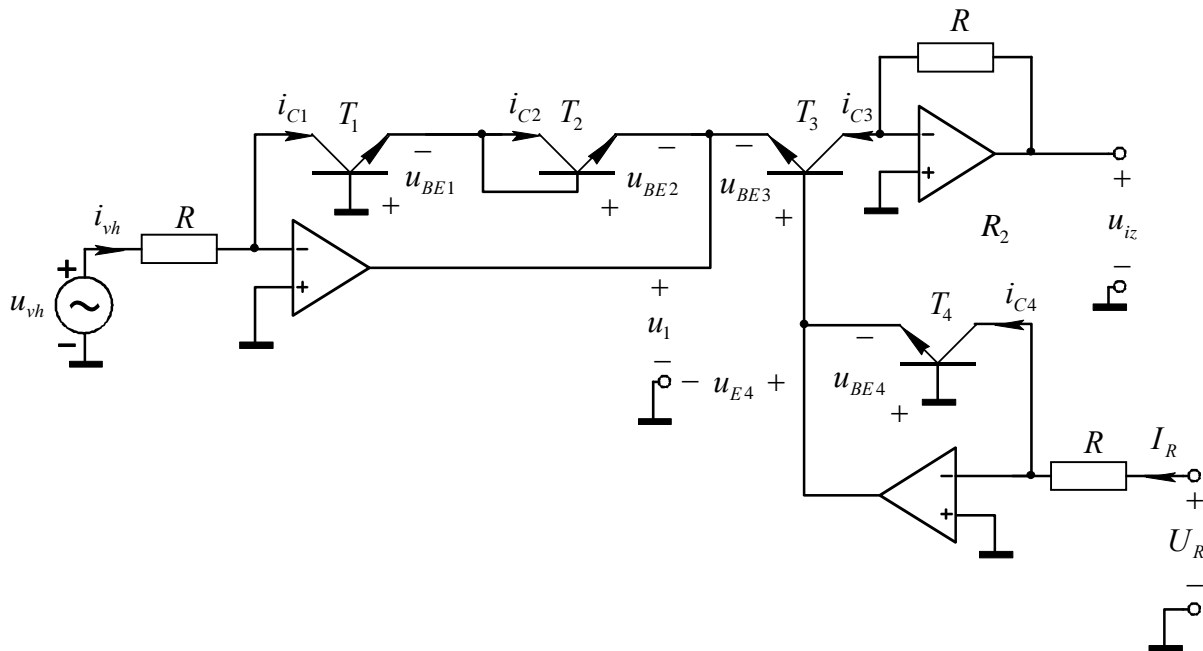
$$A_{III} = -\frac{6-4}{1-0,4} = -\frac{2}{0,6} = -\frac{R_{F3}}{R_1}.$$

Iz zgornje enačbe določimo paralelno upornost vseh treh uporov in s tem tudi upornost R_3

$$R_{F3} = \frac{R_1}{0,3} = 3,33\text{k}\Omega = \frac{R_{F2} R_3}{R_{F2} + R_3} \Rightarrow R_3 = \frac{R_{F2} R_{F3}}{R_{F2} - R_{F3}} = \frac{20/3 \cdot 10^3 \cdot 1/0,3 \cdot 10^3}{20/3 \cdot 10^3 - 1/0,3 \cdot 10^3} = 6,66\text{k}\Omega.$$

6.10.2 Vezja za oblikovanje zveznih nelinearnih prenosnih funkcij

6.10.2.1 Vezje za oblikovanje kvadratične prenosne funkcije



Sl. 6.43

Predpostavimo, da so vsi štiri tranzistorji praktično enaki. To pomeni, da je

$$u_{BE1} = u_{BE2} = u_{BE3} = u_{BE4} = u_{BE}.$$

Za idealni operacijski ojačevalnik ($I_B^- = 0$) veljata enačbi

$$i_{vh} = i_{C1} = I_S e^{\lambda u_{BE1}}, \quad u_{BE1} = \frac{1}{\lambda} \ln \frac{i_{vh}}{I_S} = u_{BE}.$$

Če upoštevamo, da so vsi tranzistorji enaki je napetost

$$u_1 = -(u_{BE1} + u_{BE2}) = -2u_{BE} = -\frac{2}{\lambda} \ln \frac{i_{vh}}{I_S}.$$

Napetost na emitorju tranzistorja T_4 je

$$u_{E4} = -u_{BE4} = -\frac{1}{\lambda} \ln \frac{I_R}{I_S}.$$

Ker je $u_{BE3} = u_{E4} - u_1$, dobimo

$$u_{BE3} = \frac{2}{\lambda} \ln \frac{i_{vh}}{I_S} - \frac{1}{\lambda} \ln \frac{I_R}{I_S} = \frac{1}{\lambda} \ln \left(\frac{i_{vh}}{I_S} \right)^2 - \frac{1}{\lambda} \ln \frac{I_R}{I_S} = \frac{1}{\lambda} \ln \frac{i_{vh}^2}{I_S I_R}.$$

Z upoštevanjem napetosti u_{BE3} , je kolektorski tok tretjega tranzistorja

$$i_{C3} = I_S e^{\lambda u_{BE3}} = I_S e^{\lambda \left(\frac{1}{\lambda} \ln \frac{i_{vh}^2}{I_S I_R} \right)} = I_S \frac{i_{vh}^2}{I_S I_R} = \frac{i_{vh}^2}{I_R}.$$

Izhodno napetost izračunamo iz enačb

$$i_{vh} = \frac{u_{vh}}{R}, \quad I_R = \frac{U_R}{R} \quad \Rightarrow \quad u_{iz} = i_{C3} R = R \frac{\frac{u_{vh}^2}{R^2}}{\frac{U_R}{R}} = \frac{u_{vh}^2}{U_R}.$$

6.10.2.2 Logaritemski ojačevalnik z diodo

Skozi diodo teče tok

$$i_d = I_S (e^{\lambda u_d} - 1).$$

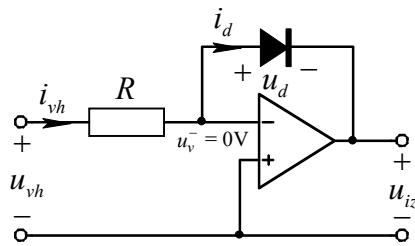
Za dovolj velike u_d enačbo poenostavimo

$$i_d = I_S e^{\lambda u_d} = i_{vh} = \frac{u_{vh}}{R}.$$

Ker je $u_{iz} = -u_d$, izračunamo izhodno napetost iz enačbe

$$I_S e^{-\lambda u_{iz}} = \frac{u_{vh}}{R},$$

$$u_{iz} = -\frac{1}{\lambda} \ln \frac{u_{vh}}{I_S R}.$$

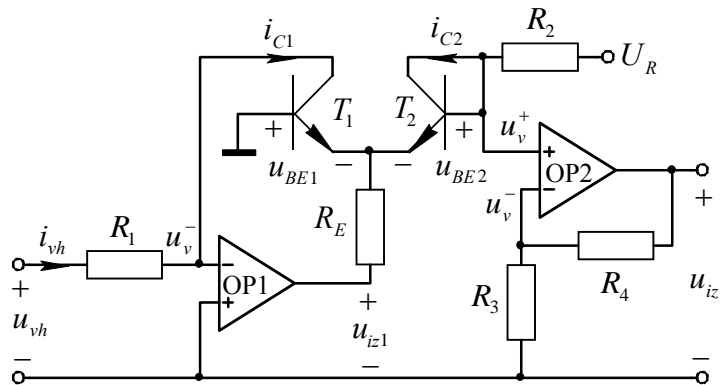


Sl. 6.44 Logaritemski ojačevalnik z diodo

Slabost tega enostavnega vezja je, da se tok I_S s temperaturo močno spreminja. Prav tako se tok I_S močno razlikuje med posameznimi diodami istega tipa. Vplivu toka I_S se izognemo z vezjem, ki ima namesto diode v povratni vezavi tranzistorje.

6.10.2.3 Logaritemski ojačevalnik s tranzistorji

Ker delujeta oba tranzistorja v aktivnem področju, mora biti u_{vh} pozitivna, da teče tok i_{C1} v pozitivni smeri. Zato je u_{v1}^- rahlo pozitivna, kar pomeni, da je u_{iz1} negativna. Zaradi negativne u_{iz1} sta tranzistorja T_1 in T_2 blizu skupaj, je njuna temperatura praktično enaka. Kolektorska tokova sta podana z enačbama



Sl. 6.45 Logaritemski ojačevalnik s tranzistorji

$$i_{C1} = I_S e^{\lambda u_{BE1}} = i_{vh} = \frac{u_{vh}}{R_1}, \quad i_{C2} = I_S e^{\lambda u_{BE2}}.$$

Iz enačb za kolektorska tokova izračunamo napetosti

$$u_{BE1} = \frac{1}{\lambda} (\ln i_{C1} - \ln I_S), \quad u_{BE2} = \frac{1}{\lambda} (\ln i_{C2} - \ln I_S).$$

Napetost na neinvertirajočem vhodu drugega ojačevalnika

$$u_{v2}^+ = u_{BE2} - u_{BE1} = \frac{1}{\lambda} [\ln i_{C2} - \ln I_S - \ln i_{C1} + \ln I_S] = -\frac{1}{\lambda} \ln \frac{i_{C1}}{i_{C2}} = -\frac{1}{\lambda} \ln \frac{u_{vh}}{i_{C2} R_1}.$$

Če zanemarimo bazni tok drugega tranzistorja in za $U_R \gg (u_{BE2} - u_{BE1})$, je

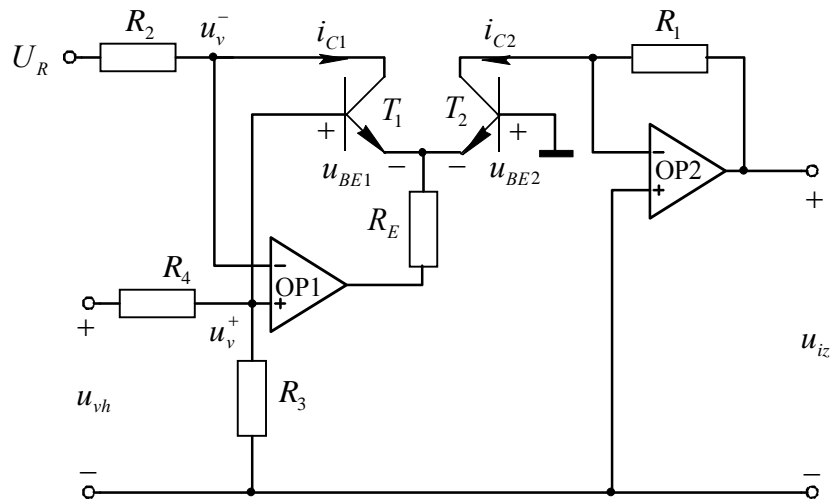
$$i_{C2} = \frac{U_R - (u_{BE2} - u_{BE1})}{R_2} \cong \frac{U_R}{R_2} \text{ in s tem } u_{v2}^+ = -\frac{1}{\lambda} \ln \frac{R_1}{\frac{U_R}{R_2}} = -\frac{1}{\lambda} \ln \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{u_{vh}}{U_R}.$$

Z upoštevanjem neinvertirajočega ojačevalnika na izhodu je izhodna napetost

$$u_{iz} = -\frac{1}{\lambda} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \ln \frac{R_2}{R_1} \frac{u_{vh}}{U_R}.$$

Prenosna karakteristika ima v tem primeru negativni nagib. Če želimo dobiti pozitivni nagib prenosne funkcije, dodamo na izhod še invertirajoči ojačevalnik.

6.10.2.4 Eksponencialni ojačevalnik



Sl. 6.46 Eksponencialni ojačevalnik

Na neinvertirajočem vhodu operacijskega ojačevalnika OP1 je napetost

$$u_{v1}^+ = u_{vh} \frac{R_3}{R_3 + R_4} = u_{BE1} - u_{BE2}.$$

Z upoštevanjem enačb, ki smo jih izpeljali v poglavju 6.10.2.3

$$u_{BE1} = \frac{1}{\lambda} \ln \frac{i_{C1}}{I_S}, \quad u_{BE2} = \frac{1}{\lambda} \ln \frac{i_{C2}}{I_S}, \quad \text{dobimo } u_{v1}^+ = \frac{1}{\lambda} \ln \frac{i_{C1}}{i_{C2}} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} u_{vh}.$$

Če upoštevamo enačbe $i_{C1} = \frac{U_R - u_{v1}^-}{R_2} \cong \frac{U_R}{R_2}$, $i_{C2} = \frac{u_{iz}}{R_1}$, $u_{v1}^- = u_{BE1} - u_{BE2} = u_{v1}^+$,

je napetost na neinvertirajočem vhodu operacijskega ojačevalnika OP1

$$u_{v1}^+ = \frac{1}{\lambda} \ln \frac{\frac{U_R}{R_2}}{\frac{u_{iz}}{R_1}} = u_{vh} \frac{R_3}{R_3 + R_4}.$$

S preoblikovanjem enačbe izračunamo izhodno napetost

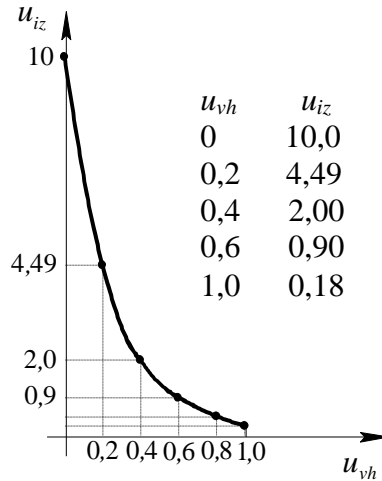
$$\ln \frac{U_R}{u_{iz}} \frac{R_1}{R_2} = \frac{\lambda}{R_3 + R_4} u_{vh} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \Rightarrow \frac{U_R R_1}{u_{iz} R_2} = e^{\frac{\lambda R_3}{R_3 + R_4} u_{vh}} \Rightarrow u_{iz} = U_R \frac{R_1}{R_2} e^{-\frac{\lambda R_3}{R_3 + R_4} u_{vh}}.$$

Tudi v tem primeru je nagib prenosne funkcije negativen.

Zgled: Za eksponentni ojačevalnik (slika 6.46) izračunajmo prevajalne funkcije. Podane so vrednosti upornosti in referenčna napetost

$R_1 = R_2 = 20\text{k}\Omega$, $R_3 = 10\text{k}\Omega$, $R_4 = 90\text{k}\Omega$, $U_R = 10\text{V}$,
 $\lambda = 40$.

$$u_{iz} = 10 \frac{20}{20} e^{-\frac{40 \cdot 10}{100} u_{vh}} = 10 e^{-4 u_{vh}}.$$

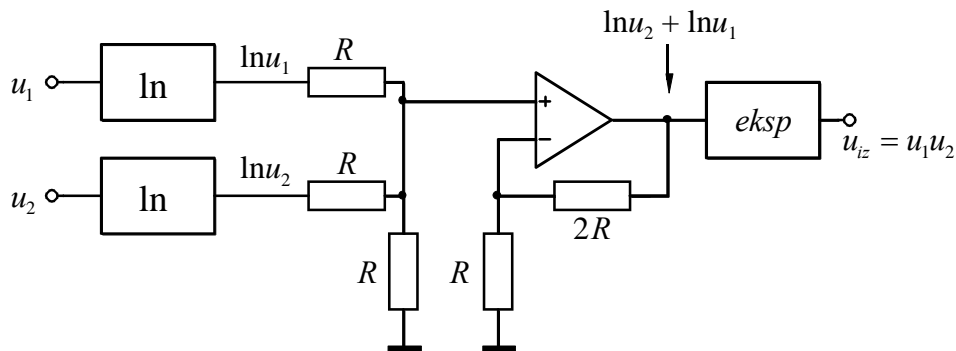


potek

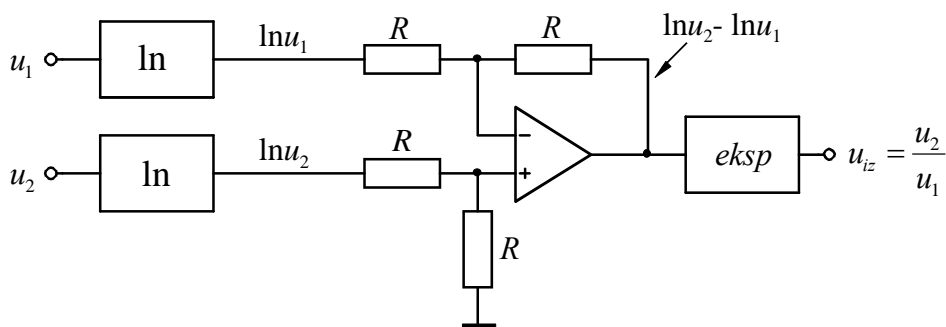
Sl. 6.47

6.10.2.5 Množilnik in delilnik napetosti

Kombinacija logaritemskega in eksponentialnega ojačevalnika omogoča množenje (slika 6.48) in deljenje (slika 6.49) signalov.



Sl. 6.48 Množilnik napetosti

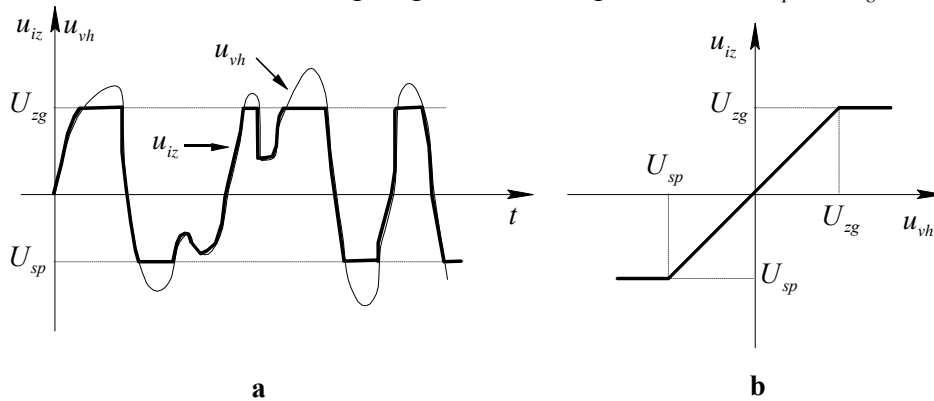


Sl. 6.49 Delilnik napetosti

6.10.3 Rezalniki (omejevalniki, "limiters", "clippers")

Osnovna lastnost rezalnikov je, da omejijo ali pa izrežejo signal v določenem območju. V večini primerov se uporabljajo diodni rezalniki ali pa rezalniki z Zener diodo.

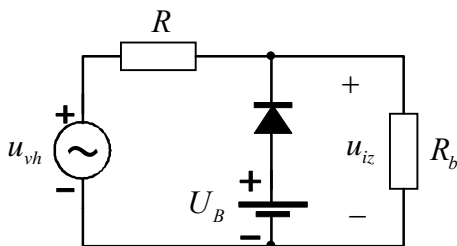
Na sliki 6.50b je podana prenosna funkcija dvostranskega rezalnika. Vidimo, da vezje s takšno prenosno karakteristiko izreže iz vhodnega signala le del napetosti med U_{sp} in U_{zg} .



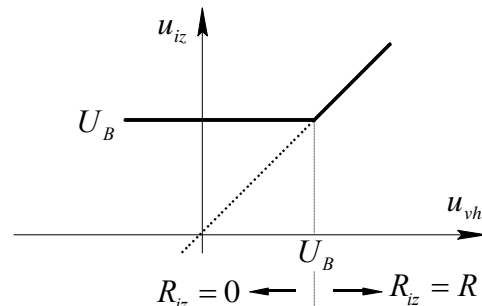
Sl. 6.50

6.10.3.1 Diodni omejevalniki (rezalniki)

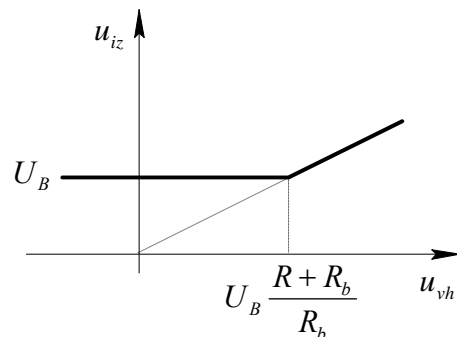
Če upoštevamo pri enostranskem rezalniku (slika 6.51), da je dioda idealna in $R_b \gg R$ dobimo prenosno funkcijo na sliki 6.52.



Sl. 6.51 Enostranski diodni rezalnik

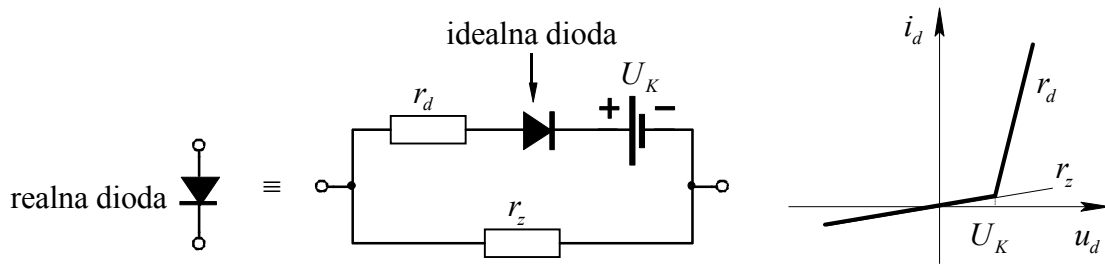
Sl. 6.52 Prenosna funkcija enostranskega rezalnika za $R_b \gg R$

Če R_b ni mnogo večji od R , dobimo prenosno funkcijo na sliki 6.53.



Sl. 6.53

Do sedaj smo predpostavljali, da je dioda idealna. Resnično diodo pa predstavimo s sledečim nadomestnim vezjem



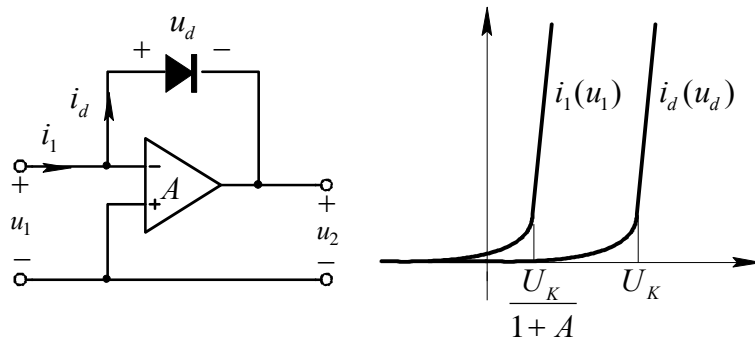
Sl. 6.54 Nadomestno vezje realne diode

Pri rezalnikih ima največji vpliv napetost kolena diode U_k . Zato poskušamo z operacijskim ojačevalnikom in realno diodo realizirati idealno diodo tako, da damo realno diodo v povratno vezavo operacijskega ojačevalnika (slika 6.55).

Napetost na vhodu ojačevalnika je za faktor ojačenja ojačevalnika zmanjšana napetost diode.

$$u_d = u_1 - u_2 = u_1 + Au_1 = u_1(1 + A) \Rightarrow u_1(i_1) = \frac{u_d(i_d)}{1 + A}$$

Na ta način zmanjšamo napetost kolena na zanemarljivo vrednost. Za negativne vhodne napetosti je na izhodu operacijskega ojačevalnika pozitivna napetost in dioda ne prevaja.

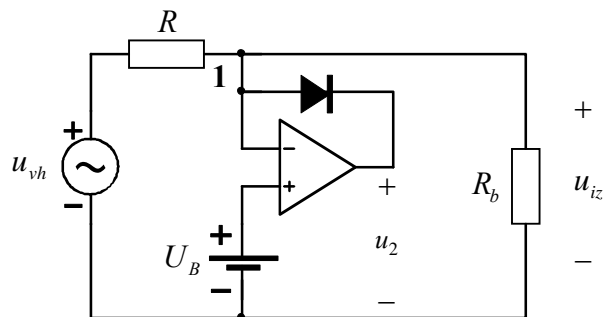


Sl. 6.55

6.10.3.2 Rezalnik z operacijskim ojačevalnikom

Če ni vhodnega signala (slika 6.56), povzroča U_B na izhodu operacijskega ojačevalnika pozitivno napetost ($u_2 > 0$) in je dioda zaprta. Dioda začne prevajati, ko je napetost v točki **1** višja od napetosti U_B , kar pomeni, da je vhodna napetost

$$u_{vh} \geq U_B \frac{R_b + R}{R_b}$$



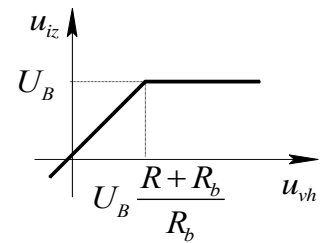
Sl. 6.56 Rezalnik z operacijskim ojačevalnikom

Če bi bilo vezje neobremenjeno ($R_b \rightarrow \infty$), bi začela dioda prevajati, ko bi bila $u_{vh} \geq U_B$. Dokler dioda ne prevaja, je izhodna napetost

$$u_{iz} = u_{vh} \frac{R_b}{R + R_b}.$$

Izhod operacijskega ojačevalnika (napetost u_2) je v pozitivnem nasičenju. Ko se dioda odpre, deluje ojačevalnik v aktivnem območju, kjer velja $u_v^- = u_v^+ = U_B$. Zato je na izhodu napetost

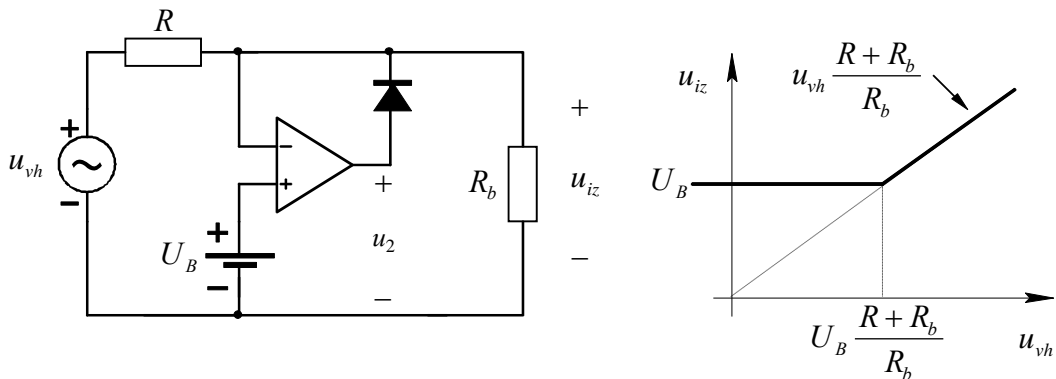
$$u_{iz} = U_B.$$



Sl. 6.57 Prenosna funkcija rezalnika s slike 6.56

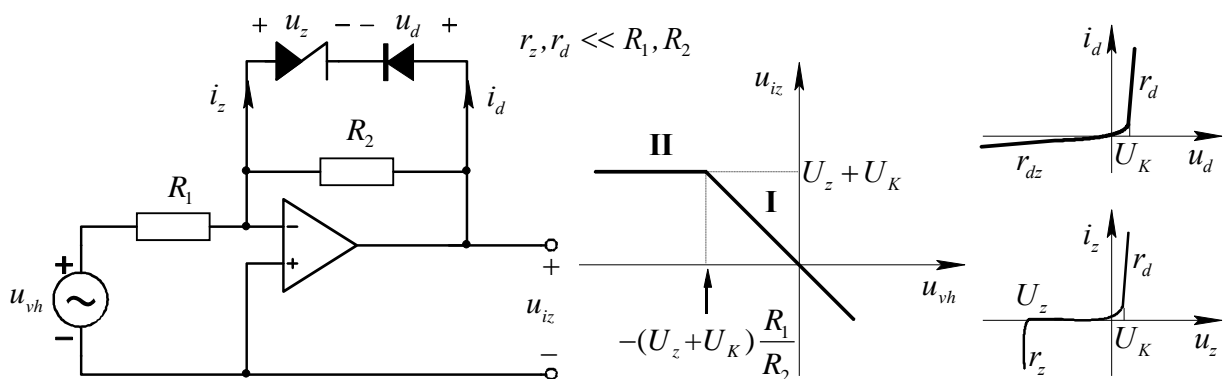
Prenosna karakteristika je podana na sliki 6.57.

Če diodo obrnemo, dobimo omejevanje v drugo smer (slika 6.58).



Sl. 6.58 Enostranski rezalnik z operacijskim ojačevalnikom

6.10.3.3 Enostranski rezalnik z Zener diodo



Sl. 6.59 Enostranski rezalnik z Zener diodo

Dioda v seriji z Zener diodo poskrbi, da tok prek Zenerjeve diode ne teče, ko je na izhodu negativna napetost, saj je $r_{dz} \gg R_2$.

Segment I: $u_{iz} \leq U_z + U_K$ (veja z Zener diodo in diodo ne prevaja).

Ojačenje vezja na segmentu I

$$A_I = -\frac{R_2}{R_1}$$

Segment II: $u_{iz} > U_z + U_K$ (veja z Zener diodo in diodo prevaja).

Ojačenje vezja na segmentu II

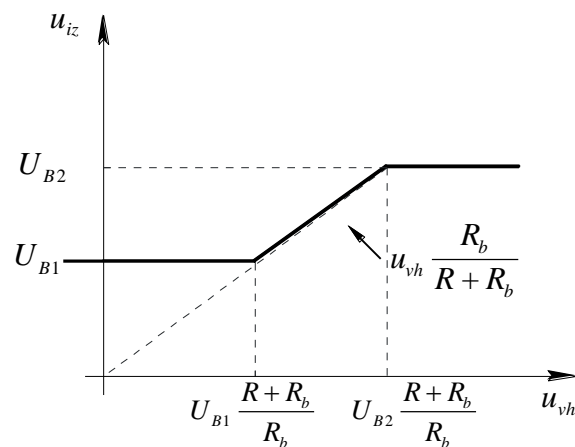
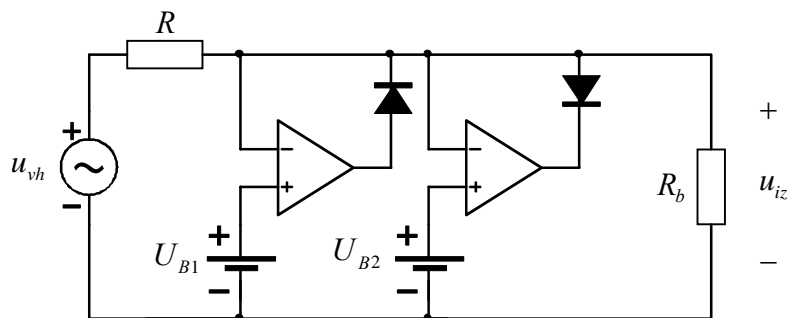
$$A_{II} = -\frac{R_2 \parallel (r_z + r_d)}{R_1}$$

Ker je $r_z + r_d \ll R_2$, je

$$A_{II} \cong -\frac{r_z + r_d}{R_1}$$

Pri idealiziranih elementih vezja je $r_z + r_d \cong 0$. Zato je segment II praktično horizontalen, saj je $A_{II} \cong 0$.

6.10.3.4 Dvostranski rezalnik



Sl. 6.60 Dvostranski rezalnik

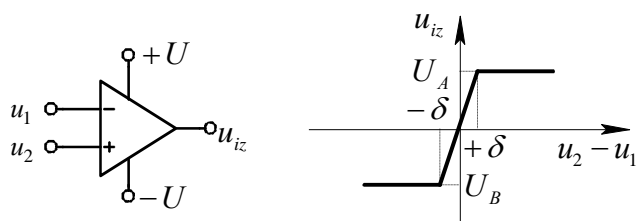
6.11 Komparatorji (primerjalniki)

Komparatorji so nelinearna elektronska vezja, s katerimi primerjamo dve napetosti med seboj. Primerjalnik ima dva vhoda in ga je možno krmiliti z dvema signaloma hkrati. Običajno je na enem izmed vhodov konstantna referenčna napetost, s katero primerjamo (kompariramo) nek drug signal. Primerjalniki so pomembna povezava med analognimi in digitalnimi signali. Zaradi podobne zgradbe se lahko tudi operacijski ojačevalnik uporablja kot primerjalnik.

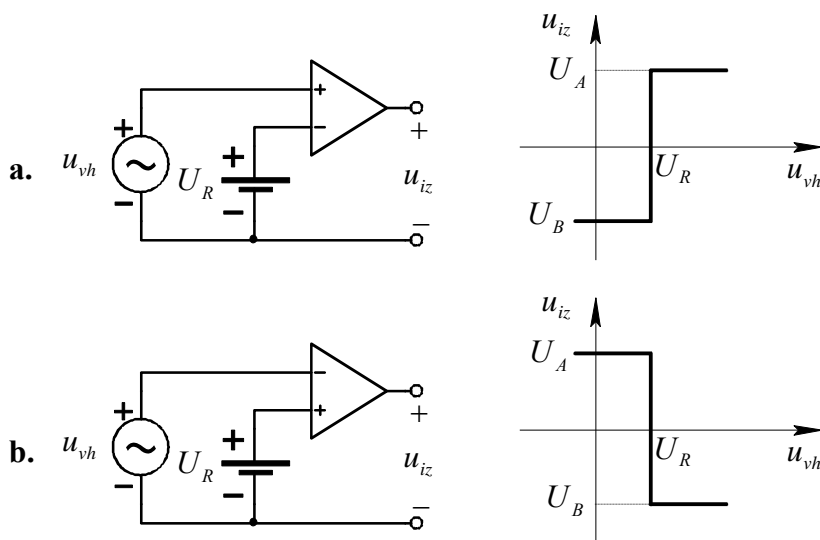
6.11.1 Operacijski ojačevalnik kot primerjalnik

Komparator je v bistvu operacijski ojačevalnik, ki deluje brez povratne vezave. Če je u_2 malo večja od u_1 , je izhod operacijskega ojačevalnika v pozitivnem nasičenju, ko pa je $u_2 < u_1$, se nahaja v negativnem nasičenju. Prehodno nedefinirano področje $-\delta < u_2 - u_1 < +\delta$ je zelo ozko, saj je ojačenje ojačevalnika $A \cong 10^5$. Če je na primer $U_A = -U_B = 15\text{V}$, je to področje $2\delta = 30/10^5 = 0,3\text{mV}$.

Bistvena razlika med komparatorjem in operacijskim ojačevalnikom v aktivnem področju je, da komparator ni frekvenčno kompenziran. Zato ga "slew-rate" ne omejuje. Enostavna uporaba operacijskega ojačevalnika kot komparatorja je prikazana na sliki 6.62.



Sl. 6.61 Operacijski ojačevalnik s prenosno karakteristiko

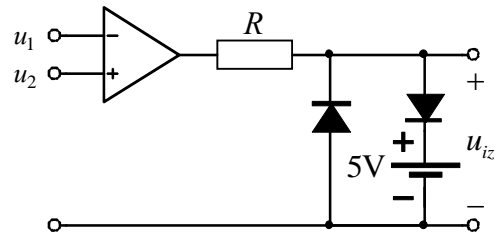


Sl. 6.62 a. neinvertirajoči komparator

b. invertirajoči komparator

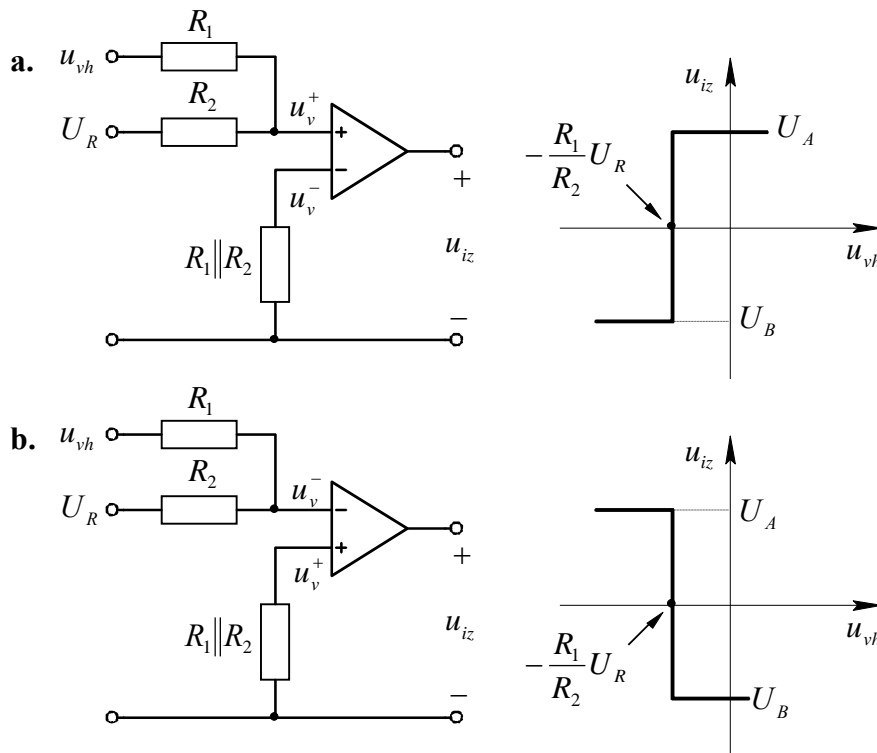
Ker se nivoji napetosti analognih in logičnih vezij velikokrat ne ujemajo, z rezalnikom omejimo izhodno napetost na določeno vrednost.

V vezju na sliki 6.63 je izhodna napetost omejena na območje od $-0,7\text{ V}$ do $+5,7\text{ V}$.



Sl. 6.63 Omejitev izhodne napetosti

Operacijski ojačevalnik pa lahko uporabimo kot komparator tudi tako, da priključimo referenčno napetost in vhodni signal preko uporov na isti vhod ojačevalnika (slika 6.64). V tem primeru je napetost prehoda iz enega v drugo stanje določena z razmerjem upornosti.



Sl. 6.64 a. Neinvertirajoči komparator b. Invertirajoči komparator.

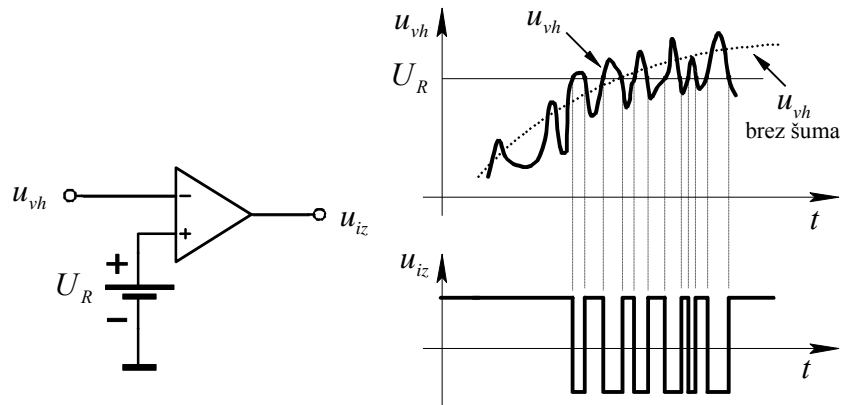
Za primer **a.** izračunamo vhodno napetost pri kateri komparator preklopi iz vozliščne enačbe za neinvertirajoči vhod (slika 6.64a) ob upoštevanju, da je operacijski ojačevalnik idealen (brez prehodnega področja, $u_v^+ = u_v^- = 0$)

$$\frac{u_v^+ - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^+ - U_R}{R_2} = 0 \Rightarrow u_{vh} = -\frac{R_1}{R_2} U_R.$$

Enako velja za primer **b.**, le da izhajamo iz vozliščne enačbe za invertirajoči vhod

$$\frac{u_v^- - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^- - U_R}{R_2} = 0 \Rightarrow u_{vh} = -\frac{R_1}{R_2} U_R.$$

Če imamo na vhodu komparatorja signal zelo nizke frekvence, ki vsebuje določen šum, lahko pride zaradi zelo velikega ojačenja, ki ga imajo komparatorji z operacijskim ojačevalnikom v področju preklopa, do dodatnih neželenih preklpov zaradi šuma (slika 6.65).



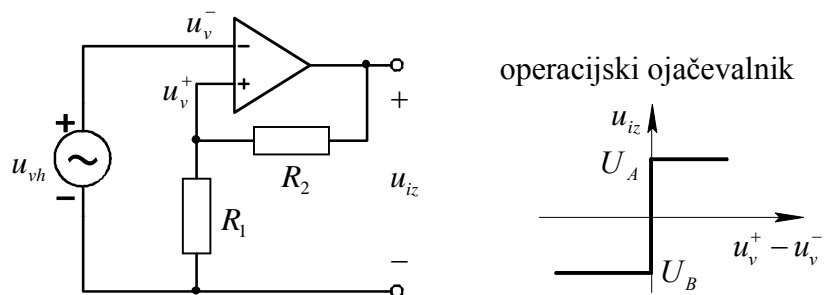
Sl. 6.65 Komparator s prikazanim vplivom motilnega šuma

Nevesočnostim zaradi preskokov se izognemo z uporabo bistabilnega komparatorja s histerezo (Schmittov prožilnik).

6.11.2 Schmittovi prožilniki kot primerjalniki

6.11.2.1 Invertirajoči Schmittov prožilnik (bistabilni komparator, komparator s histerezo)

Bistabilni komparator s histerezo uporablja pozitivno povratno vezavo za doseg dveh stabilnih stanj. Invertirajoči bistabilni komparator je prikazan na sliki 6.66.



Sl. 6.66 Invertirajoči bistabilni komparator

Če zanemarimo vhodni tok operacijskega ojačevalnika, je

$$u_v^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{iz}.$$

Napetost u_v^+ ni konstanta, temveč je odvisna od izhodne napetosti. Za določitev napetostne prenosne karakteristike predpostavimo, da je izhodna napetost operacijskega ojačevalnika $u_{iz} = U_A$. V tem primeru je

$$u_v^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_A.$$

Toliko časa, dokler je $u_{vh} < u_v^+$, je $u_{iz} = U_A$. Mejna vhodna napetost, ko preskoči izhodna napetost na vrednost $u_{iz} = U_B$, je

$$U_{TA} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_A.$$

Ko je $u_{vh} > U_{TA}$, je $u_v^- > u_v^+$. Razlika napetosti $u_{vh} - U_{TA}$ se ojačuje z ojačenjem odprte zanke komparatorja in izhod preskoči v nizko stanje ($u_{iz} = U_B$). V tem primeru je

$$u_v^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_B.$$

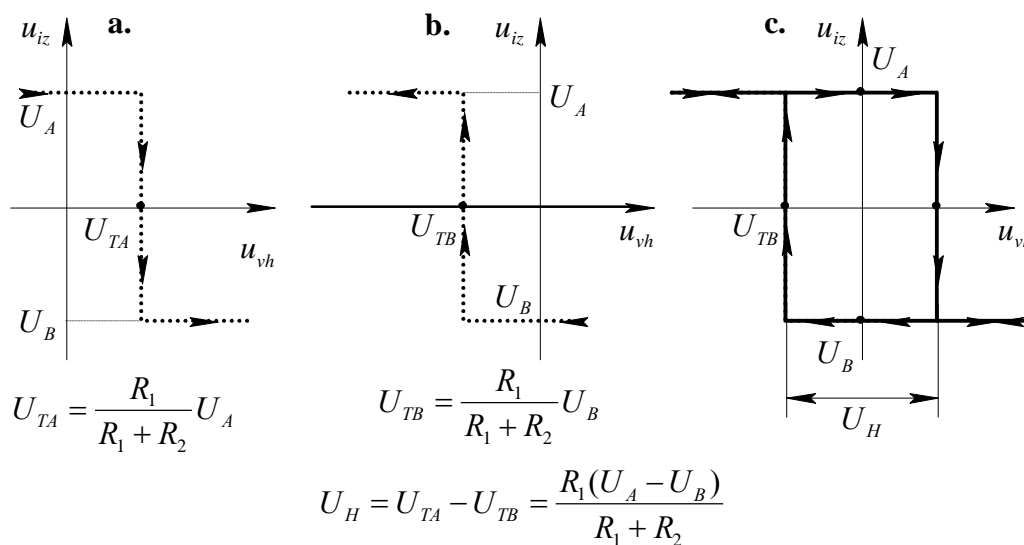
Ker je $U_B < U_A$, je vhodna napetost u_{vh} še vedno večja od u_v^+ in izhod ostane v nizkem stanju, četudi u_{vh} narašča. Predpostavimo, da vhodna napetost upada. Dokler je

$$u_{vh} > \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_B,$$

je izhod komparatorja v nizkem stanju ($u_{iz} = U_B$). Mejna (pragovna) vhodna napetost, ko pride do preklopa je

$$U_{TB} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_B.$$

Ko presežemo napetost U_{TB} , je $u_v^+ > u_v^-$ in izhod preskoči v visoko stanje ($u_{iz} = U_A$). Razmere prikazuje slika 6.67.



Sl. 6.67 a. Prenosna karakteristika, ko u_{vh} narašča
b. Prenosna karakteristika, ko u_{vh} upada
c. Skupna prenosna karakteristika s histerezo

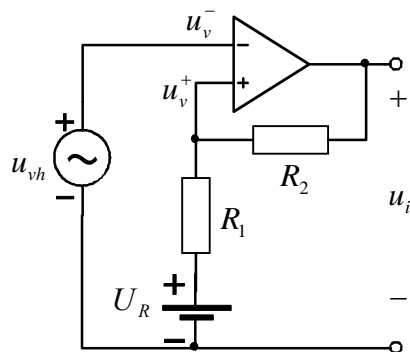
6.11.2.2 Invertirajoči Schmittov prožilnik z referenčno napetostjo

Iz vozliščne enačbe za neinvertirajoči vhod

$$\frac{u_v^+ - U_R}{R_1} + \frac{u_v^+ - u_{iz}}{R_2} = 0$$

izračunamo napetost na neinvertirajočem vhodu

$$u_v^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_R + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{iz}$$



Sl. 6.68 Invertirajoči Schmittov prožilnik z referenčno napetostjo

Predpostavimo, da je izhodna napetost prožilnika $u_{iz} = U_A$. Dokler je $u_{vh} < u_v^+$, je $u_{iz} = U_A$. Mejno vrednost $u_{vh} = U_{TA}$, ko preskoči izhodna napetost na nizki nivo, izračunamo iz enačbe za napetost na neinvertirajočem vhodu pri pogoju, da je $u_{iz} = U_A$.

$$U_{TA} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_R + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_A.$$

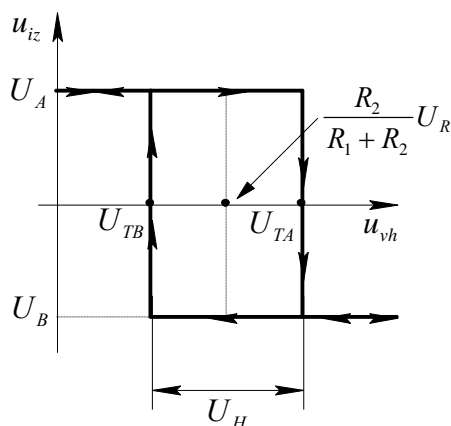
Po preskoku iz visokega na nizek nivo ostane na izhodu $u_{iz} = U_B$ tudi, če vhodno napetost višamo nad izračunano mejno vrednostjo. Pri nižanju vhodne napetosti pride do preskoka na visok nivo ($u_{iz} = U_A$) pri mejni vhodni napetosti

$$U_{TB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_R + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_B.$$

Napetost histerize podaja enaka enačba kot pri Schmittovem prožilniku brez referenčne napetosti

$$U_H = U_{TA} - U_{TB} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_A - U_B).$$

Prenosna funkcija invertirajočega komparatorja z referenčno napetostjo (za $U_A = -U_B$) je podana na sliki 6.69.



Sl. 6.69 Prenosna funkcija invertirajočega Schmittovega prožilnika z referenčno napetostjo

6.11.2.3 Neinvertirajoči Schmittov prožilnik

Napetost u_v^+ na neinvertirajočem vhodu je odvisna od vhodne in izhodne napetosti. Po teoremu o superpoziciji dobimo

$$u_v^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{vh} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{iz}.$$

Če je vhodna napetost u_{vh} negativna in je izhod v nizkem stanju ($u_{iz} = U_B$, predpostavimo, da je U_B negativna), je u_v^+ negativna in izhod ostane v nizkem stanju ($u_{iz} = U_B$). Mejno vhodno napetost izračunamo iz enačbe za napetost na neinvertirajočem vhodu, pri pogoju, da je $u_v^+ = 0$.

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{TA} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_B = 0 \quad U_{TA} = -\frac{R_1}{R_2} U_B.$$

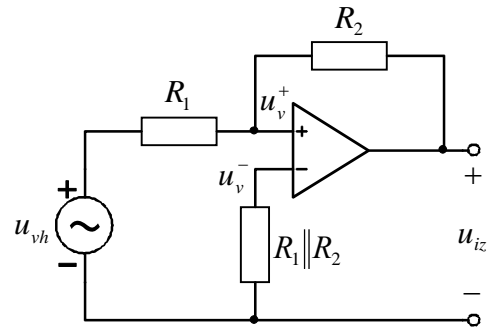
Ker je U_B negativna, je U_{TA} pozitivna. Če predpostavimo, da se vhodna napetost poveča $u_{vh} = U_{TA} + \delta$ (δ je pozitivna napetost), dobimo iz enačbe za napetost na neinvertirajočem vhodu

$$u_v^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (U_{TA} + \delta) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(-\frac{R_1}{R_2} U_B + \delta \right) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \delta > 0.$$

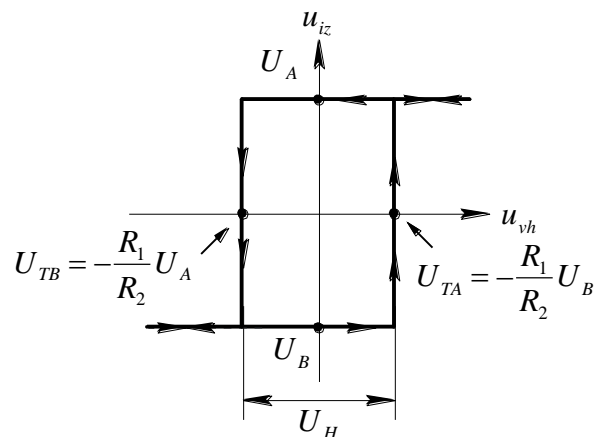
Ker je $u_v^+ > 0$, preskoči izhodna napetost iz negativnega v pozitivno nasičenje ($u_{iz} = U_A$). Spodnjo mejno vhodno napetost izračunamo iz enačbe za napetost na neinvertirajočem vhodu, pri pogoju, da je $u_{iz} = U_A$ in $u_v^+ = 0$.

$$0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{TB} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_A,$$

$$U_{TB} = -\frac{R_1}{R_2} U_A.$$



Sl. 6.70 Neinvertirajoči Schmittov prožilnik



Sl. 6.71 Prenosna funkcija neinvertirajočega Schmittovega prožilnika

6.11.2.4 Neinvertirajoči Schmittov prožilnik z referenčno napetostjo

Iz vozliščne enačbe za neinvertirajoči vhod

$$\frac{u_v^+ - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^+ - u_{iz}}{R_2} = 0$$

izračunamo napetost na neinvertirajočem vhodu

$$u_v^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{vh} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{iz}.$$

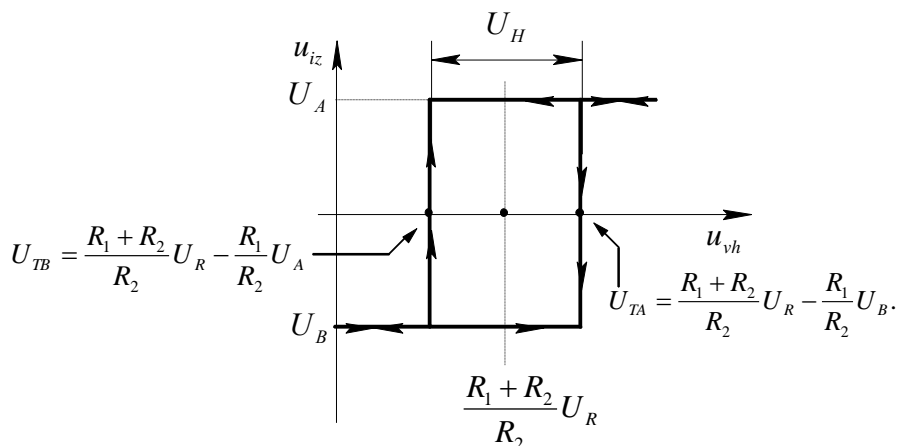
Če je $u_{vh} < 0$, je $u_{iz} = U_B$ in je tudi u_v^+ negativna za $U_B < 0$. Ko u_{vh} narašča, doseže pragovno napetost $u_{vh} = U_{TA}$ takrat, ko je $u_v^+ = u_v^- = U_R$. Iz enačbe za napetost na neinvertirajočem vhodu izračunamo vhodno pragovno napetost U_{TA}

$$u_v^+ = U_R = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{TA} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_B \Rightarrow U_{TA} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_R - \frac{R_1}{R_2} U_B.$$

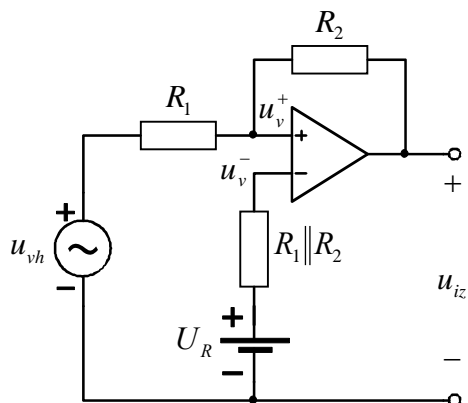
Z enakim razmišljanjem dobimo tudi spodnjo mejno vhodno napetost, ko preklopi izhod iz visokega ($u_{iz} = U_A$) v nizko stanje ($u_{iz} = U_B$)

$$U_{TB} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_R - \frac{R_1}{R_2} U_A$$

Namesto baterije lahko kot referenčno napetost U_R uporabimo delilnik napetosti. Na sliki 6.73 je podana prenosna karakteristika neinvertirajočega komparatorja za $U_A = -U_B$.

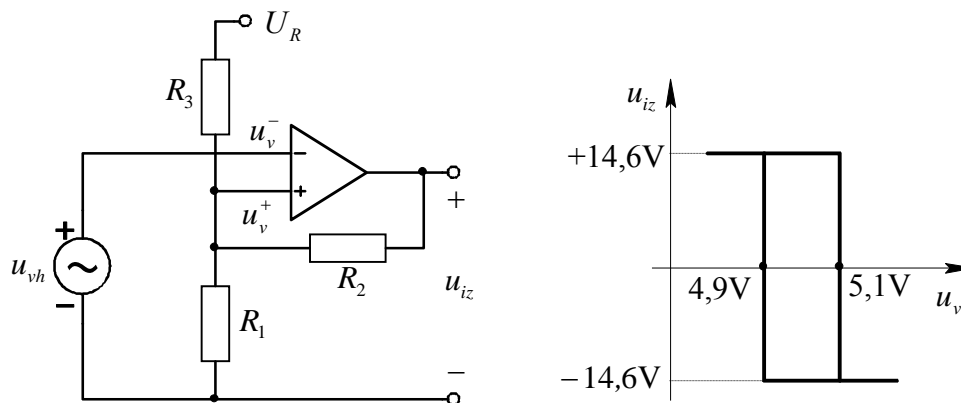


Sl. 6.73 Prenosna karakteristika neinvertirajočega Schmittovega prožilnika z referenčno napetostjo



Sl. 6.72 Neinvertirajoči Schmittov prožilnik z referenčno napetostjo

Zgled 1: Izračunajmo vrednosti upornosti R_1 , R_2 in R_3 invertirajočega Schmittovega prožilnika, ki ima namesto referenčne baterije delilnik napetosti. Histerezo podajata mejni napetosti $U_{TB} = 4,9\text{ V}$ in $U_{TA} = 5,1\text{ V}$. Napajalna napetost je $\pm 15\text{ V}$. Izhodna napetost operacijskega ojačevalnika je $U_A = -U_B = 14,6\text{ V}$.



Sl. 6.74 Schmittov prožilnik z delilnikom

Ker sta U_{TA} in U_{TB} pozitivni, izberemo za $U_R = +15\text{ V}$.

Vozliščna enačba za neinvertirajoči vhod je

$$\frac{u_v^+}{R_1} + \frac{u_v^+ - U_R}{R_3} + \frac{u_v^+ - u_{iz}}{R_2} = 0.$$

Če je $u_{iz} = U_A = 14,6\text{ V}$, je mejna vhodna napetost $U_{TA} = 5,1\text{ V}$. Za $u_{iz} = U_B = -14,6\text{ V}$ pa je mejna vhodna napetost $U_{TB} = 4,9\text{ V}$. Te pogoje upoštevamo v vozliščni enačbi za neinvertirajoči vhod in dobimo dve enačbi s tremi neznankami

$$\frac{U_{TA}}{R_1} + \frac{U_{TA} - U_R}{R_3} + \frac{U_{TA} - U_A}{R_2} = 0, \quad \frac{U_{TB}}{R_1} + \frac{U_{TB} - U_R}{R_3} + \frac{U_{TB} - U_B}{R_2} = 0.$$

Če izberemo $R_2 = 1\text{ M}\Omega$ in vstavimo ostale številčne vrednosti, dobimo enačbi

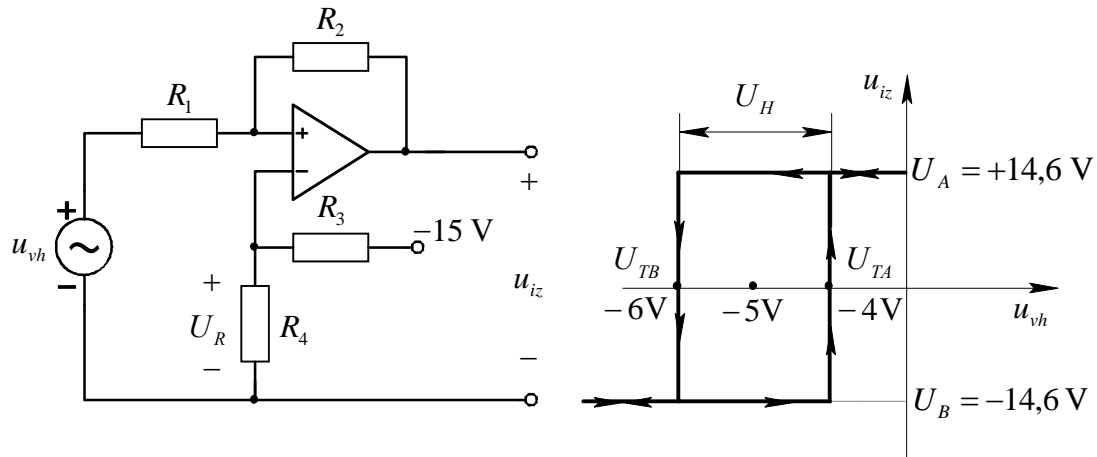
$$\frac{5,1}{R_1} - \frac{9,9}{R_3} - \frac{9,5}{R_2} = 0, \quad \frac{4,9}{R_1} - \frac{10,1}{R_3} + \frac{19,5}{R_2} = 0$$

iz katerih izračunamo

$$R_1 = 10,38\text{ k}\Omega \text{ ter } R_3 = 20,55\text{ k}\Omega$$

Zgled 2. Za neinvertirajoči Schmittov prožilnik izračunajmo razmerje upornosti $\frac{R_2}{R_1}$ in $\frac{R_3}{R_4}$.

Podano imamo napajalno napetost $U_{CC} = \pm 15\text{V}$, napetosti nasičenja operacijskega ojačevalnika $U_A = +14,6\text{V}$, $U_B = -14,6\text{V}$ in mejne preklopne napetosti $U_{TA} = -4\text{V}$, $U_{TB} = -6\text{V}$.



Sl. 6.75

Iz vozliščne enačbe za neinvertirajoči vhod izračunamo napetost na neinvertirajočem vhodu

$$\frac{u_v^+ - u_{vh}}{R_1} + \frac{u_v^+ - u_{iz}}{R_2} = 0 \Rightarrow u_v^+ = \frac{u_{vh}R_2}{R_1 + R_2} + \frac{u_{iz}R_1}{R_1 + R_2}.$$

Če upoštevamo, da je $u_v^+ = U_R$ pri obeh mejnih vhodnih napetostih, dobimo enačbi

$$u_v^+ = U_R = \frac{U_{TA} R_2}{R_1 + R_2} + \frac{U_B R_1}{R_1 + R_2},$$

$$U_R = \frac{U_{TB} R_2}{R_1 + R_2} + \frac{U_A R_1}{R_1 + R_2}.$$

Spodnjo enačbo odštejemo od zgornje

$$0 = \frac{R_2(U_{TA} - U_{TB})}{R_1 + R_2} + \frac{R_1(U_B - U_A)}{R_1 + R_2} \Rightarrow (U_{TA} - U_{TB}) R_2 = (U_A - U_B)R_1$$

in izračunamo razmerje upornosti

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{U_A - U_B}{U_{TA} - U_{TB}} = \frac{2 \cdot 14,6}{2} = 14,6.$$

Ko poznamo razmerje upornosti, izračunamo referenčno napetost

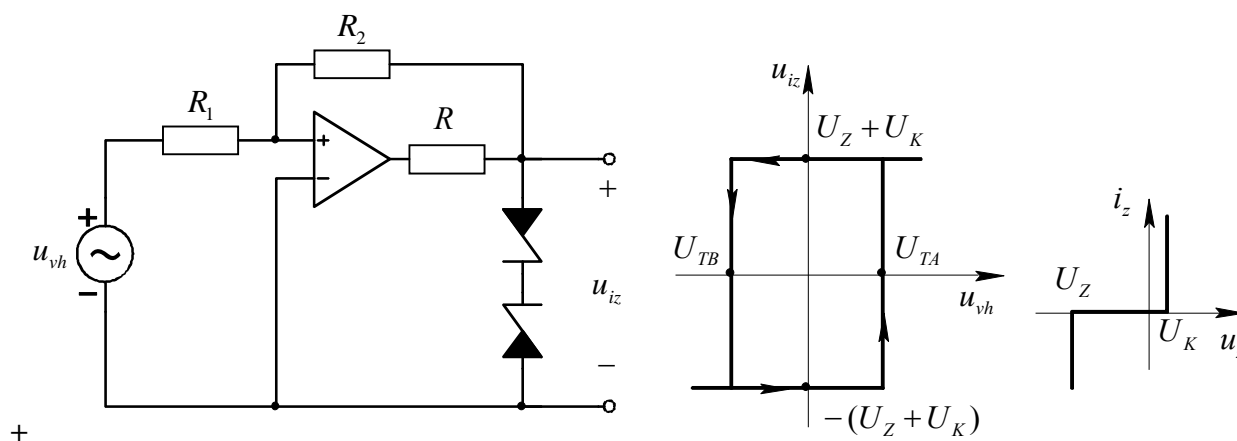
$$U_R = \frac{U_{TA}R_2}{R_1 + R_2} + \frac{U_B R_1}{R_1 + R_2} = \frac{-4R_2}{R_1 + R_2} + \frac{-14,6R_1}{R_1 + R_2} = \frac{-4 \cdot 14,6R_1}{15,6R_1} - \frac{14,6R_1}{15,6R_1} = -4,68 \text{ V.}$$

Iz poznane referenčne in napajalne napetosti določimo še razmerje upornosti

$$U_R = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{CC} \Rightarrow \frac{R_3 + R_4}{R_4} = \frac{U_{CC}}{U_R} = 3,2 \Rightarrow \frac{R_3}{R_4} = 2,2.$$

6.11.2.5 Schmittov prožilnik z omejlilnikom na izhodu

Izhodna napetost Schmittovih prožilnikov je pozitivna ali negativna napetost nasičenja. Vrednost te napetosti ni natančno določena, saj je odvisna od napajalne napetosti in od izbire prožilnika. Z omejlilnikom na izhodu postane izhodna napetost točno definirana. Enostavno omejevanje izhodne napetosti dosežemo z dvema Zener diodama na izhodu (slika 6.76)



6.76 Schmittov prožilnik z omejlilnikom na izhodu

Upor R določa tok skozi Zener diode. Izhodna napetost je omejena na vrednost $\pm(U_Z + U_K)$. Pri tem je U_K napetost kolena Zener diode polarizirane v prevodni smeri. Mejni vhodni napetosti, ko pride do preskoka izhodne napetosti, sta

$$U_{TA} = \frac{R_1}{R_2} (U_Z + U_K), \quad U_{TB} = -\frac{R_1}{R_2} (U_Z + U_K).$$

6.12 Relaksacijski oscilatorji (nesinusni)

Mnoga vezja uporabljajo nesinusne oscilatorje za generiranje urinega signala. Delovanje teh oscilatorjev temelji na polnjenju oziroma praznjenju kapacitivnosti.

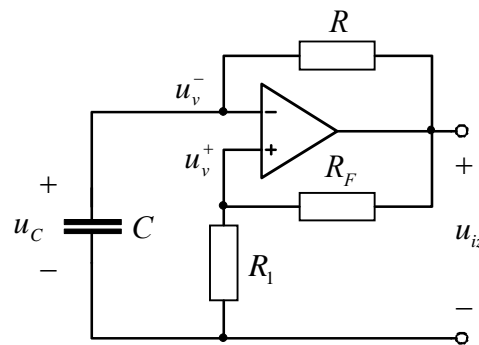
6.12.1 Astabilni multivibrator s Schmittovim prožilnikom

Predpostavimo, da je izhodna napetost $u_{iz} = U_A$. Kondenzator C se polni preko upora R , dokler napetost u_v^- ne doseže vrednosti

$$u_v^- = u_v^+ = U_{TA} = \frac{U_A R_1}{R_1 + R_F}.$$

Ko doseže u_C vrednost U_{TA} , preskoči izhodna napetost na vrednost U_B . Kondenzator se začne prazniti. Kot doseže napetost u_v^- vrednost

$$u_v^- = u_v^+ = U_{TB} = \frac{U_B R_1}{R_1 + R_F},$$



Sl. 6.77 Astabilni multivibrator s Schmittovim prožilnikom

preskoči izhodna napetost na vrednost $u_{iz} = U_A$.

Potek izhodne napetosti in napetosti na kondenzatorju prikazuje slika 6.78. V splošnem je napetost na kondenzatorju podana z enačbo

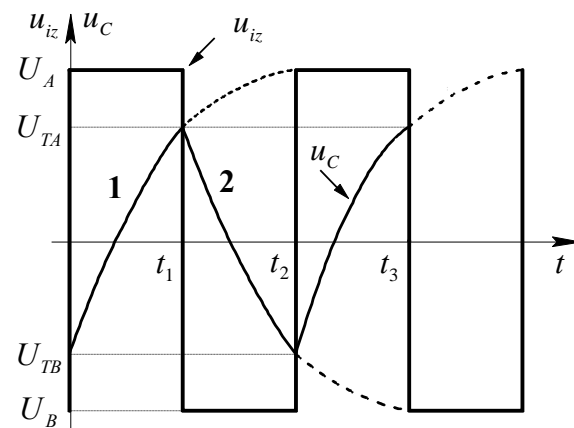
$$u_C(t) = U_K + [u_C(t_0) - U_K] e^{-\frac{t-t_0}{RC}}.$$

U_K je končna vrednost napetosti proti kateri se polni kondenzator.

$u_C(t_0)$ je začetna napetost na kondenzatorju.

$\tau = RC$ je časovna konstanta.

Predpostavimo, da je $t_0 = 0$. Za segment 1 imamo enačbo



Sl. 6.78 Izhodna napetost in napetost na kondenzatorju

$$u_C(t) = U_A + (U_{TB} - U_A) e^{-\frac{t}{RC}} = U_A + \left(\frac{U_B R_1}{R_1 + R_F} - U_A \right) e^{-\frac{t}{RC}}.$$

Za segment 2 velja enačba (za $t_0 = 0$)

$$u_C(t) = U_B + \left(\frac{U_A R_1}{R_1 + R_F} - U_B \right) e^{-\frac{t}{RC}}.$$

Če upoštevamo, da je

$$u_C(t_0) = U_{TB} = \frac{U_B R_1}{R_1 + R_F} \text{ in } u_C(t_1) = U_{TA} = \frac{U_A R_1}{R_1 + R_F} = U_A + (U_{TB} - U_A) e^{-\frac{t_1}{RC}},$$

izračunamo čas polnjenja t_1 z enačbo

$$t_1 = RC \ln \frac{U_{TB} - U_A}{U_{TA} - U_A} = RC \ln \frac{\frac{U_B R_1}{R_1 + R_F} - U_A}{\frac{U_A R_1}{R_1 + R_F} - U_A} = RC \ln \frac{U_B R_1 - U_A (R_1 + R_F)}{-U_A R_F}.$$

Za $U_A = -U_B$, je

$$t_1 = RC \ln \frac{2R_1 + R_F}{R_F}.$$

Na enak način izračunamo tudi čas praznjenja kondenzatorja (za $U_A = -U_B$),

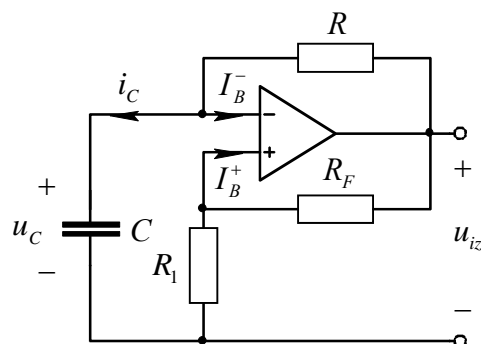
$$t_2 = RC \ln \frac{2R_1 + R_F}{R_F}.$$

Periodo in frekvenco nihanja podajata enačbi

$$T = t_1 + t_2 = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_F} \right), \quad f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_F} \right)}.$$

Zgled 1: Za astabilni multivibrator z operacijskim ojačevalnikom 741 izračunajmo maksimalno vrednost upornosti R in vrednost kapacitivnosti C . Frekvenca nihanja naj bo 1 kHz. $R_1 = R_F = 100 \text{ k}\Omega$, napajalna napetost $U_{CC} = 15 \text{ V}$ in napetost nasičenja operacijskega ojačevalnika $U_A = -U_B = 14 \text{ V}$. Želimo, da je kondenzator C čim manjši. To pomeni, da moramo izbrati čim večjo upornost R .

Velikost upornosti R je omejena zaradi vhodnih napajalnih tokov (I_B) operacijskega ojačevalnika. Za 741 je $I_{Bmaks} \cong 500 \text{ nA}$. Minimalni polnilni tok kondenzatorja naj bo $I_{Cmin} = 100 I_{Bmaks}^- = 50 \text{ }\mu\text{A}$. V enem nihajnem ciklu se napetost na upor R spreminja. Ob preklopu doseže minimalno vrednost



Sl. 6.79 Astabilni multivibrator

$$U_{R\min} = U_A - \frac{U_A R_1}{R_1 + R_F} = \frac{U_A R_F}{R_1 + R_F} \text{ za } R_F = R_1 \text{ je } U_{R\min} = \frac{U_A}{2} = 7 \text{ V.}$$

Maksimalna vrednost upornosti R je

$$R_{\max} = \frac{U_{R\min}}{I_{C\min}} = \frac{7 \text{ V}}{50 \mu\text{A}} = 140 \text{ k}\Omega.$$

Iz podane frekvence nihanja $f = \frac{1}{2RC \ln\left(\frac{2R_1}{R_F} + 1\right)}$ izračunamo kapacitivnost

$$C = \frac{1}{2Rf \ln\left(\frac{2R_1}{R_F} + 1\right)} = \frac{1}{2 \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot 10^3 \cdot \ln 3} = 3250 \text{ pF.}$$

Upora R_1 in R_F dimenzioniramo tako, da teče skozi njih čim manjši tok. Hkrati pa moramo upoštevati, da je tok skozi R_1 in R_F vsaj 100 krat večji kot je vhodni napajalni tok I_B^+ .

Zgled 2. Za nesimetrični astabilni multivibrator na sliki 6.80 želimo določiti periodo nihanja in skicirati časovno odvisnost izhodne napetosti in napetosti na kondenzatorju. Predpostavimo, da je dioda idealna. Izhodna napetost je U_A ali U_B . $R_1 = R_F$, $R = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. Potrebno je določiti dve časovni konstanti. Za $u_{iz} = U_A$, ko dioda prevaja, je časovna konstanta $\tau_1 = (R \parallel R_2)C = 0,91 \text{ ms}$. Za $u_{iz} = U_B$, ko dioda ne prevaja, je časovna konstanta $\tau_2 = RC = 10 \text{ ms}$.

Iz pogoja

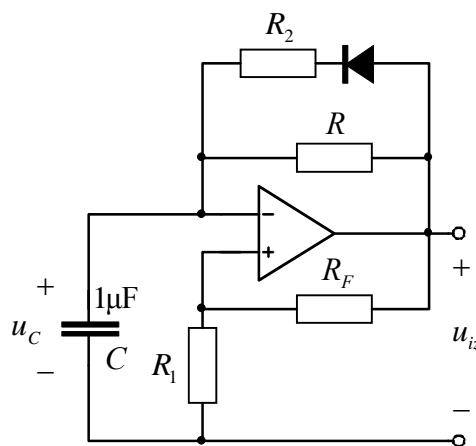
$$\frac{u_v^+ - u_{iz}}{R_F} + \frac{u_v^+}{R_1} = 0 \quad \text{in} \quad u_{iz} = U_A \quad \text{ali} \quad U_B$$

določimo pragovni napetosti

$$U_{TA} = U_A \frac{R_1}{R_1 + R_F} \quad \text{in} \quad U_{TB} = U_B \frac{R_1}{R_1 + R_F}.$$

Za $R_F = R_1$, sta

$$U_{TA} = \frac{U_A}{2} \quad \text{in} \quad U_{TB} = \frac{U_B}{2}.$$



SI.6.80 Nesimetrični astabilni multivibrator

Če upoštevamo izračunane mejne napetosti in obe časovni konstanti v splošni enačbi za napetost na kondenzatorju

$$u_C(t) = U_K + [u_C(t_0) - U_K] e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}$$

$$u_{C1}(t_1) = U_{TA} = U_A + [U_{TB} - U_A] e^{-\frac{t_1}{\tau_1}},$$

$$t_1 = \tau_1 \ln \frac{U_{TB} - U_A}{U_{TA} - U_A} = \tau_1 \ln \frac{\frac{U_B}{2} - U_A}{\frac{U_A}{2} - U_A}.$$

Za $U_A = -U_B$ je čas

$$t_1 = T_1 = \tau_1 \ln 3 = 0,91 \cdot 10^{-3} \cdot \ln 3 = 0,99 \cdot 10^{-3} = 1,0 \text{ ms}$$

Iz enačbe za napetost na kondenzatorju ob času t_2

$$u_C(t_2) = U_{TB} = U_B + [U_{TA} - U_B] e^{-\frac{t_2-t_1}{\tau_2}},$$

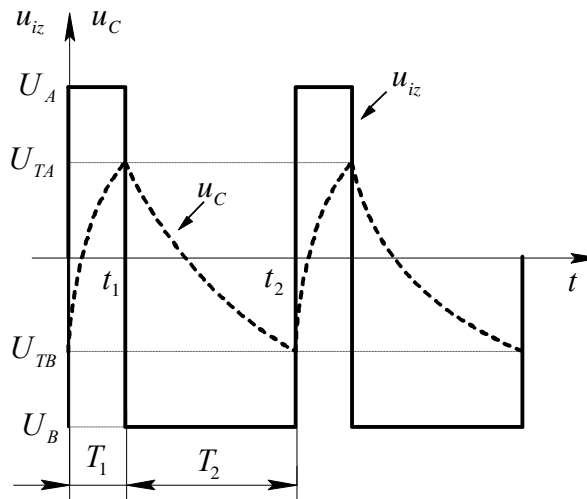
izračunamo T_2

$$t_2 - t_1 = T_2 = \tau_2 \ln \frac{U_{TA} - U_B}{U_{TB} - U_B} =$$

$$= \tau_2 \ln \frac{\frac{U_A}{2} - U_B}{\frac{U_B}{2} - U_B} = \tau_2 \ln 3,$$

$$T_2 = 10 \cdot 10^{-3} \cdot \ln 3 = 11 \text{ ms},$$

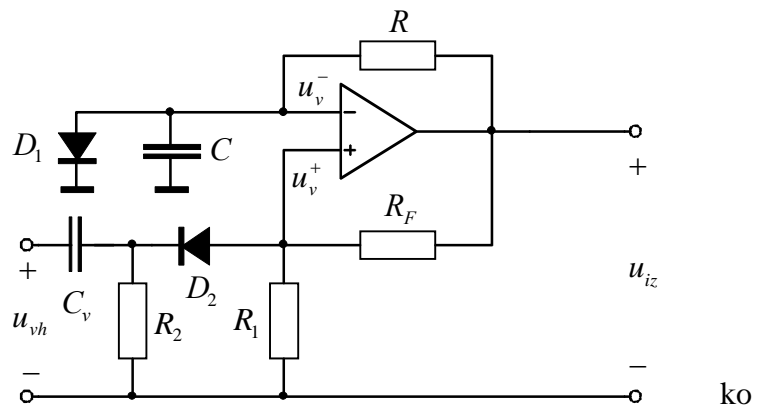
$$t_2 = t_1 + T_2 = 12 \text{ ms}.$$



Sl. 6.81 Časovni potek izhodne napetosti in napetosti na kondenzatorju

6.12.2 Monostabilni multivibrator

Na izhodu monostabilnega multivibratorja dobimo signal, če se na prožilnem vhodu pojavi impulz. Trajanje izhodnega impulza naj ne bi bilo odvisno od trajanja vhodnega impulza. Uporablja se za pretvorbo serije impulzov z različno amplitudo in različnim časom trajanja v serijo impulzov z enakim časom trajanja in enako amplitudo. Monostabilni multivibrator ima eno stabilno in eno nestabilno stanje. V stabilnem stanju, je na izhodu visok nivo U_A , pripne



Sl. 6.82 Monostabilni multivibrator

dioda D_1 napetost u_v^- na U_{K1} (dioda D_1 prevaja, u_v^- je na nizkem nivoju). Prožilno vezje sestavljajo kondenzator C_v , dioda D_2 in upor R_2 . Vrednost upornosti je $R_2 \gg R_1$ zato, da je u_v^+ določena samo z delilnikom R_F in R_1

$$u_v^+ \cong \frac{R_1 U_A}{R_1 + R_F}.$$

Vezje se sproži ob padcu impulza vhodne napetosti, ki se pojavi na kondenzatorju C_v . Zato se D_2 odpre in "potegne" napetost u_v^+ pod napetost u_v^- . Ker je $u_v^- > u_v^+$, preskoči izhodna napetost v nizko stanje $u_{iz} = U_B$. Sprememba napetosti na neinvertirajočem vhodu operacijskega ojačevalnika na vrednost $u_v^+ \cong \frac{R_1 U_B}{R_1 + R_F}$ povzroči, da se dioda D_2 zapre in s tem loči prožilno vezje od ostalega dela

vezja. Zaradi preskoka izhodne napetosti na nizek nivo, začne napetost na kondenzatorju C eksponencialno upadati proti vrednosti U_B . Dioda D_1 je v tem času zaporno polarizirana. Ko pade napetost u_v^- pod vrednost u_v^+ , preskoči izhodna napetost nazaj na vrednost U_A . Napetost $u_v^- = u_C$ začne naraščati proti napetosti U_A . Ko doseže vrednost U_{K1} diode D_1 , se ta odpre in omeji napetost u_v^- na vrednost U_{K1} . Izhod ostane na visokem nivoju ($u_{iz} = U_A$). Ko preskoči izhodna napetost na vrednost U_A , se mora napetost u_v^- vrniti na vrednost U_{K1} . Zato je potreben določen čas $T' - T$, v katerem se ne sme pojaviti nov impulz. Za čas $t > 0$ je napetost na kondenzatorju

$$u_v^- = u_C = U_B + (U_{KD1} - U_B) e^{-\frac{t}{RC}}.$$

Ob času $t = T$ je napetost

$$u_v^- = u_C = \frac{U_B R_1}{R_1 + R_F}.$$

Čas trajanja impulza izračunamo iz enačbe

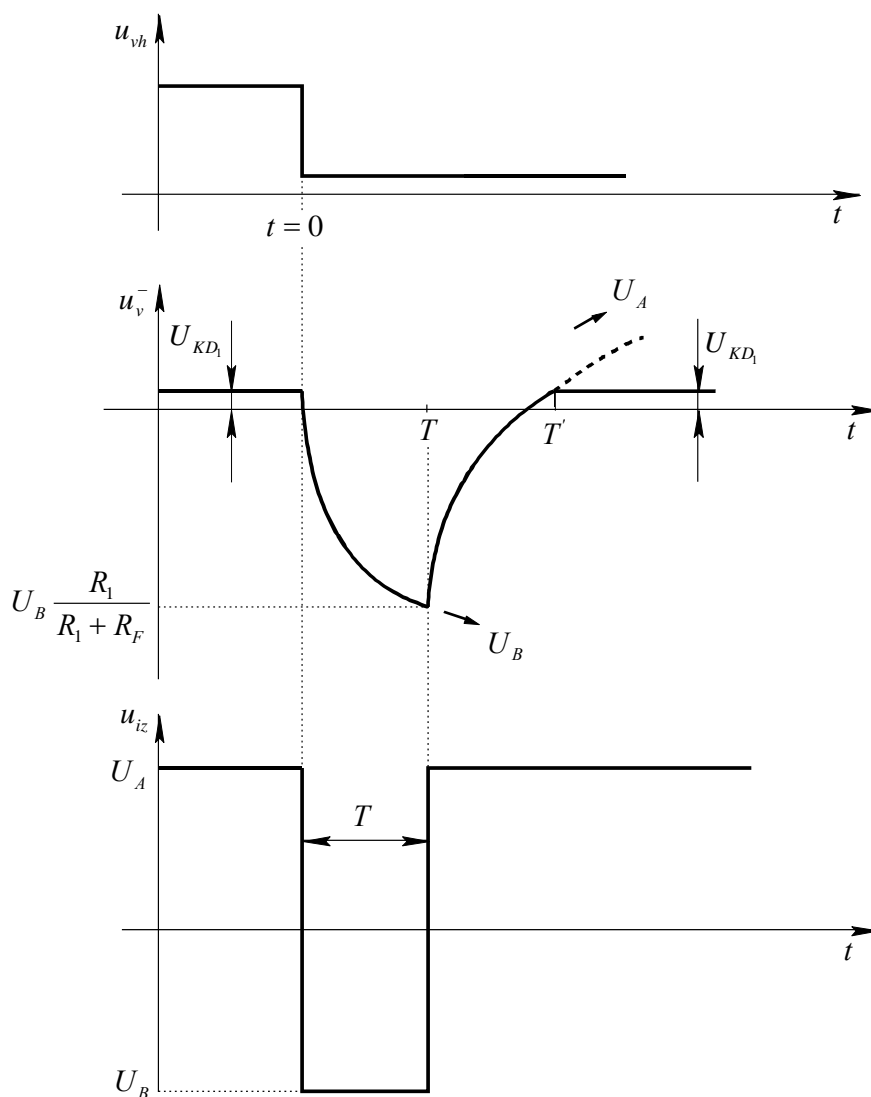
$$u_C(T) = \frac{U_B R_1}{R_1 + R_F} = U_B + (U_{KD_1} - U_B) e^{-\frac{T}{RC}},$$

$$T = RC \ln \frac{R_1 + R_F}{R_F} \left(1 - \frac{U_{KD_1}}{U_B}\right).$$

Ob predpostavki, da je $U_{KD_1} \ll |U_B|$ in $R_1 = R_F$, se enačba za čas trajanja impulza poenostavi

$$T = RC \ln 2 \cong 0,69RC.$$

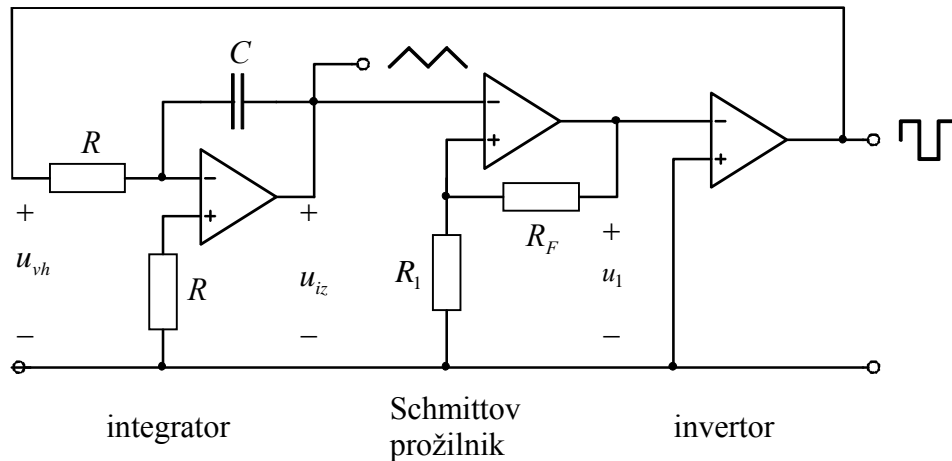
Časovne diagrame napetosti prikazuje slika 6.83.



Sl. 6.83 Časovni poteki napetosti

6.12.3 Generator trikotne in pravokotne napetosti

Osnova generatorja trikotne napetosti je integrator, krmiljen s pravokotnimi impulzi, ki jih daje neinvertirajoči Schmittov prožilnik. Namesto neinvertirajočega lahko uporabimo invertirajoči Schmittov prožilnik in invertor (slika 6.84)



Sl. 6.84 Generator trikotne in pravokotne napetosti

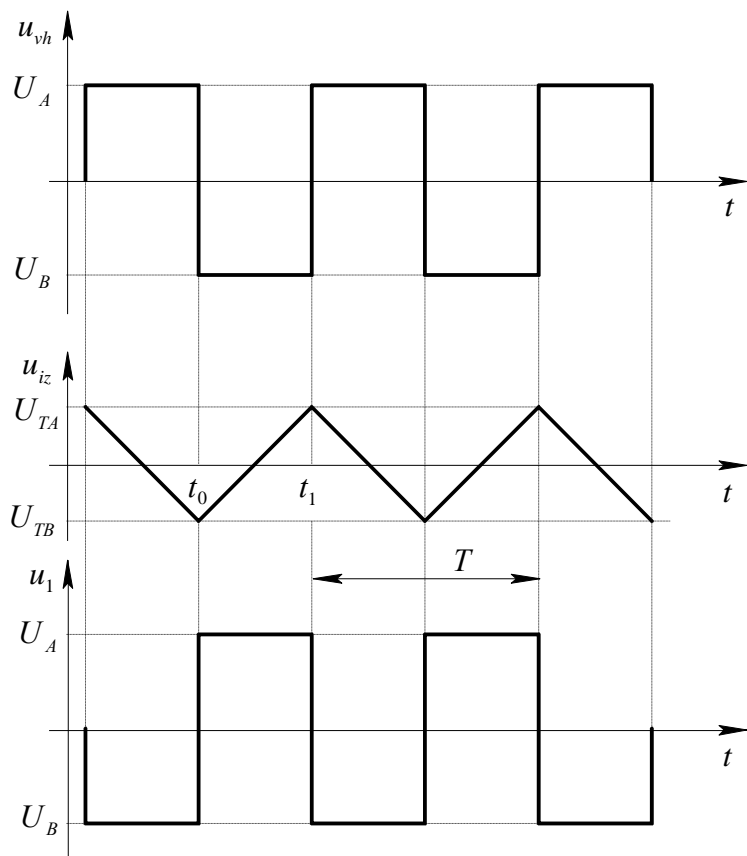
Ko se na vходу integratorja pojavi pozitiven del pravokotne napetosti, začne integratorjeva izhodna napetost linearno upadati in upada toliko časa, dokler ne doseže pragovne napetosti Schmittovega prožilnika

$$U_{TB} = \frac{R_1 U_B}{R_1 + R_F}$$

V tem trenutku prožilnik preklopi in na vходу integratorja se pojavi negativna napetost. Izhodna napetost integratorja začne naraščati in narašča do pragovne napetosti

$$U_{TA} = \frac{U_A R_1}{R_1 + R_F}$$

Časovni diagrami posameznih napetosti so prikazani na sliki 6.85.



U_{TA}, U_{TB} pragovna napetost Schmittovega prožilnika

$U_A = -U_B$ napetost nasičenja

Sl. 6.85 Časovni poteki napetosti

Izhodna napetost integratorja je podana z enačbo

$$u_{iz}(t) = u_{iz}(t_0) - \frac{1}{RC} \int_{t_0}^t u_{vh} dt.$$

Ker je vhodna napetost konstantna, se enačba poenostavi

$$u_{iz}(t) = u_{iz}(t_0) - \frac{1}{RC} u_{vh} \cdot (t - t_0).$$

S preureditvijo enačbe izračunamo časovni interval

$$t_1 - t_0 = \frac{RC [u_{iz}(t_0) - u_{iz}(t_1)]}{u_{vh}}.$$

Iz slike 6.85 odčitamo mejne vrednosti

$$u_{iz}(t_1) = U_{TA}, \quad u_{iz}(t_0) = U_{TB}, \quad u_{vh} = U_B,$$

in dobimo

$$t_1 - t_0 = \frac{RC(U_{TB} - U_{TA})}{U_B} = RC \frac{R_1}{R_1 + R_F} \cdot \frac{(U_B - U_A)}{U_B}.$$

Perioda nihanja T je podana z enačbo

$$T = 2(t_1 - t_0) = 2RC \frac{(U_B - U_A)}{U_B} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_F}.$$

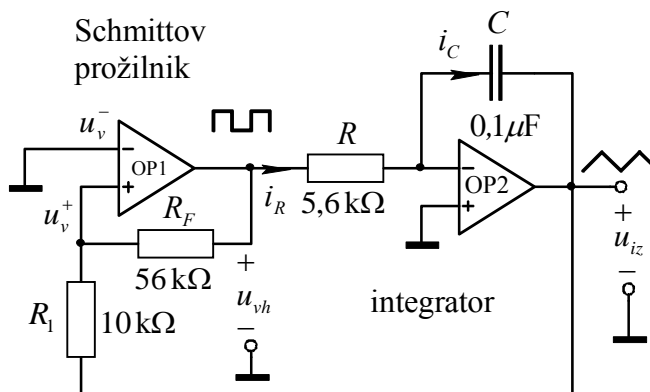
Hitrost naraščanja izhodne napetosti integratorja je odvisna od časovne konstante RC . Upor R je običajno potenciometer. Z njim lahko zvezno nastavljammo frekvenco nihanja. Spodnja vrednost upora R je omejena z velikostjo izhodnega toka operacijskega ojačevalnika Schmittovega prožilnika. Zgornjo vrednost upora R omejuje vhodni napajalni tok I_B operacijskega ojačevalnika integratorja. Če bi bila upornost prevelika, bi skozi kondenzator tekla precej manjši tok kot skozi upor. Zgornjo vrednost upora R izberemo tako, da je tok skozi R približno desetkrat večji kot vhodni napajalni tok operacijskega ojačevalnika. Zaradi cene in velikosti elementov izberemo kapacitivnost C čim manjšo.

Zgled: Za generator trikotne napetosti na sliki 6.86 izračunajmo frekvenco nihanja. Operacijski ojačevalnik OP1 je vezan kot Schmittov prožilnik. Upora R_F in R_1 predstavljata pozitivno povratno vezavo neinvertirajočega Schmittovega prožilnika. Napetost na pozitivnem vrodu operacijskega ojačevalnika OP1 določa enačba

$$\frac{u_v^+ - u_{iz}}{R_1} + \frac{u_v^+ - u_{vh}}{R_F} = 0.$$

Ker je $u_v^+ = u_v^- = 0$ in $u_{vh} = U_A$ ali U_B , sta mejni vrednosti izhodne napetosti integratorja

$$U_{TA} = -\frac{R_1}{R_F} U_B \quad \text{in} \quad U_{TB} = -\frac{R_1}{R_F} U_A.$$



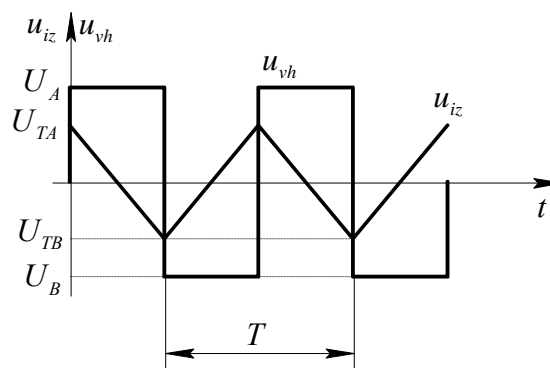
Sl. 6.86 Generator trikotne napetosti

Periodo nihanja izračunamo tako, da določimo čas vzpona (ali upada) integratorjeve izhodne napetosti. Predpostavimo, da sta oba časa enaka. Za integrator velja enačba

$$u_{iz}(t) = u_{iz}(t_0) - \frac{1}{RC} \int_0^t u_{vh} dt.$$

Pri konstantni vhodni napetosti ($u_{vh} = U_A$ ali U_B) se enačba poenostavi

$$u_{iz}(t) = u_{iz}(t_0) - \frac{u_{vh}}{RC} (t - t_0).$$



Sl. 6.87 Vhodna in izhodna napetost integratorja

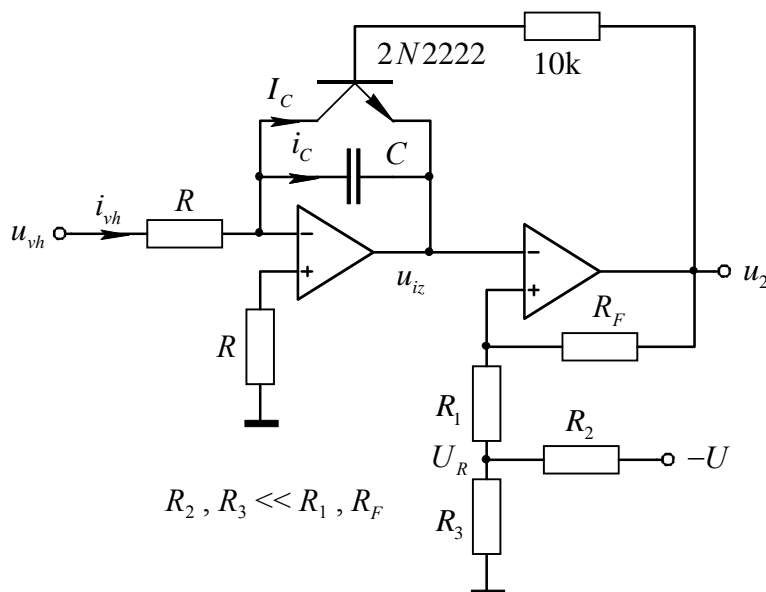
Za izračun periode nihanja vstavimo v enačbo za izhodno napetost $t = \frac{T}{2}$, $t_0 = 0$ in $u_{vh} = U_B$, ter dobimo

$$u_{iz}\left(\frac{T}{2}\right) = u_{iz}(0) - \frac{U_B}{RC} \cdot \frac{T}{2} \Rightarrow T = \frac{2RC(U_{TB} - U_{TA})}{U_B} = \frac{2RCR_1(U_B - U_A)}{R_F U_B}.$$

Za $U_A = -U_B$ je

$$T = \frac{4RCR_1}{R_F} = \frac{4 \cdot 5,6 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3}{56 \cdot 10^3} = 0,4 \text{ ms} \Rightarrow f = \frac{1}{T} = 2,5 \text{ kHz}.$$

6.12.4 Napetostno krmiljen relaksacijski oscilator

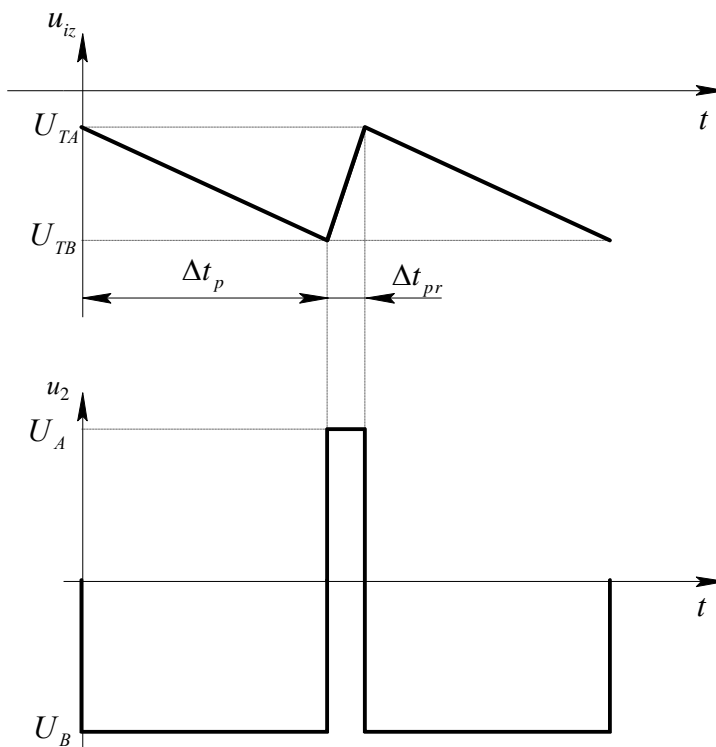


Sl. 6.88 Napetostno krmiljen oscilator

Napetostno krmiljen relaksacijski oscilator je sestavljen iz integratorja, Schmittovega prožilnika in vezja za praznjenje kondenzatorja.

Delovanje vezja:

Na vhod integratorja priklopimo pozitivno enosmerno napetost. Izhodna napetost integratorja prične linearno upadati. Ko doseže pragovno napetost U_{TB} Schmittovega prožilnika, ta preklopi na visoki nivo (U_A). Tranzistor se odpre in prazni kondenzator. Ko pade napetost na kondenzatorju in s tem izhodna napetost integratorja pod pragovno napetost U_{TA} , Schmittov prožilnik preklopi izhod na nizko stanje (U_B) in zapre tranzistor. Na sliki 6.89 sta prikazani izhodna napetost integratorja ter napetost na izhodu Schmittovega prožilnika.



Sl. 6.89 Izhodna napetost integratorja in Schmittovega prožilnika

Če upoštevamo, da sta $R_2, R_3 \ll R_1, R_F$, sta pragovni napetosti podani z enačbama:

$$U_{TA} = \frac{R_F}{R_1 + R_F} U_R + \frac{R_1}{R_1 + R_F} U_A, \quad U_{TB} = \frac{R_F}{R_1 + R_F} U_R + \frac{R_1}{R_1 + R_F} U_B.$$

Čas polnjenja kondenzatorja izračunamo iz enačb

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} = i_{vh} = \frac{u_{vh}}{R} \Rightarrow C \frac{\Delta u_{iz}}{\Delta t} = -\frac{u_{vh}}{R} \Rightarrow C \frac{\Delta u_{iz}}{t_p} = -\frac{u_{vh}}{R},$$

$$t_p = -RC \frac{\Delta u_{iz}}{u_{vh}}.$$

Čas praznjenja kondenzatorja je običajno omejen z velikostjo enosmernega kolektorskega toka tranzistorja v nasičenju (I_C). Ker velja enačba

$$I_C = C \frac{\Delta u_C}{\Delta t} = C \frac{\Delta u_C}{t_{pr}} = C \frac{\Delta u_{iz}}{t_{pr}}, \text{ je } t_{pr} = C \frac{\Delta u_{iz}}{I_C}.$$

Frekvenca nihanja je podana z enačbo

$$f = \frac{1}{t_p + t_{pr}}.$$

Območje linearnega delovanja je določeno z zgornjo in spodnjo mejno frekvenco. Zgornjo mejno frekvenco določimo iz pogoja, da je

$$t_p \cong 10t_{pr}, \quad f_{zg} = \frac{1}{11t_{pr}}.$$

Ker je frekvenca nihanja obratno sorazmerna upornosti R , smo pri nizkih frekvencah omejeni z velikostjo upora R , oziroma z vhodnim napajalnim tokom ojačevalnika (I_B). Zahtevamo, da je $i_{vh} \cong 10I_B$. Iz enačbe za t_p določimo spodnjo mejno frekvenco

$$t_p = -RC \frac{\Delta u_{iz}}{u_{vh}} = -RC \frac{\Delta u_{iz}}{i_{vh}R} = -C \frac{\Delta u_{iz}}{10I_B},$$

$$f_{sp} = \frac{1}{t_p} = \frac{10I_B}{C\Delta u_{iz}}.$$

Čas polnjenja t_p in čas praznjenja t_{pr} določata periodo nihanja. Če bi bil čas praznjenja $t_{pr} = 0$, bi bila perioda linearno odvisna od vhodne napetosti, saj je čas polnjenja kondenzatorja linearno odvisen od vhodne napetosti. Pri višjih frekvencah se čas polnjenja zmanjša, tako da se vpliv časa polnjenja poveča. S tem se poveča tudi nelinearnost med vhodno napetostjo in periodo nihanja.

Zgled: Za napetostno krmiljen oscilator (slika 6.88) izračunajmo upornost R in kapacitivnost C integratorja ter upornosti R_F , R_2 in R_3 Schmittovega prožilnika. Izračunajmo spodnjo mejno frekvenco f_{sp} in minimalno vhodno napetost pri spodnji mejni frekvenci.

Podatki:

operacijski ojačevalnik 741 z $I_B = 80 \text{ nA}$, $f_{zg} = 10 \text{ kHz}$, $\Delta u_{iz} = 10 \text{ V}$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$.

Praznilni tok tranzistorja $I_C = 1 \text{ A}$.

Zgornja pragovna napetost Schmittovega prožilnika $U_{TA} = -1 \text{ V}$.

Za $U_{vh} = 10 \text{ V}$ je frekvenca nihanja $f = 10 \text{ kHz}$.

Napajalna napetost $U^+ = -U^- = 15 \text{ V} = U_A = -U_B$.

Iz podane zgornje mejne frekvence izračunamo čas praznjenja kondenzatorja

$$f_{zg} = \frac{1}{11t_{pr}} \Rightarrow t_{pr} = \frac{1}{11f_{zg}} = \frac{1}{11 \cdot 10 \cdot 10^3} = 9,1 \mu\text{s}.$$

Iz izračunanega časa praznjenja kondenzatorja določimo vrednost kapacitivnosti

$$t_{pr} = C \frac{\Delta u_{iz}}{I_C} \Rightarrow C = \frac{I_C t_{pr}}{\Delta u_{iz}} = \frac{1 \cdot 9,1 \cdot 10^{-6}}{10} = 0,91 \mu\text{F}.$$

Čas polnjenja kondenzatorja določimo iz podane frekvence nihanja

$$f = \frac{1}{t_p + t_{pr}} \Rightarrow t_p = \frac{1}{f} - t_{pr} = \frac{1}{10 \cdot 10^3} - 9,1 \cdot 10^{-6} = 91 \mu\text{s}.$$

Iz izračunanega časa polnjenja kondenzatorja določimo upornost R

$$t_p = -RC \frac{\Delta u_{iz}}{u_{vh}} \Rightarrow R = -\frac{t_p}{C} \cdot \frac{u_{vh}}{\Delta u_{iz}} = -\frac{91 \cdot 10^{-6} \cdot 10}{0,91 \cdot 10^{-6} \cdot (-10)} = 100 \Omega.$$

Ker je vrednost upornosti R zelo majhna, je predhodna stopnja obremenjena s tokom

$$i_{vh} = \frac{u_{vh}}{R} = \frac{10}{100} = 100 \text{ mA}.$$

Za Schmittov prožilnik z referenčno napetostjo lahko zapišemo enačbo

$$\frac{u_v^+ - U_R}{R_1} + \frac{u_v^+ - u_2}{R_F} = 0 \Rightarrow u_v^+ = \frac{R_F}{R_1 + R_F} U_R + \frac{R_1}{R_1 + R_F} u_2.$$

Z upoštevanjem pragovnih napetosti in mejnih vrednosti napetosti u_2 dobimo dve enačbi

$$U_{TA} = \frac{R_F}{R_1 + R_F} U_R + \frac{R_1}{R_1 + R_F} U_A,$$

$$U_{TB} = \frac{R_F}{R_1 + R_F} U_R + \frac{R_1}{R_1 + R_F} U_B.$$

Če odštejemo drugo enačbo od prve, dobimo spremembo izhodne napetosti integratorja

$$\Delta u_{iz} = U_{TA} - U_{TB} = \frac{R_1}{R_1 + R_F} (U_A - U_B).$$

Ker je $U_A = -U_B$, je

$$\Delta u_{iz} = \frac{2R_1}{R_1 + R_F} U_A \Rightarrow R_F = \frac{(2U_A - \Delta u_{iz})R_1}{\Delta u_{iz}} = \frac{(30 - 10) \cdot 10 \cdot 10^3}{10} = 20 \text{ k}\Omega.$$

Za izračun upornosti R_2 in R_3 potrebujemo referenčno napetost U_R , ki jo izračunamo iz enačbe

$$U_{TA} = \frac{R_F}{R_1 + R_F} U_R + \frac{R_1}{R_1 + R_F} U_A.$$

Če upoštevamo podano pragovno napetost $U_{TA} = -1\text{V}$ je

$$U_R = \frac{U_{TA}(R_1 + R_F) - R_1 U_A}{R_F} = \frac{-1 \cdot (10 + 20) \cdot 10^3 - 10 \cdot 10^3 \cdot 15}{20 \cdot 10^3} = -9 \text{ V}.$$

Iz delilnika napetosti določimo razmerje upornosti

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{U_R}{-U} = \frac{-9}{-15} = \frac{3}{5}, \Rightarrow R_3 = 1,5 R_2.$$

Ker mora biti $R_2, R_3 \ll R_1, R_F$, izberemo $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ in izračunamo $R_3 = 1,5 \text{ k}\Omega$.

Spodnja mejna frekvenca

$$f_{sp} = \frac{10I_B}{C\Delta u_{iz}} = \frac{10 \cdot 80 \cdot 10^{-9}}{0,91 \cdot 10^{-6} \cdot 10} = 0,088 \text{ Hz}.$$

Čas polnjenja pri tako nizki frekvenci je

$$t_{p\max} = \frac{1}{f_{sp}} - t_{pr} = \frac{1}{0,088} - 9,1 \cdot 10^{-6} = 11,36 \text{ s.}$$

Minimalno vhodno napetost izračunamo iz maksimalnega časa polnjenja

$$t_{p\max} = -RC \frac{\Delta u_{iz}}{u_{vh\min}}$$

$$u_{vh\min} = -RC \frac{\Delta u_{iz}}{t_{p\max}} = -100 \cdot 0,91 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{-10}{11,36} = 80 \mu\text{V.}$$

Pri vhodni napetosti $80 \mu\text{V}$ bi oscilator nihal s frekvenco $0,088 \text{ Hz}$.

7. LITERATURA

- Beards, P., *Analog and Digital Electronics*, Prentice Hall, Inc., Englewood Clifs, 1987.
- Cathey, J., *Schaums Outline of Theory and Problems of Electronic Devices and Circuits*, Mc Graw-Hill, New York, 1989.
- Dowding, B., *Principles of Electronics*, Prentice Hall Inc., Englewood Clifs, 1988.
- Green D., C., *Electronics*, Longman Group Limited, London, 1995.
- Hambley, Allan R., *Electronics*, Macmillan Publishing Company, New York, 1994.
- Horowitz, P., Hill, W., *The Art of Electronics*, Cambridge University Press, New York, 1989.
- Irvine, Robert G., *Operational Amplifier*, Prentice Hall, Inc., 1987.
- Price T.E., *Analog electronic*, Prentice Hall Europe, 1997.
- Rynone, W., Jr., *Circuits-Design and Analysis*, Artech House, inc., Dedham, 1986.
- Schilling, D., Belove, C., *Electronic Circuits*, Mc Graw-Hill, 1989.
- Spence, R., *Linear Active Networks*, Wiley, New York, 1970.
- Watson, J., *Analog and switching circuit design*, John Wiley & Sons, 1989.