



**Fakultet elektrotehnike i računarstva**

**Zavod za elektroniku, mikroelektroniku, računalne i inteligentne sustave**

**Željko Butković**

**Julijana Divković Pukšec**

**Adrijan Barić**

# **ELEKTRONIKA 1**

**III dio**



Zagreb, 2006.



**Fakultet elektrotehnike i računarstva**  
**Zavod za elektroniku, mikroelektroniku, računalne i inteligentne sustave**

**Željko Butković**  
**Julijana Divković Pukšec**  
**Adrijan Barić**

# **ELEKTRONIKA 1**

**III dio**

Zagreb, 2006.

Nijedan dio ove skripte ne smije se preslikavati niti umnažati  
na bilo koji način, bez pismenog dopuštenja autora

# Sadržaj

<b>1. Uvod u elektroniku.....</b>	<b>1</b>
1.1. Razvoj elektronike.....	1
1.2. Vrste signala.....	3
1.3. Osnovna svojstva pojačala .....	7
1.4. Osnovna svojstva invertora .....	37
<b>2. Električka svojstva poluvodiča.....</b>	<b>44</b>
2.1. Električka svojstva materijala .....	44
2.2. Struktura silicija .....	45
2.3. Ostali poluvodički materijali .....	49
2.4. Širina zabranjenog pojasa.....	50
2.5. Intrinzična koncentracija .....	52
2.6. Određivanje koncentracija nosilaca.....	54
2.7. Raspodjele energija nosilaca .....	60
2.8. Određivanje položaja Fermijeve energije.....	64
2.9. Vođenje struje u poluvodiču .....	69
2.10. Poluvodički materijali u elektronicima .....	80
<b>3. Poluvodičke diode.....</b>	<b>82</b>
3.1. Struktura <i>pn</i> -diode .....	82
3.2. Ravnoteža <i>pn</i> -spoja i kontakti potencijal .....	83
3.3. Polarizacija <i>pn</i> -spoja .....	87
3.4. Osiromašeni sloj .....	90
3.5. Strujno-naponska karakteristika <i>pn</i> -spoja .....	96
3.6. Strujno-naponske karakteristike realnih <i>pn</i> -dioda .....	112
3.7. Dinamička svojstva <i>pn</i> -diode.....	119
3.8. Impulsni rad <i>pn</i> -diode .....	129
3.9. Spoj metal-poluvodič.....	132
<b>4. Sklopovi s diodom.....</b>	<b>137</b>
4.1. Statička analiza.....	137
4.2. Analiza uz priključak malog signala .....	141
4.3. Priključak velikog signala .....	151
4.4. Ispravljači.....	152
4.5. Ograničavači .....	163
4.5. Restauratori.....	167
<b>5. Unipolarni tranzistori .....</b>	<b>171</b>
5.1. Struktura <i>n</i> -kanalnog MOSFET-a i princip rada .....	171
5.2. Strujno-naponske karakteristike <i>n</i> -kanalnog MOSFET-a .....	179
5.3. Vrste <i>n</i> -kanalnog MOSFET-a .....	182
5.4. <i>p</i> -kanalni MOSFET .....	185

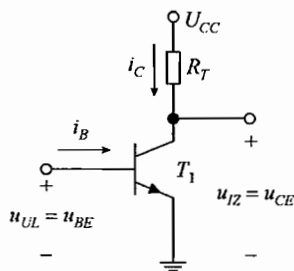
5.5.	Konačni nagib izlaznih karakteristika u području zasićenja .....	189
5.6.	Spojni FET (JFET).....	191
5.7.	MESFET.....	199
5.8.	Temperaturna svojstva unipolarnih tranzistora .....	200
5.9.	Proboji kod unipolarnih tranzistora .....	201
5.10.	Dinamički parametri i modeli unipolarnih tranzistora .....	202
<b>6.</b>	<b>Sklopovi s unipolarnim tranzistorima .....</b>	<b>213</b>
6.1.	Prijenosna karakteristika sklopa s MOSFET-om .....	213
6.2.	Podešavanje statičke radne točke pojačala .....	215
6.3.	Uvjeti za rad pojačala s FET-om u režimu malog signala .....	226
6.4.	Osnovni spojevi pojačala s FET-ovima.....	227
6.5.	CMOS invertor.....	247
6.6.	CMOS logički sklopovi .....	259
6.7.	CMOS bistabili.....	265
<b>7.</b>	<b>Bipolarni tranzistori.....</b>	<b>268</b>
7.1.	Struktura bipolarnog tranzistora.....	269
7.2.	Opis rada.....	270
7.3.	Određivanje komponenti struja.....	275
7.4.	Bipolarni <i>pnp</i> tranzistor .....	282
7.5.	Spojevi bipolarnog tranzistora.....	286
7.6.	Područja rada .....	291
7.7.	Strujno-naponske karakteristike.....	294
7.8.	Dinamički parametri i model bipolarnog tranzistora .....	304
<b>8.</b>	<b>Sklopovi s bipolarnim tranzistorima .....</b>	<b>311</b>
8.1.	Prijenosna karakteristika sklopa s bipolarnim tranzistorom .....	311
8.2.	Podešavanje statičke radne točke pojačala s bipolarnim tranzistorima .....	315
8.3.	Osnovni stupnjevi pojačala s bipolarnim tranzistorima .....	322
8.4.	Diferencijsko pojačalo.....	351
8.5.	Bipolarni tranzistor kao sklopka.....	364
8.6.	Skupina ECL .....	374
<b>9.</b>	<b>Stabilizatori .....</b>	<b>379</b>
9.1.	Referentni element.....	380
9.2.	Stabilizator sa Zenerovom diodom.....	381
9.3.	Serijski tranzistorski stabilizator .....	387
9.4.	Serijski tranzistorski stabilizator s pojačalom u povratnoj vezi .....	392
<b>10.</b>	<b>Sklopovi s operacijskim pojačalima.....</b>	<b>394</b>
10.1.	Osnovna svojstva .....	394
10.2.	Izvedbe pojačala .....	396
10.3.	Primjene operacijskih pojačala u obavljanju matematičkih operacija .....	405
10.4.	Multivibratori.....	410

## 8. Sklopovi s bipolarnim tranzistorima

Slično kao i unipolarni tranzistor i bipolarni tranzistor je aktivni poluvodički element. Koristi se kao četveropol, pri čemu se pobuda dovodi na ulazni priključak, a signal se s izlaznog priključka predaje trošilu. Treći je priključak zajednički u ulaznom i u izlaznom krugu. Upravljanjem pomoću signala u ulaznom krugu bipolarni tranzistor obavlja osnovne elektroničke funkcije poput pojačanja ili sklopke.

### 8.1. Prijenosna karakteristika sklopa s bipolarnim tranzistorom

Na slici 8.1 prikazan je osnovni sklop bipolarnog tranzistora u najčešćem korištenom spoju zajedničkog emitera. Ulazni priključak je baza, izlazni je kolektor, a zajednički je emiter. Ulazni napon priključen je između baze i emitera,  $u_{UL} = u_{BE}$ . U ulazni priključak teče struja baze  $i_B$ . Odnos ulaznog napona  $u_{BE}$  i struje baze  $i_B$  određuje ulazna karakteristika tranzistora. Izlazni se napon dobiva između kolektora i emitera,  $u_{IZ} = u_{CE}$ . Izlazni je priključak preko trošila  $R_T$  spojen na napon napajanja  $U_{CC}$ . Kroz  $R_T$  teče struja kolektora  $i_C$ . Uloga trošila je dvojaka. Osim što se njime određuje istosmjerni napon  $U_{CE}$ , na trošilu se struja  $i_C$  pretvara u izlazni napon  $u_{IZ}$ . Napon napajanja omogućuje podešavanje radne točke tranzistora, te osigurava snagu za rad sklopa.

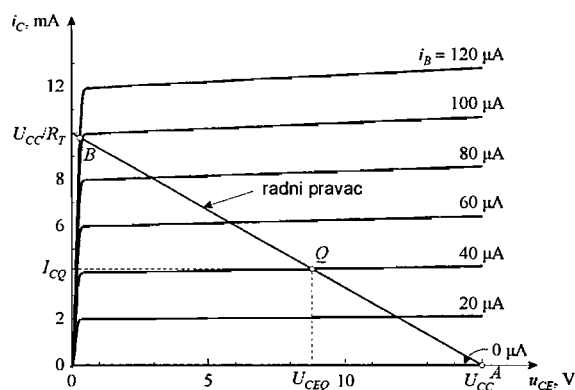


Slika 8.1 – Osnovni sklop bipolarnog tranzistora u spoju zajedničkog emitera.

Za izlazni krug sklopa može se pisati

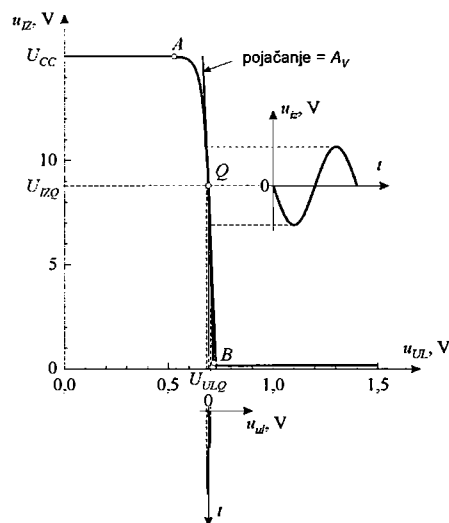
$$u_{IZ} = u_{CE} = U_{CC} - R_T i_C. \quad (8.1)$$

Jednadžba povezuje izlaznu struju tranzistora  $i_C$  s izlaznim naponom  $u_{CE}$  i određuje radni pravac u polju izlaznih karakteristika bipolarnog tranzistora prema slici 8.2. Radni pravac se najlakše crta određivanjem njegova sjecišta s koordinatnim osima. Za struju  $i_C = 0$  sjecište pravca s osi apscisa je napon  $u_{CE} = U_{CC}$ , a za napon  $u_{CE} = 0$  sjecište pravca s osi ordinata je struja  $i_C = U_{CC} / R_T$ . Na slici 8.2 napon napajanja je  $U_{CC} = 15 \text{ V}$ , a otpor trošila je  $R_T = 1,5 \text{ k}\Omega$ . Radni pravac između osi ordinata i osi apscisa gotovo u cijelosti leži u normalnom aktivnom području rada tranzistora. Točka A na pravcu na granici je normalnog aktivnog područja i područja zapiranja, a točka B je na granici normalnog aktivnog područja i područja zasićenja.



Slika 8.2 – Izlazne karakteristike bipolarnog tranzistora s ucrtanim radnim pravcem.

Radna točka sklopa određena je sjecištem radnog pravca i izlazne karakteristike tranzistora za struju  $i_B$  koja odgovara ulaznom naponu  $u_{BE} = u_{UL}$ . Koordinate sjecišta određuju napon  $u_{CE}$  i struju  $i_C$ . S promjenom ulaznog napona  $u_{UL} = u_{BE}$  mijenja se i struja baze  $i_B$  i sjecište se pomiče duž radnog pravca, čime se mijenjaju izlazni napon  $u_{IZ} = u_{CE}$  i struja  $i_C$ . Promjena izlaznog napona  $u_{IZ}$  s ulaznim naponom  $u_{UL}$  predstavlja naponsku prijenosnu karakteristiku sklopa. Na slici 8.3 prikazana je naponska prijenosna karakteristika koja odgovara primjeru sa slike 8.2.



Slika 8.3 – Naponska prijenosna karakteristika osnovnog sklopa bipolarnog tranzistora u spoju zajedničkog emitera uz priključak malog signala.

Iako je s pozitivnim naponom  $u_{UL}$  spoj emiter-baza propusno polariziran, za male napone  $u_{UL} = u_{BE}$  tranzistor praktički ne vodi i struje tranzistora su zanemarivo male. Struja kolektora  $i_C \approx 0$  i izlazni napon  $u_{IZ} = u_{CE} = U_{CC}$ . Kada ulazni napon postane pozitivniji od oko 0,5 V tranzistor počinje znatnije voditi, struja kolektora  $i_C$  raste i izlazni napon se, prema (8.1), počinje smanjivati. Tranzistor radi u normalnom aktivnom području i izlazni napon  $u_{IZ}$  mijenja



se s promjenom ulaznog napona  $u_{UL}$ . Tome odgovara dio prijenosne karakteristike između točaka  $A$  i  $B$ . Uz zanemarenje struje zasićenja zaporno polariziranog spoja kolektor-baza  $I_{CE0}$ , struja kolektora u normalnom aktivnom području je

$$i_C \approx i_{nC} = \beta^* i_{nE} = I_S \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right) = I_S \exp\left(\frac{u_{UL}}{U_T}\right). \quad (8.2)$$

U (8.2) uzeta je u obzir eksponencijalna promjena struje  $i_{nE}$  s naponom  $u_{BE}$ , prema (7.17) i (7.12).  $\beta^*$  je transportni faktor baze, a  $I_S$  je struja zasićenja. Primjenom (8.2) i (8.1) za promjenu izlaznog napona u normalnom aktivnom području može se pisati

$$u_{IZ} = U_{CC} - R_T I_S \exp\left(\frac{u_{UL}}{U_T}\right). \quad (8.3)$$

Zbog eksponencijalne promjene izlaznog napona  $u_{IZ}$  s ulaznim naponom  $u_{UL}$  nagib prijenosne karakteristike je strm. Povećanjem ulaznog napona, u točki  $B$  tranzistor prelazi u područje zasićenja. Izlazni napon poprima malu vrijednost napona zasićenja  $u_{IZ} = u_{CE} = U_{CEzas}$ . Napon  $U_{CEzas}$  je tipično 0,1 do 0,3 V.<sup>1</sup> Daljnjim porastom ulaznog napona izlazni se napon više ne mijenja.

Ovisno o ulaznom naponu, sklop sa slike 8.1 može se višestruko koristiti. Sklop igra ulogu pojačala u uskom području prijenosne karakteristike između točaka  $A$  i  $B$  u kojem se izlazni napon mijenja s ulaznim. U tom području tranzistor radi u normalnom aktivnom području. Izvan tog područja izlazni napon ne mijenja se s promjenom ulaznog napona, već poprima vrijednost visoke razine  $u_{IZ} = U_{CC}$  za male ulazne napone ili vrijednost niske razine  $u_{IZ} = U_{CEzas}$  za velike ulazne napone. U tim područjima prijenosne karakteristike tranzistor igra ulogu sklopke pri čemu radi ili u području zapiranja ili u području zasićenja.

Za rad sklopa kao pojačala treba osigurati rad tranzistora u normalnom aktivnom području. To se postiže dovođenjem istosmjernih napona i struja čime se tranzistor postavlja u statičku radnu točku  $Q$ . Prema slici 8.2 radnu točku osigurava struja baze  $I_{BQ} = 40 \mu A$ , kojom se, uz odabrani napon napajanja i otpor trošila, u izlaznom krugu sklopa dobiva napon  $U_{CEQ} = 8,8 V$  i struja  $I_{CQ} = 4,1 mA$ . Prema slici 8.3 ulazna struja  $I_{BQ} = 40 \mu A$  uspostavlja ulazni napon  $U_{ULQ} = U_{BEQ} = 0,69 V$ . Izlazni napon prijenosne karakteristike u statičkoj radnoj točki je izlazni napon sklopa  $U_{IZQ} = U_{CEQ} = 8,8 V$ .

### 8.1.1. Pojačanja

Prema slici 8.3, na ulazni napon  $U_{ULQ}$  superponiran je mali ulazni naponski sinusni signal  $u_{ul}(t) = U_{ulm} \sin \omega t$ , amplitude  $U_{ulm} = 8 mV$ . Dovođenjem signala radna se točka pomiče po prijenosnoj karakteristici. Za mali signal, dio karakteristike po kojem se pomiče radna točka je ravan i rezultat je pojačan izmjenični izlazni napon  $u_{iz}(t) = -U_{izm} \sin \omega t$  čiji je valni oblik jednak

<sup>1</sup> Teorijska granica normalnog aktivnog područja i područja zasićenja je napon  $U_{CE} = U_{BE} \approx 0,7 V$ , uz koji je napon  $U_{CB} = 0$ . Do stvarnog zasićenja, popraćenog smanjenjem struje kolektora u izlaznim karakteristikama, dolazi tek tada kada se spoj kolektor-baza polarizira dovoljno velikim propusnim naponom od oko 0,5 V pri čemu dolazi do veće injekcije nosilaca preko spoja kolektor-baza. Zbog toga se realna granica normalnog aktivnog područja i područja zasićenja javlja pri nižim naponima  $U_{CE}$ .

valnom obliku ulaznog signala. Amplituda izlaznog sinusnog napona u primjeru na slici 8.3 je  $U_{im} = 1,88 \text{ V}$ , te je naponsko pojačanje sklopa

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = \frac{-U_{im} \sin \omega t}{U_{ulm} \sin \omega t} = -\frac{U_{im}}{U_{ulm}} = -\frac{1,88}{8 \cdot 10^{-3}} = -235. \quad (8.4)$$

Pojačalo predaje trošilu izlazni napon povećan 235 puta, pri čemu negativni predznak pojačanja upućuje da je izlazni napon zakrenut u fazi za  $180^\circ$  u odnosu na ulazni napon. Pojačanje  $A_V = \Delta u_{IZ} / \Delta u_{UL}$  odgovara nagibu prijenosne karakteristike u statičkoj radnoj točki  $Q$ .

Uz poznatu analitičku jednadžbu za prijenosnu karakteristiku (8.3), naponsko pojačanje može se odrediti i analitički. Naponsko pojačanje odgovara promjeni izlaznog napona s ulaznim u statičkoj radnoj točki  $Q$

$$A_V \equiv \left. \frac{du_{IZ}}{du_{UL}} \right|_Q. \quad (8.5)$$

Deriviranjem izraza (8.3) dobiva se

$$A_V = -\frac{R_T}{U_T} I_S \exp\left(\frac{u_{UL}}{U_T}\right) \Big|_Q = -\frac{R_T I_{CQ}}{U_T} = -g_m R_T, \quad (8.6)$$

gdje je  $g_m$  strmina tranzistora u statičkoj radnoj točki. Uz naponski ekvivalent temperature  $U_T = 25 \text{ mV}$  i struju  $I_{CQ} = 4,1 \text{ mA}$ , dobivenu iz slike (8.2), strmina je  $g_m = 164 \text{ mA/V}$ , a uz  $R_T = 1,5 \text{ k}\Omega$  naponsko pojačanje je  $A_V = -246$ . Dobiveno pojačanje po iznosu je približno isto pojačanju određenom grafičkim putem.

U tranzistor sa slike 8.1 teče ulazna struja sklopa  $i_{UL} = i_B$ , a tranzistor predaje trošilu izlaznu struju  $i_{IZ} = -i_C$ . Uz naponsko pojačanje može se odrediti i strujno pojačanje

$$A_I \equiv \left. \frac{di_{IZ}}{di_{UL}} \right|_Q. \quad (8.7)$$

Promjeni struja u sklopu sa slike 8.1 odgovara

$$A_I = \left. \frac{di_{IZ}}{di_{UL}} \right|_Q = -\left. \frac{di_C}{di_B} \right|_Q = -h_{fe}. \quad (8.8)$$

Iz izlaznih karakteristika sa slike 8.2 faktor strujnog pojačanja  $h_{fe} \approx 100$ , te je strujno pojačanje  $A_I = -100$ . Pojačalo predaje trošilu 100 puta veću struju od struje koja ulazi u pojačalo, pri čemu je struja koja ulazi u trošilo zakrenuta za  $180^\circ$  u fazi za strujom koja ulazi u pojačalo.

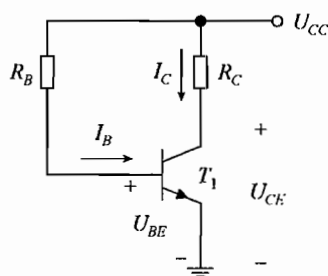
Usporedbom s osnovnim sklopom pojačala s FET-om iz primjera sa slika 6.1 do 6.3, može se zaključiti da pojačalo s bipolarnim tranzistorom daje po iznosu znatno veće naponsko pojačanje, što je prema (8.6) rezultat znatno veće strmine bipolarnog tranzistora u odnosu na tipične strmine FET-ova. Osim naponskog, pojačalo s bipolarnim tranzistorom daje i strujno pojačanje, koje je u spoju zajedničkog emitera po iznosu znatno veće od jedinice.

## 8.2. Podešavanje statičke radne točke pojačala s bipolarnim tranzistorima

U pojačalu bipolarni tranzistor treba raditi u normalnom aktivnom području u kojem se podešava statička radna točka. Podešavanje radne točke postiže se sklopovima spojenim na istosmjerni napon napajanja koji osiguravaju istosmjerne napone i struje tranzistora.

### 8.2.1. Podešavanje statičke radne točke stalnom baznom strujom

Prema slici 8.2 rad u normalnom aktivnom području u ulaznom krugu tranzistora u spoju zajedničkog emitera osigurava struja baze  $I_{BQ}$ . Jednostavni sklop kojim se osigurava istosmjerna struja baze  $I_B$  je sklop prema slici 8.4.



Slika 8.4 – Podešavanje statičke radne točke pomoću otpora  $R_B$  u krugu baze.

Za ulazni krug sklopa u statičkoj radnoj točki može se pisati

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_B}. \quad (8.9)$$

Pozitivna struja baze  $I_{BQ}$  ulazi u tranzistor i propusno polarizira spoj emiter-baza, Napon  $U_{BEQ}$  je napon propusno polariziranog spoja. Taj se napon malo mijenja sa strujom  $I_{BQ}$  i može se pisati

$$U_{BEQ} \approx U_\gamma, \quad (8.10)$$

gdje je  $U_\gamma$  napon koljena propusno polariziranog spoja. Za silicijske tranzistore koristi se  $U_\gamma = 0,7 \text{ V}$ .

Ako tranzistor radi u normalnom aktivnom području njegova kolektorska struja u statičkoj radnoj točki je

$$I_{CQ} \approx \beta I_{BQ}. \quad (8.11)$$

U (8.11) zanemareni su struja zasićenja  $I_{CE0}$  i porast struje  $I_C$  s naponom  $U_{CE}$ . Ukoliko temperature nisu previsoke struja zasićenja  $I_{CE0}$  može se zanemariti u odnosu na uobičajene miliamperske struje  $I_C$ . Porast struje  $I_C$  u normalnom aktivnom području je mali. Pogreška koja se radi kada se u proračunu statičke radne točke zanemaruje porast struje  $I_C$  u normalnom aktivnom području redovito je manja od rasipanja parametra tranzistora. Uz poznatu struju kolektora iz izlaznog kruga tranzistora dobiva se

$$U_{CEQ} = U_{CC} - R_C I_{CQ} \quad (8.12)$$

Za rad tranzistora u normalnom aktivnom području treba biti  $U_{CEQ} > U_{BEQ}$ .

### Primjer 8.1

U sklopu prema slici 8.4 napon napajanja je  $U_{CC} = 15 \text{ V}$ , a otpor  $R_C = 2 \text{ k}\Omega$ . Parametri tranzistora su  $U_\gamma = 0,7 \text{ V}$  i  $\beta = 100$ . Odrediti otpor otpornika  $R_B$  uz koji će u statičkoj radnoj točki izlazni napon  $U_{CEQ}$  biti jednak polovici napona napajanja,  $U_{CEQ} = U_{CC} / 2$ .

Rješenje:

Napon  $U_{CEQ}$  je

$$U_{CEQ} = U_{CC} / 2 = 15 / 2 = 7,5 \text{ V}.$$

Napon  $U_{CEQ} > U_{BEQ} = U_\gamma = 0,7 \text{ V}$  i tranzistor radi u normalnom aktivnom području. Struja kolektora u statičkoj radnoj točki je

$$I_{CQ} = \frac{U_{CC} - U_{CEQ}}{R_C} = \frac{15 - 7,5}{2} = 3,75 \text{ mA},$$

a struja baze je

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{3,75}{100} = 0,0375 \text{ mA} = 37,5 \mu\text{A}.$$

Otpor  $R_B$  potreban za dobivanje te struje je

$$R_B = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{I_{BQ}} = \frac{U_{CC} - U_\gamma}{I_{BQ}} = \frac{15 - 0,7}{0,0375} = 381 \text{ k}\Omega.$$

### Primjer 8.2

Kada u primjeru 8.1 temperatura naraste s  $25^\circ\text{C}$  na  $75^\circ\text{C}$  faktor strujnog pojačanja poveća se s  $\beta_1 = 100$  na  $\beta_2 = 150$ . Izračunati nove vrijednosti struja i napona tranzistora u statičkoj radnoj točki na temperaturi od  $75^\circ\text{C}$ . Zanimariti struju zasićenja  $I_{CE0}$ , te promjenu napona propusne polarizacije  $U_{BE}$  s temperaturom.

Rješenje:

Uz pretpostavku da se pri povećanju temperature zanemari promjena napona  $U_{BE}$  i na višoj temperaturi napon  $U_{BEQ2} = U_\gamma = 0,7 \text{ V}$ . U tom se slučaju ne mijenja ni struja baze

$$I_{BQ2} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ2}}{R_B} = \frac{15 - 0,7}{381} = 0,0375 \text{ mA} = 37,5 \mu\text{A}.$$

U realnosti napon propusno polariziranog spoja  $U_{BE}$  smanjuje se s povećanje temperature, tipično za 1,5 do 2,5 mV/°C. Promjena napona  $U_{BE}$  je mala, a još manje dolazi do izražaja kada se u gornjem izrazu napon  $U_{BE}$  uspoređuje sa znatno većim naponom  $U_{CC}$ .

Na višoj temperaturi struja kolektora je

$$I_{CQ2} = \beta_2 I_{BQ2} = 150 \cdot 0,0375 = 5,63 \text{ mA} ,$$

pa je izlazni napon

$$U_{CEQ2} = U_{CC} - R_C I_{CQ2} = 15 - 2 \cdot 5,63 = 3,74 \text{ V} .$$

Porastom temperature, te povećanjem faktora  $\beta$  za 50%, struja kolektora  $I_{CQ}$  povećala se za

$$\frac{\Delta I_{CQ}}{I_{CQ1}} = \frac{I_{CQ2} - I_{CQ1}}{I_{CQ1}} = \frac{5,63 - 3,75}{3,75} = 50\% ,$$

a napon  $U_{CEQ}$  smanjio se na polovicu, odnosno njegova je relativna promjena

$$\frac{\Delta U_{CEQ}}{U_{CEQ1}} = \frac{U_{CEQ2} - U_{CEQ1}}{U_{CEQ1}} = \frac{3,74 - 7,5}{7,5} = -50\% .$$

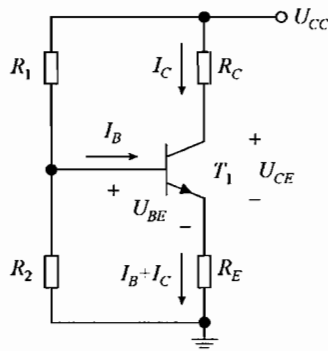
Daljnijim porastom temperature napon  $U_{CEQ}$  bi se sve više smanjivao i kod neke temperature postao bi jednak naponu  $U_{BEQ}$  čime bi tranzistor izašao iz normalnog aktivnog područja rada i prešao u područje zasićenja. Tranzistor u tom području više nema svojstvo pojačanja.

Sklopom sa slike 8.4 može se podesiti radna točka tranzistora u normalnom aktivnom području. Sklop održava stalnu struju baze, koja je približno jednaka  $I_{BQ} \approx U_{CC} / R_B$  i ne ovisi o parametrima tranzistora. Kako je struja kolektora  $I_{CQ} \approx \beta I_{BQ}$ , uz stalnu struju baze  $I_{BQ}$ , struja kolektora mijenja s promjenom faktora  $\beta$ . Npr. faktor  $\beta$  izrazito raste s temperaturom, a s njime i struja kolektora  $I_{CQ}$  u sklopu na slici 8.4.

Zadaća sklopa za postavljanje statičke radne točke nije samo dovođenje tranzistora u normalno aktivno područje, već i stabilizacija položaja statičke radne točke u polju izlaznih karakteristika tranzistora. Sklop sa slike 8.4 ne zadovoljava drugi zahtjev, jer nije u stanju stabilizirati statičku radnu točku s obzirom na promjene radnih uvjeta sklopa i parametra tranzistora.

### 8.2.2. Stabilizacije statičke radne točke emitorskim otpornikom

Smanjenje osjetljivosti položaja statičke radne točke na promjenu parametara tranzistora, tj. stabilizaciju statičke radne točke omogućuje sklop sa slike 8.5. U krugu baze uključeno je otporno djelilo s otpornicima  $R_1$  i  $R_2$ , a između emitera i mase spojen je otpornik  $R_E$ .

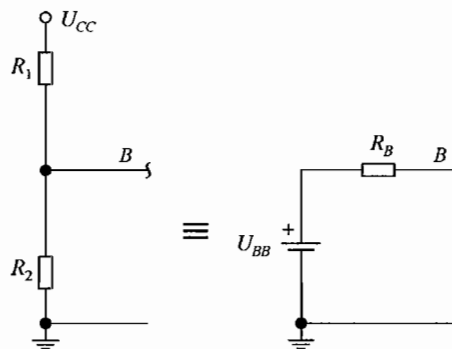


**Slika 8.5** – Podešavanje statičke radne točke emitorskim otpornikom  $R_E$ .

Proračun statičke radne točke može se pojednostavniti ako se otporno djelilo spojeno na priključak baze tranzistora nadomjesti, prema slici 8.6 po Theveninu. Theveninov naponom  $U_{BB}$  i otpor  $R_B$  su napon neopterećenog djelila i ekvivalentni otpor između izlaznih stezaljki djelila

$$U_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{CC}, \quad (8.13)$$

$$R_B = R_1 \parallel R_2. \quad (8.14)$$



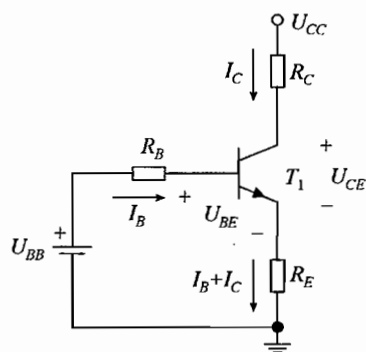
**Slika 8.6** – Nadomještavanje otpornog djelila s Theveninovim naponom  $U_{BB}$  i otporom  $R_B$ .

Na slici 8.7 nadomjesni je Theveninov spoj uključen u shemu sklopa sa slike 8.5. U ulaznom krugu kroz otpornik  $R_B$  teče bazna struja  $I_B$ , a kroz otpornik  $R_E$  emitorska struja  $-I_E = I_B + I_C$ . Za ulaznu petlju može se pisati

$$U_{BB} = R_B I_B + U_{BE} + R_E (I_B + I_C). \quad (8.15)$$

U normalnom aktivnom području vrijedi  $U_{BE} = U_{BEQ} = U_\gamma$  i  $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$ , pa se (8.13) može pisati u obliku

$$U_{BB} = R_B I_{BQ} + U_{BEQ} + (1 + \beta) R_E I_{BQ}. \quad (8.16)$$



**Slika 8.7** – Shema sklopa sa slike 8.5 s uključenim Theveninovim naponom  $U_{BB}$  i otporom  $R_B$ .

odakle se dobiva struja baze

$$I_{BQ} = \frac{U_{BB} - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} = \frac{U_{BB} - U_\gamma}{R_B + (1 + \beta)R_E}. \quad (8.17)$$

Izlazni napon  $U_{CEQ}$  je

$$U_{CEQ} = U_{CC} - R_C I_{CQ} - R_E (I_{BQ} + I_{CQ}) \approx U_{CC} - (R_C + R_E) I_{CQ}. \quad (8.18)$$

U zadnjem desnom dijelu izraza (8.18) pretpostavljeno je da je faktor  $\beta \gg 1$ , pri čemu se struja baze  $I_{BQ}$  može zanemariti u odnosu na struju  $I_{CQ}$ .

### Primjer 8.3

U sklopu prema slici 8.5 napon napajanja je  $U_{CC} = 15 \text{ V}$ , a otpori su  $R_1 = 11 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 2 \text{ k}\Omega$  i  $R_E = 500 \Omega$ .

- Odrediti struje i napone tranzistora u statičkoj radnoj točki za temperaturu od  $25^\circ\text{C}$  na kojoj su parametri tranzistora  $U_\gamma = 0,7 \text{ V}$  i  $\beta_1 = 100$ .
- Ponoviti proračun statičke radne točke za temperaturu od  $75^\circ\text{C}$  na kojoj faktor strujnog pojačanja naraste na  $\beta_2 = 150$ . Zanemariti pri tome temperaturnu promjenu napona koljena propusno polariziranog spoja  $U_\gamma = 0,7 \text{ V}$ .

Rješenje:

Theveninov napon  $U_{BB}$  i otpor  $R_B$  su

$$U_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{CC} = \frac{2}{11 + 2} \cdot 15 = 2,31 \text{ V},$$

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = 11 \parallel 2 = 1,69 \text{ k}\Omega.$$

Uz zanemarenje temperaturne promjene napona  $U_\gamma$ , na obje je temperature

$$U_{BEQ} = U_{\gamma} = 0,7 \text{ V}.$$

a) Na temperaturi od 25°C uz  $\beta_1 = 100$  vrijedi

$$I_{BQ1} = \frac{U_{BB} - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta_1)R_E} = \frac{2,31 - 0,7}{1,69 + 101 \cdot 0,5} = 0,0308 \text{ mA} = 30,8 \mu\text{A},$$

$$I_{CQ1} = \beta_1 I_{BQ1} = 100 \cdot 0,0308 = 3,08 \text{ mA},$$

$$U_{CEQ1} = U_{CC} - (R_C + R_E)I_{CQ1} = 15 - (2 + 0,5) \cdot 3,08 = 7,30 \text{ V}.$$

b) Kada se na temperaturi od 75°C uz faktor  $\beta$  poveća na  $\beta_2 = 150$  dobiva se

$$I_{BQ2} = \frac{U_{BB} - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta_2)R_E} = \frac{2,31 - 0,7}{1,69 + 151 \cdot 0,5} = 0,0209 \text{ mA} = 20,9 \mu\text{A},$$

$$I_{CQ2} = \beta_2 I_{BQ2} = 150 \cdot 0,0209 = 3,14 \text{ mA},$$

$$U_{CEQ2} = U_{CC} - (R_C + R_E)I_{CQ1} = 15 - (2 + 0,5) \cdot 3,14 = 7,15 \text{ V}.$$

Relativne promjene struje  $I_{CQ}$  i napona  $U_{CEQ}$  su

$$\frac{\Delta I_{CQ}}{I_{CQ1}} = \frac{I_{CQ2} - I_{CQ1}}{I_{CQ1}} = \frac{3,14 - 3,08}{3,08} = 1,9\%,$$

$$\frac{\Delta U_{CEQ}}{U_{CEQ1}} = \frac{U_{CEQ2} - U_{CEQ1}}{U_{CEQ1}} = \frac{7,15 - 7,30}{7,30} = -2,1\%.$$

Rezultati ukazuju da sklop sa slike 8.5 dobro stabilizira statičku radnu točku s obzirom na promjene faktora strujnog pojačanja  $\beta$ . Porastom temperature i povećanjem faktora  $\beta$  smanjuje se ulazna struja baze  $I_{BQ}$ , ali se vrlo malo mijenja izlazna struja kolektora  $I_{CQ}$ .

Uvjet za malu osjetljivost statičke radne točke sklopa sa slike 8.5 na promjenu faktora strujnog pojačanja u izlaznim karakteristikama može se odrediti, ako se uz pomoć (8.17) izrazi struja kolektora  $I_{CQ}$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = \frac{\beta (U_{BB} - U_{BEQ})}{R_B + (1 + \beta)R_E}. \quad (8.19)$$

Struja  $I_{CQ}$  može se načiniti neovisnom o faktoru pojačanja  $\beta$ , ako je  $R_B \ll (1 + \beta)R_E$ . U tom se slučaju može pisati

$$I_{CQ} \approx \frac{\beta (U_{BB} - U_{BEQ})}{(1 + \beta)R_E} \approx \frac{U_{BB} - U_{BEQ}}{R_E}. \quad (8.20)$$

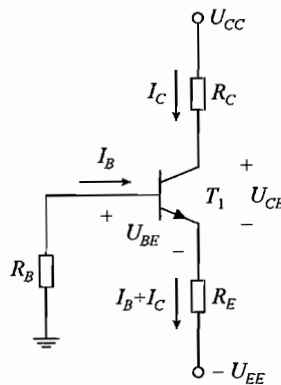


Uvjet  $R_B \ll (1 + \beta) R_E$  znači da je istosmjerna struja kroz otpore  $R_1$  i  $R_2$  znatno veća od struje baze  $I_B$ . Time je baza na fiksnom potencijalu  $U_{BB}$ , određenom s (8.13), a emiter je na potencijalu  $U_{BB} - U_{BE}$ . Struja  $(I_B + I_C) \approx I_C$  kroz otpor  $R_E$  određena je kvocijentom potencijala emitera i otpora emitera prema (8.20).

Uz fiksni potencijal  $U_{BB}$ , pad napona između baze i mase  $U_{BB} \approx U_{BE} + R_E I_C$  objašnjava stabilizacijsko djelovanje otpora  $R_E$ . Ako bi se iz nekog razloga struja  $I_C$  povećala, tada bi se morao smanjiti napon  $U_{BE}$ , što bi uzrokovalo smanjenje struje  $I_C$ . Sklop sa slike 8.5 suprotstavlja se promjeni struje  $I_C$ , a time i promjeni položaja radne točke u polju izlaznih karakteristika. Otpor  $R_E$  spojen između emitera i mase smanjuje naponsko pojačanje sklopa, što se naziva emitterskom degeneracijom.

### 8.2.3. Podešavanje statičke radne točke s dva napona napajanja

Ako su na raspolaganju dva napona napajanja, pozitivni i negativni, statička radna točka može se podesiti sklopom na slici 8.8. U tom slučaju nije potrebno koristiti otporno djelilo u krugu baze. Spoj baze s masom ostvaruje se preko izmjeničnog izvora ili općenito preko otpornika  $R_B$ . U spoju zajedničke baze, baza se spaja izravno na masu. Otpornikom  $R_E$  stabilizira se statička radna točka.



Slika 8.8 – Podešavanje statičke radne točke s dva napona napajanja.

Za ulazni krug sklopa može se pisati

$$U_{EE} = R_B I_B + U_{BE} + R_E (I_B + I_C). \quad (8.21)$$

Uz  $I_C = \beta I_B$ , struja baze je

$$I_B = \frac{U_{EE} - U_{BE}}{R_B + (1 + \beta) R_E}. \quad (8.22)$$

Izlazni napon  $U_{CE}$  je

$$U_{CE} = U_{CC} + U_{EE} - (R_C + R_E) I_C. \quad (8.23)$$

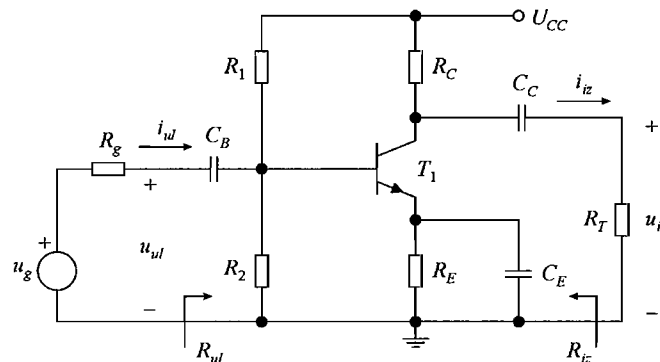
U gornjem je izrazu pretpostavljeno da je faktor  $\beta \gg 1$ , odnosno da je  $(I_B + I_C) \approx I_C$ .

### 8.3. Osnovni stupnjevi pojačala s bipolarnim tranzistorima

Bipolarni tranzistor može raditi u tri različita spoja, pa se i pojačala s bipolarnim tranzistorima koriste u tri spoja. Ako pojačalo radi u režimu malog signala, u njegovoj se analizi može primijeniti metoda superpozicije. Najprije se u statičkoj analizi određuju struje i naponi tranzistora u statičkoj radnoj točki. Nakon toga se u statičkoj radnoj točki izračunavaju dinamički parametri, da bi se u dinamičkoj analizi odredila dinamička svojstva pojačala poput naponskog i strujnog pojačanja, te ulaznog i izlaznog otpora.

#### 8.3.1. Pojačalo u spoju zajedničkog emitera

Shema pojačala s bipolarnim tranzistorom u spoju zajedničkog emitera prikazana je na slici 8.9. Statičku radnu točku bipolarnog tranzistora  $T_1$  određuju, uz napon napajanja  $U_{CC}$ , otporno djelilo s otpornicima  $R_1$  i  $R_2$  u krugu baze, te otpornici  $R_C$  i  $R_E$ .



Slika 8.9 – Pojačalo s bipolarnim tranzistorom u spoju zajedničkog emitera.

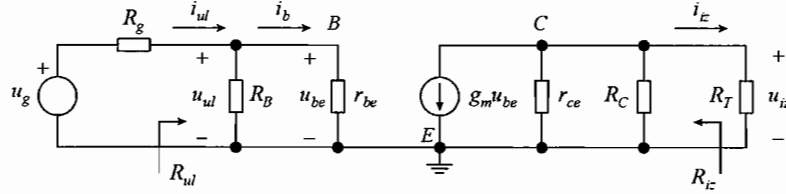
Ulazni signal iz generatora signala  $u_g$  s unutarnjim otporom  $R_g$  dovodi se na ulaz pojačala, tj. na bazu tranzistora preko veznog kondenzatora  $C_B$ . U statičkim prilikama zadaća kondenzatora  $C_B$  je odvajanje generatora signala od ulaza sklopa kojim se određuje statička radna točka, a u dinamičkim prilikama propuštanje signala u ulaz pojačala. Izlazni signal pojačala dobiva se na izlaznom kolektorskom priključku na koji je preko veznog kondenzatora  $C_C$  spojeno trošilo otpora  $R_T$ . Uloga kondenzatora  $C_C$  na izlazu pojačala jednaka je ulozi kondenzatora  $C_B$  na ulazu. Emitterski otpornik  $R_E$ , koji se koristi za stabilizaciju statičke radne točke, i dinamičkim je prilikama premošten kondenzatorom  $C_E$ .

Na frekvenciji signala impedancije kondenzatora  $C_B$ ,  $C_C$  i  $C_E$  moraju biti male čime se ulazni signal dovodi na bazu tranzistora, izlazni signal odvodi se s kolektora, a emiter se u dinamičkim prilikama kratko spaja na masu. U tim uvjetima bipolarni tranzistor radi u spoju zajedničkog emitera.

U statičkoj se analizi odspajaju  $C_B$ ,  $C_C$  i  $C_E$ . Sklop se svodi na shemu prema slici 8.5, a statička radna točka određuje se primjenom jednadžbi (8.13), (8.14), (8.10), (8.11), (8.17) i (8.18).

Shema pojačala za dinamičku analizu prikazana je na slici 8.10. U dinamičkim prilikama uzimamo da su kondenzatori  $C_B$ ,  $C_C$  i  $C_E$  kratki spojevi. Time se generator signala izravno spaja na bazu tranzistora, trošilo na kolektor, a emiter na masu. Napon napajanja  $U_{CC}$  nema

izmjeničnu komponentu  $i$  u dinamičkim se prilikama spaja na masu. U tim su uvjetima oba otpornika  $R_1$  i  $R_2$  jednim priključkom spojeni na masu, a drugim na bazu tranzistora, te su u shemi na slici 8.10 nadomještjeni otporom  $R_B = R_1 \parallel R_2$ .



**Slika 8.10** – Model pojačala u spoju zajedničkog emitera sa slike 8.9 za dinamičku analizu.

Bipolarni tranzistor nadomješten je, između priključaka  $B$ ,  $E$  i  $C$ , modelom sa slike 7.34 pri čemu je zanemaren serijski otpor baze  $r_{bb'}$ . Time je ukupni dinamički ulazni otpor  $r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e} \approx r_{b'e}$ , a upravljački napon  $u_{b'e} \approx u_{be}$ . U izlaznom krugu pojačanje tranzistora modelira se naponski upravljanim strujnim izvorom čiji je parametar strmina  $g_m$ , a paralelno tom izvoru spojen je izlazni dinamički otpor tranzistora  $r_{ce}$ . Ovisni izvor upravljan je naponom  $u_{be}$ , a smjer struje izvora je od kolektora prema emiteru.

U izlaznom krugu izlazni napon  $u_{ic}$  rezultat je pada napona na paralelnoj kombinaciji otpora  $r_{ce} \parallel R_C \parallel R_T$  zbog protjecanja struje  $-g_m u_{be}$

$$u_{ic} = -g_m u_{be} (r_{ce} \parallel R_C \parallel R_T). \quad (8.24)$$

Kako je u ulaznom krugu

$$u_{ul} = u_{be}, \quad (8.25)$$

naponsko je pojačanje

$$A_V = \frac{u_{ic}}{u_{ul}} = -g_m (r_{ce} \parallel R_C \parallel R_T). \quad (8.26)$$

Naponsko pojačanje pojačala jednako je strmini tranzistora pomnoženoj s ukupnim otporom u krugu kolektora. Pojačanje je negativno, što znači da je izlazni napon  $u_{ic}$  pomaknut u fazi za  $180^\circ$  u odnosu na ulazni napon  $u_{ul}$ . Često je izlazni dinamički otpor tranzistora  $r_{ce}$  znatno veći od paralelne kombinacije otpora  $R_C \parallel R_T$ , te u tom slučaju naponsko pojačanje poprima oblik

$$A_V = \frac{u_{ic}}{u_{ul}} \approx -g_m (R_C \parallel R_T). \quad (8.27)$$

Izlazna struja  $i_{ic}$  iz sheme na slici 8.10 dio je struje izvora  $-g_m u_{be}$

$$i_{ic} = -g_m u_{be} \frac{r_{ce} \parallel R_C}{r_{ce} \parallel R_C + R_T}. \quad (8.28)$$

Iz ulaznog kruga napon  $u_{be}$  je

$$u_{be} = (R_B \parallel r_{be}) i_{ul}. \quad (8.29)$$

Kombinacijom (8.28) u (8.27) dobiva se strujno pojačanje

$$A_I = \frac{i_{iz}}{i_{ul}} = -g_m \frac{r_{ce} \parallel R_C}{r_{ce} \parallel R_C + R_T} (R_B \parallel r_{be}). \quad (8.30)$$

Kako je najčešće izlazni dinamički otpor  $r_{ce}$  znatno veći od otpora  $R_C$ , strujno pojačanje može se pisati u obliku

$$A_I = \frac{i_{iz}}{i_{ul}} \approx -g_m \frac{R_C}{R_C + R_T} (R_B \parallel r_{be}). \quad (8.31)$$

Izrazi za naponsko i strujno pojačanje mogu se umjesto sa strminom  $g_m$  izraziti s dinamičkim faktorom strujnog pojačanja  $h_{fe}$ . Uvrštenjem izraza  $g_m = h_{fe} / r_{be}$ , koji vrijedi uz  $r_{be} = r_{be}$ , jednačbe (8.27) i (8.31) prelaze u oblik

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} \approx -\frac{h_{fe} (R_C \parallel R_T)}{r_{be}}, \quad (8.32)$$

$$A_I = \frac{i_{iz}}{i_{ul}} \approx -h_{fe} \frac{R_C}{R_C + R_T} \frac{R_B}{R_B + r_{be}}. \quad (8.33)$$

Pojačanja (8.32) i (8.33) dobila bi se također kada bi se u modelu tranzistora na slici 8.10 naponski upravljani strujni izvor  $g_m u_{be}$  zamijenio sa strujno upravljanim strujnim izvorom  $h_{fe} i_b$ . Prema (8.33) strujno pojačanje pojačala  $A_I$  odgovara strujnom pojačanju tranzistora  $h_{fe}$  umanjenom zbog gubitaka struja u ulaznom i u izlaznom krugu. Od ulazne struje  $i_{ul}$  koju generator signala daje u pojačalo, pojačava se samo struja  $i_b$  koja ulazi u tranzistor, a ne pojačava se dio struje koja teče kroz otpor  $R_B$ . Od pojačane struje koju daje tranzistor korisna je samo izlazna struja  $i_{iz}$  koju preuzima trošilo, ali nije korisna struja koja teče kroz otpor  $R_C$ . Za veće strujno pojačanje otpor  $R_B$  treba biti što veći u odnosu na ulazni otpor tranzistora  $r_{be}$ , a otpor  $R_C$  treba biti što veći u odnosu na otpor trošila  $R_T$ . Zahtjev za što veći otpor  $R_B = R_1 \parallel R_2$  u suprotnosti je sa zahtjevom da za dobru stabilizaciju statičke radne točke otpori  $R_1$  i  $R_2$  budu što manji, pa je odabir otpora  $R_1$  i  $R_2$  kompromis dobre stabilizacije statičke radne točke i većeg strujnog pojačanja. Strujno pojačanje je negativno, odnosno struja  $i_{iz}$  koje pojačalo predaje trošilu zakrenuta je u fazi za  $180^\circ$  u odnosu na struju  $i_{ul}$  koja ulazi u pojačalo.

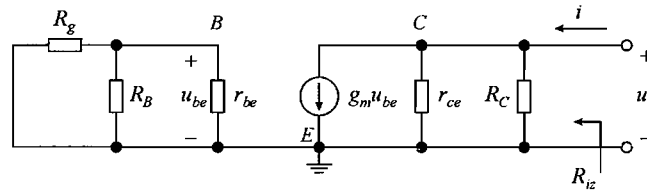
Prema shemi 8.10 ulazni otpor pojačala je

$$R_{ul} = \frac{u_{ul}}{i_{ul}} = R_B \parallel r_{be}. \quad (8.34)$$

Oba izraza za naponsko i strujno pojačanje izvedena su zasebno iz modela pojačala za dinamičku analizu. Uz poznavanje jednog od pojačanja drugo se može lako izvesti posredno. Tako se npr. za strujno pojačanje može pisati

$$A_I = \frac{i_{iz}}{i_{ul}} = \frac{u_{iz} / R_T}{u_{ul} / R_{ul}} = A_V \frac{R_{ul}}{R_T}. \quad (8.35)$$

Na slici 8.11 prikazana je shema za određivanje izlaznog otpora pojačala sa slike 8.9. Pri određivanju izlaznog otpora u modelu pojačala sa slike 8.10 kratko je spojen neovisan izvor generatora signala  $u_g$ . Odspojeno je trošilo  $R_T$  i na njegovo mjesto postavljen je naponski izvor  $u$  i određuje se struja  $i$  koja iz izvora  $u$  teče u pojačalo.



Slika 8.11 – Određivanje izlaznog otpora pojačala sa slike 8.9.

U ulaznom krugu pojačala nema izvora napona niti struje, te je napon  $u_{be} = 0$ . Time je struja ovisnog strujnog izvora  $g_m u_{be} = 0$  i izlazni je otpor

$$R_{iz} = \frac{u}{i} = r_{ce} \parallel R_C. \quad (8.36)$$

Često je izlazni otpor  $r_{ce}$  znatno veći od otpora  $R_C$ , pa je izlazni otpor pojačala  $R_{iz} \approx R_C$ . Kada bi s trošilo spojilo izravno u kolektor, odnosno kada ne bi bilo otpora  $R_C$  izlazni otpor pojačala bio bi jednak izlaznom otporu tranzistora  $r_{ce}$ .

#### Primjer 8.4

U pojačalu sa slike 8.9 zadano je:  $U_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $R_g = 500 \Omega$ ,  $R_1 = 30 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 11 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_T = 1,2 \text{ k}\Omega$  i  $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ . Parametri *npn* bipolarnog tranzistora su  $\beta \approx h_{fe} = 100$ ,  $U_\gamma = 0,7 \text{ V}$  i  $U_A = 200 \text{ V}$ . Naponski ekvivalent temperature  $U_T = 25 \text{ mV}$ . Odrediti pojačanja  $A_V = u_{iz} / u_{ul}$ ,  $A_I = i_{iz} / i_{ul}$  i  $A_{Vg} = u_{iz} / u_g$ , te ulazni i izlazni otpor pojačala.

Rješenje:

U statičkoj analizi vrijedi prema Theveninu

$$U_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{CC} = \frac{11}{30 + 11} \cdot 15 = 4,02 \text{ V},$$

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = 30 \parallel 11 = 8,05 \text{ k}\Omega,$$

$$U_{BEQ} = U_\gamma = 0,7 \text{ V},$$

$$I_{BQ} = \frac{U_{BB} - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} = \frac{4,02 - 0,7}{8,05 + 101 \cdot 1} = 0,0304 \text{ mA} = 30,4 \mu\text{A},$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 100 \cdot 0,0304 = 3,04 \text{ mA},$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - (R_C + R_E)I_{CQ} = 15 - (2 + 1) \cdot 3,04 = 5,88 \text{ V}.$$

Uz zanemarenje serijskog otpora baze dinamički parametri u statičkoj radnoj točki su

$$r_{be} = \frac{U_T}{I_{BQ}} = \frac{0,025}{30,4 \cdot 10^{-6}} = 822 \Omega,$$

$$r_{ce} = \frac{U_{CEQ} + U_A}{I_{CQ}} = \frac{5,88 + 200}{3,04} = 67,7 \text{ k}\Omega,$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_{be}} = \frac{100}{0,822} = 122 \text{ mA/V}.$$

Iz dinamičke analize slijedi

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = -g_m (r_{ce} \parallel R_C \parallel R_T) = -122 \cdot (67,7 \parallel 2 \parallel 1,2) = -90,5,$$

$$A_I = \frac{i_{iz}}{i_{ul}} = -h_{fe} \frac{r_{ce} \parallel R_C}{r_{ce} \parallel R_C + R_T} \frac{R_B}{R_B + r_{be}} = -100 \cdot \frac{67,7 \parallel 2}{67,7 \parallel 2 + 1,2} \cdot \frac{8,05}{8,05 + 0,822} = -56,1,$$

$$R_{ul} = R_B \parallel r_{be} = 8,05 \parallel 0,822 = 746 \Omega,$$

$$A_{Vg} = \frac{u_{iz}}{u_g} = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} \frac{u_{ul}}{u_g} = A_V \frac{R_{ul}}{R_g + R_{ul}} = -90,5 \cdot \frac{746}{500 + 746} = -54,2,$$

$$R_{iz} = r_{ce} \parallel R_C = 67,7 \parallel 2 = 1,94 \text{ k}\Omega.$$

U paralelnoj kombinaciji otpora  $r_{ce} \parallel R_C$  izlazni otpor tranzistora  $r_{ce}$  je preko 30 puta veći od otpora  $R_C$ . Zanemarenjem otpora  $r_{ce}$  izrazima za pojačanja i izlazni otpor dobiva se

$$A_V \approx -g_m (R_C \parallel R_T) = -122 \cdot (2 \parallel 1,2) = -91,5,$$

$$A_I \approx -h_{fe} \frac{R_C}{R_C + R_T} \frac{R_B}{R_B + r_{be}} = -100 \cdot \frac{2}{2 + 1,2} \cdot \frac{8,05}{8,05 + 0,822} = -56,7,$$

$$A_{Vg} = A_V \frac{R_{ul}}{R_g + R_{ul}} \approx -91,5 \cdot \frac{746}{500 + 746} = -54,8,$$

$$R_{iz} \approx R_C = 2 \text{ k}\Omega.$$

Pogreške pri zanemarenju otpora  $r_{ce}$  vrlo su male i manje su od rasipanja parametra tranzistora. Ako je otpor tranzistora  $r_{ce}$  znatno veći od otpora pojačala spojenog u kolektorskom krugu u proračunu pojačanja i izlaznog otpora pojačala utjecaj otpora  $r_{ce}$  može se zanemariti.

Oba pojačanja pojačala u spoju zajedničkog emitera, naponsko i strujno negativna su i po iznosu su znatno veća od 1. Uz otpor  $R_B$  dovoljno velik, ulazni otpor pojačala određuje ulazni otpor tranzistora  $r_{be}$ . Nasuprot tome izlazni otpor pojačala određuje prvenstveno otpornik  $R_C$  spojen u krugu kolektora.

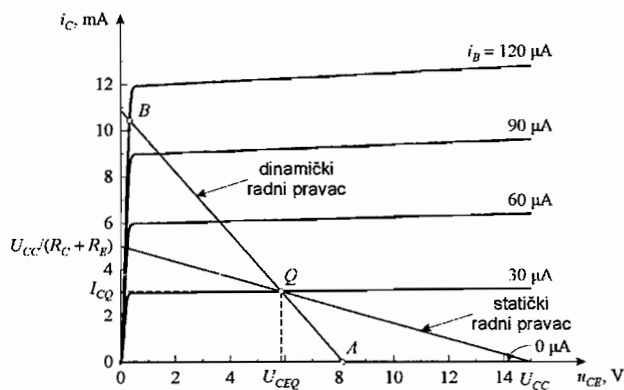
### Primjer 8.5

Za pojačalo iz primjera 8.4 u polje izlaznih karakteristika bipolarnog tranzistora ucrtati statički i dinamički radni pravac. Koliki je maksimalni hod izmjeničnih izlaznih napona i struje, a da pri tome radna točka ne izađe iz normalnog aktivnog područja?

Rješenje:

Slika 8.12 prikazuje izlazne karakteristike bipolarnog tranzistora čiji su parametri dani u primjeru 8.4. Uz pretpostavku da je faktor  $\beta$  znatno veći od jedinice, jednadžba statičkog radnog pravca u izlaznom krugu pojačala sa slike 8.9 je

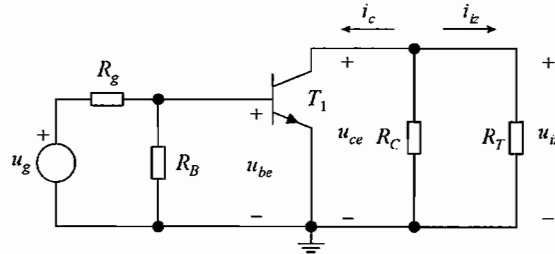
$$U_{CE} = U_{CC} - (R_C + R_E)I_C.$$



Slika 8.12 – Izlazne karakteristike bipolarnog tranzistora s ucrtanim radnim pravcima.

Sjecište statičkog radnog pravca s osi apcisa je napon  $U_{CE} = U_{CC} = 15 \text{ V}$ , a sjecište s osi ordinata je struja  $I_C = U_{CC} / (R_C + R_E) = 15 / (2 + 1) = 5 \text{ mA}$ . Statistički radni pravac ima koeficijent nagiba  $-1 / (R_C + R_E) = -1 / 3 \text{ k}\Omega$ . Statističku radnu točku  $Q$  određuje sjecište statičkog radnog pravca i izlazne karakteristike tranzistora uz struju baze  $I_B = I_{BQ} = 30 \mu\text{A}$ . Povlačenjem okomica na koordinatne osi određuju se struja  $I_{CQ} = 3,0 \text{ mA}$  i napon  $U_{CEQ} = 5,8 \text{ V}$  u statičkoj radnoj točki. Te su vrijednosti praktički jednake vrijednostima određenim analitičkim proračunom.

U dinamičkim uvjetima pojačalo sa slike 8.9 može se predočiti spojem na slici 8.13. Shema na slici 8.13 dobivena je kratkim spajanjem kondenzatora  $C_B$ ,  $C_C$  i  $C_E$ , te spajanjem napona napajanja  $U_{CC}$  na masu. Jednadžba izlaznog kruga



Slika 8.13 – Pojačalo u spoju zajedničkog emitera sa slike 8.9 u dinamičkim prilikama.

$$u_{ce} = -(R_C \parallel R_T) i_c ,$$

predstavlja dinamički pravac u izlaznim karakteristikama. Dinamički radni pravac mora proći kroz statičku radnu točku, a koeficijent nagiba mu je  $-1/(R_C \parallel R_T) = -1/(2 \parallel 1,2) = -1/750 \Omega$ . Položaj dinamičkog radnog pravca u polju izlaznih karakteristika na slici 8.12 može se odrediti računanjem njegovih sjecišta s koordinatnim osima. Otpor u dinamičkim uvjetima je  $R_C \parallel R_T$ . Odsječak na osi apscisa od napona  $U_{CEQ}$  do sjecišta dinamičkog pravca je  $\Delta u_{CE} = (R_C \parallel R_T) I_{CQ}$ , pa je sjecište dinamičkog pravca s osi apscisa uz napon  $u_{CE}$

$$u_{CE} = U_{CEQ} + \Delta u_{CE} = U_{CEQ} + (R_C \parallel R_T) I_{CQ} = 5,8 + 0,75 \cdot 3,0 = 8,1 \text{ V} .$$

Odsječak na osi ordinata od struje  $I_{CQ}$  do sjecišta dinamičkog pravca je  $\Delta i_C = U_{CEQ} / (R_C \parallel R_T)$  i sjecište dinamičkog pravca s osi ordinata je uz struju  $i_C$

$$i_C = I_{CQ} + \Delta i_C = I_{CQ} + U_{CEQ} / (R_C \parallel R_T) = 3,0 + 5,8 / 0,75 = 10,7 \text{ mA} .$$

Priključkom ulaznog signala radna se točka kreće po dinamičkom radnom pravcu. Porastom struje  $i_B$  radna se točka pomiče prema većim strujama  $i_C$  i manjim naponima  $u_{CE}$ . Krajnji položaj radne točke koja još uvijek leži u normalnom aktivnom području označen je točkom  $B$ . Ta je točka, s naponom  $U_{CEB} = 0,3 \text{ V}$  i strujom  $I_{CB} = 10,4 \text{ mA}$ , na granici područja zasićenja. Smanjenjem struje  $i_B$  radna točka pomiče se prema manjim strujama  $i_C$  i većim naponima  $u_{CE}$ . Točka  $A$  je krajnji položaj radne točke na granici normalnog aktivnog područja i područja zapiranja. Napon i struja u toj točki su  $U_{CEA} = 8,1 \text{ V}$  i  $I_{CA} = 0 \text{ mA}$ .

Maksimalni hod signala ograničen je kraćom udaljenošću od statičke radne točke  $Q$  do jedne od graničnih točaka  $A$  ili  $B$ . Prema slici 8.12 kraća je udaljenost od točke  $Q$  do točke  $A$ . Maksimalni hod napona  $u_{ce}$  ograničen tim točkama je

$$U_{ce\max} = U_{CEA} - U_{CEQ} = 8,1 - 5,8 = 2,3 \text{ V} ,$$

a struje  $i_c$  je



$$I_{c \max} = I_{CQ} - I_{CA} = 3,0 - 0 = 3,0 \text{ mA} .$$

Maksimalni hod izlaznog napona  $u_{iz}$  odgovara maksimalnom hodu napona  $u_{ce}$

$$U_{iz \max} = U_{ce \max} = 2,3 \text{ V} ,$$

a maksimalni hod izlazne struje  $i_{iz}$ , prema slici 8.13, dio je maksimalnog hoda struje kolektora  $i_c$

$$I_{iz \max} = I_{c \max} \frac{R_C}{R_C + R_T} = 3,0 \frac{2}{2 + 1,2} = 1,9 \text{ mA} .$$

### ***Podršavanje statičke radne točke za maksimalni hod signala***

U prethodnom primjeru pokazano je da se dolaskom signala radna točka kreće po dinamičkom radnom pravcu u polju izlaznih karakteristika tranzistora. U radu pojačala ni u jednom trenutku radna točka ne smije izaći iz normalnog aktivnog područja rada. To znači da se, prema slici 8.12, porastom struje radna točka smije pomicati do točke  $B$ , na granici normalnog aktivnog područja s područjem zasićenja, a smanjenjem struje do točke  $A$ , na granici normalnog aktivnog područja s područjem zapiranja. Maksimalni hod signala određen je kraćom udaljenošću od statičke radne točke  $Q$  do jedne od tačaka  $B$  ili  $A$ . Maksimalni hod signala bit će očito najveći ako su obje udaljenosti jednake, odnosno ako se statička radna točka nalazi na sredini, između tačaka  $B$  i  $A$ .

Optimalni položaj statičke radne točke  $Q$ , na sredini dinamičkog radnog pravca može se odrediti analitičkim i grafičkim putem. Postupak će biti prikazan na primjeru pojačala sa slike 8.9. Uz pretpostavku da je faktor strujnog pojačanja  $\beta$  znatno veći od jedinice, statički radni pravac u polju izlaznih karakteristika određuje jednadžba

$$U_{CEQ} = U_{CC} - (R_C + R_E)I_{CQ} . \quad (8.37)$$

Druga jednadžba koja povezuje napon  $U_{CEQ}$  i struju  $I_{CQ}$  dobiva se iz dinamičkih uvjeta. Uz priključak signala, pojačalo se za izmjenične veličine može prikazati shemom prema slici 8.13. Za izlazni krug vrijedi

$$u_{ce} = -(R_C \parallel R_T)i_c . \quad (8.38)$$

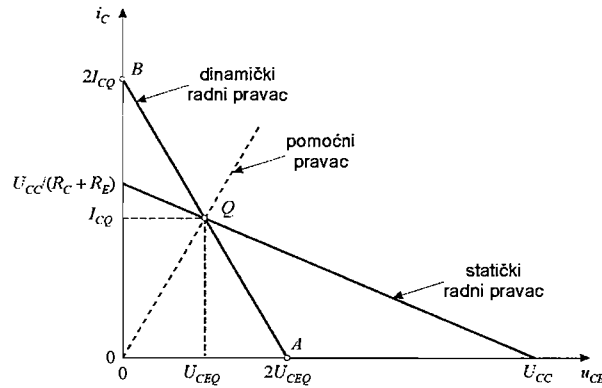
To je jednadžba dinamičkog radnog pravca. Izmjenični napon  $u_{ce}$  i struja  $i_c$  mogu se pisati kao razlike totalnih vrijednosti i istosmjernih vrijednosti u statičkoj radnoj točki

$$u_{CE} - U_{CEQ} = -(R_C \parallel R_T)(i_C - I_{CQ}) . \quad (8.39)$$

Na slici 8.14 u polju izlaznih karakteristika ucrtni su statički i dinamički radni pravac. Na dinamičkom radnom pravcu ucrtni su točka  $A$  na granici s područjem zapiranja i točka  $B$  na granici s područjem zasićenja. Točka  $A$  leži na osi apscisa, a uz zanemarenje malog napona zasićenja  $U_{CEzas}$ , koji je tipično 0,1 do 0,3 V, točka  $B$  leži na osi ordinata. Da bi statička radna točka bila na sredini dinamičkog radnog pravca, struja  $i_C$  određena sjecištem dinamičkog radnog

pravca s osi ordinata, u točki  $B$ , mora biti jednaka dvostrukoj struji  $I_{CQ}$ . Kako je za svaku točku na osi ordinata napon  $u_{CE} = 0$ , za točku  $B$  jednadžba (8.39) poprima oblik

$$0 - U_{CEQ} = -(R_C \parallel R_T)(2I_{CQ} - I_{CQ}), \quad (8.40)$$



Slika 8.14 – Položaj statičke radne točke za maksimalni hod signala.

odnosno

$$U_{CEQ} = (R_C \parallel R_T)I_{CQ}. \quad (8.41)$$

Isti bi se rezultat dobio kada bi se u jednadžbu (8.39) uvrstio uvjet za točku  $A$ . Da bi statička radna točka bila na sredini dinamičkog radnog pravca, u točki  $A$  napon mora biti  $u_{CE} = 2U_{CEQ}$ , a struja  $i_C = 0$ .

Uz (8.37), izraz (8.41) je druga jednadžba koja povezuje napon  $U_{CEQ}$  i struju  $I_{CQ}$ . Iz te se dvije jednadžbe dobivaju napon  $U_{CEQ}$  i struja  $I_{CQ}$  za statičku radnu točku koja leži na sredini dinamičkog radnog pravca

$$I_{CQ} = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E + R_C \parallel R_T}, \quad (8.42)$$

$$U_{CEQ} = \frac{R_C \parallel R_T}{R_C + R_E + R_C \parallel R_T} U_{CC}. \quad (8.43)$$

Optimalni položaj statičke radne točke  $Q$  za maksimalni hod signala može se odrediti i grafičkim putem. Najprije se u polje izlaznih karakteristika ucrtava statički radni pravac, čiji je koeficijent nagiba  $-1/(R_C + R_E)$ . Zatim se ucrtava pomoćni pravac koji prolazi kroz ishodište i čiji koeficijent nagiba odgovara koeficijentu nagiba dinamičkog radnog pravca sa suprotnim predznakom. Kako je koeficijent nagiba dinamičkog radnog pravca  $-1/(R_C \parallel R_T)$ , koeficijent nagiba pomoćnog pravca je  $1/(R_C \parallel R_T)$ . Taj je pravac na slici 8.14 označen crtkano. Sjecište statičkog radnog pravca i pomoćnog pravca određuje statičku radnu točku  $Q$  na sredini dinamičkog radnog pravca. Dinamički radni pravac dobiva se zrcaljenjem pomoćnog radnog pravca oko vertikalne osi uz napon  $u_{CE} = U_{CEQ}$ .

### Primjer 8.6

Za pojačalo sa slike 8.9 odrediti statičku radnu točku za maksimalni hod signala. Koliki su pri tome maksimalni hodovi izlaznog napona  $u_{iz}$  i izlazne struje  $i_{iz}$ ? Odrediti otpore otpornog djelila  $R_1$  i  $R_2$  kojima se postiže ta statička radna točka. Zadano je:  $U_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $R_C = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_T = 1,2 \text{ k}\Omega$  i  $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ . Parametri *n*p*n* bipolarnog tranzistora su  $\beta = 100$  i  $U_\gamma = 0,7 \text{ V}$ .

Rješenje:

Za statičku radnu točku na sredini dinamičkog radnog pravca struja  $I_{CQ}$  i napon  $U_{CEQ}$  računaju se prema (8.42) i (8.43)

$$I_{CQ} = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E + R_C \parallel R_T} = \frac{15}{2 + 1 + 2 \parallel 1,2} = 4 \text{ mA},$$

$$U_{CEQ} = \frac{R_C \parallel R_T}{R_C + R_E + R_C \parallel R_T} U_{CC} = \frac{2 \parallel 1,2}{2 + 1 + 2 \parallel 1,2} \cdot 15 = 3 \text{ V}.$$

Prema slici 8.14 maksimalni hodovi napona  $u_{ce}$  i struje  $i_c$  su

$$U_{ce \max} = U_{CEQ} = 3 \text{ V},$$

$$I_{c \max} = I_{CQ} = 4 \text{ mA}.$$

Maksimalni hodovi izlaznog napona  $u_{iz}$  i izlazne struje  $i_{iz}$  su

$$U_{iz \max} = U_{ce \max} = 3 \text{ V},$$

$$I_{iz \max} = I_{c \max} \frac{R_C}{R_C + R_T} = 4 \cdot \frac{2}{2 + 1,2} = 2,5 \text{ mA}.$$

Statička radna točka postavlja se otpornim djelilom u krugu baze i otpornikom  $R_E$  u emiteru tranzistora. Thevenonov otpor otpornog djelila je  $R_B = R_1 \parallel R_2$ . Uvjet za dobru stabilizaciju radne točke je  $R_B \ll (1 + \beta) R_E$ . S druge strane otpor  $R_B$  ne smije biti premali, da ne bi smanjio ulazni otpor  $R_{ul}$  ili strujno pojačanje  $A_I$  pojačala. Kao kompromis može se odabrati da je otpor  $R_B$  deset puta manji od vrijednosti  $(1 + \beta) R_E$ , odnosno

$$R_B = 0,1(1 + \beta) R_E = 0,1 \cdot 101 \cdot 1 = 10,1 \text{ k}\Omega.$$

Struja baze u statičkoj radnoj točki je

$$I_{BQ} = I_{CQ} / \beta = 4 / 100 = 0,04 \text{ mA} = 40 \mu\text{A},$$

a Theveninov je napon, prema (8.16)

$$U_{BB} = R_B I_{BQ} + U_{BEQ} + (1 + \beta) R_E I_{BQ} = 10,1 \cdot 0,04 + 0,7 + 101 \cdot 1 \cdot 0,04 = 5,14 \text{ V}.$$

Prema Theveninu

$$U_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{CC},$$

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

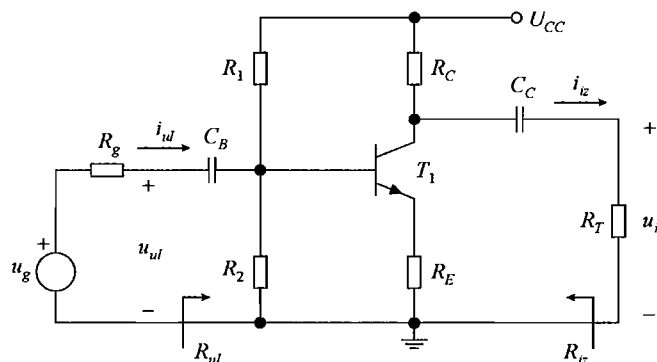
Iz te se dvije jednačbe određuju otpori  $R_1$  i  $R_2$

$$R_1 = R_B \frac{U_{CC}}{U_{BB}} = 10,1 \cdot \frac{15}{5,14} = 29,5 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2 = R_B \frac{U_{CC}}{U_{CC} - U_{BB}} = 10,1 \cdot \frac{15}{15 - 5,14} = 15,4 \text{ k}\Omega.$$

### Pojačalo u spoju zajedničkog emitera s emitterskom degeneracijom

U pojačalu na slici 8.9 emitorski otpornik  $R_E$ , koji služi za stabilizaciju radne točke, premošten je kondenzatorom  $C_E$ . Na taj je način emiter tranzistora u dinamičkim prilikama spojen na masu. Ako se emitorski otpornik ne premosti kondenzatorom, tada pojačalo poprima oblik na slici 8.15.



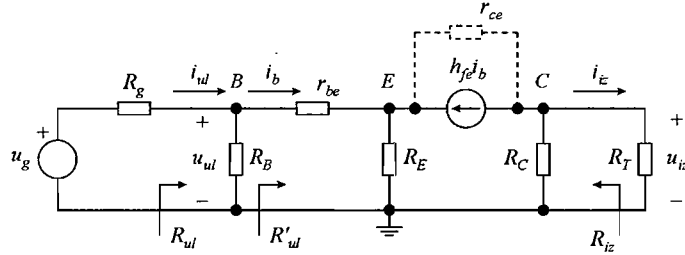
Slika 8.15 – Pojačalo s bipolarnim tranzistorom u spoju zajedničkog emitera s emitterskom degeneracijom.

Jednako kao i kod pojačala sa slike 8.9, statičku radnu točku pojačala sa slike 8.15 određuju napon napajanja  $U_{CC}$ , otporno djelilo s otpornicima  $R_1$  i  $R_2$  u baznom krugu, te otpornici  $R_C$  i  $R_E$  u izlaznom krugu. Time sklop u statičkim prilikama izgleda kao sklop prikazan na slici 8.5.

Pobuda se iz generatora signala dovodi na bazu preko veznog kondenzatora  $C_B$ , a pojačani signal se s kolektora predaje trošilu preko veznog kondenzatora  $C_C$ . Pojačalo radi u spoju zajedničkog emitera, jer je emitorski krug zajednički ulaznom i izlaznom krugu.

Model pojačala za dinamičku analizu prikazan je na slici 8.16. Shema je dobivena kratkim spajanjem kondenzatora  $C_B$  i  $C_C$ , te spajanjem priključka napona napajanja na masu. Na taj je način generator signala izravno vezan na bazu, a trošilo na kolektor tranzistora. Otpornici  $R_1$

i  $R_2$  spojeni su paralelno između baze i mase i nadomješteni su otporom  $R_B = R_1 \parallel R_2$ . Emiter tranzistora nije izravno spojen na masu, nego je na masu spojen preko otpornika  $R_E$ . Iako niti jedna od točaka tranzistora nije na masi, pojačalo radi u spoju zajedničkog emitera. Signal se dovodi na bazu, a odvodi s kolektora tranzistora.



Slika 8.16 – Model pojačala u spoju zajedničkog emitera s emitterskom degeneracijom sa slike 8.15 za dinamičku analizu.

Tranzistor je nadomješten modelom između priključaka baze  $B$ , emitera  $E$  i kolektora  $C$ . Između baze i emitera uključen je ulazni dinamički otpor  $r_{be}$ , a zanemaren je serijski otpor baze. Između baze i kolektora tranzistor je nadomješten ovisnim strujnim izvorom  $h_{fe} i_b$ , te paralelno spojenim izlaznim dinamičkim otporom  $r_{ce}$ . Ovisni izvor upravljan je strujom  $i_b$ , koja teče kroz  $r_{be}$  od baze prema emiteru, a struja izvora teče od kolektora prema emiteru.

Izlazni dinamički otpor tranzistora  $r_{ce}$ , prikazan crtkano na slici 8.16, redovito je znatno veći i od otpora  $R_C$  i  $R_T$  spojenih u kolektoru i od otpora  $R_E$  spojenog u emiteru tranzistora. Time je struja koja teče kroz  $r_{ce}$  u shemi na slici 8.16, znatno manja od struje  $h_{fe} i_b$  strujnog izvora, pa se u dinamičkoj analizi pojačala otpor  $r_{ce}$  može ispustiti. U tom su slučaju ulazni i izlazni napon

$$u_{ul} = i_b r_{be} + (1 + h_{fe}) i_b R_E, \quad (8.44)$$

$$u_{iz} = -h_{fe} i_b (R_C \parallel R_T), \quad (8.45)$$

pa je naponsko pojačanje

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = -h_{fe} \frac{R_C \parallel R_T}{r_{be} + (1 + h_{fe}) R_E}. \quad (8.46)$$

Usporedbom s izrazom (8.32) za naponsko pojačanje pojačala u spoju zajedničkog emitera, može se zaključiti da je naponsko pojačanje i dalje negativno, ali da emitterski otpornik  $R_E$  uzrokuje smanjenje iznosa pojačanja. Zbog toga se primjena emitterskog otpornika u spoju zajedničkog emitera naziva **emitterskom degeneracijom**.

Ukoliko se u jednadžbi (8.46) zanemari jedinica u odnosu na veliki faktor strujnog pojačanja  $h_{fe}$ , te ukoliko se primjeni izraz  $g_m = h_{fe} / r_{be}$ , tada (8.46) prelazi u

$$A_V \approx \frac{-g_m (R_C \parallel R_T)}{1 + g_m R_E}. \quad (8.47)$$

Gornji izraz jednak je izrazu (6.42) za pojačanje pojačala s FET-om u spoju zajedničkog uvoda s uvodskom degeneracijom. Usporedbom s jednadžbom (8.27), za pojačanje pojačala s bipolarnim tranzistorom u spoju zajedničkog emitera bez emterske degeneracije, vidi se da emitera degeneracija smanjuje naponsko pojačanje pojačala za faktor  $(1 + g_m R_E)$ . Ukoliko je umnožak  $g_m R_E$  znatno veći od jedinice, tada se (8.47) može pisati u obliku

$$A_V \approx - \frac{R_C \parallel R_T}{R_E}. \quad (8.48)$$

Naponsko pojačanje je u tom slučaju određeno jedino omjerom otpora otpornika spojenih u kolektorskom i emitorskom krugu tranzistora. Takvo pojačanje manje je od pojačanja pojačala bez degeneracije, ali je stabilnije, jer ne ovisi o parametrima tranzistora, koji se jako rasipaju, već o iznosim otpora otpornika koji se kreću u znatno užim tolerancijama.

Ulazni otpor  $R'_{ul}$  gledajući u bazu tranzistora je prema shemi na slici 8.16 i prema (8.44) jednak

$$R'_{ul} = \frac{u_{ul}}{i_b} = r_{be} + (1 + h_{fe}) R_E. \quad (8.49)$$

Osim ulaznog dinamičkog otpora tranzistora  $r_{be}$ , u ulaznom otporu  $R'_{ul}$  pojavljuje se i emitorski otpornik  $R_E$  pomnožen s  $(1 + h_{fe})$ . Prema shemi na slici 8.16 ulazni otpor određuje se u krugu baze u kojem teče struja  $i_b$ . Otpornik  $R_E$  nalazi se u krugu emitera u kojem teče struja  $(1 + h_{fe}) i_b$ . Kada se taj otpornik preslikava u krug baze mora se pomnožiti s  $(1 + h_{fe})$  kako bi se na njemu zadržao isti pad napona  $(1 + h_{fe}) i_b R_E$ . Zbog člana  $(1 + h_{fe}) R_E$  ulazni otpor  $R'_{ul}$  je velik i može biti reda veličine 100 kΩ.

Iz izlaznog kruga sheme na slici 8.16 izlazna struja  $i_{iz}$  dio je struje  $-h_{fe} i_b$

$$i_{iz} = -h_{fe} i_b \frac{R_C}{R_C + R_T}, \quad (8.50)$$

a iz ulaznog kruga struja  $i_b$  dio je ulazne struje  $i_{ul}$

$$i_b = i_{ul} \frac{R_B}{R_B + R'_{ul}} = i_{ul} \frac{R_B}{R_B + r_{be} + (1 + h_{fe}) R_E}. \quad (8.51)$$

Iz (8.50) i (8.51) slijedi izraz za strujno pojačanje

$$A_I = \frac{i_{iz}}{i_{ul}} = -h_{fe} \frac{R_C}{R_C + R_T} \frac{R_B}{R_B + r_{be} + (1 + h_{fe}) R_E}. \quad (8.52)$$

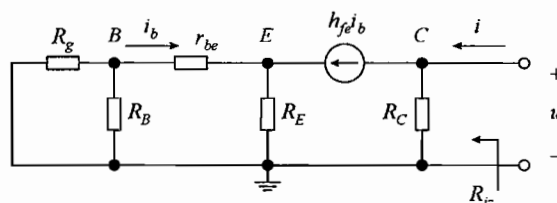
Strujno pojačanje je negativno, a emitera degeneracija, tj. član  $(1 + h_{fe}) R_E$  u nazivniku drugog razlomka u izrazu (8.52) smanjuje iznos pojačanja. S pojačalom sa slike 8.15 nemoguće u isto vrijeme postići dobru stabilizaciju statičke radne točke i veliki iznos strujnog pojačanja. Dobra stabilizacija statičke radne točke postiže se uvjetom da je  $R_B \ll (1 + \beta) R_E$ . Uz  $\beta \approx h_{fe}$ , prethodni uvjet znači da je  $R_B \ll (1 + h_{fe}) R_E$ . Taj uvjet automatski uzrokuje malo strujno pojačanje, jer je u tom slučaju brojnik  $R_B$  u drugom razlomku izraza (8.52) znatno manji od nazivnika  $R_B + r_{be} + (1 + h_{fe}) R_E$ .

Ukupni ulazni otpor pojačala je

$$R_{ul} = \frac{u_{ul}}{i_{ul}} = R_B \parallel R'_{ul} = R_B \parallel [r_{be} + (1 + h_{fe})R_E]. \quad (8.53)$$

Redovito je  $R'_{ul}$  jako velik otpor pa je ulazni otpor  $R_{ul}$  najčešće ograničen manjim otporom  $R_B$ .

Slika 8.17 prikazuje shemu za određivanje izlaznog otpora pojačala sa slike 8.15. Shema je dobivena iz modela sa slike 8.16, u kojem je kratko spojen neovisni izvor  $u_g$ , te je odspojeno trošilo na čije je mjesto spojen naponski izvor  $u$  iz kojeg u sklop teče struja  $i$ .



Slika 8.17 – Određivanje izlaznog otpora pojačala sa slike 8.15.

Struja  $i$  koja teče u sklop može se pisati kao

$$i = \frac{u}{R_C} + h_{fe} i_b. \quad (8.54)$$

Potencijal emitera  $E$  u ulaznom krugu je

$$u_e = (1 + h_{fe}) i_b R_E = -i_b (R_g \parallel R_B + r_{be}). \quad (8.55)$$

Gornji je izraz moguć jedino uz  $i_b = 0$ , što znači da ovisni izvor sa strujom  $h_{fe} i_b$  treba odspojiti. U tom je slučaju

$$R_{iez} = \frac{u}{i} = R_C. \quad (8.56)$$

### Primjer 8.7

U pojačalu sa slike 8.15 zadano je:  $U_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $R_g = 500 \Omega$ ,  $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_T = 2 \text{ k}\Omega$  i  $R_E = 200 \Omega$ . Parametri *npn* bipolarnog tranzistora su  $\beta \approx h_{fe} = 100$  i  $U_\gamma = 0,7 \text{ V}$ . Zanimariti porast struje kolektora u normalnom aktivnom području. Naponski ekvivalent temperature  $U_T = 25 \text{ mV}$ . Odrediti pojačanja  $A_V = u_{iz} / u_{ul}$ ,  $A_I = i_{iz} / i_{ul}$  i  $A_{Vg} = u_{iz} / u_g$ , te ulazni i izlazni otpor pojačala.

Rješenje:

Statičkom analizom pojačala dobiva se

$$U_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{CC} = \frac{2,2}{25 + 2,2} \cdot 15 = 1,21 \text{ V},$$

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = 25 \parallel 2,2 = 2,02 \text{ k}\Omega,$$

$$U_{BEQ} = U_\gamma = 0,7 \text{ V},$$

$$I_{BQ} = \frac{U_{BB} - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta) R_E} = \frac{1,21 - 0,7}{2,02 + 101 \cdot 0,2} = 0,023 \text{ mA} = 23,0 \mu\text{A},$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 100 \cdot 0,023 = 2,30 \text{ mA},$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - (R_C + R_E) I_{CQ} = 15 - (3 + 0,2) \cdot 2,30 = 7,64 \text{ V}.$$

Dinamički parametri u statičkoj radnoj točki su

$$r_{be} = \frac{U_T}{I_{BQ}} = \frac{0,025}{0,023} = 1,09 \text{ k}\Omega,$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_{be}} = \frac{100}{1,09} = 91,7 \text{ mA/V}.$$

Uz zanemarenje porasta struje kolektora u normalnom aktivnom području izlazni dinamički otpor  $r_{ce} \rightarrow \infty$ .

Iz dinamičke analize slijedi

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = -h_{fe} \frac{R_C \parallel R_T}{r_{be} + (1 + h_{fe}) R_E} = -100 \frac{3 \parallel 2}{1,09 + 101 \cdot 0,2} = -5,64,$$

$$R'_{ul} = \frac{u_{ul}}{i_b} = r_{be} + (1 + h_{fe}) R_E = 1,09 + 101 \cdot 0,2 = 21,3 \text{ k}\Omega,$$

$$A_I = \frac{i_{iz}}{i_{ul}} = -h_{fe} \frac{R_C}{R_C + R_T} \frac{R_B}{R_B + R'_{ul}} = -100 \cdot \frac{3}{3 + 2} \cdot \frac{2,02}{2,02 + 21,3} = -5,2,$$

$$R_{ul} = R_B \parallel R'_{ul} = 2,02 \parallel 21,3 = 1,84 \text{ k}\Omega,$$

$$A_{Vg} = \frac{u_{iz}}{u_g} = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} \frac{u_{ul}}{u_g} = A_V \frac{R_{ul}}{R_g + R_{ul}} = -5,64 \cdot \frac{1,84}{0,5 + 1,84} = -4,43,$$

$$R_{iz} = R_C = 3 \text{ k}\Omega.$$

Radi se o spoju zajedničkog emitera i oba pojačanja, naponsko i strujno su negativna. Zbog emitorske degeneracije oba su pojačanja po iznosu mala. Kod strujnog pojačanja najveći gubitak struje je u ulaznom krugu. Otpor  $R_B$  dosta je manji od ulaznog otpora  $R'_{ul}$ , pa veći dio struje koju daje generator signala teče kroz otpor  $R_B$  u masu, a manji se dio, koji ulazi u tranzistor, pojačava.



Ulazni otpor  $R'_{ul}$  "gledano" u bazu tranzistora velik je (preko 20 k $\Omega$ ), ali je ukupni ulazni otpor  $R_{ul}$  znatno manji zbog manjeg otpora  $R_B$ . Smanjenje ulaznog otpora  $R_{ul}$  i smanjenje strujnog pojačanja  $A_I$  zbog otpora  $R_B$  mogao bi se izbjeći ako bi se za postavljanje statičke radne točke koristio sklop s dva izvora napajanja sa slike 8.8 i kada bi se u tom sklopu naponski generator signala izravno spojio na bazu tranzistora, bez korištenja otpornika  $R_B$ .

Ako se naponsko pojačanje računa pomoću strmine tranzistora prema (8.47) dobiva se

$$A_V \approx \frac{-g_m(R_C \parallel R_T)}{1 + g_m R_E} = \frac{-91,7 \cdot (3 \parallel 2)}{1 + 91,7 \cdot 0,2} = -5,69.$$

To je praktički jednako pojačanje dobiveno točnim izrazom (8.46). Bez emitorske degeneracije naponsko pojačanje bilo bi  $-g_m(R_C \parallel R_T) = -110$ . Emitorska degeneracija smanjuje naponsko pojačanje  $1 + g_m R_E = 19$  puta. Zanemarenjem jedinice u prethodnom izrazu naponsko pojačanje teži vrijednosti

$$A_V \approx -\frac{R_C \parallel R_T}{R_E} = -\frac{3 \parallel 2}{0,2} = -6.$$

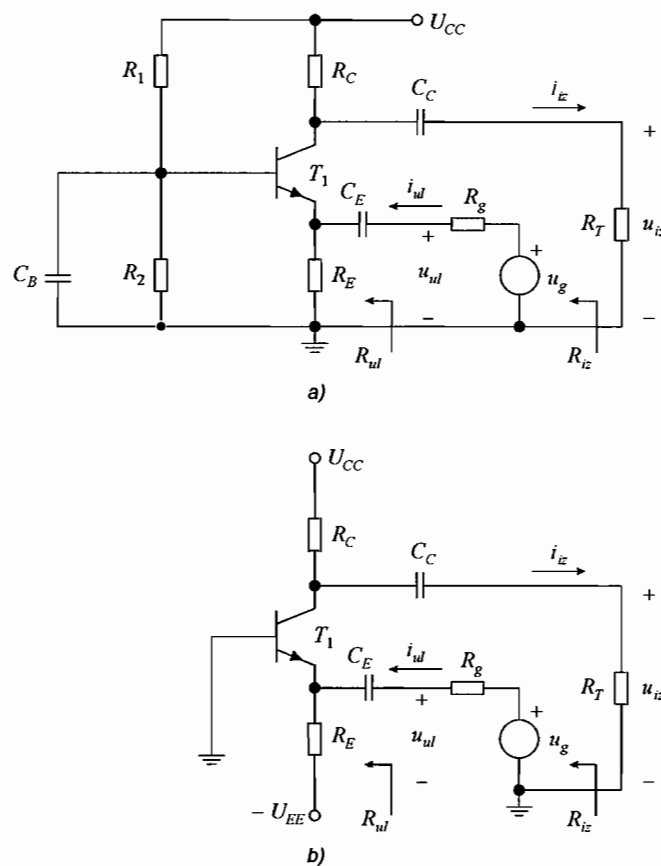
### 8.3.2. Pojačalo u spoju zajedničke baze

Slika 8.18 prikazuje dvije izvedbe pojačala s bipolarnim tranzistorom u spoju zajedničke baze. U tom je spoju ulazni priključak emiter, a izlazni kolektor. U obje izvedbe generator signala, prikazan s naponskim izvorom  $u_g$  i unutarnjim otporom  $R_g$ , spojen je preko veznog kondenzatora  $C_E$  na emiter tranzistora. Pojačani signal dobiva se na kolektoru, te se preko veznog kondenzatora  $C_C$  predaje trošilu  $R_T$ . Na frekvenciji signala impedancije kondenzatora  $C_E$  i  $C_C$  moraju biti dovoljno male tako da se ti kondenzatori mogu nadomjestiti kratkim spojem.

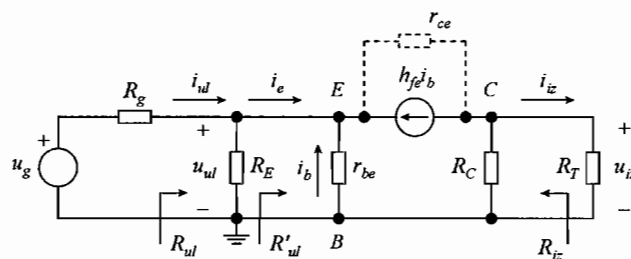
U izvedbi na slici 8.18a koristi je jedan napon napajanja  $U_{CC}$ . Statička radna točka postavlja se otpornim djelilom, s otpornicima  $R_1$  i  $R_2$ , na koji je spojena baza tranzistora, te s otpornicima  $R_E$  u emiteru i  $R_C$  u kolektoru tranzistora. Sklop za podešavanje statičke radne točke odgovara shemi na slici 8.5. U statičkim prilikama baza je na pozitivnom potencijalu. U dinamičkim prilikama baza se spaja na masu preko kondenzatora  $C_B$ . Da bi se to ostvarilo, kapacitet kondenzatora treba podesiti tako da na frekvenciji signala praktički predstavlja kratki spoj.

Izvedba pojačala sa slike 8.18b koristi dva napona napajanja, pozitivni  $U_{CC}$  i negativni  $-U_{EE}$ . Dio sklopa za postavljanje radne točke čine naponi napajanja, te otpornici  $R_E$  u emiteru i  $R_C$  u kolektoru tranzistora. Taj dio sklopa odgovara shemi na slici 8.8. Emiter tranzistora spaja se preko otpornika  $R_E$  na negativni napon napajanja  $-U_{EE}$ . Time je emiter tranzistora u statičkim prilikama na negativnom potencijalu i baza se može izravno spojiti na masu. U odnosu na sklop sa slike 8.18a, sklop s dva napona napajanja ne zahtjeva ni otporno djelilo niti kondenzator  $C_B$ .

Na slici 8.19 prikazana je shema za dinamičku analizu za oba pojačala sa slike 8.18. U dinamičkim prilikama svi su kondenzatori kratko spojeni, a kratko su spojene točke oba napona napajanja na masu. Time je generator signala izravno spojen s emiterom tranzistora, a trošilo s kolektorom. Oba priključka otpornika  $R_1$  i  $R_2$  sklopa sa slike 8.18a spojena su na masu, pa su ti otpornici u shemi na slici 8.19 izostavljeni. Kolektorski otpornik  $R_C$  u oba sklopa i emitorski otpornik  $R_E$  u sklopu na slici 8.18b spojeni su jednim priključkom na masu.



**Slika 8.18** – Pojačalo s bipolarnim tranzistorom u spoju zajedničke baze:  
a) izvedba s jednim naponom napajanja, b) izvedba s dva napona napajanja.



**Slika 8.19** – Model pojačala u spoju zajedničke baze sa slike 8.18 za dinamičku analizu.

Model bipolarnog tranzistora spojen je između čvorova emitera  $E$ , baze  $B$  i kolektora  $C$ . Uz zanemarenje serijskog otpora baze, tranzistor je između emitera i baze nadomješten dinamičkim otporom  $r_{be}$ . Pojačanje je modelirano ovisnim strujnim izvorom  $h_{fe} i_b$  spojenim između kolektora i emitera, paralelno kojem je spojen dinamički otpor  $r_{ce}$ . Ovisni izvor upravljan je strujom  $i_b$  koja teče kroz otpor  $r_{be}$  od baze prema emiteru, a struja izvora teče od kolektora prema emiteru. Otpori  $R_C$  i  $R_T$  u kolektoru i otpori  $R_E$  i  $r_{be}$  u emiteru znatno su manji od otpora  $r_{ce}$

i struja kroz otpor  $r_{ce}$  znatno je manja od struje strujnog izvora  $h_{fe} i_b$ . Time se otpor  $r_{ce}$  može ipustiti iz sheme na slici 8.19.

Ulazni i izlazni napon su

$$u_{ul} = -i_b r_{be}, \quad (8.57)$$

$$u_{iz} = -h_{fe} i_b (R_C \parallel R_T), \quad (8.58)$$

a naponsko pojačanje je

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = h_{fe} \frac{R_C \parallel R_T}{r_{be}} = g_m (R_C \parallel R_T). \quad (8.59)$$

Naponsko pojačanje je pozitivno i po iznosu je praktički jednako naponskom pojačanju spoja zajedničkog emitera bez degeneracije.

Ulazni otpor  $R'_{ul}$  gledan u emiter tranzistora je

$$R'_{ul} = \frac{u_{ul}}{i_e} = \frac{-i_b r_{be}}{-(1+h_{fe})i_b} = \frac{r_{be}}{1+h_{fe}}. \quad (8.60)$$

$R'_{ul}$  je otpor u emitorskom krugu tranzistora u kojem teče struja  $(1+h_{fe})i_b$ . Otpor  $r_{be}$  je otpor iz baznog u kome teče struja  $i_b$ . Da bi se zadržao isti pad napona na otporu  $r_{be}$  taj se otpor preslikava u emitorski krug podijeljen s  $(1+h_{fe})$ . Otpor  $r_{be}/(1+h_{fe})$  je ulazni otpor tranzistora u spoju zajedničke baze. Taj je otpor mali i iznosi tipično 10-tak oma. Uz faktor strujnog pojačanja  $h_{fe} \gg 1$  vrijedi

$$R'_{ul} \approx \frac{r_{be}}{h_{fe}} = \frac{1}{g_m}. \quad (8.61)$$

Otpor gledan u emiter jednak je recipročnoj vrijednosti strmine tranzistora. Slično je kod pojačalima s FET-ovima otpor gledan u uvod bio jednak recipročnoj vrijednosti strmine FET-a.

Iz izlaznog je kruga izlazna struja

$$i_{iz} = -h_{fe} i_b \frac{R_C}{R_C + R_T}, \quad (8.62)$$

a iz ulaznog je kruga struja emitera

$$i_e = -(1+h_{fe})i_b = i_{ul} \frac{R_E}{R_E + R'_{ul}}. \quad (8.63)$$

Iz (8.62) i (8.63) slijedi strujno pojačanje

$$A_I = \frac{i_{iz}}{i_{ul}} = \frac{h_{fe}}{1+h_{fe}} \frac{R_C}{R_C + R_T} \frac{R_E}{R_E + R'_{ul}}. \quad (8.64)$$

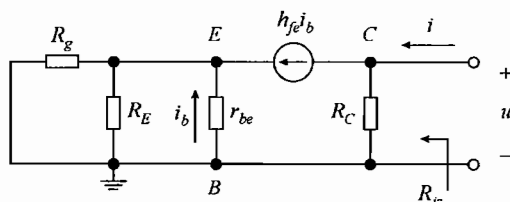
Očito je strujno pojačanje pozitivno i manje od jedinice. Razlog je što je faktor strujnog pojačanja tranzistora u spoju zajedničke baze  $h_{fe}/(1+h_{fe})$  manji od jedinice. Dodatno smanjenje strujnog pojačanja uzrokuje gubitak struje kroz otpor  $R_E$  u ulaznom krugu, te gubitak struje kroz otpor  $R_C$  u izlaznom krugu. Smanjenje pojačanja je to manje što je otpor  $R_E$  veći od  $R'_{ul}$  i što je otpor  $R_C$  veći od  $R_T$ .

Ukupni ulazni otpor pojačala, kojeg "vidi" generator signala je

$$R_{ul} = \frac{u_{ul}}{i_{ul}} = R_E \parallel R'_{ul} = R_E \parallel \frac{r_{be}}{1+h_{fe}} \approx R_E \parallel \frac{1}{g_m}. \quad (8.65)$$

Obično je otpor  $R_E$  veći od otpora  $R'_{ul}$ , te ulazni otpor  $R_{ul}$  određuje ulazni otpor tranzistora  $R'_{ul}$ .

Izlazni otpor određuje se pomoću sheme na slici 8.20. Shema je dobivena tako da je u shemi sa slike 8.19 neovisni naponski izvor  $u_g$  kratko spojen, a umjesto trošila na izlaz je spojen naponski izvor  $u$  koji u izlazni krug daje struju  $i$ .



Slika 8.20 – Određivanje izlaznog otpora sklopa sa slike 8.18.

Za potencijal emitera  $E$  u ulaznom krugu može se pisati

$$u_e = -i_b r_{be} = (1+h_{fe})i_b (R_g \parallel R_E). \quad (8.66)$$

Iz gornjeg izraza slijedi da je struja  $i_b = 0$ , odnosno da se ovisni strujni izvor  $h_{fe} i_b$  treba odspojiti. U tom je slučaju izlazni otpor

$$R_{iz} = \frac{u}{i} = R_C. \quad (8.67)$$

### Primjer 8.8

U pojačalu sa slike 8.18b zadano je:  $U_{CC} = U_{EE} = 15 \text{ V}$ ,  $R_g = 500 \Omega$ ,  $R_C = 2 \text{ k}\Omega$  i  $R_T = 1,2 \text{ k}\Omega$ . Parametri *n*p*n* bipolarnog tranzistora su  $\beta \approx h_{fe} = 100$  i  $U_\gamma = 0,7 \text{ V}$ . Zanimariti porast struje kolektora u normalnom aktivnom području. Naponski ekvivalent temperature  $U_T = 25 \text{ mV}$ . Odrediti otpor otpornika  $R_E$  koji će osigurati statičku struju kolektora  $I_{CQ} = 3 \text{ mA}$ . Izračunati pojačanja  $A_V = u_{iz} / u_{ul}$ ,  $A_I = i_{iz} / i_{ul}$  i  $A_{Vg} = u_{iz} / u_g$ , te ulazni i izlazni otpor pojačala.

Rješenje:

Kroz emitorski otpornik  $R_E$  teče struja emitera  $-I_E = I_B + I_C$ . U statičkoj radnoj točki za ulazni krug može se pisati

$$0 - (-U_{EE}) = U_{BEQ} + (I_{BQ} + I_{CQ})R_E = U_{BEQ} + (1/\beta + 1)I_{CQ}R_E,$$

odakle je

$$R_E = \frac{U_{EE} - U_{BEQ}}{(1/\beta + 1)I_{CQ}} = \frac{U_{EE} - U_\gamma}{(1/\beta + 1)I_{CQ}} = \frac{15 - 0,7}{(1/100 + 1) \cdot 3} = 4,7 \text{ k}\Omega.$$

Zanemarujući struju baze  $I_{BQ}$  u odnosu na struju kolektora  $I_{CQ}$ , izlazni napon  $U_{CEQ}$  je

$$U_{CEQ} \approx U_{CC} + U_{EE} - (R_C + R_E)I_{CQ} = 15 + 15 + (2 + 4,7) \cdot 3 = 9,9 \text{ V}.$$

Napon  $U_{CEQ} > U_{BEQ}$ , što znači da tranzistor radi u normalnom aktivnom području.

Dinamički parametri u statičkoj radnoj točki su

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{U_T} = \frac{3}{0,025} = 120 \text{ mA/V},$$

$$r_{be} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{100}{0,120} = 833 \Omega.$$

Uz zanemarenje porasta struje kolektora u normalnom aktivnom području izlazni dinamički otpor  $r_{ce} \rightarrow \infty$ .

Iz dinamičke analize slijedi

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = g_m (R_C \parallel R_T) = 120 \cdot (2 \parallel 1,2) = 90,$$

$$R'_{ul} = \frac{u_{ul}}{i_e} = \frac{r_{be}}{1 + h_{fe}} = \frac{833}{1 + 100} = 8,25 \Omega,$$

$$A_I = \frac{i_{iz}}{i_{ul}} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} \frac{R_C}{R_C + R_T} \frac{R_E}{R_E + R'_{ul}} = \frac{100}{1 + 100} \cdot \frac{2}{2 + 1,2} \cdot \frac{4,7}{4,7 + 0,00825} = 0,62,$$

$$R_{ul} = \frac{u_{ul}}{i_{ul}} = R_E \parallel R'_{ul} = 4700 \parallel 8,25 = 8,24 \Omega,$$

$$A_{Vg} = \frac{u_{iz}}{u_g} = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} \frac{u_{ul}}{u_g} = A_V \frac{R_{ul}}{R_g + R_{ul}} = 90 \cdot \frac{8,24}{500 + 8,24} = 1,46,$$

$$R_{iz} = R_C = 2 \text{ k}\Omega.$$

U spoju zajedničke baze oba pojačanja su pozitivna. Naponsko pojačanje je veliko, ali je strujno pojačanje manje od jedinice. Faktor strujnog pojačanja tranzistora je  $h_{fe}/(1 + h_{fe}) = 0,99$ . U

navedenom primjeru strujno pojačanje pojačala je manje prvenstveno zbog gubitka dijela izlazne struje tranzistora koja teče kroz kolektorski otpornik i ne dolazi do trošila. Ulazni je otpor tranzistora  $R'_{ul}$  mali, pa je radi toga i mali ulazni otpor pojačala  $R_{ul}$ . Zbog malog ulaznog otpora malo je iskorištenje generatora signala  $u_g$ . Veći dio napona  $u_g$  gubi se na unutarnjem otporu generatora signala  $R_g$ , a manji dio dolazi na ulaz tranzistora i pojačava se. Izlazni otpor pojačala određuje otpor  $R_C$  koji je znatno manji od izlaznog otpora tranzistora.

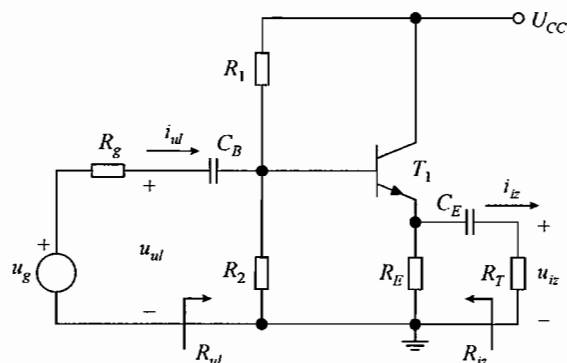
Ulazni otpor tranzistora u spoju zajedničke baze može se računati primjenom

$$R'_{ul} \approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0,12} = 8,33 \, \Omega.$$

Razlika između ove vrijednosti i vrijednosti od  $8,24 \, \Omega$  dobivene točnim izrazom je mala, što upućuje da se ulazni otpor tranzistora u spoju zajedničke baze može računati kao recipročna vrijednost strmine tranzistora.

### 8.3.3. Pojačalo u spoju zajedničkog kolektora - emittersko sljedilo

Na slici 8.21 prikazano je pojačalo s bipolarnim tranzistorom u spoju zajedničkog kolektora. U tom je spoju baza ulazni, a emiter izlazni priključak. Generator signala, koji se sastoji od izvora  $u_g$  i u seriju spojenog unutarnjeg otpora  $R_g$ , spojen je na bazu tranzistora preko veznog kondenzatora  $C_B$ . Pojačani signal odvodi se s emitera tranzistora trošilu  $R_T$  preko veznog kondenzatora  $C_E$ . Oba kondenzatora odabiru se tako da na frekvenciji signala predstavljaju malu impedanciju, te se u tom slučaju mogu nadomjestiti kratkim spojem.

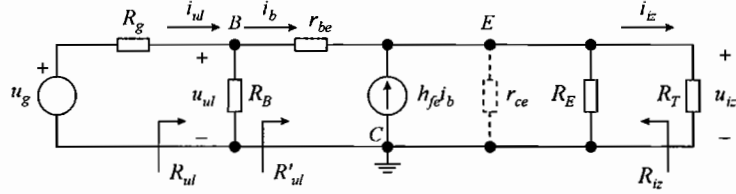


Slika 8.21 – Pojačalo s bipolarnim tranzistorom u spoju zajedničkog kolektora.

Statičku radnu točku tranzistora određuje otporno djelilo, s otpornicima  $R_1$  i  $R_2$ , spojeno na napon napajanja  $U_{CC}$ , te otpornik  $R_E$  spojen između emitera tranzistora i mase. Taj dio sklopa sličan je sklopu sa slike 8.5. Jedina je razlika što je u sklopu sa slike 8.21 kolektor tranzistora izravno spojen na napon napajanja  $U_{CC}$ . Na taj se način u dinamičkim prilikama kolektor kao zajednički priključak spaja na masu. U statičkim uvjetima, uz zanemarenje struje baze  $I_B$ , izlazni napon tranzistora  $U_{CE}$  je

$$U_{CE} = U_{CC} - R_E I_C. \quad (8.68)$$

Nadomjesna shema za dinamičku analizu pojačala sa slike 8.21 prikazana je na slici 8.22. Shema je dobivena kratkim spajanjem kondenzatora  $C_B$  i  $C_E$ , te spajanjem točke s naponom napajanja na masu. U dinamičkim prilikama generator signala spaja se izravno na bazu tranzistora, trošilo  $R_T$  na kolektor. Oba otpora djelila  $R_1$  i  $R_2$  spojena su jednim krajem na bazu tranzistora, a drugim na masu i nadomješteni su u shemi na slici 8.22 otporom  $R_B$  koji predstavlja njihovu paralelnu kombinaciju,  $R_B = R_1 \parallel R_2$ .



Slika 8.22 – Model pojačala u spoju zajedničkog kolektora sa slike 8.21 za dinamičku analizu.

Bipolarni tranzistor nadomješten je modelom između čvorova baze  $B$ , emitera  $E$  i kolektora  $C$ . Između baze i emitera uključen je dinamički otpor  $r_{be}$ , pri čemu je zanemaren serijski otpor baze. Između kolektora i emitera spojeni su ovisni strujni izvor  $h_{fe} i_b$  i dinamički otpor  $r_{ce}$ . Ovisni strujni izvor upravljan je strujom  $i_b$  koja teče kroz otpor  $r_{be}$  od baze prema emiteru, a struja izvora teče od kolektora prema emiteru. Izlazni dinamički otpor tranzistora  $r_{ce}$  redovito je znatno veći od paralelno spojenih otpora  $R_E$  i  $R_T$  i u dinamičkoj analizi pojačala može se zanemariti. Zbog toga je taj otpor nacrtan u shemi na slici 8.22 crtkano.

Izlazni napon sklopa pad je napona na paralelnoj kombinaciji otpora  $R_E$  i  $R_T$  kroz koju teče struja  $(1 + h_{fe}) i_b$

$$u_{iz} = (1 + h_{fe}) i_b (R_E \parallel R_T). \quad (8.69)$$

Ulazni napon je pad napona na otporu  $r_{be}$  kroz koji teče struja  $i_b$  i pad napona na otporima  $R_E$  i  $R_T$

$$u_{ul} = i_b r_{be} + (1 + h_{fe}) i_b (R_E \parallel R_T). \quad (8.70)$$

Naponsko pojačanje sklopa je

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = \frac{(1 + h_{fe})(R_E \parallel R_T)}{r_{be} + (1 + h_{fe})(R_E \parallel R_T)}. \quad (8.71)$$

Naponsko pojačanje pojačala u spoju zajedničkog emitera je pozitivno, ali je manje od 1. Kako je redovito otpor  $r_{be}$  znatno manji od  $(1 + h_{fe})(R_E \parallel R_T)$  pojačanje teži prema 1. Kaže se da izlazni napon emitera slijedi ulazni napon baze i pojačalo se zbog toga zove **emitorsko sljedilo**. Ukoliko se u (8.71) zanemari 1 u odnosu na faktor  $h_{fe}$ , može se pisati

$$A_V \approx \frac{h_{fe}(R_E \parallel R_T)}{r_{be} + h_{fe}(R_E \parallel R_T)} = \frac{g_m(R_E \parallel R_T)}{1 + g_m(R_E \parallel R_T)}. \quad (8.72)$$

Jednadžba (8.72) pokazuje sličnost u pojačanjima uvodskog i emitterskog sljedila. Pojačanje je to bliže jedinici što je produkt  $g_m (R_E \parallel R_T)$  veći od jedinice.

Prema (8.70) ulazni otpor  $R'_{ul}$  "gledano" u bazu tranzistora je

$$R'_{ul} = \frac{u_{ul}}{i_b} = r_{be} + (1 + h_{fe})(R_E \parallel R_T). \quad (8.73)$$

Otpor se sastoji od serijske kombinacije otpora  $r_{be}$  i otpora  $R_E \parallel R_T$  pomnoženog s  $1 + h_{fe}$ . Otpor  $R'_{ul}$  je otpor baze tranzistora u koju teče struja  $i_b$ . Otpori  $R_E$  i  $R_T$  su u emiteru kroz koji teče struja  $(1 + h_{fe})i_b$ , te se u bazu ti otpori preslikavaju pomnoženi s  $1 + h_{fe}$ . Otpor  $R'_{ul}$  je velik i može biti reda veličine 100 kΩ.

Iz izlaznog kruga može se odrediti izlazna struja

$$i_z = (1 + h_{fe})i_b \frac{R_E}{R_E + R_T}, \quad (8.74)$$

a iz ulaznog kruga struja baze

$$i_b = i_{ul} \frac{R_B}{R_B + R'_{ul}}, \quad (8.75)$$

odakle slijedi strujno pojačanje

$$A_I = \frac{i_z}{i_{ul}} = (1 + h_{fe}) \frac{R_E}{R_E + R_T} \frac{R_B}{R_B + R'_{ul}}. \quad (8.76)$$

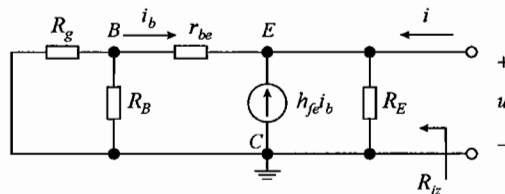
Strujno pojačanje je pozitivno i može biti dosta veliko. Faktor strujnog pojačanja tranzistora u spoju zajedničkog kolektora je  $1 + h_{fe}$ . Strujno pojačanje pojačala je manje zbog gubitaka struja u otporima  $R_E$  u izlaznom i  $R_B$  u ulaznom krugu.

Ulazni otpor pojačala je

$$R_{ul} = \frac{u_{ul}}{i_{ul}} = R_B \parallel R'_{ul} = R_B \parallel [r_{be} + (1 + h_{fe})(R_E \parallel R_T)]. \quad (8.77)$$

Iako je otpor  $R'_{ul}$  veliki, ulazni otpor  $R_{ul}$  je obično manji, jer je ograničen manjim otporom  $R_B$ .

Izlazni otpor pojačala određuje se pomoću sheme na slici 8.23. Shema je dobivena iz modela pojačala sa slike 8.22, pri čemu je kratko spojen neovisan izvor  $u_g$ , a otpor trošila  $R_T$  zamijenjen je naponskim izvorom  $u$  koji u izlazni krug daje struju  $i$ .



Slika 8.23 – Određivanje izlaznog otpora sklopa sa slike 8.21.



Iz sheme slijedi

$$u = -i_b (R_g \parallel R_B + r_{be}), \quad (8.78)$$

$$\frac{i}{u} = \frac{1}{R_E} - \frac{(1 + h_{fe})i_b}{u} = \frac{1}{R_E} + \frac{1 + h_{fe}}{R_g \parallel R_B + r_{be}}, \quad (8.79)$$

$$R_{iz} = \frac{u}{i} = R_E \parallel \frac{R_g \parallel R_B + r_{be}}{1 + h_{fe}}. \quad (8.80)$$

Izlazni otpor  $R_{iz}$  paralelna je kombinacija otpora  $R_E$  i kombinacije otpora  $R_g \parallel R_B + r_{be}$  podijeljene s  $1 + h_{fe}$ . Izlazni otpor je otpor u emiteru u kojem teče struja  $(1 + h_{fe})i_b$ . Kombinacija otpora  $R_g \parallel R_B + r_{be}$  spojena je u bazi u kojoj teče struja  $i_b$ . Kada se ta kombinacija otpora preslikava u krug s  $1 + h_{fe}$  puta većom strujom njena se vrijednost otpora mora podijeliti s  $1 + h_{fe}$ .

### Primjer 8.9

U pojačalu sa slike 8.21 zadano je:  $U_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $R_g = 500 \Omega$ ,  $R_1 = 70 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 4 \text{ k}\Omega$  i  $R_T = 1 \text{ k}\Omega$ . Parametri *npn* bipolarnog tranzistora su  $\beta \approx h_{fe} = 100$  i  $U_\gamma = 0,7 \text{ V}$ . Zanimariti porast struje kolektora u normalnom aktivnom području. Naponski ekvivalent temperature  $U_T = 25 \text{ mV}$ . Odrediti pojačanja  $A_V = u_{iz} / u_{ul}$ ,  $A_I = i_{iz} / i_{ul}$  i  $A_{Vg} = u_{iz} / u_g$ , te ulazni i izlazni otpor pojačala.

Rješenje:

Statičkom analizom pojačala dobiva se

$$U_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{CC} = \frac{100}{70 + 100} \cdot 15 = 8,82 \text{ V},$$

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = 100 \parallel 70 = 41,2 \text{ k}\Omega,$$

$$U_{BEQ} = U_\gamma = 0,7 \text{ V},$$

$$I_{BQ} = \frac{U_{BB} - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} = \frac{8,82 - 0,7}{41,2 + 101 \cdot 4} = 0,0182 \text{ mA} = 18,2 \mu\text{A},$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 100 \cdot 0,0182 = 1,82 \text{ mA},$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - R_E I_{CQ} = 15 - 4 \cdot 1,82 = 7,72 \text{ V}.$$

Dinamički parametri u statičkoj radnoj točki su

$$r_{be} = \frac{U_T}{I_{BQ}} = \frac{0,025}{0,0182} = 1,37 \text{ k}\Omega,$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_{be}} = \frac{100}{1,37} = 73 \text{ mA/V}.$$

Uz zanemarenje porasta struje kolektora u normalnom aktivnom području izlazni dinamički otpor  $r_{ce} \rightarrow \infty$ .

Iz dinamičke analize slijedi

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = \frac{(1 + h_{fe})(R_E \parallel R_T)}{r_{be} + (1 + h_{fe})(R_E \parallel R_T)} = \frac{101 \cdot (4 \parallel 1)}{1,37 + 101 \cdot (4 \parallel 1)} = 0,983,$$

$$R'_{ul} = \frac{u_{ul}}{i_b} = r_{be} + (1 + h_{fe})(R_E \parallel R_T) = 1,37 + 101 \cdot (4 \parallel 1) = 82,2 \text{ k}\Omega,$$

$$A_I = \frac{i_{iz}}{i_{ul}} = (1 + h_{fe}) \frac{R_E}{R_E + R_T} \frac{R_B}{R_B + R'_{ul}} = 101 \cdot \frac{4}{4 + 1} \cdot \frac{41,2}{41,2 + 82,2} = 27,$$

$$R_{ul} = \frac{u_{ul}}{i_{ul}} = R_B \parallel R'_{ul} = 41,2 \parallel 82,2 = 27,4,$$

$$A_{Vg} = \frac{u_{iz}}{u_g} = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} \frac{u_{ul}}{u_g} = A_V \frac{R_{ul}}{R_g + R_{ul}} = 0,983 \cdot \frac{27,4}{0,5 + 27,4} = 0,965,$$

$$R_{iz} = \frac{u}{i} = R_E \parallel \frac{R_g \parallel R_B + r_{be}}{1 + h_{fe}} = 4 \parallel \frac{0,5 \parallel 41,2 + 1,37}{101} = 4 \parallel 0,0185 = 0,0184 \text{ k}\Omega = 18,4 \Omega.$$

Oba pojačanja, naponsko i strujno, pozitivna su. Naponsko pojačanje je malo manje od 1. Iako je strujno pojačanje tranzistora 101, strujno pojačanje pojačala je dosta manje od te vrijednosti. Otprilike 2/3 struje koju daje generator signala gubi se, jer teče kroz otpor  $R_B$ , a samo 1/3 ulazi u tranzistor i pojačava se. Za veće strujno pojačanje trebao bi otpor  $R_B$  biti veći, no on ne smije biti velik radi dobre stabilizacije statičke radne točke. Ulazni otpor  $R'_{ul}$  gledan u bazu tranzistora je velik, ali je ukupni ulazni otpor  $R_{ul}$  smanjen praktički na 1/3 zbog manjeg otpora  $R_B$ . Izlazni otpor je mali i posljedica je činjenice da se otpor iz baze tranzistora preslikava u emiter podijeljen s  $1 + h_{fe}$ .

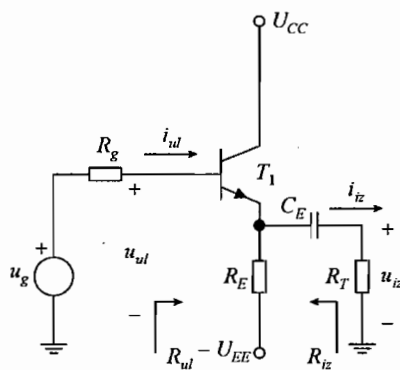
Naponsko pojačanje može se računati pomoću strmine tranzistora prema (8.72)

$$A_V \approx \frac{g_m (R_E \parallel R_T)}{1 + g_m (R_E \parallel R_T)} = \frac{73 \cdot (4 \parallel 1)}{1 + 73 \cdot (4 \parallel 1)} = 0,983.$$

Taj je rezultat jednak pojačanju dobivenim s točnim izrazom (8.71).

### Primjer 8.10

U pojačalu sa slike 8.24 zadano je:  $U_{CC} = U_{EE} = 15 \text{ V}$ ,  $R_g = 500 \Omega$ ,  $R_E = 4 \text{ k}\Omega$  i  $R_T = 1 \text{ k}\Omega$ . Parametri *npn* bipolarnog tranzistora su  $\beta \approx h_{fe} = 100$  i  $U_\gamma = 0,7 \text{ V}$ . Zanemariti porast struje kolektora u normalnom aktivnom području. Naponski ekvivalent temperature  $U_T = 25 \text{ mV}$ . Odrediti pojačanja  $A_V = u_{iz} / u_{ul}$  i  $A_I = i_{iz} / i_{ul}$ , te ulazni i izlazni otpor pojačala.



Slika 8.24 – Pojačalo s bipolarnim tranzistorom u spoju zajedničkog kolektora s dva napona napajanja.

Rješenje:

Pojačalo koristi dva napona napajanja. Generator signala, s naponskim izvorom  $u_g$  i unutarnjim otporom  $R_g$ , spojen je izravno na bazu tranzistora. Bez priključka generatora signala u bazu tranzistora ne teče struja i tranzistor je u području zapiranja. Tek nakon što se priključi generator signala u bazu tranzistora poteče istosmjerna struja koju osigurava negativni napon napajanja  $-U_{EE}$ . Emiter je preko otpornika  $R_E$  spojen na napon napajanja  $-U_{EE}$  pa je spoj emiter-baza propusno polariziran, a tranzistor je u normalnom aktivnom području. Trošilo je preko veznog kondenzatora  $C_E$  spojeno na emiter tranzistora. Budući da se signal dovodi na bazu, a odvodi s emitera pojačalo radi u spoju zajedničkog kolektora.

U statičkim prilikama kroz otpor  $R_g$  teče istosmjerna struja baze  $I_B$ , a kroz otpornik  $R_E$  struja emitera  $-I_E = I_B + I_C = (1 + \beta) I_B$ . Kako je istosmjerna komponenta naponskog izvora  $u_g$  jednaka nuli, za ulazni krug u statičkim uvjetima vrijedi

$$U_{EE} = I_{BQ} R_g + U_{BEQ} + (1 + \beta) I_{BQ} R_E,$$

odakle je

$$I_{BQ} = \frac{U_{EE} - U_{BEQ}}{R_g + (1 + \beta) R_E} = \frac{U_{EE} - U_\gamma}{R_g + (1 + \beta) R_E} = \frac{15 - 0,7}{0,5 + 101 \cdot 4} = 0,0354 \text{ mA} = 35,4 \mu\text{A},$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 100 \cdot 0,0354 = 3,54 \text{ mA},$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} + U_{EE} - R_E I_{CQ} = 15 + 15 - 4 \cdot 3,54 = 15,8 \text{ V}.$$

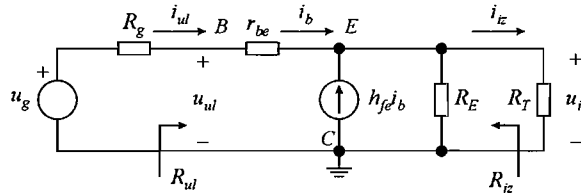
Dinamički parametri u statičkoj radnoj točki su

$$r_{be} = \frac{U_T}{I_{BQ}} = \frac{0,025}{0,0354} = 706 \Omega,$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_{be}} = \frac{100}{0,706} = 142 \text{ mA/V}.$$

Uz zanemarenje porasta struje kolektora u normalnom aktivnom području izlazni dinamički otpor  $r_{ce} \rightarrow \infty$ .

Model pojačala za dinamičku analizu prikazan je na slici 8.25. Shema je dobivena kratkim spajanjem kondenzatora  $C_E$ , te spajanjem točaka oba napona napajanja na masu. Tranzistor je nadomješten dinamičkim otporom  $r_{be}$  spojenim između baze i emitera. Kroz taj otpor, od baze prema emiteru, teče struja baze  $i_b$  koja upravlja ovisnim strujnim izvorom  $h_{fe} i_b$  spojenim između kolektora i emitera. Struja izvora teče od kolektora prema emiteru.



Slika 8.25 – Model pojačala u spoju zajedničkog kolektora sa slike 8.24.

Izlazni i ulazni napon su

$$u_{iz} = (1 + h_{fe}) i_b (R_E \parallel R_T),$$

$$u_{ul} = i_b r_{be} + (1 + h_{fe}) i_b (R_E \parallel R_T),$$

pa je naponsko pojačanje

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = \frac{(1 + h_{fe})(R_E \parallel R_T)}{r_{be} + (1 + h_{fe})(R_E \parallel R_T)} = \frac{101 \cdot (4 \parallel 1)}{0,706 + 101 \cdot (4 \parallel 1)} = 0,991.$$

Izlazna struja je

$$i_{iz} = (1 + h_{fe}) i_b \frac{R_C}{R_C + R_T}.$$

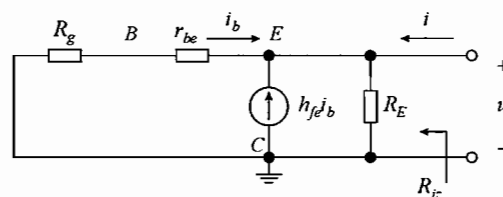
Kako je ulazna struja  $i_{ul} = i_b$ , strujno je pojačanje

$$A_I = \frac{i_{iz}}{i_{ul}} = (1 + h_{fe}) \frac{R_E}{R_E + R_T} = 101 \cdot \frac{4}{4 + 1} = 80,8.$$

Iz izraza za ulazni napon određuje se ulazni otpor

$$R_{ul} = \frac{u_{ul}}{i_{ul}} = \frac{u_{ul}}{i_b} = r_{be} + (1 + h_{fe})(R_E \parallel R_T) = 0,706 + 101 \cdot (4 \parallel 1) = 81,5 \text{ k}\Omega,$$

Izlazni otpor određuje se i sheme na slici 8.26. Shema je dobivena tako da je u modelu pojačala sa slike 8.25 kratko spojen neovisni izvor  $u_g$ , te je otpora trošila zamijenjen naponskim izvorom  $u$  koji u sklop struju daje  $i$ . Iz sheme slijedi



Slika 8.26 – Određivanje izlaznog otpora sklopa sa slike 8.24.

$$u = -i_b (R_g + r_{be}),$$

$$\frac{i}{u} = \frac{1}{R_E} - \frac{(1 + h_{fe})i_b}{u} = \frac{1}{R_E} + \frac{1 + h_{fe}}{R_g + r_{be}},$$

$$R_{ic} = \frac{u}{i} = R_E \parallel \frac{R_g + r_{be}}{1 + h_{fe}} = 4000 \parallel \frac{500 + 706}{101} = 4000 \parallel 11,9 = 11,9 \, \Omega.$$

Na slikama 8.21 i 8.24 prikazane su dvije izvedbe pojačala u spoju zajedničkog kolektora. Uz korištenje jednog izvora napajanja, prema slici 8.21, statička radna točka tranzistora podešava se otpornim djelilom, s otpornicima  $R_1$  i  $R_2$ . Iznosi otpora tih otpornika su ograničeni, jer za dobru stabilizaciju statičke radne točke paralelna kombinacija otpora  $R_B = R_1 \parallel R_2$  mora biti dosta manja od  $(1 + \beta)R_E$ . U dinamičkim prilikama dio ulazne struje koju daje generator signala gubi se u otporu  $R_B$ , zbog čega se smanjuje strujno pojačanje pojačala. Osim toga otpor  $R_B$  smanjuje iznos ulaznog otpora pojačala.

Primjenom dva izvora napajanja, prema slici 8.24, u postavljanju statičke radne točke tranzistora nije potrebno koristiti otporno djelilo. Izostankom otpora  $R_B$  povećava se strujno pojačanje. Prema shemi na slici 8.25, kompletna ulazna struja generatora signala  $i_{ul} = i_b$  ulazi u tranzistor i pojačava se. Do smanjenja strujnog pojačanja pojačala dolazi jedino zbog toga što od ukupne pojačane struje  $(1 + h_{fe})i_b$  koju daje tranzistor, samo dio odlazi u trošilo, a dio se gubi u otporu  $R_E$ . Za veće strujno pojačanje otpor  $R_E$  treba biti što veći u odnosu na otpor trošila  $R_T$ . Uz veće strujno pojačanje, s pojačalom prema slici 8.24 postiže se i veći ulazni otpor  $R_{ul}$ .

Pojačalo u spoju zajedničkog kolektora ima naponsko pojačanje neznatno manje od jedinice, ima veliko strujno pojačanje, veliki ulazni i mali izlazni otpor. Slično kao i pojačalo s FET-om u spoju zajedničkog odvoda, spoj zajedničkog kolektora najčešće se koristi kao odvojni stupanj u primjenama kada izvor signala s velikim unutarnjim otporom treba spojiti na trošilo manjeg otpora  $R_T$ . Kaže se da služi kao transformator impedancije, tj. pretvara naponski izvor velikog unutarnjeg otpora u naponski izvor malog unutarnjeg otpora.

#### 8.3.4. Usporedba osnovnih spojeva pojačala s bipolarnim tranzistorom

Naponska i strujna pojačanja, te ulazni i izlazni otpori tri osnovna spoja pojačala uspoređeni su u tablici 8.1. Navedeni podaci odnose se na izvedbe pojačala s jednim izvorom napajanja u kojima se statička radna točka podešava otpornim djelilom. Podaci za spoj zajedničkog emitera su za pojačalo bez emitterske degeneracije.

**Tablica 8.1** – Svojstva osnovnih spojeva pojačala s bipolarnim tranzistorom.

Spoj pojačala	zajednički emiter	zajednička baza	zajednički kolektor
$A_V$	$-g_m(R_C \parallel R_T)$	$g_m(R_C \parallel R_T)$	$\frac{g_m(R_E \parallel R_T)}{1 + g_m(R_E \parallel R_T)}$
$A_I$	$-h_{fe} \frac{R_C}{R_C + R_T} \frac{R_B}{R_B + r_{be}}$	$\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} \frac{R_C}{R_C + R_T} \frac{R_E}{R_E + \frac{r_{be}}{1 + h_{fe}}}$	$(1 + h_{fe}) \frac{R_E}{R_E + R_T} \frac{R_B}{R_B + r_{be} + (1 + h_{fe})(R_E \parallel R_T)}$
$R_{ul}$	$R_B \parallel r_{be}$	$R_E \parallel \frac{r_{be}}{1 + h_{fe}}$	$R_B \parallel [r_{be} + (1 + h_{fe})(R_E \parallel R_T)]$
$R_{iz}$	$R_C$	$R_C$	$R_E \parallel \frac{R_C \parallel R_B + r_{be}}{1 + h_{fe}}$

Kod spoja zajedničkog emitera oba su pojačanja, naponsko i strujno, negativna, a kod preostala dva spoja oba su pojačanja pozitivna. Po iznosu naponska pojačanja spoja zajedničkog emitera i zajedničke baze su velika i međusobno su jednaka. Ta su pojačanja umnožak strmine tranzistora i otpora spojenih u kolektorskom krugu. Naponsko pojačanje spoja zajedničkog kolektora samo je malo manje od 1.

Strujna pojačanja pojačala u pojedinim spojevima ovise o faktoru pojačanja tranzistora, koja su  $-h_{fe}$  u spoju zajedničkog emitera,  $h_{fe}/(1 + h_{fe})$  u spoju zajedničke baze i  $1 + h_{fe}$  u spoju zajedničkog kolektora. Kako je faktor strujnog pojačanja tranzistora u spoju zajedničke baze manji od 1 i pojačanje pojačala u tom spoju je manje od 1. Iznosi strujnih pojačanja pojačala u spojevima zajedničkog emitera i kolektora mogu biti velika, ali ovise o gubicima struja u ulaznom i izlaznom krugu pojačala. Za manji gubitak pojačane struje u izlaznom krugu, tj. za veći iznos strujnog pojačanja otpor trošila  $R_T$  treba biti što manji od otpora  $R_C$  u spoju zajedničkog emitera i otpora  $R_E$  u spoju zajedničkog kolektora. U ulaznom krugu pojačala gubici struje generatora signala u otporu  $R_B$  veći su kod spoja zajedničkog kolektora, jer je ulazni otpor gledan u bazu tranzistora veći u spoju zajedničkog kolektora nego u spoju zajedničkog emitera. Gubici struje generatora signala u ulaznom krugu pojačala mogu se eliminirati korištenjem pojačala s dva napona napajanja.

Od sva tri spoja jedino pojačalo u spoju zajedničkog emitera ima oba pojačanja po iznosu veća od 1. Red veličine iznosa tih pojačanja je tipično 100 i taj se spoj pojačala najčešće koristi. Od preostala dva spoja, pojačalo u spoju zajedničke baze ima strujno pojačanje manje od 1, a pojačalo u spoju zajedničkog kolektora naponsko pojačanje manje od 1.

Uspoređujući sva tri spoja, pojačalo u spoju zajedničke baze ima najmanji, a pojačalo u spoju zajedničkog kolektora najveći ulazni otpor. Tipično su ulazni otpori pojačala u spoju zajedničke baze oko 10  $\Omega$ , u spoju zajedničkog emitera oko 1 k $\Omega$ , a u spoju zajedničkog kolektora oko 100 k $\Omega$ . Razlog različitih ulaznih otpora su preslikavanja otpora iz baznog kruga u emiserski krug i obrnuto. U pojačalu u spoju zajedničke baze ulazni je priključak emiter, u koji se otpori iz baznog kruga tranzistora preslikavaju podijeljeni s  $1 + h_{fe}$ . U pojačalu u spoju zajedničkog kolektora ulazni je priključak baza u čiji se krug otpori iz kruga emitera preslikavaju

pomnoženi s  $1 + h_{fe}$ . Ulazni otpor pojačala u spoju zajedničkog kolektora može smanjiti otpor  $R_B = R_1 \parallel R_2$ . To se smanjenje može izbjeći primjenom pojačala s dva napona napajanja u kojem se ne koristi otporno djelilo za podešavanje statičke radne točke tranzistora.

U pojačalima u spoju zajedničkih emitera i baze izlazni otpor je otpor  $R_C$  u kolektorskom krugu. Taj je otpor reda veličine kilooma. U pojačalu u spoju zajedničkog kolektora izlazni otpor je mali i iznosi tipično oko  $10 \Omega$ . Mali izlazni otpor posljedica je preslikavanja otpora iz baznog kruga u emitorski krug tranzistora, pri čemu se otpori iz baznog kruga dijele s  $1 + h_{fe}$ .

### 8.3.5. Usporedba osnovnih spojeva pojačala s FET-ovima i s bipolarnim tranzistorom

Kao aktivni element u osnovnim spojevima pojačala može se koristiti ili FET ili bipolarni tranzistor. S oba se elementa izvode tri osnovna spoja pojačala. Postoji sličnost u svojstvima tih pojačala pri čemu pojačalu u spoju zajedničkog uvida odgovara pojačalo u spoju zajedničkog emitera, pojačalu u spoju zajedničke upravljačke elektrode odgovara pojačalo u spoju zajedničke baze, a pojačalu u spoju zajedničkog uvida odgovara pojačalo u spoju zajedničkog kolektora.

Osim sličnosti postoje i razlike koje su rezultat različitih svojstava FET-ova i bipolarnih tranzistora. Bipolarni tranzistor odlikuje se većom strminom  $g_m$ . Strmine bipolarnog tranzistora tipično su oko  $100 \text{ mA/V}$ , a strmine FET-ova su tipično  $1\text{--}10 \text{ mA/V}$ . Rezultat su veća naponska pojačanja koje se ostvaruju pojačalima s bipolarnim tranzistorima.

Struje upravljačkih elektroda FET-ova su praktički jednake nuli, te se zbog toga pojačala s FET-ovima ne koriste kao strujna pojačala. Nasuprot tome pojačala s bipolarnim tranzistorima koriste se i kao naponska i kao strujna pojačala. Zbog izolirane upravljačke elektrode ulazni otpori pojačala s FET-ovima znatno su veći od ulaznih otpora pojačala s bipolarnim tranzistorima.

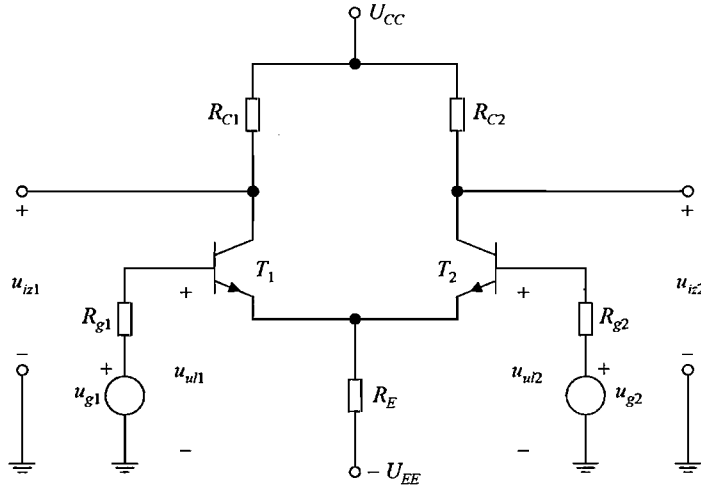
Prednost pojačala s FET-ovima je bolja temperaturna stabilnost u odnosu na pojačala s bipolarnim tranzistorima. Kod FET-ova se s porastom temperature izlazna struja odvoda smanjuje čime se smanjuje i disipacija snage koje je uzrok porasta temperature. Kod bipolarnog tranzistora porastom temperature raste izlazna struja kolektora, što povećava disipaciju snage, a time izaziva i dodatni porast temperature.

## 8.4. Diferencijsko pojačalo

Diferencijsko pojačalo je jedno od najznačajnijih i najraširenijih tranzistorskih pojačala. Prvenstveno se koristi kao ulazno pojačalo i to najčešće u različitim tipovima analognih integriranih sklopova. Diferencijsko pojačalo je ulazni stupanj svakog operacijskog pojačala, ali se primjenjuje i u drugim vrstama integriranih sklopova poput stabilizatora, komparatora, raznih pojačala i sl. Često se koristi u mjernoj tehnici gdje se javlja potreba za mjerenjem razlika napona ili struja. Najbolja svojstva diferencijskih pojačala postižu se u integriranoj tehnici, u kojoj se najlakše osigurava dobra simetrija sklopa.

Osnovni spoj diferencijskog pojačala s bipolarnim tranzistorima prikazan je na slici 8.27. Za razliku od dosad opisanih osnovnih stupnjeva pojačala, diferencijsko pojačalo ima dva ulaza, koji su označeni na slici s  $u_{ul1}$  i  $u_{ul2}$ . Na oba su ulaza priključeni generatori signala prikazani kao izmjenični izvori  $u_{g1}$  i  $u_{g2}$  s pripadnim unutarnjim otporima  $R_{g1}$  i  $R_{g2}$ . Ulazi se priključuju na baze tranzistora  $T_1$  i  $T_2$ . Kolektori tranzistora spojeni su preko kolektorskih otpornika  $R_{C1}$  i  $R_{C2}$  na pozitivni napon napajanja  $U_{CC}$ . Na kolektorima tranzistora dobivaju se izlazni naponi pojačala označeni s  $u_{iz1}$  i  $u_{iz2}$ . U primjeni se mogu koristiti oba izlaza. Ako se koristiti samo jedan od

izlaza,  $u_{iz1}$  ili  $u_{iz2}$ , tada se taj izlaz naziva **asimetrični izlaz**. U pojedinim se slučajevima kao izlaz koristi razlika napona između oba izlaza, npr.  $u_{iz} = u_{iz2} - u_{iz1}$ . Takav se izlaz naziva **diferencijski ili simetrični izlaz**. Emiseri tranzistora spojeni su preko zajedničkog emitorskog otpornika  $R_E$  na negativni napon napajanja  $-U_{EE}$ .



Slika 8.27 – Diferencijsko pojačalo s bipolarnim tranzistorima.

U diferencijskom pojačalu na slici ne koriste se vezni kondenzatori. Takvo pojačalo nema donje granične frekvencije, tj. pojačava signale od frekvencije 0 pa do gornje granične frekvencije, a spada u tzv. istosmjerna ili izravno vezana pojačala.

#### 8.4.1. Statička analiza

Kako bi tranzistori u diferencijskom pojačalu sa slike 8.27 radili u normalnom aktivnom području baze tranzistora trebaju preko generatora signala biti spojene na masu. Eventualnim odspajanjem generatora signala pripadni tranzistor gubi struju baze i prelazi u područje zapiranja.

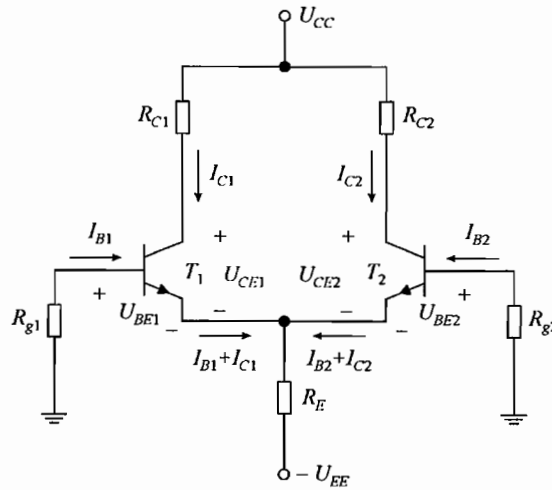
Diferencijsko pojačalo sa slike 8.27 u statičkim uvjetima prikazano je na slici 8.28. Istosmjerne vrijednosti izmjeničnih izvora  $u_{g1}$  i  $u_{g2}$  jednake su nuli, pa se u statičkoj analizi ti izvori kratko spajaju. Za dobar rad diferencijskog pojačala obje grane moraju biti simetrične. Ako tranzistori  $T_1$  i  $T_2$  imaju jednake parametre i ako su otpori u granama međusobno jednaki,  $R_{g1} = R_{g2}$  i  $R_{C1} = R_{C2}$ , tada su jednake struje tranzistora  $I_{B1} = I_{B2}$  i  $I_{C1} = I_{C2}$  i njihovi naponi  $U_{BE1} = U_{BE2}$  i  $U_{CE1} = U_{CE2}$ . Uz rad tranzistora u normalnom aktivnom području struja kolektora je  $I_C = \beta I_B$  i kroz emitorski otpornik  $R_E$  teče dvostruka struja emitera  $2(1 + \beta) I_{B1}$ . U statičkoj radnoj točki za ulazni krug tranzistora  $T_1$  može se pisati

$$U_{EE} = I_{BQ1} R_{g1} + U_{BEQ1} + 2(1 + \beta) I_{BQ1} R_E. \quad (8.81)$$

Odgovarajući se izraz, uz zamjenu indeksa 1 s indeksom 2, može pisati i za ulazni krug tranzistora  $T_2$ . Iz gornjeg izraza dobiva se struja baze

$$I_{BQ1} = I_{BQ2} = \frac{U_{EE} - U_{BEQ1}}{R_{g1} + 2(1 + \beta) R_E} = \frac{U_{EE} - U_\gamma}{R_{g1} + 2(1 + \beta) R_E}. \quad (8.82)$$





Slika 8.28 – Diferencijsko pojačalo u statičkim uvjetima.

Struje kolektora su

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = \beta I_{BQ1}, \quad (8.83)$$

a izlazni naponi

$$\begin{aligned} U_{CEQ1} = U_{CEQ2} &= U_{CC} + U_{EE} - [\beta R_{C1} + 2(1 + \beta)R_E] I_{BQ1} \approx \\ &\approx U_{CC} + U_{EE} - (R_{C1} + 2R_E) I_{CQ1}. \end{aligned} \quad (8.84)$$

#### Primjer 8.11

U diferencijskom pojačalu sa slike 8.28 zadano je:  $U_{CC} = U_{EE} = 15 \text{ V}$ ,  $R_{g1} = R_{g2} = 500 \Omega$ ,  $R_{C1} = R_{C2} = 1,5 \text{ k}\Omega$  i  $R_E = 4,5 \text{ k}\Omega$ . Parametri oba bipolarna tranzistora su  $\beta = 100$  i  $U_\gamma = 0,7 \text{ V}$ . Odrediti struje i napone tranzistora u statičkoj radnoj točki.

Rješenje:

U statičkoj radnoj točki vrijedi

$$U_{BEQ1} = U_{BEQ2} = U_\gamma = 0,7 \text{ V},$$

$$I_{BQ1} = I_{BQ2} = \frac{U_{EE} - U_\gamma}{R_{g1} + 2(1 + \beta)R_E} = \frac{15 - 0,7}{0,5 + 2 \cdot 101 \cdot 4,5} = 0,0157 \text{ mA} = 15,7 \mu\text{A},$$

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = \beta I_{BQ1} = 100 \cdot 0,0157 = 1,57 \text{ mA},$$

$$U_{CEQ1} = U_{CEQ2} \approx U_{CC} + U_{EE} - (R_{C1} + 2R_E) I_{CQ1} = 15 + 15 - (1,5 + 2 \cdot 4,5) 1,57 = 13,5 \text{ V}$$

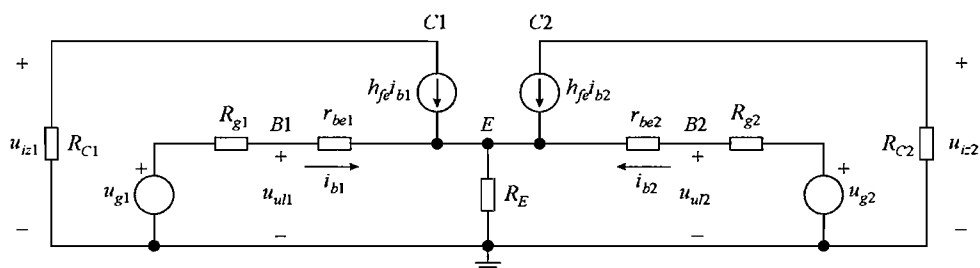
Obično je otpor  $R_{g1} \ll 2(1 + \beta)R_E$ . Uz tu pretpostavku te uz  $\beta \gg 1$  struje kolektora su

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} \approx \frac{U_{EE} - U_{\gamma}}{2 R_E} = \frac{15 - 0,7}{2 \cdot 4,5} = 1,59 \text{ mA} .$$

Rezultat se neznatno razlikuje od onog dobivenog točnim proračunom.

#### 8.4.2. Dinamička analiza za asimetrični izlaz

Model diferencijskog pojačala sa slike 8.27 za dinamičku analizu prikazan je na slici 8.29. Pri crtanju modela točke oba napona napajanja spojene su na masu. Oba generatora signala, s izvorima  $u_{g1}$  i  $u_{g2}$  i s unutarnjim otporima  $R_{g1}$  i  $R_{g2}$ , spojena su na baze tranzistora  $T_1$  i  $T_2$  označene s B1 i B2. Kolektorski otpornici  $R_{C1}$  i  $R_{C2}$  spojeni su između kolektora tranzistora C1 i C2 i mase, a emitorski je otpornik  $R_E$  spojen između emitera tranzistora E i mase. Ulazni naponi  $u_{u1}$  i  $u_{u2}$ , dobiveni iz generatora signala su na bazama tranzistora, a izlazni se naponi  $u_{iz1}$  i  $u_{iz2}$  dobivaju na kolektorskim otpornicima, koji su trošila pojedinih grana.



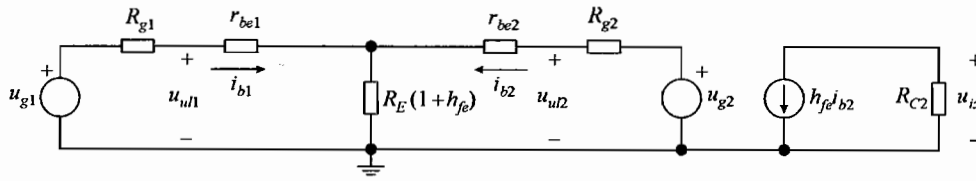
Slika 8.29 – Model diferencijskog pojačala sa slike 8.27 za dinamičku analizu.

Modeli tranzistora priključeni su između točaka baze, emitera i kolektora. Uz zanemarenje serijskog otpora baze, tranzistori su između baze i emitera nadomješteni ulaznim dinamičkim otporima  $r_{be1}$  i  $r_{be2}$ , kroz koje od baze prema emiteru teku struje baza  $i_{b1}$  i  $i_{b2}$ . Te struje upravljaju ovisnim strujnim izvorima  $h_{fe} i_{b1}$  i  $h_{fe} i_{b2}$  spojenim između kolektora i emitera, pri čemu struje izvora teku od kolektora prema emiteru. Pretpostavljeno je da su faktori strujnih pojačanja  $h_{fe}$  oba tranzistora jednaki. U shemi su izostavljeni izlazni dinamički otpori  $r_{ce1}$  i  $r_{ce2}$ , jer su redovito znatno većeg otpora od otpornika  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  i  $R_E$ . Da su uključeni, ti bi otpori bili spojeni paralelno ovisnim strujnim izvorima.

Nadomjesna shema pojačala prikazana na slici 8.29 nije najprikladnija za analizu, prvenstveno zbog otpornika  $R_E$  koji se pojavljuje u ulaznim i u izlaznim krugovima oba tranzistora. Analiza se može pojednostavniti ako se razdvoje ulazni i izlazni krugovi. Na taj se način dobiva shema prema slici 8.30. U daljnjoj analizi promatrat će se samo jedan asimetrični izlaz  $u_{iz} = u_{iz2}$  u kolektoru tranzistora  $T_2$ , pa je u shemi na slici 8.30 ucrtan samo izlazni krug tranzistora  $T_2$ , a izostavljen je izlazni krug tranzistora  $T_1$ .

U originalnoj shemi na slici 8.29 otpornik  $R_E$  spojen u krug emitera. Kroz taj otpornik teku emitorske struje oba tranzistora  $(1 + h_{fe})(i_{b1} + i_{b2})$  i na njemu se stvara pad napona

$$u_{RE} = (1 + h_{fe})(i_{b1} + i_{b2}) R_E . \quad (8.85)$$



**Slika 8.30** – Pojednostavljeni model diferencijskog pojačala za dinamičku analizu s razdvojenim ulaznim i izlaznim krugom i s jednim asimetričnim izlaznim naponom.

U ulaznom krugu sheme na slici 8.30 otpornik  $R_E$  preslikan je u krug baze i kroz taj otpornik teku samo struje baze  $i_{b1} + i_{b2}$ . Da bi se sačuvao pad napona  $u_{RE}$  otpornik  $R_E$  u shemi na slici 8.30 pomnožen je s  $1 + h_{fe}$ .

Napon  $u_z$  ovisan je o dva ulazna napona generatora signala  $u_{g1}$  i  $u_{g2}$ . U diferencijskom pojačalu pojedinačni se naponi  $u_{g1}$  i  $u_{g2}$  rastavljaju na **zajednički signal**  $u_z$  koji je njihova aritmetička sredina

$$u_z = \frac{u_{g1} + u_{g2}}{2} \quad (8.86)$$

i na **diferencijski signal**  $u_d$  koji predstavlja njihovu razliku

$$u_d = u_{g2} - u_{g1} \quad (8.87)$$

Kod definicije diferencijskog signala nije bitan predznak napona  $u_d$ , već iznos razlike ulaznih napona. Kada se izlaz dobiva na tranzistoru  $T_2$  logično je koristiti definiciju (8.87), kao što bi u slučaju kada bi se izlaz dobivao na tranzistoru  $T_1$  bilo logično diferencijski signal definirati kao  $u_d = u_{g1} - u_{g2}$ . Ponekad se umjesto naziva zajednički i diferencijski signal koriste nazivi istofazni i protufazni signal.

Iz (8.86) i (8.87) mogu se izraziti pojedinačni ulazni naponi generatora signala kao

$$u_{g1} = u_z - u_d / 2 \quad (8.88)$$

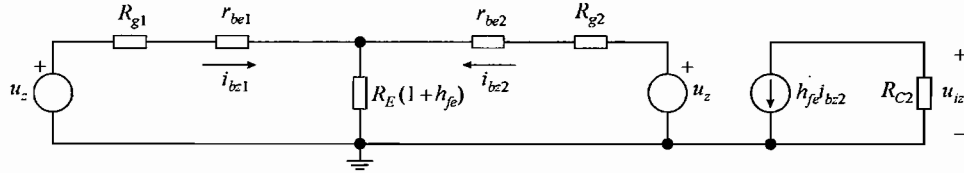
$$u_{g2} = u_z + u_d / 2 \quad (8.89)$$

Analiza diferencijskog pojačala može se pojednostavniti, ako se primijeni metoda superpozicije, pri čemu se pojačala analizira posebno uz primjenu samo zajedničkog signala na oba ulaza, a posebno uz primjenu samo diferencijskog signala spojenog između ulaza. Osim jednostavnije analize, ovakav pristup daje bolji uvid u rad diferencijskog pojačala.

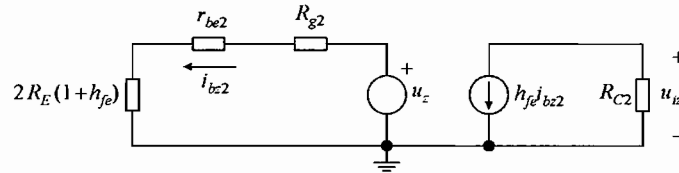
#### **Pojačanje za zajednički signal**

Pojačanje za zajednički signal diferencijskog pojačala može se odrediti ukoliko se na oba ulaza primijeni zajednički signal  $u_{g1} = u_{g2} = u_z$ . U tom slučaju shema sa slike 8.30 poprima oblik na slici 8.31. Uz simetriju ulaznih grana,  $R_{g1} = R_{g2}$  i  $r_{be1} = r_{be2}$ , te uz iste napone  $u_z$  priključene na oba ulaza, u baze tranzistora teku jednake struje  $i_{b1} = i_{b2}$ . U tom slučaju u analizi pojačala dovoljno je promatrati ulazni krug jednog tranzistora, prema slici 8.32. Odabire se ulazni krug onog tranzistora s čijeg se kolektora dobiva izlazni napon. U navedenom primjeru radi se o

tranzistoru  $T_2$ . Kako je u ulaznim krugovima oba tranzistora, prema slici 8.31, prisutan zajednički otpor  $R_E (1 + h_{fe})$  u slučaju simetrije svakom ulaznom krugu pojedinog tranzistora pripada dvostruka vrijednost tog otpora  $2 R_E (1 + h_{fe})$ .



Slika 8.31 – Pojednostavljeni model diferencijskog pojačala za dinamičku analizu uz primjenu zajedničkog signala na ulazima.



Slika 8.32 – Pojednostavljeni model sa slike 8.31 s ulaznim krugom tranzistora  $T_2$ .

Pojačanje za zajednički signal određuje se iz sheme na slici 8.32. Za izlazni napon  $u_{iz}$  i ulazni napon  $u_z$  može se pisati

$$u_{iz} = -h_{fe} i_{bz2} R_{C2}, \quad (8.90)$$

$$u_z = i_{bz2} [R_{g2} + r_{be2} + 2 R_E (1 + h_{fe})], \quad (8.91)$$

pa je naponsko pojačanje za zajednički signal

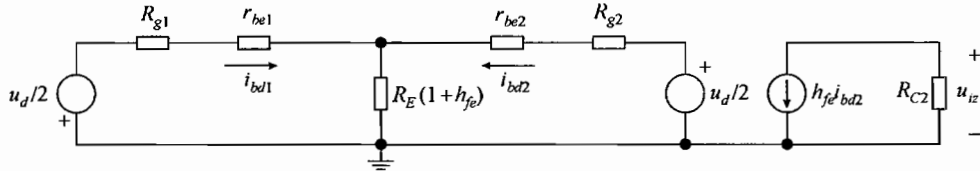
$$A_{Vz} = \frac{u_{iz}}{u_z} = \frac{-h_{fe} R_{C2}}{R_{g2} + r_{be2} + 2 R_E (1 + h_{fe})}. \quad (8.92)$$

Dobiveno pojačanja odgovara pojačanju pojačala u spoju zajedničkog emitera s emitorskom degeneracijom, koja je u ovom slučaju udvostručena. To je naponsko pojačanje u odnosu na generator signala i sadrži unutarnji otpor generatora signala  $R_{g2}$ . U slučaju priključka idealnih generatora naponskog signala, uz  $R_{g1} = R_{g2} = 0$ , naponsko pojačanje za zajednički signal poprima oblik

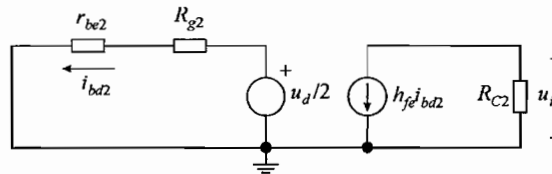
$$A_{Vz} = \frac{-h_{fe} R_{C2}}{r_{be2} + 2 R_E (1 + h_{fe})} \approx \frac{-g_{m2} R_{C2}}{1 + 2 g_{m2} R_E}. \quad (8.93)$$

### Pojačanje za diferencijski signal

Pojačanje diferencijskog pojačala za diferencijski signal određuje se tako da se između ulaza pojačala priključi diferencijski signal  $u_d$ . U tom slučaju vrijedi  $u_{g2} = -u_{g1} = u_d / 2$ . Shema sa slike 8.30 prelazi u oblik na slici 8.33. Kako se diferencijski signal priključuje između oba ulaza, svakom od ulaza pripada polovica ukupnog diferencijskog signala, a ulazi su međusobno protufazni. Ako su ulazne grane simetrične,  $R_{g1} = R_{g2}$  i  $r_{be1} = r_{be2}$ , struje baza  $i_{bd1}$  i  $i_{bd2}$  istog su iznosa, ali su suprotnog predznaka,  $i_{bd2} = -i_{bd1}$ . To znači da struja  $i_{bd2}$  teče u smjeru naznačenom u shemi na slici 8.33, a struja  $i_{bd1}$  teče u suprotnom smjeru od smjera označenog na slici. Te se struje kroz otpor  $R_E (1 + h_{fe})$  međusobno poništavaju, tako da je ukupna struja kroz taj otpor jednaka nuli i na njemu nema pada napona. Stoga se uz priključak diferencijskog signala otpor  $R_E (1 + h_{fe})$  nadomještava kratkim spojem. Umjesto ulaznih krugova oba tranzistora i u ovom je slučaju dovoljno promatrati ulazni krug samo jednog tranzistora. To je prikazano na slici 8.34 na kojoj je ucrtan samo ulazni krug tranzistora  $T_2$  na čijem se kolektoru dobiva izlazni napon.



Slika 8.33 – Pojednostavljeni model diferencijskog pojačala za dinamičku analizu uz primjenu diferencijskog signala između ulaza.



Slika 8.34 – Pojednostavljeni model sa slike 8.33 s ulaznim krugom tranzistora  $T_2$ .

Izlazni napon  $u_{iz}$  i napon  $u_d / 2$  iz sheme na slici 8.34 su

$$u_{iz} = -h_{fe} i_{bd2} R_{C2}, \quad (8.94)$$

$$u_d / 2 = i_{bd2} (R_{g2} + r_{be2}), \quad (8.95)$$

pa je naponsko pojačanje za diferencijski signal

$$A_{Vd} = \frac{u_{iz}}{u_d} = \frac{1}{2} \frac{u_{iz}}{u_d / 2} = \frac{-h_{fe} R_{C2}}{2(R_{g2} + r_{be2})}. \quad (8.96)$$

Pojačanje za diferencijski signal odgovara pojačanju pojačala u spoju zajedničkog emitera bez emitorske degeneracije, s time da je upola manje. Uz priključak idealnih generatora naponskog signala,  $R_{g1} = R_{g2} = 0$ , naponsko pojačanje za diferencijski signal prelazi u

$$A_{Vd} = \frac{-h_{fe} R_{C2}}{2r_{be2}} = \frac{-g_{m2} R_{C2}}{2}. \quad (8.97)$$

### Faktor potiskivanja

Izlazni izmjenični napon diferencijskog pojačala računa se kao superpozicija izlaznog napona dobivenog uz priključak diferencijskog i zajedničkog signala

$$u_{iz} = A_{Vd} u_d + A_{Vz} u_z. \quad (8.98)$$

Provedena analiza ukazuje na različita pojačanja  $A_{Vd}$  i  $A_{Vz}$ . Pojačanje diferencijskog signala  $A_{Vd}$  po iznosu redovito je znatno veće od iznosa pojačanja zajedničkog signala  $A_{Vz}$ , koje je manje od jedinice. Uloga diferencijskog pojačala je da dobro pojača diferencijski signal, koji predstavlja razliku signala spojenih između ulaza pojačala, a slabo pojača, odnosno priguši ili potiskuje, zajednički signal, tj. signal koji se istovremeno priključuje na oba ulaza. Kvaliteta diferencijskog pojačala iskazuje se parametrom  $\rho$  koji se naziva **faktor potiskivanja** (engl. common-mode rejection ratio – CMMR), a predstavlja omjer apsolutnih iznosa pojačanja diferencijskog i zajedničkog pojačanja

$$\rho \equiv \frac{|A_{Vd}|}{|A_{Vz}|}. \quad (8.99)$$

Uvrštenjem (8.96) i (8.92) za diferencijsko pojačalo sa slike 8.27 dobiva se

$$\rho = \frac{R_{g2} + r_{be2} + 2R_E(1 + h_{fe})}{2(R_{g2} + r_{be2})} = \frac{1}{2} + \frac{R_E(1 + h_{fe})}{R_{g2} + r_{be2}}. \quad (8.100)$$

Dobro diferencijsko pojačalo treba imati što veći faktor potiskivanja. Veći faktor potiskivanja, tj. veći omjer iznosa pojačanja diferencijskog i zajedničkog signala, postiže se većim otporom otpornika  $R_E$ . Povećanjem otpora  $R_E$  povećava se emitorska degeneracija i smanjuje se iznos pojačanja zajedničkog signala  $A_{Vz}$ . S druge strane otpor  $R_E$  ne utječe na pojačanje diferencijskog signala. Uz priključak diferencijskog signala, u simetričnom diferencijskom pojačalu, struje koje teku kroz otpornik  $R_E$  međusobno se poništavaju. Time se emitorska degeneracija električki isključuje i pojačanje diferencijskog signala po iznosu je veliko.

Uz  $R_{g1} = R_{g2} = 0$  izraz (8.100) prelazi u

$$\rho = \frac{1}{2} + \frac{R_E(1 + h_{fe})}{r_{be2}} \approx \frac{1}{2} + g_{m2} R_E = \frac{1}{2} + \frac{I_{CQ2}}{U_T} R_E. \quad (8.101)$$

Gornji izraz pokazuje da je faktor potiskivanja proporcionalan, ne samo s otporom  $R_E$ , već i sa statičkom strujom kolektora  $I_{CQ2}$ . Uz nepromjenjivi napon napajanja  $-U_{EE}$ , povećanjem otpora  $R_E$  smanjuje se struja  $I_{CQ2}$ , pa se faktor potiskivanja ne povećava. Kako bi se faktor potiskivanja povećao mora se povećati i iznos napona napajanja  $-U_{EE}$ . Preveliki iznosi  $U_{EE}$  nisu praktični pa se koriste druge izvedbe diferencijskog pojačala sa strujnim izvorom umjesto otpornika  $R_E$ .

---

**Primjer 8.12**

Za diferencijsko pojačalo iz primjera 8.11 za asimetrični izlaz  $u_{iz} = u_{iz2}$  izračunati naponska pojačanja za zajednički i diferencijski izlaz  $A_{Vz}$  i  $A_{Vd}$ , te faktor potiskivanja  $\rho$ . Dinamički faktor strujnog pojačanja  $h_{fe} = 100$ , a naponski ekvivalent temperature  $U_T = 25 \text{ mV}$ . Zanimariti porast struje kolektora u normalnom aktivnom području.

Rješenje:

U primjeru 8.11 određena je statička struja baze  $I_{BQ1} = 15,7 \mu\text{A}$ , pa su ulazni dinamički otpori

$$r_{be1} = r_{be2} = \frac{U_T}{I_{BQ1}} = \frac{0,025}{0,0157} = 1,59 \text{ k}\Omega$$

Uz zanemarenje porasta struje kolektora u normalnom aktivnom području izlazni dinamički otpori  $r_{ce1} \rightarrow \infty$  i  $r_{ce2} \rightarrow \infty$ .

Pojačanja i faktor potiskivanja su

$$A_{Vz} = \frac{u_{iz}}{u_z} = \frac{-h_{fe} R_{C2}}{R_{g2} + r_{be2} + 2 R_E (1 + h_{fe})} = \frac{-100 \cdot 1,5}{0,5 + 1,59 + 2 \cdot 4,5 \cdot 101} = -0,165,$$

$$A_{Vd} = \frac{u_{iz}}{u_d} = \frac{-h_{fe} R_{C2}}{2(R_{g2} + r_{be2})} = \frac{-100 \cdot 1,5}{2 \cdot (0,5 + 1,59)} = -35,9,$$

$$\rho = \frac{|A_{Vd}|}{|A_{Vz}|} = \frac{35,9}{0,165} = 218.$$

Diferencijsko pojačalo pojačava diferencijski signal 218 puta više nego što pojačava zajednički signal. Često se faktor potiskivanja izražava u decibelima

$$\rho = 20 \log(218) = 46,8 \text{ dB}.$$

---

**Primjer 8.13**

Na diferencijsko pojačalo iz primjera 8.12 priključeni su sinusni signali  $u_{g1} = U_{g1m} \sin \omega t$  i  $u_{g2} = U_{g2m} \sin \omega t$ . Izračunati izlazni napon  $u_{iz} = u_{iz2}$  za

- a)  $U_{g1m} = -5 \text{ mV}$  i  $U_{g2m} = 5 \text{ mV}$ , te
- b)  $U_{g1m} = 20 \text{ mV}$  i  $U_{g2m} = 30 \text{ mV}$ .

Rješenje:

Izlazni napon je

$$u_{iz} = A_{Vd} u_d + A_{Vz} u_z.$$

Pojačanja iz primjera 8.12 su  $A_{Vd} = -35,9$  i  $A_{Vz} = -0,165$ . Zajednički i diferencijski signali su

$$u_d = U_{dm} \sin \omega t = u_{g2} - u_{g1},$$

$$u_z = U_{zm} \sin \omega t = \frac{u_{g1} + u_{g2}}{2},$$

odakle su

$$U_{dm} = U_{g2m} - U_{g1m},$$

$$U_{zm} = \frac{U_{g1m} + U_{g2m}}{2}.$$

Kako je  $u_{iz} = U_{izm} \sin \omega t$ , može se pisati

$$U_{izm} = A_{vd} U_{dm} + A_{vz} U_{zm}.$$

a) Za prvi slučaj vrijedi

$$U_{dm} = U_{g2m} - U_{g1m} = 5 + 5 = 10 \text{ mV},$$

$$U_{zm} = \frac{-5 + 5}{2} = 0,$$

$$U_{izm} = A_{vd} U_{dm} + A_{vz} U_{zm} = -35,9 \cdot 10 - 0,165 \cdot 0 = -359 \text{ mV},$$

$$u_{iz} = U_{izm} \sin \omega t = -359 \sin \omega t \text{ mV}.$$

U prvom slučaju na diferencijsko pojačalo priključen je samo diferencijski signal.

b) U drugom je slučaju

$$U_{dm} = U_{g2m} - U_{g1m} = 30 - 20 = 10 \text{ mV},$$

$$U_{zm} = \frac{20 + 30}{2} = 25 \text{ mV},$$

$$U_{izm} = A_{vd} U_{dm} + A_{vz} U_{zm} = -35,9 \cdot 10 - 0,165 \cdot 25 = -359 - 4,1 = -363 \text{ mV},$$

$$u_{iz} = U_{izm} \sin \omega t = -363 \sin \omega t \text{ mV}.$$

U odnosu na prvi slučaj diferencijski signal ostao je isti, ali je prisutan i zajednički signal. Iako 2,5 puta veći od diferencijskog signala, zajednički je signal potisnut i praktički ne doprinosi promjeni izlaznog napona.

#### 8.4.3. Pojačanja za simetrični ili diferencijski izlaz

Pojačanja (8.92) i (8.96) određena su za asimetrični izlaz  $u_{iz} = u_{iz2}$  u kolektoru tranzistora  $T_2$ . Iz tih se izraza može zaključiti o pojačanjima za pojedinačne izlaze  $u_{iz1}$  i  $u_{iz2}$



pojačala sa slike 8.27. Uz priključak zajedničkog signala  $u_{g1} = u_{g2} = u_z$ , na oba se tranzistora dovodi napon istog predznaka i pojačanja pojedinih izlaza su

$$A_{Vz1} = \frac{u_{iz1}}{u_z} = \frac{-h_{fe} R_{C1}}{R_{g1} + r_{be1} + 2 R_E (1 + h_{fe})}, \quad (8.102)$$

$$A_{Vz2} = \frac{u_{iz2}}{u_z} = \frac{-h_{fe} R_{C2}}{R_{g2} + r_{be2} + 2 R_E (1 + h_{fe})}. \quad (8.103)$$

Uz  $R_{g1} = R_{g2}$ ,  $r_{be1} = r_{be2}$  i  $R_{C1} = R_{C2}$ , pojačanja  $A_{Vz1}$  i  $A_{Vz2}$  međusobno su jednaka i pojačanje zajedničkog signala za diferencijski izlaz  $u_{iz} = u_{iz2} - u_{iz1}$  je

$$A_{Vz} = \frac{u_{iz2} - u_{iz1}}{u_z} = A_{Vz2} - A_{Vz1} = 0. \quad (8.104)$$

Uz priključak zajedničkog signala izlazni naponi međusobno se jednaki,  $u_{iz1} = u_{iz2}$ , i pojačanje za diferencijski napon jednako je nuli. To vrijedi za potpuno simetrično pojačalo.

Uz priključak diferencijskog signala  $u_{g2} = -u_{g1} = u_d / 2$  ulazni naponi tranzistora su suprotnog predznaka i pojačanja na pojedinim izlazima su

$$A_{Vd1} = \frac{u_{iz1}}{u_d} = \frac{+h_{fe} R_{C1}}{2(R_{g1} + r_{be1})}. \quad (8.105)$$

$$A_{Vd2} = \frac{u_{iz2}}{u_d} = \frac{-h_{fe} R_{C2}}{2(R_{g2} + r_{be2})}. \quad (8.106)$$

Uz  $R_{g1} = R_{g2}$ ,  $r_{be1} = r_{be2}$  i  $R_{C1} = R_{C2}$ , pojačanje diferencijskog signala za diferencijski izlaz  $u_{iz} = u_{iz2} - u_{iz1}$  je

$$A_{Vd} = \frac{u_{iz2} - u_{iz1}}{u_d} = A_{Vd2} - A_{Vd1} = \frac{-h_{fe} R_{C2}}{R_{g2} + r_{be2}}. \quad (8.107)$$

Pojačanje diferencijskog signala za diferencijski izlaz po iznosu je dvostruko veće od iznosa pojačanja za asimetrični izlaz, jer su dobiveni signali na izlazima protufazni, a jednaki po iznosu. Uz  $R_{g2} = 0$  bit će

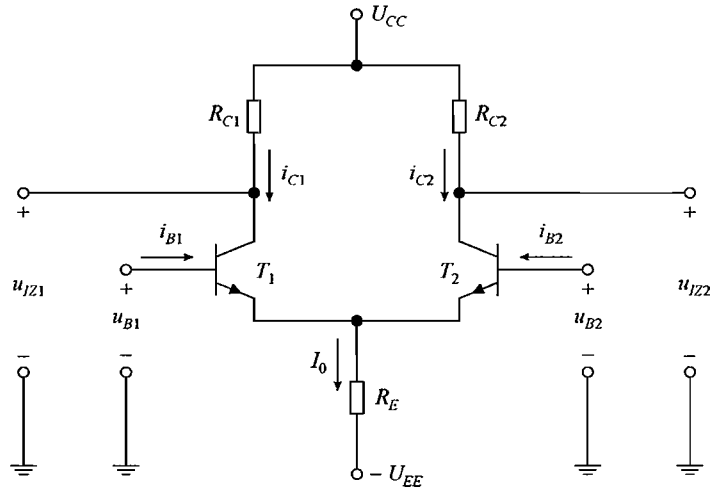
$$A_{Vd} = \frac{-h_{fe} R_{C2}}{r_{be2}} = -g_{m2} R_{C2}. \quad (8.108)$$

U slučaju potpuno simetričnog pojačala za diferencijski izlaz  $A_{Vz} = 0$  i faktor potiskivanja  $\rho \rightarrow \infty$ .

#### 8.4.4. Prijenosna karakteristika

Na slici 8.35 prikazano je diferencijsko pojačalo u kojem su na baze tranzistora dovedeni ulazni naponi  $u_{B1}$  i  $u_{B2}$ . Ako su naponi  $u_{B1}$  i  $u_{B2}$  međusobno jednaki, oba tranzistora rade s jednakim strujama i diferencijsko pojačalo je simetrično. Dovođenjem diferencijskog napona

između ulaznih stezaljki naponi  $u_{B1}$  i  $u_{B2}$  postaju različiti i pojačalo se desimetrira. Utjecaj ulaznih napona  $u_{B1}$  i  $u_{B2}$  na rad sklopa opisuje prijenosna karakteristika.



Slika 8.35 – Primjena velikog signala na diferencijsko pojačalo.

Pad napona na otporniku  $R_E$ , koji određuje struju kroz taj otpornik, jednak je  $u_E + U_{EE}$ . S  $u_E$  označen je potencijal emitera, koji se mijenja s naponima  $u_{B1}$  i  $u_{B2}$ . Neovisno o promjeni, potencijal  $u_E$  redovito je znatno manji od iznosa napona  $U_{EE}$ , pa se za struju koja teče kroz  $R_E$  može pisati

$$I_0 = \frac{u_E + U_{EE}}{R_E} \approx \frac{U_{EE}}{R_E}. \quad (8.109)$$

Negativnim naponom napajanja  $-U_{EE}$  uspostavlja se kroz otpornik  $R_E$  praktički stalna struja  $I_0$ .

S druge strane struju  $I_0$  sačinjavaju, prema slici 8.35, emitterske struje tranzistora  $T_1$   $i_{C1} + i_{B1}$  i tranzistora  $T_2$   $i_{C2} + i_{B2}$ . Ukoliko se, zbog velikog faktora strujnog pojačanja  $\beta \approx h_{fe}$ , zanemare struje baza  $i_{B1}$  i  $i_{B2}$ , struja  $I_0$  je jednaka

$$I_0 \approx i_{C1} + i_{C2}. \quad (8.110)$$

Prema (8.2) u normalnom aktivnom području kolektorska struja tranzistora  $i_C$  raste eksponencijalno s naponom propusno polariziranog spoja emiter-baza  $u_{BE}$ , te se za struje  $i_{C1}$  i  $i_{C2}$  može pisati

$$i_{C1} = I_S \exp\left(\frac{u_{BE1}}{U_T}\right), \quad (8.111)$$

$$i_{C2} = I_S \exp\left(\frac{u_{BE2}}{U_T}\right). \quad (8.112)$$

Tranzistori su međusobno jednaki, pa su jednake i njihove struje zasićenja  $I_S$ . Struja  $i_{C1}$  može se izraziti pomoću struje  $i_{C2}$

$$i_{C1} = I_S \exp\left(\frac{u_{BE2}}{U_T}\right) \exp\left(-\frac{u_{BE2} - u_{BE1}}{U_T}\right) = i_{C2} \exp\left(-\frac{u_{BE2} - u_{BE1}}{U_T}\right). \quad (8.113)$$

Razlika napona  $u_{BE2} - u_{BE1}$  jednaka je ulaznom diferencijskom naponu  $u_D$ . Prema slici 8.35 vrijedi

$$u_D = u_{B2} - u_{B1} = u_{BE2} - u_{BE1}. \quad (8.114)$$

Iz (8.110), (8.113) i (8.114) dobiva se

$$I_0 \approx i_{C2} \exp\left(-\frac{u_D}{U_T}\right) + i_{C2}, \quad (8.115)$$

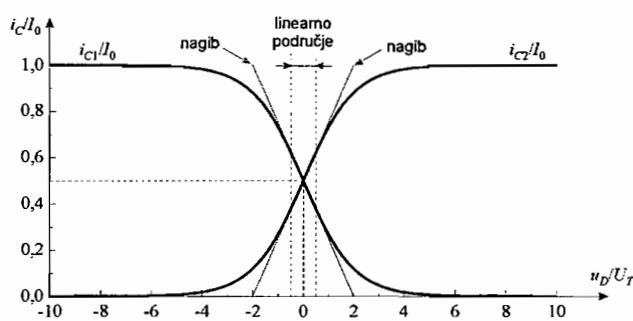
odakle je

$$i_{C2} \approx \frac{I_0}{1 + \exp\left(-\frac{u_D}{U_T}\right)}. \quad (8.116)$$

Na sličan se način dobiva

$$i_{C1} \approx \frac{I_0}{1 + \exp\left(\frac{u_D}{U_T}\right)}. \quad (8.117)$$

Jednadžbe (8.116) i (8.117) opisuju promjenu izlaznih struja kolektora  $i_{C1}$  i  $i_{C2}$  s ulaznim diferencijskim naponom  $u_D$ , tj. određuju prijenosnu karakteristiku diferencijskog pojačala. Grafički su te jednadžbe prikazane na slici 8.36. Na slici je diferencijski napon  $u_D$  normiran na naponski ekvivalent temperature  $U_T$ , a struje kolektora  $i_C$  normirane su na ukupnu struju sklopa  $I_0$ .



Slika 8.36 – Prijenosna karakteristika diferencijskog pojačala.

Bez prisutnosti diferencijskog napona, tj. uz  $u_D = 0$ , sklop je simetričan i struje tranzistora međusobno su jednake  $i_{C1} = i_{C2} = I_0 / 2$ . Porastom pozitivnog napona  $u_D = u_{BE2} - u_{BE1}$  povećava se napon  $u_{BE2}$  tranzistora  $T_2$ , a smanjuje se napon  $u_{BE1}$  tranzistora  $T_1$ . Kroz tranzistor  $T_2$  teče sve veća struja. Kako je zbroj struja  $i_{C1} + i_{C2} \approx I_0$  konstantan, porastom

struje tranzistora  $T_2$  smanjuje se struja tranzistora  $T_1$ . Već pri vrlo malom diferencijskom naponu od  $u_D \approx 4U_T \approx 0,1 \text{ V}$ , tranzistor  $T_2$  preuzima gotovo kompletnu struju  $I_0$ , pri čemu struja tranzistora  $T_1$  praktički pada na nulu i tranzistor  $T_1$  prelazi u područje zapiranja. Sklop više ne radi kao pojačalo. Jednako vrijedi i za negativni diferencijski napon  $u_D$ , uz zamjenu uloga tranzistora  $T_1$  i  $T_2$ .

Rad diferencijskog pojačala kao linearnog sklopa ograničen je na još manju promjenu diferencijskog napona. Prema slici 8.36 prijenosna karakteristika linearna je za promjenu napona  $u_D$  od otprilike  $\pm U_T/2$ . Osim linearnog područja rada, na slici 8.36 ucrtani su maksimalni nagibi karakteristika uz napon  $u_D = 0$ . Ti nagibi određuju maksimalnu strminu pojačala  $G_m$  koja iznosi

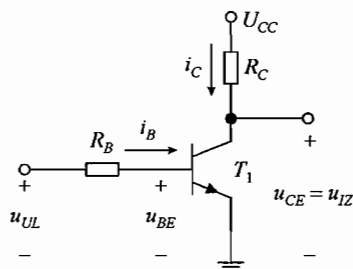
$$G_{m,\max} = \left| \frac{di_{C1}}{du_D} \right| = \left| \frac{di_{C2}}{du_D} \right| = \frac{I_0}{4U_T}. \quad (8.118)$$

Naponsko pojačanje za diferencijski signal određuje se množenjem strmine pojačala  $G_m$  s otporom  $R_{C1}$  ili  $R_{C2}$ , te iznosi najviše

$$A_{Vd,\max} = -G_{m,\max} R_{C2} = \frac{I_0}{4U_T}. \quad (8.119)$$

## 8.5. Bipolarni tranzistor kao sklopka

Osim što se primjenjuje kao aktivni element u pojačalima, bipolarni tranzistor koristi se i kao električki upravljana sklopka. Uloga sklopke je uključivanje i isključivanje struje kroz trošilo. Da bi se u ulaznom krugu sklopkom upravljalo uz što manju potrošnju energije, odabire se spoj tranzistora s najmanjom ulaznom strujom, a to je struja baze. Spoj koji se koristi za realizaciju sklopke je spoj zajedničkog emitera, u kojem se trošilo spaja u izlazni kolektorski krug tranzistora.



Slika 8.37 – Osnovni spoj bipolarnе tranzistorske sklopke.

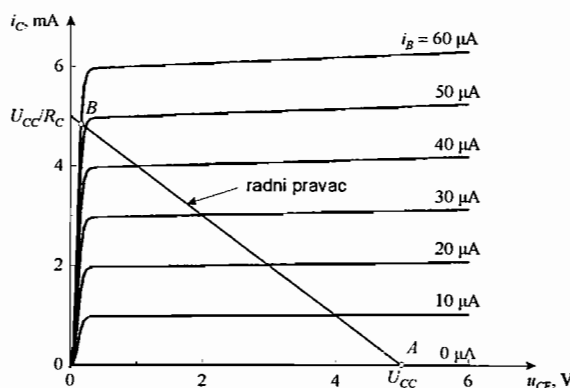
Sklop bipolarnе tranzistorske sklopke prikazan je na slici 8.37. Ulazna struja baze je

$$i_B = \frac{u_{UL} - u_{BE}}{R_B}, \quad (8.120)$$

a za izlazni krug može se pisati

$$u_{IZ} = u_{CE} = U_{CC} - R_C i_C. \quad (8.121)$$

Izraz (8.121) jednadžba je radnog pravca u polju izlaznih karakteristika. Izlazne karakteristike bipolarnog tranzistora s ucrtanim radnim pravcem prikazane su na slici 8.38. Sjecište radnog pravca s osi apscisa je napon  $u_{CE} = U_{CC}$ , a s osi ordinata struja  $i_C = U_{CC} / R_C$ . U primjeru na slici 8.38 napon  $U_{CC} = 5 \text{ V}$ . Kako je sjecište na osi ordinata  $U_{CC} / R_C = 5 \text{ mA}$ , otpor  $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ .



Slika 8.38 – Radni pravac bipolarne tranzistorske sklopke u polju izlaznih karakteristika.

Kada je ulazni napon  $u_{UL}$  negativniji od otprilike 0,5 V tranzistor radi sa zanemarivo malim strujama. Iako pozitivni napon  $u_{UL}$  propusno polarizira spoj emiter-baza, uz napone  $u_{UL}$  manje od 0,5 V struje tranzistora su toliko male da se tranzistor praktički nalazi u području zapiranja. Uz zanemarivo male struje  $i_B$  i  $i_C$ , zanemariv je i pad napona na trošilu  $R_C$  i izlazni napon  $u_{IZ} = u_{CE} = U_{CC}$ . To odgovara točki A u polju izlaznih karakteristika. Tranzistor igra ulogu **isključene sklopke**.

Porastom ulaznog napona  $u_{UL}$  iznad 0,5 V tranzistor počinje voditi i ulazi u normalno aktivno područje. Uz veće ulazne napone  $u_{UL}$  napon  $u_{BE}$  poprima vrijednost od otprilike 0,7 V. Porastom ulaznog napona  $u_{UL}$ , prema (8.120), raste struja baze  $i_B$ . S njom raste i struja kolektora  $i_C$  koja je u normalnom aktivnom području jednaka  $i_C = \beta i_B$  i radna točka u polju izlaznih karakteristika pomiče se od točke A prema većim strujama. Porastom struje  $i_C$  smanjuje se izlazni napon  $u_{IZ} = u_{CE}$ .

Prema slici 8.38, napon  $u_{CE}$  može se smanjiti do napona  $U_{CEzas}$  kada tranzistor ulazi u područje zasićenja. To odgovara točki B u polju izlaznih karakteristika. Pri tome kolektorska struja  $i_C$  postiže maksimalnu vrijednost

$$I_{Czas} = \frac{U_{CC} - U_{CEzas}}{R_C}. \quad (8.122)$$

Napon  $U_{CEzas}$  iznosi tipično 0,1 do 0,3 V. Kako je  $U_{CEzas}$  redovito dosta manji od napona napajanja  $U_{CC}$ , struja  $I_{Czas} \approx U_{CC} / R_C$ . U području zasićenja struja baze mora biti

$$I_{Bzas} \geq \frac{I_{Czas}}{\beta}, \quad (8.123)$$

pri čemu struju baze  $I_{Bzas}$  i dalje određuje ulazni krug sklopa

$$I_{Bzas} = \frac{U_{UL} - U_{BEzas}}{R_B}. \quad (8.124)$$

Napon  $U_{BEzas}$  je napon  $u_{BE}$  u zasićenju i iznosi tipično 0,7 do 0,8 V. Kada radi u zasićenju, na tranzistoru je u izlaznom krugu mali pad napona, a kolektorska struja određena je vanjskim krugom. Tranzistor igra ulogu **uključene sklopke**.

Kao sklopka tranzistor radi u području zapiranja ili u području zasićenja. Kroz normalno aktivno područje prolazi jedino pri promjeni stanja. U području zapiranja kroz tranzistor teče zanemarivo mala struja, a u području zasićenja na njemu je mali pad napona. Zbog zanemarive struje u jednom stanju i malog pada napona u drugom na tranzistoru je u stacionarnim stanjima u izlaznom krugu utrošak snage vrlo mali.

#### Primjer 8.14

Bipolarna sklopka sa slike 8.37 radi s naponom napajanja  $U_{CC} = 5 \text{ V}$  i s kolektorskim otporom  $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ . Odrediti maksimalnu vrijednost otpora  $R_B$  koji će uz ulazni napon  $U_{UL} = U_{CC}$  osigurati rad tranzistora u zasićenju. Faktor strujnog pojačanja tranzistora  $\beta$  može poprimiti vrijednosti iz intervala 50 do 150. Pretpostaviti vrijednosti  $U_{CEzas} = 0,2 \text{ V}$  i  $U_{BEzas} = 0,8 \text{ V}$ .

Rješenje:

Struja kolektora u zasićenju je

$$I_{Czas} = \frac{U_{CC} - U_{CEzas}}{R_C} = \frac{5 - 0,2}{1} = 4,8 \text{ mA}.$$

Za struju baze u zasićenju vrijedi

$$I_{Bzas} = \frac{U_{UL} - U_{BEzas}}{R_B} \geq \frac{I_{Czas}}{\beta}.$$

Najmanja dozvoljena struja baze dobiva se uz minimalan faktor strujnog pojačanja. Uz  $u_{UL} = U_{CC}$  može se pisati

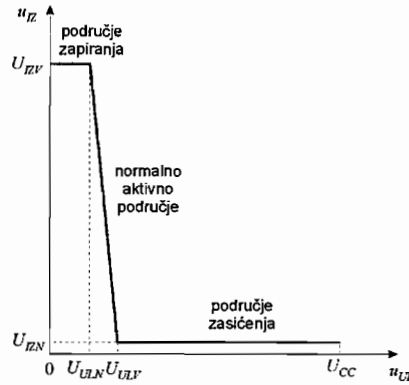
$$R_{B\max} \leq \beta_{\min} \frac{U_{CC} - U_{BEzas}}{I_{Czas}} = 50 \cdot \frac{5 - 0,8}{4,8} = 43,7 \text{ k}\Omega.$$

#### 8.5.1. Naponska prijenosna karakteristika

Bipolarna tranzistorska sklopka ujedno je i osnovni logički sklop – invertor. Ako se ulazni napon  $u_{UL}$  u sklopki promatra kao digitalni signal tada taj signal poprima dvije razine – napon niske razine koji predstavlja logičku 0 i napon visoke razine koji predstavlja logičku 1. Ako je na ulaz sklopke priključen napon niske razine, dovoljno mali da tranzistor ne vodi, tada je izlazni napon  $U_{IZ} = U_{CC}$ , što je napon visoke razine. Kada je na ulazu priključen napon visoke

razine tranzistor je u zasićenju, te je izlazni napon mali napon  $U_{IZ} = U_{CEzas}$ , koji predstavlja napon niske razine.

Statička svojstva invertora opisuje naponska prijenosna karakteristika, koja prikazuje promjenu izlaznog napona  $u_{IZ}$  s ulaznim naponom  $u_{UL}$ . Pojednostavljeni prikaz naponske prijenosne karakteristike sklopa sa slike 8.37 prikazan je na slici 8.39. Karakteristika je aproksimirana s tri segmenta pravca. Iako jednostavna, karakteristika sa slike 8.39 dobro opisuje stvarnu karakteristika, koja je kontinuirana krivulja s blagim prijelazima između pojedinih područja rada tranzistora.



**Slika 8.39** – Pojednostavljeni prikaz naponske prijenosne karakteristike invertora s bipolarnim tranzistorom.

Za male ulazne napone tranzistor ne vodi struju i praktički je u području zapiranja. Izlazni napon  $U_{IZ} = U_{CC}$ . To je izlazni napon visoke razine  $U_{IZV} = U_{CC}$ .

Kada ulazni napon dosegne oko 0,5 V tranzistor počinje voditi struju. U početku se, s porastom struje  $i_B$  povećava i napon propusno polariziranog spoja baza–emiter  $u_{BE}$  sve dok ulaskom u normalno aktivno područje ne poprimi vrijednost od oko 0,7 V. Nakon toga napon  $u_{BE}$  malo se mijenja sa strujom  $i_B$ . Kao granica ulaska u normalno aktivno područje, u kome, zbog porasta struje, počinje promjena izlaznog napona može se odabrati ulazni napon od 0,7 V. Taj je napon označen na slici s  $U_{ULN}$ . Struja baze određena je izrazom (8.120). Kako je u normalnom aktivnom području struja kolektora  $i_C = \beta i_B$  izlazni je napon

$$u_{IZ} = u_{CE} = U_{CC} - R_C i_C = U_{CC} - \beta R_C \frac{u_{UL} - u_{BE}}{R_B}. \quad (8.125)$$

Porastom ulaznog napona izlazni se napon smanjuje. Izlazni napon može se smanjivati sve dok ne poprimi vrijednost  $u_{IZ} = U_{CEzas}$  kada tranzistor ulazi u zasićenje. Taj je napon označen na slici 8.39 s  $U_{IZN}$ . Granični napon  $u_{UL} = U_{ULV}$  uz koji tranzistor ulazi u zasićenje je napon uz koji tranzistor radi na granici normalnog aktivnog područja i područja zasićenja. U tom slučaju vrijedi

$$I_B = \frac{U_{ULV} - U_{BE}}{R_B} = \frac{I_{Czas}}{\beta} = \frac{U_{CC} - U_{CEzas}}{\beta R_C}, \quad (8.126)$$

odakle je

$$U_{ULV} = \frac{R_B}{\beta R_C} (U_{CC} - U_{CEzas}) + U_{BE}. \quad (8.127)$$

Za napon  $U_{BE}$  može se i u gornjem slučaju pretpostaviti vrijednost od oko 0,7 V.

Za sve ulazne napone  $u_{UL}$  veće od  $U_{ULV}$  izlazni napon ostaje nepromijenjen i jednak  $U_{IZ} = U_{CEzas}$ . Za inverter sa slike 8.37 naponi logičke 0 i 1 su

$$U_0 = U_{IZN} = U_{CEzas}, \quad (8.128)$$

$$U_1 = U_{IZV} = U_{CC}. \quad (8.129)$$

Slično kao i kod CMOS invertora granice naponskih smetnji mogu se definirati kao

$$GS_N = U_{ULN} - U_{IZN} = U_{ULN} - U_{CEzas}, \quad (8.130)$$

$$GS_V = U_{IZV} - U_{ULV} = U_{CC} - U_{ULV}. \quad (8.131)$$

### Primjer 8.15

Odrediti karakteristične napone naponske prijenosne karakteristike invertora s bipolarnim tranzistorom sa slike 8.37. Napon napajanja  $U_{CC} = 5 \text{ V}$ , a otpori otpornika su  $R_B = 10 \text{ k}\Omega$  i  $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ . Faktor strujnog pojačanja tranzistora  $\beta = 100$ , a napon  $U_{CEzas} = 0,2 \text{ V}$ . Pretpostaviti da je normalnom aktivnom području rada tranzistora napon  $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$ . Izračunati granice naponskih smetnji.

Rješenje:

Naponi logičke  $U_{IZV}$  i  $U_{IZN}$  su

$$U_{IZV} = U_{CC} = 5 \text{ V},$$

$$U_{IZN} = U_{CEzas} = 0,2 \text{ V}.$$

Za obje granice normalnog aktivnog područja rada tranzistora, u intervalu ulaznih napona od  $U_{ULN}$  do  $U_{ULV}$ , napon  $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$ . Vrijedi

$$U_{ULN} = U_{BE} = 0,7 \text{ V},$$

$$U_{ULV} = \frac{R_B}{\beta R_C} (U_{CC} - U_{CEzas}) + U_{BE} = \frac{10}{100 \cdot 1} \cdot (5 - 0,2) + 0,7 = 1,18 \text{ V}.$$

Granice naponskih smetnji su

$$GS_N = U_{ULN} - U_{IZN} = 0,7 - 0,2 = 0,5 \text{ V},$$

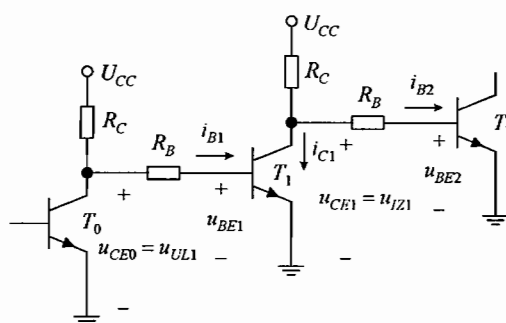


$$GS_V = U_{IZV} - U_{ULV} = 5 - 1,18 = 3,82 \text{ V}.$$

Prijenosna karakteristika nije simetrična i granice smetnji za nisku i visoku razinu ulaznog napona jako su različite. Invertor je znatno osjetljiviji na smetnje pri niskoj razini ulaznog napona.

### 8.5.2. Utjecaj opterećenja na napone logičkih razina

Dosad je analiziran rad neopterećenog invertora upravljan ulaznim naponom  $u_{UL}$ . U digitalnim sklopovima na izlaz invertora spaja se jedan ili više logičkih sklopova. Osim toga invertor najčešće nije na ulazu upravljan naponskim izvorom, nego prethodnim logičkim sklopom. Analiza invertora u realnom sklopovskom okruženju može se provesti na primjeru lanca invertora sa slike 8.40.



**Slika 8.40** – Invertor s bipolarnim tranzistorom upravljan prethodnim i opterećen slijedećim invertorom.

Analiziraju se stacionarna stanja invertora s bipolarnim tranzistorom  $T_1$ . Ako je bipolarni tranzistor  $T_0$  prethodnog invertora u zapiranju, struja kolektora tog tranzistora je nula. Tranzistoru  $T_1$  struju baze  $i_{B1}$  osigurava napon napajanja  $U_{CC}$ , preko otpornika  $R_C$  spojenog u kolektoru tranzistora  $T_0$  i otpornika  $R_B$  spojenog u krugu baze tranzistora  $T_1$ . Tranzistor  $T_1$  treba u tom slučaju raditi u području zasićenja, u kojem je njegova struja baze

$$I_{B1zas} = \frac{U_{CC} - U_{BEzas}}{R_C + R_B}. \quad (8.132)$$

Napon napajanja  $U_{CC}$  i otpori  $R_C$  i  $R_B$  moraju osigurati dovoljno veliku struju baze da se osigura uvjet za zasićenje

$$I_{B1zas} \geq \frac{I_{C1zas}}{\beta} = \frac{U_{CC} - U_{CEzas}}{R_C}, \quad (8.133)$$

Izlazni napon  $u_{IZ1} = u_{CE1} = U_{CEzas}$ . Zbog malog napona na spoju emiter-baza  $u_{BE2}$ , struja baze tranzistora  $T_2$   $i_{B2} \approx 0$  i kompletna struja od napona napajanja  $U_{CC}$ , kroz otpornik  $R_C$  teče u kolektor tranzistora  $T_1$ . Na izlazu invertora s tranzistorom  $T_1$  je niski napon logičke 0

$$U_0 = U_{CEzas}. \quad (8.134)$$

Kada je bipolarni tranzistor  $T_0$  prethodnog invertora u zasićenju, njegov je napon kolektora jednak  $u_{CE0} = u_{UL1} = U_{CEzas}$ . Uz mali napon  $U_{CEzas}$  od 0,1 do 0,3 V, spojen preko otpornika  $R_B$  na spoj emiter-baza tranzistora  $T_1$ , kroz tranzistor  $T_1$  teku zanemarivo male struje. Tranzistor  $T_1$  je praktički u zapiranju. Bez obzira što je kolektorska struja  $i_{C1} \approx 0$ , kroz otpornik  $R_C$  u kolektoru tranzistora  $T_1$  teče struja  $i_{B2}$  u bazu tranzistora  $T_2$ . Tranzistor  $T_2$  treba u tom slučaju raditi u zasićenju, pri čemu je njegova struja  $i_{B2} = I_{B2zas}$  određena izrazom (8.132). Izlazni napon invertora s tranzistorom  $T_1$  u tom je slučaju jednak

$$u_{i1} = U_{CC} - R_C I_{B2zas} = U_{CC} - R_C \frac{U_{CC} - U_{BEzas}}{R_C + R_B} = U_1. \quad (8.135)$$

To je ujedno visoki napon logičke 1. Uz opterećenja invertora izlazni napon logičke 1 manji je od napona napajanja  $U_{CC}$  za pad napona na kolektorskom otporniku  $R_C$ , uvjetovan protjecanjem struje  $I_{Bzas}$  slijedećeg invertora.

### Primjer 8.16

U lancu invertora sa slike 8.40 zadani su napon napajanja  $U_{CC} = 5 \text{ V}$  i otpori otpornika  $R_B = 20 \text{ k}\Omega$  i  $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ . Parametri svih tranzistora su jedanaki i iznose: faktor strujnog pojačanja  $\beta = 100$  i napon  $U_{CEzas} = 0,2 \text{ V}$  i  $U_{BEzas} = 0,8 \text{ V}$ . Da li uz navedene podatke invertori ispravno rade? Odrediti napone logičkih 0 i 1 invertora s tranzistorom  $T_1$ .

Rješenje:

Kada su tranzistori  $T_0$  i  $T_2$  u zapiranju, tranzistor  $T_1$  treba raditi u području zasićenja. Struje tranzistora  $T_1$  su

$$I_{B1zas} = \frac{U_{CC} - U_{BEzas}}{R_C + R_B} = \frac{5 - 0,8}{1 + 20} = 0,2 \text{ mA},$$

$$I_{C1zas} = \frac{U_{CC} - U_{CEzas}}{R_C} = \frac{5 - 0,2}{1} = 4,8 \text{ mA}.$$

Kako je  $\beta I_{B1zas} = 100 \cdot 0,2 = 20 \text{ mA} > I_{C1zas} = 4,8 \text{ mA}$  uvjet za rad tranzistora  $T_1$  u zasićenju je ispunjen.

Naponi logičkih 0 i 1 invertora s tranzistorom  $T_1$  su

$$U_0 = U_{CEzas} = 0,2 \text{ V},$$

$$U_1 = U_{CC} - R_C \frac{U_{CC} - U_{BEzas}}{R_C + R_B} = 5 - 1 \cdot \frac{5 - 0,8}{1 + 20} = 4,8 \text{ V}.$$

Opterećenje s jednim istim invertorom smanjuje napon logičke 1 za 0,2 V u odnosu na napon logičke 1 neopterećenog invertora.

Ukoliko se na izlaz invertora s tranzistorom  $T_1$  prema slici 8.40 priključi ne jedan već više invertora, napon logičke 1 će se dodatno smanjiti. Za opterećenje s  $N$  istovrsnih invertora napon logičke 1 bit će

$$U_1 = U_{CC} - N R_C \frac{U_{CC} - U_{BEzas}}{N R_C + R_B}. \quad (8.136)$$

Tako bi se npr. uz podatke iz primjera 8.16 i uz opterećenje s 10 istovrsnih invertora napon logičke 1 smanjio na  $U_1 = 3,6 \text{ V}$ .

U logičkim sklopovima definira se minimalni iznos napona logičke 1, nužan za ispravan rad sklopa. S minimalnim iznosom napona logičke 1 u gornjem se primjeru određuje maksimalni broj invertora s kojim se smije opteretiti izlaz prethodnog invertora. Takav se maksimalni broj logičkih sklopova naziva **faktor grananja izlaza**.

### 8.5.3. Impulsni odziv

Uz statičke parametre bipolarnog invertora, kojima se određuju naponi logičkih razina i granice smetnji, za primjenu su bitni i vremenski parametri koji ukazuju koliko brzo će se inverter prebacivati iz jednog logičkog stanja u drugo i obrnuto. Uz primjenu ulaznih digitalnih signala, koji su u idealnom slučaju pravokutni impulsi, vremenski odziv bipolarnog invertora može se promatrati kao vremenski odziv bipolarne tranzistorske sklopke na impulsnu pobudu. Za sklopku sa slike 8.37 taj je vremenski odziv prikazan na slici 8.41.

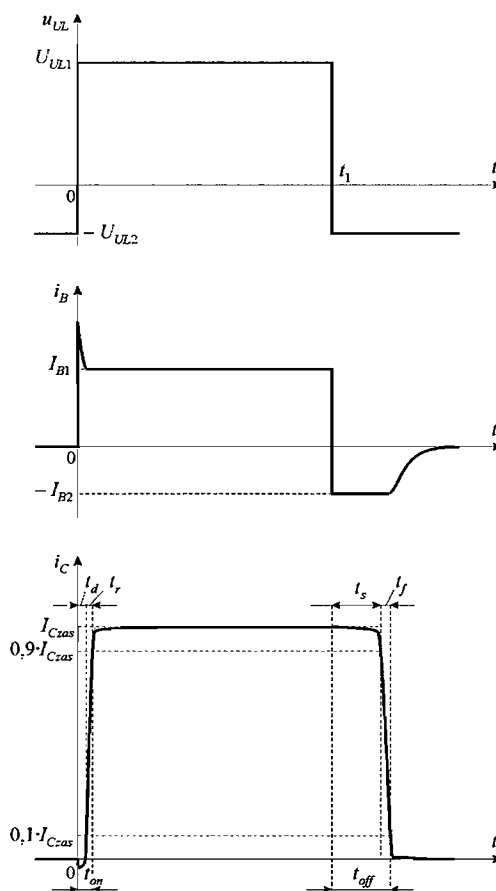
Za vrijeme  $t < 0$  negativni ulazni napon  $u_{UL} = -U_{UL2}$  zaporno polarizira spoj emiter-baza. Uz zanemaruju struju baze  $i_B$ , ulazni zaporni napon tranzistora  $u_{BE} = -U_{UL2}$ . Napon  $U_{CC}$  zaporno polarizira spoj kolektor-baza i tranzistor je u području zapiranja. Kolektorska struja  $i_C \approx 0$ .

Nagla promjena polariteta napona  $u_{UL}$ , s vrijednosti  $-U_{UL2}$  na  $U_{UL1}$  u trenutku  $t = 0$ , izaziva trenutačni porast struje  $i_B$ . Pozitivna struja  $i_B$  propusno polarizira spoj emiter-baza i tranzistor prelazi u normalno aktivno područje. To je popraćeno porastom struje  $i_C$ . Promjena napona  $u_{BE}$  s vrijednosti  $-U_{UL2}$  na napon propusne polarizacije povezana je promjenom naboja u osiromašenom sloju emiter-baza. Zbog toga porast struje  $i_C$  kasni za promjenom struje  $i_B$ .

Nakon promjene naboja u osiromašenom sloju emiter-baza, porast struje  $i_C$  popraćen je injekcijom naboja manjinskih nosilaca u kvazineutralna područja tranzistora. Uz dovoljno veliku struju  $I_{B1} = (U_{UL1} - U_{BEzas}) / R_B$ , struja  $i_C$  raste do maksimalnog iznosa  $I_{Czas}$  i tranzistor iz normalnog aktivnog područja prelazi u područje zasićenja. U postupnom rastu struje  $i_C$ , prema slici 8.41, vrijeme od promjene struje  $i_B$ , za  $t = 0$ , do porasta struje  $i_C$  na iznos  $0,1 I_{Czas}$  naziva se **vrijeme zakašnjenja**  $t_d$  (engl. delay time), a vrijeme potrebno za promjenu struje  $i_C$  od  $0,1 I_{Czas}$  do  $0,9 I_{Czas}$  je **vrijeme porasta**  $t_r$  (engl. rise time). Ukupno vrijeme zakašnjenja i porasta naziva se **vrijeme uključivanja**  $t_{on} = t_d + t_r$  (engl. turn-on time).

U trenutku  $t = t_1$  ulazni napon  $u_{UL}$  ponovo mijenja polaritet. Negativni napon  $u_{UL} = -U_{UL2}$  mijenja predznak struje  $i_B$ , na početnu vrijednost  $-I_{B2} = (-U_{UL2} - U_{BEzas}) / R_B$ . Zbog injektiranog naboja manjinskih nosilaca, spoj emiter-baza ne može trenutačno promijeniti polarizaciju i ostaje propusno polariziran. Ulazni krug tranzistora ponaša se kao dioda u sklopu sa slike 3.35. U području zasićenja injektirani naboj manjinskih nosilaca u bazi i kolektoru veći je od naboja istih nosilaca koji bi postojao u normalnom aktivnom području uz kolektorsku struju

$i_C = I_{Czas}$ . Taj višak naboja razlog je što i nakon nagle promjene polariteta struje  $i_B$ , struja  $i_C$  ostaje još određeno vrijeme praktički konstantna.



Slika 8.41 – Vremenski odziv bipolarnе tranzistorske sklopke na impulsnu pobudu.

Tek nakon odstranjenja viška naboja tranzistor prelazi u normalno aktivno područje i struja  $i_C$  počinje padati. Odstranjenjem ukupnog injektiranog naboja manjinskih nosilaca mijenja se i polarizacija spoja emiter-baza, te tranzistor prelazi u područje zapiranja. Uspostavlja se stanje koje je vrijedilo za  $t < 0$ . Prilikom prelaska tranzistora iz područja zasićenja u zapiranje, vrijeme od promjene polariteta struje  $i_B$ , za  $t = t_1$ , do pada struje  $i_C$  na vrijednost  $0,9 I_{Czas}$  je **vrijeme zadržavanja**  $t_s$  (engl. storage time), a vrijeme u kojem se struja  $i_C$  smanji od  $0,9 I_{Czas}$  do  $0,1 I_{Czas}$  je **vrijeme pada**  $t_f$  (engl. fall time). Zbroj vremena zadržavanja i pada je **vrijeme isključivanja**  $t_{off} = t_s + t_f$  (engl. turn-off time).

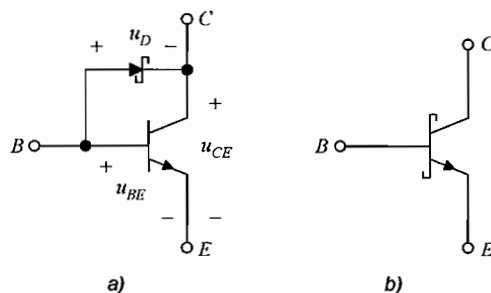
Rad tranzistora kao sklopke popraćen je stalnom izmjenom naboja. Brzina promjene naboja veća je, a time je rad tranzistorske sklopke brži, ako su vremena života manjinskih nosilaca  $\tau$  manja. Na brzinu rada utječu i radni uvjeti. Odnos vremena uključivanja i isključivanja podešava se prvenstveno omjerom struja  $I_{B2}/I_{B1}$ , odnosno omjerom napona  $U_{UL2}/U_{UL1}$ . S većom strujom  $I_{B1}$  tranzistor se brže uključuje, ali se sporije isključuje. Utjecaj struje  $-I_{B2}$  je obrnut. Dovođenjem naboja u tranzistor veća struja  $I_{B1}$  skraćuje vremena  $t_d$  i  $t_r$ . Uz veću struju  $I_{B1}$

tranzistor ulazi dublje u zasićenje i sporije se isključuje, pa su duža vremena  $t_s$  i  $t_f$ . Struja  $-I_{B2}$  odvodi struju iz tranzistora, te skraćuje vremena  $t_s$  i  $t_f$ .

Bipolarna tranzistorska sklopka može se upravljati i samo pozitivnim impulsom  $u_{UL}$ , čija je niska razina 0 V, a visoka razina  $U_{UL1}$ . Razlika u odnosu na sliku 8.41 je ta što u trenutku  $t = t_1$  ulazni napon pada s vrijednosti  $U_{UL1}$  na vrijednost od 0 V. Struja  $i_B$  u tom trenutku mijenja predznak i poprima početnu vrijednost  $-I_{B2} = -U_{BEzas} / R_B$ . U ovom je slučaju iznos struje  $-I_{B2}$  manji nego u slučaju primjene impulsnog napona s niskom negativnom razinom  $-U_{UL2}$ , pa se primjenom isključivo pozitivnog impulsa  $u_{UL}$  skraćuje vrijeme uključivanja  $t_{on}$ , ali produžuje vrijeme isključivanja  $t_{off}$ .

U impulsnom radu bipolarne tranzistorske sklopke u pravilu je najduže vrijeme zadržavanja  $t_s$ , koje je rezultat odstranjivanja velikog naboja manjinskih nosilaca nakupljenog za vrijeme rada tranzistora u području zasićenja. Jedan od načina skraćivanja vremena zadržavanja je primjena **Schottkyjevog tranzistora**.

Kod Schottkyjevog tranzistora jednostavnim spajanjem metala formira se između baze i kolektora tranzistora Schottkyjeva dioda s anodom spojenom na bazu, a katodom spojenom na kolektor tranzistora, prema slici 8.42a.



**Slika 8.42** – Schottkyjev tranzistor: a) spoj bipolarnog tranzistora i Schottkyjeve diode, b) električki simbol.

Kada je kolektor tranzistora na višem potencijalu od baze, što vrijedi u području zapiranja ili u normalnom aktivnom području, spoj kolektor-baza i Schottkyjeva dioda zaporno su polarizirani i Schottkyjeva dioda nema utjecaja na rad tranzistora. Prelaskom tranzistora iz normalnog aktivnog područja rada u područje zasićenja, spoj kolektor-baza i Schottkyjeva dioda postaju propusno polarizirani. Porastom napona propusne polarizacije najprije provede Schottkyjeva dioda čiji je napon koljena tipično oko 0,4 V i manji je od napona koljena spoja kolektor-baza silicijskog tranzistora. Nakon što provede, Schottkyjeva dioda ograniči napon propusne polarizacije spoja kolektor-baza na napon koljena Schottkyjeve diode. Takav napon ne dozvoljava ulazak tranzistora duboko u područje zasićenja. Time se smanjuje količina naboja manjinskih nosilaca u bazi i ubrzava prijelaz tranzistora iz područja zasićenja u područje zapiranja. Pri vođenju Schottkyjeve diode izlazni napon  $u_{CE}$  tranzistora je  $u_{CE} = u_{BE} - u_D \approx 0,7 - 0,4 = 0,3$  V.

Na slici 8.42b prikazan je električki simbol Schottkyjevog tranzistora. Schottkyjevi tranzistori primjenjuju se u digitalnim sklopovima skupine Schottky TTL.

## 8.6. Skupina ECL

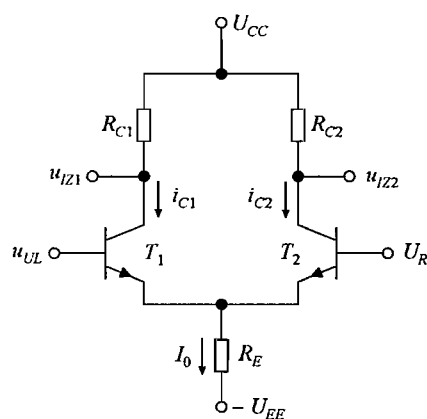
Za realizaciju složenijih digitalnih sustava razvijen je cijeli niz različitih integriranih digitalnih sklopova. Prvi digitalni integrirani sklopovi temeljili su se na primjeni bipolarnog tranzistora. Ovisno o načinu spajanja osnovnih sklopova, razvijen je veći broj logičkih skupina. Zahvaljujući svojim karakteristikama, prvenstveno većoj brzina rada, kao najpopularnije logičke skupine temeljene na bipolarnom tranzistoru izdvojile su se skupina TTL ili **skupina tranzistorsko-tranzistorske logike** (engl. *transistor-transistor logic*) i skupina ECL ili **skupina emitterski vezane logike** (engl. *emitter-coupled logic*).

U TTL sklopovima bipolarni tranzistori rade kao sklopke, pri čemu tranzistor prelazi iz područja zapiranja u područje zasićenja i obrnuto. U naprednijim TTL sklopovima veća brzina rada osigurava se primjenom Schottkyjevih tranzistora. Ipak se najveća brzina rada postiže ECL sklopovima u kojima tranzistori rade u području zapiranja ili u normalnom aktivnom području. U tim se sklopovima sprječavanje ulaska tranzistora u zasićenje osigurava sklopovski, ograničenjem struja i napona.

U današnjoj digitalnoj elektronici znatno su više koriste CMOS od bipolarnih integriranih sklopova. Glavni je razlog jednostavnost i znatno manji utrošak snage CMOS sklopova, čime se omogućuje ostvarenje integriranih sklopova znatno veće složenosti. Usprkos sve većoj popularnosti CMOS sklopova, skupina ECL zadržala je primat kao najbrža skupina logičkih sklopova. ECL sklopovi koriste se ili kao zasebni integrirani sklopovi srednje razine složenosti ili su dio najsloženijih integriranih sklopova koji se temelje na primjeni komplementarnih MOS tranzistora i bipolarnih tranzistora integriranih na istom čipu.

### 8.6.1. Strujna sklopka

ECL sklopovi temelje svoj rad na strujnoj sklopki prikazanoj na slici 8.43. Spoj strujne sklopke jednak je diferencijskom pojačalu. Ulazni signal  $u_{UL}$  dovodi se na bazu tranzistora  $T_1$ , dok je baza tranzistora  $T_2$  spojena na referentni istosmjerni napon  $U_R$ . Prema (8.111) i (8.112), uz iste tranzistore  $T_1$  i  $T_2$ , odnos njihovih kolektorskih struja je



Slika 8.43 – Strujna sklopka.

$$\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = \exp\left(\frac{u_{BE1} - u_{BE2}}{U_T}\right) = \exp\left(\frac{u_{UL} - U_R}{U_T}\right). \quad (8.137)$$

Uz zanemarenje struja baza  $i_{B1}$  i  $i_{B2}$ , može se pisati

$$i_{C1} + i_{C2} \approx I_0. \quad (8.138)$$

$I_0$  je struja strujnog izvora u emiterima tranzistora  $T_1$  i  $T_2$ , realiziranog s emitorskim otporom  $R_E$ . Iz prethodnih izraza slijedi

$$\frac{i_{C1}}{I_0} \approx \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{U_R - u_{UL}}{U_T}\right)}, \quad (8.139)$$

$$\frac{i_{C2}}{I_0} \approx \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{u_{UL} - U_R}{U_T}\right)}. \quad (8.140)$$

Uz  $U_R - u_{UL} = u_D$  jednažbe (8.139) i (8.140) odgovaraju jednažbama (8.116) i (8.117) i predstavljaju prijenosnu karakteristiku diferencijskog pojačala sa slike 8.36. Zbog eksponencijalne ovisnosti kolektorskih struja o ulaznom naponu, razlika napona  $U_R - u_{UL}$  od otprilike  $\pm 4U_T$  prebacuje jedan od tranzistora iz normalnog aktivnog područja u područje zapiranja. U tom slučaju sklop ne radi kao pojačalo već kao sklopka.

Ako je ulazni napon  $u_{UL}$  za više od  $4U_T$  negativniji od napona  $U_R$  tranzistor  $T_1$  je u području zapiranja, uz  $i_{C1} \approx 0$ , a tranzistor  $T_2$  je u normalnom aktivnom području, uz  $i_{C2} \approx I_0$ . Izlazni naponi logičkih razina su

$$u_{IZ1} = U_1 \approx U_{CC}, \quad (8.141)$$

$$u_{IZ2} = U_0 \approx U_{CC} - I_0 R_{C2}. \quad (8.142)$$

Kada je napon  $u_{UL}$  za više od  $4U_T$  pozitivniji od napona  $U_R$  tranzistor  $T_1$  je u normalnom aktivnom području, uz  $i_{C1} \approx I_0$ , a tranzistor  $T_2$  je u području zapiranja, uz  $i_{C2} \approx 0$ , pa su izlazni naponi logičkih razina

$$u_{IZ1} = U_0 \approx U_{CC} - I_0 R_{C1}, \quad (8.143)$$

$$u_{IZ2} = U_1 \approx U_{CC}. \quad (8.144)$$

Struja strujnog izvora je

$$I_0 = \frac{U_R - u_{BE2} + U_{EE}}{R_E}, \quad (8.145)$$

pa je izlazni napon logičke 0





$$Y = A + B, \quad (8.148)$$

$$\bar{Y} = \overline{A + B}. \quad (8.149)$$

Sklopom se istovremeno ostvaruju međusobno komplementarni izlazi, što je vrlo korisno u nekim primjenama.

Obje se grane strujne sklopke zaključuju emitterskim sljedilima  $T_3$  i  $T_4$ . Naponi na izlazima  $\bar{Y}$  i  $Y$  negativniji su za napone  $U_{BE3}$  i  $U_{BE4}$  od napona na kolektorima  $T_1$  i  $T_2$ , što znači da se sljedilima ostvaruje istosmjerni pomak izlaznih naponskih razina. Ovim se istosmjernim pomakom postiže da su vrijednosti napona logičkih razina jednake na ulazu i izlazu sklopa. Zahvaljujući velikom strujnom pojačanju sljedila, na izlazima se mogu dobiti veće struje, čime se osiguravaju veći faktori grananja izlaza.

U starijim izvedbama ECL sklopova, emiteri tranzistora  $T_3$  i  $T_4$  bili su spojeni s otpornicima na negativni napon napajanja. Novije izvedbe rade se s otvorenim emiterima, s kojima se postiže veća fleksibilnost u primjeni. Izvedba sklopa s otvorenim emiterima omogućuje paralelno spajanje izlaza, čime se ostvaruje logička funkcija spojeni ILI.

Pri opterećenju sklopa s istovrsnim ECL sklopom ulogu emitterskih otpornika tranzistora  $T_3$  i  $T_4$  preuzimaju ulazni otpornici sljedećeg sklopa od  $50 \text{ k}\Omega$ , označeni s  $R_A$  i  $R_B$ . Ovaj pristup koristi se u realizaciji sporijih digitalnih sustava, jer veliki iznos otpora smanjuje struju izbijanja izlaznih kapaciteta. Povećanje brzine postiže se paralelnim spajanjem dodatnih otpornika prema negativnom naponu napajanja. Vrijednosti otpora smiju se smanjivati do  $2 \text{ k}\Omega$  ako se otpornik spaja na napon napajanja  $-5,2 \text{ V}$ , odnosno do  $50 \Omega$  ako se otpornik spoja na drugi napon napajanja od  $-2 \text{ V}$ . Zadnja vrijednost otpora odgovara otporu prijenosne linije kojom se prospajaju ECL sklopovi u brzim digitalnim sustavima. Osim što predstavljaju opterećenje prethodnog sklopa, ulazni otpornici  $R_A$  i  $R_B$  osiguravaju napon logičke 0 na ulazu na kojem nije prisutan ulazni signal.

Sprječavanje ulaska tranzistora u zasićenje osigurava se sklopovski. Kada je na ulazu na bazi jednog od tranzistora  $T_1$ , strujne sklopke napon logičke jedinice  $U_1$ , na izlazu  $\bar{Y}$  je napon logičke nule  $U_0$ . U tom je slučaju kolektor tog tranzistora na naponu  $U_0 + U_{BE}$ , pa su njegovi naponi

$$U_{CB} = U_0 + U_{BE} - U_1 = U_{BE} - \Delta U, \quad (8.150)$$

$$U_{CE} = U_{CB} + U_{BE} = 2U_{BE} - \Delta U = 2U_Y - \Delta U. \quad (8.151)$$

gdje je  $U_Y$  napon koljena propusno polariziranog  $pn$ -spoja. Da bi tranzistor ostao u normalnom aktivnom području napon  $U_{CE} \geq U_{CEzas}$ . Ako se kao donja granica napona  $U_{CE}$  odabere napon  $U_Y / 2$ , tada je maksimalni razmak logičkih razina

$$\Delta U_{\max} = 1,5 U_Y. \quad (8.152)$$

Razmak logičkih razina podešava se prvenstveno omjerom otpora  $R_{C1}$  i  $R_{C2}$  u odnosu na  $R_E$ .

U seriji 10K, ECL sklopovi izvode se s negativnim naponom napajanja  $-U_{EE}$ , uz  $U_{CC} = 0$ . Razlog je što eventualna smetnja u naponu napajanja  $-U_{EE}$  puno manje doprinosi smetnji na izlazu sklopa, nego što bi doprinijela smetnja u naponu napajanja  $U_{CC}$ . Zbog malog

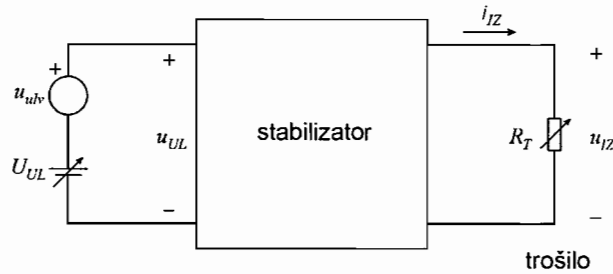
razmaka napona logičkih razina ECL sklopovi jako su osjetljivi na smetnje. Strujna sklopka i referentni naponski izvor spajaju se na jedan, a emitorska sljedila na drugi izvor napajanja. U radu sklopa strujna sklopka i referentni naponski izvor vrlo malo mijenjaju struju koja kroz njih teče. U isto vrijeme prisutne su velike promjene u strujama emitorskih sljedila, što može uzrokovati smetnje u njihovom naponu napajanja. Odvajanjem tog napona napajanja od ulaznog sklopa znatno se smanjuje utjecaj smetnji na rad sklopa.

Uz ECL sklop, na čipu se realizira i referentni naponski izvor, koji osigurava referentni napon  $U_R = -1,32 \text{ V}$ . Uz navedene vrijednosti otpora prema slici 8.44 u ECL sklopu serije 10k naponi logičkih razina su  $U_1 = -0,88 \text{ V}$  i  $U_0 = -1,77 \text{ V}$ , pa je razmak logičkih razina  $\Delta U = U_1 - U_0 = 0,89 \text{ V}$ . Faktor grananja izlaza  $N = 10$ , vrijeme kašnjenja je  $2 \text{ ns}$  uz srednju disipaciju snage od  $25 \text{ mW}$ , što odgovara umnošku snage i vremena kašnjenja  $P \cdot t_d = 50 \text{ pJ}$ .

## 9. Stabilizatori

Stabilizatori su dio istosmjernih izvora napajanja, čija je blok-shema prikazana na slici 4.17. Nakon transformiranja, ispravljanja i filtriranja izmjeničnog mrežnog napona, na izlazu ispravljača dobiva se ispravljeni napon. Taj se napon sastoji od istosmjerne komponente i male izmjenične komponente napona valovitosti, koja je posljedica neidealnog filtriranja ispravljenog napona. Istosmjerna komponenta može se mijenjati zbog promjene mrežnog napona i promjene opterećenja. Zadaća stabilizatora je svesti te promjene na minimum. Također stabilizator dodatno prigušuje izmjeničnu komponentu napona valovitosti.

Stabilizator se može prikazati blok-shemom na slici 9.1. Ulazni napon stabilizatora  $u_{UL}$  je izlazni napon ispravljača i sadrži promjenjivu istosmjernu komponentu napona  $U_{UL}$  i izmjenični napon valovitosti  $u_{ulv}$ . Na izlaz stabilizatora priključuje se realno trošilo, koje se nadomještava promjenjivim otporom  $R_T$ .



Slika 9.1 – Blok-shema stabilizatora.

Niti jedan stabilizator nije idealan i napon na njegovu izlazu mijenja se s promjenom radnih uvjeta: s ulazni naponom  $u_{UL}$ , sa strujom trošila  $i_{IZ}$ , s temperaturom  $T$  i sl. Promjena izlaznog napona može se prikazati kao totalni diferencijal

$$\begin{aligned} du_{IZ} &= \frac{\partial u_{IZ}}{\partial u_{UL}} du_{UL} + \frac{\partial u_{IZ}}{\partial i_{IZ}} di_{IZ} + \frac{\partial u_{IZ}}{\partial T} dT = \\ &= S_U du_{UL} + S_I di_{IZ} + S_T dT, \end{aligned} \quad (9.1)$$

gdje su  $S_U$  **naponski faktor stabilizacije**

$$S_U = \left. \frac{\partial u_{IZ}}{\partial u_{UL}} \right|_{di_{IZ}=0, dT=0}, \quad (9.2)$$

$S_I$  **opteretni faktor stabilizacije**

$$S_I = \left. \frac{\partial u_{IZ}}{\partial i_{IZ}} \right|_{du_{UL}=0, dT=0}, \quad (9.3)$$

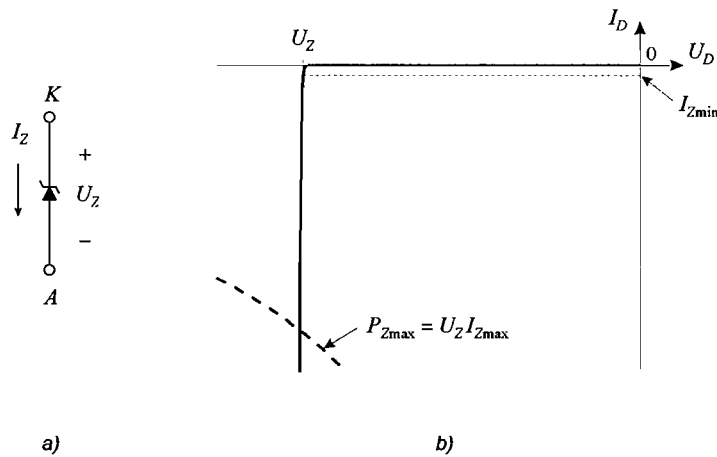
a  $S_T$  temperaturni koeficijent

$$S_T = \left. \frac{\partial u_{IZ}}{\partial T} \right|_{du_{UL} = 0, di_{IZ} = 0} . \quad (9.4)$$

Za dobar stabilizator svi navedeni faktori, odnosno koeficijenti trebaju biti što manji.

### 9.1. Referentni element

Osnovni element stabilizatora je referentni element. To je element na kojem se uspostavlja stalni napon, po mogućnosti neovisan o radnim uvjetima kao što su promjena struje, temperature i sl. Kao jednostavan, ali vrlo djelotvoran referentni element u stabilizatorima se najčešće koristi Zenerova dioda. To je  $pn$ -dioda koja radi u području proboja, kako je to prikazano na slici 9.2. U proboju, probojni Zenerov napon  $U_Z$  praktički je stalan i vrlo se malo mijenja sa strujom. Zenerova dioda koristi se pri zapornoj polarizaciji i Zenerov napon  $U_Z$  suprotnog je polariteta od polariteta propusno polarizirane diode  $U_D$ . Iz istih je razloga smjer struje Zenerove diode  $I_Z$  suprotan smjeru struje propusno polarizirane diode  $I_D$ .



Slika 9.2 – Zenerova dioda: a) električki simbol, b) strujno-naponska karakteristika.

Zenerove diode označuju se posebnim električkim simbolom, prikazanim na slici 9.2a. Izvode se za niz različitih napona. Uz Zenerov napon, bitan parametar Zenerove diode je dinamički otpor

$$r_Z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z}, \quad (9.5)$$

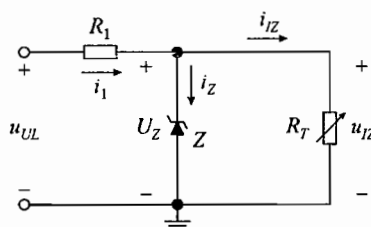
definiran kao recipročna vrijednost nagiba karakteristike u području proboja. Dinamički otpor treba biti što manji. Temperaturni koeficijent Zenerove diode ukazuje kako se i koliko mijenja Zenerov napon s promjenom temperature. Zenerove diode su najčešće diode s lavinskim probojem, pa je temperaturni koeficijent pozitivan, što znači da Zenerov napon raste s

temperaturom. Ima i Zenerovih dioda, koje su temperaturno kompenzirane. Njihov je temperaturni koeficijent znatno smanjen.

Za ispravan rad diode kao referentnog elementa kroz Zenerovu diodu mora teći minimalna struja  $I_{Z\min}$ , dovoljno velika da se izbjegne koljeno karakteristike u probouju i da se dosegne Zenerov napon. Maksimalna struja Zenerove diode  $I_{Z\max}$  ograničena je maksimalnom disipacijom snage  $P_{Z\max}$ , koja ovisi o izvedbi diode, tipu kućišta i eventualno dodanom hladilu.

## 9.2. Stabilizator sa Zenerovom diodom

Najjednostavnija izvedba stabilizatora prikazana je na slici 9.3. Na ulaz stabilizatora dovodi se nestabilizirani napon iz ispravljača označen  $u_{UL}$ . Na izlaz se priključuje trošilo promjenjivog otpora  $R_T$ . Između ulaza i izlaza stabilizatora spojen je otpornik  $R_1$ , a paralelno izlazu spojena je Zenerova dioda  $Z$ .



Slika 9.3 – Stabilizator sa Zenerovom diodom.

Da bi se na Zenerovoj diodi uspostavio Zenerov napon  $U_Z$  istosmjerni ulazni napon  $U_{UL}$  mora biti veći od izlaznog stabiliziranog napona. Zenerov napon ujedno je i izlazni napon  $U_{IZ}$  stabilizatora. Razlika ulaznog i izlaznog napona je na otporniku  $R_1$ . Padom napona na otporniku  $R_1$  određena je struja  $I_1$  kroz taj otpornik

$$I_1 = \frac{U_{UL} - U_{IZ}}{R_1} = \frac{U_{UL} - U_Z}{R_1} \quad (9.6)$$

Struja  $I_1$  dijeli se na struju Zenerove diode  $I_Z$  i izlaznu struju trošila  $I_{IZ}$

$$I_1 = I_Z + I_{IZ}, \quad (9.7)$$

pri čemu je struja trošila

$$I_{IZ} = \frac{U_{IZ}}{R_T} = \frac{U_Z}{R_T} \quad (9.8)$$

Princip stabilizacije je održavanje izlaznog napona stabilnim, tj. što manje ovisnim o promjeni radnih uvjeta kao što su promjena ulaznog napona ili promjena otpora trošila. Ako se promijeni ulazni napon, promijenit će se pad napona na otporniku  $R_1$ , a time i njegova struja  $I_1$ . Zenerova dioda održava stalni napon  $U_Z$ , a time i stalni izlazni napon  $U_{IZ}$ . Ako se nije promijenio otpor trošila  $R_T$ , nije s promijenila ni njegova struja. U tom se slučaju struja Zenerove diode  $I_Z$

mijenja s promjenom struje  $I_1$ . Izlazni napon ostat će nepromijenjen u onolikoj mjeri koliko se napon Zenerove diode  $U_Z$  ne mijenja s promjenom struje  $I_Z$ .

Ukoliko se uz nepromijenjeni ulazni napon promijeni trošilo, tj. njegov otpor  $R_T$ , uz stalni napon  $U_{IZ} = U_Z$  promijenit će se izlazna struja  $I_{IZ}$ . Kako se nije promijenio pad napona na otporniku  $R_1$ , nije se promijenila ni struja  $I_1$ , tako da se izlazna struja  $I_{IZ}$  mijenja na račun promjene struja Zenerove diode  $I_Z$ .

Promjenom radnih uvjeta mijenja se struja Zenerove diode  $I_Z$ . Pri projektiranju stabilizatora treba osigurati da uz poznate promjene ulaznog napona  $U_{UL}$  i otpora trošila  $R_T$  struja Zenerove diode ostane u intervalu  $I_{Z\min} < I_Z < I_{Z\max}$ , gdje je  $I_{Z\min}$  minimalna struja određena koljenom karakteristike diode, a  $I_{Z\max}$  je maksimalna struja određena maksimalnom dozvoljenom disipacijom snage. Osiguravanje struje Zenerove diode potrebne za ispravan rad stabilizatora postiže se podešavanjem iznosa otpora  $R_1$ . Za struju Zenerove diode može se pisati

$$I_Z = I_1 + I_{IZ} \quad (9.9)$$

Struja diode  $I_Z$  biti će najmanja kada je najmanja struja  $I_1$  i kada je najveća struja trošila  $I_{IZ}$ .

$$I_{Z\min} = I_{1\min} - I_{IZ\max} \quad (9.10)$$

Struja  $I_1$  je najmanja kada je najmanji ulazni napon  $U_{UL}$ , a najveći otpor  $R_1$

$$I_{1\min} = \frac{U_{UL\min} - U_Z}{R_{1\max}} \quad (9.11)$$

Pretpostavlja se da se Zenerov napon  $U_Z$  ne mijenja. Struja trošila je najveća kada je najmanji otpor trošila

$$I_{IZ\max} = \frac{U_Z}{R_{T\min}} \quad (9.12)$$

Uvrštenjem (9.11) i (9.12) u (9.10) dobiva se

$$I_{Z\min} = \frac{U_{UL\min} - U_Z}{R_{1\max}} - \frac{U_Z}{R_{T\min}} \quad (9.13)$$

Iz gornjeg se izraza dobiva najveći iznos otpora  $R_{1\max}$  koji osigurava da struja Zenerove diode ne postane manja od  $I_{Z\min}$

$$R_{1\max} = \frac{U_{UL\min} - U_Z}{I_{Z\min} + U_Z / R_{T\min}} \quad (9.14)$$

Na sličan način može se izraziti uvjet za najveću struju diode  $I_Z$ , koja je ograničena maksimalnom dozvoljenom disipacijom snage

$$I_{Z\max} = I_{1\max} - I_{IZ\min} = \frac{U_{UL\max} - U_Z}{R_{1\min}} - \frac{U_Z}{R_{T\max}} = \frac{P_{Z\max}}{U_Z} \quad (9.15)$$

Iz (9.15) slijedi uvjet za najmanji iznos otpora  $R_{1\min}$  uz koji struja Zenerove diode neće biti veća od  $I_{Z\max}$

$$R_{1\min} = \frac{U_{UL\max} - U_Z}{P_{Z\max} / U_Z + U_Z / R_{T\max}}. \quad (9.16)$$

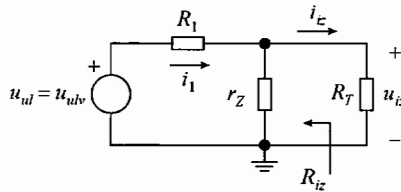
Iz gornjih uvjeta slijedi da iznos otpora otpornika  $R_1$  iz intervala  $R_{1\min} < R_1 < R_{1\max}$  osigurava ispravan rad stabilizatora uz struju Zenerove diode u intervalu  $I_{Z\min} < I_Z < I_{Z\max}$ .

Osim o iznosu otpora otpornika  $R_1$  treba voditi računa i o snazi koja se disipira na tom otporniku. Uz odabranu vrijednost otpora  $R_1$ , snaga  $P_1$  na tom otporniku ovisi o ulaznom naponu i najveća je kada je ulazni napon najveći

$$P_{1\max} = \frac{(U_{UL\max} - U_Z)^2}{R_1}. \quad (9.17)$$

U stabilizator treba ugraditi otpornik  $R_1$  koji je predviđen za snagu  $P_{1\max}$ . Navedena snaga je najveća u normalnom radu stabilizatora. Dobro je pretpostaviti mogućnost pogrešnog kratkog spajanja izlaznih priključaka. U tom se slučaju na otporu disipira veća snaga  $P'_{1\max} = U_{UL\max}^2 / R_1$ , i ako otpornik nije odabran za tu snagu može stradati.

Faktori stabilizacije  $S_U$  i  $S_I$  određuju se iz nadomjesne sheme stabilizatora za mali signal, prikazane na slici 9.4. U dinamičkim prilikama izmjenični ulazni napon stabilizatora  $u_{ul}$  jednak je izmjeničnom naponu valovitosti  $u_{ulv}$ , a Zenerova dioda nadomještena je dinamičkim otporom  $r_Z$ .



**Slika 9.4** – Nadomjesna shema stabilizatora sa Zenerovom diodom za mali signal.

Prema (9.2) naponski faktor stabilizacije  $S_U$  je

$$S_U = \left. \frac{u_{iz}}{u_{ul}} \right|_{i_{iz}=0}. \quad (9.18)$$

Uz  $i_{iz} = 0$  odspaja se otpor trošila  $R_T$  i ista struja  $i_1$  teče kroz  $R_1$  i  $r_Z$ . Ta je struja

$$i_1 = \frac{u_{ul}}{R_1 + r_Z} = \frac{u_{iz}}{r_Z}, \quad (9.19)$$

odakle je

$$S_U = \frac{r_Z}{R_1 + r_Z}. \quad (9.20)$$

Otpor  $R_1$  redovito je dosta veći od dinamičkog otpora diode  $r_Z$ , pa je i izlazni izmjenični napon stabilizatora  $u_{iz}$  znatno manji od ulaznog napona valovitosti  $u_{ul} = u_{ulv}$ . Stabilizator znatno prigušuje izmjenični napon valovitosti.

Prema (9.3) opteretni faktor stabilizacije  $S_I$  je

$$S_I = \left. \frac{u_{iz}}{i_{iz}} \right|_{u_{ul}=0}. \quad (9.21)$$

Prema shemi na slici 9.4 faktor  $S_I$  po iznosu je jednak izlaznom otporu  $R_{iz}$ , kojeg trošilo "vidi" u izlazu stabilizatora. Uz  $u_{ul} = 0$  izlazni otpor je

$$R_{iz} = r_Z \parallel R_1. \quad (9.22)$$

Ako je dinamički otpor diode  $r_Z$  dosta manji od otpora  $R_1$  izlazni otpor  $R_{iz} \approx r_Z$ . Zbog malog dinamičkog otpora diode  $r_Z$  mali je i izlazni otpor  $R_{iz}$ . Za trošilo se stabilizator ponaša kao naponski izvor s vrlo malim unutarnjim otporom. Zbog malog unutarnjeg otpora izlazni napon  $u_{iz}$  na trošilu malo će se mijenjati s otporom trošila  $R_T$ .

Za određivanje temperaturnog koeficijenta stabilizatora  $S_T$  treba poznavati temperaturne parametre otpornika  $R_1$  i Zenerove diode.

### Primjer 9.1

Odabrati otpor  $R_1$  za ispravan rad stabilizatora sa slike 9.3. Ulazni napon  $U_{UL}$  mijenja se od 25 do 30 V, otpor trošila je  $R_T \geq 500 \Omega$ , a probojni napon Zenerove diode  $U_Z = 20 \text{ V}$  uz  $I_Z \geq 5 \text{ mA}$ . Dinamički otpor Zenerove diode u probaju  $r_Z = 0,5 \Omega$ . Za odabrani otpor  $R_1$  izračunati maksimalnu disipaciju Zenerove diode i otpornika  $R_1$ . Odrediti naponski faktor stabilizacije i izlazni otpor stabilizatora, te efektivnu vrijednost napona valovitosti na trošilu  $R_T$  uz  $U_{ulv} = 0,5 \text{ V}$ .

Rješenje:

Izlazni napon stabilizatora  $U_{IZ} = U_Z$ . Za struje vrijedi

$$I_Z = I_1 - I_{IZ}.$$

Za minimalnu struju diode može se pisati

$$I_{Z \min} = I_{1 \min} - I_{IZ \max},$$

uz

$$I_{1 \min} = \frac{U_{UL \min} - U_Z}{R_{1 \max}},$$

$$I_{IZ \max} = \frac{U_Z}{R_{T \min}},$$



odakle je

$$R_{1\max} = \frac{U_{UL\min} - U_Z}{I_{Z\min} + U_Z / R_{T\min}} = \frac{25 - 20}{5 + 20 / 0,5} = 0,11 \text{ k}\Omega .$$

Odabire se otpor

$$R_1 = 100 \Omega .$$

Maksimalna disipacija na diodi je

$$P_{Z\max} = U_Z I_{Z\max} ,$$

a maksimalna struja diode

$$I_{Z\max} = I_{1\max} - I_{IZ\min} ,$$

uz

$$I_{1\max} = \frac{U_{UL\max} - U_Z}{R_1} ,$$

$$I_{IZ\min} = \frac{U_Z}{R_{T\max}} = \frac{U_Z}{\infty} = 0 .$$

Kako nije dana gornja granica otpora trošila  $R_T$ , može se očekivati da na izlazu trošilo bude odspojeno. U tom slučaju kroz diodu teče najveća struja i na njoj je najveća disipacija. Iz gornjih se izraza dobiva

$$P_{Z\max} = U_Z I_{1\max} = U_Z \frac{U_{UL\max} - U_Z}{R_1} = 20 \cdot \frac{30 - 20}{100} = 2 \text{ W} .$$

Uz normalni rad stabilizatora maksimalna disipacija na otporu  $R_1$  je

$$P_{1\max} = \frac{(U_{UL\max} - U_Z)^2}{R_1} = \frac{(30 - 20)^2}{100} = 1 \text{ W} .$$

Uz kratko spojen izlaz

$$P'_{1\max} = \frac{U_{UL\max}^2}{R_1} = \frac{30^2}{100} = 9 \text{ W} .$$

Ako se otpornik  $R_1$  želi zaštititi za slučaj kratko spojenog izlaza, mora se odabrati otpornik za disipaciju snage od 9 W.

Iz dinamičke nadomjesne sheme je

$$S_U = \frac{r_Z}{R_1 + r_Z} = \frac{0,5}{100 + 0,5} = 5 \cdot 10^{-3} ,$$

$$R_{iz} = r_z \parallel R_1 = 0,5 \parallel 100 = 0,5 \Omega.$$

Efektivna vrijednost izlaznog napona valovitosti je

$$U_{i\text{vef}} = \frac{r_z \parallel R_T}{R_1 + r_z \parallel R_T} U_{ul\text{vef}}.$$

Uz  $R_T \gg r_z$  dobiva se

$$U_{i\text{vef}} = \frac{r_z}{R_1 + r_z} U_{ul\text{vef}} = S_U U_{ul\text{vef}} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 = 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ V} = 2,5 \text{ mV}.$$

### Primjer 9.2

U stabilizatoru prema slici 9.3 Zenerova dioda ima parametre:  $U_Z = 6 \text{ V}$ , uz  $I_{Z\min} = 4 \text{ mA}$  i  $P_{Z\max} = 200 \text{ mW}$ . Otpor trošila  $R_T = 200 \Omega$ , a najmanji ulazni napon  $U_{UL\min} = 10 \text{ V}$ .

- Izračunati maksimalnu vrijednost otpora  $R_{1\max}$ .
- Uz taj  $R_1$  odrediti najveći dozvoljeni ulazni napon  $U_{UL\max}$ .

Rješenje:

- Maksimalna vrijednost otpora  $R_{1\max}$  određuje minimalnu vrijednost struje  $I_{1\min}$  uz koju je i struja Zenerove diode minimalna  $I_{Z\min}$ . Ako se ne mijenja otpor trošila ne mijenja se ni izlazna struja  $I_{IZ}$ . Za minimalnu struju Zenerove diode vrijedi

$$I_{Z\min} = I_{1\min} - I_{IZ}.$$

uz

$$I_{1\min} = \frac{U_{UL\min} - U_Z}{R_{1\max}},$$

$$I_{IZ} = \frac{U_Z}{R_T}.$$

Iz navedenih izraza slijedi

$$R_{1\max} = \frac{U_{UL\min} - U_Z}{I_{Z\min} + U_Z / R_T} = \frac{10 - 6}{4 + 6 / 0,2} = 0,118 \text{ k}\Omega = 118 \Omega.$$

- Uz  $R_1 = 118 \Omega$  maksimalna struje diode je

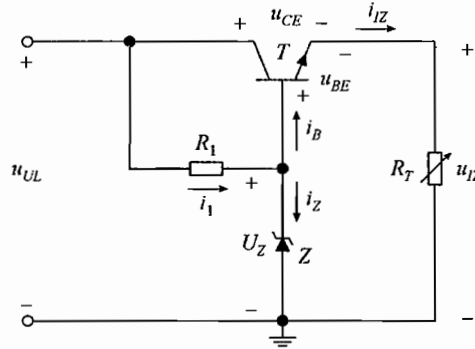
$$I_{Z\max} = \frac{P_{Z\max}}{U_Z} = I_{1\max} - I_{IZ} = \frac{U_{UL\max} - U_Z}{R_1} - \frac{U_Z}{R_T}.$$

Iz tog se izraza dobiva najveći dozvoljeni ulazni napon

$$U_{UL, \max} = \left( \frac{P_{Z, \max}}{U_Z} + \frac{U_Z}{R_T} \right) R_1 + U_Z = \left( \frac{200}{6} + \frac{6}{0,2} \right) \cdot 0,118 + 6 = 13,5 \text{ V}.$$

### 9.3. Serijski tranzistorski stabilizator

U stabilizatoru sa Zenerovom diodom dioda je jako opterećena. Budući da se stabilizatori projektiraju za veće izlazne struje, velika struja teče i kroz diodu uvjetujući na njoj veliku disipaciju snage. Disipacija snage diode znatno se smanjuje u serijskom tranzistorskom stabilizatoru prikazanom na slici 9.5. Stabilizator se zove serijski, jer je element koji služi za stabilizaciju, bipolarni tranzistor, spojen u seriju s izlaznim priključcima. Tranzistor prati i preuzima na sebe promjene ulaznog napona i opterećenja na izlazu, pri čemu se na izlazu održava stabilan napon.



Slika 9.5 – Serijski tranzistorski stabilizator.

Istosmjerni izlazni napon stabilizatora manji je od napona Zenerove diode za napon spoja baza-emiter tranzistora

$$U_{IZ} = U_Z - U_{BE}. \quad (9.23)$$

Napon  $U_{BE}$  malo se mijenja sa strujom i jednak je naponu koljena propusno polariziranog spoja baza-emiter.

Ulazni napon  $U_{UL}$  mora biti veći od napona Zenerove diode  $U_Z$ , kako bi dioda radila u području proboja. Razlika ulaznog napona  $U_{UL}$  i napona Zenerove diode  $U_Z$  uspostavlja pad napona na otporniku  $R_1$ , kojim se regulira struja tog otpornika

$$I_1 = \frac{U_{UL} - U_Z}{R_1}. \quad (9.24)$$

Pad napona na otporniku  $R_1$  zaporno polarizira spoj kolektor-baza tranzistora i osigurava njegov rad u normalnom aktivnom području.

Struja  $I_1$  dijeli se na struju Zenerove diode i baznu struju tranzistora

$$I_1 = I_Z + I_B. \quad (9.25)$$

Izlazna struja je emitorska struja tranzistora i za rad tranzistora u normalnom aktivnom području vrijedi

$$I_{IZ} = (1 + \beta) I_B, \quad (9.26)$$

pa se za izlazni napon može pisati

$$U_{IZ} = I_{IZ} R_T = (1 + \beta) I_B R_T. \quad (9.27)$$

Rad serijskog tranzistorskog stabilizatora sličan je radu stabilizatora sa Zenerovom diodom. Dobar rad ovisi o nepromjenjivosti napona  $U_Z$  i  $U_{BE}$  sa strujama Zenerove diode  $I_Z$  i bazne struje tranzistora  $I_B$ . Pri promjeni ulaznog napona  $U_{UL}$  mijenja se struja  $I_1$ . Ako se ne mijenja otpor trošila  $R_T$ , uz stalan izlazni napon  $U_{IZ} = U_Z - U_{BE}$  ne mijenja se izlazna struja  $I_{IZ}$ , ne mijenja se ni bazna struja tranzistora  $I_B$ , pa promjenu struje  $I_1$  preuzima Zenerova dioda. Promjena otpora trošila mijenja izlaznu struju  $I_{IZ}$ , a s njom i baznu struju tranzistora  $I_B$ . Ako se pri tome ne mijenja ulazni napon  $U_{UL}$ , uz stalni napon  $U_Z$  ne mijenja se ni struja  $I_1$ . Bazna struja tranzistora mijenja se na račun promjene struje Zenerove diode.

Promjenom radnih uvjeta mijenja se struja Zenerove diode  $I_Z$ . Uz poznate promjene ulaznog napona  $U_{UL}$  i otpora trošila  $R_T$  za ispravan rad stabilizatora treba osigurati da struja Zenerove diode ne bude manja od struje  $I_{Z \min}$ , određene naponom koljena probojne karakteristike, niti veća od struje  $I_{Z \max}$ , određena maksimalnom dozvoljenom disipacijom snage  $P_{Z \max}$ .

Najmanja struja diode  $I_Z$  određena je najmanjom strujom  $I_1$  i najvećom baznom strujom  $I_B$

$$I_{Z \min} = I_{1 \min} - I_{B \max}. \quad (9.28)$$

Kombinacijom s (9.24) i (9.27) dobiva se

$$I_{Z \min} = \frac{U_{UL \min} - U_Z}{R_{1 \max}} - \frac{U_{IZ}}{(1 + \beta) R_{T \min}}, \quad (9.29)$$

odakle se dobiva najveći iznos otpora  $R_{1 \max}$  koji osigurava da struja Zenerove diode nije manja od  $I_{Z \min}$

$$R_{1 \max} = \frac{U_{UL \min} - U_Z}{I_{Z \min} + \frac{U_{IZ}}{(1 + \beta) R_{T \min}}}. \quad (9.30)$$

Na sličan se način izražava uvjet za najveću struju diode  $I_Z$

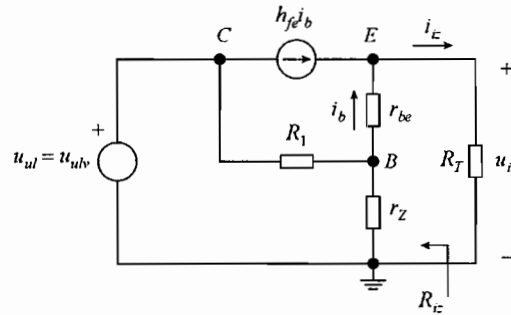
$$I_{Z \max} = I_{1 \max} - I_{B \min} = \frac{U_{UL \max} - U_Z}{R_{1 \min}} - \frac{U_{IZ}}{(1 + \beta) R_{T \max}} = \frac{P_{Z \max}}{U_Z}, \quad (9.31)$$

odakle se određuje najmanji iznos otpora  $R_{1 \min}$  koji osigurava da struja Zenerove diode ne postane veća od  $I_{Z \max}$

$$R_{1\min} = \frac{U_{UL\max} - U_Z}{\frac{P_{Z\max}}{U_Z} + \frac{U_{IZ}}{(1 + \beta)R_{T\max}}} . \quad (9.32)$$

Za ispravan rad Zenerove diode sa strujama iz intervala  $I_{Z\min} < I_Z < I_{Z\max}$  otpor otpornika  $R_1$  mora biti iz intervala  $R_{1\min} < R_1 < R_{1\max}$ .

Na slici 9.6 prikazana je nadomjesna shema serijskog tranzistorskog stabilizatora sa slike 9.5 za mali signal. Iz te se sheme određuju faktori stabilizacije  $S_U$  i  $S_I$ . Izmjenični ulazni napon stabilizatora  $u_{ul}$  jednak je izmjeničnom naponu valovitosti  $u_{ulv}$ . Između baze i emitera tranzistor je nadomješten dinamičkim otporom  $r_{be}$ , a između kolektora i emitera s ovisnim strujnim izvorom  $h_{fe} i_b$ . Strujni izvor upravljan je strujom baze, koje teče od baze prema emiteru, a struja izvora teče od kolektora prema emiteru. Zenerova dioda nadomještena je njenim dinamičkim otporom  $r_Z$ .



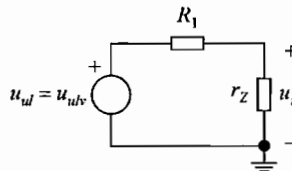
Slika 9.6 – Nadomjesna shema serijskog tranzistorskog stabilizatora za mali signal.

Naponski faktor stabilizacije  $S_U$  je

$$S_U = \left. \frac{u_{iz}}{u_{ul}} \right|_{i_{iz} = 0} . \quad (9.33)$$

Uz  $i_{iz} = 0$ , struja  $i_b = 0$ , pa je i pad napona na otporu  $r_{be}$  jednak nuli. Odspajanjem izvora  $h_{fe} i_b$  i trošila dobiva se shema prema slici 9.7. Iz te je sheme naponski faktor stabilizacije

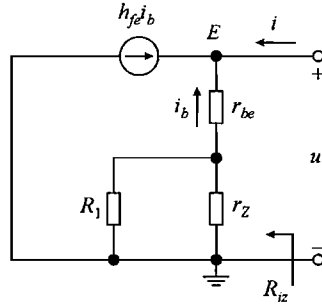
$$S_U = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = \frac{r_Z}{R_1 + r_Z} . \quad (9.34)$$



Slika 9.7 – Određivanje naponskog faktora stabilizacije  $S_U$  iz sheme sa slike 9.6.

Faktor  $S_U$  jednak je kao i kod stabilizatora sa Zenerovom diodom. Redovito je dinamički otpor diode  $r_Z$  znatno manji od otpora  $R_1$ , pa je i izlazni izmjenični napon stabilizatora  $u_{iz}$  znatno manji od ulaznog napona valovitosti  $u_{ul} = u_{ulv}$ .

Opretni faktor stabilizacije  $S_I$  po iznosu je jednak izlaznom otporu  $R_{iz}$ . Na slici 9.8 prikazana je shema za određivanje izlaznog otpora. Shema je dobivena iz sheme sa slike 9.6 kratkim spajanjem naponskog izvora  $u_{ul}$ , te odspajanjem trošila  $R_T$ . Na mjesto trošila postavljen je naponski izvor  $u$  koji u sklop daje struju  $i$ .



Slika 9.8 – Određivanje izlaznog otpora  $R_{iz}$  iz sheme sa slike 9.6.

Struja  $i$  i napon  $u$  sa slike 9.8 su

$$i = -(1 + h_{fe})i_b, \quad (9.35)$$

$$u = -(r_{be} + R_1 \parallel r_Z)i_b, \quad (9.36)$$

pa je izlazni otpor

$$R_{iz} = \frac{u}{i} = \frac{r_{be} + R_1 \parallel r_Z}{1 + h_{fe}}. \quad (9.37)$$

Ako je dinamički otpor diode  $r_Z$  znatno manji od otpora  $R_1$  izlazni otpor  $R_{iz} \approx (r_{be} + r_Z)/(1 + h_{fe})$ . U stabilizatoru tranzistor radi s većim izlaznim strujama, pa mu je dinamički otpor  $r_{be}$  mali. Izlazni otpor je mali, jer se mali otpori  $r_{be}$  i  $r_Z$  dijele s  $1 + h_{fe}$ . Za trošilo stabilizator je naponski izvor s vrlo malim unutarnjim otporom.

U serijskom tranzistorskom stabilizatoru tranzistor preuzima disipaciju snage. Izlazna struja je emitorska struja tranzistora. Zenerova dioda spojena je u krug baze i kroz nju teče praktički  $\beta$  puta manja struja u odnosu na struju koja teče kroz Zenerovu diodu u stabilizatoru sa Zenerovom diodom. To je bitna prednost. Uloga Zenerove diode u stabilizatoru je održavanje referentnog napona, što se lakše postiže ako dioda radi s manjim snagama i manje se grije.

### Primjer 9.3

Određiti izlazni napon, te dozvoljene granice iznosa otpornika  $R_1$  za ispravan rad serijskog tranzistorskog stabilizatora sa slike 9.5. Otpor trošila je  $R_T \geq 100 \Omega$ , a ulazni napon je  $U_{UL} = 12 \pm 1 V$ . Parametri Zenerove diode su:  $U_Z = 7,5 V$  uz  $I_Z \geq 1 mA$ ,  $P_{Z \max} = 250 mW$  i

$r_Z = 0,5 \Omega$ . Faktor strujnog pojačanja tranzistora je  $\beta \approx h_{fe} = 100$ , a naponski ekvivalent temperature  $U_T = 25 \text{ mV}$ . Odrediti naponski faktor stabilizacije i izlazni otpor stabilizatora uz  $R_T = 100 \Omega$ .

Rješenje:

Izlazni napon stabilizatora je

$$U_{IZ} = U_Z - U_{BE} = 7,5 - 0,7 = 6,8 \text{ V}.$$

Iz izraza za minimalnu struju diode

$$I_{Z \min} = I_{1 \min} - I_{B \max} = \frac{U_{UL \min} - U_Z}{R_{1 \max}} - \frac{U_{IZ}}{(1 + \beta) R_{T \min}},$$

maksimalni iznos otpora  $R_1$  je

$$R_{1 \max} = \frac{U_{UL \min} - U_Z}{I_{Z \min} + \frac{U_{IZ}}{(1 + \beta) R_{T \min}}} = \frac{11 - 7,5}{1 + \frac{6,8}{101 \cdot 0,1}} = 2,09 \text{ k}\Omega.$$

Nije dana gornja granica otpora trošila  $R_T$ , što znači da trošilo može biti odspojeno. U tom slučaju tranzistor je u području zapiranja i bazna struja  $I_B = 0$ . Kroz diodu teče najveća struja

$$I_{Z \max} = I_{1 \max} = \frac{U_{UL \max} - U_Z}{R_{1 \min}} = \frac{P_{Z \max}}{U_Z},$$

pa je minimalna vrijednost otpora  $R_1$

$$R_{1 \min} = \frac{U_{UL \max} - U_Z}{P_{Z \max} / U_Z} = \frac{13 - 7,5}{250 / 7,5} = 0,165 \text{ k}\Omega = 165 \Omega.$$

Uz zadane radne uvjete za ispravan rad Zenerove diode treba odabrati otpor  $R_1$  s iznosom  $165 \Omega < R_1 < 2,09 \text{ k}\Omega$ .

Naponski faktor stabilizacije

$$S_U = \frac{r_Z}{R_1 + r_Z}$$

ovisi o odabranom iznosu otpora  $R_1$ . Najveći je uz minimalnu vrijednost  $R_{1 \min} = 165 \Omega$  i iznosi

$$S_U = \frac{r_Z}{R_1 + r_Z} = \frac{0,5}{165 + 0,5} = 3 \cdot 10^{-3}$$

Odabiranjem većeg iznosa  $R_1$  faktor  $S_U$  biti će još manji. Izlazni otpor je

$$R_{ic} = \frac{r_{be} + R_1 \parallel r_Z}{1 + h_{fe}}.$$

Za otpor trošila  $R_T = 100 \Omega$  bazna struja tranzistora je

$$I_B = \frac{I_{IZ}}{1 + \beta} = \frac{U_{IZ}}{(1 + \beta)R_T} = \frac{6,8}{101 \cdot 0,1} = 0,673 \text{ mA},$$

pa je dinamički otpor  $r_{be}$

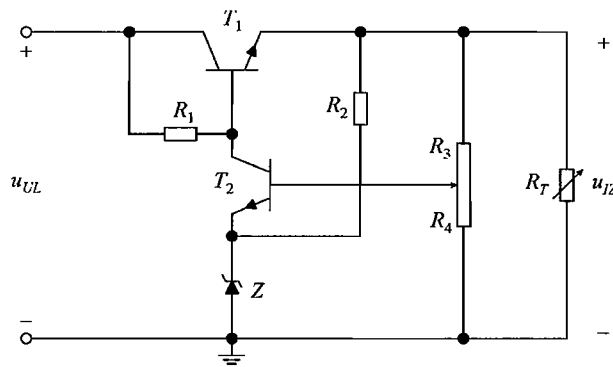
$$r_{be} = \frac{U_T}{I_B} = \frac{25}{0,673} = 37 \Omega.$$

Dinamički otpor Zenerove diode  $r_Z$  znatno je manji od otpora  $R_1$  i izlazni otpor je

$$R_{iz} = \frac{r_{be} + r_Z}{1 + h_{fe}} = \frac{37 + 0,5}{101} = 0,37 \Omega.$$

#### 9.4. Serijski tranzistorski stabilizator s pojačalom u povratnoj vezi

Dosad opisani stabilizatori stabiliziraju izlazni napon fiksnog iznosa. Podešavanje iznosa izlaznog napona omogućuje stabilizator na slici 9.9. Stabilizator se naziva serijski tranzistorski stabilizator s pojačalom u povratnoj vezi. Aktivni element pojačala je tranzistor  $T_2$ . U sklopovima s povratnom vezom dio izlaznog signala vraća se na ulaz. U stabilizatoru sa slike 9.9 dio izlaznog napona na bazi tranzistora  $T_2$  vraća se preko kolektorske struje tog tranzistora u ulazni krug na bazu tranzistora  $T_1$ .



Slika 9.9 – Serijski tranzistorski stabilizator s pojačalom u povratnoj vezi.

Otpornik  $R_1$  osigurava baznu struju tranzistora  $T_1$  i kolektorsku struju tranzistora  $T_2$ , a otpornik  $R_2$  struju Zenerove diode. Uloga tranzistora  $T_2$  je slijedeća. Ako bi se povećao izlazni napon, povećao bi se potencijal baze tranzistora  $T_2$ , a time i njegov napon  $U_{BE}$ . Povećanjem napona  $U_{BE}$  povećala bi se kolektorska struja  $I_{C2}$  tog tranzistora, ali na račun bazne struje tranzistora  $T_1$  koja bi se smanjila. Time bi se smanjila izlazna struja trošila, a s njom i izlazni napon. Tranzistor  $T_2$  suprotstavlja se promjeni izlaznog napona.



Kliznikom potencijometra mijenja se omjer otpora  $R_3$  i  $R_4$  i podešava se iznos izlaznog napona. Ako je struja koja teče kroz potencijometar znatno veća od bazne struje tranzistora  $T_2$  vrijedi

$$U_{IZ} = U_Z + U_{BE2} + \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_{IZ}, \quad (9.38)$$

odakle je

$$U_{IZ} = (U_Z + U_{BE2}) \frac{R_3 + R_4}{R_4}. \quad (9.39)$$

Izlazni napon je referentni napon  $U_Z + U_{BE2}$  pomnožen s faktorom  $(R_3 + R_4)/R_4$ , koji je određen položajem kliznika potencijometra.

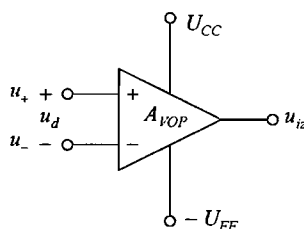
## 10. Sklopovi s operacijskim pojačalima

Operacijsko pojačalo ima dva ulaza i najčešće jedan izlaz. Odlikuje se vrlo velikim naponskim pojačanjem. Naziv "operacijsko pojačalo" nastao je kao rezultat prve primjene u analognim računalima, gdje su se uz pomoć operacijskih pojačala obavljale matematičke operacije (zbrajanje, odbijanje, integriranje, deriviranje) s analognim signalima. Prva operacijska pojačala bila su izvedena s diskretnim elementima, najprije s elektronskim cijevima, a kasnije s tranzistorima. Krajem 60-tih godina prošlog stoljeća realizirana su prva integrirana operacijska pojačala. Danas su integrirana operacijska pojačala najčešće korišteni analogni integrirani sklopovi. Zahvaljujući izvanrednim svojstvima koriste se u velikom broju primjena kao što su realizacija raznih pojačala, aktivnih filtara, stabilizatora, komparatora, digitalno-analognih i analognog-digitalnih pretvornika, generatora signala i sl.

### 10.1. Osnovna svojstva

Za operacijsko pojačalo koristi se električki simbol prema slici 10.1. Uz ulazne priključke i izlazni priključak, na slici su označeni i priključci na napajanje. Najčešće se kod operacijskih pojačala koriste dva napona napajanja, pozitivno i negativno. Naponi napajanja, označeni s  $U_{CC}$  i  $-U_{EE}$ , su komplementarni, tj. suprotnog su predznaka, ali su istog iznosa  $U_{CC} = U_{EE}$ . U električkim shemama često se radi jednostavnosti priključci napona napajanja ne crtaju.

U linearnom radu operacijskog pojačala, izlazni napon je pojačana razlika napona na ulazima.



Slika 10.1 – Operacijsko pojačalo – električki simbol s priključcima ulaza, izlaza i napajanja.

$$u_{iz} = A_{VOP} u_d = A_{VOP} (u_+ - u_-), \quad (10.1)$$

gdje je  $A_{VOP}$  naponsko pojačanje operacijskog pojačala. Iz gornjeg izraza slijedi

$$\text{za } u_- = 0 \rightarrow u_{iz} = A_{VOP} u_+, \quad (10.2)$$

$$\text{za } u_+ = 0 \rightarrow u_{iz} = -A_{VOP} u_-. \quad (10.3)$$

Izlazni napon  $u_{iz}$  u fazi je s naponom  $u_+$  priključenim na ulaz označen s "+", a zakrenut je u fazi za  $180^\circ$  u odnosu na napon  $u_-$  priključen na ulaz označen s "-". Zbog toga se ulaz označen s "+" naziva **neinvertirajući ulaz**, a ulaz označen s "-" **invertirajući ulaz**.

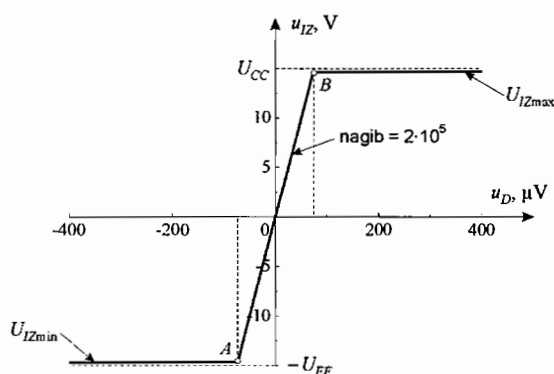
U analizi sklopova s operacijskim pojačalima često se koriste svojstva idealnog operacijskog pojačala, od kojih su najvažnija navedena u tablici 10.1. Naponsko pojačanje vrlo je veliko i često se može smatrati beskonačnim. Ulazni otpori vrlo su veliki, što znači da su struje koje teku u ulazne priključke zanemarivo male. Na izlazu se operacijsko pojačalo ponaša kao idealni naponski izvor sa zanemarivo malim unutarnjim otporom.

**Tablica 10.1** – Svojstva operacijskog pojačala.

Svojstvo	Idealno pojačalo	Realno pojačalo
Naponsko pojačanje	$\infty$	$10^4 - 10^6$
Ulazni otpor	$\infty$	1 M $\Omega$ i više
Izlazni otpor	0	100 $\Omega$ i manje
Gornja granična frekvencija	$\infty$	10 Hz i više

U tablici 10.1 navedena su i svojstva realnih integriranih operacijskih pojačala. Kako bi se ostvarila željena svojstva, prvenstveno veliko naponsko pojačanje, operacijsko pojačalo najčešće se sastoji od tri stupnja pojačala, s time da mu je ulazni stupanj diferencijsko pojačalo. Katkad se za postizanje velikog ulaznog otpora kao ulazni tranzistori diferencijskog pojačala koriste FET-ovi.

Izlazni napon operacijskog pojačala ograničen je naponima napajanja. To se vidi na prijenosnoj karakteristici pojačala, na slici 10.2, koja prikazuje promjenu izlaznog napona  $u_{iz}$  s ulaznim diferencijskim naponom spojenim između neinvertirajućeg i invertirajućeg ulaza,  $u_D = u_+ - u_-$ . Treba uočiti različita mjerila na osi apsisa i osi ordinata.



**Slika 10.2** – Prijenosna karakteristika operacijskog pojačala.

Predznak izlaznog napona odgovara predznaku diferencijskog napona  $u_D$ . Ako je napon  $u_+$  pozitivniji od napona  $u_-$ , izlazni napon je pozitivan, a u suprotnom je slučaju negativan. Za male iznose napona  $u_D$  pojačalo radi linearno i izlazni napon mijenja se proporcionalno ulaznom

naponu. To je područje rada na prijenosnoj karakteristici ograničeno intervalom između točaka *A* i *B*. U linearnom području rada nagib karakteristike odgovara pojačanju pojačala  $A_{VOP}$ . Povećanjem iznosa ulaznog diferencijskog napona  $u_D$ , raste i iznos izlaznog napona  $u_{IZ}$ . Izlazni napon po iznosu može rasti do napona  $U_{IZmax}$  koji je malo manji od iznosa napona napajanja  $U_{CC}$  i smanjivati se do napona  $U_{IZmin}$  koji je po iznosu malo manji od iznosa napona  $-U_{EE}$ . Obično je  $U_{IZmin} = -U_{IZmax}$ . Daljnjim porastom iznosa napona  $u_D$  izlazni napon se više ne mijenja, već ulazi u zasićenje. U primjeru na slici 10.2 pojačanje pojačala je  $A_{VOP} = 2 \cdot 10^5$ . Iznos izlaznog napona ograničen je na napon malo manji od 15 V, a pojačalo radi linearno za iznose ulaznog diferencijskog napona  $u_D$  manje od 75  $\mu$ V.

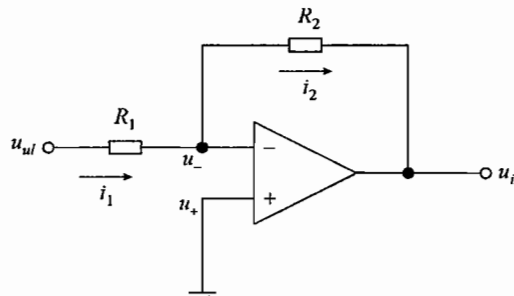
Operacijsko pojačalo koristi se u dva različita područja prijenosne karakteristike. Uz ulazne napone do približno  $|u_D| < U_{IZmax} / A_{VOP}$ , uz koje je karakteristika linearna, operacijsko pojačalo djeluje kao pojačalo. Za veće iznose ulaznog napona  $u_D$  izlazni napon pojačala ulazi u zasićenje i ograničen je naponima  $U_{IZmax}$  i  $U_{IZmin}$ . Predznak izlaznog napona odgovara predznaku napona  $u_D$ . Operacijsko pojačalo djeluje kao komparator, tj. kao sklop kojim se određuje da li je napon  $u_+$  pozitivniji ili negativniji od napona  $u_-$ .

## 10.2. Izvedbe pojačala

Integrirana operacijska pojačala imaju vrlo velika naponska pojačanja, ali im se pojačanja rasipaju u širokim tolerancijama. Zbog toga se u realizaciji pojačala s operacijskim pojačalima redovito koristi negativna povratna veza, primjenom koje pojačanja pojačala postaju manja, ali su znatno stabilnija. Pojačanja pojačala s negativnom povratnom vezom nisu određena svojstvima elementa od kojih je načinjeno pojačalo, nego svojstvima pasivnih elemenata koji se odlikuju puno užim tolerancijama. Za linearni rad izlazni napon operacijskog pojačala ne smije ući u zasićenje.

### 10.2.1. Invertirajuće pojačalo

Na slici 10.3 prikazan je spoj invertirajućeg pojačala. Otpornik  $R_2$  spojen je između izlaza i invertirajućeg ulaza operacijskog pojačala. Na taj se način dio izlaznog signala vraća na ulaz, čime se ostvaruje povratna veza. Ulazni napon  $u_{ul}$  priključen je na invertirajući ulaz preko otpornika  $R_1$ . Na shemi su označeni priključci ulaznog i izlaznog napona pojačala  $u_{ul}$  i  $u_{iz}$ . Ulazni i izlazni naponi su potencijali tih točaka prema masi.



Slika 10.3 – Invertirajuće pojačalo.

Struje koje teku kroz otpornike  $R_1$  i  $R_2$  su

$$i_1 = \frac{u_{ul} - u_-}{R_1}, \quad (10.4)$$

$$i_2 = \frac{u_- - u_{iz}}{R_2}. \quad (10.5)$$

Ukoliko se zbog velikog ulaznog otpora operacijskog pojačala zanemari struja koja ulazi u invertirajući ulaz struje  $i_1$  i  $i_2$  međusobno su jednake

$$i_1 = i_2, \quad (10.6)$$

odnosno

$$\frac{u_{ul} - u_-}{R_1} = \frac{u_- - u_{iz}}{R_2}. \quad (10.7)$$

Kako je neinvertirajući ulaz spojen je na masu, napon  $u_+ = 0$ , pa iz (10.3) slijedi

$$u_- = -\frac{u_{iz}}{A_{VOP}}. \quad (10.8)$$

Iz (10.7) i (10.8) dobiva se naponsko pojačanje invertirajućeg pojačala

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{VOP}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}. \quad (10.9)$$

Ulazni napon  $u_{ul}$  spojen je na invertirajući ulaz operacijskog pojačala i pojačanje  $A_V$  je negativno. Izlazni napon  $u_{iz}$  zakrenut je u fazi za  $180^\circ$  u odnosu na ulazni napon  $u_{ul}$ .

Ako je naponsko pojačanje operacijskog pojačala  $A_{VOP}$  znatno veće od  $(1 + R_2 / R_1)$ , drugi pribrojnik u nazivniku znatno je manji od jedinice i pojačanje postaje jednako

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (10.10)$$

Uz veliko pojačanje  $A_{VOP}$ , ulazni diferencijski napon  $u_d = u_+ - u_-$  operacijskog pojačala vrlo je mali i ulazni priključci praktički su na istom potencijalu,  $u_+ = u_-$ . Između ulaznih priključaka operacijskog pojačala je **prividni kratki spoj**. Spoj je kratki, jer su oba ulaza na istom potencijalu, ali je prividan, jer uz  $R_{ul} \rightarrow \infty$  između ulaznih priključaka ne teče struja.

Uz prividni kratki spoj između ulaznih priključaka operacijskog pojačala, u pojačalu sa slike 10.3 vrijedi  $u_- = u_+ = 0$ , pa (10.7) prelazi u

$$\frac{u_{ul}}{R_1} = \frac{-u_{iz}}{R_2}, \quad (10.11)$$

odakle izravno slijedi naponsko pojačanje prema (10.10).

Analiza sklopova s idealnim operacijskim pojačalima koja rade u linearnom području postaje jednostavna ako se koriste sljedeće pretpostavke:

- zbog beskonačno velikog ulaznog otpora ulazne struje operacijskog pojačala jednake su nuli i
- zbog beskonačno velikog pojačanja ulazni priključci operacijskog pojačala na istom su potencijalu.

Ako je naponsko pojačanje  $A_{VOP}$  znatno veće od  $(1 + R_2 / R_1)$ , iznos naponskog pojačanja invertirajućeg pojačala  $R_2 / R_1$  znatno je manji od naponskog pojačanja operacijskog pojačala  $A_{VOP}$ . Povratna veza smanjuje naponsko pojačanje i naziva se **negativna povratna veza**. Prednost negativne povratne veze je da je pojačanje određeno otpornicima, čije su vrijednosti otpora puno užih tolerancija nego što su tolerancije parametra operacijskog pojačala. U sklopovima s operacijskim pojačalom negativna povratna veza realizira se spajanjem pasivnog elementa ili pasivne mreže između izlaza i invertirajućeg ulaza operacijskog pojačala.

Uz idealno operacijsko pojačalo ulazni otpor invertirajućeg pojačala sa slike 10.3 je

$$R_{ul} = \frac{u_{ul}}{i_1} = \frac{u_{ul}}{u_{ul} / R_1} = R_1. \quad (10.12)$$

Invertirajuće pojačalo je istosmjerno pojačalo, koje nema donje granične frekvencije, odnosno jednako dobro pojačava napone od frekvencije nula do gornje granične frekvencije. Svi navedeni izrazi u analizi pojačala vrijede ne samo za izmjenične sinusne signale s frekvencijom nižom od gornje granične frekvencije, nego i za istosmjerne napone i struje.

### Primjer 10.1

U invertirajućem pojačalu sa slike 10.3 otpori otpornika su  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  i  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ . Odrediti naponsko pojačanje invertirajućeg pojačala  $A_V$  uz pojačanja operacijskog pojačala  $A_{VOP} = 10^3$ ,  $10^4$  i  $10^5$ . Za svako pojačanje  $A_{VOP}$  odrediti relativnu pogrešku stvarnog pojačanja  $A_V$  u odnosu na pojačanje  $A_{Vi} = -R_2 / R_1$  uz idealno operacijsko pojačalo, te amplitudu napona  $U_{-m}$  invertirajućeg ulaza operacijskog pojačala, ako je amplituda ulaznog sinusnog napona pojačala  $U_{ulm} = 0,1 \text{ V}$ .

Rješenje:

Za zadane otpore naponsko pojačanje invertirajućeg pojačala uz idealno operacijsko pojačalo je

$$A_{Vi} = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{100}{1} = -100.$$

Uz konačno pojačanje operacijskog pojačala  $A_{VOP}$  naponsko pojačanje invertirajućeg pojačala je

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{VOP}} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}.$$

Relativna pogreška pojačanja je

$$\varepsilon_r = \frac{A_V - A_{Vi}}{A_V},$$

a amplituda napona invertirajućeg ulaza je

$$U_{-m} = -\frac{U_{izm}}{A_{VOP}} = -\frac{A_V U_{ulm}}{A_{VOP}}.$$

Rezultati za pojedina pojačanja  $A_{VOP}$  dani su u tablici 10.2.

**Tablica 10.2** – Rezultati primjera 10.1.

$A_{VOP}$	$A_V$	$\varepsilon_r$	$U_{-m}$
$10^3$	-90,8	-10,1 %	9,08 mV
$10^4$	-99,0	-1,0 %	0,99 mV
$10^5$	-99,9	-0,1 %	0,10 mV

Pojačanje operacijskog pojačala  $A_{VOP}$  uspoređuje se s

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{100}{1} = 101.$$

Što je pojačanje  $A_{VOP}$  veće od  $(1 + R_2 / R_1)$ , pojačanje  $A_V$  približava se pojačanju  $A_{Vi}$  invertirajućeg pojačala s idealnim operacijskim pojačalom. Pri tome je pogreška među pojačanjima sve je manja, a s povećanjem pojačanja  $A_{VOP}$  manji je i napon između ulaznih priključaka.

### Primjer 10.2

Odrediti otpore  $R_1$  i  $R_2$  invertirajućeg pojačala sa slike 10.3 tako da ulazni otpor pojačala bude  $R_{ul} = 2 \text{ k}\Omega$ , a naponsko pojačanje  $A_V = -200$ . Operacijsko pojačalo je idealno.

Rješenje:

Uz idealno operacijsko pojačalo ulazni otpor invertirajućeg pojačala je

$$R_{ul} = \frac{u_{ul}}{i_1} = R_1 = 2 \text{ k}\Omega.$$

Naponsko pojačanje invertirajućeg pojačala je

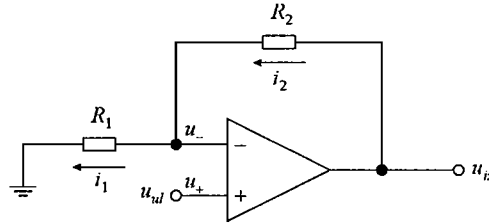
$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = -\frac{R_2}{R_1},$$

odakle slijedi

$$R_2 = -A_V R_1 = -200 \cdot 2 = -400 \text{ k}\Omega.$$

### 10.2.2. Neinvertirajuće pojačalo

Spoj neinvertirajućeg pojačala na slici 10.4 sličan je invertirajućem pojačalu, s tom razlikom što se ulazni napon  $u_{ul}$  dovodi izravno na neinvertirajući ulaz operacijskog pojačala, a otpornik  $R_1$  spojen je između invertirajućeg ulaza i mase. Otpornik  $R_2$ , spojen između izlaza i invertirajućeg ulaza operacijskog pojačala, osigurava negativnu povratnu vezu.



Slika 10.4 – Neinvertirajuće pojačalo.

Zanemarenjem ulaznih struja operacijskog pojačala, struje koje teku kroz otpornike  $R_1$  i  $R_2$  međusobno su jednake  $i_1 = i_2$ , odnosno

$$\frac{u_-}{R_1} = \frac{u_{iz} - u_-}{R_2}. \quad (10.13)$$

Ulazni diferencijski napon operacijskog pojačala je

$$u_+ - u_- = u_{ul} - u_- = \frac{u_{iz}}{A_{VOP}}. \quad (10.14)$$

Kombinacijom (10.13) i (10.14) dobiva se naponsko pojačanje

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{VOP}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}. \quad (10.15)$$

Naponsko pojačanje neinvertirajućeg pojačala je pozitivno, što znači da su ulazni i izlazni napon u fazi. Naponsko pojačanje neinvertirajućeg pojačala (10.15) jednako ovisi o naponskom pojačanju operacijskog pojačala  $A_{VOP}$  kao i naponsko pojačanje invertirajućeg pojačala (10.9). Pojačanje  $A_V$  ne ovisi o pojačanju  $A_{VOP}$ , ako je to pojačanje znatno veće od  $(1 + R_2 / R_1)$ . U tom je slučaju drugi pribrojnik u nazivniku znatno manji od jedinice i pojačanje je jednako

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (10.16)$$

tj. ovisi samo o otporima otpornika  $R_1$  i  $R_2$ .

Do izraza (10.16) može se doći izravnom analizom pojačala sa slike 10.4. Ako se zbog velikog pojačanja  $A_{VOP}$  zanemari razlika napona između ulaznih priključaka operacijskog pojačala, tada vrijedi  $u_- = u_+ = u_{ul}$ , te izraz (10.13) prelazi u oblik



$$\frac{u_{ul}}{R_1} = \frac{u_{iz} - u_{ul}}{R_2}, \quad (10.17)$$

odakle slijedi naponsko pojačanje prema (10.16).

Ulazni otpor neinvertirajućeg pojačala jednak je ulaznom otporu neinvertirajućeg ulaza operacijskog pojačala. Taj je otpor vrlo velik, a u slučaju idealnog operacijskog pojačala smatra se beskonačnim.

### Primjer 10.3

U neinvertirajućem pojačalu sa slike 10.4 otpori otpornika su  $R_1 = 3 \text{ k}\Omega$  i  $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$ . Odrediti naponsko pojačanje neinvertirajućeg pojačala  $A_V$ , amplitudu napona  $U_{-m}$  invertirajućeg ulaza i  $U_{izm}$  operacijskog pojačala, te amplitude struja  $I_{1m}$  i  $I_{2m}$  ako je amplituda ulaznog sinusnog napona pojačala  $U_{ulm} = 0,1 \text{ V}$ . Operacijsko pojačalo je idealno.

Rješenje:

Uz idealno operacijsko pojačalo naponsko pojačanje neinvertirajućeg pojačala je

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{50}{3} = 17,7.$$

Amplitude napona su

$$U_{-m} = U_{+m} = U_{ulm} = 0,1 \text{ V},$$

$$U_{izm} = A_V U_{ulm} = 17,7 \cdot 0,1 = 1,77 \text{ V},$$

a struja

$$I_{1m} = \frac{U_{ulm}}{R_1} = \frac{0,1}{3} = 0,033 \text{ mA} = 33 \mu\text{A} = I_{2m}.$$

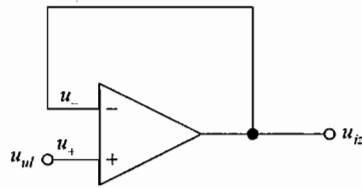
Struja  $I_{2m}$  može se izračunati i iz

$$I_{2m} = \frac{U_{izm}}{R_1 + R_2} = \frac{1,77}{3 + 50} = 0,033 \text{ mA} = 33 \mu\text{A} = I_{2m}.$$

### Naponsko sljedilo

Specijalan slučaj neinvertirajućeg pojačala je naponsko sljedilo sa slike 10.5. U odnosu na neinvertirajuće pojačalo sa slike 10.4, u sljedilu su otpori  $R_2 = 0$  i  $R_1 = \infty$ , te je prema 10.16 naponsko pojačanje

$$A_V = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = 1. \quad (10.18)$$



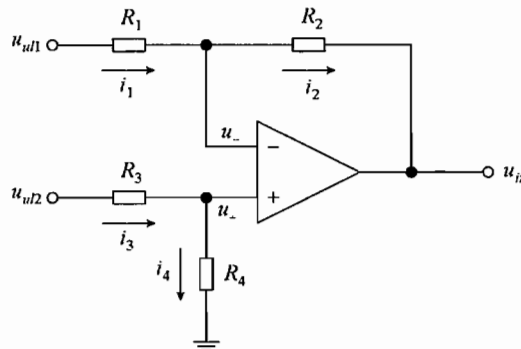
Slika 10.5 – Naponsko sljedilo.

Pojačanje sljedila može se izravno očitati iz sheme na slici 10.5 uz pretpostavku da je operacijsko pojačalo idealno. Iz sheme je napon  $u_- = u_{iz}$ . Ako se pretpostavi prividni kratki spoj između ulaznih priključaka operacijskog pojačala tada je  $u_- = u_+ = u_{ul} = u_{iz}$ , odnosno naponsko pojačanje  $A_V = 1$ .

Sljedilo sa slike 10.5 ima jako veliki ulazni i jako mali izlazni otpor i koristi se kao odjelni stupanj, odnosno transformator impedancije, kao što je to slučaj s emitorskim i uvodskim sljedilom

### 10.2.3. Diferencijsko pojačalo

U diferencijskom pojačalu na slici 10.6 koriste se dva ulazna napona  $u_{ul1}$  i  $u_{ul2}$ , od kojih se jedan dovodi na invertirajući, a drugi na neinvertirajući ulaz operacijskog pojačala.



Slika 10.6 – Diferencijsko pojačalo.

Ako se zanemari struja u invertirajući ulaz operacijskog pojačala, struje kroz otpornike  $R_1$  i  $R_2$  međusobno su jednake,  $i_1 = i_2$ , pa vrijedi

$$\frac{u_{ul1} - u_-}{R_1} = \frac{u_- - u_{iz}}{R_2}, \quad (10.19)$$

odakle je

$$u_{iz} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)u_- - \frac{R_2}{R_1}u_{ul1}. \quad (10.20)$$

Izlazni napon  $u_{iz}$  superpozicija je doprinosa napona  $u_-$  i  $u_{ul1}$ . Zanemarenjem struje u neinvertirajući ulaz operacijskog pojačala, jednake su struje kroz otpornike  $R_3$  i  $R_4$ ,  $i_3 = i_4$ , odakle je

$$u_+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_{ul2}. \quad (10.21)$$

Uz veliko naponsko pojačanje operacijskog pojačala ulazni naponi operacijskog pojačala praktički su jednaki  $u_- = u_+ = u$ . U tom se slučaju uvrštenjem (10.21) u (10.20) dobiva

$$u_{iz} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_{ul2} - \frac{R_2}{R_1} u_{ul1}. \quad (10.22)$$

Izlazni napon  $u_{iz}$  ovisi o oba ulazna napona  $u_{ul1}$  i  $u_{ul2}$ . Za vrijednosti otpora  $R_3 = R_1$  i  $R_4 = R_2$  (10.22) prelazi u

$$u_{iz} = \frac{R_2}{R_1} (u_{ul2} - u_{ul1}) = \frac{R_2}{R_1} u_{uld}. \quad (10.23)$$

odakle je pojačanje diferencijskog pojačala

$$A_{vd} = \frac{u_{iz}}{u_{ul2} - u_{ul1}} = \frac{u_{iz}}{u_{uld}} = \frac{R_2}{R_1}. \quad (10.24)$$

Uz  $R_3 = R_1$  i  $R_4 = R_2$  pojačalo pojačava diferencijski napon  $u_d = u_{ul2} - u_{ul1}$ . Diferencijsko pojačanje određeno je omjerom otpornika  $R_2 / R_1$ .

#### 10.2.4. Instrumentacijsko pojačalo

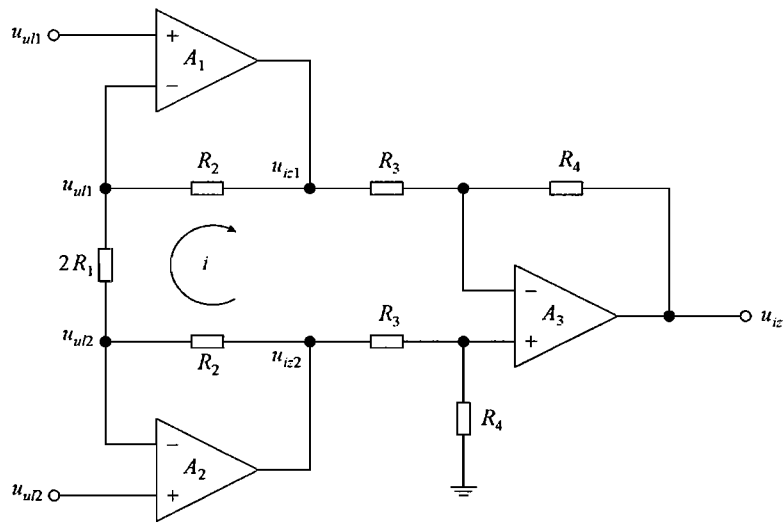
Nedostatak diferencijskog pojačala sa slike 10.6 su relativno mali ulazni otpori. Pojačanje razlike signala uz velike ulazne otpore pojačala može se postići instrumentacijskim pojačalom prikazanim na slici 10.7. Pojačalo koristi tri operacijska pojačala označena s  $A_1$ ,  $A_2$  i  $A_3$ . Dva ulazna napona  $u_{ul1}$  i  $u_{ul2}$ , dovode se na neinvertirajuće ulaze operacijskih pojačala  $A_1$  i  $A_2$ , koja rade kao neinvertirajuća pojačala. Izlazni naponi ta dva operacijska pojačala  $u_{iz1}$  i  $u_{iz2}$  dovode se na operacijsko pojačalo  $A_3$  koje je u spoju diferencijskog pojačala.

U analizi instrumentacijskog pojačala pretpostavljaju se idealna operacijska pojačala, čije su ulazne struje jednake nuli i čiji su ulazni priključci na istom potencijalu. Kroz dva otpornika  $R_2$  i otpornik  $2R_1$  teku jednake struje  $i$

$$i = \frac{u_{iz2} - u_{iz1}}{2R_1 + 2R_2} = \frac{u_{ul2} - u_{ul1}}{2R_1}, \quad (10.25)$$

odakle je

$$u_{iz2} - u_{iz1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (u_{ul2} - u_{ul1}). \quad (10.26)$$



Slika 10.7 – Instrumentacijsko pojačalo.

Naponi  $u_{iz1}$  i  $u_{iz2}$  su ulazni naponi diferencijskog pojačala realiziranog s operacijskim pojačalom  $A_3$ . Na temelju analize diferencijskog pojačala prema (10.23) vrijedi

$$u_{iz} = \frac{R_4}{R_3} (u_{iz2} - u_{iz1}), \quad (10.27)$$

odnosno

$$u_{iz} = \frac{R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) (u_{u2} - u_{u1}) = \frac{R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) u_{uld}, \quad (10.28)$$

gdje je  $u_{uld} = u_{u2} - u_{u1}$  ulazni diferencijski napon. Naponsko pojačanje ulaznog diferencijskog napona je

$$A_{Vd} = \frac{u_{iz}}{u_{u2} - u_{u1}} = \frac{u_{iz}}{u_{uld}} = \frac{R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right), \quad (10.29)$$

Instrumentacijsko pojačalo pojačava razliku ulaznih napona. Uz mogućnost postizanja velikog naponskog pojačanja za ulazni diferencijski napon, osnovna prednost pojačala su veliki ulazni otpori na oba ulaza.

#### Primjer 10.4

U instrumentacijskom pojačalu sa slike 10.7 otpori otpornika su  $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 150 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 15 \text{ k}\Omega$  i  $R_4 = 30 \text{ k}\Omega$ . Uz pretpostavku da su ne neinverirajuće ulaze operacijskih pojačala  $A_1$  i  $A_2$  priključeni istosmjerni naponi  $U_{UL1} = 2,5 \text{ V}$  i  $U_{UL2} = 2,25 \text{ V}$  odrediti izlazne napone operacijskih pojačala  $U_{IZ1}$ ,  $U_{IZ2}$  i  $U_{IZ}$ .

Rješenje:

Prema slici 10.7 kroz otpornik  $2 R_1$  teče ista struja  $I$

$$I = \frac{U_{UL2} - U_{UL1}}{2 R_1} = \frac{2,25 - 2,5}{2 \cdot 15} = -8,33 \cdot 10^{-3} \text{ mA} = -8,33 \mu\text{A}.$$

Naponi  $U_{IZ1}$  i  $U_{IZ2}$  su

$$U_{IZ1} = U_{UL1} - I R_2 = 2,5 + 8,33 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 3,75 \text{ V}.$$

$$U_{IZ2} = U_{UL2} + I R_2 = 2,25 - 8,33 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 1,00 \text{ V}.$$

Izlazni napon pojačala je

$$U_{IZ} = \frac{R_4}{R_3} (U_{IZ2} - U_{IZ1}) = \frac{30}{15} \cdot (1,00 - 3,75) = -5,50 \text{ V}.$$

Izlazni napon može se računati izravno iz ulaznih napona pojačala

$$U_{IZ} = \frac{R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) (U_{UL2} - U_{UL1}) = \frac{30}{15} \cdot \left( 1 + \frac{150}{15} \right) \cdot (2,25 - 2,5) = -5,50 \text{ V}.$$

Na oba načina dobiveni su jednaki rezultati.

---

### 10.3. Primjene operacijskih pojačala u obavljanju matematičkih operacija

Primjenom operacijskih pojačala mogu se obavljati matematičke operacije nad analognim signalima. Nekad su se te primjene koristile u analognim računalima, a danas se koriste u obradi signala.

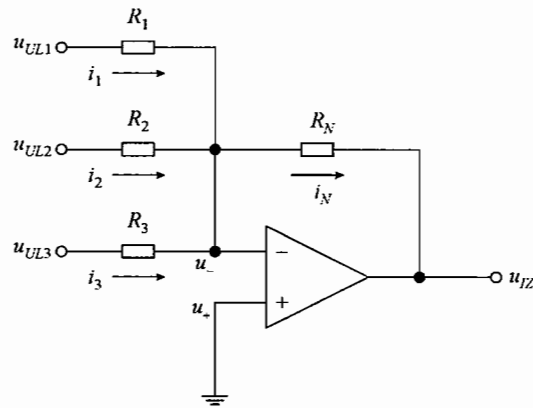
#### 10.3.1. Zbrajanje i oduzimanje operacijskim pojačalom

Osnovni sklop zbrajala s operacijskim pojačalom prikazan je na slici 10.8. Sklop je dobiven proširenjem broja ulaza invertirajućeg pojačala. Uz idealno operacijsko pojačalo oba su ulazna napona operacijskog pojačala međusobno jednaka,  $u_- = u_+ = 0$ , a zbroj struja kroz otpornike  $R_1$ ,  $R_2$  i  $R_3$  jednak je struji kroz otpornik  $R_N$  spojen između izlaza i invertirajućeg ulaza operacijskog pojačala

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_N. \quad (10.30)$$

Za struje se može pisati

$$\frac{u_{UL1}}{R_1} + \frac{u_{UL2}}{R_2} + \frac{u_{UL3}}{R_3} = -\frac{u_{IZ}}{R_N}. \quad (10.31)$$



Slika 10.8 – Sklop za zbrajanje.

Uz prividni kratki spoj između ulaznih priključaka operacijskog pojačala ulazne struje su proporcionalne ulaznim naponima. Izlazni napon je

$$u_{IZ} = - \left( \frac{R_N}{R_1} u_{UL1} + \frac{R_N}{R_2} u_{UL2} + \frac{R_N}{R_3} u_{UL3} \right). \quad (10.32)$$

Izlazni napon je zbroj ulaznih napona  $u_{ULi}$  pomnoženih s težinskim faktorima  $R_N / R_i$ . Ako se ulazni naponi žele zbrajati s istim težinskim faktorom ulazni otpori moraju biti jednaki  $R_1 = R_2 = R_3$ . Tada vrijedi

$$u_{IZ} = - \frac{R_N}{R_1} (u_{UL1} + u_{UL2} + u_{UL3}). \quad (10.33)$$

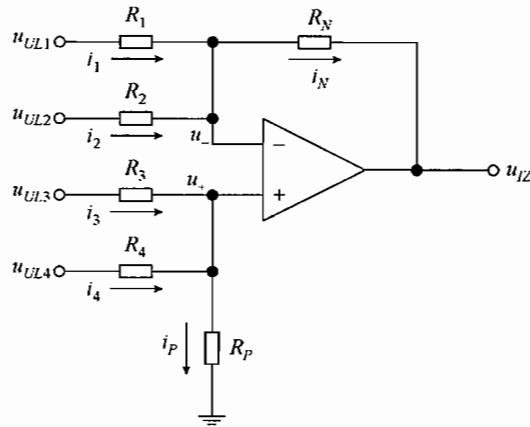
Za  $R_N = R_1 = R_2 = R_3$  izlazni je napon po iznosu jednak zbroju ulaznih napona,  $u_{IZ} = -(u_{UL1} + u_{UL2} + u_{UL3})$ .

Broj ulaznih napona u sklopu na slici 10.8 može se po volji povećati spajanjem dodatnih paralelnih grana između pojedinog ulaza i invertirajućeg ulaza operacijskog pojačala. Budući se ulazni naponi preko otpornika priključuju na invertirajući ulaz operacijskog pojačala izlazni napon je negativni zbroj ulaznih napona. Pozitivni zbroj može se dobiti ako se u seriju sa sklopom za zbrajanje spoji invertirajuće pojačalo s naponskim pojačanjem  $A_V = -1$ .

Sklop sa slike 10.8 može jedino zbrajati ulazne napone. Na slici 10.9 prikazan je sklop koji zbraja i oduzima ulazne napone. Sklop je dobiven proširenjem broja ulaza diferencijskog pojačala sa slike 10.6. Dio ulaznih napona spaja se na invertirajući, a dio na neinvertirajući ulaz operacijskog pojačala. Sklop se analizira uz pretpostavku da je operacijsko pojačalo idealno, pri čemu se zanemaruju ulazne struje operacijskog pojačala i razlika napona između njegovih ulaznih priključaka. U tom su slučaju oba ulazna napona operacijskog pojačala međusobno jednaka  $u_- = u_+ = u$ . Zbroj struja kroz otpornike  $R_3$  i  $R_4$  jednak je struji kroz otpornik  $R_P$

$$i_3 + i_4 = i_P. \quad (10.34)$$

Izraze li se struje pomoću napona i otpora



Slika 10.9 – Sklop za zbrajanje i oduzimanje.

$$\frac{u_{UL3} - u}{R_3} + \frac{u_{UL4} - u}{R_4} = \frac{u}{R_P}, \quad (10.35)$$

dobiva se

$$u \left( 1 + \frac{R_P}{R_3} + \frac{R_P}{R_4} \right) = \frac{R_P}{R_3} u_{UL3} + \frac{R_P}{R_4} u_{UL4}. \quad (10.36)$$

Zbroj struja kroz otpornike  $R_1$  i  $R_2$  jednak je struji kroz otpornik  $R_N$

$$i_1 + i_2 = i_N, \quad (10.37)$$

$$\frac{u_{UL1} - u}{R_1} + \frac{u_{UL2} - u}{R_2} = \frac{u - u_{IZ}}{R_N}. \quad (10.38)$$

Izlazni napon je

$$u_{IZ} = u \left( 1 + \frac{R_N}{R_1} + \frac{R_N}{R_2} \right) - \frac{R_N}{R_1} u_{UL1} - \frac{R_N}{R_2} u_{UL2}. \quad (10.39)$$

Uvrštenjem (10.36) dobiva se

$$u_{IZ} = -\frac{R_N}{R_1} u_{UL1} - \frac{R_N}{R_2} u_{UL2} + \frac{1 + \frac{R_N}{R_1} + \frac{R_N}{R_2}}{1 + \frac{R_P}{R_3} + \frac{R_P}{R_4}} \left( \frac{R_P}{R_3} u_{UL3} + \frac{R_P}{R_4} u_{UL4} \right). \quad (10.40)$$

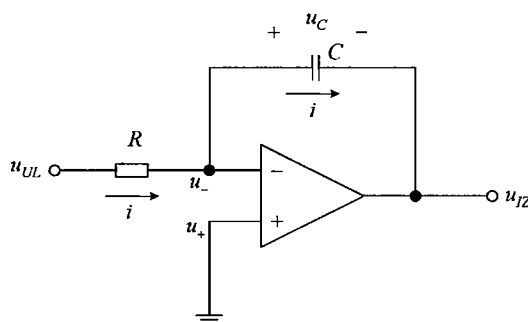
U izlaznom naponu ulazni se naponi javljaju s težinskim faktorima. Pri tome se ulazni naponi koji su spojeni na invertirajući ulaz operacijskog pojačala javljaju s negativnim predznakom, a ulazni naponi koji su spojeni na neinvertirajući ulaz s pozitivnim predznakom. Ako su svi otpori  $R_i$  ulaznih napona  $u_{ULi}$  međusobno jednaki,  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$  i ako su jednaki otpori  $R_N = R_P$  izlazni je napon jednak

$$u_{IZ} = \frac{R_N}{R_1} (-u_{UL1} - u_{UL2} + u_{UL3} + u_{UL4}). \quad (10.41)$$

Sklop zbraja i oduzima ulazne napone bez težinskog faktora, ali je izlazni napon pojačan za omjer  $R_N / R_1$ . Ako je i  $R_N = R_1$  izlazni napon je  $u_{IZ} = -u_{UL1} - u_{UL2} + u_{UL3} + u_{UL4}$ .

### 10.3.2. Integrator

U sklopu na slici 10.10 u povratnu vezu između izlaza i invertirajućeg ulaza operacijskog pojačala spojen je kondenzator kapaciteta  $C$ . Između ulaza pojačala i invertirajućeg ulaza operacijskog pojačala spojen je otpornik  $R$ . Za idealno operacijsko pojačalo oba ulaza su na istom potencijalu  $u_- = u_+ = 0$ , a ulazne struje operacijskog pojačala jednake su nuli. Uz vremenski promjenjivi ulazni napon  $u_{UL}(t)$  struja otpornika  $R$  jednaka je



Slika 10.10 – Integrator.

$$i(t) = \frac{u_{UL}(t)}{R}. \quad (10.42)$$

Ista struja  $i(t)$  teče u kondenzator i nabija ga. Napon na kondenzatoru  $C$  je

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt + U_{C0} = \frac{1}{RC} \int_0^t u_{UL}(t) dt + U_{C0}, \quad (10.43)$$

gdje je  $U_{C0} = u_C(t=0)$  početni napon na kondenzatoru u trenutku  $t=0$ . Izlazni napon sklopa je

$$u_{IZ}(t) = -u_C(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{UL}(t) dt - U_{C0}. \quad (10.44)$$

Izlazni napon sklopa  $u_{IZ}(t)$  proporcionalan je integralu ulaznog napona  $u_{UL}(t)$  i sklop se naziva integrator. Čest naziv ovog sklopa je i **Millerov integrator**.



---

**Primjer 10.5**

Odrediti izlazni napon  $u_{IZ}(t)$  integratora sa slike 10.10 ako je ulazni napon  $u_{UL}(t)$  impuls amplitude  $U_{UL1} = 1\text{ V}$ , a trajanja  $T_P = 1\text{ ms}$ . Otpor otpornika je  $R = 10\text{ k}\Omega$ , a kapacitet kondenzatora je  $C = 10\text{ nF}$ . Prije dolaska impulsa napon na kondenzatoru bio je jednak nuli, tj.  $U_{C0} = 0\text{ V}$ .

Rješenje:

Za vrijeme trajanja impulsa za  $0 \leq t \leq T_P$  ulazni napon  $u_{UL} = U_{UL1}$ . Kroz to vrijeme izlazni napon integratora je

$$u_{IZ}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{UL}(t) dt = -\frac{U_{UL1}}{RC} t.$$

Izlazni napon mijenja se linearno s vremenom  $t$ . Umnožak  $RC$ , odnosno vremenska konstanta je

$$RC = 10^4 \cdot 10^{-8} = 10^{-4}\text{ s} = 0,1\text{ ms},$$

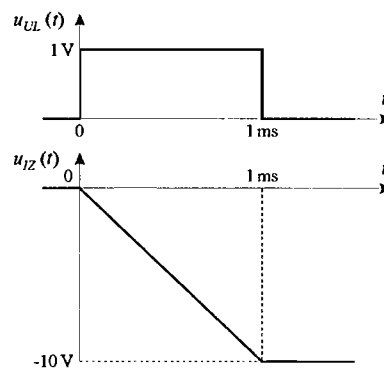
pa je u intervalu vremena  $0 \leq t \leq 1\text{ ms}$  izlazni napon

$$u_{IZ}(t) = -10t,$$

gdje je vrijeme  $t$  u milisekundama. Nakon  $t = T_P = 1\text{ ms}$  izlazni napon poprima vrijednost

$$u_{IZ}(T_P) = -10\text{ V}.$$

Valni oblici ulaznog i izlaznog napona prikazani su na slici 10.11.



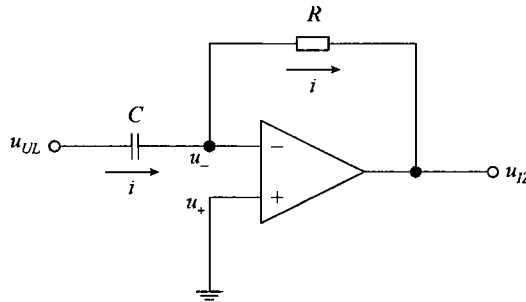
**Slika 10.11** – Valni oblici ulaznog i izlaznog napona integratora iz primjera 10.5.

---

**10.3.3. Derivator**

U odnosu na sklop integratora sa slike 10.10 u sklopu na slici 10.12 zamijenjene su uloge otpornika i kondenzatora. Uz idealno operacijsko pojačalo naponi oba ulaza međusobno su

jednaki,  $u_- = u_+ = 0$ , a ulazne struje operacijskog pojačala jednake su nuli. Struja kondenzatora  $C$  jednaka je



Slika 10.12 – Diferencijator.

$$i(t) = C \frac{du_{UL}(t)}{dt}, \quad (10.45)$$

a izlazni je napon

$$u_{IZ}(t) = -R i(t) = -RC \frac{du_{UL}(t)}{dt}. \quad (10.46)$$

Izlazni napon  $u_{IZ}(t)$  sklopa proporcionalan je derivaciji ulaznog napona  $u_{UL}(t)$  po vremenu  $t$  i sklop se naziva derivator.

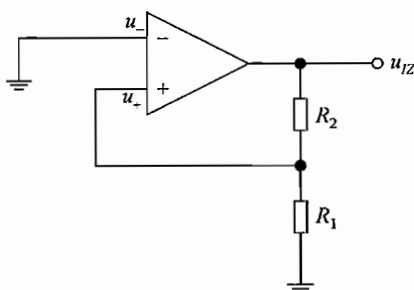
## 10.4. Multivibratori

Multivibratori su impulsni sklopovi čiji izlazni napon poprima jedno od dva moguća stanja – stanje niske ili stanje visoke razine. Stanja mogu biti stabilna ili kvazistabilna. U **stabilnom stanju** multivibrator ostaje trajno. Stabilno stanje mijenja se tek dovođenjem vanjske pobude koja prebacuje multivibrator u suprotno stanje. U **kvazistabilnom stanju** multivibrator ostaje ograničeno vrijeme, određeno karakteristikama sklopa, nakon čega sam prelazi u suprotno stanje. Postoje tri vrste multivibratora. **Bistabilni multivibrator** ili **bistabil** ima oba stanja stabilna. U **monostabilnom multivibratoru** ili **monostabilu** jedno stanje je stabilno, a drugo kvazistabilno. **Astabilni multivibrator** ili **astabil** je multivibrator s oba kvazistabilna stanja. Multivibratori se izvedu s tranzistorima i s operacijskim pojačalima. Izvedbe CMOS tranzistorskih bistabila bile su prikazane u 6. poglavlju.

### 10.4.1. Operacijsko pojačalo s pozitivnom povratnom vezom

Kada se operacijsko pojačalo koristi u pojačalima primjenjuje se negativna povratna veza. Ta vrsta povratne veze najčešće ograničava izlazni napon operacijskog pojačala na vrijednosti koje su unutar izlaznih napona zasićenja i zbog velikog naponskog pojačanja operacijskog pojačala održava njegove ulazne stezaljke na praktički istom potencijalu.

U multivibratorima operacijska pojačala rade s **pozitivnom povratnom vezom**, koja se, prema slici 10.13, ostvaruje spajanjem pasivne komponente između izlaza i neinvertirajućeg ulaza operacijskog pojačala. Ako je u sklopu na slici 10.13 izlazni napon na potencijalu mase,  $u_{IZ} = 0 \text{ V}$ , tada su i oba ulaza na potencijalu mase,  $u_- = u_+ = 0 \text{ V}$ . Takvo stanje ne može se održati trajno. U pojedinim točkama sklopova su uvijek prisutne smetnje. Ako se uslijed smetnje na neinvertirajućem ulazu pojavi mali pozitivni napon  $u_+$  taj će se napon pojačati operacijskim pojačalom i na izlazu će se javiti napon  $u_{IZ} = A_{VOP} u_+$ . Otporno djelilo, s otpornicima  $R_1$  i  $R_2$ , vraća dio izlaznog napona  $u_+ = \beta u_{IZ}$  na neinvertirajući ulaz, pri čemu je  $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ . Ukoliko je produkt  $\beta A_{VOP}$  veći od jedinice na neinvertirajući ulaz vraća se napon  $u_+$  istog predznaka, ali većeg iznosa od prvobitnog napona  $u_+$  izazvanog smetnjom. Prolaz signala kroz operacijsko pojačalo i natrag preko otpornog djelila o povratnoj vezi nastavlja se pri čemu i izlazni napon  $u_{IZ}$  i napon neinvertirajućeg ulaza  $u_+$  stalno rastu. Proces se ponavlja dok se na izlazu ne uspostavi maksimalni mogući pozitivni napon, tj. napon zasićenja  $U_{IZ\max}$ .



Slika 10.13 – Operacijsko pojačalo s pozitivnom povratnom vezom.

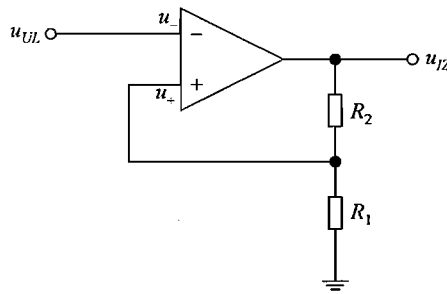
Slična bi se pojava desila kada bi se uslijed smetnje na neinvertirajućem ulazu operacijskog pojačala pojavio mali negativni napon  $u_+$ . Jedino bi se tada u stacionarnom stanju na izlazu uspostavio negativni napon zasićenja  $U_{IZ\min} = -U_{IZ\max}$ . Prelazak izlaznog napona u zasićenje može izazvati smetnja i u drugim točkama sklopa, npr. na invertirajućem ulazu operacijskog pojačala. Operacijsko pojačalo s pozitivnom povratnom vezom ne radi kao linearni sklop, već mu izlazni napon poprima jedno od dva stabilna stanja, pozitivni napon zasićenja  $U_{IZ\max}$  ili negativni napon zasićenja  $-U_{IZ\max}$ .

#### 10.4.2. Komparator

Primjenom operacijskog pojačala s pozitivnom povratnom vezom izvodi se komparator, sklop koji uspoređuje ili komparira dva ulazna napona. Komparator s operacijskim pojačalom prikazan je na slici 10.14. Zbog pozitivne povratne veze izlazni napon je u zasićenju. Ulazni napon  $u_{UL}$  spojen je na invertirajući ulaz operacijskog pojačala. Preko otpornog djelila dio izlaznog napona vraća se na neinvertirajući ulaz

$$u_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{IZ} = \beta u_{IZ}, \quad (10.47)$$

gdje je



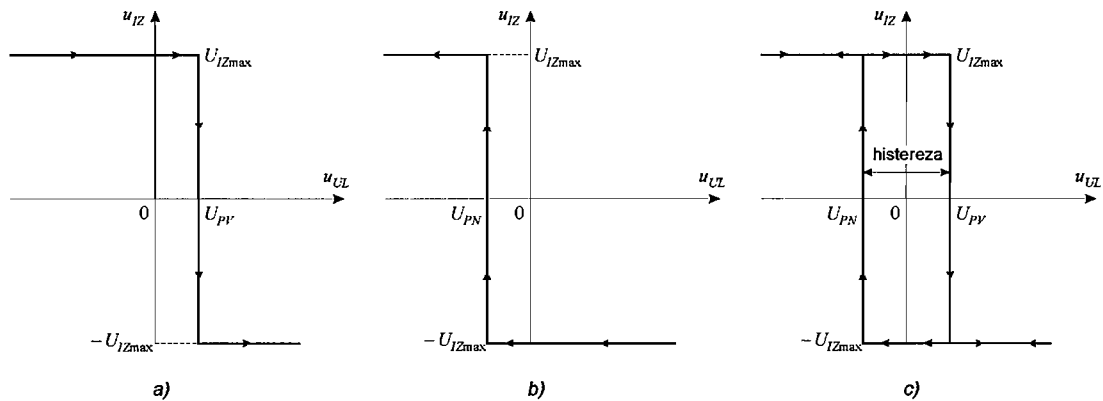
Slika 10.14 – Komparator.

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (10.48)$$

Ako je napon invertirajućeg ulaza negativniji od napona neinvertirajućeg ulaza,  $u_{UL} = u_- < u_+$ , izlazni napon je pozitivan  $u_{IZ} = U_{IZ \max}$ . Pri tome je napon neinvertirajućeg ulaza

$$u_+ = \beta U_{IZ \max} = U_{PV} \quad (10.49)$$

Izlazni napon ostaje isti sve dok je ulazni napon  $u_{UL}$  negativniji od napona  $U_{PV}$ . Da bi se promijenilo stanje izlaznog napona ulazni napon mora rasti. U trenutku kada ulazni napon dosegne napon  $U_{PV}$  i postane neznatno pozitivniji, napon invertirajućeg ulaza postaje pozitivniji od napona neinvertirajućeg ulaza i izlazni napon skokovito se mijenja na negativnu vrijednost  $u_{IZ} = -U_{IZ \max}$ . Ta je promjena prikazana na prijenosnoj karakteristici komparatora na slici 10.15a.



Slika 10.15 – Prijenosne karakteristike komparatora: a) za povećanje ulaznog napona, b) za smanjenje ulaznog napona, c) ukupna prijenosna karakteristika.

Uz negativni izlazni napon  $u_{IZ} = -U_{IZ \max}$ , napon neinvertirajućeg ulaza poprima vrijednost

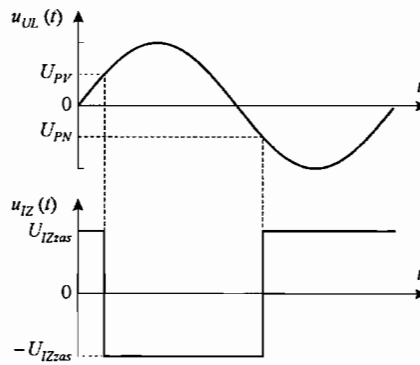
$$u_+ = -\beta U_{IZ \max} = U_{PN} \quad (10.50)$$

Izlazni napon ostaje negativan sve dok je  $u_{UL} = u_- > u_+ = U_{PN}$ . Da bi izlazni napon promijenio stanje ulazni se napon mora smanjivati. Kada se ulazni napon izjednači s naponom  $U_{PN}$  i postaje neznatno negativniji, napon invertirajućeg ulaza postaje negativniji od napona neinvertirajućeg ulaza i izlazni napon poprima pozitivnu vrijednost  $u_{IZ} = U_{IZ\max}$ . Ta je promjena prikazana na prijenosnoj karakteristici na slici 10.15b.

Na slici 10.15c prikazana je ukupna prijenosna karakteristika komparatora. Očito je da izlazni napon mijenja stanja pri različitim ulaznim naponima, ovisno o tome povećava li se ili smanjuje ulazni napon. Pri porastu ulaznog napona do promjene dolazi uz napon  $u_{UL} = U_{PV}$ , a pri smanjenju uz napon  $u_{UL} = U_{PN}$ . Naponi  $U_{PV}$  i  $U_{PN}$  su naponi praga okidanja. Kako je  $U_{PV} > U_{PN}$ , s  $U_{PV}$  je označen napon praga okidanja visoke razine, a s  $U_{PN}$  napon praga okidanja niske razine. Prijenosna karakteristika na slici 10.15c ima svojstvo histereze, pri čemu je širina histereze

$$U_H = U_{PV} - U_{PN} = 2\beta U_{IZ\max}. \quad (10.51)$$

Širina histereze podešava se parametrom  $\beta$ , tj. omjerom otpora  $R_1$  i  $R_2$ . Primjer odziva komparatora na ulaznu sinusnu pobudu prikazan je na slici 10.16.

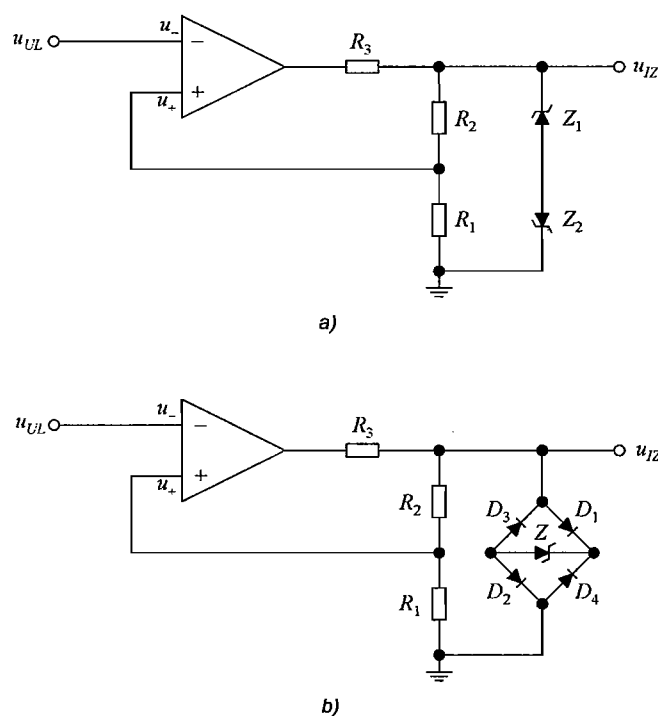


Slika 10.16 – Odziv komparatora na ulaznu sinusnu pobudu.

Izlazni napon komparatora na slici 10.14 ograničen je naponima zasićenja operacijskog pojačala. Stabiliziranje razina izlaznog napona postiže se spajanjem dioda paralelno izlaznom naponu. Na slici 10.17 prikazana su dva moguća rješenja. Sklop na slici 10.17a koristi dvije nasuprotno spojene Zenerove diode. Kada je izlazni napon pozitivan dioda  $Z_1$  je u proboju, a dioda  $Z_2$  je propusno polarizirana. Uz negativni izlazni napon dioda  $Z_1$  je propusno polarizirana, a dioda  $Z_2$  je u proboju. Ako su Zenerovi naponi obje diode jednaki izlazni napon poprima jedno od dva stanja

$$U_{IZ} = \pm (U_Z + U_D), \quad (10.52)$$

gdje je  $U_Z$  Zenerov napon, a  $U_D$  napon propusno polarizirane diode. Sklop na slici 10.17b koristi četiri diode u mosnom ili Graetsovom spoju i jednu Zenerovu diodu. Kada je izlazni napon pozitivan vode diode  $D_1$ ,  $Z$  i  $D_2$ , a kada je negativan vode diode  $D_4$ ,  $Z$  i  $D_3$ . U oba slučaja Zenerova dioda radi u proboju. Izlazni napon ovog sklopa poprima vrijednosti

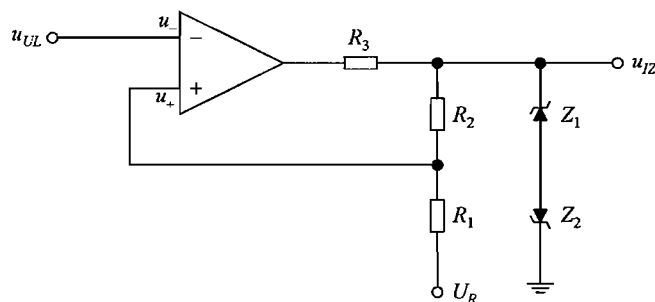


Slika 10.17 – Ograničenje izlaznog napona komparatora: a) s dvije Zenerove diode, b) s četiri diode u mosnom spoju i s jednom Zenerovom diodom.

$$U_{IZ} = \pm (U_Z + 2U_D). \quad (10.53)$$

Otpornikom  $R_3$  u oba se sklopa podešava potrebna struja Zenerovih dioda.

Prijenosna karakteristika sa slike 10.15c simetrična je oko ulaznog napona u ishodištu, tj. naponi praga okidanja međusobno su komplementarni,  $U_{PV} = -U_{PN}$ . Pomak prijenosne karakteristike postiže se spajanjem priključka otpornika  $R_1$  na istosmjerni napon  $U_R$ , prema slici 10.18. Napon  $u_+$  neinvertirajućeg ulaza ovisan je o izlaznom naponu  $u_{IZ}$  i naponu  $U_R$ . Primjenom metode superpozicije može se pisati



Slika 10.18 – Komparator s pomaknutom prijenosnom karakteristikom.

$$u_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_R + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{IZ}. \quad (10.54)$$

Uz pozitivni izlazni napon  $u_{IZ} = U_{IZ} = U_Z + U_D$ , napon  $u_+$  jednak je naponu praga okidanja visoke razine

$$u_+ = U_{PV} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_R + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{IZ}, \quad (10.55)$$

a uz negativni izlazni napon  $u_{IZ} = -U_{IZ} = -(U_Z + U_D)$ , napon  $u_+$  jednak je naponu praga okidanja niske razine

$$u_+ = U_{PN} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_R - \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{IZ}. \quad (10.56)$$

Prijenosna karakteristika pomaknuta je prema pozivnim ulaznim naponima za napon  $R_2/(R_1 + R_2)U_R$ . Širina histereze nije se pri tome promijenila, te je i dalje jednaka izrazu (10.51).

Za opisane komparatore još se koriste nazivi **diskriminator razine** ili **Schmittov okidni sklop**.

#### Primjer 10.6

U komparatoru na slici 10.18 zadano je  $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$ ,  $U_Z = 4,3 \text{ V}$  i  $U_D = 0,7 \text{ V}$ . Odrediti otpor otpornika  $R_2$  i napon  $U_R$  tako da prijenosna karakteristika bude simetrična oko ulaznog napona od  $1 \text{ V}$  i da je širina histereze  $U_H = 100 \text{ mV}$ .

Rješenje:

Izlazni napon ograničen je na vrijednosti

$$u_{IZ} = \pm U_{IZ} = \pm (U_Z + U_D) = \pm (4,3 + 0,7) = \pm 5 \text{ V}.$$

Širina histereze je

$$U_H = 2 \beta U_{IZ} = 2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{IZ},$$

odakle je

$$R_2 = R_1 \left( \frac{2U_{IZ}}{U_H} - 1 \right) = 1,5 \cdot \left( \frac{2 \cdot 5}{0,1} - 1 \right) = 149 \text{ k}\Omega.$$

Sredina prijenosne karakteristike je pri ulaznom naponu

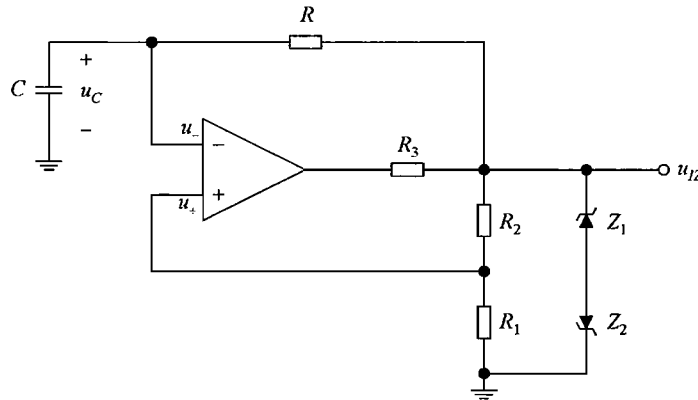
$$U_{ULC} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_R,$$

pa je napon  $U_R$  jednak

$$U_R = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{ULC} = \frac{1,5 + 149}{149} \cdot 1 = 1,01 \text{ V}.$$

### 10.4.3. Astabil

Komparator se okida promjenom vanjskog napona. Dodavanjem  $RC$ -mreže može se postići automatsko okidanje komparatora. Na taj se način realizira astabilni multivibrator ili astabil. Astabil s operacijskim pojačalom prikazan je na slici 10.19. Operacijsko pojačalo s otpornicima  $R_1$  i  $R_2$  spojenim u pozitivnu povratnu vezu predstavlja komparator. Komparator osigurava nagle promjene izlaznog napona  $u_{IZ}$  između dvije razine, pozitivne i negativne ovisno o predznaku razlike napona ( $u_+ - u_-$ ) između ulaza operacijskog pojačala. Zenerove diode ograničavaju vrijednost izlaznog napona na  $u_{IZ} = \pm U_{IZ} = \pm (U_Z + U_D)$ . Promjenu stanja komparatora osigurava  $RC$ -mreža spojena s izlaza operacijskog pojačala, preko invertirajućeg ulaza na masu.



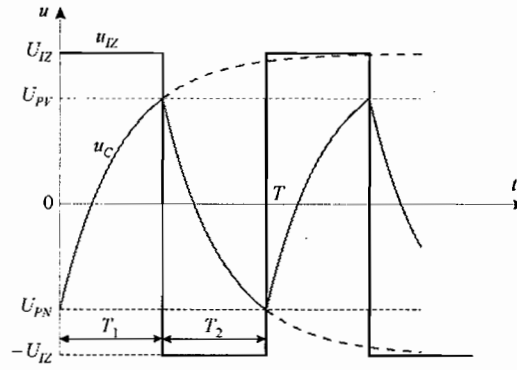
Slika 10.19 – Astabil.

Na neinvertirajući ulaz operacijskog pojačala dovodi se preko djelila dio izlaznog napona  $u_+ = \beta u_{IZ}$ , gdje je  $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ . Na invertirajućem ulazu je napon kondenzatora  $u_- = u_C$ . Izlazni napon periodički mijenja stanje između vrijednosti  $\pm U_{IZ}$ . Rad astabila može se objasniti praćenjem valnih oblika napona prema slici 10.20.

Neka u trenutku  $t = 0$  izlazni napon naglo promjeni stanje s vrijednosti  $-U_{IZ}$  na  $U_{IZ}$ . Neposredno prije toga naponi na oba ulaza operacijskog pojačala bili su međusobno jednaki  $u_+ = -\beta U_{IZ} = U_{PN} = u_- = u_C$ . Kada izlazni napon poprimi vrijednost  $U_{IZ}$  kondenzator  $C$  se preko otpornika  $R$  počinje nabijati pri čemu njegov napon teži prema  $U_{IZ}$ . Napon na kondenzatoru eksponencijalno raste prema izrazu dobivenom iz slike 10.20.

$$u_C(t) = U_{PN} + (U_{IZ} - U_{PN}) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right], \quad (10.57)$$





Slika 10.20 –Valni oblici napona u astabilu.

gdje je  $U_{PN} = u_C(0)$  početni napon na kondenzatoru, a  $\tau = RC$  je vremenska konstanta o kojoj ovisi brzina nabijanja kondenzatora. Kada je izlazni napon pozitivan, napon neinvertirajućeg ulaza operacijskog pojačala jednak je  $u_+ = \beta U_{IZ} = U_{PV}$ . Komparator mijenja stanje u trenutku  $t = T_1$  kada napon na kondenzatoru dosegne vrijednost napona neinvertirajućeg ulaza operacijskog pojačala. Za taj se trenutak može pisati

$$u_C(T_1) = U_{PV} = U_{PN} + (U_{IZ} - U_{PN}) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{T_1}{\tau}\right) \right], \quad (10.58)$$

odakle slijedi

$$T_1 = \tau \ln\left(\frac{U_{IZ} - U_{PN}}{U_{IZ} - U_{PV}}\right) = \tau \ln\left(\frac{1 + \beta}{1 - \beta}\right) = \tau \ln\left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right). \quad (10.59)$$

Vrijeme  $T_1$  je trajanje visoke razine ili pozitivnog izlaznog napona, koje uz vremensku konstantu  $\tau$ , ovisi o omjeru otpora  $R_1$  i  $R_2$  u otpornom djelilu, ali ne ovisi o iznosu izlaznog napona  $U_{IZ}$ .

U trenutku  $t = T_1$ , nakon što napon na kondenzatoru postane neznatno pozitivniji od napona  $U_{PV}$ , izlazni napon komparatora naglo mijenja stanje i postaje negativan,  $u_{IZ} = -U_{IZ}$ . Kondenzator  $C$  se preko otpornika  $R$  počinje izbijati i njegov napon teži prema naponu  $-U_{IZ}$ . Napon na kondenzatoru eksponencijalno se smanjuje prema izrazu koji slijedi iz slike 10.20

$$u_C(t) = U_{PV} + (-U_{IZ} - U_{PV}) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t - T_1}{\tau}\right) \right]. \quad (10.60)$$

Pri tome je napon na neinvertirajućem ulazu operacijskog pojačala dio izlaznog napona  $u_+ = -\beta U_{IZ} = U_{PN}$ . U trenutku  $t = T_1 + T_2$  napon na kondenzatoru postaje jednak naponu  $U_{PN}$  i komparator ponovo mijenja stanje. Za taj trenutak vrijedi

$$u_C(T_1 + T_2) = U_{PN} = U_{PV} + (-U_{IZ} - U_{PV}) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{T_2}{\tau}\right) \right], \quad (10.61)$$

odakle je

$$T_2 = \tau \ln \left( \frac{U_{IZ} + U_{PV}}{U_{IZ} + U_{PN}} \right) = \tau \ln \left( \frac{1 + \beta}{1 - \beta} \right) = T_1. \quad (10.62)$$

Vrijeme  $T_2$  je trajanje niske razine ili negativnog izlaznog napona. To vrijeme jednako je vremenu trajanja visoke razine ili pozitivnog napona  $T_1$ .

Na izlazu astabila dobiva se periodički pravokutni simetrični napon periode  $T = T_1 + T_2$  i frekvencije  $f = 1/T$ . Astabil je generator pravokutnog napona.

### Primjer 10.7

U astabilu sa slike 10.19 zadano je  $R = 10 \text{ k}\Omega$  i  $C = 1 \text{ nF}$ . Odrediti omjer otpora  $R_2 / R_1$  uz koje će frekvencija izlaznog pravokutnog napona biti 20 kHz.

Rješenje:

Vremenska konstanta RC-mreže je

$$\tau = RC = 10 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} = 10 \mu\text{s}.$$

Frekvencija izlaznog simetričnog pravokutnog napona je

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{2T_1} = \frac{1}{2\tau \ln \left( 1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)},$$

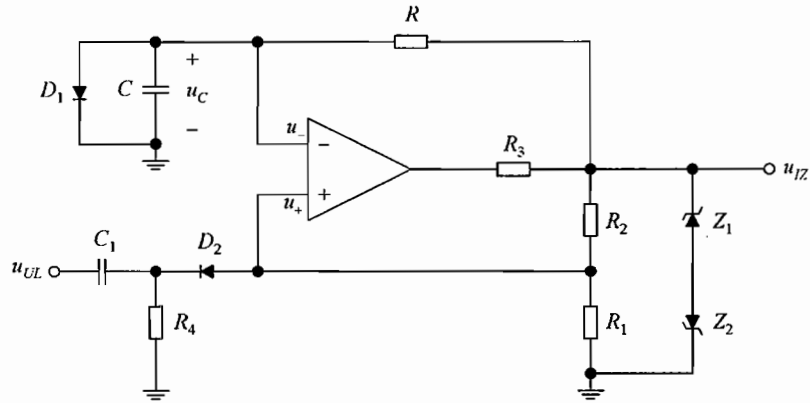
odakle je omjer otpora

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{2}{\exp \left( \frac{1}{2\tau f} \right) - 1} = \frac{2}{\exp \left( \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^3} \right) - 1} = 0,179.$$

### 10.4.4. Monostabil

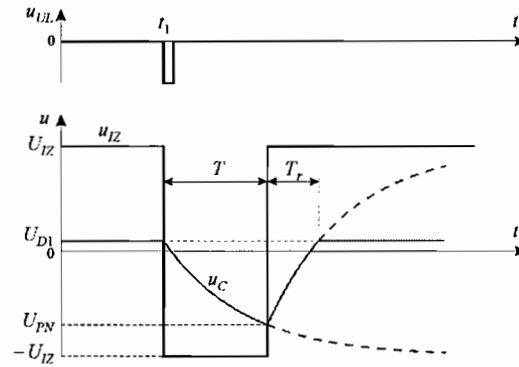
Za razliku od astabila, čija su oba stanja kvazistabilna, monostabil ili monostabilni multivibrator ima jedno stabilno i jedno kvazistabilno stanje. Monostabil s operacijskim pojačalom prikazan je na slici 10.21. Shema sklopa slična je shemi astabila sa slike 10.19. Osnovna je razlika što je paralelno kondenzatoru  $C$  spojena dioda  $D_1$ . Ostali dodatni dio monostabila predstavlja mrežu za okidanje koju čine dioda  $D_2$ , kondenzator  $C_1$  i otpornik  $R_4$ .

Sklop je monostabil, odnosno ima jedno stabilno stanje upravo zbog djelovanja diode  $D_1$ . Ako je izlazni napon pozitivan  $u_{IZ} = U_{IZ}$ , kondenzator  $C$  počinje se nabijati preko otpornika  $R$ . Pozitivni napon na kondenzatoru  $u_C$  propusno polarizira diodu  $D_1$ . Dioda provede i ograniči napon kondenzatora na napon koljena diode  $u_C = U_{D1} \approx 0,7 \text{ V}$ . Napon na kondenzatoru ne može dalje rasti. Istovremeno se dio izlaznog napona vraća preko otpornog dijelila  $R_1$  i  $R_2$  na neinvertirajući ulaz pojačala, te je  $u_+ = \beta U_{IZ}$  uz  $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ . Ograničeni napon kondenzatora osigurava da je  $u_C = U_{D1} < \beta U_{IZ}$ , odnosno da je  $u_- < u_+$  čime se održava pozitivni izlazni napon. To je stabilno stanje.



Slika 10.21 – Monostabil.

Stabilno stanje može se promijeniti sklopom za okidanje. U trenutku okidanja na ulaz sklopa dovodi se negativni impuls  $u_{UL}$ , koji preko  $CR$ -mreže s kondenzatorom  $C_1$  i otpornikom  $R_4$  i diode  $D_2$  dolazi na neinvertirajući ulaz operacijskog pojačala. Dolaskom impulsa napon  $u_+$  postaje negativniji od napona  $u_- = u_C = U_{D1}$ , te izlazni napon naglo mijenja stanje i postaje negativan  $u_{IZ} = -U_{IZ}$ . Monostabil prelazi u kvazistabilno stanje. Okidanje i promjena stanja prikazani su na slici 10.22. Trenutak okidanja označen je vremenom  $t = t_1$ .



Slika 10.22 – Valni oblici napona u monostabilu.

Nakon promjene stanja kondenzator  $C$  počinje se preko otpornika  $R$  nabijati prema negativnom izlaznom naponu  $-U_{IZ}$ . Napon kondenzatora eksponencijalno se smanjuje prema izrazu dobivenom iz slike 10.22

$$u_C(t) = U_{D1} + (-U_{IZ} - U_{D1}) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t - t_1}{\tau}\right) \right]. \quad (10.63)$$

S  $U_{D1}$  označen je početni napon na kapacitetu,  $U_{D1} = u_C(t_1)$ , a  $\tau$  je vremenska konstanta  $RC$ -mreže,  $\tau = RC$ . Napon neinvertirajućeg ulaza operacijskog pojačala dio je izlaznog napona  $u_+ = -\beta U_{IZ} = U_{PN}$ . Napon na kondenzatoru smanjuje se dok ne poprimi vrijednost  $U_{PN}$ . Prema

slici 10.22 to se događa nakon vremena  $T$ . U trenutku  $t = t_1 + T$  oba su ulaza operacijskog pojačala na istom potencijalu i može se pisati

$$u_C(t_1 + T) = U_{PN} = U_{D1} + (-U_{IZ} - U_{D1}) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right) \right]. \quad (10.64)$$

Iz gornjeg je izraza

$$T = \tau \ln \left( \frac{U_{IZ} + U_{D1}}{U_{IZ} + U_{PN}} \right) = \tau \ln \left( \frac{1 + U_{D1}/U_{IZ}}{1 - \beta} \right). \quad (10.65)$$

$T$  je trajanje kvazistabilnog stanja.

Nakon što u trenutku  $t = t_1 + T$  napon kondenzatora postane neznatno negativniji od napona  $U_{PN}$  izlazni napon naglo mijenja stanje i postaje pozitivan  $u_{IZ} = U_{IZ}$ . Kondenzator  $C$  počinje se preko otpornika  $R$  nabijati prema pozitivnom naponu  $U_{IZ}$ . Napon kondenzatora eksponencijalno raste prema izrazu koji slijedi iz slike 10.22

$$u_C(t) = U_{PN} + (U_{IZ} - U_{PN}) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t - t_1 - T}{\tau}\right) \right]. \quad (10.66)$$

Napon na kondenzatoru raste dok ne postane jednak pozitivnom naponu koljena diode  $U_{D1}$ . Nakon toga dioda  $D_1$  ograniči daljnji porast napona  $u_C$ . Pri tome napon neinvertirajućeg ulaza  $u_+ = \beta U_{IZ} = U_{PV}$  ostaje pozitivniji i izlazni napon ne mijenja stanje. Monostabil je ponovo u stabilnom stanju.

Iako monostabil ulazi u stabilno stanje odmah nakon promjene izlaznog napona s  $-U_{IZ}$  na  $U_{IZ}$ , stacionarno se stanje uspostavlja tek kada napon na kondenzatoru dosegne napon koljena diode  $U_{D1}$ . Tek nakon toga monostabil je pripravan za dolazak novog okidnog impulsa. Vrijeme od promjene izlaznog napona na početku stabilnog stanja pa do porasta napona kondenzatora na  $u_C = U_{D1}$  naziva se **vrijeme oporavka monostabila** (engl. recovery time). To je vrijeme na slici 10.22 označeno s  $T_r$ . U trenutku  $t = t_1 + T + T_r$  za napon na kondenzatoru prema (10.66) može se pisati

$$u_C(t_1 + T + T_r) = U_{D1} = U_{PN} + (U_{IZ} - U_{PN}) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{T_r}{\tau}\right) \right], \quad (10.67)$$

odakle je vrijeme oporavka

$$T_r = \tau \ln \left( \frac{U_{IZ} - U_{PN}}{U_{IZ} - U_{D1}} \right) = \tau \ln \left( \frac{1 + \beta}{1 - U_{D1}/U_{IZ}} \right). \quad (10.68)$$

Podršavanjem trajanja kvazistabilnog stanja monostabil se može koristiti kao sklop za kašnjenje.

---

**Primjer 10.8**

U monostabilu prema slici 10.21 zadano je  $U_{IZ} = 5\text{ V}$ ,  $U_{D1} = 0,7\text{ V}$ ,  $R_1 = 22\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 18\text{ k}\Omega$ ,  $R = 11\text{ k}\Omega$  i  $C = 2\text{ nF}$ . Odrediti trajanje kvazistabilnog stanja i minimalno vrijeme između okidnih impulsa.

Rješenje:

Vremenska konstanta RC-mreže je

$$\tau = RC = 11 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-9} = 22\text{ }\mu\text{s},$$

a  $\beta$  je

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{22}{22 + 18} = 0,55.$$

Trajanje kvazistabilnog stanja je

$$T = \tau \ln \left( \frac{1 + U_{D1}/U_{IZ}}{1 - \beta} \right) = 22 \cdot 10^{-6} \cdot \ln \left( \frac{1 + 0,7/5}{1 - 0,55} \right) = 20,4\text{ }\mu\text{s},$$

a vrijeme oporavka je

$$T_r = \tau \ln \left( \frac{1 + \beta}{1 - U_{D1}/U_{IZ}} \right) = 22 \cdot 10^{-6} \cdot \ln \left( \frac{1 + 0,55}{1 - 0,7/5} \right) = 13,0\text{ }\mu\text{s}.$$

Minimalno vrijeme između okidnih impulsa je zbroj trajanja kvazistabilnog stanja i vremena oporavka

$$T + T_r = 20,4 + 13,0 = 33,4\text{ }\mu\text{s}.$$

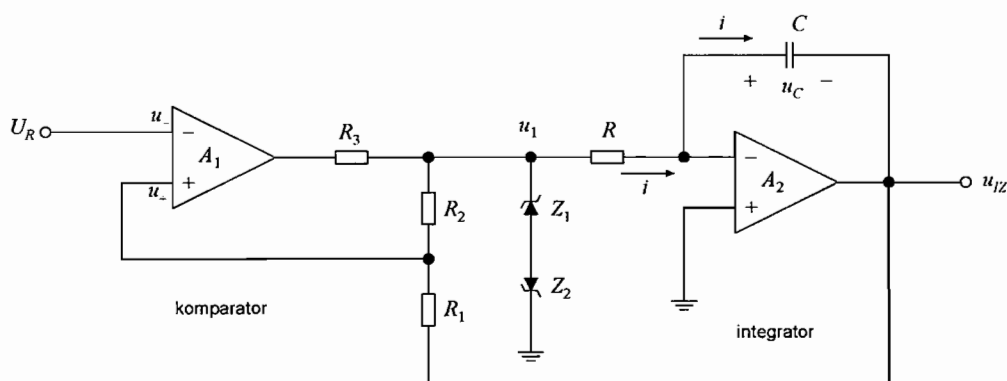
---

**10.4.5. Generator trokutnog napona**

Astabilom se može generirati periodički pravokutni napon. Kombinacijom komparatora i integratora može se generirati periodički trokutni napon. Jedna od izvedbi generatora trokutnog napona prikazana je na slici 10.23. Prvo operacijsko pojačalo  $A_1$  s otpornim djelilom  $R_1$  i  $R_2$  u pozitivnoj povratnoj vezi predstavlja komparator. Izlazni napon komparatora  $u_1$  ograničen je Zenerovim diodama na vrijednost  $u_1 = \pm U_1 = \pm (U_Z + U_D)$ . Izlaz komparatora ulaz je integratora s operacijskim pojačalom  $A_2$ , otpornikom  $R$  i kondenzatorom  $C$  u negativnoj povratnoj vezi. Izlaz integratora spojen je na ulaz komparatora.

Napon  $u_+$  na neinvertirajućem ulazu operacijskog pojačala  $A_1$  posljedica je djelovanja izlaznog napona komparatora  $u_1$  i izlaznog napona integratora  $u_{IZ}$ . Metodom superpozicije dobiva se

$$u_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{IZ} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_1. \quad (10.69)$$



Slika 10.23 – Generator trokutnog napona.

Kada je izlazni napon kompartora negativan  $u_1 = -U_1$ , napon  $u_+$  je jednak

$$u_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{IZ} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_1. \quad (10.70)$$

U integratoru struja  $i$  teče u smjeru suprotnom od onoga ucrtanog u shemi na slici 10.23. Struja  $i = -I = -U_1 / R$  i izlazni napon  $u_{IZ}$  raste linerno s vremenom. Time raste i napon  $u_+$  prema (10.70). Napon  $u_+$  raste tako dugo dok ne dosegne napon  $U_R$ , a nakon toga komparator mijenja stanje. U trenutku promjene stanja napon  $u_+ = U_R$ , a izlazni napon poprima maksimalnu vrijednost  $u_{IZ} = U_{IZ \max}$ , pa se (10.70) može pisati kao

$$u_+ = U_R = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{IZ \max} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_1, \quad (10.71)$$

odakle je

$$U_{IZ \max} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_R + \frac{R_1}{R_2} U_1. \quad (10.72)$$

Nakon promjene stanja izlazni napon komparatora postaje pozitivan  $u_1 = U_1$  i napon neinvertirajućeg ulaza operacijskog pojačala  $A_1$  je

$$u_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{IZ} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_1. \quad (10.73)$$

U integratoru struja  $i$  teče u smjeru označenom u shemi na slici 10.23,  $i = I = U_1 / R$  i izlazni napon se smanjuje linearno s vremenom. Time se smanjuje i napon  $u_+$  prema (10.73). Napon  $u_+$  smanjuje se i kada se izjednači s naponom  $U_R$ , komparator opet mijenja stanje. U trenutku izjednačavanja napona  $u_+ = U_R$  izlazni napon poprima minimalnu vrijednost  $u_{IZ} = U_{IZ \min}$ , što uvršteno u (10.73) daje

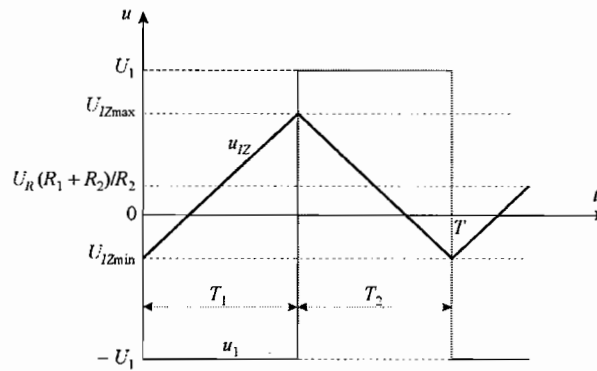
$$u_+ = U_R = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{IZ \min} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_1. \quad (10.74)$$

Iz gornjeg se izraza dobiva minimalna vrijednost izlaznog napona

$$U_{IZ \min} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_R - \frac{R_1}{R_2} U_1. \quad (10.75)$$

Na slici 10.24 prikazani su izlazni naponi iz komparatora  $u_1$  i integratora  $u_{IZ}$ . Razlika minimalne i maksimalne vrijednosti izlaznog napona ili napon od vrha do vrha je

$$U_{IZ \max} - U_{IZ \min} = 2 \frac{R_1}{R_2} U_1, \quad (10.76)$$



Slika 10.24 – Valni oblici napona u generatoru trokutnog napona.

a srednja vrijednost izlaznog napona je

$$U_{IZ} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_R. \quad (10.77)$$

Izlazni napon integratora je

$$u_{IZ}(t) = -u_C(t) = -\frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt - U_{C0}. \quad (10.78)$$

U intervalu vremena  $0 < t < T_1$ , prema slici 10.24, za vrijeme porasta izlaznog napona struja je  $i = -I = -U_1 / R$  i izlazni napon je

$$u_{IZ}(t) = \frac{U_1}{RC} \int_0^t dt + U_{IZ \min} = \frac{U_1}{RC} t + U_{IZ \min}, \quad (10.79)$$

U trenutku  $t = T_1$  izlazni napon je  $u_{IZ} = U_{IZ \max}$ , što uvršteno u (10.79) daje

$$u_{IZ}(T_1) = U_{IZ \max} = \frac{U_1}{RC} T_1 + U_{IZ \min}. \quad (10.80)$$

Kombinacijom (10.80) i (10.76) dobiva se trajanje porasta izlaznog napona

$$T_1 = (U_{IZ \max} - U_{IZ \min}) \frac{RC}{U_1} = 2RC \frac{R_1}{R_2}. \quad (10.81)$$

Izlazni napon je simetričan i jednaka vrijednost dobila bi se za trajanje pada izlaznog napona  $T_2$ . Perioda trokutnog napona je

$$T = T_1 + T_2 = 2T_1 = 4RC \frac{R_1}{R_2}. \quad (10.82)$$

Perioda  $T$ , odnosno frekvencija  $f = 1/T$ , trokutnog napona ne ovisi o naponu  $U_1$  i podešava se vremenskom konstantom integratora  $\tau = RC$ , te omjerom otpora  $R_1$  i  $R_2$ . Otporima  $R_1$  i  $R_2$  se, zajedno s naponom  $U_1$ , podešava amplituda trokutnog napona, a njegova srednja vrijednost podešava se naponom  $U_R$ .

Uz trokutni napon  $u_{IZ}$  na izlazu integratora, sklop sa slike 10.23 istovremeno daje i periodički pravokutni napon  $u_1$  na izlazu komparatora.

### Primjer 10.9

U generatoru trokutnog napona prema slici 10.23 zadano je  $U_1 = 5 \text{ V}$  i  $R = 10 \text{ k}\Omega$ . Odrediti omjer otpora  $R_2 / R_1$ , kapacitet kondenzatora  $C$  i napon  $U_R$  da se dobije trokutni napon kojemu je frekvencija  $10 \text{ kHz}$ , napona od vrha do vrha  $5 \text{ V}$  i srednja vrijednost  $1 \text{ V}$ .

Rješenje:

Iz izraza (10.76) za napon od vrha do slijedi

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{2U_1}{U_{IZ \max} - U_{IZ \min}} = \frac{2 \cdot 5}{5} = 2.$$

Frekvencija trokutnog napona je

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4RC} \frac{R_2}{R_1},$$

odakle je kapacitet kondenzatora

$$C = \frac{1}{4Rf} \frac{R_2}{R_1} = \frac{2}{4 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 5 \text{ nF}.$$

Iz izraza (10.77) za srednja vrijednost trokutnog napona, napon  $U_R$  je

$$U_R = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{IZ} = \frac{R_2 / R_1}{1 + R_2 / R_1} U_{IZ} = \frac{2}{1 + 2} \cdot 1 = 0,667 \text{ V}.$$