

## 7. OPERACIONI POJAČAVAČI I NJIHOVA PRIME- NA

Operacioni pojačavač predstavlja osnovno integrirano kolo u linearnoj analognoj elektronici. Odlikuje se veoma velikim pojačanjem, velikom ulaznom i malom izlaznom impedansom. Obično je izveden na jednoj silicijumskoj pločici - čipu jedna od primena operacionog pojačavača jeste realizacija elektronskih kola koja obavljaju matematičke operacije nad električnim signalima. Tako je nastao i naziv operacioni pojačavač. Razumljivo je da postoji više različitih tipova operacionih pojačavača namenjenih različitim primenama.

U ovom poglavlju najpre će se definisati idealni i realni operacioni pojačavač i biće razmatrane njihove primene. Te primene će se odnositi na linearna analogna kola. Treba napomenuti da operacioni pojačavač ima značajne primene i u impulsnoj i digitalnoj elektronici, što ovde neće biti razmatrano. Na kraju ovoga poglavlja biće obradjeni praktični operacioni pojačavači, njihova struktura, načini njihovog izvođenja i problemi koji se javljaju pri njihovoj upotrebi.

### 7.1. IDEALNI I REALNI OPERACIONI POJAČAVAČ

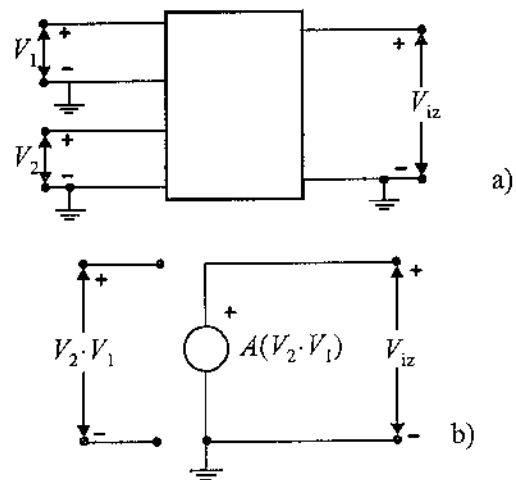
Sl. 7.1.1a predstavlja blok šemu operacionog pojačavača. Ovde će najpre biti razmotrena njegova idealizovana verzija za koju gornja blok šema, budući najopštija, također važi. Model idealnog operacionog pojačavača prikazan je na Sl. 7.1.1b. On pojačava razliku ulaznih signala, odnosno izlazni napon je:

$$(7.1.1) \quad V_{iz} = A \cdot (V_2 - V_1),$$

pri čemu se usvaja da je  $A$  pozitivan broj.

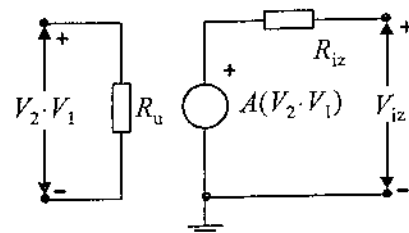
Ako se drugačije ne naznači idealni operacioni pojačavač ima beskonačno pojačanje, odnosno  $A \rightarrow \infty$ . Beskonačno pojačanje ne znači i beskonačan izlazni signal. Treba ga tako shvatiti da kada je  $V_{iz}$  konačno, razlika ulaznih signala postaje infinitezimalno mala odnosno  $(V_2 - V_1) \rightarrow 0$ . Ulazna otpornost je beskonačna,  $R_u \rightarrow \infty$ , odnosno u ulaznim priključcima ne teče struja. Izlazna otpornost je jednaka nuli,  $R_{iz} \rightarrow 0$ . Relacija (7.1.1) važi nezavisno od veličine razlike  $(V_2 - V_1)$  tj. opseg linearnosti prenosne karakteristike idealnog operacionog pojačavača nije ograničen. I, na kraju, propusni opseg idealnog operacionog pojača-

vača je beskonačan, odnosno amplitudska i fazna karakteristika ne zavise od frekvencije. Takav idealni operacioni pojačavač može se predstaviti modelom kao na Sl. 7.1.1b. Svaki od ulaznih krajeva se može nezavisno uzemljiti.



Sl. 7.1.1. a) Blok šema operacionog pojačavača. b) Model idealnog operacionog pojačavača.

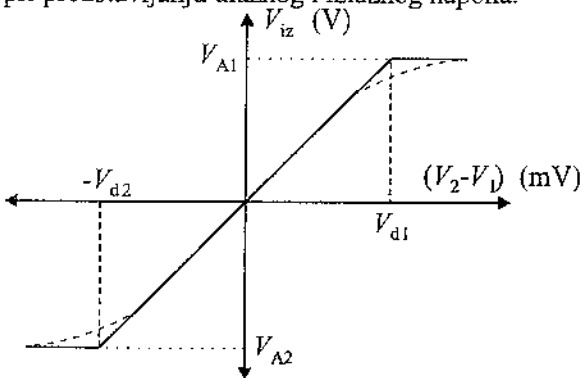
O osobinama realnih operacionih pojačavača će kasnije biti više reči. Ovde ćemo samo naznačiti neke od najvažnijih osobina istih kako bi se lakše razumele idealizacije koje su učinjene prilikom definisanja idealnog operacionog pojačavača. Realni operacioni pojačavač ima konačnu ulaznu i izlaznu impedansu i konačno pojačanje. To je posledica njegove praktične realizacije. Ulazna impedansa će biti, istini za volju, veoma velika, u zavisnosti od tipa diferencijalnog pojačavača na ulazu operacionog pojačavača, tako da se u najvećem broju primena može smatrati beskonačnom. Izlazna impedansa je reda nekoliko stotina oma.



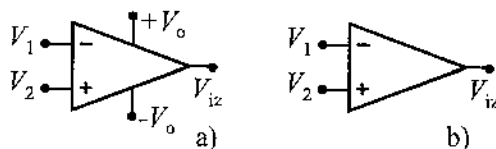
Sl. 7.1.2. Pojednostavljeni model realnog operacionog pojačavača

Ako se kod operacionog pojačavača primeni negativna reakcija, što je uvek slučaj, ona se može ekstremno smanjiti, u zavisnosti od veličine reakcije. Pojačanje operacionog pojačavača varira od tipa do tipa, ali bi se za prosečne vrednosti moglo uzeti pojačanje reda  $10^5$ , odnosno 100 dB. Na Sl. 7.1.2. prikazan je pojednostavljeni model realnog operacionog pojačavača.

Realni operacioni pojačavač, kao i svaki pojačavač, nije linearan, odnosno izlazni napon je nelinearna funkcija ulaznog. Naime, pri velikim ulaznim signalima, prenosna karakteristika pojačavača se zakrivljuje (zasićenje) tako da vrednost pojačanja opada. Ipak uvek postoji jedna oblast za vrednosti ulaznog napona kada se karakteristika može smatrati linearnom. Prenosna karakteristika operacionog pojačavača može se približno predstaviti kao na Sl. 7.1.3. Prilikom razmatranja ove karakteristike treba naročito obratiti pažnju na razliku u razmeri koja je korišćena pri predstavljanju ulaznog i izlaznog napona.



Sl. 7.1.3. Prenosna karakteristika operacionog pojačavača



Sl. 7.1.4. Šematski prikaz operacionog pojačavača.  $V_1$  i  $V_2$  signali pobude,  $V_o$  napon napajanja i  $V_{iz}$  – izlazni napon

Naponi  $V_{A1}$  i  $V_{A2}$  su one vrednosti za koje se gubi linearnost i kada je izlazni napon u zasićenju i određuju dinamiku izlaznog napona. Oni zavise od upotrebljenih komponenata i veličine napona izvora za napajanje. Tipične vrednosti ovih napona su od 5 do 15 V. Najčešće operacioni pojačavač je simetričan pa je  $V_{A1} = V_{A2}$ .

Opseg vrednosti ulaznih napona pri kome se zadržava linearnost je veoma mali, što je i razumljivo s obzirom na veliko pojačanje. Kod simetričnog operacionog pojačavača  $V_{d1} = V_{d2} = V_d$  i ova vrednost je uvek manja od nekoliko milivolti.

Pojednostavljeni model realnog operacionog poja-

čavača sa Sl. 7.1.2. primenjuje se da bi se dobili osnovni pokazatelji u pojedinim primenama. Čak, najčešće se smatra da je ulazna otpornost beskonačna. Međutim praktično izvodjenje operacionog pojačavača dovodi do toga da se javljaju i ostali efekti: konačan faktor potiskivanja srednje vrednosti tako da izlazni napon zavisi i od srednje vrednosti ulaznih napona; pojava naponskog i strujnog ofseta, veoma mala širina propusnog opsega, uticaj izvora za napajanje itd. O ovim osobinama i njihovom uticaju biće kasnije reči.

Blok operacionog pojačavača sa Sl. 7.1.1a. najčešće se šematski predstavlja kao na Sl. 7.1.4. Razlika u predstavljanju je u odsustvu priključaka mase koji se sada jednostavnosti radi ne prikazuju ali se podrazumevaju.

Ulazni priključak označen sa "-" naziva se invertujući ulaz, jer kada je  $V_2 = 0$  (vezan za nulu) (7.1.2)  $V_{iz} = -A \cdot V_1$ , pa su ulazni i izlazni napon u protiv-fazi.

Slično, kada je  $V_1 = 0$  (7.1.3)  $V_{iz} = A \cdot V_2$

pa su ulazni i izlazni naponi u fazi. Ulazni priključak označen sa "+" naziva se neinvertujući ulaz.

## 7.2 OSNOVNE PRIMENE OPERACIONIH POJAČAVAČA

Kao što je već istaknuto ovde će se opisati primene operacionih pojačavača u linearnim analognim kolima. S obzirom na veliku brojnost primena biće razmatrane samo one najosnovnije. O nekim drugim biće kasnije reči, na primer kod oscilatora i stabilizatora jednosmernih napona.

Operacioni pojačavač se uvek primenjuje sa spoljnim dodatnim komponentama, najčešće pasivnim. Od tih dodatnih spoljnih kola obavezno je ono koje ostvaruje negativnu povratnu spregu sa izlaza operacionog pojačavača na njegov ulaz. Stoga se broj  $A$  najčešće naziva pojačanje sa otvorenom petljom. Ako se radi o pasivnim kolima za dovodjenje signala povratne sprege koristi se invertujući ulaz. Osnovni razlog za uvođenje negativne reakcije su velike tolerancije koje se javljaju pri proizvodnji operacionih pojačavača. Na primer, ako neki tip operacionih pojačavača ima nominalno pojačanje 10.000, tokom proizvodnje, pri istim uslovima, dobiće se pojačavači čije pojačanje varira od 5.000 do 15.000. Uzrok ovome je velika složenost kola operacionog pojačavača i nemogućnost da se pri proizvodnji striktno zadrže konstantnim svi tehnološki parametri. Naknadna selekcija bi zahtevala dosta vremena i podizala bi cenu komponente. U poglavlju 4 prikazano je da se primenom negativne povratne sprege ovi problemi mogu uspešno rešiti. To isto važi i za smanjivanje osetlji-

vosti pojačanja na promene napona izvora za napajanje, promene temperature kao i starenja komponenti (nestabilnost veličine pojačanja i sl.). Uz to se primenom negativne reakcije povećava propusni opseg operacionog pojačavača.

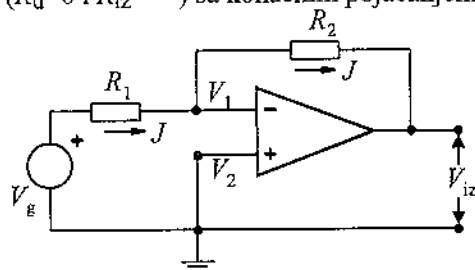
### 7.2.1 Invertorski pojačavač

Jedno od najčešće korišćenih kola sa operacionim pojačavačem koje se naziva invertorski pojačavač, ili samo invertor, prikazan je na Sl. 7.2.1.

Korišćen je invertujući ulaz, pa će izlazni i ulazni napon biti u protiv-fazi. Stoga i naziv ovom pojačavaču - invertor. Drugi ulaz, neinvertujući, vezan je za masu, odnosno  $V_2=0$ . Otpornici  $R_1$  i  $R_2$  čine kolo negativne povratne sprege. Potražimo najpre pojačanje invertora kao

$$(7.2.1) \quad A_v = V_{iz} / V_g,$$

ako je operacioni pojačavač idealni naponski pojačavač ( $R_u=0$  i  $R_{iz}=\infty$ ) sa konačnim pojačanjem:  $A$ .



Sl. 7.2.1. Invertorski pojačavač

Sistem jednačina koji opisuje kolo je

$$(7.2.2a) \quad \frac{V_1 - V_g}{R_1} + \frac{V_1 - V_{iz}}{R_2} = 0.$$

$$(7.2.3) \quad V_{iz} = -A \cdot V_1,$$

pošto je  $V_2=0$ .

Sistem jednačina (7.2.2a) i (7.2.3) predstavlja potpun skup jednačina za određivanje napona čvorova u kolu. S obzirom da je invertor predstavnik veoma široke klase linearnih elektronskih kola koja sadrže jedan ili više operacionih pojačavača, od izuzetnog je značaja da čitalac uoči postupak formulacije jednačina za ovo kolo. Naime, i pored toga što kolo sa Sl. 7.2.1 sadrži tri čvora, napisana je samo jedna jednačina po prvom Kirchhoff-ovom zakonu i to jednačina (7.2.4). Za ulazni čvor nije napisana jednačina zato što je napon tog čvora poznat i iznosi  $V_g$ . Za izlazni čvor nije napisana jednačina iz istog razloga mada to nije eksplicitno vidljivo. Naime za izlazni čvor je priključen idealni naponski generator čija je struja određena spoljnim kolom, a vrednost napona je određena kontrolišućim naponom  $V_1$ . Ako se zna  $V_1$  izlazni napon je poznat. Stoga ostaju dve nepoznate koje su povezane Kirchhoff-ovom relacijom za ulazni čvor operacionog pojačavača (7.2.2a) i jednačinom koja pred-

stavlja model operacionog pojačavača (7.2.3). U daljem tekstu biće praćen ovaj način formulacije jednačina.

Eliminacijom napona  $V_1$  iz zadnje dve jednačine dobija se

$$(7.2.4) \quad \frac{R_2}{R_1} V_g = -V_{iz} \left[ 1 + \frac{1}{A} (1 + R_2 / R_1) \right].$$

Zbog velikog pojačanja operacionog pojačavača  $A$  i s obzirom na praktične vrednosti otpornosti  $R_2$  i  $R_1$  važiće:

$$(7.2.5) \quad \frac{1}{A} (1 + R_2 / R_1) \gg 1.$$

Koristeći ovu nejednakost, za invertor u koji je ugradjen idealni operacioni pojačavač sa beskonačnim pojačanjem dobija se

$$(7.2.6) \quad V_{iz} = -\frac{R_2}{R_1} V_g.$$

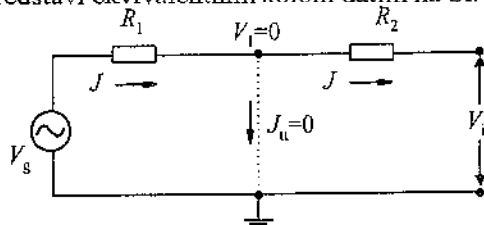
Tako, pojačanje invertora za slučaj kada je pojačanje pojačavača beskonačno iznosi

$$(7.2.7) \quad A_v = -R_2 / R_1.$$

Pojačanje zavisi samo od odnosa otpornosti  $R_2/R_1$ , a ne i od pojačanja osnovnog operacionog pojačavača. Ovaj rezultat je očekivan jer se radi o pojačavaču sa velikom negativnom povratnom spregom. Ovo važi samo pod uslovom da je  $A$  dovoljno veliko što čini i kružno pojačanje velikim. Kako veličina  $A$  opada sa porastom frekvencije, važnost izraza (7.2.7) ograničena je na niske frekvencije. Takodje je  $A_v$  znatno manje od  $A$ . Iz ovoga sledi

$$(7.2.8) \quad V_1 \ll V_g.$$

Sa porastom pojačanja operacionog pojačavača  $A$ , napon  $V_1$  je sve manji i približava se nuli. U slučaju da je  $V_1=0$ , invertujući i neinvertujući ulaz su na istom potencijalu. Pošto je neinvertujući ulaz na potencijalu mase kaže se da je invertujući ulaz na "virtuelnoj masi". Na taj način se invertor sa Sl. 7.2.1 može da predstavi ekvivalentnim kolom datim na Sl. 7.2.2.



Sl. 7.2.2. Ekvivalentno kolo invertora

U ekvivalentnom kolu ulaz operacionog pojačavača je kratko spojen, samo, kroz taj kratki spoj ne teče struja.

Prilikom formulacije jednačina za kola kod kojih je ulaz na virtuelnoj masi jedna nepoznata je eliminisana (u ovom slučaju  $V_1$ ) pa ostaje da se napiše samo jednačina za ulazni čvor operacionog pojačavača:

$$(7.2.2b) \quad -V_g/R_1 - V_{iz}/R_2 = 0,$$

odakle se lako nalazi pojačanje.

Izvedeni izrazi (7.2.6) ili (7.2.2b) su aproksimativni. Od interesa je, s obzirom na velike promene pojačanja operacionog pojačavača  $A$ , da ustanovimo koliki je uticaj tih promena na promene pojačanja invertora  $A_v$ .

Iz tačnog izraza datog sa (7.2.4) dobija se:

$$(7.2.9) \quad A_v = \frac{V_{iz}}{V_g} = \frac{R_2/R_1}{1 + (1 + R_2/R_1)/A}$$

Pre nego sagledamo uticaj varijacija pojačanja razmotrimo sledeći primer.

#### Primer 7.2.1

Izračunati veličinu pojačanja invertora sa Sl. 7.2.1 u kome je upotrebljen idealni operacioni pojačavač sa beskonačnim pojačanjem  $R_1=2 \text{ k}\Omega$  i  $R_2=20 \text{ k}\Omega$ . Zatim odrediti veličinu pojačanja invertora ako je pojačanje operacionog pojačavača konačno i dobija vrednosti: a)  $10^5$ , b)  $10^3$ , c) 100, d) 10 i e) 1.

Rešenje:

Iz (7.2.7) dobija se  $A_v = -R_2/R_1 = -10$ .

Kada je pojačanje operacionog pojačavača konačno dobijaju se vrednosti iz sledeće tabele.

$A$	$10^5$	$10^3$	100	10	1
$A_v$	9,999	9.891	9.009	4.762	0.833

Analizom dobijenih rezultata zaključujemo da zbog veoma velikog kružnog pojačanja invertora, u ovom kolu, pad pojačanja operacionog pojačavača postaje primetan tek kada pojačanje opadne za svih hiljadu puta.

Razmotrimo sada opštiji slučaj. Neka se  $A$  promenilo na  $A + \Delta A$ . Tada će se pojačanje invertora promeniti i biće:

$$(7.2.10) \quad A_v + \Delta A_v = -\frac{R_2/R_1}{1 + \frac{1 + R_2/R_1}{A + \Delta A}}$$

Eliminacijom pojačanja  $A_v$  iz dveju zadnjih jednačina dobija se:

$$(7.2.11) \quad \Delta A_v = \frac{-\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\beta} \cdot \frac{\Delta A}{A(A + \Delta A)}}{\left[1 + \frac{1}{A} \cdot \frac{1}{\beta}\right] \left[1 + \frac{1}{A + \Delta A} \cdot \frac{1}{\beta}\right]}$$

gde je  $\beta = (R_1 + R_2)/R_1$

Ako je pojačanje  $A$  dovoljno veliko, a  $\Delta A$  ne preterano veliko, važiće:

$$(7.2.12a) \quad \frac{1}{A + \Delta A} (1 + R_2/R_1) \ll 1$$

i

$$(7.2.12a) \quad \frac{1}{A} (1 + R_2/R_1) \ll 1.$$

Primenom ove nejednakosti u (7.2.11) i stav-

ljanjem da je  $R_2/R_1 = -A_{v0}$  dobija se

$$(7.2.13) \quad \frac{\Delta A_v}{A_{v0}} = \frac{\Delta A}{A} \frac{1 - A_{v0}}{A(1 + \Delta A/A)}$$

Na osnovu ovoga može da se odredi odnos

$$(7.2.14) \quad \frac{\Delta A_v/A_{v0}}{\Delta A/A} = \frac{1 - A_{v0}}{A(1 + \Delta A/A)} = \frac{1 + R_2/R_1}{A(1 + \Delta A/A)}$$

koji se naziva logaritamska osetljivost i pokazuje odnos relativnih promena pojačanja invertora i pojačanja operacionog pojačavača (7.2.12a).

#### Primer 7.2.2

Dat je operacioni pojačavač čije pojačanje varira za 50%. Potrebno je napraviti inverter čije je nominalno pojačanje  $A_{v0} = -100$  sa dozvoljenom varijacijom od 1%. Odrediti najmanju prihvatljivu vrednost pojačanja operacionog pojačavača.

Rešenje:

Iz zadatih vrednosti izračunavamo da je  $\Delta A_v/A_{v0} = -0.01$  i  $\Delta A/A = -0.5$ . Ovde treba imati na umu da je  $A$  pozitivan broj i da je to najveća moguća vrednost pojačanja. Stoga  $\Delta A$  mora biti negativno. S druge strane,  $A_{v0} = -R_2/R_1$  je negativan broj. Smanjenje pojačanja  $A$  ima za posledicu smanjenje apsolutne vrednosti  $A_v$ , a to znači da je  $\Delta A_v$  pozitivan broj. Zato su oba relativna priraštaja negativna. Sada iz (7.2.14) lako dobijamo  $A = 3367$

#### 7.2.1.1 Ulazna i izlazna impedansa invertora

Ulazna impedansa invertora "gledana" od strane generatora je

$$(7.2.15) \quad Z_u = V_g/J.$$

Primenjujući ekvivalentno kolo sa Sl. 7.2.2 dobija se

$$(7.2.16) \quad Z_u = R_1.$$

Ovo omogućava da se pri datoj željenoj vrednosti pojačanja invertora ( $A_v$ ), otpornost  $R_1$  odredi prema prirodi generatora. Na primer ako se želi da  $R_u = R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ , a pojačanje  $A_v = -100$ , dobija se vrednost  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ .

Izračunavanje ulazne impedanse imalo je za pretpostavku da je ulaz invertora na virtuelnoj masi, odnosno da je ulazna impedansa operacionog pojačavača beskonačna. Pokazaćemo da i konačna ulazna impedansa operacionog pojačavača neće imati uticaj na ulaznu impedansu invertora.

Na Sl. 7.2.3 prikazan je deo invertora iza otpornika  $R_1$ . Impedansa  $Z_1$  predstavlja ulaznu impedansu ostatka kola. Pretpostavimo najpre da  $R_u \rightarrow \infty$ . Ulazna impedansa  $Z_1$  je:

$$(7.2.17a) \quad Z_1 = V_1 / J$$

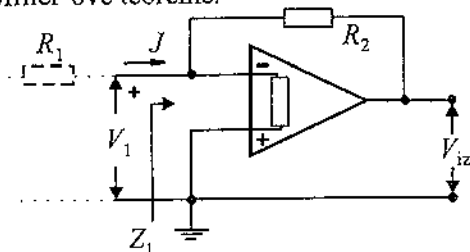
gde je

$$(7.2.17b) \quad J = (V_g - V_1) / R_1 = (V_1 - V_{iz}) / R_2.$$

Zamenjujući struju  $J$  dobija se

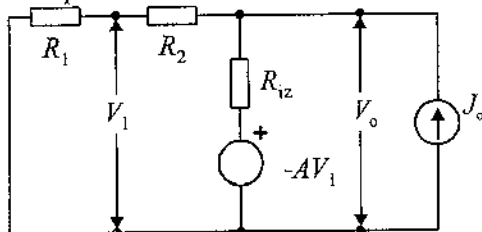
$$(7.2.18) \quad Z_1 = R_2 / (1 - V_{iz} / V_1) = R_2 / (1 - A)$$

Ovaj bi se izraz inače dobio i direktnom primenom Miller-ove teoreme.



Sl. 7.2.3 Kolo za izračunavanje ulazne impedanse dela invertora

Pošto je  $A$  veliki broj,  $Z_1$  je malo. Na primer kod pojačavača kod koga je  $R_2=100 \text{ k}\Omega$  i  $A=10.000$ , dobija se  $Z_1 \approx 10 \Omega$ .



Sl. 7.2.4 Kolo za izračunavanje izlazne impedanse invertora

Kad je  $R_u \neq \infty$ , računa se kao paralelna veza sa  $Z_1$ . Kako je uvek  $R_u \gg Z_1$ , ono praktično nema uticaj na veličinu ulazne otpornosti iza otpornika  $R_1$ . Što se tiče ulazne otpornosti invertora  $Z_u=Z_1+R_1$ , ona praktično ostaje jednaka  $R_1$  zbog male vrednosti impedanse  $Z_1$ .

Za izračunavanje izlazne impedanse invertora koristićemo kolo sa Sl. 7.2.4. U ovom kolu ulazni generator je kratko spojen, a primenjen je model operacionog pojačavača sa Sl. 7.1.2 i uzeto je da je ulazna impedansa operacionog pojačavača beskonačna. Priključeni generator  $J_o$  na izlazu pojačavača i napon na njemu definiše izlaznu otpornost.

$$(7.2.19) \quad Z_o = V_o / J_o.$$

Sa Sl. 7.2.4 imamo

$$(7.2.20) \quad V_1 / R_1 + (V_1 - V_o) / R_2 = 0$$

$$(7.2.21) \quad (V_o - V_1) / R_2 + (V_o + A \cdot V_1) / R_{iz} = J_o.$$

Eliminacijom napona  $V_1$  iz ovih jednačina dobija se:

$$(7.2.22) \quad Z_o = R_{iz} / \left( 1 + \frac{R_{iz}}{R_1 + R_2} + \frac{A \cdot R_1}{R_1 + R_2} \right).$$

Pošto je izlazna otpornost operacionog pojačavača  $R_{iz}$  mala (reda nekoliko stotina oma) važiće:

$$(7.2.23) \quad \frac{R_{iz}}{R_1 + R_2} + 1 \ll \frac{A \cdot R_1}{R_1 + R_2}.$$

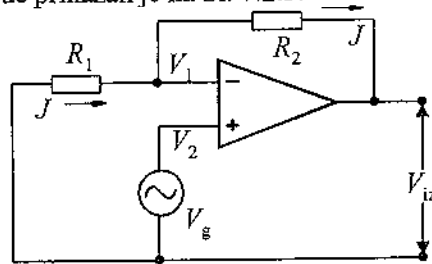
Sa ovom nejednakošću (7.2.22) postaje

$$(7.2.24) \quad Z_o = R_{iz} \frac{1 + R_2 / R_1}{A}.$$

Kako je  $A \gg (1 + R_2 / R_1)$  izlazna otpornost invertora je znatno smanjena u odnosu na izlaznu otpornost operacionog pojačavača. Za posmatrani primer:  $A=10.000$ ,  $R_1=1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2=100 \text{ k}\Omega$  i, čak ako je  $R_{iz}=500 \Omega$ , za izlaznu impedansu invertora dobija se  $Z_o=5 \Omega$ .

## 7.2.2 Neinvertorski pojačavač

Kod neinvertorskog pojačavača pobudni signal se dovodi na neinvertujući ulaz tako da su izlazni i ulazni signali u fazi. Pri tome je, iz već navedenih razloga, zadržano kolo negativne reakcije. Neinvertorski pojačavač prikazan je na Sl. 7.2.5.



Sl. 7.2.5 Neinvertorski pojačavač

Za kolo sa Sl. 7.2.5 može da se napiše sledeći sistem jednačina:

$$(7.2.25) \quad V_{iz} = A \cdot (V_2 - V_1)$$

$$(7.2.26) \quad V_2 = V_g$$

$$(7.2.27) \quad V_1 / R_1 + (V_1 - V_{iz}) / R_2 = 0.$$

Jednačina (7.2.25) predstavlja model operacionog pojačavača, (7.2.26) je konturna jednačina koja se ovde nameće zato što je upotrebljen idealni naponski generator na ulazu, a (7.2.27) je jednačina potencijala čvorova napisana za invertujući ulaz.

Iz ovih jednačina dobija se pojačanje

$$(7.2.28) \quad A_v = V_{iz} / V_g = A / [1 + A \cdot R_1 / (R_1 + R_2)].$$

Ako je pojačanje  $A$  veliko važiće

$$(7.2.29) \quad A \cdot R_1 / (R_1 + R_2) \gg 1$$

pa je približna vrednost pojačanja neinvertorskog pojačavača:

$$(7.2.30) \quad A_v = 1 + R_2 / R_1.$$

Isti rezultat bi se dobio, ako bi se unapred pretpostavilo veliko pojačanje, odnosno da je  $V_1=V_2=V_g$ , preko jednačine:

$$(7.2.31) \quad V_g / R_1 + (V_g - V_{iz}) / R_2 = 0.$$

U svakom slučaju, za dovoljno veliko pojačanje

operacionog pojačavača, pojačanje neinvertorskog pojačavača ne zavisi od  $A$ .

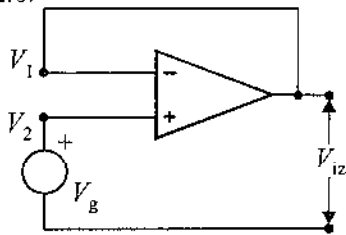
Ulazna impedansa neinvertorskog pojačavača jednaka je ulaznoj impedansi operacionog pojačavača.

Istim postupkom računanja kao kod invertorskog pojačavača za osetljivost neinvertorskog pojačavača dobilo bi se

$$(7.2.32) \quad \frac{\Delta A_v}{A_{v0}} = \frac{\Delta A}{A} \frac{1 + R_2/R_1}{A_{v0} + A(1 + \Delta A/A)}$$

S obzirom da je  $A(1 + \Delta A/A) \gg A_{v0}$ , relativne osetljivosti pojačanja oba pojačavača (invertujućeg i neinvertujućeg), ako su im pojačanja jednaka po modulu, približno su jednake.

Moguće je realizovati neinvertorski pojačavač stavljajući da je  $R_1 = \infty$  i  $R_2 = 0$ . Ovakav pojačavač koji se naziva *jedinični naponski pojačavač* prikazan je na Sl. 7.2.6.



Sl. 7.2.6. Jedinični naponski pojačavač

Rešavanjem jednačine:

$$(7.2.33) \quad V_{iz} = A \cdot (V_2 - V_1) = A \cdot (V_g - V_{iz})$$

dobija se za pojačanje:

$$(7.2.34) \quad A_v = \frac{A}{1 + A}$$

Ako je  $A \gg 1$  pojačanje kola sa Sl. 7.2.6 je

$$(7.2.35) \quad A_v = 1.$$

Ulazna impedansa ovog pojačavača jednaka je ulaznoj impedansi operacionog pojačavača. Izlazna impedansa za  $A \rightarrow \infty$  bila bi nula. Praktične vrednosti za izlaznu impedansu  $R_0$  reda su desetih delova oma.

Jedinični naponski pojačavač ima vrlo veliku ulaznu otpornost i vrlo malu izlaznu otpornost te se koristi kao *razdvojni (izolacion) pojačavač* između generatora velike izlazne otpornosti i potražšača male otpornosti.

### 7.2.3 Diferencijalni balansni pojačavač

Operacioni pojačavač u suštini ima istu ulogu kao i diferencijalni pojačavač pošto je njegov izlazni napon jednak pojačanoj razlici ulaznih napona. Zbog izuzetno velikog pojačanja, međjutim, on ne može da se koristi bez negativne povratne sprege. Pri tome konfiguracija spoljnog kola treba i dalje da obezbedi zavisnost izlaznog signala samo od razlike ulaznih. Jedno takvo kolo koje se naziva diferencijalni balansni pojačavač prikazano je na Sl. 7.2.7.

Za kolo sa Sl. 7.2.7 može se postaviti sledeći sis-

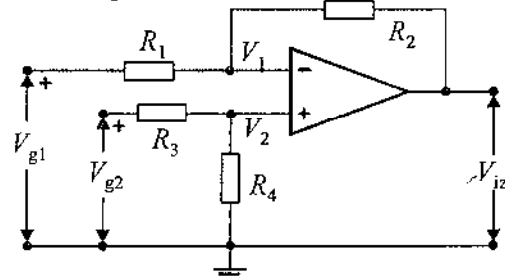
tem jednačina:

$$(7.2.36) \quad \frac{V_{g1} - V_1}{R_1} = \frac{V_1 - V_{iz}}{R_2}$$

$$(7.2.37) \quad (V_2 - V_{g2})/R_3 + V_2/R_4 = 0.$$

$$(7.2.38) \quad V_{iz} = A \cdot (V_2 - V_1),$$

gde je uzeto da  $A$  predstavlja samo diferencijalno pojačanje operacionog pojačavača odnosno da je pojačanje srednje vrednosti jednako nuli. Ova pretpostavka je obično opravdana.



Sl. 7.2.7. Diferencijalni balansni pojačavač (kolo za oduzimanje)

Iz ovih jednačina dobija se

$$(7.2.39a) \quad \frac{V_{g1}}{R_1} - \frac{V_{g2}}{R_1} \left( \frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} \right) = -\frac{V_{iz}}{R_2} \left[ 1 + \frac{1}{A} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]$$

Imajući u vidu da je

$$(7.2.40) \quad \frac{1}{A} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \ll 1,$$

(7.2.39) svodi se na

$$(7.2.39b) \quad \frac{V_{g1}}{R_1} - \frac{V_{g2}}{R_1} \left( \frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} \right) = -\frac{V_{iz}}{R_2} \left[ 1 + \frac{1}{A} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]$$

Ako se vrednost otpornika  $R_1, R_2, R_3$  i  $R_4$  podese tako da izraz u zagradi gornje jednačine bude jednak jedinici, odnosno ako je ispunjen uslov

$$(7.2.41) \quad R_1 R_4 = R_2 R_3,$$

dobija se

$$(7.2.39c) \quad V_{iz} = \frac{R_2}{R_1} (V_{g2} - V_{g1}).$$

Time je ispunjen zahtev da se pojačava samo razlika ulaznih signala i da se pojačanje može regulisati. Čitaocu se preporučuje da ponovi analizu ovog kola za slučaj da je pojačanje sa otvorenom petljom beskonačno stavljajući  $V_1 = V_2$  umesto (7.2.38).

Razmotrimo sada precizni diferencijalni pojačavač kod koga ne može da se zanemari uticaj pojačanja srednje vrednosti operacionog pojačavača odnosno kada faktor potiskivanja operacionog pojačavača nije beskonačan. Od interesa su vrednosti pojačanja

razlike i pojačanja srednje vrednosti kao i faktora potiskivanja diferencijalnog balansnog pojačavača. U tom cilju za izlazni napon pišemo

$$(7.2.42a) \quad V_{iz} = A_d(V_2 - V_1) + A_{dc}(V_1 + V_2)/2,$$

gde su  $A_d$  i  $A_{dc}$  pojačanje razlike i pojačanje srednje vrednosti operacionog pojačavača, respektivno, a i dalje se pretpostavlja da je njegova izlazna otpornost zanemarivo mala. S druge strane za diferencijalni balansni pojačavač možemo uvesti

$$(7.2.42b) \quad V_{iz} = A_{db}(V_{g2} - V_{g1}) + A_{cb}(V_{g1} + V_{g2})/2,$$

gde su sada,  $A_{db}$  i  $A_{cb}$ , diferencijalno i pojačanje srednje vrednosti diferencijalnog balansnog pojačavača. Imajući u vidu nove izraze za izlazni napon, analizom kola sa Sl. 7.2.7, dobijaju se sledeći izrazi za tražena pojačanja

$$(7.2.43a) \quad A_{db} = \frac{\alpha(A_d - A_{dc}/2) + \gamma(A_d + A_{dc}/2)}{2 \cdot [1 + \beta(A_d - A_{dc}/2)]}$$

i

$$(7.2.43b) \quad A_{cb} = \frac{\alpha(-A_d + A_{dc}/2) + \gamma(A_d + A_{dc}/2)}{1 + \beta(A_d - A_{dc}/2)}$$

gde je  $\alpha = R_2/(R_1 + R_2)$ ,  $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$  i  $\gamma = R_4/(R_3 + R_4)$

Sada za faktor potiskivanja diferencijalnog balansnog pojačavača imamo

$$(7.2.44a) \quad \rho_b = \frac{A_{db}}{A_{cb}} = \frac{1}{2} \frac{A_d(\gamma + \alpha) + \frac{A_{dc}}{2}(\gamma - \alpha)}{A_d(\gamma - \alpha) + \frac{A_{dc}}{2}(\gamma + \alpha)}$$

Ovaj izraz iskazuje istovremeno uticaj operacionog pojačavača i razdešenosti otpornika na faktor potiskivanja celog kola. Ako sada ponovo pretpostavimo da je faktor potiskivanja operacionog pojačavača ( $\rho = A_d/A_{dc}$ ) beskonačan, odnosno da je  $A_{dc} = 0$ , možemo oceniti uticaj nesimetrije otpornika na faktor potiskivanja diferencijalnog balansnog pojačavača ( $\rho_b$ ):

$$(7.2.44b) \quad \rho_r = \frac{1}{2} \frac{2R_2R_4 + R_2R_3 + R_1R_4}{R_1R_4 - R_2R_3}$$

gde  $\rho_r$  traženi faktor potiskivanja pod uslovom da je  $\rho \rightarrow \infty$ . Sada se za  $\rho_b$  može pisati

$$(7.2.44c) \quad \rho_b = \frac{\rho_r \rho + 1/4}{\rho_r + \rho}$$

ili, ako je  $\rho_r \rho \gg 1/4$ ,

$$(7.2.44d) \quad \frac{1}{\rho_b} \approx \frac{1}{\rho_r} + \frac{1}{\rho}$$

Ovaj rezultat govori o tome da ako želimo da napravimo pojačavač razlike sa velikim faktorom potiskivanja srednje vrednosti, treba istovremeno da koristimo pojačavač koji ima veliki faktor potiskivanja i otpornike sa vrlo malim tolerancijama kako bi  $\rho_r$  držali dovoljno velikim. Imajući u vidu da je  $\rho$  frek-

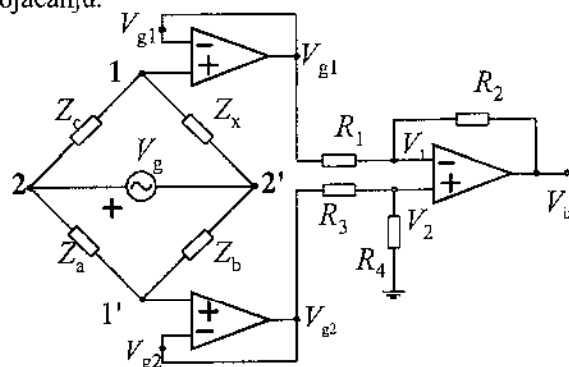
vencijski zavisian i  $\rho_b$  će pratiti njegovu zavisnost na frekvencijama kada faktor potiskivanja operacionog pojačavača postane dominantan u odnosu na  $\rho_r$ .

Diferencijalni balansni pojačavač se često koristi u elektronskim kolima za merenje. Zato se za njega upotrebljava i naziv instrumentacioni pojačavač. Jedna takva primena koja služi za merenje nepoznatih impedansi prikazana je na Sl. 7.2.8.

Kolo se sastoji iz tri stepena. Najpre imamo most koji je uobičajeno kolo za merenje impedansi. Problem s njim jeste u tome što merni instrument opterećuje kolo, a u isto vreme kada se približavamo ravnoteži, vrednost signala koji predstavlja razdešenost mosta postaje sve manja pa se sve teže meri. Ugradnjom dva izolaciona pojačavača sa jediničnim pojačanjem most je razdvojen od mernog kola, a ugradnjom instrumentacionog pojačavača signal greške se pojačava i na taj način kolo se čini znatno osetljivijim. Takodje je obezbedjeno da se jedan kraj generatora može vezati na masu bez uticaja na merenje. U mernom mostu nepoznata impedansa  $Z_x$  određuje se iz

$$(7.2.45) \quad Z_x = \frac{Z_b}{Z_a} Z_c,$$

tako što se ostale impedanse podešavaju da napon između tačaka 1-1' bude jednak nuli, odnosno  $V_{g1} = V_{g2}$ . Mnogo preciznije određivanje trenutka izjednačavanja ova dva napona obezbedjeno je diferencijalnim balansnim pojačavačem zahvaljujući njegovom pojačanju.



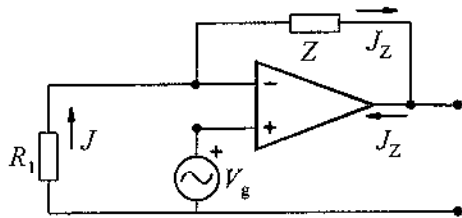
Sl. 7.2.8 Jedna primena instrumentacionog pojačavača

## 7.2.4 Pretvarač napona u struju

Postoje primene, na primer u televizijskoj tehnici, kada je potrebno dobiti struju proporcionalnu naponu generatora. Jedno takvo kolo prikazano je na Sl. 7.2.9. koje je u stvari neinvertorski pojačavač s tim što je umesto otpornika  $R_2$  upotrebljena impedansa  $Z$ .

S obzirom da su ulazi operacionog pojačavača kratko spojeni kada je njegovo pojačanje vrlo veliko važiće

$$(7.2.46a) \quad J_z = V_g / R_1.$$

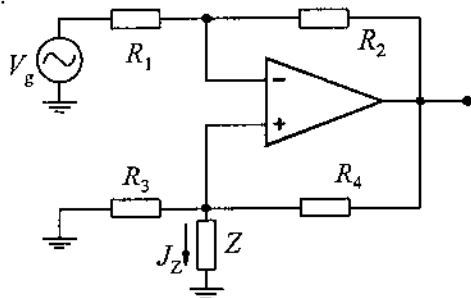


Sl. 7.2.9. Pretvarač napona u struju

Struja kroz potrošač (impedansa  $Z$ ) je srazmerna naponu generatora i neće zavisiti od veličine impedanse  $Z$ .

Treba primetiti da kada bi napon  $V_g$  bio konstantan ovo kolo bi se ponašalo kao izvor konstantne struje.

Na Sl. 7.2.9. ni jedan kraj impedanse  $Z$  nije uzemljen. Ako je to potrebno može se primeniti kolo sa Sl. 7.2.10.



Sl. 7.2.10. Pretvarač napona u struju sa uzemljenom impedansom  $Z$

Za kolo sa Sl. 7.2.10, ako je ispunjen uslov

$$(7.2.47) \quad R_1/R_2 = R_3/R_4$$

može se pokazati da je

$$(7.2.46b) \quad J_z = V_g/R_3.$$

### 7.2.5 Pretvarač struje u napon

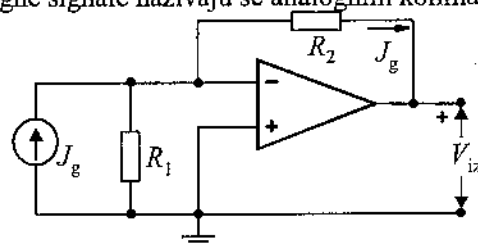
Na Sl. 7.2.11 prikazano je kolo za pretvaranje struje u napon. Ako su ulazni krajevi operacionog pojačavača na virtuelnoj masi tada će struja kroz otpornik  $R_1$  biti jednaka nuli pa će struja kroz  $R_2$  biti jednaka struji generatora. Zato će izlazni napon biti

$$(7.2.48) \quad V_{iz} = -R_2 J_g.$$

### 7.2.6 Analoga računska kola

Analognim signalom u elektronici smatra se svaki signal koji se iskazuje kao funkcija od vremena i prima kontinualne vrednosti. Termin analogni koristi se zbog toga što jednak talasni oblik u drugoj razmeri može da ima i neka druga fizička veličina kao što je brzina, sila, pritisak, osvetljaj, temperatura i slično. Čitaocu je verovatno poznato da postoji praktično neograničeni niz elektronskih komponenata koje se mogu smatrati konvertorom neke fizičke veličine u električnu. Stoga obradu analognih električnih signala

možemo da identifikujemo sa obradom proizvoljnih analognih signala. Imajući ovo u vidu analognim signalom se može smatrati svaki signal u prirodi i otuda proizilazi značaj obavljanja računskih operacija sa ovakvim signalima. Uobičajeni postupak za rad sa signalima jeste da se njihove vrednosti evidentiraju, obrade i saopšte korisniku. Ako je taj korisnik mašina onda je moguće da se sve tri faze obrade koje smo pomenuli obave elektronski. Pri tome, moguće je da se operacije nad signalima obavljaju bez konverzije u neki drugi domen (recimo digitalnu reč) već direktno specijalizovanim elektronskim kolima koja se ponašaju kao operatori. Elektronska kola koja obrađuju analogne signale nazivaju se analognim kolima.



Sl. 7.2.11. Pretvarač struje u napon

Praktično ne postoje ograničenja u pogledu vrste operatora koji se može realizovati analognim elektronskim kolom. Više signala je moguće sabrati, oduzeti, pomnožiti nekom konstantom ili ih međusobno pomnožiti. Takođe je moguće integraljenje, diferenciranje i logaritmovanje ulaznih signala. U ovom odeljku biće izloženi samo neki principi i neka osnovna kola koja se koriste za analognu obradu signala.

Radi veće preciznosti u obradi analognih signala upotrebljeni operacioni pojačavači su kvalitetniji. To se posebno odnosi na zahtev za ekstremno velikim pojačanjem koje je u ovim primenama veće od  $10^6$ . Zato u analizi koja sledi, ako se drugačije ne naznači, smatraće se da je pojačanje  $A$  beskonačno.

#### 7.2.6.1 Kolo za sabiranje

Na Sl. 7.2.12a je prikazano kolo pomoću koga se mogu sabrati vrednosti napona  $v_1, v_2, \dots, v_n$  sa odgovarajućim težinama  $k_1, k_2, \dots, k_n$ . Izlazni napon dobija se kao linearna kombinacija ulaznih:

$$(7.2.49) \quad v_{iz} = \sum_{i=1}^n k_i v_i.$$

Za specijalni slučaj  $k_1 = k_2 = \dots = k_n = k$  imamo

$$(7.2.50) \quad v_{iz} = k \sum_{i=1}^n v_i,$$

pri čemu  $k$  može biti jednako (po modulu) jedinici.

Za kolo sa Sl. 7.2.12a možemo pisati

$$(7.2.51) \quad i = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \dots + \frac{v_n}{R_n} = -\frac{v_{iz}}{R},$$



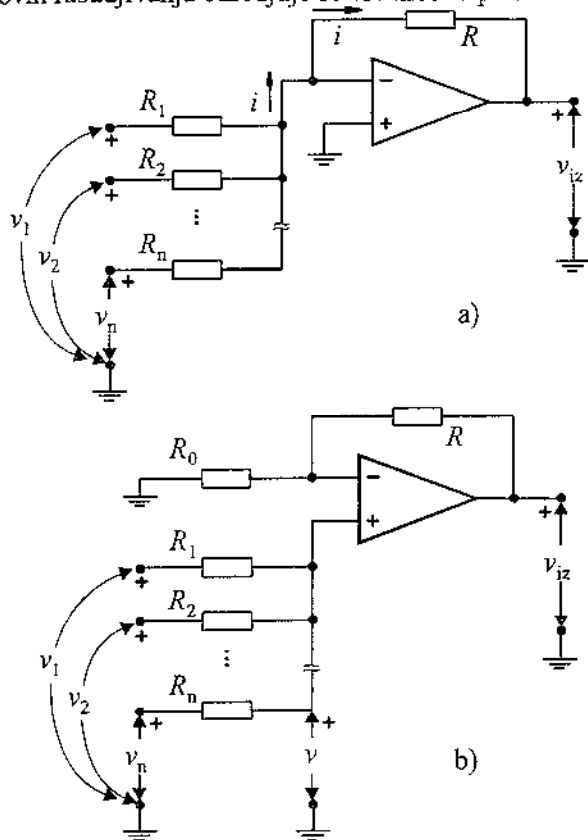
odakle lako dobijamo

$$(7.2.52) \quad v_{iz} = -R \left( \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \dots + \frac{v_n}{R_n} \right)$$

Za  $R_1=R_2=\dots=R_n$  imamo

$$(7.2.53) \quad v_{iz} = -\frac{R}{R_1} (v_1 + v_2 + \dots + v_n).$$

Prilikom projektovanja ovog popularnog kola treba voditi računa o dinamici signala na izlazu pojačavača. Naime, s obzirom da je izlazni napon jednak ponderisanom zbiru ulaznih, treba voditi računa da veličina ulaznih signala bude takva da izlazni signal ni u jednom trenutku ne premaši maksimalni izlazni napon operacionog pojačavača koji je prikazan na Sl. 7.1.3. Slično važi i za strujna ograničenja. Struja  $i$  data sa (7.2.51) ne sme da bude veća od maksimalne izlazne struje operacionog pojačavača odnosno od maksimalne emitorske struje izlaznog tranzistora. Iz ovih rasudjivanja određuje se vrednost otpornika  $R$ .



Sl. 7.2.12. Kolo za sabiranje (a) invertujuće (b) neinvertujuće

### Primer 7.2.3

Neka je potrebno sabrati pet signala čija maksimalna amplituda ne prelazi jedan volt. Na raspolaganju je operacioni pojačavač čiji je maksimalni izlazni napon 14 V, a maksimalna struja pri tom naponu 2.5 mA.

Rešenje:

Vrednosti  $R$  i  $R_1$  iz formule (7.2.53) određujemo iz sledećih rasudjivanja. Kada je napon na izlazu

maksimalan izlazna struja se zatvara kroz  $R$ , a da je pri tome levi kraj ovog otpornika na virtuelnoj masi. Vrednost otpornosti je:  $R = 14 / (2.5 \cdot 10^{-3}) = 5.6 \text{ k}\Omega$ .

U najgorem slučaju kada su svi ulazni signali u fazi i imaju maksimalnu vrednost izlazna struja se deli na pet jednakih delova koji protiču kroz svaki pobudni generator. Pošto je pad napona na  $R_1$  jednak ulaznom signalu odnosno 1 V, a struja je  $2.5 \cdot 10^{-3} / 5 = 0.5 \text{ mA}$ , za  $R_1$  se dobija  $1 / (0.5 \cdot 10^{-3}) = 2 \text{ k}\Omega$ . Prema tome, pojačanje ovog kola za svaki pobudni signal pojedinačno iznosi  $A_v = -5.6 / 2 = -2.8$ .  $\square$

Negativni znak u (7.2.53) pokazuje da je izlazni napon suprotan po fazi sa linearnom kombinacijom ulaznih napona. Ukoliko želimo da imamo pozitivan znak možemo postupiti na dva načina. Najjednostavnije je da kaskadno spregnemo invertor odnosno da obezbedimo da naredni stepen invertuje fazu još jednom. To, međutim, može biti skupo rešenje. Druga mogućnost jeste upotreba kola sa Sl. 7.2.12b. Za ovo kolo važe sledeće relacije

$$(7.2.54) \quad v_{iz} = (1 + R/R_0) \cdot v$$

$$(7.2.55) \quad v = \frac{R_c}{R_1} v_1 + \frac{R_c}{R_2} v_2 + \dots + \frac{R_c}{R_n} v_n,$$

gde je

$$(7.2.56) \quad 1/R_c = 1/R_1 + 1/R_2 + \dots + 1/R_n.$$

Za  $R_1=R_2=\dots=R_n$  dobijamo

$$(7.2.57) \quad v_{iz} = (1 + R/R_0) \frac{1}{n} (v_1 + v_2 + \dots + v_n).$$

### 7.2.6.2 Kolo za integraljenje

Ako se u kolu sa Sl. 7.2.1. umesto otpornika  $R_2$  stavi kondenzator, nastaje kolo prikazano na Sl. 7.2.13a koje se često naziva integratorom. Za analizu integratora biće upotrebljeno kolo sa Sl. 7.2.13b. Za ovo kolo možemo pisati

$$(7.2.58) \quad i = v_g / R = -C(dv_{iz} / dt),$$

što daje

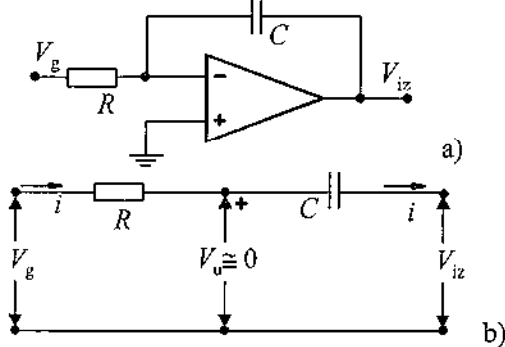
$$(7.2.59) \quad v_{iz} = v_{iz}(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t v_g(\tau) \cdot d\tau.$$

Na taj način izlazni signal je integral ulaznog signala. Na primer, ako je pobudni signal sinusoidalan [ $v_g = V_g \sin(\omega t)$ ] dobijamo

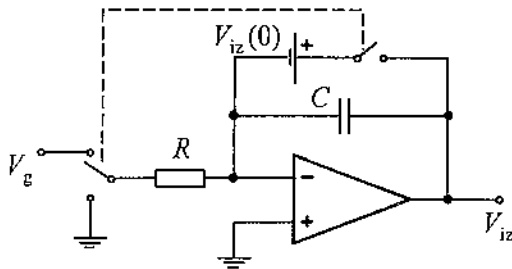
$$(7.2.60) \quad v_{iz} = \frac{1}{RC} \frac{V_g}{\omega} \cos(\omega t) + v_{iz}(0).$$

Za slučaj da  $v_{iz}(0) \neq 0$  kolo sa Sl. 7.2.13a se modifikuje tako što se do trenutka  $t=0$  paralelno kondenzatoru priključuje baterija vrednosti  $E = v_{iz}(0)$ , a ulazni priključak se uzemlji kako je prikazano na Sl. 7.2.14. Pri početku rada ( $t=0$ ) uključuje se pobuda, a baterija se isključuje. Ovde se u stvari radi o zadavanju

graničnih uslova integracije.



Sl. 7.2.13. Integrator. a) električna šema, b) ekvivalentno kolo



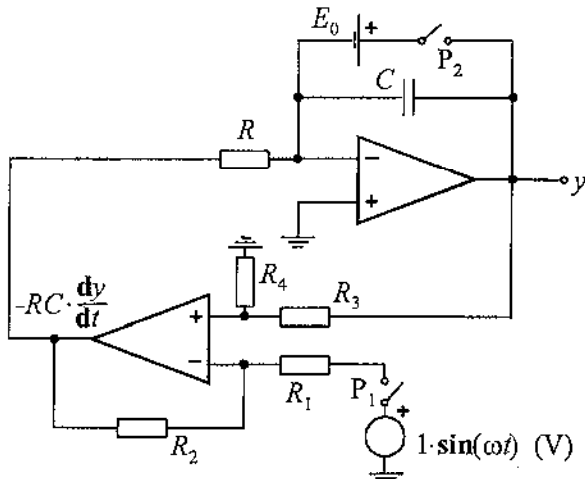
Sl. 7.2.14. Integrator sa zadatim graničnim uslovom

Integrator prikazan na Sl. 7.2.13. može biti lako upotrebljen za rešavanje (integraciju) diferencijalnih jednačina. Razmotrimo, na primer, jednačinu

$$(7.2.61) \quad \frac{dy}{dt} + ay = k \cdot \sin(\omega t)$$

sa uslovom  $y(0)=1$ . Kolo koje generiše rešenje ove diferencijalne jednačine prikazano je na Sl. 7.2.15. Da bi se lakše razumeo rad kola, diferencijalna jednačina (7.2.63) biće napisana kao

$$(7.2.62) \quad \frac{dy}{dt} = k \cdot \sin(\omega t) - ay.$$



Sl. 7.2.15 Kolo za rešavanje diferencijalne jednačine. U trenutku  $t=0$  prekidač  $P_1$  se uključuje, a prekidač  $P_2$  se isključuje

Ovo ukazuje da se izvod  $dy/dt$  dobija kao linearna kombinacija pobude i rešenja. Realizacija simulatora prikazana je na Sl. 7.2.15. Najpre imamo kolo za odu-

zimanje koje formira pomenutu linearnu kombinaciju. Nedostaje samo koeficijent za vremensku razmeru RC koji se dobija pomoću integratora. Tako za konstante imamo  $k = R_2 / (R \cdot R_1 \cdot C)$  i  $a = R_4 \cdot (R_1 + R_2) / [R \cdot R_1 \cdot C \cdot (R_3 + R_4)]$ . Ovde treba obratiti pažnju na činjenicu da kolo važi samo za pozitivne vrednosti konstanta  $a$  i  $k$ . Ako je  $k$  negativno umesto kola za oduzimanje treba upotrebiti kolo za sabiranje, a ako je  $a$  negativno potrebno je ugraditi dodatni inverter sa jediničnim pojačanjem u petlju sa Sl. 7.2.15. Na samoj slici naznačene su analogne vrednosti napona i promenljivih.

Ako se integrator posmatra u frekvencijskom domenu za kolo sa Sl. 7.2.13a važi

$$(7.2.63) \quad V_g / R = -sCV_{iz},$$

odnosno

$$(7.2.64) \quad A_{int} = -1 / (sCR).$$

Analizom ovog izraza zaključujemo da pojačanje integratora sa idealnim operacionim pojačavačem ima pol u nuli. To znači da mu je pojačanje za nultu frekvenciju beskonačno ali, u isto vreme, gornja granična frekvencija mu je jednaka nuli. Slične osobine je imao i integrator sa RC kolom. To je bio filter propusnik niskih frekvencija čija je gornja granična frekvencija bila utoliko niža ukoliko je kapacitivnost kondenzatora bila manja. Kod integratora sa idealnim operacionim pojačavačem Miller-ova kapacitivnost je beskonačna pa je i gornja granična frekvencija jednaka nuli. Čitalac ne treba da bude zbunjen činjenicom da integrator ispoljava beskonačno pojačanje za jednosmerni signal. Naime, ako se stavi  $v_g = C^{1/t}$  što odgovara signalu čija je frekvencija jednaka nuli, izlazni napon bi stvarno rastao linearno (integral od konstante) do beskonačnosti kada ne bi bio ograničen maksimalnom dinamikom izlaznog signala stvarnog operacionog pojačavača.

### 7.2.6.3 Kolo za diferenciranje

Ako otpornik i kondenzator u integratoru zamene mesta dobija se kolo za diferenciranje prikazano na Sl. 7.2.16a. Za odgovarajuće ekvivalentno kolo sa Sl. 7.2.16b možemo pisati

$$(7.2.65) \quad i = C (dv_g / dt)$$

$$(7.2.66) \quad v_{iz} = -R \cdot i$$

što daje

$$(7.2.67) \quad v_{iz} = -RC \cdot (dv_g / dt).$$

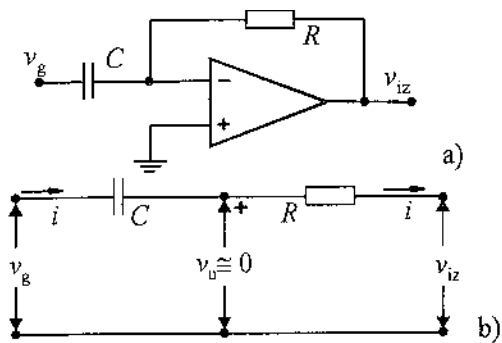
Izlazni signal je jednak izvodu ulaznog signala.

Kada se posmatra u frekvencijskom domenu za kolo sa Sl. 7.2.16a lako se dobija

$$(7.2.68) \quad A = V_{iz} / V_g = -sRC,$$

što znači da funkcija kola ima nulu u nuli. Naravno, RC kolo za diferenciranje je imalo sličnu frekventnu

karakteristiku. Pri tome je njegova funkcija imala i pol na konačnoj frekvenciji. Usled Miller-ovog efekta sada se pol seli u beskonačnost tako da ostaje (7.2.68).



Sl. 7.2.16. a) Kolo za diferenciranje i b) odgovarajuće ekvivalentno kolo

Na ovom mestu biće iskorišćena prilika da se ukaže kako nesavršenost operacionog pojačavača može da utiče na osobine jednog kola. Naime, ako se pretpostavi da operacioni pojačavač u kolu sa Sl. 7.2.16a ima konačno pojačanje i konačnu gornju graničnu frekvenciju i ako se pretpostavi da mu je nagib amplitudske karakteristike samo 6 dB/oct, za pojačanje možemo pisati

$$(7.2.69) \quad A = A_0 / (1 + s/\omega_0).$$

Sad se smenom (7.2.69) u (7.2.9) i stavljajući  $R$  umesto  $R_2$  i  $1/(sC)$  umesto  $R_1$ , za pojačanje kola za diferenciranje dobijamo

$$(7.2.70a) \quad A_v = - \frac{s\omega_0 A_0}{s^2 + \frac{1+RC\omega_0}{RC}s + \frac{(1+A_0)\omega_0}{RC}}.$$

Na relativno niskim frekvencijama treći član u imeniocu gornje funkcije je dominantan zato što je  $A_0$  veliki broj, tako da se i kolo ponaša kao idealni diferencijator. Za signale visokih frekvencija dolaze do izražaja i polovi funkcije (7.2.70) koji su dati sa

$$(7.2.70b) \quad s_{1,2} = \frac{1+RC\omega_0}{2RC} (1 \pm \pm j \sqrt{1 - \frac{4RC\omega_0(1+A_0)}{(1+RC\omega_0)^2}}) \approx \approx -\frac{1+RC\omega_0}{2RC} \pm j \sqrt{\frac{A_0\omega_0}{RC}}.$$

Iz ovog izraza možemo da sagledamo koliko su visoke frekvencije na kojima nesavršenosti operacionog pojačavača dolaze do izražaja. Jedno je očigledno, ako je pojačanje  $A_0$  beskonačno, i polovi će migrirati u beskonačnost. Slično važi i za uticaj  $\omega_0$  na položaj polova.

#### Primer 7.2.4

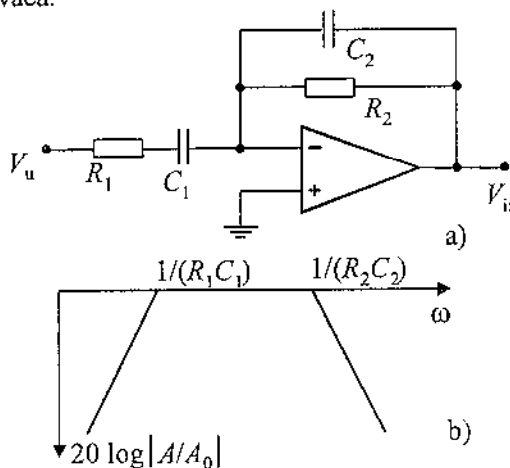
Odrediti do koje će se frekvencije kolo sa Sl. 7.2.16a ponašati kao diferencijator. Neka je  $A_0=10^5$ ,  $f_0=$

100 Hz odnosno  $\omega_0=2\pi 100 \text{ s}^{-1}$  i neka je  $R \cdot C=10 \mu\text{s}$ .

Rešenje:

Polovi funkcije (7.2.70a) su  $s_{1,2} = -50 \cdot 10^3 (1 \pm j \cdot 50.4) \approx j 2.5 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$ . Odgovarajuća frekvencija pola je  $f_{1,2} = \pm 404 \text{ KHz}$ . Ispod ove frekvencije kolo se ponaša kao diferencijator.

Kao i RC kolo za diferenciranje i kolo sa Sl. 7.2.16a ponaša se kao filter propusnik visokih frekvencija. Pri tome u idealnim uslovima, za beskonačnu frekvenciju pojačanje je beskonačno. U praktičnim kolima, kao što smo videli, beskonačno pojačanje neće se postići iz prostog razloga što sam pojačavač ima konačnu graničnu frekvenciju tako da (7.2.68) prestaje da važi. Ipak gornja granična frekvencija kola sa Sl. 7.2.16a, kao što smo gore videli, može da bude veoma visoka što može da utiče i na nestabilnost pojačavača.



Sl. 7.2.17 a) Praktično kolo za diferenciranje i b) njegova frekvencijska karakteristika

Ako se ima u vidu da signal koji se diferencira obično nema spektralne komponente u području vrlo visokih frekvencija, osobina kola za diferenciranje da ima visoku gornju graničnu frekvenciju može postati značajna slabost. Naime, pored opasnosti od samo-oscilovanja, veličina šumova sistema proporcionalna je širini propusnog opsega pojačavača. Ako je propusni opseg širi nego što je potrebno i šumovi će biti veći nego što moraju da budu. Stoga se umesto izvornog kola, za diferenciranje koristi kolo sa Sl. 7.2.17a čija je frekvencijska karakteristika prikazana na Sl. 7.2.17b. Pri tome je izabrano  $R_2 C_2 \ll R_1 C_1$ . Na taj način, izborom vremenske konstante  $R_2 C_2$  kontroliše se širina propusnog opsega pojačavača. Pojačanje ovog "invertora" je dato sa

$$(7.2.71) \quad A = - \frac{sR_2 C_1}{(sR_1 C_1 + 1)(sR_2 C_2 + 1)}.$$

Do frekvencije  $\omega_1=1/(R_1 C_1)$  kolo se ponaša kao kolo za diferenciranje pošto se na vrlo niskim frek-

vencijama imenilac funkcije kola može da aproksimira jedinicom. Na frekvencijama između  $\omega_1$  i  $\omega_2 = 1/(R_2C_2)$  kolo se ponaša kao običan pojačavač, a iznad frekvencije  $\omega_2$  kolo se ponaša kao integrator. Razumljivo je da se  $\omega_1$  bira tako da se nalazi iznad najviše frekvencije spektra signala, a da se  $\omega_2$  bira tako da se obezbedi minimalan šum odnosno stabilnost pojačavača.

#### 7.2.6.4 Logaritamski i antilogaritamski pojačavač

Razmotrimo kolo sa Sl. 7.2.18. Za direktno polarisanu diodu imamo

$$(7.2.72) \quad i_d = I_s(e^{v_d/V_T} - 1) \approx I_s e^{v_d/V_T}$$

Imajući u vidu da je

$$(7.2.73) \quad i = i_d = v_g / R$$

$$(7.2.74) \quad v_d = -v_{iz}$$

dobija se

$$(7.2.75) \quad v_g / R = I_s e^{-v_{iz}/V_T}$$

ili

$$(7.2.76) \quad v_{iz} = -V_T \cdot \ln [v_g / (R \cdot I_s)],$$

što znači da je izlazni napon srazmeran negativnom logaritmu ulaznog napona.

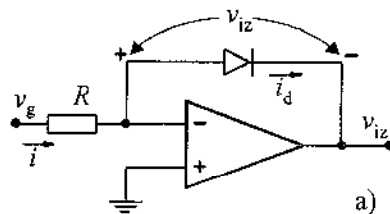
Sama logaritamska funkcija definisana je samo za pozitivne vrednosti argumenta, a funkcija logaritama uzima pozitivne i negativne vrednosti. To znači da se računica obavlja u prvom i četvrtom kvadrantu. Kolo za logaritmovanje koje je razmatrano do sada obavlja logaritamsku funkciju takodje u prvom i četvrtom kvadrantu samo što, zbog negativnog znaka, kvadranti zamenjuju mesta.

Sa praktičnog stanovišta od značaja je da aproksimacija koja je učinjena u (7.2.72) važi u relativno uskom opsegu promena struja dioda. Taj opseg je oko šest dekada i nalazi se u okolini struje od 1 mA. Pri malim strujama nastaju greške usled struje curenja diode kao i usled ofseta pojačavača. Pri velikim strujama, opet dioda postaje linearna, a ne logaritamski element. Ako pretpostavimo da je struja diode oko jednog miliampera i ako usvojimo da je maksimalni ulazni napon 10 V, dobijamo da je  $R=10 \text{ k}\Omega$ . Ako se umesto diode u grani povratne sprege upotrebi bipolarni tranzistor, zbog pojačanja tranzistora, može se očekivati logaritmovanje u širem intervalu struja.

Ako dioda i otpornik u kolu sa Sl. 7.2.18 zamene mesta za izlazni napon dobijamo

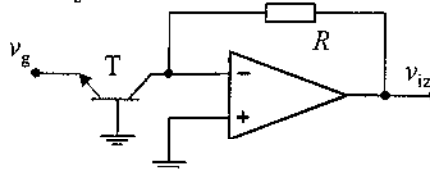
$$(7.2.77) \quad v_{iz} = -R I_s \cdot e^{v_g/V_T}$$

što znači da smo dobili antilogaritamski ili eksponencijalni pojačavač.



Sl. 7.2.18. Logaritamski pojačavač

Mada na prvi pogled (7.2.77) važi za svako  $v_g$  lako možemo zaključiti da to nije tačno. Kolo će raditi kao eksponencijalni pojačavač samo ako je dioda direktno polarisana odnosno ako je izlazni napon negativan. Dakle, ulazni napon mora biti pozitivan. Kolo izračunava eksponent od pozitivnog broja. Izračunavanja se obavljaju u četvrtom kvadrantu. U treći kvadrant se prelazi ako se elektrode diode zamene. Kolo za antilogaritmovanje na celoj osi realnih brojeva je složenije i ovde neće biti razmatrano.



Sl. 7.2.19. Antilogaritamski pojačavač sa bipolarnim tranzistorom

Otpornost  $R$  određuje struju diode kao i kod kola za logaritmovanje pa se i na nju primenjuje slična računica. Da bi se proširio dinamički opseg rada kola umesto diode može se upotrebiti BJT gde se koristi takodje eksponencijalna zavisnost kolektorske struje od napona baza-emitor. Jedan takav antilogaritamski pojačavač prikazan je na Sl. 7.2.19.

Za logaritamski odnosno antilogaritamski pojačavač sa BJT takodje važi (7.2.76), (7.2.77), s tim što struja  $I_s$  predstavlja struju zasićenja.

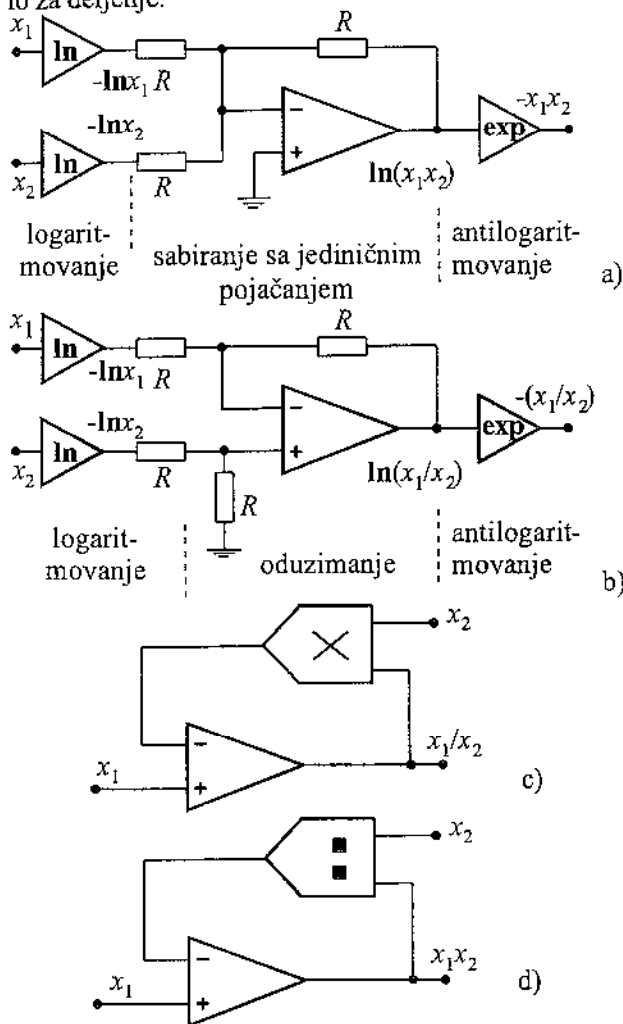
Prikazana kola za logaritmovanje i antilogaritmovanje su samo principijelna. Naime ona su jako temperaturno nestabilna zbog temperaturne zavisnosti  $V_T$  i  $I_s$ . Za praktičnu primenu koriste se dodatna kola za temperaturnu stabilizaciju.

Sprega logaritamskih i antilogaritamskih pojačavača omogućava izgradnju kola za množenje. Ovo kolo je prikazano na Sl. 7.2.20a. Princip rada kola sastoji se u tome što se dva signala najpre logaritmuju posebno, pa se njihovi logaritmi sabere. Tako se dobija logaritam proizvoda. Ova veličina se antilogaritmuje pa se na izlazu dobija proizvod. Uz male modifikacije iz ovog kola može se izvesti kolo za deljenje. Ono je prikazano na Sl. 7.2.20b. Sada se logaritmovani signali oduzimaju što omogućava da se dobije logaritam količnika koji se antilogaritmovanjem svodi na količnik.

Kolo za množenje i kolo za deljenje su komplementarna u tom smislu što se zameni samo jedna ope-

racija (oduzimanje umesto sabiranja logaritama). Stoga je razumno da se jedno iz drugog mogu generisati. Na Sl. 7.2.20c prikazana je upotreba kola za množenje kako bi se napravio delitelj, a na Sl. 7.2.20d je data obrnuta situacija. Ova dva kola su važna i zbog jednog drugog razloga.

Naime, eksponencijalne karakteristike tranzistora mogu i na drugi način da upotrebe za množenje signala. Pri tome, kao što smo videli u odeljku 1.5.3, jednačinom (1.5.28) je prikazan i model kratkokanalnog MOS tranzistora u eksponencijalnom obliku. To znači da i MOS tranzistor može da se koristi za množenje. Tako, u nelinearnim integrisanim kolima za ostvarivanje množenja koriste se tranzistori, a ne operacioni pojačavači. Ovde nećemo zalaziti u fizičku realizaciju ovog principa. To međutim znači da se kola sa Sl. 4.2.20c i d mogu da koriste nezavisno od toga kako je ostvareno kolo za množenje odnosno kolo za deljenje.



Sl. 7.2.20 a) Principijelno kolo za množenje, b) principijelno kolo za deljenje, c) kolo za deljenje ostvareno upotrebom množača ( $\times$ ) i d) kolo za množenje ostvareno upotrebom delitelja ( $:$ )

### 7.2.7 Električni aktivni filtri

U trećoj glavi prikazana su neka pasivna električ-

na kola koja imaju osobinu da se različito ponašaju prema signalima različitih frekvencija. Identifikovali smo kola propusnike niskih, visokih i opsega frekvencija. Zajednička osobina ovih kola jeste da će spektar složenoperiodičnog signala koji se dovodi na ulaz biti izmenjen. Na izlaz će biti prenete one spektralne komponente koje pripadaju propusnom opsegu kola, a neće biti prenete one komponente čije frekvencije ne pripadaju propusnom opsegu. Signal će biti, dakle, filtriran od neželjenih spektralnih komponenata. Stoga se ova kola nazivaju električnim filtrima. *Električni filter se selektivno ponaša prema signalima različitih frekvencija.*

Svojsva RC kola mogu se znatno poboljšati upotrebom kombinacije RC kola i operacionih pojačavača. Ovakva kola nazivaju se *aktivni RC filtri*. Ovde će biti prikazana četiri najjednostavnija kola koja obavljaju osnovne filtarske funkcije. Ona imaju zajedničku osobinu da koriste samo po jedan operacioni pojačavač i da je funkcija kola drugog reda (funkcija kola sadrži dva pola).

Najpre ćemo prikazati filter propusnik niskih frekvencija. Kolo je prikazano na Sl. 7.2.21a. Analizom ovog kola dobija se

$$(7.2.78) T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 + sC_2(R_1 + R_2) + s^2C_1C_2R_1R_2}$$

Obično se uzima  $R_1=R_2$ , pa imamo

$$(7.2.79) T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 + 2sC_2R_1 + s^2C_1C_2R_1^2}$$

Izborom različitih vrednosti za  $C_1$  i  $C_2$  omogućeno je da funkcija kola ima par različitih polova. Ako se izabere i  $C_1=C_2$  imenilac postaje dvostruki kvadrat pa je dvostruki pol funkcije kola  $s = -1/(R_1C_1)$ , a granična frekvencija je  $\omega_v = (\sqrt{\sqrt{2}-1})/(R_1C_1)$ .

Ne treba naročito dokazivati da je maksimalno pojačanje ovog kola na nultoj frekvenciji i da pojačanje na visokim frekvencijama ima asimptotu sa nagibom od -12 dB/oktavi (Sl. 7.2.21e).

Filter drugog reda propusnik visokih frekvencija prikazan je na Sl. 7.2.21b. Prenosna funkcija ovog kola je

$$(7.2.80) T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{s^2C_1C_2R_1R_2}{1 + sR_1(C_1 + C_2) + s^2C_1C_2R_1R_2}$$

Ova funkcija ima maksimalnu vrednost za  $s \rightarrow \infty$  i dvostruku nulu za  $s=0$  što znači da na niskim frekvencijama pojačanje opada sa nagibom 12 dB/oct. (Sl. 7.2.21f). I ovde, ako je  $R_1=R_2$  i  $C_1=C_2$  funkcija kola postaje dvostruki kvadrat, dvostruki pol je  $s = -1/(R_1C_1)$ , a donja granična frekvencija postaje  $\omega_n = 1/[(R_1C_1) \cdot \sqrt{\sqrt{2}-1}]$ .

Kolo prikazano na Sl. 7.2.21c predstavlja filter propusnik opsega frekvencija. Prenosna funkcija ovog kola je

$$(7.2.81) \quad T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{sC_2R_2}{\frac{R_1+R_2}{R_3} + s\tau + s^2C_1C_2R_1R_2}$$

gde je  $\tau = [R_1R_2(C_1 + C_2)/R_3 + C_2R_2]$ .

Lako je uočiti da je pojačanje na nultoj i beskonačnoj frekvenciji jednako nuli (Sl. 7.2.21g). Na frekvenciji

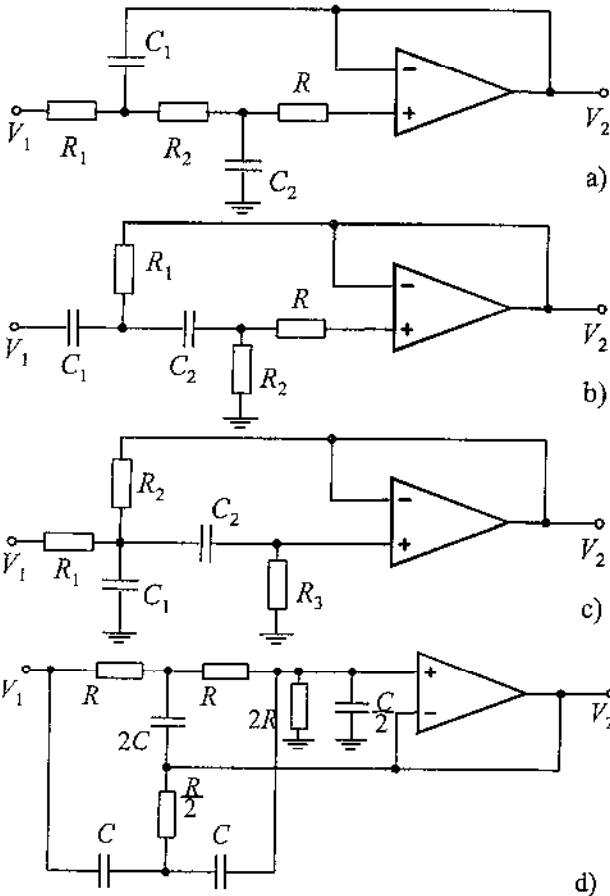
$$(7.2.82) \quad \omega_0 = \sqrt{(R_1 + R_2)/(C_1C_2R_2R_3)}$$

moduo pojačanja je maksimalan i iznosi

$$(7.2.83) \quad |T(j\omega_0)| = 1/[1 + R_1(1 + C_1/C_2)/R_3]$$

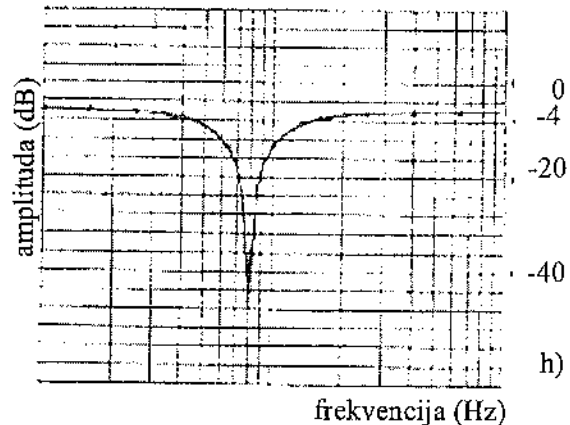
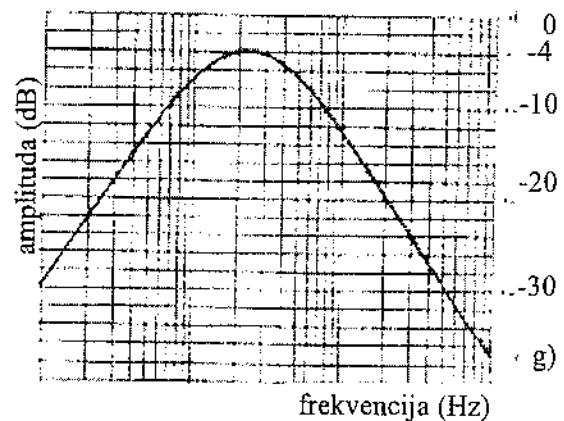
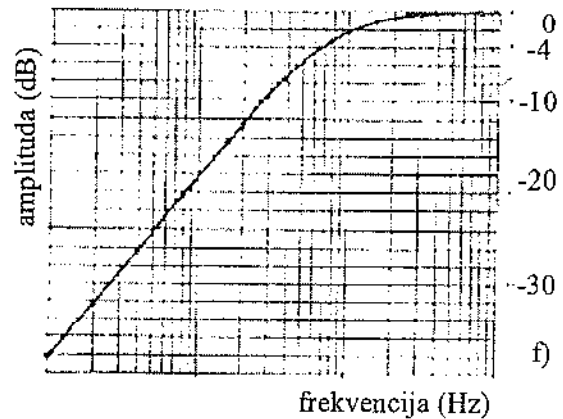
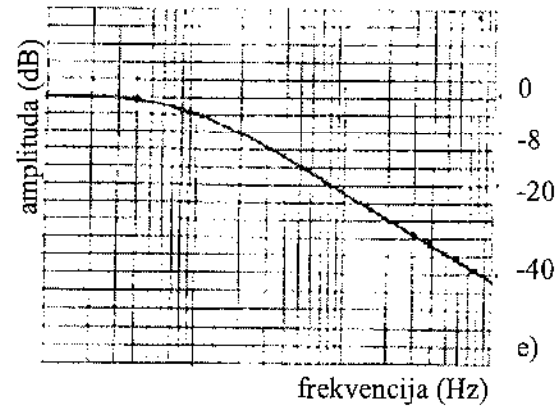
Najzad, na Sl. 7.2.21d prikazan je filter prigušnik opsega frekvencija. Prenosna funkcija ovog kola je

$$(7.2.84) \quad T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1 + s^2C^2R^2}{2(1 + sRC + s^2C^2R^2)}$$



Sl. 7.2.21 Aktivni RC filtri drugog reda sa jednim operacionim pojačavačem a) propusnik niskih frkvencija, b) propusnik visokih frekvencija, c) propusnik opsega frekvencija i d) prigušnik opsega frekvencija

Ova funkcija ima par nula na imaginarnoj osi ravni kompleksne frekvencije odnosno na osi stvarnih frekvencija. To znači da kada frekvencija signala bude jednaka



Sl. 7.2.21 (nastavak) Frekventijske karakteristike najjednostavnijih filtarskih ćelija: e) propusnik niskih frekvencija, f) propusnik visokih frekvencija, g) propusnik opsega frekvencija i h) prigušnik opsega frekvencija

$$(7.2.85) \quad \omega_0 = 1/(CR)$$

pojačanje će biti jednako nuli. U isto vreme pojačanje na nultoj i na beskonačnoj frekvenciji jednako je 1/2. Prema tome ovo kolo ne propušta frekventni opseg u okolini frekvencije  $\omega_0$  (Sl. 7.2.21h) pa se kaže da se ponaša kao filter prigušnik opsega frekvencija.

Treba uočiti zajedničku osobinu ovih kola koja ih čini različitim od pasivnih RC filtera. Naime, izlazna impedansa svakog od ovih filtera je vrlo mala što znači da se na izlazu oni ponašaju kao idealni naponski generator tako da njihova prenosna funkcija ne zavisi od impedanse koja se vezuje kao potrošač. Naravno, pasivna RC kola nemaju ovu osobinu pa će se njihova prenosna funkcija menjati zavisno od toga kakav se potrošač vezuje na izlazu.

Gornja osobina za sebe je vrlo značajna prednost aktivnih u odnosu na pasivne RC filtre. Ona, međutim, se koristi i kada treba da se formiraju složenije filterske funkcije. Naime, mi smo videli u trećoj glavi da određivanje osobina čak i jednostavnih funkcija kola drugog reda postaje veoma složeno. Za kola višeg reda praktično je nemoguće generisati funkciju kola i granične frekvencije u zatvorenom obliku. Kaskadnim vezivanjem aktivnih ćelija koje su prikazane na Sl. 7.2.21a-d, međutim, mogu da se generišu funkcije vrlo visokog reda, a da se funkcije kola dobijaju prostim množenjem funkcija kola pojedinih ćelija. Jedan primer generisanja složene funkcije kola niskopropusnog filtera četvrtog reda prikazan je na Sl. 7.2.22. Spregnuta je jedna ćelija propusnik niskih frekvencija i jedna ćelija prigušnik opsega frekvencija. Ovakva sprega se preferira u odnosu na spregu koja sadrži dve niskopropusne ćelije zato što se rezultujuća funkcija odlikuje znatno većim nagibom amplitudske karakteristike u okolini granične frekvencije što se lako uočava na osnovu Sl. 7.2.23. Rezultujuća frekvencijska karakteristika ima nominalno pojačanje manje za šest decibela nego što je pojačanje niskopropusne ćelije ali to nije naročiti problem s obzirom da se dodavanjem jednog invertujućeg ili neinvertujućeg pojačavača u kaskadu sa Sl. 7.2.22 pojačanje može nadoknaditi ili po potrebi povećati.

## 7.2.8 Konvertor impedanse

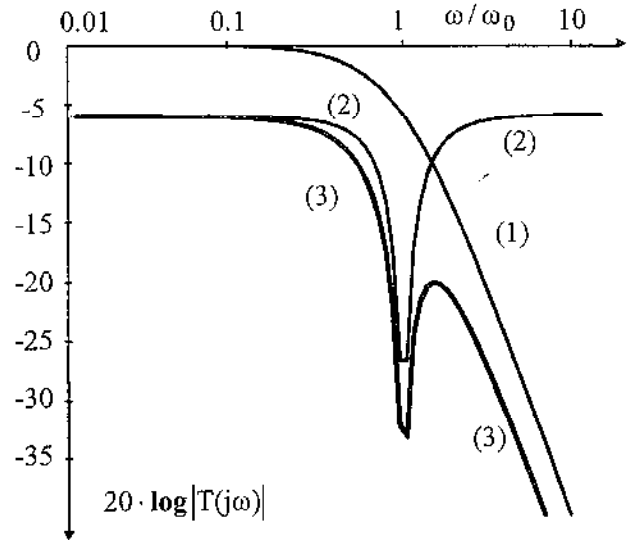
Značajna dodatna prednost aktivnih u odnosu na pasivna RC kola proizlazi iz mogućnosti da se koristi pozitivna povratna sprega u isto vreme kada i negativna. I porad toga što iz razloga stabilnosti uvek mora da bude dominantan signal negativne povratne sprege, uvođenjem povratnog signala koji je suprotan po fazi mogu da se postignu veoma korisni efekti.

Jedan od takvih efekata odnosi se na sintezu elemenata kojih u kolu stvarno nema. Na primer, u monolitskim integrisanim kolima induktivnost se teško integriše. S obzirom, međutim, da je induktivnost

veoma značajna komponenta, ostaje pitanje kako je sintetizovati. Za tu svrhu koriste se tzv. konvertori impedanse.



Sl. 7.2.22 Kaskadna sprega dve ćelije aktivnih filtera. Niskopropusni filter je prikazan na Sl. 7.2.21a, a prigušnik opsega na Sl. 7.2.21d



Sl. 7.2.23 Frekvencijska karakteristika niskopropusnog filtera četvrtog reda (1) amplitudska karakteristika propusnika niskih frekvencija, (2) amplitudska karakteristika prigušnika opsega i (3) ukupna amplitudska karakteristika.

Jedan od mogućih konvertora impedanse prikazan je na Sl. 7.2.24. Prvi stepen u ovom kolu ima dve petlje povratne sprege. Preko razdelnika  $R_3$ - $R_3$  dovodi se signal negativne povratne sprege, a preko grane  $R_1$ - $J_1$  dovodi se signal pozitivne povratne sprege. Time je omogućena konkurencija signala i specijalni efekt koji ćemo ubrzo pokazati.

Za kolo sa Sl. 7.2.24 važiće sledeće jednačine potencijala čvorova koje su napisane za čvorove za koje su vezani invertujuć priključci operacionih pojačavača

$$(7.2.86) \quad (V_1 - V_g)/R_3 + V_g/R_3 = 0,$$

$$(7.2.87) \quad -V_1/(2R_2) - V_2/Z = 0.$$

Sada lako nalazimo

$$(7.2.88) \quad J_g = J_1 + J_2,$$

$$(7.2.89) \quad J_1 = (V_g - V_1)/R_1$$

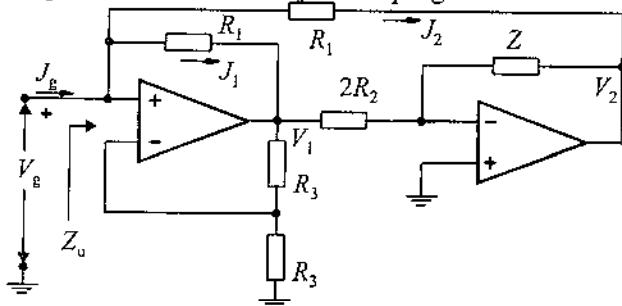
$$(7.2.90) \quad J_2 = (V_g - V_2)/R_1,$$

Rešavanjem gornjeg sistema jednačina dobija se

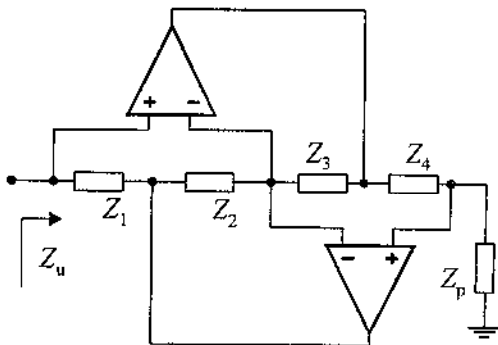
$$(7.2.91) \quad Z_u = V_g/J_g = R_1 R_2 / Z.$$

Ulazna impedansa ovog kola jednaka je

konstanti podeljenoj impedansom  $Z$ . Porast  $Z$  izaziva smanjenje  $Z_u$ . Ako je  $Z$  kapacitivnog karaktera ( $Z=1/sC$ ), ulazna impedansa će biti induktivna:  $Z_u=s \cdot (L_u)=s(R_1R_2C)$ . Dakle, kolo je konvertovalo kapacitivno opterećenje u induktivni ulaz. Tako na primer, za  $R_1=R_2=1 \text{ k}\Omega$  i  $C=1 \text{ }\mu\text{F}$ , ekvivalentna induktivnost iznosi  $L_u=R_1R_2C=1 \text{ H}$ . Izborom vrednosti elemenata kola vrednost induktivnosti može se kontrolisati u širokim razmerama. Treba, ipak napomenuti da zbog frekvencijske zavisnosti pojačanja operacionih pojačavača i vrednost ove induktivnosti nije konstantna odnosno (7.2.91) važi u ograničenom frekvencijskom opsegu



Sl. 7.2.24 Elektronsko kolo koje obavlja funkciju žiratora



Sl. 7.2.25 Opšti konvertor imitansi

Kolo sa Sl. 7.2.24 bilo je upotrebljeno za ilustraciju konverziju impedansi u elektronicu. Opšta verzija konvertora imitansi prikazana je na Sl. 7.2.25. Ovo kolo je prvi predložio Antoniou. Ulazna impedansa ovog kola data je sa

$$(7.2.92) \quad Z_u = \frac{Z_1 Z_3}{Z_2 Z_4} \cdot Z_p$$

Izborom različitih impedansi  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  i  $Z_4$  mogu se ostvariti različite konverzije. Primera radi ako je  $Z_1=R$ ,  $Z_3=R$ ,  $Z_2=1/(j\omega C)$ ,  $Z_4=1/(j\omega C)$  i  $Z_p=1/(j\omega C)$ , dobija se

$$(7.2.93) \quad Z_u = -\omega^2 R^2 C^2 Z_p = j\omega(R^2 C)$$

što znači da se kapacitivni potrošač konvertuje u frek-

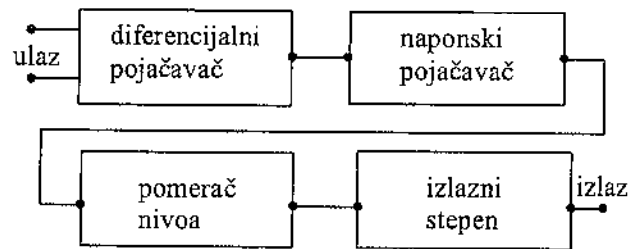
Imitansa je zajednički naziv za impedansu i admittansu.

vencijski nezavisnu induktivnost (vrednosti  $L=R^2 C$ ). To važi u frekvencijskom opsegu za koji se može smatrati da je pojačanje operacionih pojačavača veoma veliko.

### 7.3. REALIZACIJA OPERACIONOG POJAČAČA U BIPOLARNOJ TEHNOLOGIJI

U praktičnoj realizaciji operacionog pojačavača najčešće u integrisanom kolu mogu se razlikovati po svojoj funkciji četiri odvojena bloka kao što je to prikazano na Sl. 7.3.1.

Ulazni stepen je diferencijalni pojačavač. On se izvodi na način opisan u odeljku 5.9 uključujući upotrebu izvora konstantne struje. U upotrebi su mnoge varijante diferencijalnog pojačavača, od osnovne šeme (Sl. 5.9.5), zatim diferencijalnog pojačavača sa kaskodnim stepenima (Sl. 5.9.9), do one sa Darlington-ovom spregom na ulazu (Sl. 5.9.11). Kada se zahteva izuzetno velika ulazna otpornost diferencijalni pojačavač ima ulaz sa FET-ima.



Sl. 7.3.1 Blok šema operacionog pojačavača

Osnovni zahtevi kod diferencijalnog pojačavača su da obezbedi što veće pojačanje, što veću ulaznu otpornost, što veći faktor potiskivanja srednje vrednosti, što manji šum i što manji naponski i strujni ofset.

Naponski pojačavač (drugi stepen) obezbeđuje veliko pojačanje operacionog pojačavača. To je pojačavač sa zajedničkim emitorom i strujnim izvorom kao aktivnim opterećenjem koji je opisan u odeljku 5.8.

Pomerač nivoa (treći stepen) služi da obezbedi da izlazni napon u odsustvu pobude (jednosmerni izlazni napon) bude jednak nuli. Jednosmerni napona na izlazu naponskog pojačavača redukuje se za veličinu  $V_{BE}$  upotrebom kaskadne veze sa pojačavačem sa zajedničkim kolektorom.

Najzad, izlazni pojačavač je pojačavač snage sa komplementarnim parom koji je ranije opisan u odeljku 6.4. Pored pojačanja snage, osnovna mu je uloga da obezbedi što manju izlaznu otpornost.

Ovako opisana struktura operacionog pojačavača naziva se dvostepena jer ima dva stepena za pojačanje napona: diferencijalni pojačavač i naponski pojačavač. Postoje i jednostepeni operacioni pojačavači koji ne sadrže naponski pojačavač.