

Petar Biljanović

ELEKTRONIČKI SKLOPOVI

ŠKOLSKA KNJIGA - ZAGREB



703/20

70,000

UDŽBENICI SVEUČILIŠTA U ZAGREBU
MANUALIA UNIVERSITATIS STUDIORUM ZAGRABIENSIS



Urednik
dr. ŽELIMIR MATUTINOVIĆ

Recenzenti
prof. dr. RADMIO PEIĆ
prof. dr. PETAR SLAPNIČAR
prof. dr. IGOR ZANCHI

Grafički urednik
JOSIP JELIĆ

Lektorica
GIOIA VUČINIĆ

Crteže izradio
ZLATKO ORBAN

Korektor
DAVOR SUŠILO

Objavljivanje ovog sveučilišnog udžbenika odobrio je Odbor za nastavu Skupštine Sveučilišta u Zagrebu rješenjem broj 02-808/1-1989. od 4. listopada 1989. godine.

Priprema
GRAPA, Zagreb

© ŠKOLSKA KNJIGA d.d. Zagreb, 1997.
Nijedan dio ove knjige ne smije se umnožavati, fotokopirati ni na bilo koji način reproducirati bez nakladnikova pismenog dopuštenja.

**CIP - Katalogizacija u publikaciji
Nacionalna i sveučilišna knjižnica, Zagreb**

UDK 621.37/.38(075.8)

BILJANOVIĆ, Petar
Elektronički sklopovi / Petar Biljanović ; [crteže izradio Zlatko Orban]. - 3. izd. - Zagreb : Školska knjiga, 1996. - XII, 307 str. : ilustr. ; 24 cm. - (Udžbenici Sveučilišta u Zagrebu = Manualia Universitatis studiorum Zagrabienensis)

Bibliografija: str. 303. - Kazalo.

ISBN 953-0-30628-2

961209088

ISBN 953-0-30628-2

Tisak: TISKARA d.d. - Nova Gradiška

Dr. PETAR BILJANOVIĆ

redovni profesor
Elektrotehničkog fakulteta
Sveučilišta u Zagrebu

Elektronički sklopovi

3. izdanje

ŠKOLSKA KNJIGA
ZAGREB 1997.



*Majci Vjeri, njenoj dobroti i strpljenju
i
ocu Jovanu, njegovom oklopnom vlaku
i njegovim knjigama*

Sadržaj

Predgovor	XI
1. Osnovni pojmovi o pojačalima	1
1.1. Uvod	1
1.2. Strujno pojačalo	2
1.3. Naponsko pojačalo	5
1.4. Strmnsko pojačalo	7
1.5. Otporno pojačalo	9
1.6. Računanje pojačanja u decibelima	10
2. Utjecaj nelinearnih karakteristika komponenata na rad elektroničkih sklopova	13
2.1. Uvod	13
2.2. Radni pravac i statička radna točka	13
2.3. Rad u režimu malih signala, princip superpozicije	14
2.4. Dinamički radni pravac	20
2.5. Rad u režimu velikih signala. Nelinearna izobličenja	23
2.5.1. Nelinearna harmonička izobličenja	26
2.5.2. Nelinearna neharmonička izobličenja	27
2.5.3. Primjena nelinearnih izobličenja	28
3. Osnovni sklopovi pojačala s bipolarnim tranzistorom	31
3.1. Pojačalo u spoju zajedničkog emitera	31
3.1.1. Princip rada	31
3.1.2. Odnosi snaga	39
3.1.3. Dinamička svojstva pojačala u spoju zajedničkog emitera	40
3.1.4. Idealizirani prikaz pojačala u spoju zajedničkog emitera	47
3.1.5. Izbor položaja statičke radne točke	49
3.1.6. Stabilnost karakteristika pojačala	51
3.1.7. Stabilizacija pomoću emitorske degeneracije	54
3.1.8. Utjecaj temperature na stabilnost statičke radne točke	61
3.1.9. Osjetljivost sklopa s emitorskom degeneracijom	62
3.1.10. Kompenzacijska tehnika za monolitne integrirane sklopove	64
3.2. Pojačalo u spoju zajedničke baze	70
3.2.1. Principi rada	70
3.2.2. Pojednostavnjeni prikaz pojačala u spoju zajedničke baze	75
3.3. Pojačalo u spoju zajedničkog kolektora — emitorsko sljedilo	77
4. Osnovni sklopovi pojačala s unipolarnim tranzistorom	81
4.1. Pojačalo u spoju zajedničkog uvida	81
4.1.1. Pojačavačko djelovanje spoja zajedničkog uvida	81
4.1.2. Dinamička svojstva realnog pojačala s MOS FET-om	87
4.1.3. Uvjeti rada FET-a u režimu malih izmjeničnih signala	90
4.1.4. Praktičke izvedbe pojačala u spoju zajedničkog uvida	92
4.1.5. Utjecaj otpora R_s na dinamička svojstva pojačala u spoju zajedničkog uvida	97
4.2. Pojačalo u spoju zajedničkog odvida	100
4.3. Pojačalo u spoju zajedničke upravljačke elektrode	101
4.4. Temperaturna ovisnost sklopova s unipolarnim tranzistorima	104
4.5. Usporedba sklopova s unipolarnim i bipolarnim tranzistorima	105

4.6. Pojačalo velikoga izmjeničnog signala s unipolarnim tranzistorom	108
4.6.1. Izvedba u diskretnoj tehnici	108
4.6.2. Izvedba u monolitnoj tehnici	113
5. Kaskadni spojevi pojačala	116
5.1. Princip kaskadiranja	116
5.2. Izvedbe kaskadnih spojeva	117
5.2.1. Istosmjerna i izmjenična veza	117
5.2.2. Darlingtonov spoj	121
6. Frekvencijske karakteristike elektroničkih sklopova	124
6.1. Uvod	124
6.2. Utjecaj frekvencijskih karakteristika na valni oblik signala	125
6.3. Bodeov prikaz frekvencijskih karakteristika	127
6.4. Pojave pri niskim frekvencijama	132
6.5. Pojave na visokim frekvencijama	135
6.5.1. Hibridni π -nadomjesni sklop	135
6.5.2. Nadomjesni sklop unipolarnog tranzistora u području visokih frekvencija	138
6.5.3. Millerov teorem	139
6.5.4. Visokofrekvencijska svojstva pojačala u spoju zajedničkog emitera ..	141
6.5.5. Visokofrekvencijska svojstva pojačala u spoju zajedničkog uvida ..	145
6.5.6. Utjecaj Millerova efekta na ulaznu vodljivost pojačala u spoju zajedničkog emitera i zajedničkog uvida	147
6.5.7. Produkt pojačanje — širina pojasa	149
6.5.8. Visokofrekvencijska svojstva pojačala u spoju zajedničkog kolektora ..	150
6.5.9. Visokofrekvencijska svojstva pojačala u spoju zajedničkog odvoda ..	154
6.6. Visokofrekvencijske karakteristike kaskadnih spojeva	156
6.7. Pojave kod prijenosa impulsa	159
7. Šum	164
7.1. Porijeklo i vrste šuma	164
7.1.1. Šum sačme	164
7.1.2. Termički šum	165
7.1.3. Fliker-šum	166
7.1.4. Popkorn-šum	167
7.1.5. Lavinski šum	167
7.2. Šum u bipolarnom tranzistoru	167
7.3. Šum u MOS FET-u	168
7.4. Šum u spojnomo FET-u	169
7.5. Šum u monolitnim mikroelektroničkim sklopovima	170
8. Sklopovi s povratnom vezom	171
8.1. Uvod	171
8.2. Osnovni pojmovi i relacije	171
8.3. Negativna i pozitivna povratna veza	173
8.4. Osnovna svojstva sklopova s negativnom povratnom vezom	174
8.5. Načini spajanja sklopova s negativnom povratnom vezom	177
8.6. Utjecaj negativne povratne veze na ulazni i izlazni otpor sklopova	180
8.7. Pristup analizi sklopova s negativnom povratnom vezom	185
9. Frekvencijske karakteristike i stabilnost sklopova s negativnom povratnom vezom	201
9.1. Uvod	201
9.2. Frekvencijske karakteristike i stabilnost sklopova s jednim polom u prijenosnoj funkciji	201
9.3. Frekvencijske karakteristike i stabilnost sklopova s dva pola u prijenosnoj funkciji	205
9.4. Stabilnost sklopova s tri pola u prijenosnoj funkciji	211
9.5. Nyquistov dijagram i Nyquistov kriterij stabilnosti	214
9.6. Amplitudno i fazno osiguranje	221
9.7. Korigiranje amplitudne i fazne karakteristike	226

10. Diferencijsko pojačalo	229
10.1. Uvod	229
10.2. Dinamička svojstva diferencijskog pojačala	231
10.3. Diferencijsko pojačalo u monolitnoj tehnici	236
11. Pojačala snage	239
11.1. Uvod	239
11.2. Podjela pojačala snage po klasama	239
11.3. Pojačalo snage klase A	241
11.3.1. Uobičajena izvedba	241
11.3.2. Pojačalo snage klase A s transformatorskom vezom	245
11.4. Pojačala snage klase B	248
11.4.1. Protutaktno pojačalo s komplementarnim parom	248
11.4.2. Praktičke izvedbe protutaktnog pojačala s komplementarnim parom	254
11.4.3. Protutaktno pojačalo s npn-tranzistorskim parom	258
11.5. Neke pojave u tranzistorima i pojačalima snage	261
11.5.1. Sekundarni proboj	261
11.5.2. Elektromigracija	262
11.6. Pojačala snage sa VMOS tranzistorima	263
11.6.1. Uvod	263
11.6.2. VMOS karakteristike	265
11.6.3. Izvedba pojačala snage sa VMOS-om	267
12. Operacijska pojačala	269
12.1. Osnovni pojmovi i svojstva	269
12.1.1. Invertirajuće pojačalo	270
12.1.2. Model invertirajućeg pojačala	271
12.1.3. Neinvertirajuće pojačalo	272
12.1.4. Diferencijsko pojačalo	273
12.1.5. Utjecaj konačnog iznosa ulaznog i izlaznog otpora	274
12.2. Izvedba tipičnoga monolitnog operacijskog pojačala	276
12.2.1. Ulazno diferencijsko pojačalo	278
12.2.2. Drugi stupanj — naponsko pojačalo	279
12.2.3. Izlazni stupanj — pojačalo snage	280
12.3. Parametri operacijskih pojačala	281
12.4. Neke tipične primjene operacijskih pojačala	282
12.4.1. Sklop za zbrajanje	282
12.4.2. Strminsko pojačalo	284
12.4.3. Otporno pojačalo	286
12.4.4. Sklop za deriviranje	286
12.4.5. Sklop za integriranje	287
12.4.6. Logaritamsko pojačalo	287
12.4.7. Antilogaritamsko ili eksponencijalno pojačalo	288
12.4.8. Sklop za poluvalno ispravljanje	289
12.4.9. Sklop za punovalno ispravljanje	290
13. Sinusoidni oscilatori	292
13.1. Uvod	292
13.2. Osnovne relacije	292
13.3. Oscilatori s faznim pomakom ili RC-oscilatori	293
13.4. Oscilator s Wienovim mostom	299
13.5. Opći oblik oscilatora ili oscilator u tri točke	300
Literatura	303
Kazalo	305

Predgovor

Udžbenik „Elektronički sklopovi“ nastao je kao rezultat dugogodišnjeg rada autora u nastavi kolegija elektronički sklopovi na Elektrotehničkom fakultetu u Zagrebu. Predmet udžbenika su analogni, u prvom redu linearni elektronički sklopovi. Područje linearnih sklopova vrlo je široko područje elektronike i mikroelektronike. U modernoj elektronic i tehnološki razvoj uvelike utječe na razvoj područja elektroničkih sklopova. Ovisno o tome da li je isti sklop realiziran u monolitnoj, hibridnoj ili diskretnoj tehnologiji, pružaju se različite mogućnosti realizacije istih sklopova, što dovodi do specifičnosti u njihovim svojstvima, izvedbama i mogućnostima primjena. Pri korištenju ovog udžbenika stoga se pretpostavlja da čitalac vlada osnovnim znanjima iz elektroničke i mikroelektroničke tehnologije.

Udžbenik je koncipiran prema predavanjima na trećoj godini studija na Elektrotehničkom fakultetu u Zagrebu za studente elektroničarskih smjerova studija (industrijska elektronika, računarska tehnika, telekomunikacije i informatika, radiokomunikacije i profesionalna elektronika, automatika). Udžbenik će, međutim, biti koristan i studentima elektrostrojarstva i automatizacije i energetike. U cjelini, udžbenik sadrži nužni kvant metoda analize i nužni kvant činjenica iz područja elektroničkih sklopova potreban studentima dodiplomske nastave za ovladavanje osnovnim znanjima iz područja elektroničkih sklopova. Radi ograničenog broja nastavnih sati kolegija elektronički sklopovi i ograničenog opsega udžbenika, autor nije mogao detaljno obraditi određene vrste sklopova i pojave u njima. Ograničio se na bitna i osnovna znanja. Čitalac se moli da ovu činjenicu uzme u obzir.

Udžbenik je podijeljen u trinaest poglavlja. Prvo poglavlje posvećeno je definiranju osnovnih pojmova o pojačalima i klasifikaciji pojačala. Drugo poglavlje bavi se analizom utjecaja nelinearnih karakteristika elektroničkih komponenata na rad sklopova. Pritom je definiran režim malih i režim velikih signala i uveden pojam izobličenja. Analiza svojstava osnovnih sklopova s bipolarnim tranzistorom obavljena je u trećem poglavlju. Dane su specifičnosti izvedbi osnovnih bipolarnih sklopova. Osnovni sklopovi s unipolarnim tranzistorom predmet su analize u četvrtom poglavlju. Principi kaskadiranja opisani su u petom poglavlju. Analiza frekvencijskih karakteristika s Bodeovim prikazom karakteristika predmet je šestog poglavlja. Porijeklo i vrste šuma opisani su u sedmom poglavlju. Osmo poglavlje definira bitne pojmove iz teorije povratne veze, a frekvencijske karakteristike i stabilnost sklopova s negativnom povratnom vezom analiziraju se u devetom poglavlju. Koristi se metoda lokusa korijena i Nyquistova metoda. Diferencijalno pojačalo opisano je u desetom poglavlju, a pojačala snage u jedanaestom. Izvedba

i primjene operacijskog pojačala kao tipičnog predstavnika monolitnih linearnih sklopova predmet je dvanaestog poglavlja. Trinaesto poglavlje posvećeno je sinusoidnim oscilatorima.

Da bi čitalac lakše pratio materiju, tekst je popraćen određenim brojem riješenih primjera koji ilustriraju pojedine teorijske aspekte sklopova.

Udžbenik je namijenjen studentima elektrotehničkih i srodnih fakulteta u dodiplomskoj nastavi. Međutim, korisno će poslužiti i inženjerima u praksi i svima onima koji žele ovladati ovim vrlo značajnim područjem moderne elektronike i mikroelektronike.

Na kraju želim zahvaliti onima koji su mi na bilo koji način pomogli u stvaranju ovog udžbenika. Prof. dr. Želimiru Matutinoviću zahvaljujem na podršci u toku pisanja teksta i nastojanju da se knjiga publicira. Svojim kolegama i suradnicima iz Zavoda za elektroniku Elektrotehničkog fakulteta Sveučilišta u Zagrebu — mr. Aleksandru Szabu, mr. Željku Butkoviću i mr. Goranu Zeliću zahvaljujem na vrlo korisnim sugestijama. Posebnu zahvalnost dugujem kolegama i prijateljima iz poduzeća „ING BIRO“ iz Rijeke na njihovoj cjelokupnoj podršci mojem radu, ne samo u toku nastajanja ovog udžbenika. Zahvaljujem također Ljiljani Rumbak na brizi oko opreme teksta.

I na kraju, posebno zahvaljujem mojoj supruzi Snežani na njenoj pažnji i naklonosti.

Zagreb, 28. lipnja 1989.

Autor

Predgovor drugom izdanju

Drugo izdanje ovog udžbenika ne razlikuje se od prvog izdanja iz 1989. godine. Činjenica da je prvo izdanje relativno brzo rasprodano svjedoči o zamjetnom interesu za tekstove iz ovoga područja moderne elektronike. Zahvaljujući pažljivom čitanju prvog izdanja od strane pojedinih kolega i studenata, otklonjene su malo-brojne tiskarske i autorske greške. Za to sam posebno zahvalan kolegama mr. Aleksandru Szabou, dr. Željku Butkoviću s ETF-a u Zagrebu, te gospodinu Marijanu Nenadu koji je kao student treće godine ETF-a u Zagrebu godine 1990. identificirao najveći broj greški koje su otklonjene.

Zahvaljujem se svima zaslužnim za pojavu drugoga izdanja udžbenika, posebno "Školskoj knjizi" i uredniku dr. Želimiru Matutinoviću.

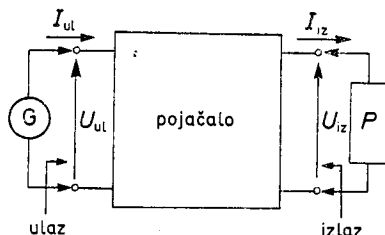
Zagreb, 13. siječnja 1993.

Autor

1. Osnovni pojmovi o pojačalima

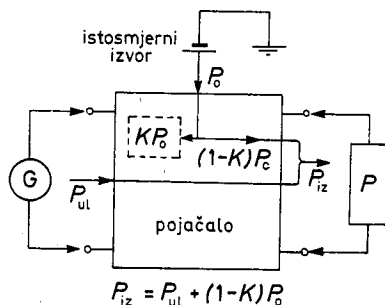
1.1. Uvod

Pojačala su linearni elektronički sklopovi namijenjeni pojačavanju električkih signala. Pritom električki signal koji se pojačava može biti bilo strujni bilo naponski. Izlazni — pojačani signal — također može biti bilo strujni bilo naponski. Kod linearnih pojačala generator ulaznog signala priključen je na ulazne stezaljke, dok se na izlazne stezaljke spaja potrošač kojem se predaje pojačani signal (sl. 1.1).



Slika 1.1. Pojačalo električkih signala s generatorom G na ulaznim i potrošačem P na izlaznim stezaljkama

Veličine U_{ul} i I_{ul} su efektivne vrijednosti ulaznog napona i ulazne struje, dok su veličine U_{iz} i I_{iz} efektivne vrijednosti izlaznog napona i izlazne struje. Pojačalo, u općem slučaju, sadrži aktivne i pasivne elektroničke komponente te linearne disipativne i reaktivne komponente. Efekt pojačanja signala u pojačalu posljedica je djelovanja aktivnih elektroničkih komponenata kao što su bipolarni i unipolarni tranzistori. Za ispravan rad aktivnih elektroničkih komponenata u pojačalu potrebno je svaku od tih komponenata pod djelovanjem istosmjernog napona i struje dovesti u odgovarajuće radno područje u kojem dolazi do izražaja pojačavačko djelovanje te komponente. Ako se npr. pojačava strujni signal pomoću



Slika 1.2. Odnosi snaga u pojačalu

pojačala koje se koristi bipolarnim tranzistorom u spoju zajedničkog emitera, tada je potrebno tranzistor dovesti u centralni dio normalnoga aktivnog područja gdje je faktor strujnog pojačanja tranzistora puno veći od jedinice. Za dovođenje tranzistora u odgovarajuće radno područje potrebno je na elektrode tranzistora dovesti istosmjerne naponne. Zato pojačala u radu uvijek moraju biti priključena na izvor istosmjernog napona. Nivo naponskog ili strujnog signala na putu od ulaza do izlaza pojačala raste na račun snage dobivene iz istosmjernog izvora. To je ilustrirano na slici 1.2. Generator G na ulazu pojačala predaje pojačalu izmjenični signal koji sadrži u sebi snagu P_{ul} . U većini slučajeva, kada se radi o naponskom ili strujnom signalu, ta je snaga sasvim mala. Snaga predana potrošaču P na izlazu redovito je osjetno veća od snage sadržane u ulaznom signalu. Istosmjerni izvor predaje pojačalu snagu P_0 . Dio te snage troši se u pojačalu na održavanje tranzistora u radnom području i na pokrivanje toplinskih gubitaka u disipativnim komponentama. Taj dio snage označen je na slici 1.2. sa KP_0 , gdje je K broj između 0 i 1. Ostatak $(1-K)P_0$ snage koju daje istosmjerni izvor troši se na povećanje nivoa izmjeničnoga naponskog ili strujnog signala, te ukupna izmjenična snaga na izlazu predana potrošaču iznosi

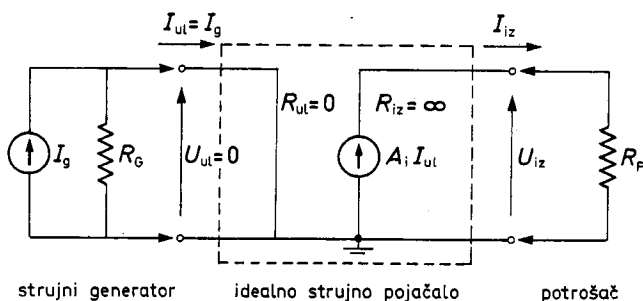
$$P_{iz} = P_{ul} + (1-K)P_0, \quad 0 < K < 1. \quad (1.1)$$

Relacija 1.1. pokazuje da je efekt pojačanja izmjeničnog signala moguć zahvaljujući činjenici da se zbog djelovanja aktivnih elektroničkih komponenata dio snage istosmjernog izvora pretvara u snagu signala koji se predaje potrošaču.

Pojačala prikazana na slikama 1.1. i 1.2. raspolažu samo sa po jednim parom ulaznih i izlaznih stezaljki. Međutim u općem slučaju pojačalo može imati više od jednog para ulaznih i više od jednog para izlaznih stezaljki. O tim će pojačalima biti riječ kasnije, a sada ćemo pogledati osnovna svojstva pojačala koja raspolažu samo s jednim parom ulaznih i s jednim parom izlaznih stezaljki.

1.2. Strujno pojačalo

Idealno strujno pojačalo može se definirati mrežom na slici 1.3. Na ulaz pojačala dovodi se strujni signal I_{ul} kojega daje strujni generator. Ako je otpor ulaznoga kruga za izmjenični signal jednak nuli, tada je i ulazni izmjenični napon U_{ul}



Slika 1.3. Idealno strujno pojačalo

jednak nuli. U tom slučaju nema gubitka struje u unutrašnjem otporu generatora R_G , te je ulazna struja pojačala I_{ul} jednaka struji I_g strujnoga generatora. U izlaznom krugu idealnoga strujnog pojačala nalazi se idealni strujni izvor koji daje struju

$$I_{iz} = A_i I_{ul} = A_i I_g \neq f(R_P). \quad (1.2)$$

Faktor proporcionalnosti A_1 je faktor strujnog pojačanja pojačala ili kraće strujno pojačanje i bezdimenzionalna je veličina. Kod idealnoga strujnog pojačala A_1 je konstanta neovisna o otporu potrošača i frekvenciji signala. Iz relacije 1.2. slijedi važan zaključak da je idealno strujno pojačalo, gledano sa stajališta potrošača, ustvari zavisni idealni strujni izvor upravljan ulaznom strujom pojačala. Da bi pojačalo na slici 1.3. pojačavalo strujni signal, potrebno je da strujno pojačanje bude veće od jedinice.

Za razliku od ulaznoga izmjeničnog napona koji je jednak nuli, izlazni izmjenični napon idealnoga strujnog pojačala prema slici 1.3. i relaciji 1.2. iznosi

$$U_{iz} = I_{iz} R_p = A_1 I_{ul} R_p = A_1 I_g R_p = f(R_p). \quad (1.3)$$

Također je snaga izmjeničnog signala na ulazu jednaka nuli, dok je izmjenična snaga predana potrošaču

$$P_{iz} = U_{iz} I_{iz} = (A_1 I_{ul})^2 R_p = (A_1 I_g)^2 R_p = f(R_p). \quad (1.4)$$

Relacija 1.4. pokazuje da se potrošaču na izlazu idealnoga strujnog pojačala predaje konačna snaga signala. Budući da je snaga ulaznog signala jednaka nuli, slijedi da je pojačanje snage signala G definirano omjerom izlazne i ulazne snage

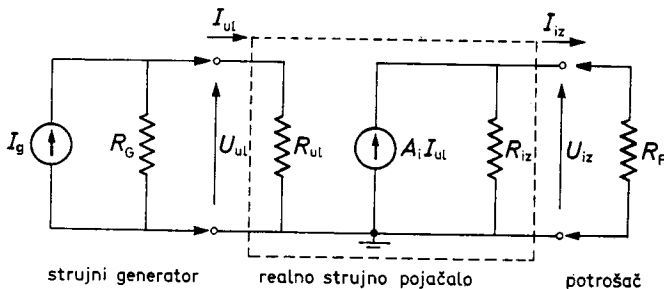
$$G = \frac{P_{iz}}{P_{ul}} \quad (1.5)$$

beskonačno veliko. Naravno, uz $P_{ul} = 0$ konačnu snagu na izlazu pojačalo može dati samo na račun snage izvučene iz istosmjernog izvora priključenog na pojačalo, što je u skladu s relacijom 1.1. Istosmjerni izvor na slici 1.3. nije prikazan jer se automatski podrazumijeva da je on priključen kada pojačalo radi.

Idealno strujno pojačalo raspolaže s još jednim značajnim svojstvom: električke prilike u ulaznom krugu potpuno su neovisne o električkim prilikama u izlaznom krugu pojačala. Drugim riječima, potrošač svojom impedancijom nema nikakvo povratno djelovanje na generator signala na ulazu pojačala, te je generator na ulazu u potpunosti izoliran od potrošača na izlazu.

Za razliku od idealnoga strujnog pojačala, realno strujno pojačalo ima konačni ulazni otpor R_{ul} i konačni izlazni otpor R_{iz} , što ima značajne posljedice na rad pojačala i na njegova svojstva (sl. 1.4). Posljedice konačnih iznosa otpora R_{ul} i R_{iz} su sljedeće: Struja I_g , koju daje generator signala na ulazu, ne teče više kompletna u pojačalo, već se dijeli u dvije komponente od kojih jedna teče kroz R_G , a druga kroz R_{ul} , te je ulazna struja realnoga strujnog pojačala

$$I_{ul} = I_g \frac{R_G}{R_G + R_{ul}} < I_g. \quad (1.6)$$



Slika 1.4. Realno strujno pojačalo

Konačni ulazni otpor vodi i na konačni ulazni napon U_{ul} i na konačnu ulaznu snagu P_{ul} . Struja I_{iz} predana potrošaču je prema slici 1.4

$$I_{iz} = A_I \frac{R_{iz}}{R_{iz} + R_p} \cdot I_{ul} = f(R_p). \quad (1.7)$$

Strujno pojačanje je po definiciji omjer izlazne i ulazne struje:

$$A_I = \frac{I_{iz}}{I_{ul}} = A_I \frac{R_{iz}}{R_{iz} + R_p} = f(R_p). \quad (1.8)$$

Ovdje treba razlikovati strujno pojačanje A_I realnoga strujnog pojačala opterećenog potrošačem otpora R_p od strujnog pojačanja A_I koje smo definirali kod idealnoga strujnog pojačala i koje prema tome ne ovisi o otporu R_p . Kod realnoga strujnog pojačala A_I se može izmjeriti ili izračunati ako se odabere $R_p = 0$, jer je tada prema relaciji 1.8. pojačanje $A_I = A_i$. Strujno pojačanje A_I opada prema relaciji 1.8. kada R_p raste, jer se pri porastu R_p sve veći dio struje, koju daje strujni izvor u izlaznom krugu, zatvara kroz R_{iz} smanjujući struju I_{iz} .

Realno strujno pojačalo raspolaže i konačnim naponskim pojačanjem A_V definiranim omjerom izlaznog i ulaznog napona:

$$A_V = \frac{U_{iz}}{U_{ul}} = \frac{I_{iz} R_p}{I_{ul} R_{ul}} = A_I \frac{R_p}{R_{ul}}. \quad (1.9)$$

Budući da se i u ulaznom i u izlaznom krugu troši konačna snaga, pojačanje snage G iznosi

$$G = \frac{P_{iz}}{P_{ul}} = \frac{U_{iz} I_{iz}}{U_{ul} I_{ul}} = A_V A_I. \quad (1.10)$$

Kod realnih strujnih pojačala često se definira strujno pojačanje A_{Ig} kao omjer struje I_{iz} predane potrošaču i struje I_g ulaznoga generatora. Iz relacija 1.6. i 1.8. slijedi

$$A_{Ig} = \frac{I_{iz}}{I_g} = \frac{I_{iz}}{I_{ul}} \cdot \frac{I_{ul}}{I_g} = A_I \frac{R_g}{R_g + R_{ul}} = A_I \frac{R_{iz}}{R_{iz} + R_p} \cdot \frac{R_g}{R_g + R_{ul}}. \quad (1.11)$$

Kod idealnoga strujnog pojačala je prema relaciji 1.2.

$$A_{Ig} = \frac{I_{iz}}{I_g} = \frac{I_{iz}}{I_{ul}} = A_I. \quad (1.12)$$

Prilikom projektiranja realnih strujnih pojačala treba nastojati pojačalo izvesti tako da se po svojim svojstvima što više približi idealnome. Usporedbom izraza 1.11. i 1.12. može se zaključiti da se to postiže ako se u ulaznom krugu osigura uvjet $R_{ul} \ll R_g$, a u izlaznom krugu uvjet $R_{iz} \gg R_p$.

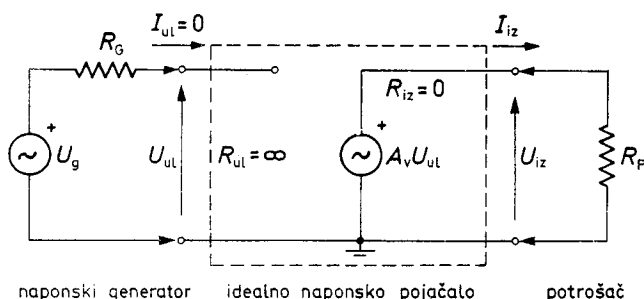
Pored ovdje opisanih utjecaja koje realno strujno pojačalo čine neidealnim, postoje još neki efekti koji nisu uzeti u obzir. Jedan od tih važnih efekata je povratno djelovanje izlaznoga kruga na ulazni. To je djelovanje uvijek prisutno, bilo zbog same konstrukcije pojačala, bilo zbog Earlyeva efekta kod bipolarnih tranzistora, bilo zbog modulacije duljine kanala kod unipolarnih tranzistora. Ti će se efekti uzeti u obzir pri detaljnijoj analizi rada sklopova u idućim poglavljima.

Od realnih elektroničkih aktivnih komponenata najpogodnija komponenta za realizaciju strujnih pojačala je bipolarni tranzistor u spoju zajedničkog emitera. U tom slučaju ulazna veličina je struja baze, a izlazna struja kolektora. Budući da je bipolarni tranzistor strujom upravljani strujni izvor, prirodno je da se iskoristava kao strujna pojačavačka komponenta.

1.3. Naponsko pojačalo

Idealno naponsko pojačalo definirano je mrežom na slici 1.5. Ulazni izmjenični naponski signal U_{ul} generira u svakom trenutku na izlaznim stezaljkama pojačala napon U_{iz} određen relacijom

$$U_{iz} = A_v U_{ul} = A_v U_g \neq f(R_p). \quad (1.13)$$



Slika 1.5. Idealno naponsko pojačalo

dakle napon neovisan o iznosu otpora potrošača R_p priključenog na izlazne stezaljke. Faktor proporcionalnosti A_v je faktor naponskog pojačanja ili kraće naponsko pojačanje pojačala i bezdimenzionalna je veličina. Kod idealnoga naponskog pojačala A_v ne ovisi o otporu potrošača i o frekvenciji pojačavanoga naponskog signala. Da bi došlo do naponskog pojačanja priključenog signala potrebno je da A_v bude veće od jedinice. Pod idealnim naponskim pojačalom podrazumijevamo dakle sklop koji se može prikazati pomoću zavisnoga naponskog izvora u izlaznom krugu s elektromotornom silom diktiranom ulaznim naponom. Idealno naponsko pojačalo ima pritom ulazni otpor beskonačno velik da ne dođe do gubitka dijela naponskog signala na unutrašnjem otporu R_G naponskoga generatora na ulazu. Ulazna struja idealnoga naponskog pojačala I_{ul} je prema tome jednaka nuli, a izlazna prema slici 1.5. iznosi

$$I_{iz} = \frac{U_{iz}}{R_p} = \frac{A_v U_{ul}}{R_p} = \frac{A_v U_g}{R_p} = f(R_p). \quad (1.14)$$

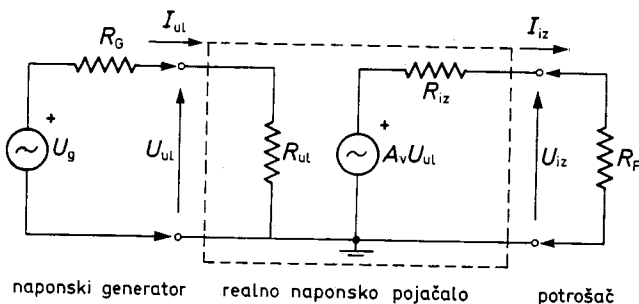
Ulazna snaga izmjeničnog signala također je jednaka nuli, a izlazna

$$P_{iz} = U_{iz} I_{iz} = \frac{(A_v U_{ul})^2}{R_p} = \frac{(A_v U_g)^2}{R_p} = f(R_p). \quad (1.15)$$

Za razliku od idealnoga naponskog pojačala realno naponsko pojačalo posjeduje konačni ulazni otpor R_{ul} , a umjesto idealnoga naponskog izvora u izlaznom krugu,

realni naponski izvor s konačnim izlaznim otporom R_{iz} (sl. 1.6). U tom slučaju na ulazne stezaljke pojačala dolazi napon U_{ul} manji od napona U_g ulaznoga generatora:

$$U_{ul} = U_g \frac{R_{ul}}{R_{ul} + R_G} < U_g. \quad (1.16)$$



Slika 1.6. Realno naponsko pojačalo

Izlazni napon, predan potrošaču, sada iznosi

$$U_{iz} = A_v \frac{R_p}{R_{iz} + R_p} \cdot U_{ul} = f(R_p). \quad (1.17)$$

Naponsko pojačanje je po definiciji

$$A_v = \frac{U_{iz}}{U_{ul}} = A_v \frac{R_p}{R_{iz} + R_p} = f(R_p). \quad (1.18)$$

Kada su izlazne stezaljke realnoga naponskog pojačala otvorene ($R_p = \infty$), tada je prema relaciji 1.18. naponsko pojačanje $A_v = A_v$ te se na taj način, bilo mjerenjem bilo analitički, može odrediti A_v . Relacija 1.18. jasno pokazuje da naponsko pojačanje realnoga naponskog pojačala ovisi o otporu priključenog potrošača R_p , što pojačalo čini neidealnim.

Kod realnih naponskih pojačala često je potrebno poznavati naponsko pojačanje A_{vg} definirano omjerom napona U_{ul} i napona U_g . Iz slike 1.6. i relacija 1.16. i 1.17. slijedi

$$A_{vg} = \frac{U_{iz}}{U_g} = \frac{U_{iz}}{U_{ul}} \cdot \frac{U_{ul}}{U_g} = A_v \frac{R_p}{R_{iz} + R_p} \cdot \frac{R_{ul}}{R_{ul} + R_G} \quad (1.19)$$

Kod idealnoga naponskog pojačala je prema relaciji 1.13.

$$A_{vg} = \frac{U_{iz}}{U_g} = \frac{U_{iz}}{U_{ul}} = A_v. \quad (1.20)$$

Usporedbom relacija 1.19. i 1.20. može se zaključiti da će se realno naponsko pojačalo to više približavati idealnome što su u većoj mjeri ispunjeni uvjeti $R_{ul} \gg R_G$ i $R_{iz} \ll R_p$.

Strujno pojačanje realnoga naponskog pojačala A_I definirano je omjerom izlazne i ulazne struje i prema slici 1.6. iznosi

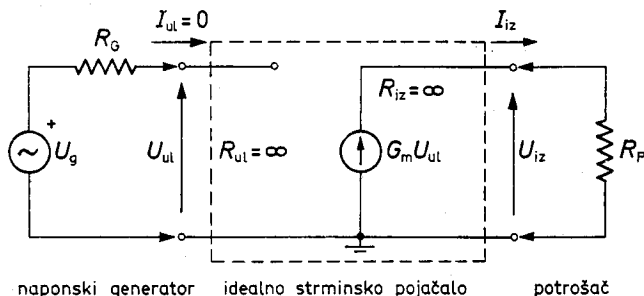
$$A_I = \frac{I_{iz}}{I_{ul}} = \frac{U_{iz}}{U_{ul}} \cdot \frac{R_{ul}}{R_p} = A_v \frac{R_{ul}}{R_p}. \quad (1.21)$$

Pojačanje snage realnoga naponskog pojačala iznosi

$$G = \frac{P_{iz}}{P_{ul}} = \frac{U_{iz} I_{iz}}{U_{ul} I_{ul}} = A_v A_I \quad (1.22)$$

1.4. Strminsko pojačalo

Pojačala definirana u dijelu 1.2. i 1.3. imaju jednu zajedničku karakteristiku. U oba slučaja ista električna veličina predstavlja ulazni i izlazni signal. Kod strujnog pojačala ta veličina je struja, kod naponskog pojačala napon. U prvom slučaju je prijenosna ili transferna funkcija, definirana omjerom izlazne i ulazne veličine, identična strujnom pojačanju, a u drugom slučaju naponskom pojačanju. Navedenim tipovima pojačala nisu međutim obuhvaćeni svi mogući slučajevi. U određenim vrstama pojačala ulazni naponski signal generira izlazni strujni signal, te prijenosnu funkciju čini omjer izlazne struje i ulaznog napona. Ova vrsta pojačala zove se strminsko pojačalo jer promjena ulaznog napona izaziva promjenu izlazne struje, što je moguće opisati uvođenjem pojma strmine (npr. kod unipolarnih tranzistora). Idealno strminsko pojačalo definirano je mrežom na slici 1.7.



Slika 1.7. Idealno strminsko pojačalo

Na ulaz pojačala dovodi se naponski signal U_{ul} iz naponskoga generatora elektromotorne sile U_g . Budući da je ulazni otpor pojačala beskonačno velik, ulazni napon U_{ul} jednak je elektromotornoj sili U_g . U izlaznom se krugu nalazi idealni zavisni strujni izvor koji priključenom potrošaču otpora R_p daje struju

$$I_{iz} = G_m U_{ul} = G_m U_g \neq f(R_p), \quad (1.23)$$

dakle struju neovisnu o otporu priključenog potrošača. Faktor proporcionalnosti G_m je strmina pojačala, dakle veličina koja se izražava omjerom struje i napona, najčešće u mA/V. Kod idealnoga strminskog pojačala ta veličina je konstanta neovisna o otporu potrošača i frekvenciji signala.

Napon na potrošaču priključenom na izlaz strminskog pojačala iznosi prema slici 1.7. i relaciji 1.23.

$$U_{iz} = I_{iz} R_p = G_m U_{ul} R_p = G_m U_g R_p = f(R_p). \quad (1.24)$$

Idealno strminsko pojačalo ima dakle naponsko pojačanje

$$A_v = \frac{U_{iz}}{U_{ul}} = G_m R_p = f(R_p). \quad (1.25)$$

Snaga predana potrošaču je

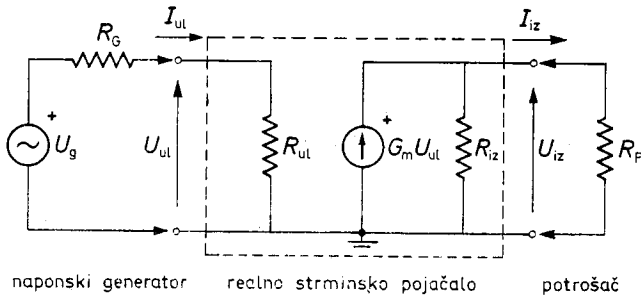
$$P_{iz} = U_{iz} I_{iz} = (G_m U_{ul})^2 R_p = f(R_p). \quad (1.26)$$

Za razliku od idealnoga strminskog pojačala, realno strminsko pojačalo ima konačan ulazni otpor R_{ul} i konačan izlazni otpor R_{iz} (sl. 1.8). Iz ulaznog kruga slijedi

$$U_{ul} = U_g \frac{R_{ul}}{R_{ul} + R_G} < U_g, \quad (1.27)$$

a iz izlaznoga

$$I_{iz} = G_m \frac{R_{iz}}{R_{iz} + R_p} U_{ul} = f(R_p). \quad (1.28)$$



Slika 1.8. Realno strminsko pojačalo

Strmina realnog pojačala je po definiciji omjer izlazne struje i ulaznog napona:

$$G_M = \frac{I_{iz}}{U_{ul}} = G_m \frac{R_{iz}}{R_{iz} + R_p} = f(R_p). \quad (1.29)$$

Kada su izlazne stezaljke kratko spojene ($R_p = 0$), tada je prema relaciji 1.29. strmina $G_M = G_m$, te se na taj način može odrediti G_m . Relacija 1.29. pokazuje da strmina realnoga strminskog pojačala ovisi o otporu priključenog potrošača, što pojačalo čini neidealnim.

Ako se strmina definira u odnosu na elektromotornu silu U_g priključenoga generatora na ulazu, tada je prema relacijama 1.27. i 1.28.

$$G_{Mg} = \frac{I_{iz}}{U_g} = \frac{I_{iz}}{U_{ul}} \cdot \frac{U_{ul}}{U_g} = G_m \frac{R_{iz}}{R_{iz} + R_p} \cdot \frac{R_{ul}}{R_{ul} + R_G}. \quad (1.30)$$

Kod idealnoga strminskog pojačala je prema relaciji 1.23.

$$G_{Mg} = \frac{I_{iz}}{U_g} = \frac{I_{iz}}{U_{ul}} = G_m. \quad (1.31)$$

Usporedbom relacija 1.30. i 1.31. može se zaključiti da će se realno strminsko pojačalo tim više približavati idealnome što su u većoj mjeri ispunjeni uvjeti $R_{ul} \ll R_G$ i $R_{iz} \gg R_p$.

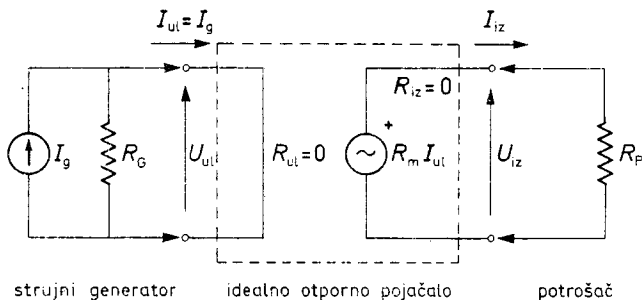
Naponsko pojačanje realnoga strminskog pojačala iznosi prema slici 1.8. i relaciji 1.29.

$$A_v = \frac{U_{iz}}{U_{ul}} = G_M R_p. \quad (1.32)$$

1.5. Otporno pojačalo

Idealno otporno pojačalo definirano je mrežom na slici 1.9. Na ulaz pojačala dovodi se strujni signal iz strujnoga generatora. Budući da je ulazni otpor pojačala jednak nuli, ulazna struja pojačala I_{ul} jednaka je struji generatora I_g . U izlaznom se krugu nalazi idealni zavisni naponski izvor s elektromotornom silom diktiranom ulaznom strujom, te izlazni napon predan potrošaču otpora R_p iznosi

$$U_{iz} = R_m U_{ul} = R_m I_g \neq f(R_p). \quad (1.33)$$



Slika 1.9. Idealno otporno pojačalo

Faktor proporcionalnosti R_m je prijenosni otpor, dakle veličina koja se izražava u Ω . Kod idealnoga otpornog pojačala ta veličina je konstanta neovisna o otporu priključenog potrošača i frekvenciji signala.

Izlazna struja predana potrošaču iznosi

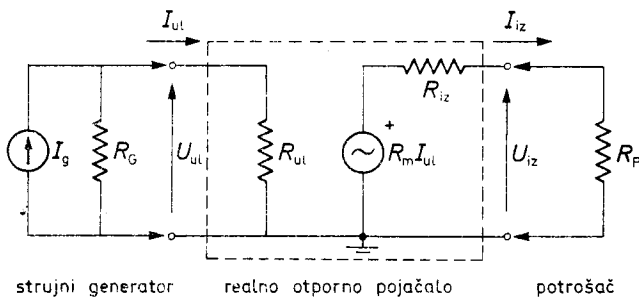
$$I_{iz} = \frac{U_{iz}}{R_p} = \frac{R_m}{R_p} I_{ul}, \quad (1.34)$$

dok je strujno pojačanje

$$A_I = \frac{I_{iz}}{I_{ul}} = \frac{R_m}{R_p} = f(R_p). \quad (1.35)$$

Snaga predana potrošaču je

$$P_{iz} = U_{iz} I_{iz} = \frac{(R_m I_{ul})^2}{R_p}. \quad (1.36)$$



Slika 1.10. Realno otporno pojačalo

Za razliku od idealnoga, realno otporno pojačalo ima konačan ulazni i konačan izlazni otpor (sl. 1.10). Zbog konačnoga ulaznog otpora ulazna struja pojačala manja je nego kod idealnoga otpornog pojačala i prema slici 1.10. iznosi

$$I_{ul} = I_g \frac{R_G}{R_G + R_{ul}} < I_g. \quad (1.37)$$

Konačan izlazni otpor smanjuje napon predan potrošaču. Prema slici 1.10. taj napon iznosi

$$U_{iz} = R_m \frac{R_p}{R_{iz} + R_p} \cdot I_{ul} = f(R_p). \quad (1.38)$$

Prijenosni otpor realnoga otpornog pojačala je po definiciji

$$R_M = \frac{U_{iz}}{I_{ul}} = R_m \frac{R_p}{R_{iz} + R_p} = f(R_p). \quad (1.39)$$

Kada su izlazne stezaljke otvorene ($R_p = \infty$), tada je $R_M = R_m$, te se na taj način može odrediti veličina R_m za realno otporno pojačalo. Relacija 1.39. jasno pokazuje da kod realnoga otpornog pojačala prijenosni otpor ovisi o otporu priključenog potrošača, što pojačalo čini neidealnim.

Ako se prijenosni otpor definira u odnosu na struju I_g , tada je prema relacijama 1.37. i 1.39.

$$R_{Mg} = \frac{U_{iz}}{I_g} = R_m \frac{R_p}{R_{iz} + R_p} \cdot \frac{R_G}{R_{ul} + R_G}. \quad (1.40)$$

Kod idealnoga otpornog pojačala je prema relaciji 1.33.

$$R_{Mg} = \frac{U_{iz}}{I_g} = \frac{U_{iz}}{I_{ul}} = R_m. \quad (1.41)$$

Usporedbom relacija 1.40. i 1.41. može se zaključiti da će se realno otporno pojačalo to više približavati idealnome što su u većoj mjeri ispunjeni uvjeti $R_{iz} \ll R_p$ i $R_{ul} \ll R_G$.

Izlazna struja predana potrošaču je

$$I_{iz} = \frac{U_{iz}}{R_p} = \frac{R_M}{R_p} \cdot I_{ul} \quad (1.42)$$

te strujno pojačanje iznosi

$$A_I = \frac{I_{iz}}{I_{ul}} = \frac{R_M}{R_p}. \quad (1.43)$$

Za naponsko pojačanje dobiva se

$$A_V = \frac{U_{iz}}{U_{ul}} = \frac{R_M}{R_{ul}}. \quad (1.44)$$

1.6. Računanje pojačanja u decibelima

Pojačanje snage definirano je omjerom snage izmjeničnog signala predanog potrošaču i snage signala predanog ulaznom krugu pojačala:

$$G = \frac{P_{iz}}{P_{ul}}. \quad (1.45)$$

U praksi se pojačanje snage obično izražava u decibelima, kraće dB, na sljedeći način:

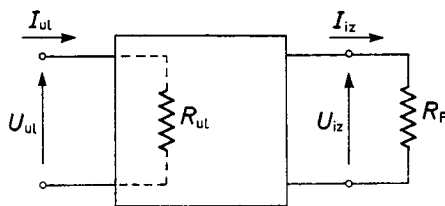
$$G = 10 \log \frac{P_{iz}}{P_{ul}} \quad \text{dB.} \quad (1.46)$$

Kada je npr. $P_{ul} = 1 \text{ mW}$ i $P_{iz} = 1 \text{ W}$, tada je pojačanje snage izraženo prostim omjerom izlazne i ulazne snage jednako 1 000, dok u decibelima iznosi 30. Ako se prema slici 1.11. snaga P_{iz} i P_{ul} izrazi pomoću odgovarajućih napona dobiva se

$$P_{iz} = \frac{U_{iz}^2}{R_p}, \quad P_{ul} = \frac{U_{ul}^2}{R_{ul}}, \quad (1.47)$$

odnosno

$$G = 20 \log \frac{U_{iz}}{U_{ul}} + 10 \log \frac{R_{ul}}{R_p} \quad \text{dB.} \quad (1.48)$$



Slika 1.11. Uz određivanje decibela

Ako je ispunjen uvjet $R_{ul} = R_p$, tada i samo tada pojačanje snage u decibelima može se izraziti relacijom

$$G = 20 \log \frac{U_{iz}}{U_{ul}} \quad \text{dB.} \quad (1.49)$$

Analogno je moguće pisati

$$P_{iz} = I_{iz}^2 R_p, \quad P_{ul} = I_{ul}^2 R_{ul} \quad (1.50)$$

te je

$$G = 20 \log \frac{I_{iz}}{I_{ul}} + 10 \log \frac{R_p}{R_{ul}} \quad \text{dB.} \quad (1.51)$$

Ako je $R_p = R_{ul}$, tada je

$$G = 20 \log \frac{I_{iz}}{I_{ul}} \quad \text{dB.} \quad (1.52)$$

Pojačanje napona i struje također se često izražava u decibelima. Za pojačanje napona vrijedi relacija

$$A_v = 20 \log \frac{U_{iz}}{U_{ul}} \quad \text{dB,} \quad (1.53)$$

a za pojačanje struje

$$A_I = 20 \log \frac{I_{iz}}{I_{ul}} \quad \text{dB.} \quad (1.54)$$

Ako je $R_{ul} = R_p$ tada je pojačanje snage izraženo u decibelima jednako pojačanju napona i struje u decibelima. U svim ostalim slučajevima ta se pojačanja razlikuju.

Zbog frekvencije ovisnosti karakteristika tranzistora i zbog djelovanja reaktivnih pasivnih komponenata u sklopu, pojačanja sklopova ovise o frekvenciji signala. Kada se pojačanja izraze u decibelima, a frekvencije signala prikažu u logaritamskom mjerilu, tada karakteristike koje grafički prikazuju ovisnost pojačanja o frekvenciji imaju vrlo jednostavan oblik. To je jedan od glavnih razloga izražavanja pojačanja u decibelima.

2. Utjecaj nelinearnih karakteristika komponenata na rad elektroničkih sklopova

2.1. Uvod

Elektroničke komponente, kao što su diode i tranzistori, nelinearne su komponente. Utjecaj nelinearnosti električkih karakteristika elektroničkih komponenata na rad elektroničkih sklopova razmatrat će se u ovom i u sljedećim poglavljima. Osnovni postupci u analizi elektroničkih sklopova mogu se dobro objasniti na sasvim jednostavnim sklopovima s nelinearnim dvopolima. Kao primjer tipičnoga nelinearnog dvopola poslužit će u ovom poglavlju pn-dioda. Karakteristika pn-diode može se u statičkim uvjetima rada dobro opisati poznatom Shockleyevom diodnom jednačinom

$$I_D = I_S \left(\exp \frac{U_D}{mU_T} - 1 \right), \quad (2.1)$$

gdje je

I_D ... struja kroz diodu

U_D ... napon na diodi

I_S ... reverzna struja zasićenja

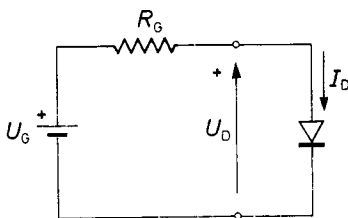
U_T ... naponski ekvivalent temperature jednak kT/q , gdje je k Boltzmannova konstanta, T temperatura u K i q naboj elektrona

m ... koeficijent ovisan o iznosu struje kroz diodu; kod silicijevih pn-dioda kod malih i velikih struja $m=2$, a kod srednjih struja $m=1$.

Relacija 2.1. dobro opisuje $I-U$ karakteristiku realnih pn-dioda, a također i ulazne karakteristike bipolarnih tranzistora, posebno kada se može zanemariti utjecaj Earlyeva efekta na ulazne karakteristike. Zato će navedena relacija u ovom poglavlju biti primijenjena kao karakteristika tipičnoga nelinearnog dvopola.

2.2. Radni pravac i statička radna točka

Na slici 2.1. prikazan je strujni krug sastavljen od izvora istosmjerne elektromotorne sile U_G unutrašnjeg otpora R_G i nelinearne komponente, pn-diode.



Slika 2.1. Strujni krug s pn-diodom i s istosmjernim naponskim izvorom

Pod pretpostavkom da su veličine U_G i R_G poznate, treba, uz zadanu karakteristiku nelinearne komponente, odrediti istosmjerni napon U_D i istosmjernu struju I_D . Veličine U_D i I_D određene su prema slici 2.1. jednadžbama

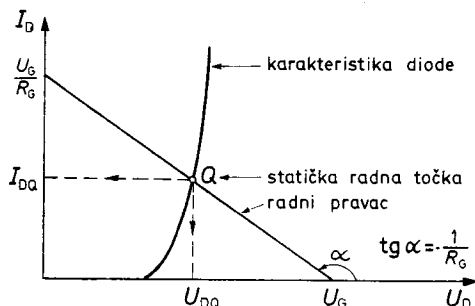
$$U_G = I_D R_G + U_D, \quad (2.2)$$

$$I_D = f(U_D). \quad (2.3)$$

Rješenjem sistema koji čine jednadžbe 2.2. i 2.3. dobiva se napon U_D i struja I_D . Da se dobije navedeno rješenje treba poznavati ovisnost $I_D = f(U_D)$ za zadani nelinearni dvopol. U praksi ta ovisnost obično nije poznata u analitičkom obliku. Ako je ipak poznata, u većini slučajeva je takva da sistem kojeg čine jednadžbe 2.2. i 2.3. nije moguće analitički eksplicitno riješiti. Ako se npr. pretpostavi da je ovisnost 2.3. određena jednadžbom 2.1, tada iz 2.1, 2.2. i 2.3. slijedi

$$U_G = I_S R_G \left(\exp \frac{U_D}{m U_T} - 1 \right) + U_D. \quad (2.4)$$

Jednadžba 2.4. nije eksplicitno rješiva po U_D , pa zadani problem nije moguće u ovom slučaju riješiti analitički. Zato se problem mora riješiti na neki drugi način. U praksi je redovito dostupna $I-U$ karakteristika nelinearne komponente, dobivene mjerenjem i prikazana grafički. U tom slučaju jednadžbu 2.3. treba prikazati grafički u I_D-U_D pravokutnom koordinatnom sustavu (sl. 2.2.). U isti koordinatni sustav treba ucrtati i pravac određen jednadžbom 2.2. Odsječak tog



Slika 2.2. Grafičko određivanje statičke radne točke nelinearnog elementa

pravca na apscisi je U_G , odsječak na ordinati U_G/R_G , a nagib prema apscisi $\text{tg } \alpha = -1/R_G$. Točka presjeka označena je sa Q , radni napon diode sa U_{DQ} , a struja kroz diodu sa I_{DQ} . Točka Q zove se **radna točka**, a pravac određen jednadžbom 2.2. **radni pravac**. Budući da su veličine U_{DQ} i I_{DQ} istosmjerne veličine, radna točka se još zove i **statička radna točka**.

2.3. Rad u režimu malih signala, princip superpozicije

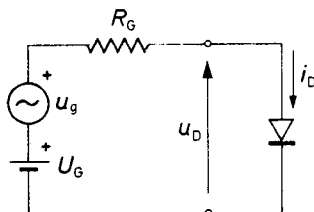
Što se događa kada se u strujni krug na slici 2.1. uključi još i izvor izmjeničnoga sinusoidnog napona elektromotorne sile u_g (sl. 2.3)? Trenutna totalna vrijednost napona na diodi je u_D , a trenutna totalna vrijednost struje kroz diodu je i_D . Zasada još ništa nije moguće reći o valnim oblicima napona u_D i struje i_D , međutim te valne oblike možemo u općem slučaju odrediti grafički. Pod pretpostavkom da je frekvencija napona u_g dovoljno niska, tako da ne dolaze do izražaja kapacitivni efekti vezani uz promjenu akumuliranog naboja minoritetnih nosilaca

na p i n strani diode, moguće je prostornu i vremensku raspodjelu tih nosilaca prikazati nizom uzastopnih statičkih stanja, što znači da se i u tim dinamičkim uvjetima rada može koristiti statička $I-U$ karakteristika diode.

Iz slike 2.3. slijede relacije

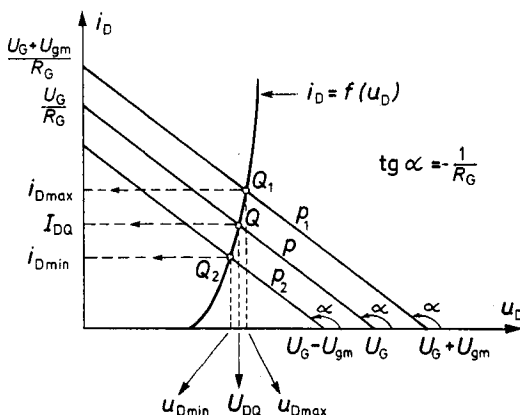
$$u_g + U_G = i_D R_G + u_D, \quad (2.5)$$

$$i_D = f(u_D). \quad (2.6)$$



Slika 2.3. Strujni krug s pn-diodom i s istosmjernim i izmjeničnim naponskim izvorom

Karakteristika diode određena relacijom 2.6. grafički je prikazana na slici 2.4. u i_D-u_D pravokutnom koordinatnom sustavu. Relacija 2.5. je jednadžba radnog pravca. Odsječak tog pravca na apscisi je $u_g + U_G$, odsječak na ordinati je $(u_g + U_G)/R_G$, dok je nagib pravca prema apscisi $\tan \alpha = -1/R_G$. Ako je napon u_g funkcija vremena određena zakonom $u_g = U_{gm} \sin \omega t$, odsječci radnog pravca na koordinatnim osima varirat će s vremenom u ritmu napona u_g , dok će nagib radnog pravca u svakom trenutku biti isti, budući da ga određuje samo otpor R_G . Na slici 2.4. prikazan je položaj radnog pravca u tri karakteristična trenutka: u tre-



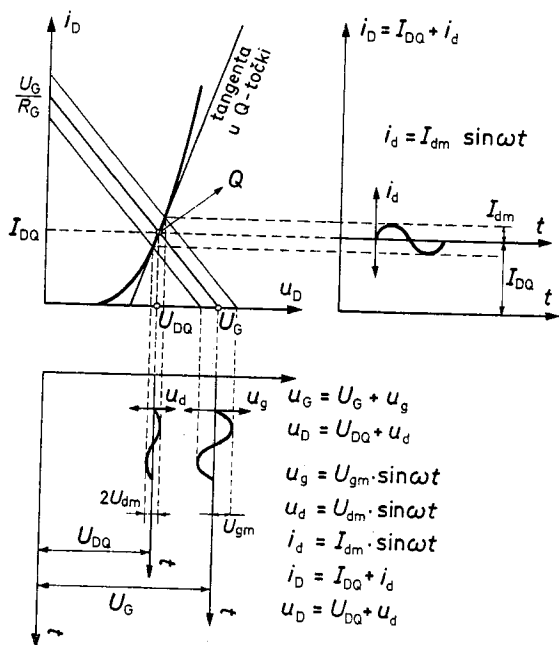
Slika 2.4. Hod radne točke u dinamičkim uvjetima

nutku kada je $u_g = 0$ (pravac p), u trenutku kada je $u_g = U_{gm}$ (pravac p_1) i u trenutku kada je $u_g = -U_{gm}$ (pravac p_2). Pravac p odgovara radnom pravcu na slici 2.2. u statičkim uvjetima, a radna točka statičkoj radnoj točki Q na istoj slici. U bilo kojem trenutku kada je $-U_{gm} < u_g < U_{gm}$ radni pravac na slici 2.4. nalazi se između graničnih radnih pravaca p_1 i p_2 . Točke presjeka Q_1 i Q_2 pravaca p_1 i p_2 s karakteristikom diode određuju radne točke diode u odgovarajućim trenucima, dakle maksimalne i minimalne trenutke totalne vrijednosti struje i_D i napona u_D na diodi i_{Dmax} i u_{Dmax} , odnosno i_{Dmin} i u_{Dmin} .

Grafički postupak za određivanje valnih oblika napona u_D i struje i_D prikazan je na slici 2.5. Ako se pretpostavi da je amplituda napona u_g dovoljno mala, tada će i pomak radne točke pri dolasku napona u_g biti dovoljno mali, pa se $i_D = f(u_D)$ karakteristika diode u okolini statičke radne točke može dovoljno točno aproksimirati tangentom na karakteristiku diode u toj točki. U tom slučaju sinusoidni napon u_g kružne frekvencije ω generira sinusoidnu struju i_d i sinusoidni napon u_d iste frekvencije, te se totalne trenutne vrijednosti napona u_D i struje i_D mogu prikazati u obliku

$$u_D = U_{DQ} + u_d = U_{DQ} + U_{dm} \sin \omega t, \quad (2.7)$$

$$i_D = I_{DQ} + i_d = I_{DQ} + I_{dm} \sin \omega t, \quad (2.8)$$



Slika 2.5. Grafički postupak za određivanje valnih oblika napona i struje za strujni krug na slici 2.3.

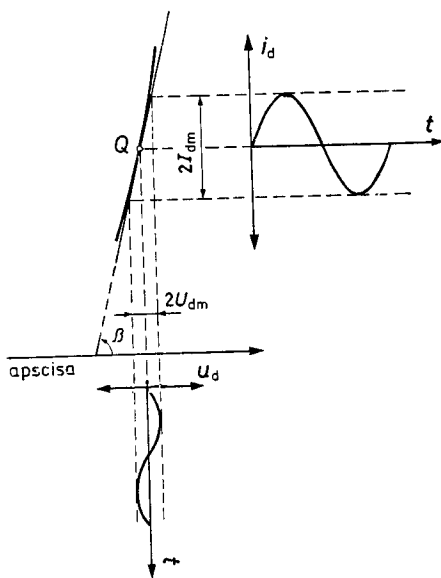
gdje su U_{dm} i I_{dm} amplitude izmjeničnog napona i struje. Veličine U_{dm} i I_{dm} nisu međusobno nezavisne. Na slici 2.6. je područje oko statičke radne točke prikazano uvećano. Kut β pod kojim tangenta na karakteristiku diode u statičkoj radnoj točki siječe apscisu određen je relacijom

$$\operatorname{ctg} \beta = \frac{2U_{dm}}{I_{dm}} = \frac{U_{dm}}{I_{dm}} = \frac{U_{dm} \sin \omega t}{I_{dm} \sin \omega t} = \frac{u_d}{i_d} \bigg|_Q = \frac{du_D}{di_D} \bigg|_Q = r_d, \quad (2.9)$$

gdje je r_d dinamički otpor diode u zadanoj statičkoj radnoj točki. Pomoću relacije 2.9. mogu se relacije 2.7. i 2.8. pisati u obliku

$$u_D = U_{DQ} + U_{dm} \sin \omega t = U_{DQ} + u_d, \quad (2.10)$$

$$i_D = I_{DQ} + I_{dm} \sin \omega t = I_{DQ} + \frac{U_{dm}}{r_d} \sin \omega t = I_{DQ} + \frac{u_d}{r_d}. \quad (2.11)$$

Slika 2.6. Veza između veličina u_d , i_d i r_d

U kojim uvjetima će se moći zanemariti nelinearnost karakteristike diode u okolini statičke radne točke, odnosno kada će sinusoidni napon na diodi generirati sinusoidnu struju kroz diodu? Odgovor na to pitanje daje relacija 2.1. izražena za trenutne totalne vrijednosti napona u_D i struje i_D :

$$i_D = I_S \left(\exp \frac{u_D}{mU_T} - 1 \right). \quad (2.12)$$

Ako se na diodu dovede napon u_D određen izrazom 2.7, struja i_D kroz diodu će prema relaciji 2.12. iznositi

$$i_D = I_S \left(\exp \frac{U_{DQ} + u_d}{mU_T} - 1 \right) = I_S \left(\exp \frac{U_{DQ}}{mU_T} \cdot \exp \frac{u_d}{mU_T} - 1 \right). \quad (2.13)$$

Uz pretpostavku da je ispunjen uvjet

$$\frac{u_d}{mU_T} \ll 1, \quad (2.14)$$

može se pisati

$$\exp \frac{u_d}{mU_T} \approx 1 + \frac{u_d}{mU_T}$$

te relacija 2.13. glasi

$$i_D \approx I_S \left[\left(\exp \frac{U_{DQ}}{mU_T} \right) \left(1 + \frac{u_d}{mU_T} \right) - 1 \right]. \quad (2.15)$$

Kada je $u_d = 0$ tada je $U_D = U_{DQ}$ i $i_D = I_{DQ}$, odnosno

$$I_{DQ} = I_S \left(\exp \frac{U_{DQ}}{mU_T} - 1 \right). \quad (2.16)$$

Iz relacija 2.15. i 2.16. nakon kraćeg računanja slijedi

$$i_D \approx I_{DQ} + \frac{u_d}{\frac{mU_T}{I_{DQ} + I_S}}. \quad (2.17)$$

Deriviranjem struje i_D po naponu u_D u statičkoj radnoj točki dobiva se pomoću relacije 2.12. dinamička vodljivost diode u toj točki:

$$g_d = \frac{1}{r_d} = \left. \frac{di_D}{du_D} \right|_Q = I_S \left(\exp \frac{u_d}{mU_T} \right) \cdot \frac{1}{mU_T} \Big|_Q = \frac{i_D + I_S}{mU_T} \Big|_Q = \frac{I_{DQ} + I_S}{mU_T}. \quad (2.18)$$

Iz relacija 2.17. i 2.18. slijedi

$$i_D = I_{DQ} + \frac{u_d}{r_d}. \quad (2.19)$$

Relacija 2.19, dobivena analitičkim postupkom, identična je relaciji 2.11. dobivenoj na bazi grafičkog postupka. Opisani režim rada nelinearnog dvopola, u ovom slučaju pn-diode, zove se **režim malih signala** ili **linearni režim rada**. Termini mali signal i linearni režim odnose se ovdje samo na izmjenične komponente napona i struje, jer samo između tih komponenata postoji linearni odnos određen relacijom 2.9. koji za svaku statičku radnu točku Q možemo pisati u obliku

$$i_d = \frac{u_d}{r_d}. \quad (2.20)$$

Kod istosmjernih komponenata napona i struje prema relaciji 2.16. ne postoji linearni odnos, te je za te komponente dioda nelinearni dvopol.

Da bi pn-dioda radila u režimu malih signala treba biti ispunjen uvjet iz relacije 2.14. Budući da je $u_d = U_{dm} \sin \omega t$ uvjet 2.14. bit će ispunjen kada je amplituda izmjeničnog napona na diodi

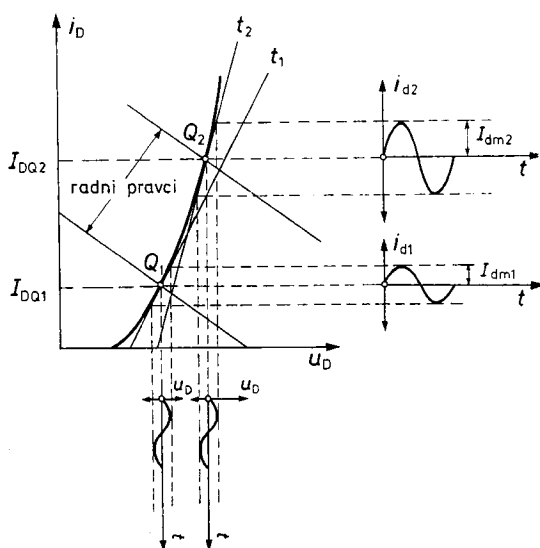
$$U_{dm} \ll mU_T. \quad (2.21)$$

Budući da je kod silicijeve pn-diode $1 \leq m \leq 2$ i da je na sobnoj temperaturi $U_T = 25 \text{ mV}$, uvjet za rad diode u režimu malih signala može se izraziti numerički:

$$U_{dm} \ll (25 - 50) \text{ mV}.$$

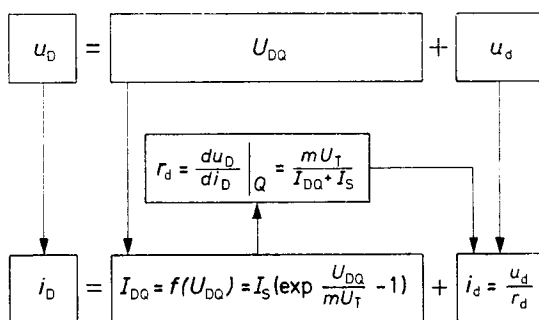
Ovdje je važno uočiti da će pn-dioda raditi u režimu malih signala uvijek kada je ispunjen uvjet 2.21, neovisno o položaju statičke radne točke u prvom kvadrantu.

Otpor diode za mali signal r_d određuje prema relaciji 2.20. izmjeničnu struju i_d kod zadanoga izmjeničnog napona u_d . Otpor r_d nije međutim konstantan, već prema relaciji 2.18. ovisi o istosmjernoj struji I_{DQ} u statičkoj radnoj točki, dakle o položaju statičke radne točke. S porastom struje I_{DQ} otpor r_d opada i kod zadane trenutne vrijednosti napona u_d struja i_d raste. To je grafički prikazano na slici 2.7. Napon u_d iste amplitude doveden je na diodu u dvije različite statičke radne točke Q_1 i Q_2 . U obje statičke radne točke povučene su tangente na karakteristiku diode. Budući da je tangenta t_2 povučena u točki Q_2 strmija od tangente t_1 povučene u točki Q_1 , otpor r_d je u točki Q_2 manji nego u točki Q_1 , te je amplituda struje i_{d2} veća od amplitude struje i_{d1} .



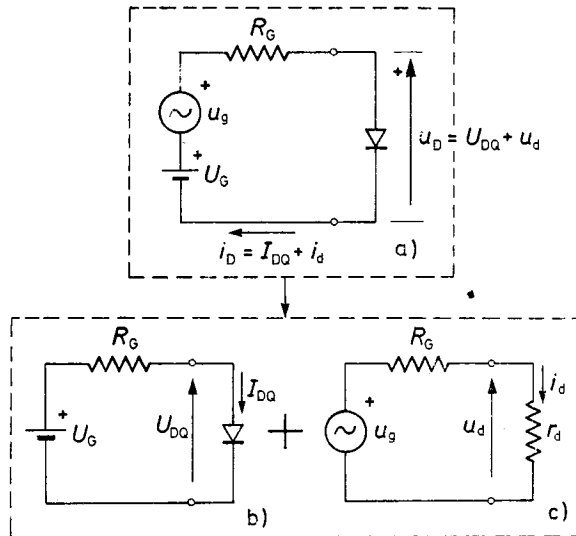
Slika 2.7. Utjecaj položaja statičke radne točke na iznos amplitude izmjenične struje uz istu amplitudu izmjeničnog napona

Na temelju iznesenih činjenica postupak analize rada nelinearne komponente, u ovom slučaju pn-diode, u režimu malih signala može se opisati slikom 2.8. Istosmjerna struja I_{DQ} u statičkoj radnoj točki određena je istosmjernim naponom U_{DQ} i statičkom karakteristikom diode. Amplituda izmjenične komponente napona na diodi ne utječe na položaj statičke radne točke. Kada je određena statička radna točka može se, bilo analitički bilo grafički, odrediti dinamički otpor r_d u toj točki. Iz poznatog otpora r_d i napona u_d određuje se izmjenična komponenta struje i_d .



Slika 2.8. Ilustracija postupka analize rada nelinearne komponente u režimu malih signala na primjeru pn-diode

U režimu malih signala elektronički sklopovi, dakle električne mreže koje sadrže nelinearne komponente, mogu se analizirati koristeći princip superpozicije. Taj princip je sadržan u relacijama 2.10. i 2.11. U skladu s tim principom nelinearni strujni krug na slici 2.3., ponovno prikazan na slici 2.9a, može se rastaviti na dva strujna kruga na slici 2.9b i 2.9c. Krug na slici 2.9b uključuje samo istosmjerne veličine, te određuje statičku radnu točku. Kada je poznata statička radna



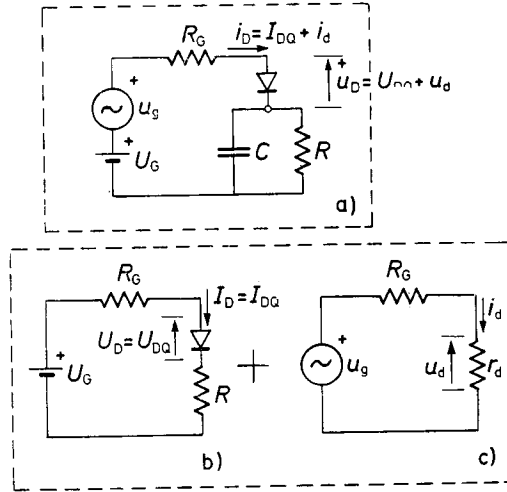
Slika 2.9. Ilustracija primjene principa superpozicije u analizi rada nelinearnih komponenata u režimu malih signala: a) analizirani strujni krug, b) strujni krug za analizu statičkih uvjeta rada, c) strujni krug za analizu dinamičkih uvjeta rada

točka, može se odrediti dinamički otpor diode r_d . Krug na slici 2.9c uključuje samo izmjenične veličine u_d i i_d , pri čemu je dioda zamijenjena otpornikom otpora r_d . Statičke i dinamičke veličine određuju se dakle nezavisno, ali pritom mora biti ispunjen uvjet 2.14, odnosno 2.21. Pored toga otpor r_d mora biti određen u zadanoj statičkoj radnoj točki i svaka promjena statičke radne točke mijenja otpor r_d . Zato dinamičkoj analizi sklopa mora prethoditi analiza statičkih uvjeta.

Iako je analiza rada u režimu malih signala ovdje izvršena na primjeru sasvim jednostavnog sklopa na slici 2.3., izvedeni zaključci vrijede općenito i primjenjivi su i na kompliciranije sklopove, kao što će biti pokazano u idućim poglavljima. Pritom uvijek treba voditi računa o činjenici da moraju biti ispunjeni uvjeti za rad u režimu malih signala.

2.4. Dinamički radni pravac

Elektronički sklopovi, uz nelinearne elektroničke komponente, sadrže, u općem slučaju, i pasivne disipativne i reaktivne komponente. Na koji način reaktivne komponente djeluju na rad elektroničkih sklopova u režimu malih signala? Odgovor na to pitanje može dati sklop na slici 2.10a. Zahvaljujući principu superpozicije, koji vrijedi u režimu malih signala, dakle u linearnom režimu rada, sklop na slici 2.10a može se rastaviti u sklop na slici 2.10b i sklop na slici 2.10c. Pritom sklop na slici 2.10b određuje statičku radnu točku diode, a sklop na slici 2.10c izmjenični napon i struju diode. Budući da kondenzator C predstavlja beskonačno velik otpor za istosmjernu struju, on je na slici 2.10b ispušten. Pod pretpostavkom da je kapacitet kondenzatora C dovoljno velik, tako da na frekvenciji izmjeničnog signala kondenzator kratko spaja otpornik otpora R , može se paralelna RC kombinacija kratko spojiti u dinamičkim uvjetima, te prema slici 2.10c izmjenični signal osjeća samo otpor R_G i dinamički otpor diode r_d u statičkoj radnoj točki.

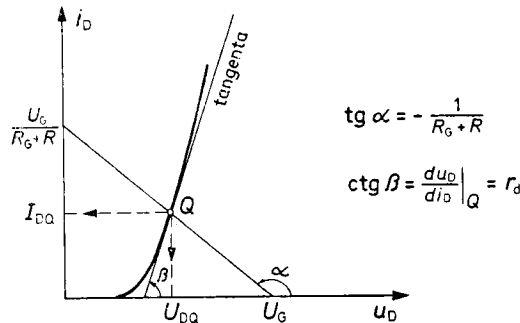


Slika 2.10. Ilustracija primjene principa superpozicije u analizi rada nelinearne mreže s reaktivnim komponentama: a) analizirani sklop, b) strujni krug za analizu statičkih uvjeta rada, c) strujni krug za analizu dinamičkih uvjeta rada

Iz slike 2.10b slijedi jednačba radnog pravca

$$U_G = I_D (R_G + R) + U_D. \quad (2.22)$$

Radni pravac prikazan je na slici 2.11.



Slika 2.11. Radni pravac za strujni krug na slici 2.10b

Odsječak radnog pravca na apscisi je prema relaciji 2.22. jednak U_G , a na ordinati $U_G/(R_G + R)$. Nagib radnog pravca prema apscisi je $\tan \alpha = -1/(R_G + R)$. Na istoj slici je ucrтана i karakteristika diode i označena statička radna točka Q s koordinatama U_{DQ} i I_{DQ} .

Iz slike 2.10c dobiva se za izmjenične komponente relacija

$$u_g = i_d R_G + u_d. \quad (2.23)$$

Budući da je

$$\begin{aligned} i_d &= i_D - I_{DQ}, \\ u_d &= u_D - U_{DQ}, \end{aligned}$$

relacija 2.23. može se pisati u obliku

$$u_g = (i_D - I_{DQ}) R_G + (u_D - U_{DQ}),$$

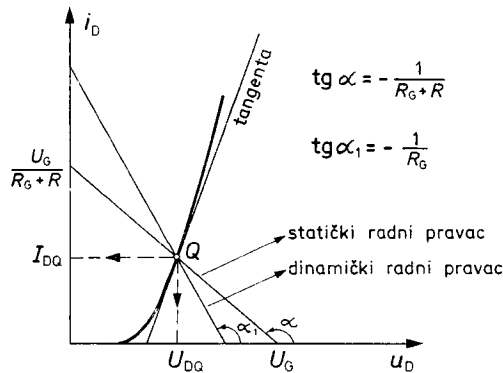
odnosno

$$i_D - I_{DQ} = \frac{u_g - (u_D - U_{DQ})}{R_G}. \quad (2.24)$$

Relacija 2.24. je jednadžba radnog pravca u dinamičkim uvjetima. Gdje je taj pravac lociran? Kada nema izmjeničnog signala tada je $u_g = 0$ i dioda se nalazi u statičkoj radnoj točki, te je $i_D = I_{DQ}$ i $u_D = U_{DQ}$. Radni pravac u dinamičkim uvjetima mora dakle prolaziti kroz statičku radnu točku. Da bi se ovaj radni pravac mogao ucrtati u $i_D - u_D$ koordinatni sustav treba poznavati još i njegov nagib. Po relaciji 2.24. nagib radnog pravca u dinamičkim uvjetima iznosi

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{\partial i_D}{\partial u_D} = -\frac{1}{R_G}. \quad (2.25)$$

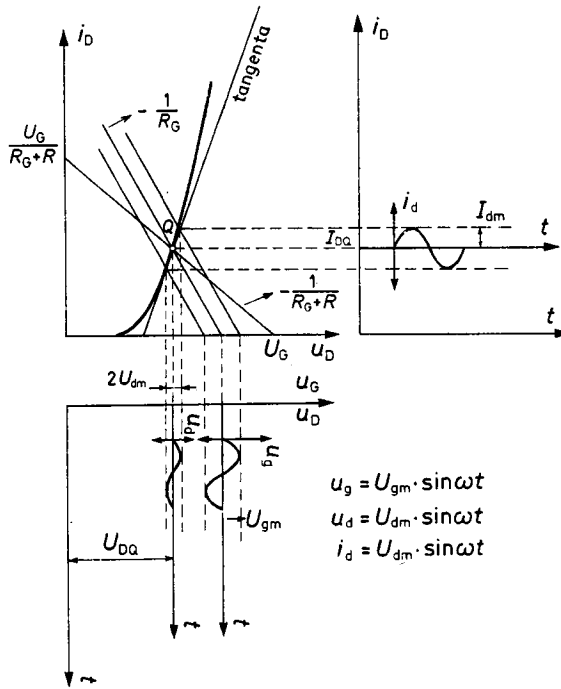
Na slici 2.12. ponovno je prikazan radni pravac i statička radna točka prema slici 2.11. Kroz statičku radnu točku provučen je radni pravac u dinamičkim uvjetima pod nagibom $\operatorname{tg} \alpha_1 = -1/R_G$. Budući da u ovom slučaju radni pravac nije isti



Slika 2.12. Statički i dinamički radni pravac

u statičkim i dinamičkim uvjetima, zvat ćemo radni pravac određen u statičkim uvjetima **statičkim radnim pravcem**, a radni pravac određen u dinamičkim uvjetima **dinamičkim radnim pravcem**. U analizi sklopa na slici 2.3. nismo se koristili terminima statički i dinamički radni pravac, već samo terminom radni pravac, jer u sklopu nisu postojale reaktivne komponente, pa je radni pravac u dinamičkim uvjetima bio identičan radnom pravcu u statičkim uvjetima. Kada sklop uz disipativne posjeduje još i reaktivne pasivne komponente, radni pravac u dinamičkim uvjetima razlikuje se od radnog pravca u statičkim uvjetima. Zato se u tom slučaju uvode pojmovi statičkoga i dinamičkog radnog pravca. Budući da otpori strujnih krugova u tom slučaju nisu isti u statičkim i dinamičkim uvjetima, dinamički se radni pravac razlikuje po nagibu od statičkoga. Pritom, budući da se radi o režimu malih signala, dolazak izmjeničnog signala ne mijenja položaj statičke radne točke.

Konstrukcija valnih oblika napona u_d i struje i_d za sklop na slici 2.10. prikazana je na slici 2.13, pri čemu je karakteristika diode u okolini statičke radne točke



Slika 2.13. Konstrukcija valnih oblika napona i struje za sklop na slici 2.10.

aproksimirana tangentom u toj točki. Struja i_d i napon u_d određeni na slici 2.13. grafičkim postupkom, mogu se izraziti i analitički pomoću kruga na slici 2.10c iz kojega slijedi uz $u_g = U_{gm} \sin \omega t$:

$$i_d = \frac{u_g}{R_G + r_d} = \frac{U_{gm}}{R_G + r_d} \cdot \sin \omega t, \quad (2.26)$$

$$u_d = i_d r_d = U_{gm} \frac{r_d}{R_G + r_d} \cdot \sin \omega t. \quad (2.27)$$

2.5. Rad u režimu velikih signala. Nelinearna izobličenja

Što se događa kada izmjenična komponenta napona na diodi ne ispunjava uvjet 2.14. koji definira rad diode u režimu malih signala? U tom slučaju će napon na diodi određen relacijom $u_D = U_{DQ} + u_d$ generirati struju i_D određenu relacijom 2.13. Razvojem člana $\exp(u_d/mU_T)$ u Maclaurinov red potencija relacija 2.13. dovodi se nakon kraćeg računanja u oblik

$$i_D = I_{DQ} + (I_{DQ} + I_S) (a_1 u_d + a_2 u_d^2 + a_3 u_d^3 + a_4 u_d^4 + \dots), \quad (2.28)$$

gdje je I_{DQ} struja diode u statičkoj radnoj točki prije dolaska izmjeničnog signala određena relacijom 2.16, dok su $a_1 \dots a_4$ koeficijenti određeni relacijama

$$a_1 = \frac{1}{mU_T}, \quad a_2 = \frac{1}{2m^2 U_T^2} = \frac{1}{2!} a_1^2, \quad a_3 = \frac{1}{6m^3 U_T^3} = \frac{1}{3!} a_1^3, \quad a_4 = \frac{1}{24m^4 U_T^4} = \frac{1}{4!} a_1^4. \quad (2.29)$$

Ako se u relaciju 2.28 uvrsti

$$u_d = U_{dm} \sin \omega t, \quad (2.30)$$

dobiva se

$$i_D = I_{DQ} + (I_{DQ} + I_S) (a_1 U_{dm} \sin \omega t + a_2 U_{dm}^2 \sin^2 \omega t + a_3 U_{dm}^3 \sin^3 \omega t + a_4 U_{dm}^4 \sin^4 \omega t + \dots). \quad (2.31)$$

Upotrebom trigonometrijskih relacija za potencije sinusnih funkcija relacija 2.31. može se prikazati u obliku

$$\begin{aligned} i_D = I_{DQ} + (I_{DQ} + I_S) & \left(\frac{1}{2} a_2 U_{dm}^2 + \frac{3}{8} a_4 U_{dm}^4 + \dots \right) + \\ & + (I_{DQ} + I_S) \left(a_1 U_{dm} + \frac{3}{4} a_3 U_{dm}^3 + \dots \right) \sin \omega t + \\ & + (I_{DQ} + I_S) \left(-\frac{1}{2} a_2 U_{dm}^2 - \frac{1}{2} a_4 U_{dm}^4 - \dots \right) \cos 2\omega t + \\ & + (I_{DQ} + I_S) \left(-\frac{1}{4} a_3 U_{dm}^3 - \dots \right) \sin 3\omega t + \\ & + (I_{DQ} + I_S) \left(\frac{1}{8} a_4 U_{dm}^4 + \dots \right) \cos 4\omega t + \dots \end{aligned} \quad (2.32)$$

Ako se uvedu oznake

$$\Delta I_{DQ} = (I_{DQ} + I_S) \left(\frac{1}{2} a_2 U_{dm}^2 + \frac{3}{8} a_4 U_{dm}^4 + \dots \right), \quad (2.33a)$$

$$I_{dm1} = (I_{DQ} + I_S) \left(a_1 U_{dm} + \frac{3}{4} a_3 U_{dm}^3 + \dots \right), \quad (2.33b)$$

$$I_{dm2} = (I_{DQ} + I_S) \left(-\frac{1}{2} a_2 U_{dm}^2 - \frac{1}{2} a_4 U_{dm}^4 - \dots \right), \quad (2.33c)$$

$$I_{dm3} = (I_{DQ} + I_S) \left(-\frac{1}{4} a_3 U_{dm}^3 - \dots \right), \quad (2.33d)$$

$$I_{dm4} = (I_{DQ} + I_S) \left(\frac{1}{8} a_4 U_{dm}^4 + \dots \right), \quad (2.33e)$$

relacija 2.32. može se pisati u obliku

$$\begin{aligned} i_D = I_{DQ} + \Delta I_{DQ} + I_{dm1} \sin \omega t - I_{dm2} \cos 2\omega t - \\ - I_{dm3} \sin 3\omega t + I_{dm4} \cos 4\omega t + \dots \end{aligned} \quad (2.34)$$

Relacija 2.34. vrijedi neovisno o iznosu amplitude U_{dm} izmjeničnog napona na diodi. Što je amplituda U_{dm} veća, bit će veće i strujne amplitude $I_{dm1} \dots I_{dm4}$. U tom slučaju dolazi do niza nelinearnih efekata:

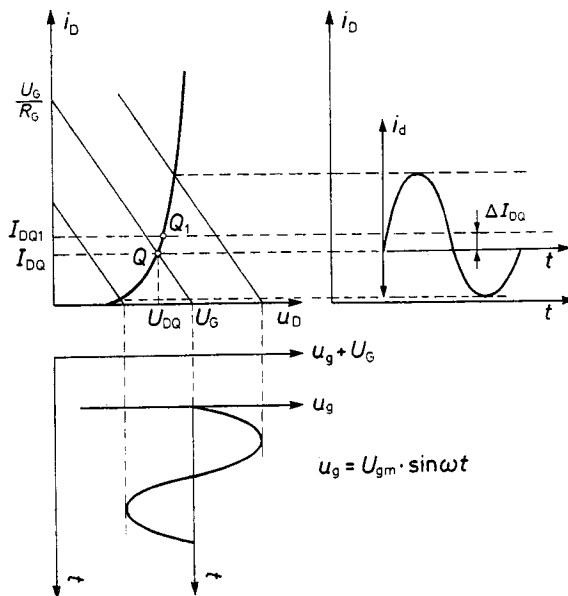
1. Napon $u_d = U_{dm} \sin \omega t$ doveden na diodu u zadanoj statičkoj radnoj točki određenoj naponom U_{DQ} izaziva prirast istosmjerne struje tako da ona raste s iznosa I_{DQ} na novi iznos

$$I_{DQ1} = I_{DQ} + \Delta I_{DQ}, \quad (2.35)$$

te pod djelovanjem izmjeničnog signala dolazi do pomaka radne točke. Radna točka u dinamičkim uvjetima dakle nije identična statičkoj radnoj točki. Pritom će prema relaciji 2.33a pomak radne točke ovisiti o amplitudi izmjeničnog napona U_{dm} . Većoj amplitudi U_{dm} odgovarat će i veći prirast istosmjerne struje ΔI_{DQ} . Samo ako je ispunjen uvjet 2.21. pomak radne točke može se zanemariti jer dioda radi u režimu malih signala. Kada taj uvjet nije ispunjen dioda radi u **režimu velikih signala**, te nelinearnost karakteristike diode dolazi do izražaja. Budući da je prema relaciji 2.33a prirast ΔI_{DQ} ovisan i o koeficijentima a_2 i a_4 , može se zaključiti da pomaku radne točke pri dolasku signala pridonose samo parne potencije u $i_D - u_D$ karakteristici diode. U redu potencija 2.28. diodna karakteristika je aproksimirana s četiri prva člana reda potencija. Kada se uzmu u obzir i potencije iznad četvrte, tada se u izrazu za ΔI_{DQ} pojavljuju i koeficijenti a_6 , a_8 , itd., koji pripadaju članovima reda s potencijama 6, 8, itd. Prema tome pomaku radne točke pri dolasku izmjeničnog signala pridonose članovi s parnim potencijama u redu potencija kojim se opisuje karakteristika diode.

2. Struja i_D sadrži prema relaciji 2.34. izmjenične komponente kružne frekvencije ω , 2ω , 3ω , 4ω , ..., dakle pored komponente osnovne frekvencije ω , koja pripada signalu u_d , još i komponente kojima su frekvencije cjelobrojni višekratnici osnovne frekvencije. Amplituda osnovnog harmonika I_{dm1} određena je prema relaciji 2.33b članovima reda 2.28. kojima pripadaju neparne potencije. Amplituda drugog harmonika I_{dm2} određena je prema relaciji 2.33c parnim članovima reda potencija 2.28. Amplituda trećeg harmonika I_{dm3} određena je prema relaciji 2.33d neparnim članovima reda potencija 2.28, počevši s trećim članom reda. Amplituda četvrtog harmonika I_{dm4} određena je parnim članovima reda potencija počevši od četvrtoga, itd.

Budući da pri radu diode u režimu velikih signala dolazi do pomaka radne točke pri dolasku izmjeničnog signala te da se u izrazu za struju pojavljuju kom-



Slika 2.14. Ilustracija rada pn-diode u režimu velikih signala

ponente s frekvencijama koje nisu sadržane u priključenom naponskom signalu, u režimu velikih signala nisu ispunjeni uvjeti linearnog rada, te ne vrijedi princip superpozicije u analizi sklopova.

Rad diode u režimu velikih signala ilustriran je na primjeru sklopa na slici 2.3. grafičkim postupkom prikazanim na slici 2.14. Istosmjerni napon U_G i otpor R_G određuju statički radni pravac i statičku radnu točku Q . Dolaskom sinusoidnog napona u_g velike amplitude U_{gm} dobiva se nesinusoidna struja kroz diodu, što rezultira u prirastu istosmjerne struje i pomaku radne točke iz Q u Q_1 .

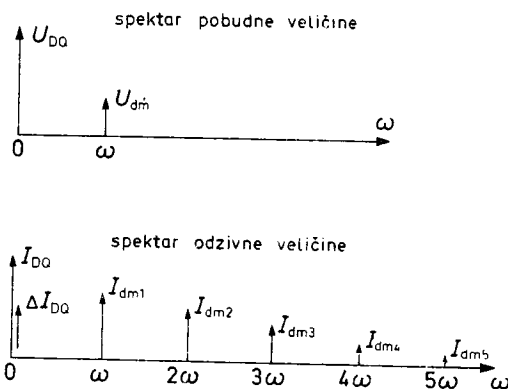
2.5.1. Nelinearna harmonička izobličenja

Iz dosadašnje analize slijedi da u režimu velikih signala sinusoidni napon izaziva nesinusoidnu struju, što je posljedica nelinearne $i-u$ karakteristike diode, odnosno nelinearne komponente općenito. Budući da sinusoidni napon izaziva nesinusoidnu struju, kažemo da je struja izobličena. Budući da je navedeno izobličenje posljedica nelinearne karakteristike elektroničke komponente, ova vrsta izobličenja zove se nelinearno izobličenje. Budući da se ova vrsta izobličenja odlikuje pojavom viših harmonika u struji diode, zove se još i harmoničko izobličenje, te se u ovom slučaju radi o **nelinearnom harmoničkom izobličenju**. Ovdje se radi o nelinearnim harmoničkim izobličenjima u struji diode, ali u općem slučaju takva će se izobličenja pojavljivati u odzivnim veličinama (naponima ili strujama) elektroničkih sklopova uz sinusoidnu pobudu, te su zaključci o izobličenjima, do kojih smo došli i do kojih ćemo ovdje doći, općeniti.

Za kvantitativno vrednovanje stupnja nelinearnih harmoničkih izobličenja može poslužiti relacija 2.34. koja je simbolički prikazana na slici 2.15. pomoću spektra pobudne i odzivne veličine. Postoje različito definirani faktori izobličenja od kojih se navode sljedeći:

1. Dioni faktor izobličenja n -te harmoničke komponente. Ovaj faktor izobličenja definira se kao omjer amplitude n -te harmoničke komponente i amplitude osnovne komponente:

$$D_n = \frac{I_{dmn}}{I_{dm1}}, \quad n=2, 3, 4, \dots \quad (2.36)$$



Slika 2.15. Spektar pobudne i odzivne veličine u prisustvu nelinearnih harmoničkih izobličenja

2. Faktor izobličenja. Definira se kao drugi korijen sume kvadrata dionih faktora izobličenja:

$$D = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + \dots} \quad (2.37)$$

Ako se pretpostavi da se karakteristika nelinearne komponente-diode može u konkretnom slučaju dovoljno točno aproksimirati s prva četiri člana u redu potencija, tada se pomoću relacija 2.29, 2.33, 2.36. i 2.37. za slučaj kada je $m=1$, $U_T=0,25$ mV (sobna temperatura) uz amplitudu izmjeničnog napona $U_{dm}=50$ mV dobivaju faktori izobličenja

$$\begin{aligned} D_2 &= \frac{I_{dm2}}{I_{dm1}} = \frac{4}{9} = 44,5 \%, & D_3 &= \frac{I_{dm3}}{I_{dm1}} = \frac{1}{9} = 11,1 \%, \\ D_4 &= \frac{I_{dm4}}{I_{dm1}} = \frac{1}{36} = 2,78 \%, & D &= \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2} = 46 \%. \end{aligned}$$

2.5.2. Nelinearna neharmonička izobličenja

Dosada su razmatrana nelinearna izobličenja izazvana nelinearnom karakteristikom diode kada je u statičku radnu točku doveden izmjenični signal kružne frekvencije ω . Postavlja se pitanje što se događa kada se u statičku radnu točku dovede signal sastavljen od dvije komponente različitih frekvencija ω_1 i ω_2 i različitih amplituda U_{dm1} i U_{dm2} :

$$u_d = U_{dm1} \sin \omega_1 t + U_{dm2} \sin \omega_2 t \quad (2.38)$$

U tom slučaju, uz pretpostavku da se karakteristika diode može dovoljno točno aproksimirati sprva dva člana reda potencija 2.28, struja diode i_D može se izraziti u obliku

$$\begin{aligned} i_D &= I_{DQ} + (I_{DQ} + I_S) (a_1 u_d + a_2 u_d^2) = \\ &= I_{DQ} + (I_{DQ} + I_S) [a_1 (U_{dm1} \sin \omega_1 t + U_{dm2} \sin \omega_2 t) + \\ &+ a_2 (U_{dm1} \sin \omega_1 t + U_{dm2} \sin \omega_2 t)^2]. \end{aligned} \quad (2.39)$$

Pomoću relacije za kvadrat sinusne funkcije i adicijskog teorema relacija 2.39. može se prikazati u obliku

$$\begin{aligned} i_D &= I_{DQ} + \frac{a^2}{2} (I_{DQ} + I_S) (U_{dm1}^2 + U_{dm2}^2) + a_1 (I_{DQ} + I_S) U_{dm1} \sin \omega_1 t + \\ &+ a_1 (I_{DQ} + I_S) U_{dm2} \sin \omega_2 t + \frac{a^2}{2} (I_{DQ} + I_S) U_{dm1}^2 \cos 2\omega_1 t - \\ &- \frac{a^2}{2} (I_{DQ} + I_S) U_{dm1}^2 \cos 2\omega_2 t + a_2 (I_{DQ} + I_S) U_{dm1} U_{dm2} \cos (\omega_1 - \omega_2) t - \\ &- a_2 (I_{DQ} + I_S) U_{dm1} U_{dm2} \cos (\omega_1 + \omega_2) t. \end{aligned} \quad (2.40)$$

Svi nelinearni efekti opisani kod nelinearnih harmoničkih izobličenja javljaju se i u ovom slučaju (prirast istosmjerne komponente, pojava viših harmonika uz osnovnu komponentu). Međutim ovdje se može uočiti jedan novi efekt: pojava komponenata s kružnim frekvencijama $\omega_1 - \omega_2$ i $\omega_1 + \omega_2$, dakle s frekvencijama jednakim razlici i zbroju osnovnih frekvencija. Kada se aproksimacija karakteri-

stike diode umjesto sa dva prva člana reda potencija provodi sa tri prva člana reda, tada se u izrazu za struju i_D uz komponente sadržane u relaciji 2.40. pojavljuju još i komponente s kružnim frekvencijama $3\omega_1$, $3\omega_2$, $2\omega_1 + \omega_2$, $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 + \omega_1$ i $2\omega_2 - \omega_1$, te se u općem slučaju može očekivati pojava komponenata kojima su frekvencije jednake zbrojevima i razlikama ne samo osnovnih frekvencija, već i zbrojevima i razlikama različitih kombinacija njihovih viših harmoničkih frekvencija.

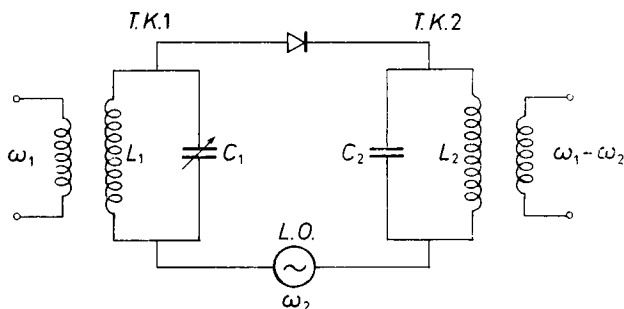
Izobličenja izazvana pojavom komponenata s frekvencijama $\omega_1 + \omega_2$, $\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_1 + \omega_2$, $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 + \omega_1$, $2\omega_2 - \omega_1$ itd. zovu se **nelinearna neharmonička izobličenja**.

2.5.3. Primjena nelinearnih izobličenja

U većini elektroničkih primjena prijenos signala želi se izvršiti bez izazivanja promjene valnog oblika originalnog signala. To posebno vrijedi prilikom pojačavanja strujnih i naponskih signala u linearnim elektroničkim pojačalima. U tim slučajevima propisuje se dozvoljeni stupanj nelinearnih izobličenja, jer se zbog konačne amplitude ulaznog signala i uvijek nelinearnih karakteristika elektroničkih komponenata ne mogu u potpunosti eliminirati nelinearna izobličenja. Međutim, u cijelom nizu primjena, ne samo da se nelinearna izobličenja ne izbjegavaju, već se i svjesno izazivaju, kako bi se mogle obaviti korisne elektroničke funkcije. Ovdje će se ukratko opisati neke od osnovnih primjena nelinearnih izobličenja u elektronici.

Karakteristika nelinearnih izobličenja je, između ostaloga, prirast istosmjerne komponente. Ako je prema relaciji 2.34. istosmjerna struja u statičkoj radnoj točki prije dolaska signala jednaka nuli, dolaskom signala pojavit će se, zbog nelinearnosti karakteristike elektroničke komponente, istosmjerna komponenta ΔI_{DQ} određena relacijom 2.33a, u koju treba uvrstiti $I_{DQ}=0$. Navedena činjenica koristi se za pretvorbu izmjeničnih veličina u istosmjerne kod uređaja poznatih pod nazivom **ispravljači**.

Pojava viših harmoničkih frekvencija u spektru izobličenog signala prema relaciji 2.34. upućuje na mogućnost multipliciranja određene frekvencije. Ako se na nelinearnu komponentu dovede izmjenični signal kružne frekvencije ω , doći će do pojave viših harmoničkih frekvencija. Kada se izobličen signal s pripadajućim višim harmoničkim frekvencijama propusti kroz selektivni filter podešen na željenu harmoničku frekvenciju na izlazu iz filtra pojavit će se upravo ta frekvencija, dok će ostale harmoničke frekvencije biti prigušene. Budući da



Slika 2.16. Principijelna shema diodnog sklopa za miješanje frekvencija

je frekvencija signala na izlazu iz filtra viša harmonička frekvencija ulaznoga originalnog signala, očito je da se radi o multipliciranju frekvencija.

Nelinearna neharmonička izobličenja mogu se koristiti za **transponiranje ili miješanje frekvencija**. Principijelna shema diodnog sklopa za miješanje prikazana je na slici 2.16. Na ulaz sklopa za miješanje dovodi se preko titrajnog kruga *T.K.1* signal kružne frekvencije ω_1 . Iz lokalnog oscilatora *L.O.* dovodi se istodobno sinusoidni napon kružne frekvencije ω_2 konstantne amplitude. Prema relaciji 2.40. djelovanje dvaju sinusoidnih signala frekvencije ω_1 i ω_2 na nelinearnu komponentu dovodi do pojave nelinearnih neharmoničkih izobličenja karakteriziranih između ostalog i pojavom neharmoničke komponente frekvencije $\omega_1 - \omega_2$ u spektru izobličenog signala. Ako je izlazni titrajni krug *T.K.2* podešen na frekvenciju $\omega_1 - \omega_2$, tada će se na izlazu diodnog sklopa za miješanje pojaviti sinusoidni signal frekvencije $\omega_1 - \omega_2$. Ako je frekvencija ulaznog signala ω_1 visoka i ako je ω_2 samo malo niži od ω_1 , tada će frekvencija izlaznog signala $\omega_1 - \omega_2$ biti niska. Ako se pritom frekvencija ω_2 signala iz lokalnog oscilatora mijenja u ovisnosti o frekvenciji ω_1 , tada je frekvencija $\omega_1 - \omega_2$ stalna. U tom je slučaju titrajni krug *T.K.2* stalno podešen na istu frekvenciju $\omega_1 - \omega_2$, čime je olakšano i dalje pojačavanje izlaznog signala, jer mu je, bez obzira na frekvenciju ulaznog signala, frekvencija uvijek ista.

Nelinearna neharmonička izobličenja primjenjuju se i u postupku amplitudne modulacije. Za amplitudnu modulaciju možemo se koristiti sklopom na slici 2.16. ako je $\omega_1 \gg \omega_2$. Ako se izlazni titrajni krug *T.K.2* podesi na kružnu frekvenciju ω_1 , tada će se na izlaznim stezaljkama pojaviti napon koji će prema relaciji 2.40. biti proporcionalan članovima s frekvencijama ω_1 , $\omega_1 + \omega_2$ i $\omega_1 - \omega_2$, budući da će titrajni krug *T.K.2* zbog $\omega_1 \gg \omega_2$ propustiti i komponente s frekvencijama $\omega_1 + \omega_2$ i $\omega_1 - \omega_2$ uz komponentu frekvencije ω_1 :

$$u_{iz} \sim a_1 I_S U_{dm1} \sin \omega_1 t + a_2 I_S U_{dm1} U_{dm2} [\cos (\omega_1 - \omega_2)t - \cos (\omega_1 + \omega_2)t], \quad (2.41)$$

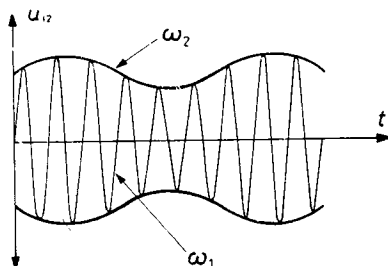
pri čemu je uvršteno $I_{DQ}=0$. Primjenom trigonometrijske relacije

$$\cos (\omega_1 - \omega_2)t - \cos (\omega_1 + \omega_2)t = 2 \sin \omega_1 t \cdot \sin \omega_2 t$$

relacija 2.41. može se prikazati u obliku

$$u_{iz} \sim a_1 I_S U_{dm1} \left[1 + 2 \frac{a_2}{a_1} U_{dm2} \sin \omega_2 t \right] \sin \omega_1 t. \quad (2.42)$$

Analizom relacije 2.42. zaključujemo da se opisanim postupkom dobiva signal visoke frekvencije ω_1 kojem se amplituda mijenja u ritmu niske frekvencije ω_2 (sl. 2.17). Budući da je ovdje signal niske frekvencije modulirao amplitudu signala visoke frekvencije, ova se pojava zove **amplitudna modulacija**.



Slika 2.17. Amplitudno modulirani signal

Ovdje su opisane samo neke od brojnih primjena nelinearnih izobličenja, ali su i one dovoljne da ukažu na široku primjenljivost navedenih izobličenja u elektronici. Iako je kao komponenta na kojoj se analizirana nelinearna izobličenja odabrana pn-dioda, zaključci su općeniti, jer se osnovna relacija 2.28. može primijeniti za prikaz $i-u$ karakteristike bilo koje nelinearne komponente ako se uvrste odgovarajući iznosi koeficijenata a_1 , a_2 itd.

3. Osnovni sklopovi pojačala s bipolarnim tranzistorom

3.1. Pojačalo u spoju zajedničkog emitera

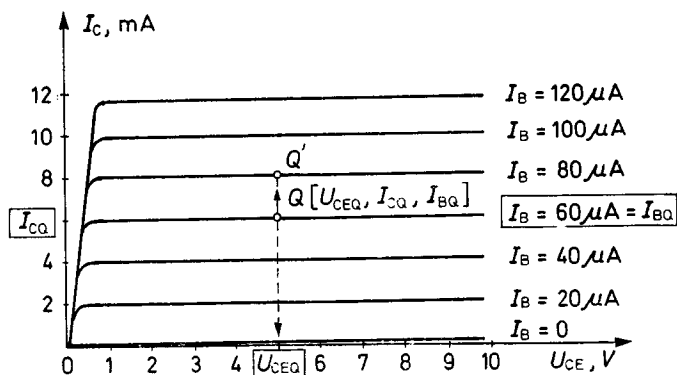
3.1.1. Principi rada

Bipolarni tranzistor je aktivna elektronička komponenta koja u spoju zajedničkog emitera, u normalnom aktivnom području, raspolaže značajnim strujnim pojačanjem. Faktor strujnog pojačanja h_{fe} definiran je u tom slučaju omjerom izmjenične struje kolektora i_c i izmjenične struje baze i_b u zadanoj statičkoj radnoj točki uz konstantan iznos trenutnoga totalnog napona u_{CE} između kolektora i emitera:

$$h_{fe} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{u_{CE} = \text{konst.}} \quad (3.1)$$

Relacija 3.1. vrijedi za izmjenični strujni signal pod pretpostavkom da tranzistor radi u režimu malih signala. Faktor h_{fe} obično je puno veći od jedinice, tipično reda veličine 100. Činjenica da bipolarni tranzistor u opisanim radnim uvjetima raspolaže značajnim iznosom faktora strujnog pojačanja opravdava upotrebu te komponente kao temeljne aktivne komponente strujnih pojačala.

Na koji način se pomoću bipolarnog tranzistora može realizirati dobro strujno pojačalo? Pri realizaciji strujnog pojačala treba prije svega voditi računa o činjenici da strujno pojačalo (sl. 1.3. i 1.4.) prima strujni signal od generatora na ulazu i predaje ga pojačanoga potrošaču na izlazu pojačala. Budući da je kod tranzistora u spoju zajedničkog emitera ulazni krug bazni krug, a izlazni krug kolektorski krug, ulazni signal iz generatora treba dovesti u bazu tranzistora, dok pojačani signal treba predati potrošaču smještenom u krugu kolektora. Pritom je važna činjenica da relacija 3.1. vrijedi u određenoj statičkoj radnoj točki u normalnom



Slika 3.1. Izlazne karakteristike npn-tranzistora u spoju zajedničkog emitera sa statičkom radnom točkom, a u normalnom aktivnom području

aktivnom području i da tranzistor prije dolaska signala u krug baze treba dovesti u tu statičku radnu točku.

Čime je definirana statička radna točka? Na slici 3.1. prikazane su izlazne karakteristike jednog npn-tranzistora u spoju zajedničkog emitera. U srednjem dijelu karakteristika, u normalnom aktivnom području, proizvoljno je odabrana i smještena statička radna točka Q . Njene koordinate su napon između kolektora i emitera U_{CEQ} , struja kolektora I_{CQ} i struja baze I_{BQ} . U ovom slučaju te koordinate imaju iznose $U_{CEQ}=5\text{ V}$, $I_{CQ}=6\text{ mA}$, $I_{BQ}=60\text{ }\mu\text{A}$. Faktor strujnog pojačanja u odabranoj statičkoj radnoj točki određen je relacijom 3.1. Ako se izmjenične veličine i_c i i_b zamijene malim prirastima istosmjernih veličina I_C i I_B u statičkoj radnoj točki, tada je

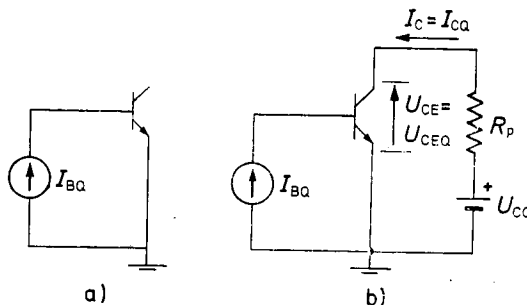
$$h_{fe} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{u_{CE}=\text{konst.}} \approx \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{U_{CEQ}} \quad (3.2)$$

Ako se u statičkoj radnoj točki Q pri konstantnom naponu U_{CEQ} struja baze poveća za $\Delta I_B = 20\text{ }\mu\text{A}$, radna točka prelazi u položaj Q' , gdje struja kolektora iznosi 8 mA . Drugim riječima, uz prirast struje baze od $20\text{ }\mu\text{A}$ dolazi do prirasta struje kolektora od 2 mA , te faktor strujnog pojačanja prema relaciji 3.2. iznosi $h_{fe}=100$. To znači da će, kada tranzistor radi u statičkoj radnoj točki Q , kao na slici 3.1, potrošač smješten u krugu kolektora primati izmjeničnu struju $i_c = h_{fe} i_b$ sto puta veću od izmjenične struje dovedene u krug baze, pod pretpostavkom da potrošač svojim otporom ne utječe bitno na ukupni otpor izlaznoga kruga tranzistora.

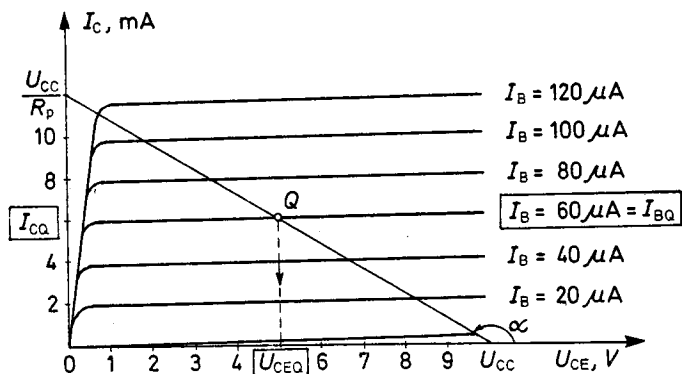
Da bi se tranzistor doveo u odgovarajuću statičku radnu točku u kojoj postoji željeni iznos faktora strujnog pojačanja, potrebno je osigurati napon U_{CEQ} i struje I_{BQ} i I_{CQ} . Da se osigura potrebna struja baze I_{BQ} , u krug baze se spaja strujni generator prema slici 3.2a. Sama tehnička realizacija tog generatora istosmjerne struje baze I_{BQ} nije u ovom trenutku važna. Napon U_{CEQ} i struja I_{CQ} su veličine koje pripadaju izlaznom, odnosno kolektorskom krugu tranzistora. Budući da u kolektorskom krugu treba biti smješten potrošač koji prima pojačani strujni signal, napon U_{CEQ} i struja I_{CQ} mogu se dobiti iz kolektorske baterije elektromotorne sile U_{CC} prema slici 3.2b. Iz kolektorskoga kruga slijedi jednadžba radnog pravca u obliku

$$U_{CC} = U_{CE} + I_C R_p. \quad (3.3)$$

Odsječak radnog pravca izlaznoga kruga na apscisi je U_{CC} , na ordinati U_{CC}/R_p dok je nagib radnog pravca prema apscisi $\text{tg } \alpha = -1/R_p$. Kada je odabrana statička radna točka u normalnom aktivnom području, treba kroz točku povući radni pra-



Slika 3.2. Podešavanje statičke radne točke bipolarnog tranzistora: a) podešavanje kruga baze, b) podešavanje kruga kolektora

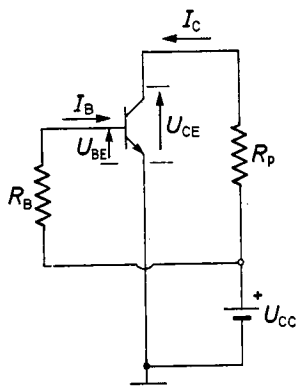


Slika 3.3. Proizvoljni radni pravac povučen kroz zadanu statičku radnu točku

vac određen relacijom 3.3. Na slici 3.3. ponovno su nacrtane izlazne karakteristike i statička radna točka kao na slici 3.1. Kroz statičku radnu točku moguće je povući bezbroj različitih radnih pravaca. Svakom radnom pravcu povučenom kroz zadanu statičku radnu točku odgovara drugi iznos napona U_{CC} i otpora R_p . Na slici 3.3. povučen je samo jedan od mogućih radnih pravaca kroz zadanu statičku radnu točku. Odsječak tog pravca na apscisi daje iznos napona $U_{CC}=10\text{ V}$, a odsječak na ordinati iznos struje $U_{CC}/R_p=12\text{ mA}$, odakle slijedi da je otpor potrošača u krugu kolektora $R_p=833\ \Omega$.

Kada se odabere ili zada statička radna točka u polju izlaznih karakteristika, tada je uz proizvoljno odabrani ili zadani napon U_{CC} otpor R_p automatski određen, jer je pravac definiran s dvije točke. Obrnuto, ako se zada statička radna točka i otpor potrošača R_p , tada je napon U_{CC} automatski određen. Drugim riječima, izbor statičke radne točke, napona U_{CC} i otpora R_p , predstavlja izbor triju međusobno zavisnih veličina.

Na koji se način može realizirati strujni generator na slici 3.2. koji osigurava istosmjernu struju baze I_{BQ} ? Budući da u krugu kolektora postoji kolektorska baterija koja napaja izlazni krug, najjednostavnije rješenje je dovođenje istosmjerne struje baze I_{BQ} iz kolektorske baterije preko otpornika otpora R_B spojenog između baze tranzistora i pozitivne stezaljke kolektorske baterije (sl. 3.4). Ako je pritom



Slika 3.4. Realiziranje istosmjernoga strujnog generatora u krugu baze

otpor R_B puno veći od otpora ulaznog kruga tranzistora za istosmjernu struju, kolektorska baterija će s otporom R_B u krugu baze tranzistora djelovati kao strujni izvor, te je sklop na slici 3.4. ekvivalentan sklopu na slici 3.2b. Struja baze u sklopu na slici 3.4. iznosi

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B}, \quad (3.4)$$

gdje je U_{BE} napon između baze i emitera. Otpor R_B treba tako odabrati da struja baze I_B upravo bude jednaka struji baze I_{BQ} u zadanoj statičkoj radnoj točki. U tom smislu relaciju 3.4. treba pisati u obliku

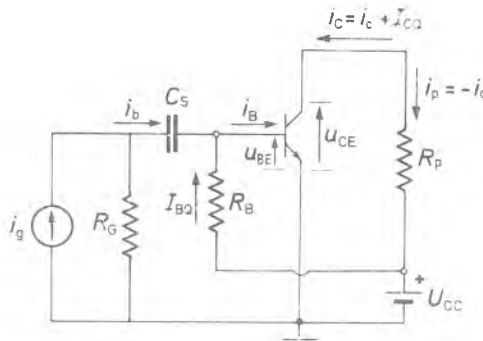
$$R_B = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{I_{BQ}}, \quad (3.5)$$

gdje je U_{BEQ} napon između baze i emitera u statičkoj radnoj točki. Taj se napon može odrediti iz ulaznih karakteristika tranzistora. Međutim u praktičnoj primjeni to nije potrebno, jer je kod silicijevih tranzistora u normalnom aktivnom području U_{BEQ} pri srednjim nivoima ulaznih struja obično oko 0,7 V, što je dosta manje od iznosa U_{CC} koji ima tipičnu vrijednost oko 10 V. Osim toga u normalnom aktivnom području napon U_{BE} , zbog eksponencijalne prirode ulaznih karakteristika tranzistora, vrlo malo mijenja iznos pri promjeni struje baze. Zato je, pri radu sa silicijevim tranzistorima, relaciju 3.5. najbolje primijeniti u obliku

$$R_B = \frac{U_{CC} - 0.7}{I_{BQ}}, \quad (3.6)$$

pri čemu, uz U_{CC} izražen u voltima i I_{BQ} u mikroamperima, otpor R_B izlazi u megaomima. Ako se npr. želi osigurati struja baze za statičku radnu točku na slici 3.3, gdje je $U_{CC} = 10$ V i $I_{BQ} = 60 \mu A$, tada je prema relaciji 3.6. potreban otpor $R_B = 155$ k Ω .

Sklop na slici 3.4. osigurava ispravan rad tranzistora u normalnom aktivnom području, u odabranoj statičkoj radnoj točki. Da bi se dotični sklop mogao iskoristiti kao strujno pojačalo, potrebno je na ulaz sklopa, odnosno u krug baze tranzistora, dovesti izmjenični strujni signal. Način dovođenja strujnog signala prikazan je na slici 3.5. Na ulaz je priključen strujni generator struje i_g i unutrašnjeg otpora R_G preko kondenzatora kapaciteta C_S . Zadatak tog blokirajućeg kondenzatora jest da onemogući istosmjernu vezu pojačala i generatora. Pod pretpostavkom da su ispunjeni svi uvjeti za rad tranzistora u režimu malih signala, dolazak



Slika 3.5. Dovođenje strujnog signala na ulaz pojačala

izmjeničnog signala u krug baze neće dovesti do pomaka statičke radne točke i do izobličenja signala, te će za trenutne totalne vrijednosti struje baze i_B i kolektora i_C vrijediti izrazi

$$i_B = i_b + I_{BQ}, \quad (3.7)$$

$$i_C = i_c + I_{CQ}, \quad (3.8)$$

gdje je i_b izmjenična komponenta struje baze, a i_c njome izazvana izmjenična komponenta struje kolektora. Relacija 3.7. napisana je pod pretpostavkom da je otpor R_B puno veći od otpora ulaznog kruga tranzistora na slici 3.5, što je redovito ispunjeno. Ako se u skladu sa slikama 1.1-1.11. upotrebljava izmjenična struja potrošača I_{Iz} , koja iz pojačala teče u potrošač, i ako se ta struja označi sa I_p , tada je prema slici 3.5.

$$I_p = -I_c, \quad (3.9)$$

$$i_p = -i_c. \quad (3.10)$$

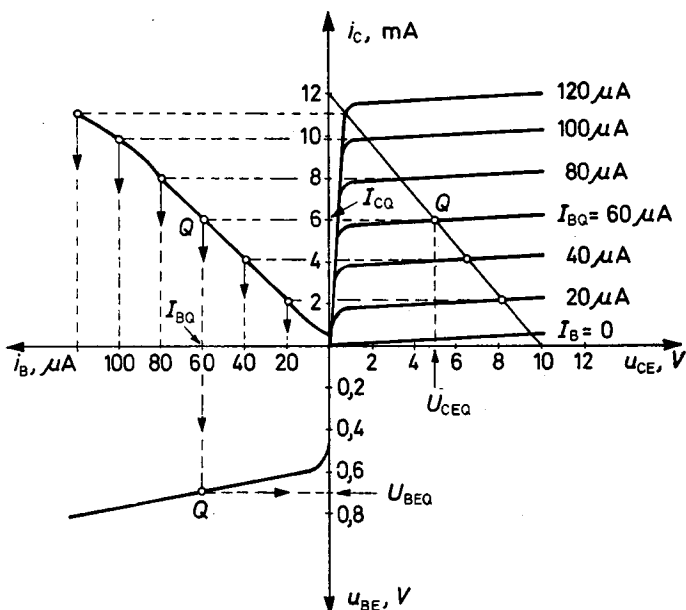
Za napone u_{BE} i u_{CE} vrijede relacije

$$u_{BE} = u_{be} + U_{BEQ}, \quad (3.11)$$

$$u_{CE} = u_{ce} + U_{CEQ}, \quad (3.12)$$

gdje su u_{be} i u_{ce} izmjenične komponente napona između baze i emitera i kolektora i emitera.

Valni oblici struje i_C i napona u_{BE} i u_{CE} mogu se dobiti pomoću grafički prikazanih karakteristika tranzistora. Na slici 3.6. u prvom kvadrantu nacrtane su izlazne karakteristike tranzistora u spoju zajedničkog emitera i radni pravac izlaznog kruga prema slici 3.3. Radni pravac, određen u statičkim uvjetima, vrijedi i u dinamičkim uvjetima jer u izlaznom krugu sklopa na slici 3.5. nema reaktivnih



Slika 3.6. Statičke karakteristike tranzistora i statički radni pravac u polju izlaznih karakteristika

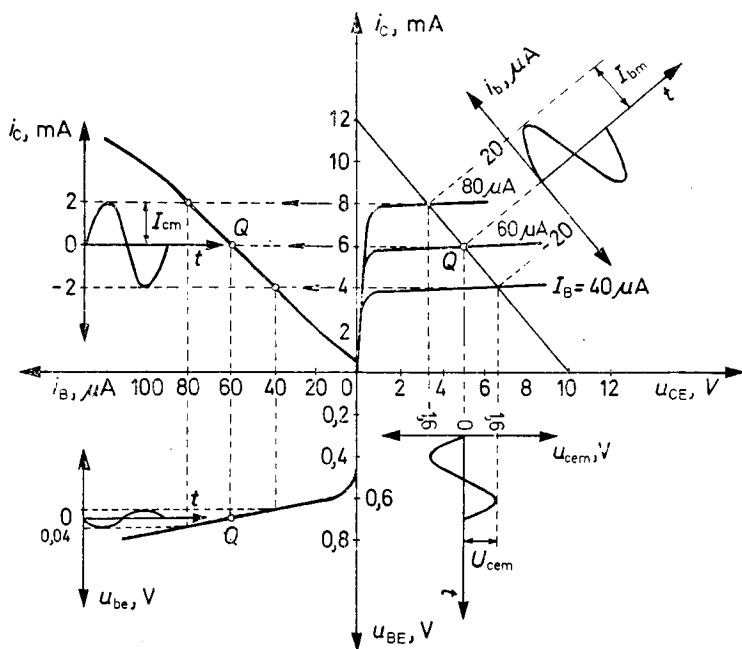
komponentata. Pomoću izlaznih karakteristika tranzistora i radnog pravca izlaznoga kruga konstruirane su prijenosne strujne karakteristike koje daju ovisnost $i_c = f(i_B)$ za zadani U_{CC} i R_D tako da su točke presjeka radnog pravca s karakteristikama konstantne struje baze prenesene u i_C-i_B koordinatni sustav. U trećem kvadrantu koordinatnog sustava na slici 3.6. nacrtana je ulazna karakteristika tranzistora u spoju zajedničkog emitera uz zanemarenje rasipanja karakteristika pri promjeni napona između kolektora i emitera, što za kvalitativni opis svojstava i načina rada razmatranog sklopa nije bitno, tim prije što navedeno rasipanje u većini slučajeva nije značajno i ne utječe na eksponencijalnu prirodu ulaznih karakteristika. Statička radna točka Q označena je u sva tri kvadranta i pri dolasku maloga izmjeničnog signala u krug baze neće se promijeniti.

Pretpostavimo da se u krug baze dovodi izmjenični strujni signal i_b sinusoidnog karaktera:

$$i_b = I_{bm} \sin \omega t, \quad (3.13)$$

te je trenutna totalna vrijednost struje baze

$$i_B = i_b + I_{BQ} = I_{bm} \sin \omega t + I_{BQ}. \quad (3.14)$$



Slika 3.7. Analiza rada pojačala u spoju zajedničkog emitera u dinamičkim uvjetima pomoću statičkih karakteristika tranzistora

Na slici 3.7. prikazan je valni oblik struje i_b u polju izlaznih karakteristika. Pomoću prijenosnih strujnih karakteristika dobiva se valni oblik izmjenične komponente struje kolektora i_c , a pomoću ulazne karakteristike valni oblik izmjenične komponente napona između baze i emitera u_{be} . Izmjenična komponenta napona između kolektora i emitera u_{ce} prikazana je u četvrtom kvadrantu. Način konstrukcije navedenih valnih oblika jasan je iz slike 3.7. Pri upotrebi statičkih karakteristika tranzistora u određivanju valnih oblika izmjeničnih veličina automatski je pretpostavljeno da je frekvencija priključenoga strujnog signala dovoljno niska, tako da ne

dolaze do izražaja kapacitivni efekti vezani uz promjenu akumuliranog naboja minoriternih nosilaca u pojedinim područjima tranzistora ni efekti konačnog vremena prolaska nosilaca naboja kroz emiter, bazu, kolektor i emitorsku i kolektorsku pn-barijeru. Ista pretpostavka učinjena je i pri analizi rada nelinearnog dvopola u dijelu 2.2.

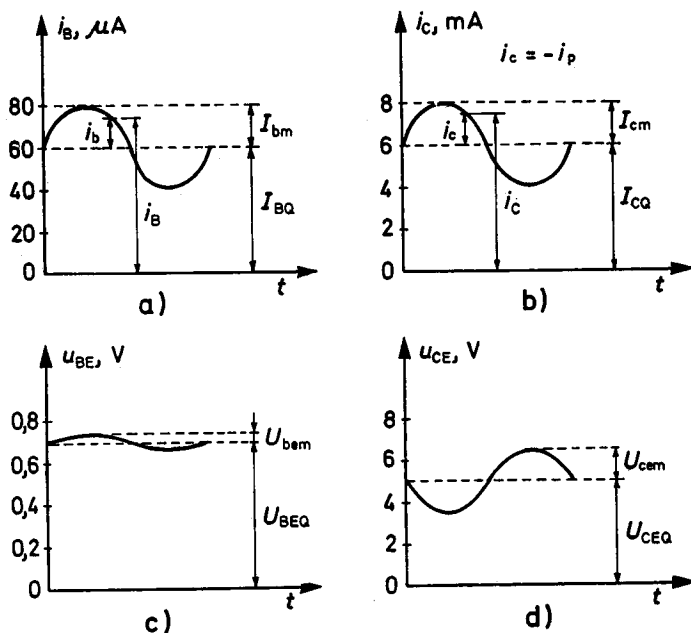
Valni oblici napona i struja dobiveni na slici 3.7. ponovno su prikazani na slici 3.8. kao trenutne totalne vrijednosti. U slučaju prikazanom na slikama 3.7. i 3.8. je:

$$i_B = i_b + I_{BQ} = I_{bm} \sin \omega t + I_{BQ} = 20 \sin \omega t + 60 \mu A, \quad (3.15)$$

$$i_C = i_c + I_{CQ} = I_{cm} \sin \omega t + I_{CQ} = 2 \sin \omega t + 6 \text{ mA}, \quad (3.16)$$

$$u_{BE} = u_{be} + U_{BEQ} = U_{bem} \sin \omega t + U_{BEQ} = 0,04 \sin \omega t + 0,7 \text{ V}, \quad (3.17)$$

$$u_{CE} = u_{ce} + U_{CEQ} = -U_{cem} \sin \omega t + U_{CEQ} = -1,6 \sin \omega t + 5 \text{ V}. \quad (3.18)$$



Slika 3.8. Valni oblici napona i struja sa slike 3.7.

Iz relacija 3.15–3.18. može se zaključiti sljedeće:

1. Sklop pojačala na slici 3.5, s tranzistorom u spoju zajedničkog emitera, raspolaže strujnim pojačanjem, uz zadane numeričke iznose:

$$A_I = \frac{i_p}{i_b} = -\frac{i_c}{i_b} = -\frac{I_{cm}}{I_{bm}} = -\frac{2 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^{-6}} = -100.$$

Budući da je A_I po predznaku negativan, a po iznosu veći od jedinice, ovaj sklop pojačava izmjenični strujni signal uz obrtanje njegove faze. Pojačani strujni signal, predan potrošaču na izlazu, protufazan je ulaznom signalu. Navedeni fazni odnos vrijedi uz pretpostavljene uvjete u vezi s frekvencijom signala. Na višim frekven-

cijama, gdje dolaze do izražaja kapacitivni efekti u pojedinim područjima tranzistora i efekti konačnog vremena prolaska minoritetnih nosilaca, ovaj fazni odnos bit će narušen. Isti razlozi dovest će i do pada iznosa strujnog pojačanja. Protufaznost izlazne i ulazne struje vrijedi uz smjerove struja i_p i i_c prema slici 3.5. Ti su smjerovi, gledano sklopovski, sasvim logični. Struja i_b je struja koju ulazni generator daje svom potrošaču. Taj potrošač je ulazni krug pojačala. Struja i_p je struja koju pojačalo daje svom potrošaču. Taj potrošač je otpornik otpora R_p . Za taj otpornik pojačalo je generator, pa je prirodno da struju i_p crtamo tako da iz generatora teče u potrošač.

2. U razmatranom slučaju naponsko pojačanje iznosi

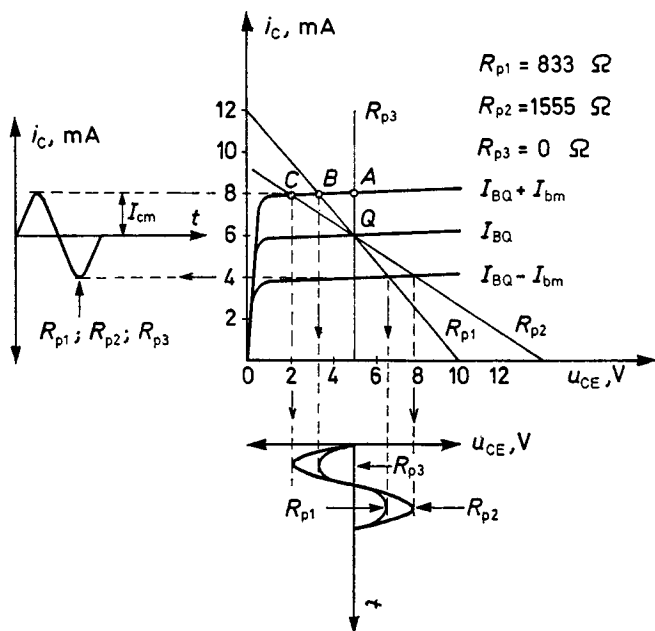
$$A_V = \frac{u_{ce}}{u_{be}} = - \frac{U_{cem}}{U_{bem}} = - \frac{1,6}{0,04} = -40.$$

Budući da je A_V negativan i po iznosu veći od jedinice, ovaj sklop pojačava izmjenični naponski signal uz obrtanje njegove faze.

3. Budući da postoji značajno strujno i naponsko pojačanje, postojat će po relaciji 5.10. i značajno pojačanje snage. U ovom slučaju ono iznosi

$$G = A_I A_V = (-100) \cdot (-40) = 4\,000.$$

Iz provedene analize slijedi da se razmatrani sklop može upotrijebiti i kao strujno i kao naponsko pojačalo, a samim time i kao pojačalo snage, budući da su pojačanja svih navedenih veličina po iznosu veća od jedinice. Međutim, u biti, po svojim temeljnim fizikalnim svojstvima ovo je u prvom redu strujno pojačalo. Zašto? Odgovor je sadržan u veličinama opisanima na slici 3.9. Ako se uz odabranu statičku radnu točku Q varira R_p , dobivaju se radni pravci različitih nagiba. Kroz



Slika 3.9. Analiza utjecaja otpora potrošača na strujno i naponsko pojačanje

statičku radnu točku na slici 3.9. povučena su tri različita statička radna pravca za tri različita otpora potrošača $R_{p1}=833 \Omega$, $R_{p2}=1555 \Omega$ i $R_{p3}=0$. Promjenom otpora potrošača mijenja se nagib radnog pravca, a time i točka presjeka radnog pravca s odgovarajućom izlaznom karakteristikom tranzistora. Na slici su označene točke A , B i C u kojima navedeni radni pravci sijeku izlaznu karakteristiku kojoj odgovara struja baze $I_{BQ}+I_{bm}$. Zbog malog nagiba izlazne karakteristike točkama A , B i C odgovara praktički ista struja kolektora. To znači da će uz istu amplitudu I_{bm} izmjenične struje baze amplituda I_{cm} izmjenične struje kolektora ostati praktički nepromijenjena pri promjeni otpora potrošača. Drugim riječima, strujno pojačanje ovog sklopa u prvoj aproksimaciji ne ovisi o otporu priključenog potrošača, a to je osnovna karakteristika strujnog pojačala. S druge strane, promjena otpora potrošača dovodi, prema slici 3.9, do značajne promjene napona u_{ce} na islazu sklopa, pri čemu većem iznosu otpora potrošača odgovara veći iznos napona u_{ce} uz istu amplitudu struje baze. Ista amplituda struje baze znači i istu amplitudu napona u_{be} , te će porast otpora potrošača dovesti do porasta naponskog pojačanja. Budući da je naponsko pojačanje direktno ovisno o otporu potrošača, ovaj sklop, iako pojačava napon, nema svojstva koja bi ga približavala idealnom naponskom pojačalu.

3.1.2. Odnosi snaga

Kakvi su odnosi snaga pri radu sklopa u spoju zajedničkog emitera u dinamičkim uvjetima? Trenutna vrijednost snage koju sklopu daje kolektorska baterija jednaka je produktu napona U_{CC} i trenutne totalne vrijednosti struje koja teče kroz kolektorsku bateriju. Prema slici 3.5. ta snaga iznosi

$$\begin{aligned} P_{CC} &= U_{CC} (i_c + I_{BQ}) = U_{CC} (i_c + I_{CQ} + I_{BQ}) = \\ &= U_{CC} i_c + U_{CC} I_{CQ} + U_{CC} I_{BQ}. \end{aligned} \quad (3.19)$$

Budući da je redovito $I_{BQ} \ll I_{CQ}$, treći član u relaciji 3.19, može se zanemariti. Budući da tranzistor radi u režimu malih signala, struja i_c je izmjenična struja kojoj je srednja vrijednost jednaka nuli. Prema tome će srednja snaga koju kolektorska baterija daje sklopu biti određena drugim članom u relaciji 3.19:

$$P_{CC} = U_{CC} I_{CQ}. \quad (3.20)$$

Iz relacije 3.20. slijedi važan zaključak da srednja snaga koju daje kolektorska baterija ne ovisi o priključenom signalu.

Trenutna vrijednost snage predane potrošaču je

$$\begin{aligned} p_p &= R_p i_c^2 = R_p (i_c + I_{CQ})^2 = \\ &= R_p i_c^2 + R_p \cdot 2i_c I_{CQ} + R_p I_{CQ}^2. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Srednja vrijednost izmjenične struje kolektora i_c jednaka je nuli, te je i srednja vrijednost drugog člana u relaciji 3.21. također jednaka nuli. Srednja vrijednost prvog člana u relaciji 3.21. je $R_p I_{CQ}^2$, gdje je I_c efektivna vrijednost izmjenične struje kolektora, te je srednja snaga predana potrošaču

$$P_p = R_p I_{CQ}^2. \quad (3.22)$$

Prvi član u relaciji 3.22. predstavlja snagu koju troši potrošač u statičkim uvjetima, dok drugi član predstavlja iznos snage koju potrošač prima zbog djelovanja izmje-

ničnog signala. S porastom efektivne vrijednosti izmjenične struje kolektora raste i snaga predana potrošaču.

Trenutna vrijednost snage disipirane u tranzistoru jest

$$p_T = u_{CE}i_C + u_{BE}i_B. \quad (3.23)$$

Budući da je $u_{BE} \ll u_{CE}$ i $i_B \ll i_C$ drugi član u relaciji 3.23. može se zanemariti, pa je

$$p_T = u_{CE}i_C = (U_{CC} - i_C R_p) i_C = U_{CC}i_C - R_p i_C^2 = p_{CC} - p_p. \quad (3.24)$$

Srednja snaga disipirana u tranzistoru dakle iznosi

$$P_T = P_{CC} - P_p. \quad (3.25)$$

Snaga P_T troši se praktički sva na kolektorskom spoju tranzistora. U linearnom režimu rada snaga koju daje kolektorska baterija je konstantna, dakle neovisna o amplitudi priključenog signala. Budući da srednja vrijednost snage predane potrošaču raste s kvadratom efektivne vrijednosti izmjenične struje kolektora, snaga disipirana u tranzistoru opada s porastom amplitude ulaznog signala. Tranzistor je dakle najopterećeniji kada na ulazu nije prisutan signal. Pojava signala na ulaznim stezaljkama sklopa dovodi do smanjenja disipacije snage na tranzistoru.

Relaciju 3.25. zgodno je prikazati u obliku

$$P_p = P_{CC} - P_T. \quad (3.26)$$

Posljednja relacija kazuje da se u procesu pojačanja signala potrošaču predaje snaga koju sklopu daje kolektorska baterija umanjena za snagu koju tranzistor disipira u obliku topline. Tranzistor je dakle aktivna elektronička komponenta koja kontrolira protjecanje energije iz kolektorske baterije u potrošač i za tu kontrolu troši jedan dio energije koju daje kolektorska baterija. To dalje znači da tranzistor posjeduje svojstvo pojačanja snage izmjeničnog signala, jer može kontrolirati veći iznos snage od iznosa koji mu je doveden na ulazne stezaljke.

3.1.3. Dinamička svojstva pojačala u spoju zajedničkog emitera

Svojstva pojačala u spoju zajedničkog emitera, pod pretpostavkom da se radi o pojačavanju signala relativno niskih frekvencija, analizirali smo grafičkim postupkom. Na taj smo način dobili uvid u osnovna dinamička svojstva tog pojačala. Detaljniju dinamičku analizu moguće je provesti analitičkim postupkom ako se tranzistor u sklopu na slici 3.5. zamijeni nadomjesnim sklopom za rad u režimu malih signala u području relativno niskih frekvencija. To je moguće učiniti na sljedeći način. Ulazni krug tranzistora u spoju zajedničkog emitera moguće je opisati ulaznim karakteristikama koje daju ovisnost trenutne totalne vrijednosti napona između baze i emitera u_{BE} o struji baze i_B i naponu između kolektora i emitera u_{CE} :

$$u_{BE} = f(i_B, u_{CE}). \quad (3.27)$$

Analogno se izlazni krug tranzistora može opisati izlaznim karakteristikama koje daju ovisnost trenutne totalne vrijednosti struje kolektora i_C o struji baze i_B i naponu između kolektora i emitera u_{CE} :

$$i_C = i_C(i_B, u_{CE}). \quad (3.28)$$

Promjenu napona u_{BE} i struje i_C moguće je izazvati promjenama struje i_B i napona u_{CE} . Iz relacije 3.27. i 3.28. slijede totalni diferencijali

$$du_{BE} = \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} di_B + \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} du_{CE}, \quad (3.29)$$

$$di_C = \frac{\partial i_C}{\partial i_B} di_B + \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} du_{CE}. \quad (3.30)$$

Diferencijale du_{BE} , di_B , du_{CE} i di_C moguće je aproksimirati konačnim, ali dovoljno malim prirastima Δu_{BE} , Δi_B , Δu_{CE} i Δi_C . Mali ali konačni prirasti trenutnih totalnih vrijednosti veličina u_{BE} , i_B , u_{CE} i i_C mogu se tretirati kao trenutne vrijednosti malih izmjeničnih veličina, te je

$$\begin{aligned} du_{BE} &\simeq \Delta u_{BE} \simeq u_{be}, \quad di_B \simeq \Delta i_B \simeq i_b, \\ du_{CE} &\simeq \Delta u_{CE} \simeq u_{ce}, \quad di_C \simeq \Delta i_C \simeq i_c, \end{aligned} \quad (3.31)$$

Iz relacija 3.29-3.31. slijede za trenutne vrijednosti izmjeničnih veličina tranzistora u spoju zajedničkog emitera izrazi

$$u_{be} = \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} i_b + \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} u_{ce}, \quad (3.32)$$

$$i_c = \frac{\partial i_C}{\partial i_B} i_b + \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} u_{ce}. \quad (3.33)$$

Relacije 3.32. i 3.33. su četveropolne jednadžbe tranzistora u spoju zajedničkog emitera u režimu malih izmjeničnih signala. Iz tih jednadžbi slijedi da su zavisne varijable u_{be} i i_c linearne funkcije nezavisnih varijabli i_b i u_{ce} pri čemu su parcijalne derivacije faktori proporcionalnosti. Za primjenu relacija 3.32. i 3.33. u analizi sklopova potrebno je poznavati iznose parcijalnih derivacija u odgovarajućoj statičkoj radnoj točki, određenoj statičkim uvjetima. Budući da su nezavisne varijable struja i_b i napon u_{ce} , jednadžbe se zovu hibridnima, a faktori proporcionalnosti (parcijalne derivacije) hibridnim ili h -parametrima. Hibridne parametre moguće je definirati pomoću relacija 3.32. i 3.33. na sljedeći način:

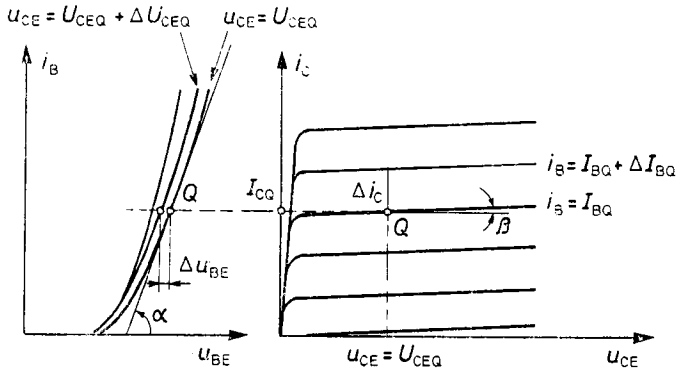
$$h_{ie} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} = \frac{u_{be}}{i_b} \right|_{u_{ce}=0} = \text{ulazni otpor uz kratko spojeni izlaz} \quad (3.34)$$

$$h_{re} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} = \frac{u_{be}}{u_{ce}} \right|_{i_b=0} = \text{faktor naponskog povratnog djelovanja uz otvoreni ulaz} \quad (3.35)$$

$$h_{te} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} = \frac{i_c}{i_b} \right|_{u_{ce}=0} = \text{faktor strujnog pojačanja uz kratko spojeni izlaz} \quad (3.36)$$

$$h_{oe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} = \frac{i_c}{u_{ce}} \right|_{i_b=0} = \text{izlazna vodljivost uz otvoreni ulaz} \quad (3.37)$$

Indeksi i , r , f i o često se zamjenjuju indeksima 11, 12, 21 i 22. Drugi indeks e u relacijama za h -parametre označava rad tranzistora u spoju zajedničkog emitera. U praksi se h -parametri određuju mjerenjem u zadanoj statičkoj radnoj točki. Moguće ih je, ali s ograničenom točnošću, očitati iz ulaznih i izlaznih karakteristika



Slika 3.10. Grafičko određivanje hibridnih parametara u zadanoj statičkoj radnoj točki

tranzistora. Na slici 3.10. prikazane su ulazne i izlazne karakteristike tranzistora u spoju zajedničkog emitera i označena je statička radna točka Q u kojoj treba odrediti iznose hibridnih parametara. Prema relaciji 3.34. parametar h_{ie} može se izraziti u obliku

$$h_{ie} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \right|_Q = \left. \frac{du_{BE}}{di_B} \right|_{u_{CE} = U_{CEQ}} = \operatorname{ctg} \alpha. \quad (3.38)$$

Parametar h_{ie} određen je dakle kotangensom kuta α pod kojim tangenta povučena na ulaznu karakteristiku kojoj odgovara napon $u_{CE} = U_{CEQ}$ u statičkoj radnoj točki siječe apscisu. Iz ulaznih karakteristika može se odrediti i parametar h_{re} ako se, polazeći od relacije 3.35, prikaže u obliku

$$h_{re} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} \right|_Q = \left. \frac{du_{BE}}{du_{CE}} \right|_{i_B = I_{BQ}} \approx \left. \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta u_{CE}} \right|_{i_B = I_{BQ}} \quad (3.39)$$

Ovaj parametar je, prema relaciji 3.39. i slici 3.10, određen horizontalnim razmakom susjednih ulaznih karakteristika. Parametar h_{te} određen je definicijskim izrazom 3.36. Ako se taj izraz prikaže relacijom

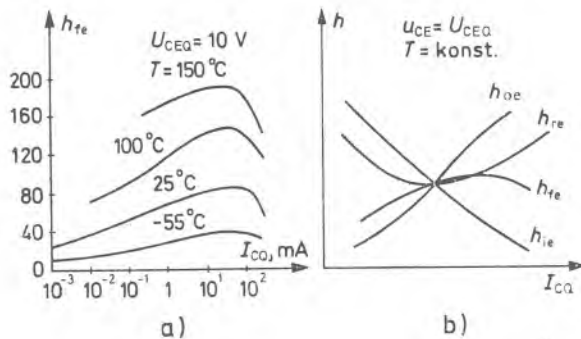
$$h_{te} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_Q \approx \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{u_{CE} = U_{CEQ}}, \quad (3.40)$$

moguće ga je odrediti iz vertikalnog razmaka susjednih izlaznih karakteristika na slici 3.10. Posljednji parametar h_{oe} može se pomoću relacije 3.37. dovesti u oblik

$$h_{oe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \right|_Q = \left. \frac{di_C}{du_{CE}} \right|_{i_B = I_{BQ}} = \operatorname{tg} \beta. \quad (3.41)$$

Parametar h_{oe} određen je dakle tangensom kuta β , kojeg zatvara s apscisom odgovarajuća izlazna karakteristika.

Hibridni parametri nisu konstantne veličine za zadani tranzistor, već ovise o položaju statičke radne točke, temperaturi i frekvenciji. Na slici 3.11a prikazana je ovisnost faktora strujnog pojačanja h_{te} o struji kolektora u statičkoj radnoj točki za jedan silicijev npn-tranzistor u području niskih frekvencija. Ta je ovisnost prikazana za četiri različite temperature. Vidljivo je da pri porastu struje I_{CQ} , uz konstantnu temperaturu tranzistora, h_{te} s porastom struje raste, dostiže maksimum, a zatim opada. Kod konstantnog iznosa struje I_{CQ} faktor strujnog pojačanja h_{te} raste s porastom temperature. Na slici 3.11b prikazana je kvalitativno ovisnost iznosa h -pa-



Slika 3.11. Ovisnost hibridnih parametara o radnoj točki i temperaturi: a) ovisnost parametra h_{ie} o istosmjernoj struji kolektora uz temperaturu kao parametar, b) ovisnost hibridnih parametara o istosmjernoj struji kolektora uz konstantnu temperaturu

parametara u području niskih frekvencija o struji kolektora u statičkoj radnoj točki. Iz podataka sadržanih na slici 3.11. slijedi da određivanju h -parametara prethodi određivanje statičke radne točke tranzistora, budući da svakoj statičkoj radnoj točki pripadaju drugi iznosi h -parametara. Za silicijeve npn-tranzistore tipične vrijednosti h -parametara u spoju zajedničkog emitera pri sobnoj temperaturi jesu

$$h_{ie} = 0,5 - 1,5 \text{ k}\Omega, \quad h_{fe} = 50 - 300,$$

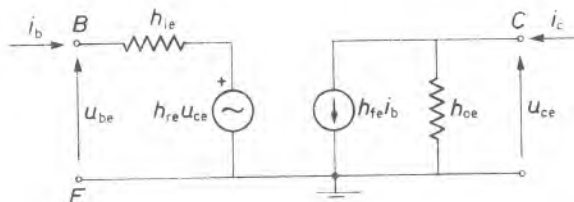
$$h_{re} = 10^{-4}, \quad h_{oe} = 10^{-5} - 10^{-4} \text{ S}.$$

Pomoću relacija 3.34. – 3.37. hibridne jednadžbe tranzistora 3.32. i 3.33. mogu se pisati na sljedeći način:

$$u_{be} = h_{ie}i_b + h_{re}u_{ce}, \quad (3.42)$$

$$i_c = h_{fe}i_b + h_{oe}u_{ce}. \quad (3.43)$$

Na temelju hibridnih jednadžbi lako se može nacrtati nadomjesni sklop bipolarnog tranzistora za rad u režimu malih signala za spoj zajedničkog emitera u području niskih frekvencija (sl. 3.12). Pomoću hibridnoga nadomjesnog sklopa tranzistora moguće je nacrtati nadomjesni sklop pojačala na slici 3.5. za analizu rada u režimu malih signala. Budući da vrijedi princip superpozicije, koji dozvoljava da se odvojeno razmatraju statička i dinamička svojstva sklopa, moguće je sklop na slici 3.5. nacrtati posebno za mali niskofrekvencijski izmjenični signal. Ako se izvor elektromotorne sile U_{CC} kratko spoji, jer kolektorska baterija predstavlja kratki spoj za izmjenični signal, te ako se pretpostavi da je kapacitet C_s blokirajućeg kondenzatora dovoljno visok, tako da ga je moguće zamijeniti kratkim spojem na frekvenciji signala, tada sklop na slici 3.5, crtan za mali izmjenični signal, dobiva oblik na slici 3.13. Pritom je ispušten otpornik otpora R_B jer je izmjenična struja koja teče kroz njega zanemarivo mala. Ako se sada tranzistor zamijeni hibridnim nadomjesnim sklopom prema slici 3.12, sklop na slici 3.13. prelazi u sklop na slici 3.14. Pritom



Slika 3.12. Hibridni nadomjesni sklop bipolarnog tranzistora u području niskih frekvencija u spoju zajedničkog emitera

su trenutne vrijednosti izmjeničnih veličina zamijenjene njihovim efektivnim vrijednostima. Sada je moguće analitičkim postupkom odrediti strujno i naponsko pojačanje sklopa te ulazni i izlazni otpor. Iz izlaznog kruga slijedi

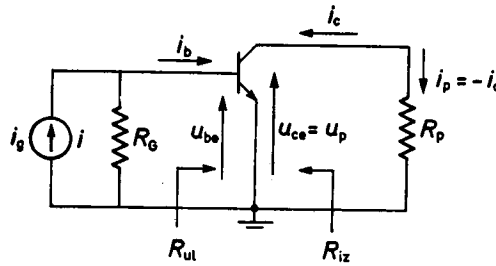
$$I_c = h_{fe} I_b + h_{oe} U_{ce}, \quad (3.44)$$

odnosno

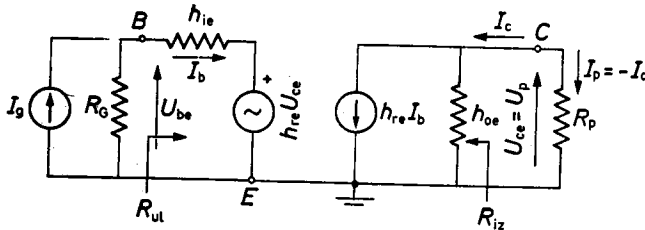
$$U_{ce} = U_p = -I_c R_p, \quad (3.45)$$

$$I_c = h_{fe} I_b + h_{oe} (-I_c R_p),$$

$$I_c (1 + h_{oe} R_p) = h_{fe} I_b. \quad (3.46)$$



Slika 3.13. Model pojačala sa slike 3.5. za mali izmjenični signal



Slika 3.14. Nadomjesni sklop pojačala sa slike 3.5. i 3.13.

Budući da je izmjenična struja predana potrošaču $I_p = -I_c$ i da je I_b ulazna struja pojačala, strujno pojačanje je po definiciji

$$A_I = \frac{I_p}{I_b} = -\frac{I_c}{I_b} = -\frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} R_p}. \quad (3.47)$$

Iz ulaznog kruga slijedi relacija

$$\begin{aligned} U_{be} &= I_b h_{ie} + h_{re} U_{ce} = I_b h_{ie} + h_{re} (-I_c R_p) = \\ &= I_b (h_{ie} + h_{re} A_I R_p), \end{aligned} \quad (3.48)$$

pri čemu su upotrijebljene relacije 3.45. i 3.47. Ulazni dinamički otpor sklopa je po definiciji omjer ulaznoga izmjeničnog napona i ulazne izmjenične struje

$$R_{ul} = \frac{U_{be}}{I_b} = h_{ie} + h_{re} A_I R_p. \quad (3.49)$$

Ako se u relaciju 3.49. uvrsti izraz 3.47. za strujno pojačanje, dobiva se

$$R_{u1} = h_{ie} - \frac{h_{re} h_{fe}}{h_{oe} + \frac{1}{R_p}}. \quad (3.50)$$

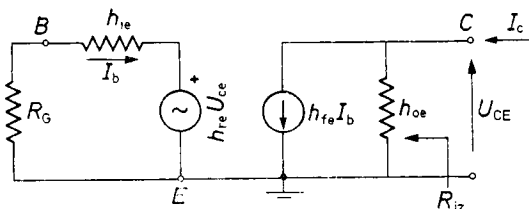
Naponsko pojačanje je po definiciji omjer izmjeničnog napona $U_{ce} = U_p$ predanog potrošaču na izlazu pojačala i izmjeničnog napona U_{be} na ulazu pojačala:

$$A_v = \frac{U_p}{U_{be}} = - \frac{I_c R_p}{I_b R_{u1}} = A_I \frac{R_p}{R_{u1}}. \quad (3.51)$$

Ako se u relaciju 3.51. uvrste izrazi 3.47. i 3.50. dobiva se

$$A_v = - \frac{h_{fe}}{h_{ie} \left(h_{oe} + \frac{1}{R_p} \right) - h_{re} h_{fe}}. \quad (3.52)$$

Pri određivanju izlaznog otpora treba odspojiti potrošač na izlazu i na izlazne stezaljke dovesti napon U_{ce} iz vanjskoga generatora. Izlazni otpor određen je omjerom



Slika 3.15. Određivanje izlaznog otpora pojačala sa slika 3.5. i 3.13.

napona U_{ce} i struje I_c koju vanjski generator šalje u izlazni krug pojačala. Pritom treba u ulaznom krugu isključiti struju I_g ulaznoga generatora, dok njegov unutrašnji otpor R_G ostaje (sl. 3.15). Iz izlaznoga kruga dobiva se:

$$I_c = h_{fe} I_b + h_{oe} U_{ce}, \quad (3.53)$$

a iz ulaznoga kruga

$$I_b (R_G + h_{ie}) + h_{re} U_{ce} = 0. \quad (3.54)$$

Iz jednadžbi 3.53. i 3.54. dobiva se za izlazni otpor

$$R_{iz} = \frac{U_{ce}}{I_c} = \frac{1}{h_{oe} - \frac{h_{re} h_{fe}}{R_G + h_{ie}}}. \quad (3.55)$$

Relacija 3.55. vrijedi pod pretpostavkom da je otpor R_B na slici 3.5. puno veći od otpora R_G . Ako ta pretpostavka nije ispunjena, tada u relaciji 3.55. treba otpor R_G zamijeniti paralelnom kombinacijom otpora R_G i R_B .

Iz relacija za strujno i naponsko pojačanje te ulazni i izlazni otpor pojačala u spoju zajedničkog emitera može se zaključiti sljedeće:

1. U području relativno niskih frekvencija strujno pojačanje je, uz realni potrošač, negativan broj veći od jedinice, osim kod vrlo visokih vrijednosti otpora potro-

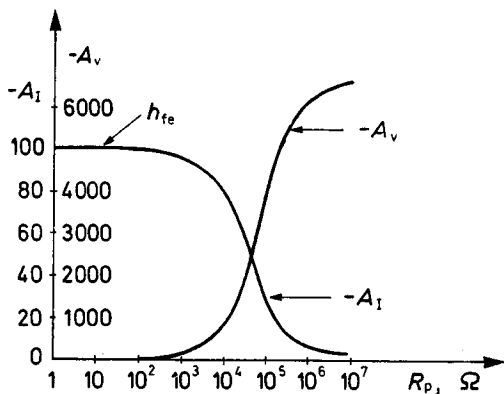
šača. Ako je ispunjen uvjet $h_{oe}R_p < 0,1$, tada je, prema relaciji 3.47, strujno pojačanje $A_I \approx -h_{fe}$, dakle neovisno o otporu potrošača, što je inače svojstvo idealnoga strujnog pojačala. Do istog smo zaključka došli već ranije grafičkom analizom prema slici 3.9. Sada je taj zaključak i analitičkim putem potvrđen. Ovisnost strujnog pojačanja o otporu potrošača prikazana je grafički na slici 3.16a uz sljedeće iznose hibridnih parametara tranzistora u statičkoj radnoj točki:

$$h_{fe}=100, h_{ie}=1 \text{ k}\Omega, h_{re}=10^{-4}, h_{oe}=25 \text{ }\mu\text{S}.$$

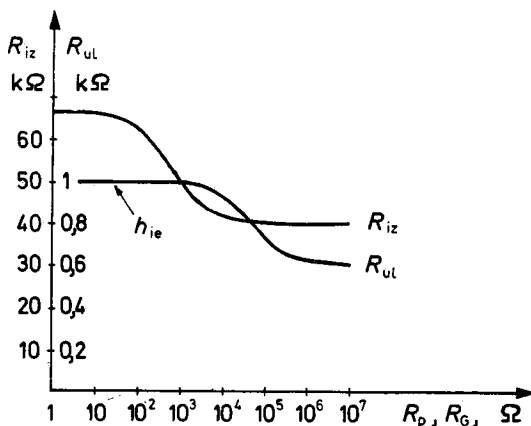
2. Naponsko pojačanje je, uz realni potrošač, negativan broj veći od jedinice, osim kod sasvim niskih vrijednosti otpora priključenog potrošača. S porastom otpora potrošača iznos naponskog pojačanja raste i kada $R_p \rightarrow \infty$ prema relaciji 3.52. teži prema iznosu

$$A_V = - \frac{h_{fe}}{h_{ie}h_{oe} - h_{re}h_{fe}}. \quad (3.56)$$

Porast iznosa naponskog pojačanja pri porastu otpora potrošača potpuno je u skladu sa zaključkom do kojega smo došli grafičkom analizom rada pojačala prema slici



a)



b)

Slika 3.16. Grafički prikaz veličina A_V , A_I , R_{ul} i R_{iz} za pojačalo u spoju zajedničkog emitera: a) ovisnost A_V i A_I o R_p , b) ovisnost R_{ul} o R_p i R_{iz} o R_G

3.9. Ovisnost naponskog pojačanja o otporu potrošača grafički je prikazana na slici 3.16a za iste vrijednosti hibridnih parametara kao u točki 1.

3. Ulazni otpor prema relaciji 3.50. ima vrijednost h_{ie} kod niskih iznosa otpora potrošača R_p . S porastom otpora potrošača ulazni otpor opada, težeći prema iznosu

$$R_{ul} = h_{ie} - \frac{h_{re} h_{fe}}{h_{oe}} \quad (3.57)$$

kada $R_p \rightarrow \infty$. Ovisnost ulaznog otpora o otporu potrošača grafički je prikazana na slici 3.16b za iste vrijednosti hibridnih parametara kao u točki 1.

4. Izlazni otpor pojačala u spoju zajedničkog emitera prema relaciji 3.55. opada s porastom unutrašnjeg otpora generatora na ulazu pojačala. Ta ovisnost je grafički prikazana na slici 3.16b.

3.1.4. Idealizirani prikaz pojačala u spoju zajedničkog emitera

Pojačalo na slici 3.5, prikazano nadomjesnim sklopom na slici 3.14, nije idealno strujno pojačalo. Razlozi tome su sljedeći:

- ulazni krug pojačala ima konačni iznos ulaznog otpora, određen prema relaciji 3.50, veličinama h_{ie} , h_{oe} , h_{fe} , h_{re} i R_p . Idealno strujno pojačalo prema slici 1.3. ima ulazni otpor jednak nuli

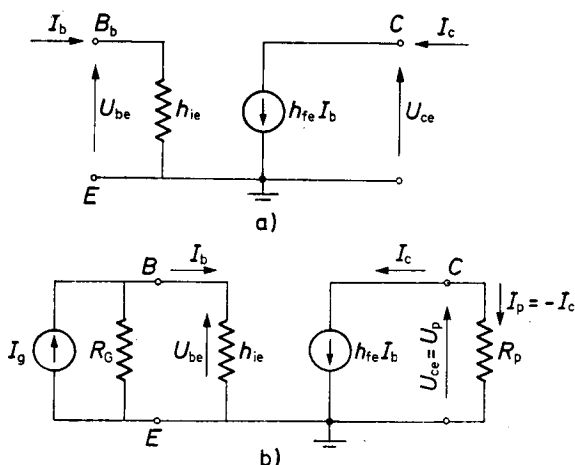
- u ulaznom krugu djeluje naponski izvor elektromotorne sile $h_{re}U_{ce} = -h_{re}I_p R_p$ kojim krug potrošača utječe na ulazni krug pojačala. Time je narušen jedan od bitnih zahtjeva pri realizaciji pojačala da krug potrošača ne djeluje na ulazni krug pojačala

- izlazni otpor pojačala nije beskonačno velik, te strujno pojačanje ovisi o otporu potrošača.

U određenim slučajevima moguće je navedene izvore neidealnosti u tolikoj mjeri minimizirati u pogledu utjecaja na rad pojačala da se realno pojačalo u spoju zajedničkog emitera može tretirati kao pojačalo dosta blisko po svojstvima idealnom strujnom pojačalu. Ako je ispunjen uvjet $h_{oe}R_p < 0,1$, što znači da uz tipični iznos $h_{oe} < 10^{-4}$ S otpor potrošača mora biti $R_p < 1$ k Ω , tada će u nadomjesnom sklopu pojačala na slici 3.14. praktički sva struja $h_{fe}I_b$, koju daje strujni izvor u izlaznom krugu tranzistora, teći kroz potrošač, pa strujno pojačanje neće ovisiti o njegovu otporu. U tom slučaju vodljivost h_{oe} može se zanemariti u odnosu na vodljivost priključenog potrošača. S druge strane, moguća su određena pojednostavnjenja i u ulaznom krugu tranzistora. Ako je npr. $h_{re} = 10^{-4}$ i $A_v = -100$, tada je elektromotornu silu $h_{re}U_{ce}$ moguće izraziti u obliku

$$h_{re}U_{ce} = h_{re}A_v U_{be} = 10^{-4} (-100) U_{be} = -0,01 U_{be},$$

a to znači da je kod relativno niskih iznosa naponskog pojačanja, što prema relaciji 3.52. i slici 3.16a znači kod relativno niskih iznosa otpora potrošača, u ulaznom krugu tranzistora u nadomjesnom sklopu pojačala na slici 3.14. elektromotornu silu $h_{re}U_{ce}$ moguće zanemariti u odnosu na ulazni napon U_{be} . U tom slučaju se ulazni krug tranzistora može dovoljno točno aproksimirati otporom h_{ie} . U navedenim uvjetima hibridni nadomjesni sklop tranzistora u spoju zajedničkog emitera, uz zanemarenje utjecaja h_{oe} i $h_{re}U_{ce}$, dobiva oblik prema slici 3.17a, dok nadomjesni sklop pojačala na slici 3.14. dobiva oblik kao na slici 3.17b. Nadomjesni sklop



Slika 3.17. Utjecaj zanemarenja veličina $h_{re}U_{ce}$ i h_{oe} na: a) hibridni nadomjesni sklop bipolarnog tranzistora u spoju zajedničkog emitera, b) nadomjesni sklop pojačala u spoju zajedničkog emitera

tranzistora na slici 3.17a i nadomjesni sklop pojačala na slici 3.17b vrijede dovoljno točno ako su ispunjeni uvjeti $h_{oe}R_p < 0,1$ i $|h_{re}U_{ce}| < 0,1 U_{be}$. Ako ti uvjeti nisu ispunjeni, pogreška koja nastaje u računanjima svojstava sklopova pomoću pojednostavnjenog, odnosno idealiziranoga nadomjesnog sklopa tranzistora, bit će to veća što su iznosi veličina $h_{oe}R_p$ i $h_{re}U_{ce}$ veći. Sklop na slici 3.17b je to točnija aproksimacija stvarnog sklopa na slici 3.5. što je otpor potrošača R_p manji, jer se smanjenjem otpora R_p smanjuje i $h_{oe}R_p$ i $h_{re}U_{ce}$. Pritom je očigledno da se u ovom slučaju pojačalo u spoju zajedničkog emitera po svojstvima približava idealnom strujnom pojačalu na slici 1.3. Jedina razlika je u postojanju konačnoga ulaznog otpora h_{ie} . Međutim ako je unutrašnji otpor priključenoga generatora R_G puno veći od h_{ie} , odstupanje pojačala u spoju zajedničkog emitera od idealnoga strujnog pojačala bit će zanemarivo malo.

Iz nadomjesnog sklopa na slici 3.17b slijedi izraz za strujno pojačanje

$$A_I = \frac{I_p}{I_b} = \frac{-h_{fe}I_b}{I_b} = -h_{fe} \neq f(R_p). \quad (3.58)$$

Ulazni otpor iznosi

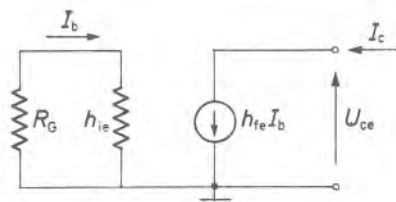
$$R_{u1} = \frac{U_{be}}{I_b} = h_{ie} \neq f(R_p). \quad (3.59)$$

Naponsko pojačanje je

$$A_V = \frac{U_p}{U_{be}} = \frac{I_p R_p}{U_{be}} = \frac{-h_{fe}I_b R_p}{I_b h_{ie}} = -h_{fe} \frac{R_p}{h_{ie}}. \quad (3.60)$$

Da bi se odredio izlazni otpor potrebno je isključiti struju I_g ulaznoga generatora te odspojiti potrošač i na izlazne stezaljke dovesti napon U_{ce} (sl. 3.18). Izlazni otpor određen je omjerom napona U_{ce} i struje I_c . Budući da u ulaznom krugu nema izvora, struja I_b jednaka je nuli te je i $h_{fe}I_b = 0$. Izlazni otpor dakle iznosi

$$R_{iz} = \frac{U_{ce}}{I_c} = \frac{U_{ce}}{h_{fe}I_b} = \infty. \quad (3.61)$$



Slika 3.18. Određivanje izlaznog otpora pri zanemarenju veličina $h_{re} U_{ce}$ i h_{oe}

Relacije 3.58—3.61. mogu se dobiti i iz relacija 3.47, 3.49, 3.52. i 3.55. ako se zanemare članovi koji sadržavaju parametre h_{oe} i h_{re} , koji su u idealiziranom nadomjestnom sklopu tranzistora i pojačala zanemareni.

3.1.5. Izbor položaja statičke radne točke

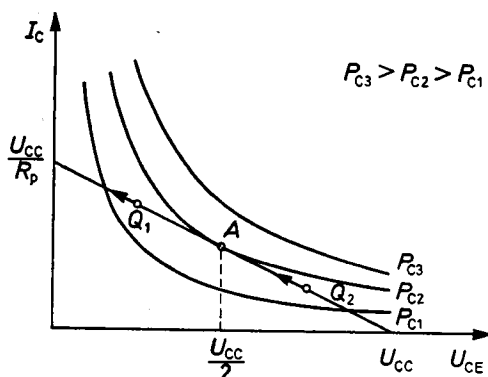
Tranzistor u spoju zajedničkog emitera raspolaže značajnim strujnim pojačanjem ako mu je statička radna točka smještena u normalnom aktivnom području. To međutim nije dovoljno za dobar i pouzdan rad elektroničkog sklopa. Prilikom izbora položaja statičke radne točke potrebno je voditi računa o većem broju faktora, kao što su toplinska stabilnost sklopa, osiguranje linearnog režima rada, odnosno što niži stupanj izobličenja pojačanog signala, stabilnost dinamičkih karakteristika sklopa pri zamjeni tranzistora, promjeni temperature okoline ili pojavi zračenja, itd. Ovdje će se govoriti o izboru položaja statičke radne točke s obzirom na toplinsku stabilnost sklopa, dok će se ostali utjecaji razmatrati kasnije. Poznato je da je temperatura tranzistora određena temperaturom okolnog prostora i snagom disipiranom u tranzistoru zbog protjecanja struje kroz tranzistor. Zbog disipacije snage, izazvane protjecanjem struje kroz tranzistor, temperatura tranzistora raste iznad temperature okolnog prostora. Porast temperature tranzistora iznad temperature okolnog prostora može se dobro aproksimirati zakonom

$$\Delta T = T_T - T_0 = K U_{CE} I_C = K P_C, \quad (3.62)$$

gdje je T_T temperatura tranzistora u $^{\circ}\text{C}$, T_0 temperatura okolnog prostora također u $^{\circ}\text{C}$, K toplinski otpor između tranzistora i okolnog prostora, a P_C snaga kolektorskih gubitaka. Toplinski otpor K izražava se u $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ i obično se kreće u granicama od 1 do 1 000 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Što je toplinski otpor manji, kod zadane snage kolektorskih gubitaka bit će i porast temperature tranzistora iznad temperature okolnog prostora manji. Zato je tranzistore koji disipiraju veliku snagu kolektorskih gubitaka potrebno izvesti i montirati tako da toplinski otpor između silicijeve pločice s difundiranim tranzistorom i okolnog prostora bude što manji, kako bi se toplina nastala disipacijom što efikasnije odvodila.

Utjecaj položaja statičke radne točke na zagrijavanje tranzistora može se ilustrirati i kvalitativno objasniti pomoću slike 3.19. Na slici je prikazan jedan statički radni pravac i tri hiperbole konstantnih kolektorskih gubitaka. Svakom statičkom radnom pravcu pripada jedna hiperbola konstantnih kolektorskih gubitaka koju taj statički radni pravac u jednoj točki tangira. Pokazat ćemo da točka A u kojoj statički radni pravac tangira hiperbolu konstantnih kolektorskih gubitaka leži na sredini statičkoga radnog pravca. Nagib hiperbole u bilo kojoj točki je

$$\frac{dI_C}{dU_{CE}} = \frac{d}{dU_{CE}} \left(\frac{P_C}{U_{CE}} \right) = -\frac{P_C}{U_{CE}^2} = -\frac{I_C}{U_{CE}}. \quad (3.63)$$



Slika 3.19. Utjecaj položaja statičke radne točke na zagrijavanje tranzistora

Jednadžba statičkoga radnog pravca je

$$U_{CC} = I_C R_p + U_{CE}, \quad (3.64)$$

a njegov nagib $-1/R_p$. Da bi radni pravac tangirao u točki A hiperbolu, mora biti ispunjen uvjet

$$-\frac{I_C}{U_{CE}} = -\frac{1}{R_p},$$

odnosno

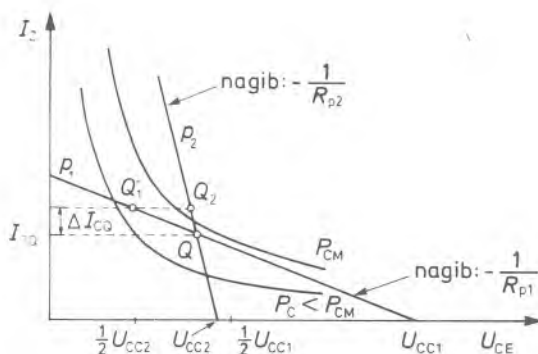
$$I_C = \frac{U_{CE}}{R_p}. \quad (3.65)$$

Ako se I_C , određen relacijom 3.65, uvrsti u jednadžbu statičkoga radnog pravca, dobiva se za točku A sljedeći iznos napona U_{CE} :

$$U_{CE} = \frac{U_{CC}}{2}. \quad (3.66)$$

Što će se dogoditi ako se sklop projektira tako da statička radna točka leži na statičkom radnom pravcu iznad točke A , npr. u položaju Q_1 ? Ako se statička radna točka nalazi u položaju Q_1 , tada će porast struje kolektora izazvan porastom temperature ili nekim drugim utjecajem seliti statičku radnu točku po statičkom radnom pravcu u smjeru od hiperbole konstantnih kolektorskih gubitaka $P_{C1} < P_{C2}$, te porast struje kolektora u statičkoj radnoj točki u ovom slučaju vodi prema sniženju kolektorskih gubitaka. Suprotno se događa kada statička radna točka leži na statičkom radnom pravcu ispod točke A , npr. ako se nalazi u položaju Q_2 . U tom će slučaju porast struje kolektora seliti statičku radnu točku po statičkom radnom pravcu u smjeru od hiperbole konstantnih kolektorskih gubitaka P_{C1} prema hiperboli konstantnih kolektorskih gubitaka $P_{C2} > P_{C1}$, što će izazvati daljnje zagrijavanje tranzistora. To je naročito opasno ako pritom statička radna točka dođe u područje iznad hiperbole maksimalnih dozvoljenih gubitaka u tranzistoru P_{CM} . U tom slučaju će lako doći do toplinskog uništenja tranzistora. Pojava kumulativnog zagrijavanja tranzistora, do koje u ovom slučaju dolazi, često se naziva toplinski bijeg (engl. thermal runaway). Provedena analiza pokazuje da je prilikom projektiranja električnih sklopova statičku radnu točku svakog tranzistora potrebno tako podesiti da bude ispunjen uvjet $U_{CE} < U_{CC}/2$, kako bi se spriječio toplinski bijeg i ograni-

čila mogućnost uništenja tranzistora. Na slici 3.20. prikazane su dvije hiperbole konstantnih kolektorskih gubitaka. Jedna odgovara maksimalno dozvoljenoj snazi kolektorskih gubitaka P_{CM} , a druga nekoj manjoj snazi P_C . U istom koordinatnom



Slika 3.20. Uz analizu toplinske stabilnosti tranzistora

sustavu nacrtana su i dva stitička radna pravca p_1 i p_2 , sa zajedničkom statičkom radnom točkom Q u sjecištu pravaca. Pravac p_1 određen je naponom kolektorske baterije U_{CC1} i otporom potrošača R_{p1} , a pravac p_2 naponom kolektorske baterije U_{CC2} i otporom potrošača $R_{p2} < R_{p1}$. Pritom statička radna točka Q leži ispod hiperbole maksimalno dozvoljenih kolektorskih gubitaka. Pored toga, napon U_{CE} u statičkoj radnoj točki Q manji je od $1/2 U_{CC1}$ i veći od $1/2 U_{CC2}$. Što se događa kada kolektorska struja u statičkoj radnoj točki s iznosa I_{CQ} poraste na iznos za ΔI_{CQ} veći? Statička radna točka Q putuje po pravcu p_1 u položaj Q_1 , kojem odgovaraju manji kolektorski gubici nego u položaju Q , dok po pravcu p_2 putuje u položaj Q_2 , kojem odgovaraju kolektorski gubici veći od maksimalno dozvoljenih. Dakle uz mali otpor za istosmjernu struju u krugu kolektora dolazi vrlo lako do opasnosti toplinskoga bijega. To se posebno odnosi na sklopove kod kojih su u krugu kolektora umjesto disipativnih otpornika upotrijebljene nedisipativne zavojnice, primari transformatora i slične komponente. U tom slučaju treba posebnim sklopovskim rješenjima osigurati stabilnu struju kolektora u statičkoj radnoj točki.

Ovdje je analiziran izbor položaja statičke radne točke za spoj pojačala prema slici 3.5. Do potpuno istih zaključaka dolazi se i u slučaju kada se uz otpor R_p u krugu kolektora koristi i otpor R_E u krugu emitera (sl. 3.22).

3.1.6. Stabilnost karakteristika pojačala

Pojačalo izvedeno prema slici 3.5. raspolaže svim bitnim svojstvima koja se u dinamičkom radu traže od linearnog pojačala u spoju zajedničkog emitera, međutim ta izvedba pojačala ima značajnih nedostataka koji ga u široj primjeni čine nepouzdanim. Dinamička svojstva u području relativno niskih frekvencija (naponsko i strujno pojačanje te ulazni i izlazni otpor) prema relacijama 3.47, 3.50, 3.52. i 3.55. ovise o iznosima hibridnih parametara, a hibridni parametri opet ovise o položaju statičke radne točke u polju ulaznih i izlaznih karakteristika tranzistora i o temperaturi tranzistora. Da bi dinamičke karakteristike pojačala na slici 3.5. bile stabilne, potrebno je prije svega osigurati stabilan položaj statičke radne točke. Da li izvedba pojačala na slici 3.5. može osigurati stabilan položaj statičke radne točke? Odgovor na to pitanje daje relacija 3.4. koja određuje struju baze u statičkoj radnoj točki.

Ako se u tu relaciju uvrsti $U_{BE}=U_{BEQ}$ i $I_B=I_{BQ}$ dobiva se

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_B} \quad (3.67)$$

Budući da je kod silicijevih tranzistora u normalnom aktivnom području tipičan iznos napona $U_{BEQ}=0,7\text{ V}$ i da je redovito ispunjen uvjet $U_{CC} \gg U_{BEQ}$, struja I_{BQ} je praktički konstantna i neovisna o svojstvima tranzistora, te je sklop na slici 3.5. napajan u statičkim uvjetima istosmjernom strujom baze konstantnog iznosa. Pri radu tranzistora u normalnom aktivnom području, u spoju zajedničkog emitera, struju kolektora i struju baze povezuje jednadžba

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO}, \quad (3.68)$$

gdje je

$\beta = h_{FE} \simeq h_{fe} \dots$ istosmjerni faktor strujnog pojačanja tranzistora u spoju zajedničkog emitera

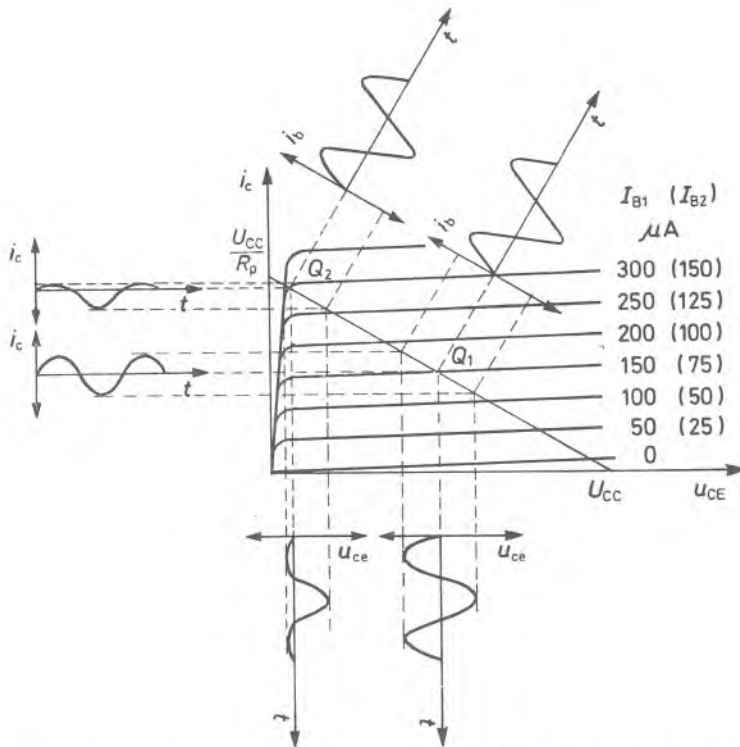
$I_{CEO} \dots$ reverzna struja zasićenja kolektorskog kruga uz $I_B=0$.

Struja kolektora u statičkoj radnoj točki I_{CQ} povezana je s naponom U_{CC} relacijom

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} + I_{CEO} = \beta \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_B} + I_{CEO}. \quad (3.69)$$

Iz posljednje relacije slijedi da struja kolektora u statičkoj radnoj točki ovisi o tri parametra tranzistora: β , U_{BEQ} i I_{CEO} , te promjena svakog od navedenih parametara može izazvati pomak statičke radne točke duž statičkoga radnog pravca, a to znači i promjenu iznosa hibridnih parametara tranzistora, a time i promjenu iznosa naponskoga i strujnog pojačanja te ulaznog i izlaznog otpora sklopa na slici 3.5. Nekontrolirana promjena parametara β , U_{BEQ} i I_{CEO} može izazvati pomak statičke radne točke u blizinu područja zasićenja ili zapornog područja gdje dolazi do značajnog izobličenja izmjeničnog signala.

Analizirat ćemo ukratko utjecaj promjene navedenih parametara tranzistora na stabilnost položaja statičke radne točke. Parametar β mijenja se u masovnoj proizvodnji tranzistora kod tranzistora istog tipa u širokom rasponu iznosa, npr. između 100 i 300. Pri masovnoj proizvodnji istovrsnih sklopova primjenjivat će se u identičnim sklopovima tranzistori istog tipa s različitim iznosima istosmjernog faktora strujnog pojačanja. Budući da je prema relaciji 3.67. struja baze u statičkoj radnoj točki neovisna o faktoru β , svi tranzistori će u velikoj seriji istovrsnih sklopova raditi s istom istosmjernom strujom baze, ali će se prema relacijama 3.68. i 3.69. istosmjerne struje kolektora u statičkoj radnoj točki razlikovati od sklopa do sklopa u skladu s razlikama u iznosima faktora β . Posljedice su ilustrirane slikom 3.21. U i_C - u_{CE} koordinatnom sustavu prikazane su izlazne karakteristike dvaju tranzistora istog tipa. Prvome odgovaraju struje baze označene sa I_{B1} u koracima od $50\text{ }\mu\text{A}$, a drugome struje baze označene sa I_{B2} u koracima od $25\text{ }\mu\text{A}$. Uz istu skalu na strujnoj osi i_C to znači da je β drugog tranzistora dvaput veći nego β prvoga, jer je za istu struju kolektora drugom tranzistoru potrebna dvaput manja struja baze nego prvom tranzistoru. Pritom se pretpostavlja da je struja I_{CEO} u relaciji 3.68. puno manja od struje βI_B , što je redovito ispunjeno. Pod pretpostavkom da je sklop u oba slučaja napajan istosmjernom strujom baze $I_{BQ}=150\text{ }\mu\text{A}$, statička radna točka prvog tranzistora, odnosno sklopa, jest Q_1 , a drugoga Q_2 . Budući da Q_1 leži u sredini normalnoga aktivnog područja, sinusoidna struja baze i_b , koja ispunjava uvjete za rad u režimu malih signala, generira sinusoidnu struju i_c u krugu kolek-



Slika 3.21. Uz analizu utjecaja iznosa faktora β na rad sklopa na slici 3.5.

tora i sinusoidni napon u_{ce} između kolektora i emitera. Kod drugog tranzistora, s dvostruko većim iznosom faktora β , statička radna točka Q_2 uz istu struju baze u statičkoj radnoj točki kao u prethodnom slučaju, leži točno na granici normalnoga aktivnog područja i područja zasićenja. To rezultira visokim stupnjem izobličenja struje i_c i napona u_{ce} , budući da pozitivni prirast trenutne totalne vrijednosti struje baze tjera tranzistor dublje u zasićenje, ne dovodeći do imalo značajnije promjene trenutnih totalnih iznosa struje kolektora i napona između kolektora i emitera. Ako bi se u istom sklopu upotrijebio tranzistor s još većim faktorom β , tada bi statička radna točka otišla duboko u područje zasićenja i izmjenična struja baze male amplitude ne bi mogla generirati izmjeničnu komponentu struje kolektora i napona između kolektora i emitera, jer bi kroz oba poluperioda izmjenične struje baze tranzistor ostao u području zasićenja. U tom slučaju tranzistor degenerira u dvije propusno polarizirane diode (emiter-baza i kolektor-baza), gubeći svojstvo pojačavanja električkih signala. Ako bi se u istom sklopu upotrijebio tranzistor istog tipa, ali s malim iznosom faktora β , tada bi statička radna točka uz isti iznos struje baze I_{BQ} kao u prethodnim slučajevima ležala niže od točke Q_1 na statičkom radnom pravcu, u području blizu zapornog područja. To bi dovelo do tjeranja tranzistora u zaporno područje pri negativnim poluperiodima struje i_b , što bi dovelo do izobličenja napona u_{ce} i struje i_c .

Iz navedenoga slijedi da će sklop na slici 3.5. biti nepouzdan u serijskoj proizvodnji, jer će zbog rasipanja iznosa faktora β od tranzistora do tranzistora postojati značajno rasipanje iznosa istosmjernе struje kolektora u statičkoj radnoj točki,

a to znači i rasipanje iznosa hibridnih parametara i rasipanje iznosa naponskoga i strujnog pojačanja te ulaznog i izlaznog otpora sklopa. U ekstremnim, ali sasvim mogućim slučajevima doći će do bijega statičke radne točke u područje zasićenja ili u blizinu područja zapiranja, gdje je izobličenje izmjeničnog signala tako veliko da se sklop ne može upotrebljavati kao pojačalo.

Do djelovanja analognog rasipanju faktora β dovodi i temperaturna ovisnost tog faktora. Pri porastu temperature dolazi do smanjenja rekombinacije u bazi tranzistora, čime se produžuje vrijeme života manjinskih nosilaca i poboljšava bazni transportni faktor, a time i β tranzistora. Budući da β s porastom temperature raste, uz napajanje tranzistora konstantnom strujom baze I_{BQ} statička radna točka će po statičkom radnom pravcu putovati prema području zasićenja na isti način kao na slici 3.21, gdje taj pomak izaziva rasipanje iznosa faktora β .

Porast temperature djeluje i na veličine U_{BEQ} i I_{CEO} u relaciji 3.69. Napon U_{BEQ} uz konstantnu struju baze opada pri porastu temperature. Temperaturni koeficijent tog napona je dakle negativan i iznosi tipično

$$\left. \frac{\Delta U_{BEQ}}{\Delta T} \right|_{I_{BQ}} = -1.5 \text{ do } -2.5 \frac{\text{mV}}{^{\circ}\text{C}}, \quad (3.70)$$

pri čemu višim iznosima struje baze odgovaraju niži apsolutni iznosi temperaturnog koeficijenta napona. Prema relaciji 3.67. porast temperature dovest će do porasta struje I_{BQ} , međutim kako je redovito U_{CC} dosta veći od U_{BEQ} , ta temperaturna ovisnost neće doći do značajnijeg izražaja.

U relaciji 3.69, koja određuje struju kolektora I_{CQ} u statičkoj radnoj točki, član $\beta U_{BEQ}/R_B$ osjetno je manji po iznosu od prvog člana $\beta U_{CC}/R_B$, te slabije djeluje na iznos I_{CQ} . Pored toga, prvi član raste s porastom temperature jednako brzo kao faktor β , dok drugi član manje ovisi o temperaturi jer je porast faktora β s porastom temperature praćen padom napona U_{BEQ} s porastom temperature. Zato temperaturna ovisnost napona U_{BEQ} u ovom slučaju nema značajnijeg djelovanja na stabilnost statičke radne točke. Reverzna struja zasićenja I_{CEQ} raste eksponencijalno s temperaturom. Međutim i pored toga ta struja neznatno djeluje i na položaj i na temperaturnu stabilnost statičke radne točke kod silicijevih tranzistora, jer je njen iznos vrlo mali.

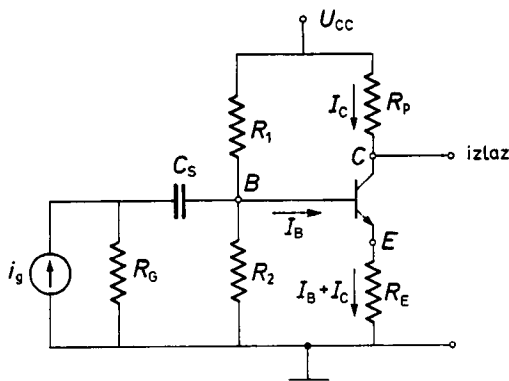
Iz provedene analize slijedi da je sklop na slici 3.5. jako ovisan o rasipanju iznosa faktora β i o temperaturi, prije svega zbog temperaturne ovisnosti faktora β . Da bi taj sklop bio stabilniji i temperaturno manje osjetljiv potrebno je na neki način izvršiti stabilizaciju položaja statičke radne točke. Obično se primjenjuju dvije metode, odnosno tehnike stabilizacije položaja statičke radne točke. To su:

- stabilizacijska tehnika pomoću emitterske degeneracije
- kompenzacijska tehnika.

Sada ćemo analizirati obje navedene metode.

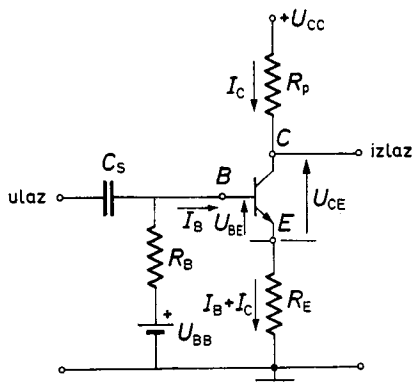
3.1.7. Stabilizacija pomoću emitterske degeneracije

Znatno veća stabilnost statičke radne točke tranzistora, a time i stabilnost karakteristika pojačala, može se postići ako se u sklopu na slici 3.5. u krug emitera ubaci otpor R_E , a otpor R_B zamijeni djelateljem R_1-R_2 prema slici 3.22. Stabilizirajuće djelovanje otpora R_E može se objasniti na sljedeći način: Pretpostavit ćemo da je ulazni signal jednak nuli ($i_g=0$), te u sklopu postoje samo istosmjerne komponente napona i struja. Ako se istosmjerna struja kolektora I_C iz bilo kojih razloga poveća (npr. zbog porasta temperature), porast će i struja kroz R_E jer je



Slika 3.22. Stabilizacija položaja statičke radne točke tranzistora pomoću otpornika u krugu emitera

ta struja suma struje I_C i struje I_B . Veća struja kroz R_E znači i veći pad napona na tom otporniku, te istosmjerni potencijal emitera raste. Time se smanjuje napon propusne polarizacije spoja emiter-baza, te struja baze opada. Budući da je struja kolektora proporcionalna struji baze, dolazi do ograničenja porasta struje kolektora i ona će rasti manje nego u slučaju kada je $R_E=0$. Sklop na slici 3.22. može se pojednostavniti ako se djelovanje napona U_{CC} i djelitelja R_1-R_2 u ulaznom krugu



Slika 3.23. Prikaz sklopa na slici 3.32. pomoću Théveninova naponskog izvora u krugu baze

nadomjesti prema slici 3.23. Théveninovim izvorom elektromotorne sile U_{BB} i unutrašnjeg otpora R_B :

$$U_{BB} = U_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (3.71)$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.72)$$

Budući da će se ovdje razmatrati stabilnost statičke radne točke, ispušten je na slici 3.23. generator ulaznog signala. Iz ulaznog kruga slijedi

$$U_{BB} = I_B R_B + U_{BE} + (I_B + I_C) R_E. \quad (3.73)$$

Prisustvo otpora R_E u krugu emitera stabilizira položaj statičke radne točke, a time i dinamičke karakteristike pojačala na slici 3.22. Kako međutim R_E djeluje na apsolutne iznose strujnog i naponskog pojačanja te ulaznog i izlaznog otpora sklopa? Ako se tranzistor u sklopu na slici 3.22. i 3.23. nadomjesti približnim hibridnim nadomjesnim sklopom na slici 3.17a te ako se za izmjenični signal kratko spoje elektromotorne sile U_{CC} i U_{BB} te kondenzator C_S , dobiva se nadomjesni sklop pojačala za mali izmjenični signal prema slici 3.24. Napon U_b između baze i uzemljenja iznosi

$$U_b = I_b h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E I_b, \quad (3.81)$$

te je ulazni otpor tranzistora

$$R_{ul} = \frac{U_b}{I_b} = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E. \quad (3.82)$$

Relacija (3.82) pokazuje da prisustvo otpora R_E u krugu emitera dovodi do značajnog povećanja ulaznog otpora tranzistora u odnosu na slučaj kada je $R_E = 0$. Ulazni otpor sklopa R'_{ul} mora uključivati i otpor R_B . Taj otpor iznosi

$$R'_{ul} = \frac{R_B R_{ul}}{R_B + R_{ul}}. \quad (3.83)$$

Strujno pojačanje sklopa je

$$A_I = \frac{I_p}{I_{ul}} = \frac{I_p}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I_{ul}} = \frac{-h_{fe} I_b}{I_b} \cdot \frac{R_B}{R_B + R_{ul}} = -h_{fe} \frac{R_B}{R_B + h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E}. \quad (3.84)$$

Strujno pojačanje u prisustvu otpora R_E u krugu emitera manje je nego kada je $R_E = 0$. Otpor R_E svojim prisustvom ruši iznos strujnog pojačanja jer povećava ulazni otpor tranzistora, pa prisiljava struju I_{ul} da umjesto u bazu tranzistora teče kroz otpor R_B . To bi se moglo izbjeći kada bi se ispunio uvjet $R_B \gg h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E$. Budući da je redovito drugi član u navedenoj relaciji dosta veći od prvog člana, gornji uvjet može se pisati u obliku

$$R_B \gg (1 + h_{fe}) R_E \approx (1 + \beta) R_E. \quad (3.85)$$

Uvjet 3.85. osigurava očuvanje iznosa strujnog pojačanja i kada je prisutan R_E . Taj je uvjet međutim suprotan uvjetu 3.75. koji osigurava stabilan položaj statičke radne točke. To znači da sklopom na slici 3.22. nije moguće postići i stabilan položaj statičke radne točke i puni iznos strujnog pojačanja.

Naponsko pojačanje iznosi

$$A_V = \frac{U_p}{U_b} = \frac{I_p R_p}{I_b R_{ul}} = \frac{-h_{fe} I_b R_p}{I_b R_{ul}} = -\frac{h_{fe} R_p}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E}. \quad (3.86)$$

Otpor R_E smanjuje i naponsko pojačanje sklopa. Za razliku od strujnog pojačanja koje se također smanjuje u prisustvu otpora R_E , naponsko se pojačanje smanjuje neovisno o prisustvu otpora R_B .

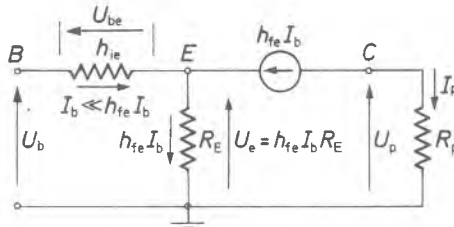
Izlazni otpor ovdje je zbog zanemarenja hibridnih parametara h_{oe} i h_{re} beskonačno velik, kao i u sklopu na slici 3.17.

Iz izloženoga slijedi da otpor R_E u krugu emitera pridonosi stabilnosti statičke radne točke tranzistora, uz istodobni porast ulaznog otpora tranzistora i pad strujnoga i naponskog pojačanja. Smanjenje iznosa naponskoga i strujnog pojačanja obično se označava kao **degeneracija**, a budući da je u ovom slučaju izazvano otporom u krugu emitera zove se **emitorska degeneracija**. Iako degeneracija

smanjuje iznose pojačanja, ona pozitivno djeluje ne samo na stabilnost statičke radne točke, već i na stabilnost naponskog pojačanja. To slijedi iz relacije 3.86. Kada je ispunjen uvjet $(1 + h_{fe}) R_E > h_{ie}$ relacija 3.86. može se prikazati u obliku

$$A_V \approx -\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} \cdot \frac{R_P}{R_E} \approx -\frac{R_P}{R_E}. \quad (3.87)$$

Drugim riječima, u prisustvu emitterske degeneracije može se osigurati, uz smanjenje apsolutnog iznosa naponskog pojačanja, njegov vrlo stabilan iznos praktički neovisan o svim parametrima tranzistora. Ovdje se ustvari radi o pojavi kojom ćemo se kasnije detaljnije baviti, a koja je poznata kao **povratna veza**. Otpor R_E nalazi se, prema slici 3.24, i u ulaznom i u izlaznom krugu sklopa te se preko njega vrši povratno djelovanje izlaznog kruga na ulazni. Ako se radi jednostavnosti pretpostavi da je $h_{fe} \gg 1$, tj. da je $(1 + h_{fe}) I_b \approx h_{fe} I_b$, čime je zanemarena struja baze tranzistora u odnosu na struju kolektora, tada će kroz R_E teći samo struja $h_{fe} I_b$ izlaznoga kruga tranzistora. Ta će struja na otporu R_E generirati napon $U_e = h_{fe} I_b R_E$, koji se suprotstavlja ulaznom naponu sklopa U_b (sl. 3.25). U tom će slučaju ulazni napon



Slika 3.25. Prikaz povratnog djelovanja izlaznog kruga na ulazni preko emitterskog otpornika R_E

tranzistora između baze B i emitera E biti manji nego kada je $R_E = 0$, te će i pojačani, izlazni napon U_p biti manji. Drugim riječima, smanjit će se i naponsko pojačanje. Pad naponskog pojačanja bit će to veći što je otpor R_E veći, jer će tada protunapon U_e biti veći. S porastom otpora R_E mora dakle opadati iznos naponskog pojačanja, što je u skladu s relacijom 3.86. Ovdje se radi o povratnoj vezi koja dovodi do pada pojačanja te se ova vrsta povratne veze zove **negativna povratna veza**. Budući da izlazna struja sklopa $h_{fe} I_b$ uzrokuje preko otpora R_E povratno djelovanje izlaznoga kruga na ulazni, ova se povratna veza naziva **strujnom**. Povratna veličina u ulaznom krugu sklopa je napon U_e proporcionalan izlaznoj struji. Napon U_e djeluje u ulaznom krugu **serijski** s naponom U_{be} , smanjujući omjer ulaznog napona tranzistora i ulaznog napona sklopa U_{be}/U_b . U ulaznom se krugu dakle radi o serijskoj povratnoj vezi te se ova vrsta povratne veze zove **strujna serijska povratna veza**.

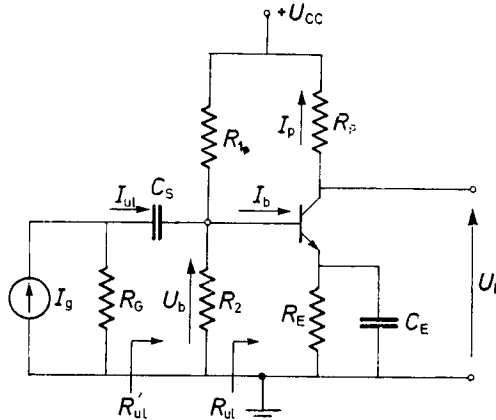
Relacije 3.81, 3.84. i 3.86. približne su relacije izvedene na bazi idealiziranoga hibridnog nadomjesnog sklopa tranzistora na slici 3.17a. Te relacije daju dovoljno točne rezultate ako je ispunjen uvjet

$$h_{oe} (R_P + R_E) < 0,1. \quad (3.88)$$

Ako je npr. $h_{oe} = 25 \mu S$, to znači da $R_P + R_E$ ne smije biti veći od $4 k\Omega$ da bi navedene približne relacije bile dovoljno točne. Ako uvjet 3.88. nije ispunjen, treba za računanje A_V , A_I , R_{ul} i R_{iz} primijeniti kompletan hibridni nadomjesni sklop na slici 3.12.

Emitterska degeneracija stabilizira položaj statičke radne točke i smanjuje naponsko i strujno pojačanje sklopa na slici 3.22. Ako se želi izbjeći smanjenje

pojaćanja uz zadržavanje stabilizirajućeg djelovanja emitorskog otpornika na položaj statičke radne točke, može se emitorskom otporniku paralelno spojiti emitorski kondenzator visokog kapaciteta C_E (sl. 3.26). Taj će kondenzator, zahvaljujući



Slika 3.26. Eliminiranje utjecaja emitorske degeneracije na dinamička svojstva pomoću emitorskog kondenzatora C_E

visokom iznosu kapaciteta, kratko spojiti emitorski otpornik na frekvenciji signala, te će emiter za izmjenični signal praktički biti uzemljen. Približne relacije za ulazni otpor tranzistora R_{ul} , ulazni otpor sklopa R'_{ul} te strujno i naponsko pojaćanje A_I i A_V dobivaju se iz relacije 3.81, 3.83, 3.84. i 3.86. uvrštavanjem $R_E=0$:

$$R_{ul} = \frac{U_b}{I_b} = h_{ie}, \quad (3.89)$$

$$R'_{ul} = \frac{U_b}{I_{ul}} = \frac{R_B h_{ie}}{R_B + h_{ie}}, \quad (3.90)$$

$$A_I = \frac{I_p}{I_{ul}} = -h_{te} \frac{R_B}{R_B + h_{ie}}, \quad (3.91)$$

$$A_V = \frac{U_p}{U_b} = -h_{te} \frac{R_p}{h_{ie}}. \quad (3.92)$$

Otpor R_B u ulaznom krugu smanjuje ulazni otpor sklopa R'_{ul} i strujno pojaćanje A_I . To se može izbjeći ako je $R_B \gg h_{ie}$. S druge strane, mora biti ispunjen uvjet 3.75. da bi se osigurala dobra stabilnost statičke radne točke. Za dobru stabilnost položaja statičke radne točke i za očuvani iznos ulaznog otpora i strujnog pojaćanja moraju dakle biti ispunjeni uvjeti

$$R_B \gg h_{ie}, \quad (1 + \beta) R_E \gg R_B. \quad (3.93)$$

Gornje se relacije mogu zamijeniti jednadžbama

$$R_B = n h_{ie}, \quad (1 + \beta) R_E = n R_B, \quad (3.94)$$

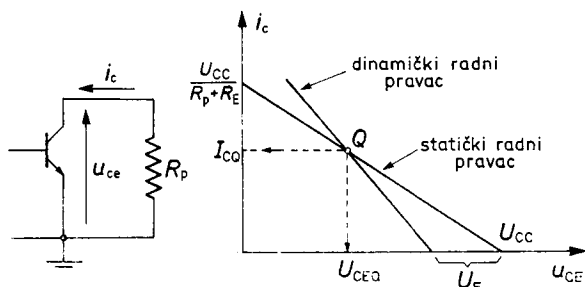
gdje je n broj puno veći od jedinice. Iz navedenih relacija slijedi

$$R_B = \sqrt{(1+\beta) h_{ie} R_E}, \quad (3.95)$$

$$n = \sqrt{(1+\beta) \frac{R_E}{h_{ie}}}. \quad (3.96)$$

Ako je npr. $\beta=99$, $h_{ie}=1\,000\ \Omega$, $R_E=1\,000\ \Omega$, tada iz gornjih relacija slijedi $R_B=10\ \text{k}\Omega$ i $n=10$. Budući da je $R_B=n h_{ie}=10 h_{ie}$ relacije 3.90. i 3.91. daju za ovaj slučaj iznose $R'_{ui}=0,91 h_{ie}$ i $A_I=-0,91 h_{te}$, te je utjecaj otpora R_B na R_{ui} i A_I znatno potisnut i iznosi 9 % u odnosu na slučaj kada je R_B beskonačno velik, jer bi tada bilo $R'_{ui}=h_{ie}$ i $A_I=-h_{te}$.

Emitorski kondenzator, budući da u dinamičkim uvjetima praktički kratko spaja emitorski otpornik, mijenja položaj radnog pravca u dinamičkim uvjetima u odnosu na statički radni pravac. Jednadžba statičkoga radnog pravca određena je relacijom 3.79, a struja kolektora u statičkoj radnoj točki relacijom 3.77. U di-



Slika 3.27. Statička radna točka, statički i dinamički radni pravac za sklop na slici 3.26.

namičkim uvjetima emitorski je otpornik kratko spojen te u izlaznom krugu sklopa djeluje samo otpor potrošača R_p (sl. 3.27). U tom slučaju izmjenične komponente struje kolektora i_c i napona u_{ce} povezane su relacijom

$$i_c = -\frac{u_{ce}}{R_p}. \quad (3.97)$$

Ako se izmjenične veličine prikazuju kao razlike trenutnih totalnih vrijednosti i odgovarajućih istosmjernih vrijednosti u statičkoj radnoj točki, relacija 3.97. može se prikazati u obliku

$$i_c - I_{CQ} = -\frac{u_{CE} - U_{CEQ}}{R_p}. \quad (3.98)$$

Jednadžba 3.98. je jednadžba dinamičkoga radnog pravca. Budući da se pretpostavlja rad u režimu malih signala, dolaskom izmjeničnog signala neće se promijeniti statička radna točka, te prema slici 3.27. i relaciji 3.98. dinamički radni pravac prolazi kroz statičku radnu točku Q . Dok prema relaciji 3.79. statički radni pravac ima nagib $-1/(R_p + R_E)$, dinamički radni pravac prema relaciji 3.98. ima nagib $-1/R_p$ prema pozitivnoj apscisi. Dok statički radni pravac ima na apscisi odsječak U_{CC} , dinamički radni pravac ima odsječak $U_{CC} - U_E$, gdje je U_E istosmjerni pad

napona na emitorskom otporniku. Dinamički radni pravac može poslužiti za grafičko određivanje valnih oblika napona u_{ce} i struje i_c uz zadani valni oblik struje i_b na način koji je primijenjen na slici 3.7.

3.1.8. Utjecaj temperature na stabilnost statičke radne točke

Utjecaj temperature na stabilnost statičke radne točke pojačala s emitorskom degeneracijom može se kvantitativno analizirati pomoću relacije 3.76. koja uz ispunjen uvjet 3.75. dovoljno točno određuje struju kolektora u statičkoj radnoj točki. Tu relaciju možemo prikazati u obliku

$$I_{CQ} = \frac{U_{BB} - U_{BEQ}}{R_E} + I_{CBO} \left(1 + \frac{R_B}{R_E} \right), \quad (3.99)$$

pri čemu je iskorištena poznata relacija

$$\frac{I_{CEO}}{1 + \beta} = I_{CBO}. \quad (3.100)$$

Veličina I_{CBO} je reverzna struja zasićenja kruga kolektor-baza uz prekinuti krug emiter-baza za istosmjernu struju.

S porastom temperature dolazi do pada napona U_{BEQ} pri konstantnoj struji baze i do eksponencijskog porasta struje I_{CBO} . To dovodi do promjene struje kolektora u statičkoj radnoj točki I_{CQ} . Sada ćemo odrediti promjenu struje kolektora pri promjeni temperature. Ako se temperatura poveća za iznos ΔT , napon U_{BEQ} će se smanjiti za ΔU_{BEQ} , a struja I_{CBO} povećati za ΔI_{CBO} , te će prema relaciji 3.99. temperaturni koeficijent struje I_{CQ} iznositi

$$\frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta T} = -\frac{1}{R_E} \cdot \frac{\Delta U_{BEQ}}{\Delta T} + \left(1 + \frac{R_B}{R_E} \right) \cdot \frac{\Delta I_{CBO}}{\Delta T}. \quad (3.101)$$

Veličina $\Delta U_{BEQ}/\Delta T$ kod silicijskih tranzistora iznosi $-1,5$ do $-2,5$ mV/°C, ovisno o nivou struje kolektora. Struja I_{CBO} približno se podvostruči na svakih 10 °C porasta temperature, te se prirast struje I_{CBO} može opisati relacijom

$$\Delta I_{CBO} = I_{CBO} [\exp(a\Delta T) - 1], \quad (3.102)$$

gdje je a konstanta približnog iznosa 0,07/°C. Iz relacija 3.101. i 3.102. slijedi

$$\frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta T} = -\frac{1}{R_E} \cdot \frac{\Delta U_{BEQ}}{\Delta T} + \left(1 + \frac{R_B}{R_E} \right) I_{CBO} \frac{\exp(a\Delta T) - 1}{\Delta T}. \quad (3.103)$$

Relacija 3.103. omogućuje određivanje temperaturnog koeficijenta struje kolektora u statičkoj radnoj točki u prisustvu emitorske degeneracije. Uvid u red veličine temperaturnog koeficijenta struje I_{CQ} može se dobiti iz sljedećeg numeričkog primjera.

Primjer 3.1. Sklop na slici 3.23. sa silicijskim tranzistorom, radi pri sobnoj temperaturi (25 °C). Ako je $R_E = 200 \Omega$, $R_B = 5 \text{ k}\Omega$, $I_{CBO} = 0,1 \mu\text{A}$, $I_{CQ} = 5 \text{ mA}$, $\Delta U_{BEQ}/\Delta T = -2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$, odrediti temperaturni koeficijent struje I_{CQ} , prirast te struje ΔI_{CQ} pri porastu temperature za $\Delta T = 30 \text{ }^\circ\text{C}$, te postotak prirasta struje $\Delta I_{CQ}/I_{CQ}$.

Rješenje:

Iz zadanih veličina slijedi da je

$$\begin{aligned}
 -\frac{1}{R_E} \cdot \frac{\Delta U_{BEQ}}{\Delta T} &= -\frac{1}{200} \cdot (-2) \cdot 10^{-3} = 0,01 \frac{\text{mA}}{^{\circ}\text{C}}, \\
 \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) \cdot I_{CBO} \cdot \frac{\exp(a\Delta T) - 1}{\Delta T} &= \\
 = \left(1 + \frac{5}{0,2}\right) 10^{-7} \frac{\exp(0,07 \cdot 30) - 1}{30} &= 6,2 \cdot 10^{-4} \frac{\text{mA}}{^{\circ}\text{C}}.
 \end{aligned}$$

Temperaturni koeficijent struje I_{CQ} dakle iznosi

$$\frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta T} = 0,01 + 6,2 \cdot 10^{-4} = 1,062 \cdot 10^{-2} \frac{\text{mA}}{^{\circ}\text{C}}.$$

Prirast struje I_{CQ} uz $T = 30^{\circ}\text{C}$ iznosi

$$\Delta I_{CQ} = 1,062 \cdot 10^{-2} \cdot 30 = 0,32 \text{ mA}.$$

Postotak prirasta struje I_{CQ} iznosi

$$\frac{\Delta I_{CQ}}{I_{CQ}} = \frac{0,32}{5} 100 \% = 6,4 \%.$$

Dobiveni rezultati pokazuju da sklop s emitterskom degeneracijom, sa silicijskim tranzistorom, pokazuje dobru temperaturnu stabilnost statičke radne točke. To se u prvom redu može zahvaliti malim iznosima struje I_{CBO} kod silicijskih tranzistora. U analiziranom slučaju promjena I_{CBO} s temperaturom sudjeluje u ukupnoj promjeni struje I_{CQ} samo sa 5,8 %, dok promjena U_{BEQ} s temperaturom sudjeluje u ukupnoj promjeni struje I_{CQ} sa 94,2 %.

3.1.9. Osjetljivost sklopa s emitterskom degeneracijom

U skladu s relacijom 3.74. struja kolektora u statičkoj radnoj točki ovisi o iznosima sljedećih veličina: U_{BEQ} , I_{CBO} , β , U_{CC} , R_1 , R_2 i R_E . Veličine U_{CC} , I_{CBO} , R_1 i R_2 nisu eksplicitno prisutne u toj relaciji, ali su sadržane u veličinama U_{BB} , I_{CBO} i R_B . Relaciju 3.74. možemo dakle prikazati u obliku

$$I_{CQ} = I_{CQ}(U_{BEQ}, I_{CBO}, \beta, U_{CC}, R_1, R_2, R_E) \quad (3.104)$$

Promjena bilo koje veličine na desnoj strani znaka jednakosti izaziva promjenu struje I_{CQ} . U općem slučaju osjetljivost struje I_{CQ} na promjene navedenih veličina može se izraziti totalnim diferencijalom

$$dI_{CQ} = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial U_{BEQ}} dU_{BEQ} + \frac{\partial I_{CQ}}{\partial I_{CBO}} dI_{CBO} + \frac{\partial I_{CQ}}{\partial \beta} d\beta + \dots \quad (3.105)$$

Parcijalne derivacije na desnoj strani znaka jednakosti određuju utjecaj promjene odgovarajuće veličine na promjenu struje I_{CQ} . Te parcijalne derivacije zovu se **faktori stabilnosti** i da bi struja I_{CQ} bila što manje osjetljiva na promjene odgovara-

jućih veličina potrebno je da faktori stabilnosti (parcijalne derivacije) imaju što manje iznose. Pojedini faktori stabilnosti jesu:

— faktor stabilnosti s obzirom na napon U_{BEQ} :

$$S_U = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial U_{BEQ}} \quad (3.106)$$

— faktor stabilnosti s obzirom na struju I_{CBO} :

$$S_I = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial I_{CBO}} \quad (3.107)$$

— faktor stabilnosti s obzirom na β :

$$S_\beta = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial \beta} \quad (3.108)$$

Pomoću faktora stabilnosti relacija 3.105. može se prikazati u obliku

$$dI_{CQ} = S_U dU_{BEQ} + S_I dI_{CBO} + S_\beta d\beta + \dots \quad (3.109)$$

Kada su u pitanju dovoljno mali, ali konačni prirasti veličina I_{CQ} , U_{BEQ} , I_{CBO} i β , mogu se umjesto diferencijala tih veličina pisati konačni prirasti, te je

$$\Delta I_{CQ} \simeq S_U \Delta U_{BEQ} + S_I \Delta I_{CBO} + S_\beta \Delta \beta + \dots \quad (3.110)$$

Pomoću definicijskih izraza za faktore stabilnosti te relacija 3.74. i 3.100. dobivaju se za faktore stabilnosti sljedeći izrazi:

$$S_U = -\frac{\beta}{R_B + (1 + \beta) R_E}, \quad (3.111)$$

$$S_I = \frac{R_B + R_E}{R_E + \frac{R_B}{1 + \beta}}, \quad (3.112)$$

$$S_\beta = \frac{(U_{BB} - U_{BEQ})(R_B + R_E)}{[R_B + (1 + \beta) R_E]^2}. \quad (3.113)$$

Pri izvodu izraza za faktor stabilnosti S_β zanemaren je član $I_{CEO} (R_E + R_B)$ u relaciji 3.74. što je kod silicijskih tranzistora zbog malih iznosa struje I_{CEO} redovito dozvoljeno. U tom slučaju se S_β može prikazati i u drugačijem obliku:

$$S_\beta = \frac{R_B + R_E}{R_B + (1 + \beta) R_E} \cdot \frac{I_{CQ}}{\beta}. \quad (3.114)$$

Kada je ispunjen uvjet 3.75. za stabilnu statičku radnu točku, faktori stabilnosti mogu se prikazati približnim izrazima

$$S_U \simeq -\frac{\alpha}{R_E}, \quad (3.115)$$

$$S_I \simeq 1 + \frac{R_B}{R_E}, \quad (3.116)$$

$$S_\beta \simeq \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) \cdot \frac{I_{CQ}}{\beta(1 + \beta)}. \quad (3.117)$$

Promjene faktora β često su toliko velike da se umjesto derivacije u relaciji 3.108. moraju uzeti konačni prirasti veličina I_{CQ} i β :

$$S_\beta = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta \beta} = \frac{I_{CQ2} - I_{CQ1}}{\beta_2 - \beta_1}, \quad (3.118)$$

pri čemu je β_1 faktor β kod struje I_{CQ1} , a β_2 faktor β kod struje I_{CQ2} . Iz relacije 3.74. uz zanemarenje člana $I_{CEO}(R_B + R_E)$ i relacije 3.118, nakon kraćeg računanja slijedi

$$S_\beta = \frac{R_B + R_E}{R_B + (1 + \beta_2) R_E} \cdot \frac{I_{CQ1}}{\beta_1}. \quad (3.119)$$

Ako se radi o malim promjenama faktora β tada izraz 3.119. prelazi u izraz 3.114.

Iz relacija za faktore stabilnosti može se zaključiti da će ΔI_{CQ} biti to manji pri promjeni U_{BEQ} , I_{CBO} , β i ostalih veličina, što je otpor R_E veći po iznosu i što je omjer otpora R_B/R_E manji. Naravno, pritom treba voditi računa o činjenici da otpor R_B mora biti dovoljno velik kako bi se sačuvao dovoljno velik iznos strujnog pojačanja.

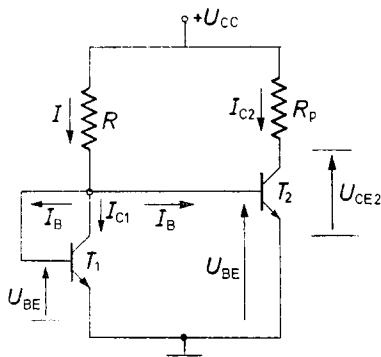
3.1.10. Kompenzacijska tehnika za monolitne integrirane sklopove

Stabilizacijska tehnika prikazana na primjeru sklopa na slici 2.36. pogodna je za primjenu u diskretnim i hibridnim integriranim sklopovima, gdje su mogući široki rasponi parametara pojedinih pasivnih komponenata, posebno otpornika i kondenzatora. Međutim u monolitnoj¹ tehnici, sklop sa stabilizacijom statičke radne točke pomoću emitorskog otpornika praktički je neprihvatljiv iz sljedećih razloga: Prije svega, sklop zahtijeva dva kondenzatora, C_S i C_E , od kojih jedan, C_E , mora imati kapacitet reda veličine $1 \mu F$ ako se želi izbjeći smanjenje pojačanja zbog emitorske degeneracije. Budući da monolitna tehnika ne omogućava realizaciju kondenzatora s kapacitetom iznad nekoliko desetaka pikofarada, sklop na slici 3.26. nije moguće izvesti u monolitnoj tehnici. Pored toga, sklop na slici 3.26. sadrži četiri otpornika (otpor R_G pripada generatoru ulaznog signala) pri čemu otpori R_1 i R_2 moraju biti dosta veliki da se zadrže dobra dinamička svojstva sklopa. Međutim otpornici visokog iznosa otpora zauzimaju veliku površinu na silicijskoj pločici, pa se njihova primjena izbjegava. Navedeni razlozi čine sklop na slici 3.26. neprihvatljivim u monolitnoj tehnici. Zato se u monolitnim integriranim sklopovima umjesto stabilizacijske tehnike pomoću emitorskog otpornika koristi kompenzacijska tehnika. Iako se kompenzacijska tehnika primjenjuje i u diskretnim sklopovima, ovdje će se analizirati njene primjene u monolitnim sklopovima, budući da u tom slučaju dolaze do izražaja sve prednosti monolitne tehnike u odnosu na diskretnu.

Kompenzacijska tehnika se bazira na primjeni temperaturno osjetljivih komponenata pomoću kojih se kompenziraju utjecaji promjene temperature na stabilnost položaja statičke radne točke pojačavačke komponente. Sklopovi koji se koriste kompenzacijskom tehnikom za stabilizaciju statičke radne točke baziraju se na poznatom Widlarovu sklopu poznatom i kao **strujno zrcalo**. Sklop je prikazan na slici 3.28. u statičkim uvjetima, bez priključenoga izmjeničnog signala. Pri izvedbi tog sklopa polazi se od činjenice da se u monolitnoj tehnici na istoj pločici lako

¹ O realizaciji hibridnih i monolitnih mikroelektroničkih sklopova vidi u knjizi: P. Biljanović, *Mikroelektronika-integrirani elektronički sklopovi*, Školska knjiga, Zagreb 1990.

proizvode tranzistori identičnih geometrijskih dimenzija i identičnih električkih parametara, posebno kada su u silicijskoj pločici smješteni jedan do drugoga. U tom slučaju će oba tranzistora stalno raditi na istoj temperaturi, te će postojati skoro savršeno međusobno praćenje njihovih električkih karakteristika pri promjeni temperature. Tranzistori T_1 i T_2 u sklopu na slici 3.28. su identični tranzistori



Slika 3.28. Widlarov sklop — strujno zrcalo

smješteni na silicijskoj pločici jedan kraj drugoga. Tranzistor T_2 spojen je kao pojačavačka komponenta i radi u spoju zajedničkog emitera. Tranzistor T_1 nema pojačavačku funkciju jer je spojen kao dioda. Metalni kontakt prekriva pn-spoj između kolektora i baze tog tranzistora i služi kao jedna stezaljka diode, a emitterski kontakt služi kao druga stezaljka. Budući da je napon između kolektora i baze u tom slučaju jednak nuli i da je spoj emiter-baza polariziran propusno, tranzistor T_1 radi na granici normalnoga aktivnog područja i područja zasićenja. Tranzistor spojen na ovaj način često se zove i tranzistorska ili aktivna dioda. Budući da je napon kolektor-emiter kod tranzistora T_1 jednak naponu baza-emiter kod tranzistora T_2 i da je kolektor tranzistora T_1 kratko spojen s njegovom bazom, naponi baza-emiter U_{BE} obaju tranzistora bit će jednaki. Budući da su oba tranzistora identična, isti naponi baza-emiter izazvat će protjecanje istih struja baze kod oba tranzistora. U tom slučaju struja I kroz otpor R iznosi

$$I = I_{C1} + 2I_B = (\beta + 2) I_B. \quad (3.120)$$

Kolektorska struja tranzistora T_2 iznosi

$$I_{C2} = \beta I_B, \quad (3.121)$$

pri čemu je zanemarena struja I_{CEO} zbog njezina zanemarivo malog iznosa u monolitnim tranzistorima. Iz relacija 3.120. i 3.121. slijedi

$$\frac{I_{C2}}{I} = \frac{\beta}{2 + \beta} = \frac{\alpha}{2 - \alpha}. \quad (3.122)$$

Budući da je

$$U_{CC} = IR + U_{BE}, \quad (3.123)$$

iz relacija 3.122. i 3.123. slijedi

$$I_{C2} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{\left(1 + \frac{2}{\beta}\right) R}. \quad (3.124)$$

Struja I_{C2} je kolektorska struja tranzistora T_2 u statičkoj radnoj točki. Budući da je redovito ispunjen uvjet $\beta \gg 2$ izraz 3.124. neće ovisiti o faktoru strujnog pojačanja:

$$I_{C2} \approx \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R} \quad (3.125)$$

Iz posljednje relacije slijedi da struja kolektora u Widlarovu sklopu neće ovisiti o faktoru strujnog pojačanja, ali će biti temperaturno ovisna zbog prisutnosti napona U_{BE} koji se smanjuje pri porastu temperature. Kako je međutim U_{CC} obično 10 ili više puta veći od U_{BE} , promjene napona U_{BE} pri promjenama temperature neće praktički djelovati na stabilnost struje kolektora u statičkoj radnoj točki. Napon U_{CE2} u statičkoj radnoj točki može se odrediti iz relacije

$$U_{CC} = I_{C2}R_p + U_{CE2}, \quad (3.126)$$

ako se umjesto struje I_{C2} uvrsti izraz na desnoj strani relacije 3.125:

$$U_{CE2} \approx U_{CC} - (U_{CC} - U_{BE}) \frac{R_p}{R}. \quad (3.127)$$

Napon kolektor-emiter tranzistora T_2 u statičkoj radnoj točki određen je prije svega naponom U_{CC} i omjerom otpora R_p/R . To znači da je za stabilan iznos napona kolektor-emiter u statičkoj radnoj točki potrebno osigurati stabilan iznos napona U_{CC} i stabilan iznos omjera otpora R_p/R . Poznato je da monolitna tehnika ne osigurava uske tolerancije apsolutnih iznosa otpora difundiranih otpornika, ali zato omogućava tehnološku realizaciju otpornika s vrlo uskim tolerancijama omjera otpora. Ta činjenica omogućava točno podešavanje iznosa napona U_{CE2} pravilnim oblikovanjem otpornika otpora R i R_p . U Widlarovu sklopu obično se odabire omjer

$$\frac{R_p}{R} = \frac{1}{2},$$

što vodi na

$$U_{CE2} \approx \frac{U_{CC} + U_{BE}}{2}, \quad (3.128)$$

čime se, budući da je obično U_{CC} puno veći od U_{BE} , statička radna točka dovodi u sredinu statičkoga radnog pravca.

S obzirom na činjenicu da je $\beta \gg 2$ kod monolitnih tranzistora, relaciju moguće je pisati u obliku

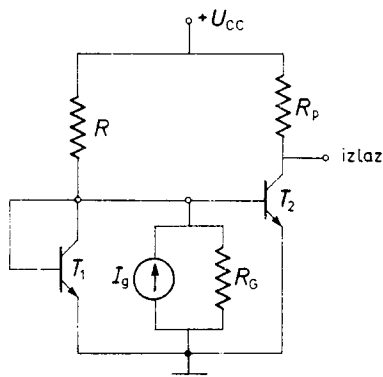
$$I_{C2} \approx I, \quad (3.129)$$

što znači da su istosmjerne struje kroz otpornike otpora R_p i R jednake neovisno o iznosu tih otpora. Budući da se struja I preslikava u struju I_{C2} , Widlarov sklop zove se, kao što je ranije navedeno, strujno zrcalo.

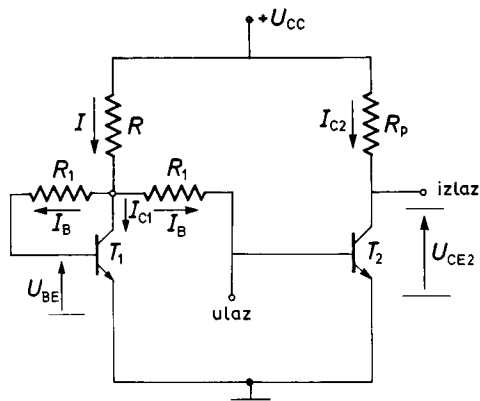
Stabilnost statičke radne točke može se fizikalno objasniti na sljedeći način: Kada temperatura silicijske pločice s difundiranim monolitnim sklopom raste, dolazi do porasta faktora strujnog pojačanja β . Tranzistor T_1 povući će veću struju kolektora I_{C1} . Struja I će pritom ostati praktički nepromijenjena, jer otpor R s naponom $U_{CC} \gg U_{BE}$ djeluje kao strujni istosmjerni izvor. Budući da I_{C1} raste, a I ostaje konstantno pri porastu temperature, doći će do pada struje baze koja teče u tranzistor T_2 , čime će se ograničiti rast struje I_{C2} unatoč porastu faktora β .

Na koji se način Widlarov sklop, odnosno strujno zrcalo, može upotrijebiti kao pojačalo malih izmjeničnih signala? Budući da tranzistor T_2 služi kao pojačava-

čka komponenta, izmjenični signal treba dovesti u krug baze tog tranzistora (sl. 3.29). Budući da tranzistor T_1 radi kao dioda, najveći dio struje I_g , koju treba pojačati, odlazi u tu diodu zbog njezina malog dinamičkog otpora, a tek manji dio u bazu tranzistora T_2 . Budući da se najveći dio ulaznog signala na taj način gubi, strujno pojačanje ovog sklopa bit će vrlo malo. Iznos strujnog pojačanja može se povećati ako se Widlarov sklop modificira prema slici 3.30. Otpor R_1 , ubačen između ulazne



Slika 3.29. Widlarov sklop kao pojačalo maloga izmjeničnog signala



Slika 3.30. Modificirani Widlarov sklop kao pojačalo maloga izmjeničnog signala

stezaljke sklopa i kolektora tranzistora T_1 , prisiljava ulaznu izmjeničnu struju da najvećim dijelom teče u bazu tranzistora T_2 , gdje se pojačava. Da bi se sačuvao isti iznos istosmjernih struja baze obaju tranzistora, isti je otpor ubačen i u krug baze tranzistora T_1 . Zbog istosmjernog pada napona na otporu R_1 u krugu baze tranzistora T_1 , spoj kolektor-baza tog tranzistora neznatno je reverzno polariziran, pa taj tranzistor radi u aktivnom području. Budući da su struje baze jednake, bit će i struje kolektora obaju tranzistora jednake. Za razliku od sklopa na slici 3.28, gdje su baze obaju tranzistora napajane istim naponom U_{BE} , ovdje su baze napajane istom strujom baze I_B . S obzirom da je struja kolektora u normalnom aktivnom području približno linearna funkcija struje baze, a eksponencijalna funkcija napona U_{BE} , sklop na slici 3.30. daje bolje usklađenje struja I_{C1} i I_{C2} nego sklop na slici 3.28.

Iz slike 3.30, nakon kraćeg računanja, slijedi relacija

$$I_{C2} = I_{C1} = \beta I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R + \frac{2R + R_1}{\beta}}. \quad (3.130)$$

Da statička radna točka ne bi ovisila o iznosu i promjenama faktora β potrebno je da drugi član u nazivniku gornjeg izraza bude puno manji od prvog člana, tj. da bude

$$R = n \frac{2R + R_1}{\beta}, \quad (3.131)$$

gdje je n broj puno veći od jedinice. Što je n veći, statička radna točka će manje ovisiti o faktoru β . Iz izraza 3.131. slijedi

$$R_1 = \frac{\beta - 2n}{n} R. \quad (3.132)$$

Ako je npr. u sklopu na slici 3.30. upotrijebljen tranzistorski par s faktorom $\beta=100$ i ako je $R=1\,000\,\Omega$, tada za odabrani iznos faktora $n=20$ otpor R_1 mora iznositi $3\,000\,\Omega$.

U navedenom slučaju relacija 3.130. može se aproksimirati relacijom

$$I_{C2}=I_{C1}=\frac{U_{CC}-U_{BE}}{R}, \quad (3.133)$$

koja je identična relaciji 3.125. za sklop na slici 3.28.

Napon U_{CE2} određen je relacijom

$$U_{CE2}=U_{CC}-I_{C2}R_p. \quad (3.134)$$

Uvrštenjem relacije 3.133. u gornju jednadžbu dobiva se

$$U_{CE2}=U_{CC}-(U_{CC}-U_{BE})\frac{R_p}{R}, \quad (3.135)$$

što je identično relaciji 3.127. Ako se odabere $R_p/R=0,5$, dobiva se relacija 3.128, čime je statička radna točka tranzistora T_2 dovedena u sredinu statičkoga radnog pravca.

Modificirani Widlarov sklop na slici 3.30. ima stabilnu statičku radnu točku, međutim ulazni otpor mu je za mnoge primjene premali i jednak je približno h_{ie} . Osim toga, naponsko pojačanje sklopa nije po iznosu stabilno pri promjeni temperature, što slijedi iz relacije 3.60. koja vrijedi ako se može zanemariti utjecaj Earlyeva efekta na karakteristike tranzistora T_2 :

$$A_V \simeq -h_{ie} \frac{R_p}{h_{ie}}.$$

Parametar h_{ie} može se izraziti u analitičkom obliku polazeći od činjenice da je struja baze u normalnom aktivnom području eksponencijalna funkcija napona U_{BE} :

$$I_B \simeq I_S \exp \frac{U_{BE}}{mU_T}. \quad (3.136)$$

Veličine I_S i m u gornjoj relaciji imaju isto značenje kao u relaciji 2.1. Iz relacije 3.34. i 3.136. slijedi

$$h_{ie} = \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} = \frac{dU_{BE}}{dI_B} \Big|_{U_{CE}=\text{konst.}} = \frac{mU_T}{I_B} = m\beta \cdot \frac{U_T}{I_{C2}}. \quad (3.137)$$

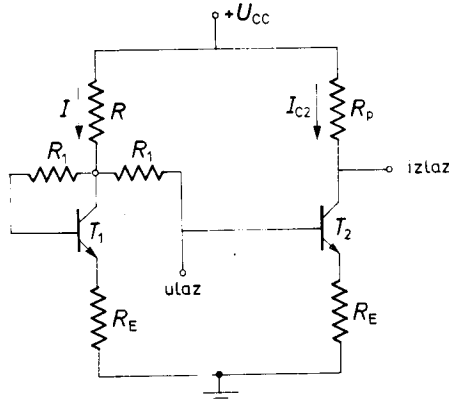
Pomoću relacija 3.60, 3.137. i 3.133, ako se uzme u obzir da je $\beta \simeq h_{fe}$, dobiva se za naponsko pojačanje dovoljno točan, približan izraz

$$A_V \simeq -\frac{U_{CC}-U_{BE}}{mU_T} \cdot \frac{R_p}{R}. \quad (3.138)$$

Budući da je za optimalan položaj statičke radne točke $R_p/R=0,5$, gornji izraz glasi

$$A_V \simeq -\frac{U_{CC}-U_{BE}}{2mU_T} \simeq -\frac{U_{CC}}{2mU_T}. \quad (3.139)$$

S porastom temperature naponski ekvivalent temperature raste, te iznos naponskog pojačanja opada. Navedeni nedostatak može se otkloniti ako se u krug emitera tranzistora T_2 ubaci emitorski otpornik R_E koji će povećati ulazni dinamički otpor sklopa i stabilizirati iznos naponskog pojačanja. Da se ne poremeti jednakost struja I i I_{C2} isti otpor R_E treba ubaciti i u krug emitera tranzistora T_1 . Takav sklop je prikazan na slici 3.31. Uz zanemarenje Earlyeva efekta za naponsko pojačanje sklopa vrijedi izraz 3.86. Budući da je redovito ispunjen uvjet $(1 + h_{te}) R_E \gg h_{te}$ naponsko će pojačanje biti određeno relacijom 3.87:



Slika 3.31. Stabilizacija modificiranog Widlarova sklopa pomoću emitorskih otpornika

Ako se otpori R_p i R_E realiziraju u baznoj difuziji i ako su smješteni na silicijskoj pločici jedan kraj drugoga, tada će im i temperaturni koeficijenti otpora α_0 i promjene temperature ΔT biti iste, te je

$$R_p = R_{p0} (1 + \alpha_0 \Delta T), \quad (3.140)$$

$$R_E = R_{E0} (1 + \alpha_0 \Delta T), \quad (3.141)$$

$$\Delta T = T_1 - T_0. \quad (3.142)$$

Veličine R_{p0} i R_{E0} su vrijednosti otpora R_p i R_E na referentnoj temperaturi T_0 . Naponsko pojačanje dakle iznosi

$$A_v \simeq - \frac{R_{p0}}{R_{E0}}. \quad (3.143)$$

Budući da je otpor difundiranog otpornika

$$R = R_s \frac{L}{D},$$

relacija 3.143. može se pisati u obliku

$$A_v \simeq - \frac{\left(\frac{L}{D} \right)_p}{\left(\frac{L}{D} \right)_E}, \quad (3.144)$$

gdje je R_s slojni otpor difundiranog područja u $\Omega/\square$, $(L/D)_p$ omjer duljine i širine difundiranog područja otpornika R_p , a $(L/D)_E$ omjer duljine i širine difundiranog područja otpornika R_E . Budući da je naponsko pojačanje određeno samo geometrijskim dimenzijama, sklop na slici 3.31. imat će vrlo stabilan iznos naponskog pojačanja pri promjenama temperature. Iz relacije 3.144. također slijedi zaključak da se naponsko pojačanje sklopa na slici 3.31. osigurava izborom duljine i širine difundiranih otpornika R_p i R_E , tj. da se postupak projektiranja monolitnih sklopova često svodi na oblikovanje topologije komponenata monolitnih sklopova.

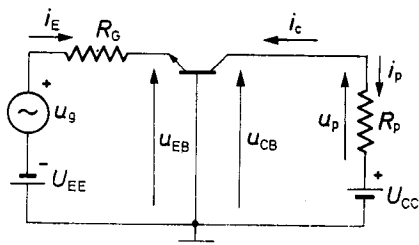
3.2. Pojačalo u spoju zajedničke baze

3.2.1. Principi rada

Tranzistor u spoju zajedničke baze ne raspolaže faktorom strujnog pojačanja većim od jedinice. Ulazna struja, odnosno struja emitera, uvijek je za iznos struje baze veća od izlazne struje, odnosno struje kolektora pri radu u normalnom aktivnom području, te je faktor strujnog pojačanja

$$\alpha = - \frac{\Delta i_C}{\Delta i_E} \bigg|_{U_{CB} = \text{konst.}} = - \frac{i_c}{i_e} \bigg|_{u_{CB} = 0} \quad (3.145)$$

uvijek nešto manji od jedinice. Međutim, budući da je struja baze redovito vrlo mala, α je kod realnih tranzistora blizak jedinici. Budući da je $\alpha \approx 1$, tranzistor u ovom spoju ne može služiti kao strujno pojačalo jer izlazna struja u dinamičkim uvjetima nije veća od ulazne struje. Međutim ovaj spoj tranzistora može osigurati značajno naponsko pojačanje. Sposobnost tranzistora da pri radu u spoju zajedničke baze pojačava naponski signal osniva se na razlici dinamičkih otpora ulaznog i izlaznog kruga. U ulaznom krugu tranzistora nalazi se propusno polarizirani spoj emiter-baza malog iznosa dinamičkog otpora, a u izlaznom krugu nepropusno polarizirani spoj kolektor-baza velikog iznosa dinamičkog otpora. Budući da je izlazni dinamički otpor vrlo velik, redovito puno veći od otpora potrošača u krugu kolektora, izlazna struja u dinamičkim uvjetima neće praktički ovisiti o otporu potrošača. Budući da je izlazna struja praktički jednaka ulaznoj te da postoji vrlo velika razlika ulaznoga i izlaznog dinamičkog otpora, na potrošaču otpora puno većeg od ulaznoga dinamičkog otpora tranzistora dobit će se značajan izmjenični



$$i_E = i_e + I_{EQ}; \quad i_C = i_c + I_{CQ}; \quad i_p = -i_c;$$

$$u_{EB} = u_{eb} + U_{EBQ}; \quad u_{CB} = u_{cb} + U_{CBQ}$$

Slika 3.32. Konfiguracija pojačala s tranzistorom u spoju zajedničke baze

napon, puno veći od ulaznoga, te ovaj sklop raspolaže velikim naponskim pojačanjem. To je ilustrirano slikom 3.32. Napon U_{CC} služi za osiguranje nepropusne polarizacije spoja kolektor-baza, a napon U_{EE} za osiguranje propusne polarizacije spoja emiter-baza. Strujno pojačanje ovdje približno iznosi

$$A_I = \frac{i_p}{i_e} = -\frac{i_c}{i_e} = -\frac{\Delta i_C}{\Delta i_E} = \alpha \approx 1. \quad (3.146)$$

Naponsko pojačanje je približno

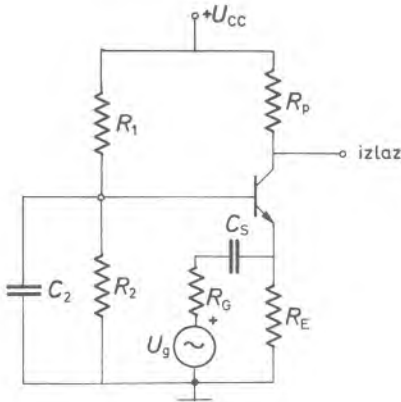
$$A_V = \frac{u_p}{u_{eb}} = \frac{i_p R_p}{i_e r_e} = \alpha \frac{R_p}{r_e}, \quad (3.147)$$

gdje je r_e dinamički otpor spoja emiter-baza, jednak dinamičkom otporu diode u propusnom smjeru, ako se zanemari povratno djelovanje kolektorskoga kruga tranzistora. Budući da je $\alpha \approx 1$ bit će

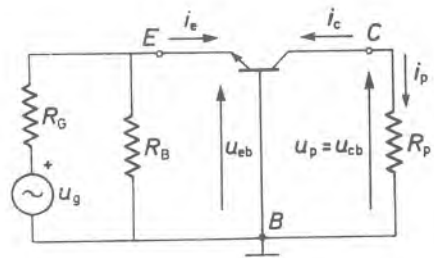
$$A_V \approx \frac{R_p}{r_e}. \quad (3.148)$$

Budući da je r_e tipično oko 10Ω , uz otpor potrošača R_p reda veličine $1 \text{ k}\Omega$ dobiva se naponsko pojačanje reda 100. Budući da je A_V pozitivna veličina, pojačalo u spoju zajedničke baze ne obrće fazu pojačavanoga naponskog signala.

Sklop na slici 3.32. raspolaže svim svojstvima pojačala u spoju zajedničke baze, ali za praktičku primjenu nije pogodan jer koristi dva izvora istosmjernog napona za dovođenje tranzistora u normalno aktivno područje. To se može izbjeći napajanjem sklopa iz jednog izvora istosmjernog napona U_{CC} prema slici 3.33. Taj sklop je u statičkim uvjetima potpuno identičan sklopu na slikama 3.22. i 3.26, te su sva razmatranja o položaju statičke radne točke, o njenoj stabilnosti, temperaturnim utjecajima itd., provedena u dijelu 3.1. za pojačalo u spoju zajedničkog emitera, i ovdje primjenjiva. Zato će se ovdje razmatrati isključivo dinamička svojstva pojačala u spoju zajedničke baze. Iako pojačalo u spoju zajedničke baze na slici 3.33. nije u statičkim uvjetima ni po čemu različito od pojačala u spoju zajedničkog emitera, ta se dva pojačala bitno razlikuju u dinamičkim uvjetima. Signal se ovdje dovodi iz naponskoga generatora elektromotorne sile U_g i unutrašnjeg otpora R_G u krug emitera koji je ovdje ulazna elektroda, kao i na slici 3.32. Kondenzator C_S odvaja statičke uvjete kruga generatora od statičkih uvjeta ulaz-

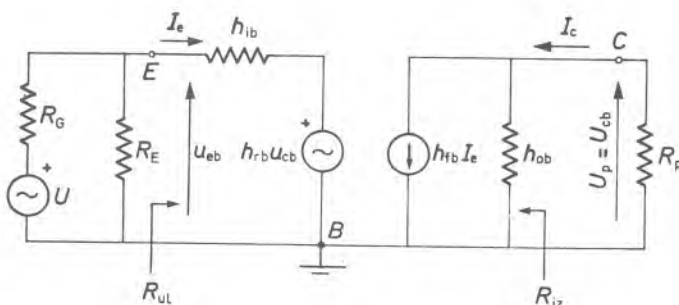


Slika 3.33. Praktička izvedba pojačala s tranzistorom u spoju zajedničke baze



Slika 3.34. Model pojačala sa slike 3.33. za mali izmjenični signal

noga kruga pojačala. Da bi izmjenični pad napona na tom kondenzatoru bio što je moguće manji, potrebno je da njegov kapacitet bude što veći. Potrošač koji prima pojačani naponski signal nalazi se u krugu kolektora. Budući da baza mora biti uzemljena za izmjenični signal, otporniku R_2 dodan je paralelno kondenzator dovoljno visokog iznosa kapaciteta C_2 koji uzemljuje bazu na frekvenciji izmjeničnog signala. Ako se, koristeći princip superpozicije, sklop na slici 3.33. nacrtu u obliku u kojem ga „vidi“ izmjenični signal, dobiva se, uz kratko spajanje kondenzatora i kolektorske baterije, model sklopa za mali izmjenični signal na slici 3.34. Ako se tranzistor nadomjesti hibridnim nadomjesnim sklopom za spoj zajedničke baze, dobiva se nadomjesni sklop pojačala na slici 3.35. Sklop na slici 3.35, gledan između



Slika 3.35. Nadomjesni sklop pojačala sa slike 3.33. za mali izmjenični signal

ulaznih i izlaznih stezaljki tranzistora, formalno je identičan sklopu na slici 3.14, samo hibridne parametre u spoju zajedničkog emitera treba zamijeniti hibridnim parametrima u spoju zajedničke baze, ulaznu struju I_b treba zamijeniti strujom I_e i ulazni napon U_{be} naponom U_{eb} . Drugim riječima, relacije za strujno i naponsko pojačanje te ulazni i izlazni otpor, izvedene u dijelu 3.1.3. za pojačalo u spoju zajedničkog emitera, vrijede i ovdje uz odgovarajuće zamjene u indeksima hibridnih parametara. Prema relaciji 3.47. i slici 3.35. strujno pojačanje je

$$A_I = \frac{I_p}{I_e} = -\frac{I_c}{I_e} = -\frac{h_{fb}}{1 + h_{ob}R_p} \quad (3.149)$$

Parametar h_{fb} definiran je izrazom

$$h_{fb} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial i_E} = \frac{i_c}{i_e} \right|_{u_{cb}=0} = -a \quad (3.150)$$

i predstavlja negativan faktor strujnog pojačanja tranzistora u spoju zajedničke baze uz kratko spojeni izlazni krug. Parametar h_{ob} definiran je izrazom

$$h_{ob} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial U_{CB}} = \frac{i_c}{u_{cb}} \right|_{i_e=0} \quad (3.151)$$

i predstavlja izlaznu dinamičku vodljivost uz otvoreni ulazni krug. Ta je vodljivost određena nagibom izlaznih karakteristika tranzistora u spoju zajedničke baze i tipično iznosi iznad 1 MΩ. Budući da je redovito $h_{ob}R_p \ll 1$ bit će

$$A_I \simeq -h_{fb} = a \simeq 1, \quad (3.152)$$

što je identično relaciji 3.146.

Ulazni otpor dobiva se iz relacija 3.49. i 3.50. i slike 3.35:

$$R_{ul} = \frac{U_{eb}}{I_e} = h_{ib} + h_{rb} A_I R_p = h_{ib} - \frac{h_{rb} h_{fb}}{h_{ob} + \frac{1}{R_p}}. \quad (3.153)$$

Parametar h_{ib} definiran je izrazom

$$h_{ib} = \frac{\partial U_{EB}}{\partial i_E} = \frac{u_{eb}}{i_e} \bigg|_{u_{cb}=0} \quad (3.154)$$

i predstavlja ulazni dinamički otpor tranzistora u spoju zajedničke baze uz kratko spojeni izlazni krug. Ovaj parametar jednak je dinamičkom otporu propusno polarizirane pn-diode i određen je relacijom 2.18, pri čemu struju I_{DQ} treba zamijeniti strujom emitera I_{EQ} u statičkoj radnoj točki. Parametar h_{rb} definiran je izrazom

$$h_{rb} = \frac{\partial U_{EB}}{\partial U_{CB}} = \frac{u_{eb}}{u_{cb}} \bigg|_{i_e=0} \quad (3.155)$$

i predstavlja faktor naponskoga povratnog djelovanja tranzistora u spoju zajedničke baze uz otvorene ulazne stezaljke.

Budući da je redovito, zbog malih iznosa parametara h_{rb} , drugi član u izrazu 3.153. puno manji od h_{ib} , bit će približno

$$R_{ul} \simeq h_{ib} \simeq m \frac{U_T}{I_{BQ}}, \quad (3.156)$$

pri čemu je primijenjena relacija 2.18. uz zanemarenu reverznu struju zasićenja I_S

Naponsko pojačanje slijedi iz relacija 3.51. i 3.52. i slike 3.35:

$$A_V = \frac{U_p}{U_{eb}} = A_I \frac{R_p}{R_{ul}} = - \frac{h_{fb}}{h_{ib} \left(h_{ob} + \frac{1}{R_p} \right) - h_{rb} h_{fb}}. \quad (3.157)$$

Budući da je redovito $1/R_p \gg h_{ob}$ i $h_{ib}/R_p \gg h_{rb} h_{fb}$, bit će približno

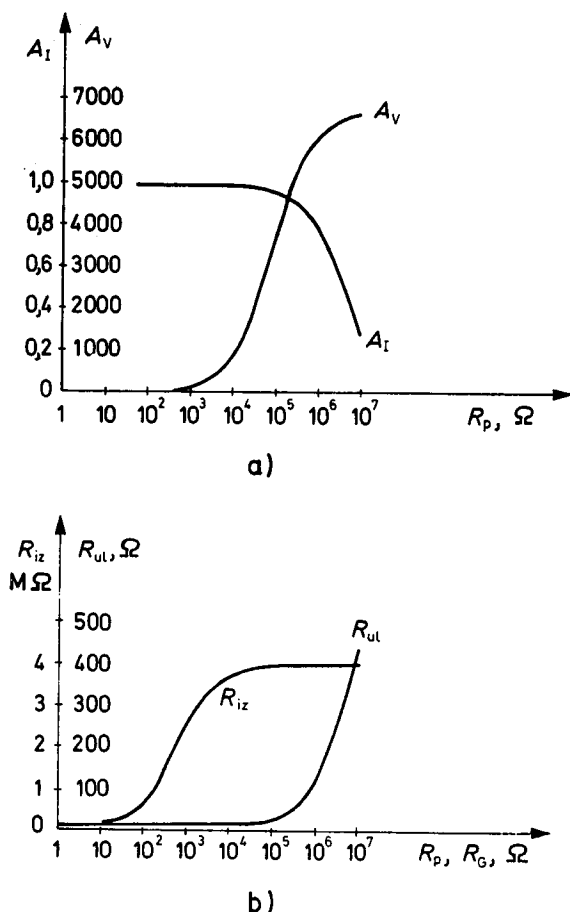
$$A_V \simeq -h_{fb} \frac{R_p}{h_{ib}} = \alpha \frac{R_p}{h_{ib}} \simeq \frac{R_p}{h_{ib}}, \quad (3.158)$$

što je identično relaciji 3.148, jer je $h_{ib} = r_e$.

Izlazni otpor je prema relaciji 3.55. i slici 3.35. određen izrazom

$$R_{iz} = \frac{1}{h_{ob} - \frac{h_{rb} h_{fb}}{R_G + h_{ib}}}. \quad (3.159)$$

Relacija 3.159. vrijedi pod pretpostavkom da je $R_G \ll R_E$. Ako nije, tada u posljednjoj relaciji otpor R_G treba zamijeniti paralelnom kombinacijom otpora R_G i R_E .



Slika 3.36. Grafički prikaz veličina A_v , A_I , R_{ul} i R_{iz} za pojačalo u spoju zajedničke baze: a) ovisnost A_v i A_I o R_p , b) ovisnost R_{ul} o R_p i R_{iz} o R_G

Ovisnost naponskoga i strujnog pojačanja pojačala s tranzistorom u spoju zajedničke baze o otporu potrošača grafički je prikazana na slici 3.36a, a ovisnost ulaznog otpora o otporu potrošača i ovisnost izlaznog otpora o unutrašnjem otporu ulaznoga generatora na slici 3.36b za tranzistor sa sljedećim vrijednostima hibridnih parametara u odabranoj statičkoj radnoj točki:

$$h_{ib} = 10 \Omega, h_{fb} = -0,99, h_{rb} = 1,5 \cdot 10^{-4}, h_{ob} = 0,25 \mu S$$

Iz relacija 3.149, 3.153, 3.157 i 3.159. te slike 3.36. vidljivo je da pojačalo u spoju zajedničke baze raspolaže sljedećim dinamičkim svojstvima:

1. U području relativno niskih frekvencija strujno pojačanje je, uz realni potrošač, pozitivni broj iznosa blizu jedinice, osim kod vrlo visokih iznosa otpora potrošača. Ako je ispunjen uvjet $h_{ob}R_p < 0,1$, tada je strujno pojačanje $A_I \approx \alpha \approx 1$, dakle neovisno o otporu potrošača. Međutim i pored tog svojstva ovo pojačalo ne može se tretirati kao strujno, jer je izlazna struja nešto manja od ulazne. Činjenica da je A_I neovisno o otporu potrošača kad je $h_{ob}R_p < 0,1$ ukazuje na mogućnost primjene ovog sklopa kao praktički idealnoga zavisnog strujnog izvora kojem je izlazna struja diktirana ulaznim strujnim signalom.

2. Naponsko pojačanje je, uz realni potrošač, pozitivan broj veći od jedinice, osim kod sasvim niskih iznosa otpora potrošača. S porastom otpora potrošača naponsko pojačanje raste i kada $R_p \rightarrow \infty$ prema relaciji 3.157. teži iznosu

$$A_v = -\frac{h_{rb}}{h_{ib}h_{ob} - h_{rb}h_{ib}}. \quad (3.160)$$

Porast naponskog pojačanja s porastom otpora potrošača sasvim je u skladu sa svojstvom ovog sklopa da se u izlaznom krugu ponaša kao zavisni strujni izvor diktiran ulaznom strujom. Budući da, posebno kada je $h_{ob}R_p < 0,1$, izlazna struja ne ovisi o otporu potrošača, moguće je dobiti na potrošaču dovoljno velikog otpora izmjenični napon znatno veći od ulaznoga, a time i naponsko pojačanje znatno veće od jedinice. Činjenica da je pritom $A_v = f(R_p)$ ne omogućava da se ovo pojačalo tretira kao idealno naponsko pojačalo.

3. Ulazni otpor prema relaciji 3.153. ima vrijednost h_{ib} kod niskih iznosa otpora potrošača. Porastom otpora potrošača ulazni otpor raste težeći prema iznosu

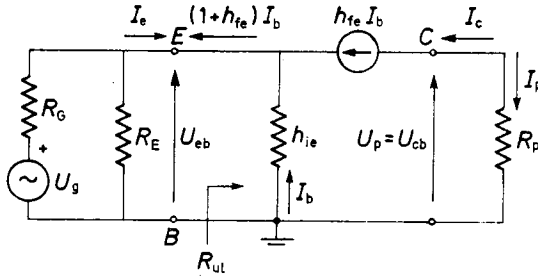
$$R_{ul} = h_{ib} - \frac{h_{rb}h_{ib}}{h_{ob}} = h_{ib} + a \frac{h_{rb}}{h_{ob}}, \quad (3.161)$$

kada $R_p \rightarrow \infty$. Po iznosu je ulazni otpor pojačala u spoju zajedničke baze manji nego kod pojačala u spoju zajedničkog emitera i dok ulazni otpor pojačala u spoju zajedničkog emitera opada s otporom potrošača, ulazni otpor pojačala u spoju zajedničke baze raste s otporom potrošača. Ta se razlika u ponašanju ulaznog otpora pojačala u spoju zajedničkog emitera i zajedničke baze pri porastu otpora potrošača može fizikalno objasniti na sljedeći način: Budući da pojačalo u spoju zajedničkog emitera uz realan potrošač obrće fazu naponskog signala, povratni napon $h_{re}U_{ce}$ na slici 3.14. potpomaže djelovanje napona U_{be} , tj. djeluje s njim u fazi. Za istu ulaznu struju sklopa I_b tada je potreban manji ulazni napon U_{be} nego kada je $h_{re}U_{ce} = 0$, te je i ulazni otpor manji. Napon $h_{re}U_{ce}$ bit će to veći što je R_p veći, te ulazni otpor opada s porastom R_p —a. Kod pojačala u spoju zajedničke baze nema obrtanja faze ulaznoga naponskog signala, te se povratni napon $h_{rb}U_{cb}$ na slici 3.35. suprotstavlja ulaznom naponu U_{eb} . U tom je slučaju za istu ulaznu struju sklopa I_e potreban veći ulazni napon U_{eb} nego kada je povratni napon $h_{rb}U_{cb} = 0$, te je ulazni otpor veći. Povratni napon $h_{rb}U_{cb}$ bit će to veći što je R_p veći, te ulazni otpor raste s porastom R_p —a.

4. Izlazni otpor pojačala u spoju zajedničke baze veći je nego kod pojačala u spoju zajedničkog emitera i raste s porastom unutrašnjeg otpora generatora na ulaznim stezaljkama.

3.2.2. *Pojednostavnjeni prikaz pojačala u spoju zajedničke baze*

Za podešavanje statičkih uvjeta pojačala u spoju zajedničke baze upotrebljava se isti spoj kao kod pojačala s tranzistorom u spoju zajedničkog emitera. To znači da se za određivanje položaja statičke radne točke mogu primijeniti karakteristike tranzistora u spoju zajedničkog emitera. U tom slučaju će se iz karakteristika tranzistora u statičkoj radnoj točki odrediti hibridni parametri tranzistora u spoju zajedničkog emitera. Tada je i dinamičku analizu pojačala u spoju zajedničke baze lakše izvršiti pomoću hibridnoga nadomjesnog sklopa u spoju zajedničkog emitera. Ako se, radi jednostavnosti, upotrijebi idealizirani hibridni nadomjesni sklop tranzistora u spoju zajedničkog emitera prema slici 3.17a, dobiva se idealizirani, nadomjesni sklop pojačala u spoju zajedničke baze na slici 3.37.



Slika 3.37. Idealizirani nadomjesni sklop pojačala u spoju zajedničke baze

Strujno pojačanje prema slici 3.37. iznosi približno

$$A_I = \frac{I_p}{I_e} \simeq \frac{-h_{fe} I_b}{-(1+h_{fe}) I_b} = \frac{h_{fe}}{1+h_{fe}}. \quad (3.162)$$

Parametar h_{tb} je po definiciji i slici 3.38.

$$h_{tb} = \left. \frac{i_c}{i_e} \right|_{u_{cb}=0} = \left. \frac{I_c}{I_e} \right|_{U_{cb}=0} = \frac{h_{fe} I_b}{-(1+h_{fe}) I_b} = -\frac{h_{fe}}{1+h_{fe}}. \quad (3.163)$$

Iz relacija 3.162. i 3.163. slijedi veza između A_I , h_{tb} i h_{fe} :

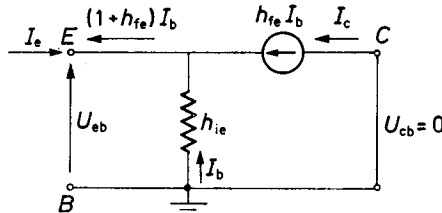
$$A_I \simeq \frac{h_{fe}}{1+h_{fe}} \simeq -h_{tb}. \quad (3.164)$$

Ulazni otpor prema slici 3.37. približno iznosi

$$R_{ul} = \frac{U_{eb}}{I_e} = \frac{-I_b h_{ie}}{-(1+h_{fe}) I_b} = \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}. \quad (3.165)$$

Parametar h_{ib} je po definiciji i slici 3.38.

$$h_{ib} = \left. \frac{u_{eb}}{i_e} \right|_{u_{cb}=0} = \left. \frac{U_{eb}}{I_e} \right|_{U_{cb}=0} = \frac{-I_b h_{ie}}{-(1+h_{fe}) I_b} = \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}. \quad (3.166)$$



Slika 3.38. Određivanje parametra h_{tb}

Iz relacija 3.165. i 3.166. slijedi veza između R_{ul} , h_{ib} i h_{ie} :

$$R_{ul} \simeq \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} \simeq h_{ib}. \quad (3.167)$$

Naponsko pojačanje je prema slici 3.37. približno

$$A_V = \frac{U_p}{U_{eb}} \approx \frac{I_p R_p}{-I_b h_{ie}} \approx \frac{-h_{fe} I_b R_p}{-I_b h_{ie}} \approx \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_p. \quad (3.168)$$

Iz relacija 3.166, 3.167. i 3.168. dobiva se direktno relacija 3.158. izvedena već ranije pomoću hibridnih parametara tranzistora u spoju zajedničke baze.

Približne relacije 3.163. i 3.166. povezuju hibridne parametre spoja zajedničke baze h_{rb} i h_{ib} s hibridnim parametrima spoja zajedničkog emitera h_{te} i h_{ie} . Ako se primijeni kompletan hibridni nadomjesni sklop tranzistora u spoju zajedničkog emitera za računanje hibridnih parametara u spoju zajedničke baze, dobivaju se približne, ali za praktičku primjenu u području niskih frekvencija skoro uvijek dovoljno točne konverzijske formule sadržane u tablici 3.1.

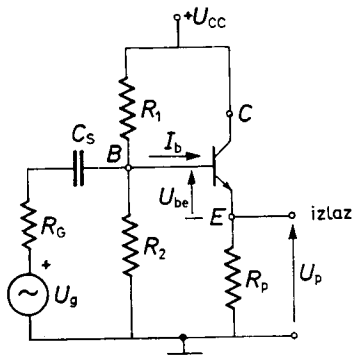
Tablica 3.1.

$h_{ib} \approx -\frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}$	$h_{rb} \approx \frac{h_{ie}h_{oe}}{1+h_{fe}} h_{re}$
$h_{rb} \approx -\frac{h_{te}}{1+h_{te}}$	$h_{ob} \approx \frac{h_{oe}}{1+h_{te}}$
$h_{ic} = h_{ie}$	$h_{rc} = 1 - h_{re}$
$h_{fc} = -(1+h_{fe})$	$h_{oc} = h_{oc}$

U istoj tablici sadržane su i konverzijske formule za određivanje hibridnih parametara tranzistora u spoju zajedničkog kolektora iz hibridnih parametara tranzistora u spoju zajedničkog emitera. Te konverzijske formule nisu približne već točne.

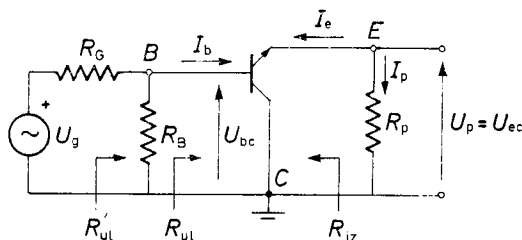
3.3. Pojačalo u spoju zajedničkog kolektora — emittersko sljedilo

Tipično pojačalo s tranzistorom u spoju zajedničkog kolektora prikazano je na slici 3.39. Za razliku od pojačala u spoju zajedničkog emitera, potrošač se ovdje nalazi u krugu emitera, dok je kolektor spojen direktno na kolektorsku bateriju



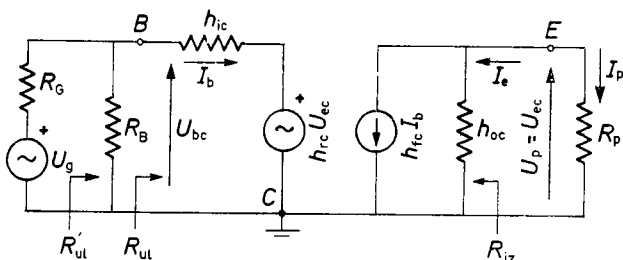
Slika 3.39. Pojačalo s tranzistorom u spoju zajedničkog kolektora

i time uzemljen na izmjenični signal. Funkcija otpornika R_1 i R_2 ista je kao kod pojačala u spoju zajedničkog emitera i zajedničke baze. U dinamičkim uvjetima sklop se, uz kratko spajanje blokirajućeg kondenzatora C_S na frekvenciji signala i uz kratko spajanje kolektorske baterije može prikazati prema slici 3.40. Otpor R_B na toj slici predstavlja paralelnu kombinaciju otpora R_1 i R_2 . Ulazni izmjenični napon sklopa je napon U_{bc} između baze i uzemljenog kolektora, a izlazni izmjenični napon je napon $U_p = U_{ec}$ između izlazne elektrode — emitera i uzemljenog kolektora. Ulazna izmjenična struja je struja baze I_b , a struja potrošača $I_p = -I_e$.



Slika 3.40. Model pojačala u spoju zajedničkog kolektora uz mali izmjenični signal

Ako se tranzistor u sklopu na slici 3.40. zamijeni hibridnim nadomjesnim sklopom tranzistora u spoju zajedničkog kolektora, dobiva se nadomjesni sklop pojačala u spoju zajedničkog kolektora kao na slici 3.41. Sklop na slici 3.41, gledan



Slika 3.41. Nadomjesni sklop pojačala u spoju zajedničkog kolektora za mali izmjenični signal

između ulaznih i izlaznih stezaljki tranzistora, formalno je identičan sklopu na slici 3.14, samo hibridne parametre u spoju zajedničkog emitera treba zamijeniti hibridnim parametrima u spoju zajedničkog kolektora, izlazni napon U_{ce} naponom U_{ee} i izlaznu struju I_c strujom I_e . Prema tome relacije za strujno i naponsko pojačanje te ulazni i izlazni otpor, izvedene u dijelu 3.1.3. za pojačalo u spoju zajedničkog emitera, vrijede i ovdje uz odgovarajuće zamjene hibridnih parametara spoja zajedničkog emitera hibridnim parametrima spoja zajedničkog kolektora. Prema relaciji 3.47, slici 3.41. i konverzijskim formulama za hibridne parametre u tablici 3.1, strujno pojačanje pojačala u spoju zajedničkog kolektora iznosi

$$A_I = \frac{I_p}{I_b} = -\frac{I_e}{I_b} = -\frac{h_{ic}}{1 + h_{oe}R_p} = \frac{1 + h_{te}}{1 + h_{oe}R_p}. \quad (3.169)$$

Ako je ispunjen uvjet $h_{oe}R_p < 0,1$, bit će približno

$$A_I \approx 1 + h_{te}. \quad (3.170)$$

Strujno pojačanje je pozitivno i redovito puno veće od jedinice.

Ulazni otpor prema relaciji 3.49. i slici 3.41. iznosi

$$R_{u1} = \frac{U_{bc}}{I_b} = h_{ie} + h_{re} A_1 R_p = h_{ie} + (1 - h_{re}) \cdot \frac{1 + h_{fe}}{1 + h_{oe} R_p} R_p. \quad (3.171)$$

Budući da je $h_{re} \ll 1$ i vrlo često $h_{oe} R_p < 0,1$, prethodna relacija može se prikazati u obliku

$$R_{u1} \simeq h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_p. \quad (3.172)$$

Ulazni otpor pojačala u spoju zajedničkog kolektora je prema relaciji 3.171. i 3.172. vrlo visok, i to prije svega zbog člana $(1 + h_{fe}) R_p$. Ako je npr. $h_{fe} = 99$ i $R_p = 2 \text{ k}\Omega$ ulazni otpor će, uz zanemarenje h_{ie} , iznositi $200 \text{ k}\Omega$.

Naponsko pojačanje prema relaciji 3.52. i slici 3.41. iznosi

$$A_v = \frac{U_p}{U_{bc}} = \frac{U_{ec}}{U_{bc}} = - \frac{h_{tc}}{h_{ic} \left(h_{oe} + \frac{1}{R_p} \right) - h_{re} h_{fe}} = - \frac{1 + h_{fe}}{h_{ie} \left(h_{oe} + \frac{1}{R_p} \right) + (1 - h_{re}) (1 + h_{fe})}. \quad (3.173)$$

Budući da je $h_{re} \ll 1$ vrijedi vrlo približno

$$A_v \simeq \frac{1}{1 + \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} \left(h_{oe} + \frac{1}{R_p} \right)}. \quad (3.174)$$

Ako je ispunjen uvjet $h_{oe} R_p < 0,1$, tada će biti

$$A_v \simeq \frac{1}{1 + \frac{h_{ie}}{(1 + h_{fe}) R_p}}. \quad (3.175)$$

Budući da je otpor R_p obično istog reda veličine kao h_{ie} i da je redovito $h_{fe} \gg 1$ iz relacije 3.175. slijedi da pojačalo u spoju zajedničkog kolektora ima naponsko pojačanje pozitivno i tek neznatno manje od jedinice. To znači da svaka promjena napona na bazi izaziva praktički jednaku promjenu napona na emiteru, tj. da emitorski napon slijedi bazni. Zato se pojačalo u spoju zajedničkog kolektora zove još i **emitorsko sljedilo**.

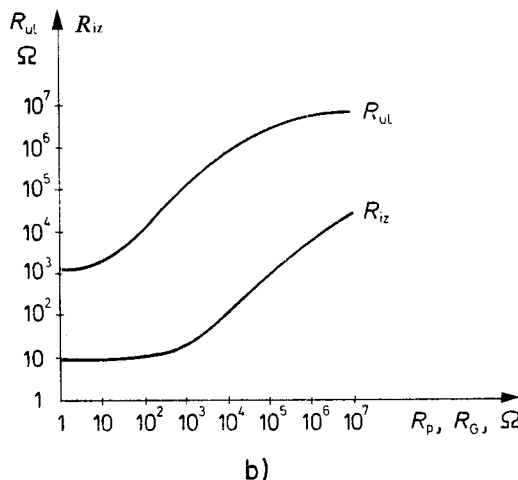
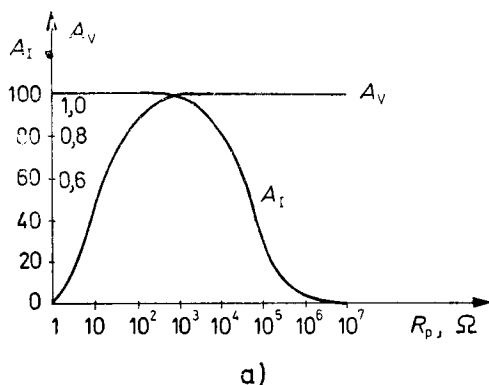
Izlazni otpor je prema relaciji 3.55. određen izrazom

$$R_{iz} = \frac{1}{h_{oe} - \frac{h_{re} h_{tc}}{R_G + h_{ie}}} = \frac{1}{h_{oe} + \frac{(1 - h_{re}) (1 + h_{fe})}{R_G + h_{ie}}}. \quad (3.176)$$

Posljednji izraz vrijedi pod pretpostavkom da je $R_G \ll R_B$. Ako nije, tada otpor R_G treba zamijeniti paralelnom kombinacijom otpora R_G i R_B . Budući da je $h_{re} \ll 1$ i da je drugi član u nazivniku puno veći od prvog člana, vrijedi približno

$$R_{iz} \simeq \frac{R_G + h_{ie}}{1 + h_{fe}}. \quad (3.177)$$

Ovisnost naponskoga i strujnog pojačanja pojačala u spoju zajedničkog kolektora o otporu potrošača grafički je prikazana na slici 3.42a, a ovisnost ulaznog otpora o otporu potrošača i ovisnost izlaznog otpora o otporu ulaznog generatora na slici 3.42b, za tranzistor s istim iznosima hibridnih parametara u spoju zajedničkog emitera kao na slikama 3.16. i 3.36.



Slika 3.42. Grafički prikaz veličina A_v , A_i , R_{ul} i R_{iz} za pojačalo u spoju zajedničkog kolektora: a) ovisnost A_v i A_i o R_p , b) ovisnost R_{ul} o R_p i R_{iz} o R_G

Iz relacija 3.169, 3.171, 3.173. i 3.176 te slike 3.42. vidljivo je da pojačalo u spoju zajedničkog kolektora raspolaže sljedećim dinamičkim svojstvima:

1. U području relativno niskih frekvencija strujno pojačanje je, uz realni potrošač, pozitivni broj veći od jedinice.
2. Naponsko pojačanje je, uz realni potrošač, pozitivni broj iznosom vrlo blizak jedinici, osim kod sasvim niskih iznosa otpora potrošača.
3. Ulazni otpor je velik, znatno veći nego kod pojačala u spoju zajedničkog emitera i zajedničke baze. Tipični iznosi ulaznog otpora su veći od $100 \text{ k}\Omega$.
4. Izlazni otpor je mali, manji nego kod pojačala u spoju zajedničkog emitera i zajedničke baze.

Budući da emitorsko sljedilo ne pridonosi pojačanju izmjeničnoga naponskog signala, ali posjeduje visoki ulazni otpor i nizak izlazni, najčešće se primjenjuje za transformiranje otpora, odnosno impedancije s niskoga na visoki iznos.

4. Osnovni sklopovi pojačala s unipolarnim tranzistorom

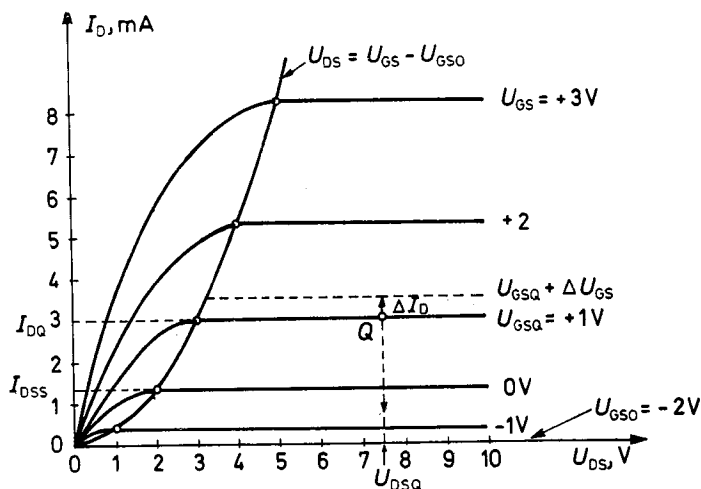
4.1. Pojačalo u spoju zajedničkog uvida

4.1.1. Pojačavačko djelovanje spoja zajedničkog uvida

Bitna razlika u načinu rada bipolarnih i unipolarnih tranzistora jest da bipolarni tranzistori rade zahvaljujući efikasnoj injekciji manjinskih nosilaca iz emitera u bazu i njihovu transportu kroz područje baze prema kolektoru, dok unipolarni tranzistori rade zahvaljujući transportu većinskih nosilaca od uvida prema odvodu kroz područje vodljivog kanala.

Poznato je da se unipolarni tranzistori (FET-ovi) izvode ili kao spojni FET-ovi ili kao MOS FET-ovi. Pritom su spojni FET-ovi komponente osiromašenog tipa, dok su MOS FET-ovi ili komponente obogaćenog tipa ili komponente osiromašenog tipa. MOS FET-ovi osiromašenog tipa mogu raditi sa dva predznaka napona na kontrolnoj ili upravljačkoj elektrodi¹, dok MOS FET-ovi obogaćenog tipa mogu raditi samo s jednim predznakom toga napona. Bez obzira na izvedbu i tip FET-a zajedničko svojstvo svih FET-ova je vrlo visok ulazni otpor između kontrolne ili upravljačke elektrode i uvida, te se FET-ovi upravljaju naponskim signalom za razliku od bipolarnih tranzistora koji se zbog relativno niskog iznosa ulaznog otpora pretežno upravljaju strujnim signalom.

Na slici 4.1. prikazane su izlazne statičke karakteristike idealnog n-kanalnog MOS FET-a osiromašenog tipa. U karakteristikama su vidljiva dva područja



Slika 4.1. Izlazne statičke karakteristike idealnoga n-kanalnog MOS FET-a osiromašenog tipa

¹ Dalje u tekstu ravnopravno će se upotrebljavati termini kontrolna i upravljačka elektroda.

rada MOS FET-a. Lijevo od krivulje $U_{DS}=U_{GS}-U_{GSO}$, gdje je U_{DS} napon između odvoda i uvoda, U_{GS} napon između kontrolne elektrode i uvoda, a U_{GSO} napon praga — struja odvoda I_D raste s naponom U_{DS} , uz konstantni iznos napona U_{GS} u skladu s relacijom

$$I_D = K \left[(U_{GS} - U_{GSO}) U_{DS} - \frac{1}{2} U_{DS}^2 \right], \quad U_{DS} < U_{GS} - U_{GSO} \quad (4.1)$$

gdje je K konstanta MOS FET-a određena izrazom

$$K = \mu_n \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot \frac{W}{L}. \quad (4.2)$$

Značenja pojedinih veličina su sljedeća: μ_n je površinska pokretljivost slobodnih elektrona u kanalu između uvoda i odvoda, ϵ_{ox} je dielektrička konstanta, t_{ox} je debljina sloja silicij-dioksida iznad područja kanala, W je širina, a L duljina kanala. Radi pojava na površini silicija i na međupovršini između silicija i oksidnog sloja površinska pokretljivost je manja od volumne.

Napon praga U_{GSO} ovisi o koncentraciji akceptora u području kanala, o gustoći površinskih stanja, o debljini oksidnog sloja iznad područja kanala i o razlici radova izlaza silicija i metala upravljačke elektrode. Kod n-kanalnog MOS FET-a osiromašenog tipa tipična vrijednost mu je od -1 V do -3 V. Kod n-kanalnog MOS FET-a kojemu su izlazne karakteristike prikazane na slici 4.1. napon praga iznosi -2 V.

Područje rada opisano relacijom 4.1. poznato je kao triodno područje. U tom području struja odvoda relativno brzo raste s porastom iznosa napona U_{DS} .

Područje karakteristika desno od krivulje $U_{DS}=U_{GS}-U_{GSO}$ opisano je relacijom

$$I_D = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{GSO})^2, \quad U_{DS} \geq U_{GS} - U_{GSO}, \quad (4.3)$$

pri čemu oznake imaju isto značenje kao u relaciji 4.1. Budući da u ovom području uz konstantni U_{GS} struja odvoda ne ovisi o naponu U_{DS} , ovo područje se zove područje zasićenja. Relacija 4.3. često se izražava pomoću struje I_{DSS} označene na slici 4.1. Struja I_{DSS} je struja odvoda u području zasićenja pri naponu $U_{GS}=0$. Ta struja prema relaciji 4.3. iznosi

$$I_{DSS} = \frac{K}{2} (-U_{GSO})^2. \quad (4.4)$$

Eliminiranjem konstante K iz relacija 4.3. i 4.4. dobiva se za struju odvoda u području zasićenja izraz

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GSO}} \right)^2. \quad (4.5)$$

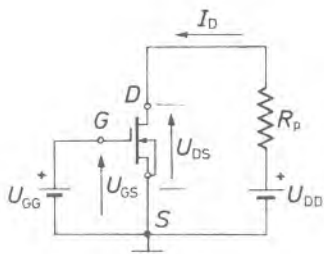
Relacija 4.1, koja opisuje izlazne karakteristike u triodnom području, može se također pomoću relacije 4.4. prikazati u obliku

$$I_D = I_{DSS} \left[2 \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GSO}} \right) \left(-\frac{U_{DS}}{U_{GSO}} \right) - \left(\frac{U_{DS}}{U_{GSO}} \right)^2 \right]. \quad (4.6)$$

Relacije 4.1. do 4.6, iako su ovdje navedene u vezi s n-kanalnim MOS FET-om osiromašenog tipa, vrijede i kod ostalih tipova MOS FET-ova sa n i p kanalom,

uzimajući u obzir predznake pojedinih električkih veličina. Ako se te relacije primjenjuju na MOS FET-ove obogaćenog tipa, treba primijeniti oblike 4.1. i 4.3. jer struja I_{DSS} kod tih FET-ova nema realnoga fizikalnog smisla.

Analizom izlaznih statičkih karakteristika na slici 4.1. te odgovarajućih analitičkih izraza, lako je odgovoriti na pitanje kako MOS FET ili FET općenito upotrijebiti kao pojačavačku komponentu elektroničkog sklopa. Triodno područje je područje relativno malog iznosa dinamičkog otpora, jer struja odvoda pri konstantnom naponu U_{GS} relativno brzo raste s naponom U_{DS} , te se u tom području idealni FET ne može u izlaznom krugu tretirati ni kao idealni naponski ni kao idealni strujni izvor. Područje zasićenja je područje konstantne struje odvoda pri konstantnom naponu U_{GS} , te se u tom području rada idealni FET u izlaznom krugu ponaša kao idealni strujni izvor. Budući da struja odvoda ne ovisi o naponu U_{DS} ako je $U_{DS} \geq U_{GS} - U_{GSO}$, ona neće ovisiti ni o otporu otpornika spojenog u krug odvoda.



Slika 4.2. Pojačalo u spoju zajedničkog uvida
— definiranje statičkih uvjeta

Na slici 4.2. prikazan je n-kanalni MOS FET osiromašenog tipa u spoju zajedničkog uvida. Da bi se MOS FET doveo u željenu statičku radnu točku u području zasićenja, potrebno je osigurati odgovarajuće iznose istosmjernih napona U_{DS} i U_{GS} . To se može postići djelovanjem istosmjernih izvora elektromotorne sile U_{GG} i U_{DD} u krugu upravljačke elektrode i odvoda. Potrošač otpora R_p spojen je između odvoda i pozitivne stezaljke istosmjernog izvora u krugu odvoda. Budući da je ulazni otpor FET-a vrlo visok, napon U_{GS} jednak je naponu U_{GG} bez obzira na iznos unutrašnjeg otpora istosmjernog izvora u krugu upravljačke elektrode. Zato je taj otpor na slici 4.2. ispušten. Na slici 4.2. odabran je pozitivan predznak napona $U_{GS} = U_{GG}$, što znači da n-kanalni MOS FET osiromašenog, tipa radi u obogaćenom modu. Ako bi U_{GG} bio negativan, MOS FET bi radio u osiromašenom modu, naravno ako apsolutni iznos tog negativnog napona ne bi bio veći od apsolutnog iznosa napona praga.

Budući da u području zasićenja struja odvoda ne ovisi o naponu U_{DS} , dakle ni o otporu R_p , te da je struju odvoda moguće mijenjati jedino promjenom napona U_{GS} , idealni MOS FET (a isto tako i spojni FET) po svojem je karakteru idealni strujni izvor upravljan naponom na upravljačkoj elektrodi. Čime je taj strujni izvor karakteriziran? Odabere li se statička radna točka Q s koordinatama U_{DSQ} , U_{GSQ} i I_{DQ} (sl. 4.1), tada će pri konstantnom naponu $U_{DS} = U_{DSQ}$ prirast napona U_{GSQ} za ΔU_{GS} izazvati prirast struje I_{DQ} za ΔI_D . Ako su promjene ΔI_D i ΔU_{GS} dovoljno male, može se definirati strmina u odabranoj statičkoj radnoj točki:

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_Q = \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_{U_{DSQ}} \cong \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right|_{U_{DSQ}} \quad (4.7)$$

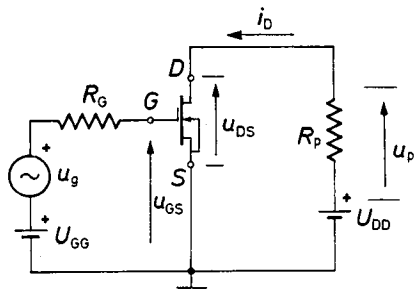
Konačni mali prirasti veličina I_D i U_{GS} mogu se tretirati kao izmjenične veličine i_d i u_{gs} dovoljno male amplitude, te je

$$g_m = \left. \frac{i_d}{u_{gs}} \right|_Q, \quad (4.8)$$

odnosno

$$i_d = g_m u_{gs} \big|_Q. \quad (4.9)$$

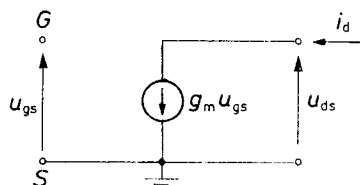
Struja i_d je izmjenična struja odvoda izazvana izmjeničnim naponom u_{gs} između upravljačke elektrode i uvida. Budući da relacije 4.8. i 4.9. vrijede u određenoj statičkoj radnoj točki, veličine i_d i u_{gs} superponirane su istosmjernim veličinama I_{DQ} i U_{GSQ} . To je prikazano, pod pretpostavkom rada u režimu malih izmjeničnih signala, na slici 4.3. U skladu s relacijom 4.9. MOS FET se u izlaznom krugu, pri radu u režimu malih izmjeničnih signala, može nadomjestiti zavisnim strujnim izvorom koji generira struju $g_m u_{gs}$, kojoj je iznos upravljan izmjeničnom komponentom napona između upravljačke elektrode i uvida. U ulaznom krugu, zbog vrlo visokog iznosa ulaznog otpora, MOS FET možemo simulirati praznim hodom između upravljačke elektrode i uvida (sl. 4.4).



$$u_{GS} = U_{GG} + u_g = U_{GSQ} + u_{gs};$$

$$u_{DS} = U_{DSQ} + u_{ds}; \quad i_D = I_{DQ} + i_d$$

Slika 4.3. Pojačalo u spoju zajedničkog uvida u dinamičkim uvjetima



Slika 4.4. Nadomjesni sklop idealnog MOS FET-a u režimu malih izmjeničnih signala

Komparacijom slike 4.4. sa slikom 2.7. lako se zaključuje da je idealni MOS FET, kada radi u dinamičkim uvjetima u području zasićenja, po svojstvima ustvari idealno strminsko pojačalo, jer je ulazna izmjenična veličina napon, a izlazna struja, upravljana ulaznim naponom. Pritom je strmina, koja uz zadani u_{gs} određuje struju i_d , određena položajem statičke radne točke u polju izlaznih karakteristika. Iz definicije strmine i iz relacije 4.5. dobiva se

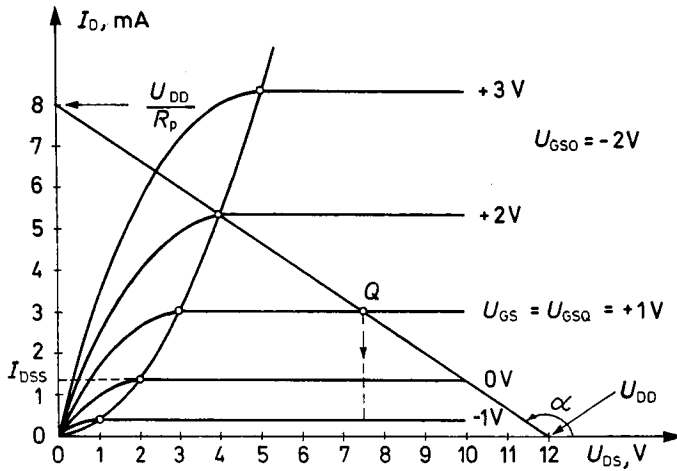
$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_Q = -2 \frac{I_{DSS}}{U_{GSO}} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GSO}} \right) = -\frac{2}{U_{GSO}} \sqrt{I_{DQ} I_{DSS}}. \quad (4.10)$$

Strmina g_m ovisi o naponu U_{GSQ} , odnosno o struji I_{DQ} , te se promjenom položaja statičke radne točke u polju izlaznih karakteristika mijenja struja $i_d = g_m u_{gs}$ pri konstantnom ulaznom naponu u_{gs} .

Da bi se odredio stvarni iznos strmine treba odrediti položaj statičke radne točke MOS FET-a u polju izlaznih karakteristika. Iz izlaznog kruga sklopa na slici 4.2. slijedi jednačdba radnog pravca u obliku

$$U_{DD} = U_{DS} + I_{DQ} R_p. \quad (4.11)$$

Odsječak radnog pravca na apscisi je U_{DD} , na ordinati U_{DD}/R_p , dok je nagib prema apscisi $\text{tg } \alpha = -1/R_p$. Na slici 4.5. ponovno su prikazane izlazne karakteristike sa slike 4.1, označena je ista statička radna točka Q i povučen jedan od mogućih

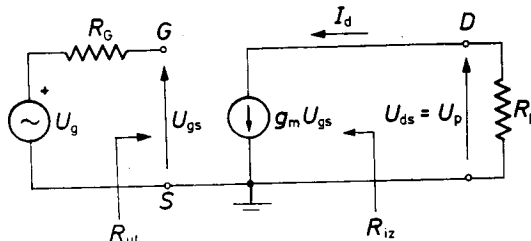


Slika 4.5. Radni pravac u polju izlaznih karakteristika MOS FET-a

radnih pravaca kroz tu točku. Budući da je odsječak radnog pravca na apscisi 12 V, slijedi da je $U_{DD} = 12$ V. Odsječak na ordinati je 8 mA, te je prema tome $R_p = 1,5$ k Ω . U odabranoj statičkoj radnoj točki napon U_{GS} iznosi +1 V, što se osigurava istosmjernim izvorom elektromotorne sile U_{GG} u krugu upravljačke elektrode na slici 4.2. Kod realnih izvedbi pojačala s FET-ovima napon U_{GS} dobiva se iz istoga istosmjernog izvora kao i napon U_{DD} , ali o tome će biti više riječi kasnije. Za samu fizikalnu sliku rada pojačala to nije bitno. Strmina g_m u odabranoj statičkoj radnoj točki može se odrediti ili grafičkim postupkom iz karakteristika ili analitički ako je poznat analitički izraz za ovisnost struje odvoda o naponu U_{GS} za dotični FET. Budući da je prema slici 4.5. $I_{DSS} = 4/3$ mA, $U_{GSQ} = +1$ V i $U_{GSO} = -2$ V, za strminu g_m dobiva se pomoću izraza 4.10. iznos od 2 mA/V. Isti iznos dobiva se i grafičkim postupkom.

Koristeći nadomjesni sklop FET-a za rad u režimu malih izmjeničnih signala, na slici 4.4. može se lako nacrtati nadomjesni sklop pojačala u spoju zajedničkog uvida prikazanog na slici 4.3. Taj nadomjesni sklop, nacrtan na način objašnjen već ranije pri analizi sklopova s bipolarnim tranzistorima, prikazan je na slici 4.6. Budući da je, zbog praktički beskonačno velikoga ulaznog otpora FET-a, napon $U_g = U_{gs}$, izlazni napon u_p predan potrošaču u krugu odvoda iznosi

$$U_p = -I_d R_p = -g_m U_{gs} R_p = -g_m R_p U_g. \quad (4.12)$$



Slika 4.6. Nadomjesni sklop pojačala u spoju zajedničkog uvida s idealnim MOS FET-om

Naponsko pojačanje je po definiciji

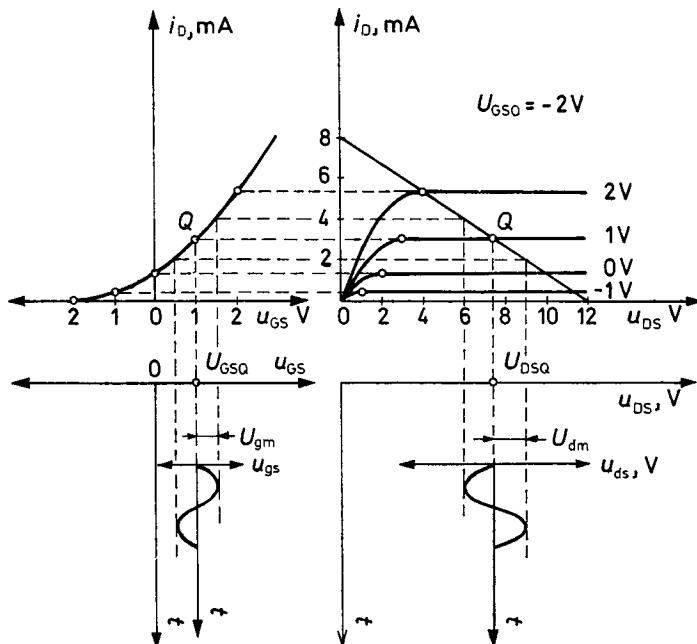
$$A_v = \frac{U_p}{U_g} = -g_m R_p. \quad (4.13)$$

U relaciji 4.13. naponsko je pojačanje označeno sa A_v , a ne sa A_V , jer se radi o idealnom MOS FET-u koji je nadomješten u izlaznom krugu idealnim strujnim izvorom, a u ulaznom krugu prekidom između ulaznih stezaljki. Budući da g_m obično iznosi 0,1–10 mA/V i da je R_p reda veličine 1 k Ω , lako se mogu dobiti naponska pojačanja po iznosu veća od jedinice. U slučaju prikazanom na slici 4.5. je $g_m = 2$ mA/V i $R_p = 1,5$ k Ω , te naponsko pojačanje iznosi $A_v = -3$. Ako bi se u istoj statičkoj radnoj točki primijenio R_p iznosa 10 k Ω , A_v bi se povećao na -20 .

Negativni predznak u relaciji 4.13. pokazuje da pojačalo u spoju zajedničkog uvoda obrće fazu ulaznoga naponskog signala, isto kao i pojačalo u spoju zajedničkog emitera. Budući da je pojačalo u spoju zajedničkog uvoda strminsko pojačalo, izlazna struja ne ovisi o otporu potrošača, pa njegova primjena kao naponskog pojačala automatski dovodi do ovisnosti naponskog pojačanja o otporu potrošača.

Budući da je ulazni krug idealnog MOS FET-a praktički prekinut, ulazni dinamički otpor R_{ul} je beskonačno velik. Također je, u području zasićenja, nagib izlaznih karakteristika jednak nuli, te je i izlazni dinamički otpor R_{iz} beskonačno velik. Zbog beskonačno velikoga ulaznog otpora, ulazna struja jednaka je nuli, te se ne može definirati ni strujno pojačanje ni pojačanje snage.

Rad pojačala u spoju zajedničkog uvoda, u dinamičkim uvjetima, može se analizirati i grafičkim postupkom ilustriranim na slici 4.7. Pomoću izlaznih karakteristika i radnog pravca konstruirana je prijenosna $i_D - u_{GS}$ karakteristika. Pomoću te karakteristike te izlaznih karakteristika i radnog pravca konstruiran je valni

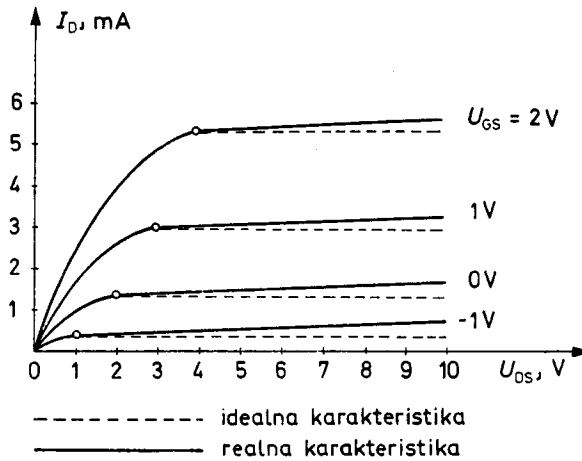


Slika 4.7. Analiza rada pojačala u spoju zajedničkog uvoda pomoću statičkih karakteristika MOS FET-a

oblik napona u_{ds} za zadani sinusoidni napon u_{gs} priključen na ulazne stezaljke. Grafički postupak primijenjen na slici 4.7. potpuno je analogan postupku na slici 3.7, te ne zahtijeva detaljnije tumačenje. Iz slike 4.7. vidljivo je da je $U_{dm} > U_{gm}$, tj. da postoji efekt naponskog pojačanja te da je izlazni izmjenični napon protufazan ulaznome.

4.1.2. Dinamička svojstva realnog pojačala s MOS FET-om

Na slici 4.8. vide se izlazne karakteristike realnog n-kanalnog MOS FET-a. Zbog efekta modulacije duljine kanala izazvanog širenjem barijere između odvođa i podloge MOS FET-a pri porastu napona reverzne polarizacije odvođa, izlazne



Slika 4.8. Izlazne statičke karakteristike realnoga n-kanalnog MOS FET-a osiromašenog tipa

karakteristike u području zasićenja imaju mali, ali konačni nagib. Posljedica je velik, ali konačni iznos dinamičkog otpora. Trenutna totalna vrijednost struje odvođa i_D određena je trenutnim totalnim vrijednostima napona u_{DS} i u_{GS} :

$$i_D = i_D(u_{DS}, u_{GS}). \quad (4.14)$$

Totalni diferencijal struje i_D je

$$di_D = \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} du_{DS} + \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} du_{GS}. \quad (4.15)$$

Diferencijale du_{DS} , du_{GS} i di_D moguće je aproksimirati konačnim, ali dovoljno malim prirastima Δu_{DS} , Δu_{GS} i Δi_D . Male ali konačne priraste trenutnih totalnih vrijednosti veličina u_{DS} , u_{GS} i i_D možemo tretirati kao trenutne vrijednosti malih izmjeničnih veličina, te je

$$\begin{aligned} di_D &\simeq \Delta i_D \simeq i_d, \quad du_{DS} \simeq \Delta u_{DS} \simeq u_{ds}, \\ du_{GS} &\simeq \Delta u_{GS} \simeq u_{gs}. \end{aligned} \quad (4.16)$$

Iz relacija 4.15. i 4.16. slijedi za trenutnu vrijednost struje odvoda u režimu malih izmjeničnih signala sljedeći izraz:

$$i_d = -\frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} u_{ds} + \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} u_{gs}. \quad (4.17)$$

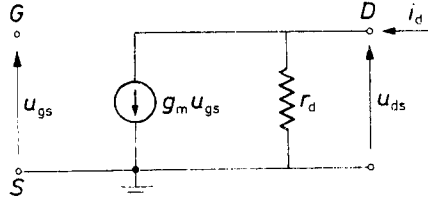
Veličina $\partial i_D / \partial u_{DS}$ je recipročna vrijednost dinamičkog otpora FET-a u odabranoj statičkoj radnoj točki:

$$\frac{1}{r_d} = \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} \bigg|_{U_{GSQ}} \simeq \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{DS}} \bigg|_{U_{GSQ}} \simeq \frac{i_d}{u_{ds}} \bigg|_{U_{GSQ}} \quad (4.18)$$

Veličina $\partial i_D / \partial u_{GS}$ je strmina g_m već ranije definirana izrazima 4.7. i 4.8, te se relacija 4.17. može prikazati u obliku

$$i_d = g_m u_{gs} + \frac{1}{r_d} u_{ds}. \quad (4.19)$$

Polazeći od relacije 4.19. koja vrijedi u određenoj statičkoj radnoj točki, može se, pri radu u režimu malih izmjeničnih signala, nacrtati nadomjesni sklop FET-a prema slici 4.9. Komparacijom nadomjesnog sklopa na slici 4.9, sa sklopom na



Slika 4.9. Nadomjesni sklop realnog MOS FET-a u režimu malih izmjeničnih signala sa strujnim izvorom u izlaznom krugu

slici 2.8, može se zaključiti da realni FET odgovara realnom strminskom pojačavačkom elementu, te će posjedovati sva njegova bitna svojstva. Jedina je razlika u ulaznom krugu. Na slici 4.9. ispušten je ulazni otpor FET-a zbog njegova vrlo velikog iznosa, te je ulazni krug praktički prekinut. To posebno vrijedi kod MOS FET-ova.

Kod FET-ova se, pored dinamičkih parametara g_m i r_d , primjenjuje i faktor pojačanja μ , definiran na sljedeći način: Ako se želi izazvati promjena napona u_{DS} za du_{DS} i napona u_{GS} za du_{GS} , a da pritom struja i_D ne promijeni iznos, tada će di_D biti jednak nuli. Relacija 4.15. tada glasi

$$\frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} du_{DS} + \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} du_{GS} = 0. \quad (4.20)$$

Iz zadnje relacije slijedi

$$-\frac{du_{DS}}{du_{GS}} \bigg|_{I_{DQ}} = \frac{\frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}}}{\frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}}} = g_m r_d = \mu. \quad (4.21)$$

Relacija 4.21. definira faktor pojačanja μ FET-a kao omjer male promjene napona u_{DS} i male promjene napona u_{GS} pri konstantnoj struji odvoda i_D . Negativan pred-

znak na lijevoj strani izraza dolazi odatle što je uz pozitivan prirast napona u_{DS} potreban negativan prirast napona u_{GS} da bi struja i_D ostala konstantna. Iz relacije 4.21. također slijedi da je faktor pojačanja jednak produktu strmine i dinamičkog otpora. Relacija

$$g_m r_d = \mu \quad (4.22)$$

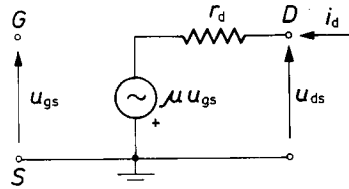
poznata je kao Barkhausenova relacija i vrijedi kod svih realnih naponom upravljanih elektroničkih elemenata.

Iako su sva dosadašnja razmatranja bazirana na karakteristikama n-kanalnog MOS FET-a, svi zaključci i rezultati vrijede i za ostale tipove MOS FET-ova i spojnih FET-ova, s uvažavanjem razlika u predznacima pojedinih električkih veličina.

Relacija 4.19, uz relaciju 4.22, omogućava prikaz izlaznog kruga FET-a pomoću naponskog izvora. Množenjem obje strane jednačbe 4.19. sa r_d , uz $g_m r_d = \mu$, dobiva se relacija

$$u_{ds} = -\mu u_{gs} + r_d i_d. \quad (4.23)$$

Nadomjesni sklop FET-a s naponskim izvorom u izlaznom krugu prikazan je na slici 4.10.

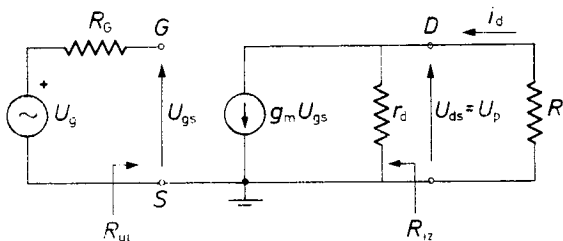


Slika 4.10. Nadomjesni sklop realnog MOS FET-a u režimu malih izmjeničnih signala s naponskim izvorom u izlaznom krugu

Zbog visokog iznosa otpora r_d (nekoliko desetaka $k\Omega$ do $M\Omega$), napon u_{ds} koji se predaje potrošaču u krugu odvoda bit će u velikoj mjeri ovisan o otporu priključenog potrošača. Zato se FET ne može tretirati kao pravi naponski izvor u izlaznom krugu. Prikaz FET-a kao strujnog izvora puno je bliži realnim svojstvima FET-a, te će se u daljnjem tekstu upotrebljavati nadomjesni sklop na slici 4.9.

Pomoću nadomjesnog sklopa realnog FET-a na slici 4.9. može se pojačalo u spoju zajedničkog uvida na slici 4.3. prikazati nadomjesnim sklopom prema slici 4.11. Na toj slici umjesto trenutnih izmjeničnih vrijednosti u_g , u_{gs} , i_d , u_{ds} , označene su na uobičajeni način efektivne vrijednosti U_g , U_{gs} , I_d i U_{ds} . Iz izlaznog kruga na slici 4.11. slijedi

$$U_{ds} = U_p = -g_m U_{gs} \frac{r_d R_p}{r_d + R_p}. \quad (4.24)$$



Slika 4.11. Nadomjesni sklop pojačala u spoju zajedničkog uvida s realnim MOS FET-om

Naponsko pojačanje je po definiciji

$$A_V = \frac{U_p}{U_g} = \frac{U_p}{U_{gs}} = -g_m \frac{r_d R_p}{r_d + R_p}. \quad (4.25)$$

Pomoću Barkhausenove relacije A_V se može prikazati u obliku

$$A_V = -\mu \frac{R_p}{r_d + R_p}. \quad (4.26)$$

Naponsko pojačanje raste s porastom otpora potrošača od iznosa $A_V = 0$ kod $R_p = 0$ do iznosa $A_V = -\mu$ kod $R_p = \infty$. U većini realnih slučajeva je međutim $R_p \ll r_d$, te je

$$A_V \simeq -g_m R_p, \quad (4.27)$$

što je identično relaciji 4.13. izvedenoj za slučaj idealnog FET-a.

Ulazni otpor pojačala u spoju zajedničkog uvida je praktički beskonačno velik, dok je izlazni otpor prema slici 4.11. $R_{iz} = r_d$.

4.1.3. Uvjeti rada FET-a u režimu malih izmjeničnih signala

Izobličenja. Pri analizi rada pojačala s MOS FET-om na slici 4.3. pretpostavili smo da FET radi u režimu malih izmjeničnih signala, te da prema tome vrijedi princip superpozicije. Međutim još nismo analizirali uvjete koje treba ispuniti da bi FET radio u tom režimu. Bez obzira da li se u pojačalu na slici 4.3. upotrebljava MOS FET ili spojni FET, vrijedit će, uz zanemarenje nagiba izlaznih karakteristika u području zasićenja, relacija 4.3. Pritom će, međutim, konstanta K imati različite vrijednosti kod MOS FET-a i kod spojnog FET-a, dok će veličina U_{GSO} koja kod MOS FET-a ima značenje napona praga, kod spojnog FET-a imati značenje napona dodira. Relacija 4.3. vrijedi u statičkim uvjetima, međutim može se primijeniti i u dinamičkim uvjetima ako je frekvencija priključenoga izmjeničnog signala toliko niska da se mogu zanemariti kapacitivni efekti povezani s parazitnim kapacitivnostima između pojedinih elektroda FET-a i efekti povezani s konačnim vremenom prolaska slobodnih nosilaca naboja kroz područje kanala. U tom se slučaju relacija 4.3. može pisati u obliku

$$i_D = \frac{K}{2} (u_{GS} - U_{GSO})^2. \quad (4.28)$$

Budući da je prema slici 4.3.

$$u_{GS} = U_{GSQ} + u_{gs} = U_{GSQ} + u_g, \quad (4.29)$$

vrijedi

$$i_D = \frac{K}{2} (U_{GSQ} - U_{GSO} + u_g)^2 = \frac{K}{2} (U_{GSQ} - U_{GSO})^2 + K (U_{GSQ} - U_{GSO}) u_g + \frac{K}{2} u_g^2. \quad (4.30)$$

Struja odvoda u statičkoj radnoj točki prema relaciji 4.3. iznosi

$$I_{DQ} = \frac{K}{2} (U_{GSQ} - U_{GSO})^2, \quad (4.31)$$

te se relacija 4.30. može prikazati u obliku

$$i_D = I_{DQ} + \sqrt{2KI_{DQ}} u_g + \frac{K}{2} u_g^2. \quad (4.32)$$

Pomoću izraza 4.28. i definicijskog izraza za strminu dobiva se da je

$$\sqrt{2KI_{DQ}} = g_m, \quad (4.33)$$

te se relacija 4.32. može prikazati u obliku

$$i_D = I_{DQ} + g_m u_g + \frac{K}{2} u_g^2. \quad (4.34)$$

Napon u_p , predan potrošaču na slici 4.3, iznosi

$$u_p = -i_D R_p = -I_{DQ} R_p - g_m R_p u_g - \frac{K}{2} R_p u_g^2. \quad (4.35)$$

Relacija 4.35. pokazuje da se napon predan potrošaču sastoji od istosmjerne komponente $-I_{DQ} R_p$ izazvane strujom odvoda u statičkoj radnoj točki, od izmjenične komponente $-g_m R_p u_g$ proporcionalne ulaznome izmjeničnom naponu u_g i od komponente $-\frac{K}{2} R_p u_g^2$ proporcionalne kvadratu ulaznoga izmjeničnog napona.

Da bi vrijedio princip superpozicije mora treći član na desnoj strani jednadžbe 4.35. biti puno manji od drugog člana. Taj zahtjev, nakon kraćeg računanja, vodi do uvjeta

$$u_g < 2 (U_{GSQ} - U_{GSO}). \quad (4.36)$$

Budući da je $u_g = U_{gm} \sin \omega t$, uvjet 4.36. identičan je uvjetu

$$U_{gm} < 2 (U_{GSQ} - U_{GSO}). \quad (4.37)$$

Uvjet 4.37. je uvjet rada FET-a u režimu malih izmjeničnih signala. Kada je uvjet 4.37. ispunjen, relacija 4.35. glasi

$$u_p = -I_{DQ} R_p + A_v u_g, \quad (4.38)$$

pri čemu se primjenjuje relacija 4.13.

Ako uvjet 4.37. nije ispunjen, doći će do pojave nelinearnih izobličenja. Uvrstili se $u_g = U_{gm} \sin \omega t$ u relaciju 4.35, dobiva se nakon kraćeg računanja

$$u_p = -I_{DQ} R_p - \frac{K}{4} R_p U_{gm}^2 + A_v U_{gm} \sin \omega t + \frac{K}{4} R_p U_{gm}^2 \cos 2\omega t. \quad (4.39)$$

Relacija 4.39. opisuje rad FET-a u režimu velikoga izmjeničnog signala. Rad u tom režimu dovodi do dva nova efekta u odnosu na rad u režimu malih izmjeničnih signala. Prvi efekt se ogleda u promjeni istosmjerne komponente napona predanog potrošaču za iznos

$$\Delta U_p = -\frac{K}{4} R_p U_{gm}^2. \quad (4.40)$$

Drugi efekt se ogleda u pojavi drugog harmonika napona u_p s amplitudom

$$\frac{1}{4} K R_p U_{gm}^2.$$

Dioni faktor izobličenja drugog harmonika određen je omjerom amplituda drugoga i prvog harmonika u relaciji 4.39:

$$D_2 = \frac{\frac{K}{4} R_p U_{gm}^2}{A_v U_{gm}} = \frac{U_{gm}}{4 (U_{GSQ} - U_{GSO})}. \quad (4.41)$$

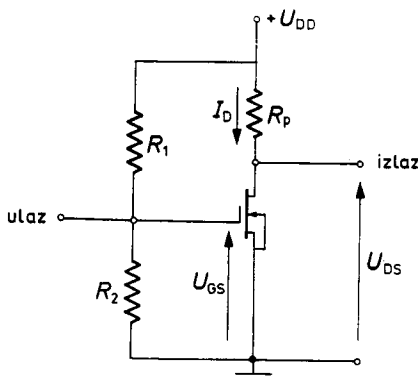
Budući da harmonici viši od drugog ne postoje, što je posljedica kvadratnog karaktera prijenosne funkcije FET-a, dioni faktor izobličenja drugog harmonika istodobno je i ukupni faktor izobličenja. Iz relacije 4.41. slijedi da će nelinearno izobličenje biti tim manje čim je U_{GSQ} veći u odnosu na U_{GSO} , tj. čim je veći iznos struje odvoda u statičkoj radnoj točki. Većim strujama I_{DQ} odgovara manja zakrivljenost prijenosne karakteristike FET-a (vidi sliku 4.7), te je i izobličenje manje.

Ako npr. FET radi u statičkoj radnoj točki na slici 4.7, pri čemu je $U_{GSQ} = 1$ V, $U_{GSO} = -2$ V, tada će uz $U_{gm} = 0,5$ V dioni faktor izobličenja D_2 prema relaciji 4.41. iznositi 4,17 %. Istodobno će, prema relaciji 4.39, istosmjerni član napona u_p porasti za 1,39 % u odnosu na istosmjerni član u režimu malih izmjeničnih signala. U ovom slučaju može se zanemariti i izobličenje zbog pojave drugog harmonika u odzivnoj funkciji te pomak statičke radne točke. Ako je međutim $U_{gm} = 3$ V, tada je, u istoj statičkoj radnoj točki, $D_2 = 25$ %, dok porast istosmjernog člana u naponu u_p iznosi 50 % u odnosu na njegovu vrijednost u režimu malih izmjeničnih signala. U ovom slučaju se ne može zanemariti ni nelinearno izobličenje izazvano pojavom drugog harmonika ni pomak statičke radne točke.

Izobličenje izazvano pojavom drugog harmonika je nelinearno harmoničko izobličenje. Ako bi se, međutim, na ulaz pojačala s FET-om dovela istodobno dva izmjenična signala različitih frekvencija, uz harmoničko izobličenje pojavilo bi se i neharmoničko izobličenje karakterizirano pojavom komponenti s frekvencijama jednakim zbroju i razlici frekvencija ulaznih signala.

4.1.4. Praktičke izvedbe pojačala u spoju zajedničkog uvoda

Izvedbe pojačala s FET-om u spoju zajedničkog uvoda, koje se primjenjuju u praksi, razlikuju se od izvedbe prikazane na slici 4.3. Izvedba ovisi o tome da li se upotrebljava MOS FET ili spojni FET. Ako se upotrebljava MOS FET, izvedba ovisi o tome da li je u pitanju obogaćeni ili osiromašeni tip FET-a. Ako



Slika 4.12. Podešavanje istosmjernih uvjeta u pojačalu s uzemljenim uvodom pomoću jednoga istosmjernog izvora

se upotrebljava MOS FET osiromašenog tipa, izvedba ovisi o tome da li taj FET radi u osiromašenom ili obogaćenom modu. U svakom od navedenih slučajeva napajanje kruga odvoda i kruga upravljačke elektrode obavlja se iz istoga istosmjernog izvora i po tome se praktičke izvedbe pojačala u spoju zajedničkog uvida razlikuju od izvedbe na slici 4.3.

Ako se u spoju zajedničkog uvida upotrebljava MOS FET obogaćenog tipa ili MOS FET osiromašenog tipa koji radi u obogaćenom modu, tada su predznaci napona U_{DS} i U_{GS} isti, te se napon U_{GS} najlakše može podesiti na željeni iznos djeliteljem napona prema slici 4.12. iz istog izvora istosmjernog napona iz kojeg se dobiva i napon U_{DS} . Na slici 4.12. napon istosmjernog izvora U_{DD} je pozitivnom stezaljkom priključen u krug odvoda jer se upotrebljava n-kanalni FET. Ista izvedba pojačala primjenjuje se i kod p-kanalnog MOS FET-a, ali uz negativan polaritet napona U_{DD} . Budući da je istosmjerna struja upravljačke elektrode jednaka nuli, istosmjerni napon U_{GS} iznosi

$$U_{GS} = U_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (4.42)$$

Radni pravac je isti kao kod sklopa na slici 4.3. i određen je relacijom 4.11. i slikom 4.5. Ako se na radnom pravcu izabere željena statička radna točka Q , tada se pomoću relacije 4.42. i poznatih iznosa napona U_{DD} i $U_{GS} = U_{GSQ}$ može odrediti omjer otpora R_1 i R_2 :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{DD}}{U_{GSQ}} - 1. \quad (4.43)$$

Posljednja relacija daje omjer otpora R_1 i R_2 , ali ne kazuje ništa o njihovim apsolutnim iznosima. Budući da se u dinamičkim uvjetima otpor $R_B = R_1 \parallel R_2$ dodaje paralelno ulaznim stezaljkama FET-a, jer je stezaljka otpornika R_1 spojena na istosmjerni izvor uzemljenja kroz taj izvor za izmjenični signal, otpor R_B će predstavljati ulazni dinamički otpor pojačala. Budući da se FET, kao pojačavačka komponenta, upravlja naponskim signalom (strminsko pojačalo), potrebno je da ulazni otpor ostane što veći. Uz relaciju 4.43. za određivanje apsolutnih iznosa otpora R_1 i R_2 treba dakle primjenjivati i relaciju

$$R_{u1} = R_1 \parallel R_2. \quad (4.44)$$

Iz relacija 4.43. i 4.44. slijede apsolutni iznosi otpora R_1 i R_2 za zadane iznose ulaznog otpora R_{u1} i napona U_{DD} i U_{GSQ} :

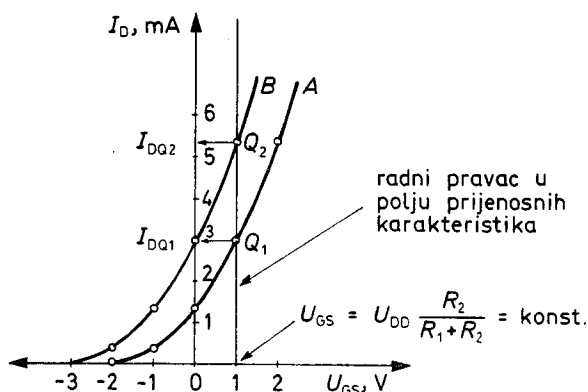
$$R_1 = R_{u1} \frac{U_{DD}}{U_{GSQ}}, \quad (4.45)$$

$$R_2 = R_{u1} \frac{U_{DD}}{U_{DD} - U_{GSQ}}. \quad (4.46)$$

Ako npr. sklop na slici 4.12. treba da radi u statičkoj radnoj točki Q na slici 4.5. i da ima isti radni pravac, tada je $U_{DD} = 12$ V, $U_{GSQ} = 1$ V. Ako se uz to zahtijeva ulazni otpor $R_{u1} = 100$ k Ω , tada je prema relacijama 4.45. i 4.46. potrebno u ulazni krug ugraditi djelitelj napona s otporima $R_1 = 1,2$ M Ω i $R_2 = 109$ k Ω .

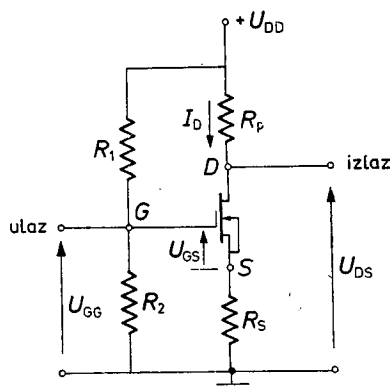
Spoj pojačala na slici 4.12. je jednostavan, raspolaže svojstvima spoja zajedničkog uvida, međutim nedostatak mu je rad s konstantnim naponom U_{GS} . Ako se s istim tipom FET-a realizira veća serija istovrsnih sklopova prema slici 4.12, mora se računati s rasipanjem prijenosnih karakteristika od primjerka do primjerka

istog tipa FET-a. To znači da će uz konstantni U_{GS} rasipanje prijenosnih karakteristika dovesti do različitih struja odvoda u statičkoj radnoj točki, te da će svaki FET raditi s drugim iznosom strmine, a to znači i s drugim iznosom naponskog pojačanja. Pojava je ilustrirana na slici 4.13. Na toj su slici sa A i B označene granične prijenosne karakteristike istog tipa FET-a, a sa Q_1 i Q_2 granični položaji statičke radne točke.



Slika 4.13. Ilustracija utjecaja rasipanja prijenosnih karakteristika MOS FET-a na položaj statičke radne točke pri konstantnom naponu U_{GS}

Manje rasipanje položaja statičke radne točke daje sklop na slici 4.14, koji u krugu uvoda ima otpor R_S . Stabilizirajuće djelovanje otpora R_S može se fizikalno objasniti na sljedeći način: Ako se prijenosna karakteristika FET-a „preseli“ prema gore u $I_D - U_{GS}$ koordinatnom sustavu, doći će do porasta struje odvoda i do porasta pada napona na otporu R_S . To znači da će doći do porasta potencijala točke S .



Slika 4.14. Stabilizacija položaja statičke radne točke pomoću otpornika u krugu uvoda

Napon U_{GG} , odnosno potencijal upravljačke elektrode prema uzemljenoj točki, ostat će pritom nepromijenjen i bit će određen relacijom 4.42. Budući da je potencijal točke G ostao isti, a da je potencijal točke S porastao, napon U_{GS} , koji je određen relacijom

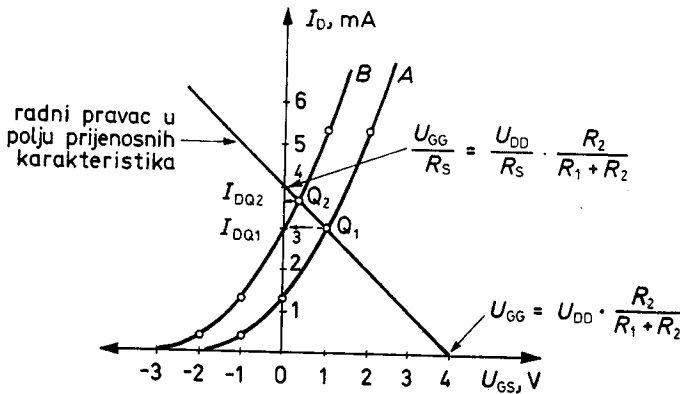
$$U_{GS} = U_{GG} - I_D R_S, \quad (4.47)$$

mora se smanjiti. Manji napon U_{GS} rezultira u smanjenju iznosa struje I_D . To je bit stabilizirajućeg djelovanja otpora R_S u krugu uvoda.

Izlazni krug sklopa na slici 4.14. daje jednadžbu radnog pravca u obliku

$$U_{DD} = I_D (R_p + R_s) + U_{DS}. \quad (4.48)$$

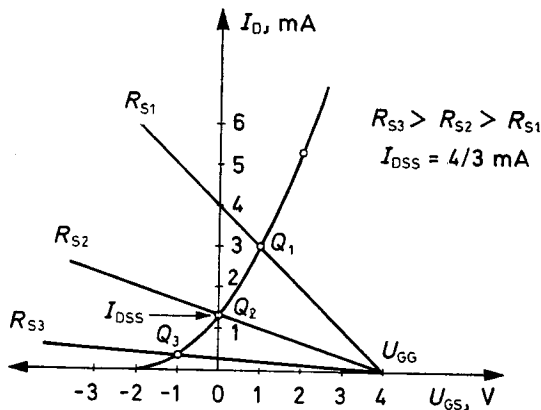
Ako se radni pravac ucrtava u polje izlaznih karakteristika, postupkom identičnim onome na slici 4.7. dobiva se prijenosna karakteristika za zadani iznos otpora $R_p + R_s$ i napona U_{DD} . Ako se zanemari konačni mali nagib izlaznih karakteristika u području zasićenja, prijenosna karakteristika će imati isti oblik za različite iznose otpora $R_p + R_s$. Tako dobivena prijenosna karakteristika prikazana je na slici 4.15.



Slika 4.15. Ilustracija utjecaja otpornika u krugu uvida na stabilnost statičke radne točke pri rasipanju prijenosnih karakteristika

Radni pravac u polju prijenosnih karakteristika određen je relacijom 4.47. Odsječak radnog pravca na apscisi je U_{GG} , a na ordinati U_{GG}/R_s . Uz isto rasipanje prijenosnih karakteristika kao na slici 4.13. dobiva se znatno manje rasipanje iznosa struje odvoda u statičkoj radnoj točki, a to znači i puno manje rasipanje iznosa strmine FET-a i naponskog pojačanja pojačala. Što je otpor R_s veći, radni pravac u $I_D - U_{GS}$ koordinatnom sustavu imat će manji nagib, te će se struje odvoda u točkama Q_1 i Q_2 manje razlikovati.

Ako se u sklopu na slici 4.14. varira iznos otpora R_s , mijenjat će se položaj statičke radne točke u širokim granicama. Na slici 4.16. prikazana su tri različita radna pravca u polju prijenosnih karakteristika. Svakom radnom pravcu odgovara



Slika 4.16. Podešavanje položaja statičke radne točke promjenom iznosa otpora u krugu uvida

isti napon U_{GG} , ali drugačiji nagib, što znači da se pravci međusobno razlikuju samo po iznosu otpora R_S . Pritom radna točka Q_1 , kojoj odgovara otpor R_{S1} , leži u području pozitivnih napona U_{GS} , te n-kanalni MOS FET radi u obogaćenom modu. Radna točka Q_2 , kojoj odgovara otpor $R_{S2} > R_{S1}$, leži na ordinati gdje je napon $U_{GS} = 0$, te FET radi na granici obogaćenog i osiromašenog moda. Radna točka Q_3 , kojoj odgovara otpor $R_{S3} > R_{S2}$, leži u području negativnih napona U_{GS} , te FET radi u osiromašenom modu. Odatle slijedi zaključak da sklop na slici 4.14, osim što osigurava stabilniji rad od sklopa na slici 4.12, omogućava rad FET-a i u osiromašenom i u obogaćenom modu, ovisno o iznosu otpora R_S . Otpor R_{S2} predstavlja graničnu vrijednost otpora R_S između osiromašenog i obogaćenog moda rada FET-a. Iz odsječka radnog pravca na ordinati, u polju prijenosnih karakteristika, uz $R_S = R_{S2}$, slijedi relacija

$$\frac{U_{GG}}{R_{S2}} = \frac{U_{DD}}{R_{S2}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = I_{DSS}, \quad (4.49)$$

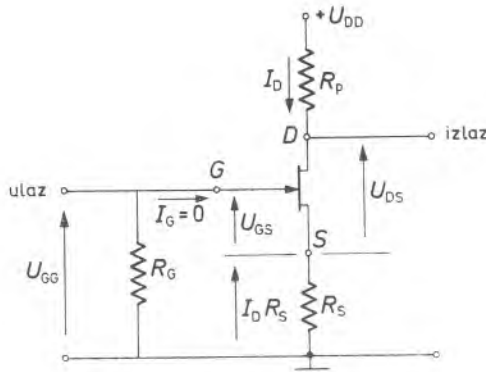
gdje je I_{DSS} struja odvoda pri $U_{GS} = 0$. Otpor R_{S2} dakle iznosi

$$R_{S2} = \frac{U_{DD}}{I_{DSS}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_{GG}}{I_{DSS}}. \quad (4.50)$$

Ako je $R_S < R_{S2}$ radna točka FET-a ležat će u obogaćenom području karakteristika, a ako je $R_S > R_{S2}$ u osiromašenom području. U slučaju prikazanom na slici 4.16. je $U_{GG} = 4 \text{ V}$ i $I_{DSS} = 4/3 \text{ mA}$, te je prema relaciji 4.50. otpor $R_{S2} = 3 \text{ k}\Omega$. Ako je potrebno da FET radi u obogaćenom modu, tada R_S mora biti manji od $3 \text{ k}\Omega$, a za rad u osiromašenom modu veći od $3 \text{ k}\Omega$.

U sklopu na slici 4.14. prikazan je n-kanalni MOS FET osiromašenog tipa. Međutim u istom sklopu može se upotrijebiti i n-kanalni MOS FET obogaćenog tipa, uz odgovarajući iznos otpora R_S . Isto tako može se primijeniti i n-kanalni spojni FET koji je uvijek element osiromašenog tipa. Uz promjenu polariteta izvora napona U_{DD} u svim navedenim slučajevima mogu se koristiti p-kanalni FET-ovi.

Za razliku od MOS FET-ova, koji mogu biti izvedeni kao elementi osiromašenog tipa, spojni FET-ovi su uvijek elementi osiromašenog tipa, te je predznak napona U_{GS} uvijek suprotan predznaku napona U_{DS} . Jedan od načina praktičke izvedbe pojačala sa spojnim FET-om već je prikazan na slici 4.14, samo što simbol MOS FET-a treba zamijeniti simbolom spojnog FET-a. Međutim pri radu sa



Slika 4.17. Pojačalo u spoju zajedničkog uvida s n-kanalnim spojnim FET-om

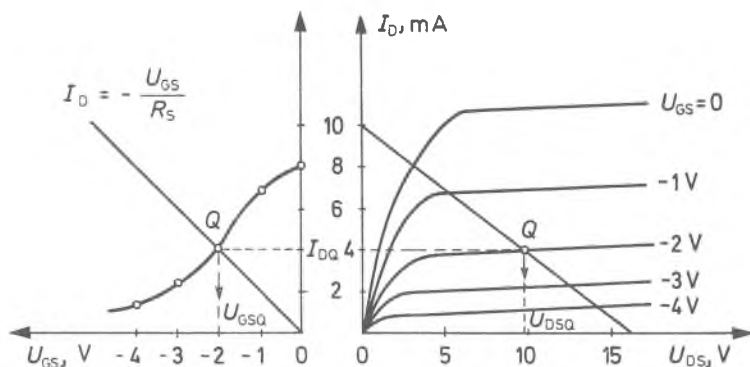
spojnim FET-om češće se primijenjuje varijanta pojačala u spoju zajedničkog uvoda prikazana na slici 4.17. Budući da je pretpostavljena upotreba n-kanalnoga spojnog FET-a, napon U_{DD} je pozitivan. Sklop na slici 4.17. može se tretirati kao specijalan slučaj sklopa na slici 4.14. u slučaju kada je $R_1 = \infty$ i $R_2 = R_G$. Jednadžba radnog pravca u polju izlaznih karakteristika određena je relacijom 4.48. Iz ulaznog kruga, uz zanemarenje ionako male struje upravljačke elektrode, dobiva se

$$U_{GG} = U_{GS} + I_D R_S = I_G R_G = 0, \quad (4.51)$$

odnosno

$$I_D = -\frac{U_{GS}}{R_S}. \quad (4.52)$$

Na slici 4.18. nacrtane su izlazne karakteristike jednog n-kanalnoga spojnog FET-a i ucrtan je radni pravac prema relaciji 4.48. Pomoću radnog pravca i izlaznih karakteristika konstruirana je prijenosna karakteristika FET-a. Pravac određen relacijom 4.52. je pravac kroz ishodište $I_D - U_{GS}$ koordinatnog sustava. Statička radna točka Q određena je presjekom radnog pravca i prijenosne karakteristike. Budući da je u statičkoj radnoj točki na slici 4.18. struja $I_{DQ} = 4 \text{ mA}$, a napon $U_{GSQ} = -2 \text{ V}$, otpor R_S u krugu uvoda prema relaciji 4.52. iznosi $0,5 \text{ k}\Omega$.



Slika 4.18. Određivanje statičke radne točke sklopa na slici 4.17.

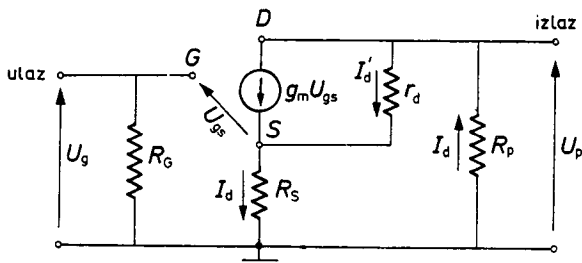
Praktičke izvedbe pojačala u spoju zajedničkog uvoda prikazane na slikama 4.12, 4.14. i 4.17. nisu jedine moguće, ali pružaju dobar uvid u način izvedbe te vrste pojačala. Ostale izvedbe, koje ovdje zbog ograničenog prostora neće biti navedene, analiziraju se na sličan način.

4.1.5. Utjecaj otpora R_S na dinamička svojstva pojačala u spoju zajedničkog uvoda

Na koji način otpor R_S u krugu uvoda (slike 4.14. i 4.17.) djeluje na dinamička svojstva sklopa? To djelovanje analogno je djelovanju otpora R_E u pojačalu s bipolarnim tranzistorom u spoju zajedničkog emitera na slici 3.22. Otpor R_S , poput otpora R_E , smanjuje ulazni izmjenični napon FET-a u odnosu na ulazni izmjenični napon sklopa, čime se smanjuje naponsko pojačanje sklopa. Sličan efekt se kod pojačala u spoju zajedničkog emitera zove emitera degeneracija. Isti efekt kod pojačala s FET-om zove se **degeneracija uvoda**. Na slici 4.19. ponovno je prikazan sklop sa slike 4.17, u dinamičkim radnim uvjetima, u režimu malih izmje-

ničnih signala. Pritom je FET zamijenjen nadomjesnim sklopom prema slici 4.9. Iz ulaznog kruga slijedi

$$U_{gs} = U_g - I_d R_s. \quad (4.53)$$



Slika 4.19. Nadomjesni sklop pojačala u spoju zajedničkog uvoda s otpornikom R_s u krugu uvoda

Struja I_d jednaka je

$$I_d = I'_d + g_m U_{gs}. \quad (4.54)$$

Iz izlaznog kruga slijedi

$$I_d (R_p + R_s) + I'_d r_d = 0. \quad (4.55)$$

Iz relacija 4.53.—4.55. slijedi izraz za struju odvoda

$$I_d = \frac{\mu U_g}{R_p + r_d + (1 + \mu) R_s}, \quad (4.56)$$

pri čemu je primijenjena Barkhausenova relacija. Napon U_p , predan potrošaču iznosi

$$U_p = -I_d R_p. \quad (4.57)$$

Naponsko pojačanje je po definiciji

$$A_v = \frac{U_p}{U_g} = -\frac{I_d R_p}{U_g} = -\frac{\mu R_p}{R_p + r_d + (1 + \mu) R_s}. \quad (4.58)$$

Otpor R_s u krugu uvoda smanjuje iznos naponskog pojačanja to više što je otpor R_s veći. Degenerativni utjecaj otpora R_s na iznos naponskog pojačanja može se u velikoj mjeri reducirati ako se otporniku u krugu uvoda paralelno doda kondenzator dovoljno velikog iznosa kapaciteta. U tom će slučaju na frekvenciji izmjeničnog signala kondenzator praktički kratko spojati otpornik, te će naponsko pojačanje biti određeno relacijom 4.26. Ako se pojačalo izvodi bez tog kondenzatora, otpor R_s će smanjiti naponsko pojačanje, ali će povećati stabilnost njegova iznosa pri promjenama parametara FET-a. To će se vidjeti iz sljedećeg razmatranja. Ako su ispunjeni uvjeti

$$\mu \gg 1; r_d \gg R_p, \quad (4.59)$$

relacija 4.58. dobiva oblik

$$A_v \approx -\frac{g_m}{1 + g_m R_s} \cdot R_p = -g'_m R_p. \quad (4.60)$$

Veličina

$$g'_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_s} \quad (4.61)$$

zove se efektivna strmina. Smanjenje strmine s iznosa g_m na iznos g'_m vodi do smanjenja naponskog pojačanja, ali i do povećanja stabilnosti njegova iznosa. Ako se npr. u pojačalu bez degeneracije uvida, kod kojeg je zadovoljen uvjet 4.59. uz potrošač $R_p = 5 \text{ k}\Omega$, strmina poveća s iznosa $g_{m1} = 2 \text{ mA/V}$ na iznos $g_{m2} = 4 \text{ mA/V}$, naponsko pojačanje će se prema relaciji 4.27. promijeniti s iznosa -10 na -20 , tj. za 100% . Uz degeneraciju uvida otporom $R_s = 0,75 \text{ k}\Omega$, uz ostale veličine kao u prethodnom slučaju, naponsko pojačanje će se, prema relaciji 4.60, promijeniti s iznosa -4 na iznos -5 , tj. samo za 25% .

Ako je, uz uvjet 4.59., ispunjen još i uvjet

$$g_m R_s \gg 1, \quad (4.62)$$

relacija 4.60. prelazi u

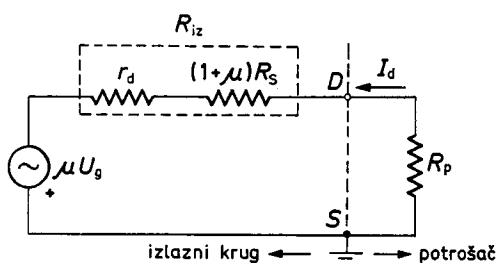
$$A_v \simeq -\frac{R_p}{R_s}, \quad (4.63)$$

te naponsko pojačanje praktički ne ovisi o parametrima FET-a. Budući da su R_p i R_s otpori pasivnih komponenata, lako se postiže velika stabilnost njihova omjera, a time i naponskog pojačanja u širokom rasponu temperatura. Stabilizirajuće djelovanje otpora R_s na iznos naponskog pojačanja posljedica je, kao i kod emitorske degeneracije, negativne strujne serijske povratne veze koja se uspostavlja preko otpora R_s (vidjeti dio 3.1.6). Kod monolitnih integriranih sklopova moguće je precizno kontrolirati omjere otpora otpornika dobivenih u istoj (npr. baznoj) difuziji, te je primjena degeneracije uvida u tim sklopovima vrlo korisna.

Relacija 4.56. omogućava direktno određivanje izlaznog otpora pojačala s degeneracijom u krugu uvida. Ako se relacija 4.56. prikaže u obliku

$$\mu U_g = I_d [r_d + (1 + \mu) R_s] + I_d R_p, \quad (4.64)$$

moguće je nacrtati nadomjesni sklop izlaznog kruga pojačala na slici 4.17. Prema relaciji 4.64. struju I_d , koja teče kroz potrošač, tjera naponski izvor elektromotorne



Slika 4.20. Određivanje izlaznog otpora pojačala u spoju zajedničkog uvida

sile U_g i unutrašnjeg otpora $r_d + (1 + \mu) R_s$ (sl. 4.20). Taj unutrašnji otpor naponskog izvora je ustvari izlazni otpor pojačala, te je

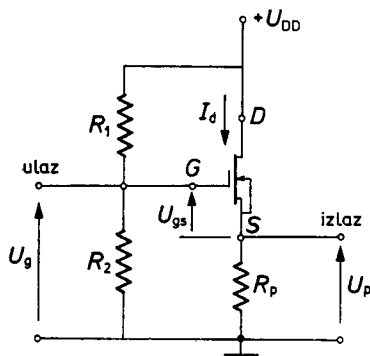
$$R_{iz} = r_d + (1 + \mu) R_s \quad (4.65)$$

Degeneracija uvida povećava izlazni otpor pojačala za član $(1 + \mu) R_s$ u odnosu na slučaj bez degeneracije.

Ulazni otpor sklopa na slici 4.17. jednak je R_G i ne ovisi o degeneraciji uvida.

4.2. Pojačalo u spoju zajedničkog odvoda

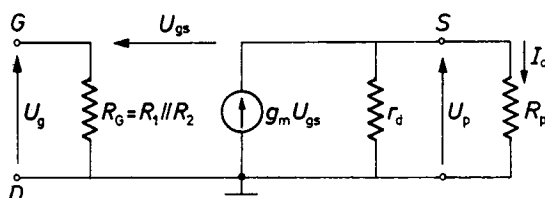
Osnovna konfiguracija pojačala u spoju zajedničkog odvoda prikazana je na slici 4.21. Ulazni signal se dovodi na upravljačku elektrodu. Potrošač otpora R_p spojen je u krug uvoda, dok je odvod spojen direktno na izvor istosmjernog napona,



Slika 4.21. Pojačalo u spoju zajedničkog odvoda

te je za izmjenični signal praktički uzemljen. Zato se ovaj spoj pojačala zove spoj uzemljenog ili zajedničkog odvoda. Ako se FET na slici 4.21. zamijeni nadomjesnim sklopom, dobiva se mreža na slici 4.22. Iz ulaznog kruga sklopa na slici 4.21. slijedi

$$U_{gs} = U_g - U_p \quad (4.66)$$



Slika 4.22. Nadomjesni sklop pojačala u spoju zajedničkog odvoda

Izlazni krug na slici 4.22. daje relaciju

$$U_p = g_m U_{gs} (r_d || R_p) \quad (4.67)$$

Pomoću relacija 4.66. i 4.67. dobiva se za naponsko pojačanje sklopa izraz

$$A_v = \frac{U_p}{U_g} = \frac{g_m (r_d || R_p)}{1 + g_m (r_d || R_p)}. \quad (4.68)$$

Naponsko pojačanje pojačala u spoju zajedničkog odvoda je pozitivno, te ovaj sklop ne obrće fazu izmjeničnog signala. Naponsko pojačanje je manje od jedinice. Kod realnih sklopova je obično ispunjen uvjet

$$r_d \gg R_p \quad (4.69)$$

U tom slučaju relacija 4.68. daje približno

$$A_v \simeq \frac{g_m}{1 + g_m R_p} R_p. \quad (4.70)$$

Ako je još ispunjen uvjet

$$g_m R_p > > 1, \quad (4.71)$$

bit će približno

$$A_v \simeq 1 \quad (4.72)$$

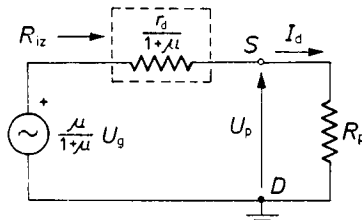
Izlazni otpor pojačala može se najlakše odrediti ako se izračuna struja I_d . Iz izlaznog kruga mreže na slici 4.22. slijedi

$$I_d = \frac{U_p}{R_p} = \frac{A_v U_g}{R_p} \quad (4.73)$$

Relacije 4.68. i 4.73. daju

$$\frac{\mu}{1+\mu} U_g = I_d \left[\frac{r_d}{1+\mu} + R_p \right]. \quad (4.74)$$

Prema relaciji 4.74. i slici 4.23. struja I_d koja teče iz sklopa u potrošač rezultat je djelovanja naponskog izvora elektromotorne sile $\mu U_g / (1+\mu)$ i unutrašnjeg otpora



Slika 4.23. Određivanje izlaznog otpora pojačala u spoju zajedničkog odvoda

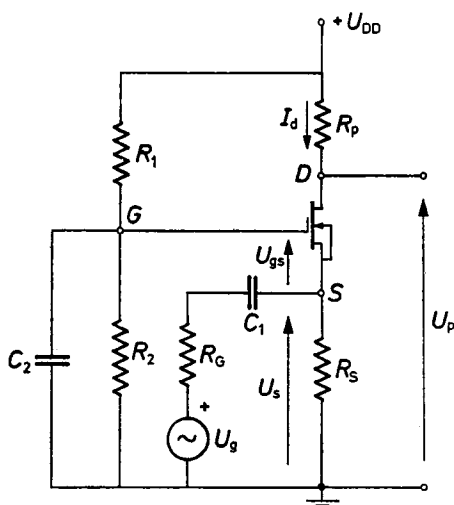
$r_d/(1+\mu)$. Taj unutrašnji otpor je ustvari izlazni otpor pojačala u spoju zajedničkog odvoda, te je

$$R_{iz} = \frac{r_d}{1+\mu}. \quad (4.75)$$

Budući da je obično $\mu > > 1$, izlazni otpor je puno manji od r_d , te se pojačalo u spoju zajedničkog odvoda odlikuje niskim iznosom izlaznog otpora. Ulazni otpor jednak je otporu R_g . Budući da je naponsko pojačanje sklopa uvijek nešto manje od jedinice, da nema faznog pomaka izlaznog napona u odnosu na ulazni te da je ulazni otpor velik, a izlazni mali, pojačalo u spoju zajedničkog odvoda može se upotrebljavati u prvom redu kao aktivni transformator impedancije. Njegova su bitna svojstva vrlo slična svojstvima spoja zajedničkog kolektora, odnosno emitorskog sljedila.

4.3. Pojačalo u spoju zajedničke upravljačke elektrode

Izvedba pojačala u spoju zajedničke upravljačke elektrode prikazana je na slici 4.24. Izmjenični ulazni signal dovodi se u krug uvida, pojačani izlazni signal predaje se potrošaču otpora R_p u krugu odvoda, dok je upravljačka elektroda uzemljena za izmjenični signal preko kondenzatora C_2 . Isti sklop ponovno je prikazan modelom na slici 4.25. koji vrijedi za mali izmjenični signal, uz kratko spa-



Slika 4.24. Pojačalo u spoju zajedničke upravljačke elektrode

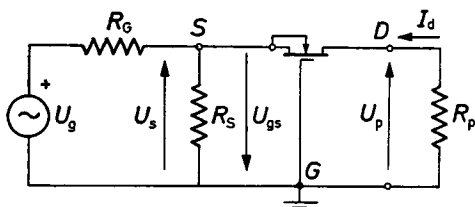
janje kondenzatora C_1 i C_2 i izvora istosmjernog napona u krugu odvoda. Ako se FET zamijeni nadomjesnim sklopom za rad u režimu malih signala, dobiva se mreža na slici 4.26. Iz te mreže direktno slijede relacije

$$U_s = U_p - I'_d r_d, \quad (4.76)$$

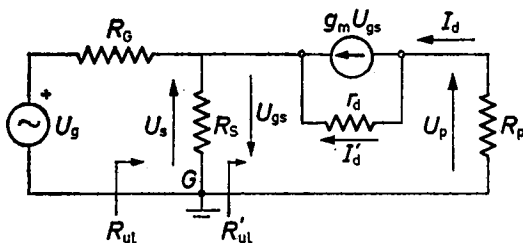
$$I'_d = I_d - g_m U_{gs}, \quad (4.77)$$

$$U_p = -I_d R_p, \quad (4.78)$$

$$U_{gs} = -U_s. \quad (4.79)$$



Slika 4.25. Prikaz pojačala u spoju zajedničke upravljačke elektrode za mali izmjenični signal



Slika 4.26. Nadomjesni sklop pojačala u spoju zajedničke upravljačke elektrode

Napon U_s je ulazni napon pojačala, a napon U_{gs} ulazni napon FET-a. Ti su naponi istog iznosa, ali suprotnog predznaka. Iz relacija 4.76–4.79. slijedi za struju odvoda izraz

$$I_d = -\frac{(1+\mu) U_s}{r_d + R_p}. \quad (4.80)$$

Naponsko pojačanje iznosi

$$A_v = \frac{U_p}{U_s} = \frac{(1+\mu) R_p}{r_d + R_p}, \quad (4.81)$$

pri čemu su upotrijebljene relacije 4.78. i 4.80. Naponsko pojačanje je pozitivan broj, te su izlazni i ulazni napon u fazi. Naponsko pojačanje raste s iznosom otpora potrošača od $A_v=0$ kod $R_p=0$ do $A_v=1+\mu$ kod $R_p=\infty$.

Ulazni otpor pojačala određen je paralelnom kombinacijom otpora R_s i otpora mreže na slici 4.26. desno od otpora R_s . Taj dio ulaznog otpora iznosi

$$R'_{ul} = \frac{U_s}{-I_d} = \frac{U_s}{U_p} R_p = \frac{R_p}{A_v}, \quad (4.82)$$

te je ulazni otpor pojačala

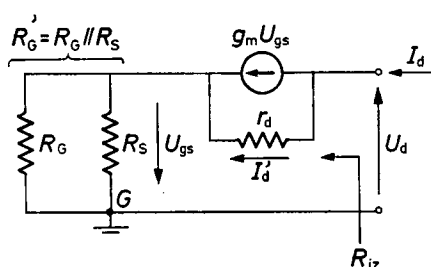
$$R_{ul} = R_s \parallel \left\| \frac{R_p}{A_v} \right\| = R_s \parallel \left\| \frac{R_p + r_d}{1 + \mu} \right\|. \quad (4.83)$$

Izlazni otpor dobiva se ako se elektromotorna sila U_g kratko spoji, otpor R_p odspoji i na izlazne stezaljke priključi napon U_d koji u odvod šalje struju I_d (sl. 4.27). Mreža na slici 4.27. daje relacije

$$U_d = I'_d r_d + I_d R'_G, \quad (4.84)$$

$$I'_d = I_d - g_m U_{gs}, \quad (4.85)$$

$$U_{gs} = -I_d R'_G, \quad (4.86)$$



Slika 4.27. Određivanje izlaznog otpora pojačala u spoju zajedničke upravljačke elektrode

gdje je R'_G paralelna kombinacija otpora R_G i R_S . Iz relacija 4.84–4.86. slijedi za izlazni otpor

$$R_{iz} = \frac{U_d}{I_d} = r_d + (1 + \mu) R'_G. \quad (4.87)$$

Relacije 4.83. i 4.87. pokazuju da pojačalo u spoju zajedničke upravljačke elektrode posjeduje nizak iznos ulaznog i visok iznos izlaznog otpora.

4.4. Temperaturna ovisnost sklopova s unipolarnim tranzistorima

Sklopovi s unipolarnim tranzistorima pokazuju bolju temperaturnu stabilnost od sklopova s bipolarnim tranzistorima. To vrijedi kako za sklopove s MOS FET-ovima tako i za sklopove sa spojnim FET-ovima. Ovdje će ukratko, i to samo kvalitativno, biti opisana temperaturna svojstva sklopova s MOS FET-ovima, s tim da izvedeni zaključci vrijede dovoljno dobro i za sklopove sa spojnim FET-ovima. Kod n-kanalnog MOS FET-a vrijedi za struju odvoda u statičkoj radnoj točki u području zasićenja relacija 4.31. koju navodimo ponovno:

$$I_{DQ} = \frac{K}{2} (U_{GSQ} - U_{GSO})^2, \quad (4.88)$$

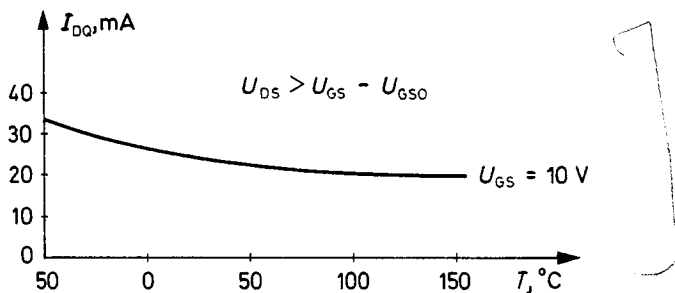
gdje je K konstanta MOS FET-a

$$K = \mu_n \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot \frac{W}{L}. \quad (4.89)$$

Temperaturna ovisnost struje I_{DQ} rezultat je utjecaja temperature na veličine K i U_{GSO} . Temperaturna ovisnost veličine K izazvana je utjecajem temperature na površinsku pokretljivost elektrona u kanalu. Površinska pokretljivost razlikuje se i po iznosu i po temperaturnoj ovisnosti od volumne. Istraživanja većine istraživača ukazuju na činjenicu da površinska pokretljivost elektrona i šupljina u siliciju u području temperatura od -55 do $+125^\circ\text{C}$ slijedi približno zakon

$$\mu \sim \frac{1}{T}. \quad (4.90)$$

Napon praga U_{GSO} opada s porastom temperature u području od -55 do $+125^\circ\text{C}$ približno linearno. Pad površinske pokretljivosti pri porastu temperature vodi prema relaciji 4.88. prema padu struje I_{DQ} . S druge strane, pad napona praga s porastom temperature vodi prema porastu struje I_{DQ} . Očito je da temperaturne ovisnosti pokretljivosti i napona praga imaju suprotne utjecaje na iznos struje I_{DQ} . Kod realnih MOS FET-ova utjecaj pada pokretljivosti obično je oko pet puta veći od utjecaja pada napona praga na struju I_{DQ} , tako da I_{DQ} opada pri porastu temperature. Taj efekt je ilustriran na primjeru jednog realnog n-kanalnog MOS FET-a na slici 4.28. u području zasićenja.



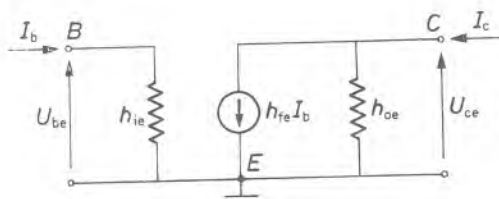
Slika 4.28. Ovisnost struje odvoda u statičkoj radnoj točki realnoga n-kanalnog MOS FET-a o temperaturi

Budući da struja odvoda pri porastu temperature u području zasićenja opada, može se reći da unipolarni tranzistori postaju električki slabije aktivni pri višim temperaturama. To svojstvo unipolarnih tranzistora čini ih u pogledu toplinske stabilnosti boljima od bipolarnih, jer bipolarni tranzistori, zbog porasta faktora strujnog pojačanja s porastom temperature, postaju električki tim aktivniji čim je temperatura viša. Zato unipolarnim tranzistorima ne prijeti opasnost od uništenja pri porastu temperature ako je statička radna točka u polju izlaznih karakteristika smještena ispod hiperbole maksimalnih dozvoljenih gubitaka u krugu odvoda.

4.5. Usporedba sklopova s unipolarnim i bipolarnim tranzistorima

Na temelju dosada iznesenih svojstava osnovnih sklopova pojačala s unipolarnim tranzistorima i svojstava osnovnih sklopova pojačala s bipolarnim tranzistorima iznesenih u poglavlju 3, mogu se usporediti svojstva jedne i druge vrste sklopova u području niskih frekvencija.

Razlike u svojstvima sklopova s bipolarnim i unipolarnim tranzistorima proizlaze u prvom redu iz razlika u izvedbi i načinu rada obiju vrsta tranzistora. Dok je bipolarni tranzistor strujno upravljana aktivna komponenta, unipolarni tranzistor je naponom upravljana aktivna komponenta. U najčešće primjenjivanoj konfiguraciji (spoj zajedničkog emitera) bipolarni tranzistor ima ulazni dinamički otpor reda veličine 1 k Ω , a unipolarni tranzistor (spoj zajedničkog uvida) ulazni dinamički otpor reda veličine 100 M Ω kod spojnog FET-a, odnosno više od 10¹² Ω kod MOS FET-a. U izlaznom krugu, u dinamičkim uvjetima obje vrste tranzistora mogu se dobro aproksimirati zavisnim strujnim izvorom, pri čemu je kod bipolarnog tranzistora struja tog izvora proporcionalna ulaznoj struji tranzistora, a kod unipolarnog tranzistora ulaznom naponu. Da bi se mogla izvršiti usporedba dinamičkih svojstava pojačala u spoju zajedničkog emitera i pojačala u spoju zajedničkog uvida, treba u oba slučaja tranzistor nadomjestiti na isti način. Ako se komparacija izvrši na temelju nadomjesnog sklopa unipolarnog tranzistora prema slici 4.9, tada se i bipolarni tranzistor mora prikazati na isti način. Pođe li se radi



Slika 4.29. Hibridni nadomjesni sklop bipolarnog tranzistora uz $h_{re}=0$

jednostavnosti od idealiziranog prikaza bipolarnog tranzistora u spoju zajedničkog emitera na slici 4.29, gdje je zanemaren hibridni parametar h_{re} , struja baze I_b može se izraziti pomoću ulaznog napona U_{be} i otpora h_{ie} pomoću relacije

$$I_b = \frac{U_{be}}{h_{ie}}. \quad (4.91)$$

Struja koju tranzistor generira u izlaznom krugu može se izraziti u obliku

$$h_{fe} I_b = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} U_{be} = g_m U_{be}, \quad (4.92)$$

gdje je

$$g_m = \frac{h_{te}}{h_{ie}} \quad (4.93)$$

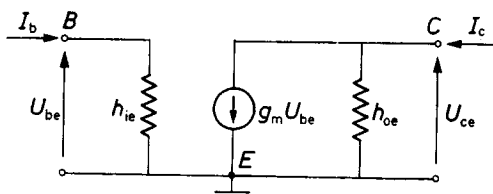
strmina tranzistora. Pomoću relacija 4.93, 3.152. i 3.162, uz pretpostavku da je $h_{te} \gg 1$, dobiva se za strminu izraz

$$g_m \approx \frac{1}{h_{ib}} \approx \frac{I_{CQ}}{m U_T}. \quad (4.94)$$

U području srednjih nivoa struje I_{CQ} koeficijent m približno je jednak jedinici, te je strmina bipolarnog tranzistora

$$g_m \approx \frac{I_{CQ}}{U_T}. \quad (4.95)$$

Budući da pri sobnoj temperaturi naponski ekvivalent temperature U_T iznosi 25 mV, struja $I_{CQ} = 1$ mA daje strminu od 40 mA/V, a struja $I_{CQ} = 10$ mA strminu od 400 mA/V. Ta strmina je za jedan do dva reda veličine veća od strmine unipolarnih tranzistora. Koristeći se strujnim izvorom $g_m U_{be}$ u izlaznom krugu umjesto strujnog izvora $h_{te} I_b$, nadomjesni sklop na slici 4.29. može se zamijeniti sklopom na slici 4.30. Ako su otpori $1/h_{oe}$ na slici 4.30. i r_d na slici 4.9. dosta veći od otpora



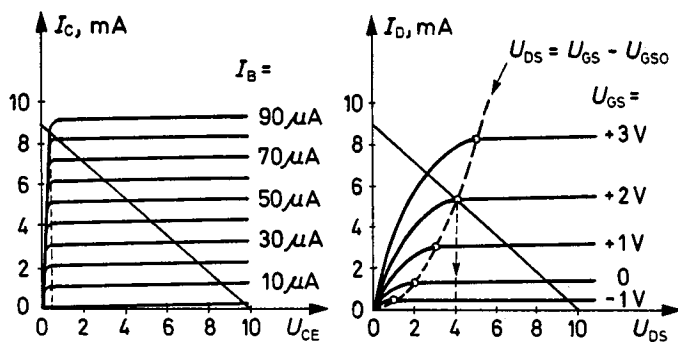
Slika 4.30. Modificirani nadomjesni sklop sa slike 4.29.

potrošača priključenog na izlazne stezaljke, struja izlaznoga generatora teći će praktički sva kroz potrošač, te će naponsko pojačanje uz isti otpor potrošača biti veće kod onog tranzistora koji ima veću strminu. Kako je strmina bipolarnog tranzistora dosta veća od strmine unipolarnoga, bipolarni će tranzistor osiguravati dosta veći iznos naponskog pojačanja. Pored toga, strmina bipolarnog tranzistora je proporcionalna sa I_{CQ} , dok je strmina unipolarnog tranzistora prema relaciji 4.10. proporcionalna sa $\sqrt{I_{DQ}}$, te se naponska pojačanja bipolarnoga i unipolarnog tranzistora mogu povezati relacijom

$$\frac{A_v(\text{bip. tranz.})}{A_v(\text{unip. tranz.})} = \frac{g_m(\text{bip. tranz.})}{g_m(\text{unip. tranz.})} \sim \frac{I_{CQ}}{\sqrt{I_{DQ}}}. \quad (4.96)$$

Relacija 4.96. pokazuje da je bipolarni tranzistor tim superiorniji naponski pojačavački element u odnosu na unipolarni čim je izlazna istosmjerna struja veća, jer četiri puta većoj struji I_{CQ} odgovara četiri puta veće naponsko pojačanje bipolarnog tranzistora, dok četiri puta većoj struji I_{DQ} odgovara samo dva puta veće naponsko pojačanje unipolarnog tranzistora. Provedena analiza dakle pokazuje da je u pogledu sposobnosti pojačanja naponskog signala bipolarni tranzistor u prednosti pred unipolarnim.

Bipolarni tranzistori kao pojačavačke komponente pokazuju još jednu prednost u odnosu na unipolarne. Pri radu tranzistora poželjno je da se u polju izlaznih karakteristika iskoristi što veći dio $I-U$ ravnine. Na slici 4.31. skicirane su ti-



Slika 4.31. Usporedba širina radnog područja bipolarnog tranzistora i FET-a

pične izlazne karakteristike jednog npn bipolarnog i jednog n-kanalnog MOS unipolarnog tranzistora. Bipolarni tranzistor kao pojačavačka komponenta radi u normalnom aktivnom području. Napon U_{CE} u području zasićenja obično je ispod 0,25 V, tako da se za pojačavačko djelovanje može iskoristiti praktički cijela I_C-U_{CE} ravnina. Unipolarni tranzistor radi kao pojačavačka komponenta u području zasićenja, gdje je napon $U_{DS} > U_{GS} - U_{GSO}$. Ako je npr. $U_{GSO} = -2$ V i $U_{GS} = +2$ V, granica područja zasićenja i triodnog područja pada kod napona $U_{DS} = 2 - (-2) = +4$ V, te se za pojačanje naponskog signala ne može iskoristiti cijela I_D-U_{DS} ravnina. Ako se u polje izlaznih karakteristika bipolarnog npn i unipolarnog n-kanalnog MOS tranzistora na slici 4.31. ucrtta isti radni pravac s odsječkom na apscisi 10 V i s odsječkom na ordinati 9 mA, tada je mogući naponski hod signala u izlaznom krugu neznatno manji od 10 V kod bipolarnog tranzistora, a kod unipolarnog samo 6 V, jer kod napona $U_{DS} = 4$ V tranzistor prelazi iz područja zasićenja u triodno područje. Prema tome i u tom pogledu je bipolarni tranzistor u prednosti pred unipolarnim.

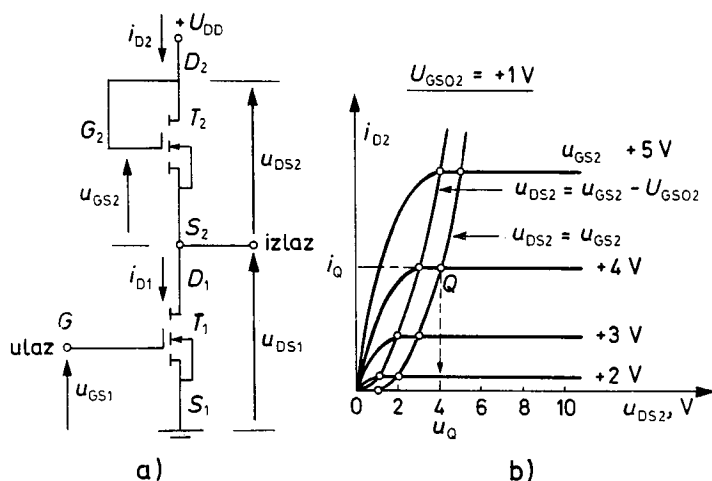
U pogledu temperaturnih svojstava analiza provedena u dijelovima 3.1.4. do 3.1.9. i u dijelu 4.4. pokazuje da su pri promjenama temperature karakteristike pojačala s unipolarnim tranzistorom znatno stabilnije od karakteristika pojačala s bipolarnim tranzistorom. Zato sklopovi s unipolarnim tranzistorom, za razliku od sklopova s bipolarnim, ne zahtijevaju dodatne linearne ili nelinearne pasivne komponente za stabilizaciju statičke radne točke.

To su samo neke od mogućih usporedbi svojstava pojačala s bipolarnim i unipolarnim tranzistorima. Međutim već na temelju tih usporedbi vidljivo je da obje vrste sklopova imaju određene prednosti i nedostatke, te će obje vrste imati svoja područja primjene. Gledano u cjelini, područjem analognih sklopova dominira bipolarna tehnika, međutim razvoj tehnologije omogućava da se određene kategorije analognih sklopova uspješno realiziraju i u unipolarnoj tehnici. To je posebno važno u poluvodičkoj mikroelektronici u onim slučajevima gdje se na istoj silicijevoj pločici zajedno s MOS ili CMOS digitalnim sklopovima trebaju realizirati i analogni sklopovi.

4.6. Pojačalo velikoga izmjeničnog signala s unipolarnim tranzistorom

4.6.1. Izvedba u diskretnoj tehnici

Dosadašnja analiza dinamičkih svojstava pojačala s unipolarnim tranzistorima odnosila se na rad u režimu malih izmjeničnih signala, pod pretpostavkom potrošača konstantnog iznosa otpora R_p . U dijelu 4.1.3. pokazano je da će pojačalo s unipolarnim tranzistorom u tom slučaju imati zanemarivo mali iznos nelinearnoga harmoničkog izobličenja pojačavanog signala samo ako je ispunjen uvjet $U_{gm} \ll \ll 2 (U_{GSQ} - U_{GS0})$. Ako se međutim kao potrošač upotrijebi unipolarni tranzistor u području zasićenja, pojačalo u spoju zajedničkog uvida može raditi uz veliki ulazni signal, a da nelinearna izobličenja praktički ne postoje. Jednostavna izvedba takvoga linearnog pojačala prikazana je na slici 4.32a. Unipolarni tranzistor T_1



Slika 4.32. Linearno pojačalo velikoga izmjeničnog signala s MOS FET-om kao pojačavačkim elementom i potrošačem: a) izvedba pojačala, b) određivanje statičke radne točke

je n-kanalni MOS FET obogaćenog tipa u ulozi pojačavačkog elementa, dok je unipolarni tranzistor T_2 također n-kanalni MOS FET obogaćenog tipa, ali u ulozi potrošača tranzistora T_1 . Radi jednostavnosti, na slici nije prikazana mreža za podešavanje statičke radne točke tranzistora T_1 u području zasićenja. Upravljačka elektroda tranzistora T_2 spojena je na odvod D_2 , čime je ostvaren uvjet

$$U_{GS2} = U_{DS2}. \quad (4.97)$$

Na slici 4.32b nacrtane su izlazne karakteristike tranzistora T_2 . Geometrijsko mjesto točaka koje zadovoljavaju relaciju 4.97. daje krivulju koja je također prikazana na slici 4.32b. Ta krivulja leži u području zasićenja, te je spajanjem upravljačke elektrode na odvod automatski osiguran rad tranzistora T_2 u području zasićenja. Struja odvoda tranzistora određena je dakle relacijom

$$i_{D2} = \frac{K_2}{2} (u_{GS2} - U_{GS02})^2, \quad (4.98)$$

gdje je K_2 konstanta MOS FET-a određena relacijom 4.2, a U_{GS02} napon praga. Budući da se pretpostavlja da i tranzistor T_1 radi u području zasićenja, njegova struja odvoda iznosi

$$i_{D1} = \frac{K_1}{2} (u_{GS1} - U_{GS01})^2, \quad (4.99)$$

gdje veličine K_1 i U_{GS01} imaju isto značenje kao veličine K_2 i U_{GS02} u relaciji 4.98. Pod pretpostavkom da potrošač priključen na izlaz sklopa ne opterećuje sklop strujno, bit će

$$i_{D1} = i_{D2}, \quad (4.100)$$

odnosno

$$\frac{K_1}{2} (u_{GS1} - U_{GS01})^2 = \frac{K_2}{2} (u_{GS2} - U_{GS02})^2. \quad (4.101)$$

Trenutni totalni iznos veličine u_{GS1} može se prikazati u obliku sume istosmjernog iznosa u statičkoj radnoj točki U_{GSQ1} i trenutnog iznosa izmjenične komponente u_{gs1} :

$$u_{GS1} = U_{GSQ1} + u_{gs1}. \quad (4.102)$$

Veličina u_{GS2} može se pomoću slike 4.32a prikazati u obliku

$$u_{GS2} = u_{DS2} = U_{DD} - u_{DS1} = U_{DD} - U_{DSQ1} - u_{ds1}, \quad (4.103)$$

gdje je U_{DSQ1} istosmjerna komponenta napona u_{DS1} u statičkoj radnoj točki, a u_{ds1} izmjenična komponenta tog napona. Pomoću relacija 4.102. i 4.103. relacija 4.101 može se pisati

$$\sqrt{\frac{K_1}{K_2}} (U_{GSQ1} - U_{GS01} + u_{gs1}) = U_{DD} - U_{DSQ1} - U_{GS02} - u_{ds1}. \quad (4.104)$$

Da bi relacija 4.104. bila zadovoljena, moraju istosmjerni članovi s lijeve strane znaka jednakosti biti jednaki istosmjernim članovima s desne strane znaka jednakosti. Isto vrijedi i za izmjenične članove:

$$\sqrt{\frac{K_1}{K_2}} (U_{GSQ1} - U_{GS01}) = U_{DD} - U_{DSQ1} - U_{GS02}, \quad (4.105)$$

$$\sqrt{\frac{K_1}{K_2}} u_{gs1} = -u_{ds1}. \quad (4.106)$$

Relacija 4.106. pokazuje da je izmjenična komponenta izlaznog napona sklopa na slici 4.32a proporcionalna izmjeničnoj komponenti ulaznog napona bez obzira na amplitudu signala, naravno uz pretpostavku da u dinamičkim uvjetima tranzistor T_1 ostaje u svakom trenutku u području zasićenja. Sklop će dakle raditi kao pojačalo bez nelinearnog izobličenja ne samo u režimu malih, već i u režimu velikih izmjeničnih signala. To je u suprotnosti sa svojstvima sklopa na slici 4.3, gdje prema relaciji 4.35. izlazni napon ovisi ne samo o prvoj, već i o drugoj potenciji ulaznoga izmjeničnog napona, što direktno vodi na nelinearna izobličenja i na pomak statičke radne točke. Iznos naponskog pojačanja određen je prema relaciji 4.106. izrazom

$$A_v = \frac{u_{ds1}}{u_{gs1}} = -\sqrt{\frac{K_1}{K_2}}, \quad (4.107)$$

dakle negativnim iznosom drugog korijena omjera konstanti MOS FET-ova T_1 i T_2 . Ako oba tranzistora imaju iste pokretljivosti elektrona u području kanala i iste debljine oksidnog sloja iznad kanala, tada se pomoću relacije 4.2. relacija 4.107. može prikazati u obliku

$$A_v = - \sqrt{\frac{W_1 \cdot L_2}{W_2 \cdot L_1}} \quad (4.108)$$

Naponsko pojačanje sklopa na slici 4.32a određeno je u ovom slučaju samo topološkim dimenzijama kanala tranzistora T_1 i T_2 . Iznos pojačanja bit će tim veći čim je omjer širine i duljine kanala tranzistora T_1 veći od omjera širine i duljine kanala tranzistora T_2 . Naponsko pojačanje je pritom neovisno o temperaturi u području normalnih radnih temperatura poluvodičkih elemenata.

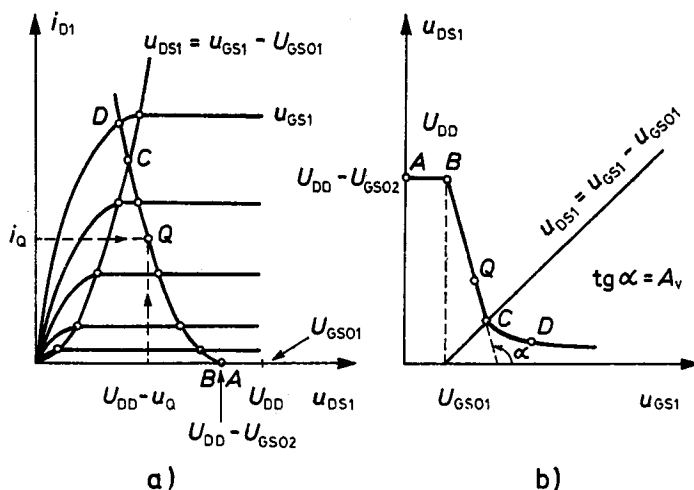
Linearni karakter pojačala na slici 4.32a, dokazan analitičkim putem pomoću relacije 4.104, može se ilustrirati grafičkim postupkom ako se konstruira prijenosna karakteristika koja daje ovisnost izlaznog napona u_{DS1} o ulaznom naponu u_{GS1} . Postupak crtanja prijenosne karakteristike je sljedeći: Kada izlaz sklopa nije strujno opterećen, ispunjen je uvjet određen relacijom 4.100. Također vrijedi relacija 4.103. Obje relacije ovdje navodimo ponovno:

$$i_{D1} = i_{D2},$$

$$u_{DS1} = u_{DD} - u_{DS2}.$$

U odabranoj točki krivulje potrošača na slici 4.32b, npr. u točki Q , treba na ordinati očitati odgovarajući iznos struje i_{D2} , a na apscisi odgovarajući iznos napona u_{DS2} . Radi jednostavnosti na slici 4.32b navedena struja je označena sa i_Q , a napon sa u_Q . Tu točku treba prenijeti u polje izlaznih karakteristika tranzistora T_1 (sl. 4.33a), i to tako da joj odgovara ista ordinata kao na slici 4.32b jer je $i_{D1} = i_{D2}$. Apscisa točke Q na slici 4.33a određena je relacijom $u_{DS1} = U_{DD} - u_{DS2} = U_{DD} - u_Q$, pri čemu naravno treba poznavati iznos napona U_{DD} . Na isti se način dobivaju i ostale točke krivulje potrošača na slici 4.33a. Točke presjeka krivulje potrošača s izlaznim karakteristikama tranzistora T_1 daju prijenosnu karakteristiku sklopa u obliku

$$u_{DS1} = f(u_{GS1}). \quad (4.109)$$



Slika 4.33. Grafička analiza linearnog pojačala velikoga izmjeničnog signala:
a) određivanje krivulje potrošača u polju izlaznih karakteristika tranzistora T_1 , b) prijenosna karakteristika $u_{DS1} = f(u_{GS1})$

Tako dobivena tipična prijenosna karakteristika prikazana je na slici 4.33b. U području od točke A do točke B je $u_{DS1} = U_{DD} - U_{GS02}$. Tranzistor T_1 ne vodi i napon na izlazu jednak je naponu U_{DD} umanjenom za napon U_{GS02} potreban za podržavanje tranzistora T_2 u zasićenju. Pritom T_2 , budući da je T_1 zatvoren, radi s neznatnom strujom odvoda potrebnom da T_2 dođe na prag područja zasićenja. U području između točaka B i C oba tranzistora su u zasićenju. Tu se kvadratne prijenosne karakteristike obaju tranzistora međusobno kompenziraju, te je u_{DS1} linearna funkcija od u_{GS1} . Nagib prijenosne karakteristike u tom području konstantan je i jednak naponskom pojačanju. Što je karakteristika u dijelu BC strmija, pojačanje je veće. Linearno područje prijenosne karakteristike određeno je s donje strane naponom $u_{GS1} = U_{GS01}$, a s gornje strane točkom presjeka prijenosne karakteristike pravcem $u_{DS1} = u_{GS1} - U_{GS01}$. Desno od točke C tranzistor T_1 dolazi u triodno područje i tu nestaje linearne ovisnosti napona u_{DS1} o naponu u_{GS1} .

Širina linearnog dijela prijenosne karakteristike može se izraziti u analitičkom obliku ako se odrede koordinate točke C koja leži na sjecištu pravca

$$u_{DS1} = u_{GS1} - U_{GS01}, \quad (4.110)$$

s pravcem određenim relacijom 4.105. Pritom relaciju 4.105. treba poopćiti tako da umjesto U_{GSQ1} i U_{DSQ1} pišemo U_{GS1} i U_{DS1} . Ako se uzmu u obzir samo isto-smjerne komponente, dobivaju se koordinate točke C u obliku

$$U_{GS1} = \frac{U_{DD} - U_{GS02}}{1 - A_V} + U_{GS01}, \quad (4.111)$$

$$U_{DS1} = \frac{U_{DD} - U_{GS02}}{1 - A_V}. \quad (4.112)$$

Kako su koordinate točke B jednake $U_{GS1} = U_{GS01}$ i $U_{DS1} = U_{DD} - U_{GS02}$, širina linearnog dijela prijenosne karakteristike mjerena na osi u_{GS1} iznosi

$$\Delta U_{GS1} = U_{GS1}(C) - U_{GS1}(B) = \frac{U_{DD} - U_{GS02}}{1 - A_V}. \quad (4.113)$$

Optimalni položaj statičke radne točke odgovara sredini linearnog dijela prijenosne karakteristike, čemu prema slici 4.33b i relaciji 4.113. odgovara napon U_{GSQ1} iznosa

$$U_{GSQ1} = U_{GS01} + \frac{\Delta U_{GS1}}{2} = U_{GS01} + \frac{U_{DD} - U_{GS02}}{2(1 - A_V)}. \quad (4.114)$$

Primjer 4.1. Linearno pojačalo s n -kanalnim MOS FET-ovima obogaćenog tipa na slici 4.32. radi s tranzistorima kojima se prijenosne karakteristike u području zasićenja mogu izraziti numeričkim relacijama:

$$T_1:: i_{D1} = 0,3 \cdot 10^{-3} (u_{GS1} - 1)^2 A$$

$$T_2:: i_{D2} = 12 \cdot 10^{-6} (u_{GS2} - 1,5)^2 A,$$

gdje su naponi izraženi u V .

Napon istosmjernog izvora napajanja je $U_{DD} = 15 V$. Izračunati naponsko pojačanje sklopa u linearnom djelu prijenosne karakteristike, nacrtati prijenosnu karakteristiku, odrediti koordinate optimalne statičke radne točke, izračunati maksi-

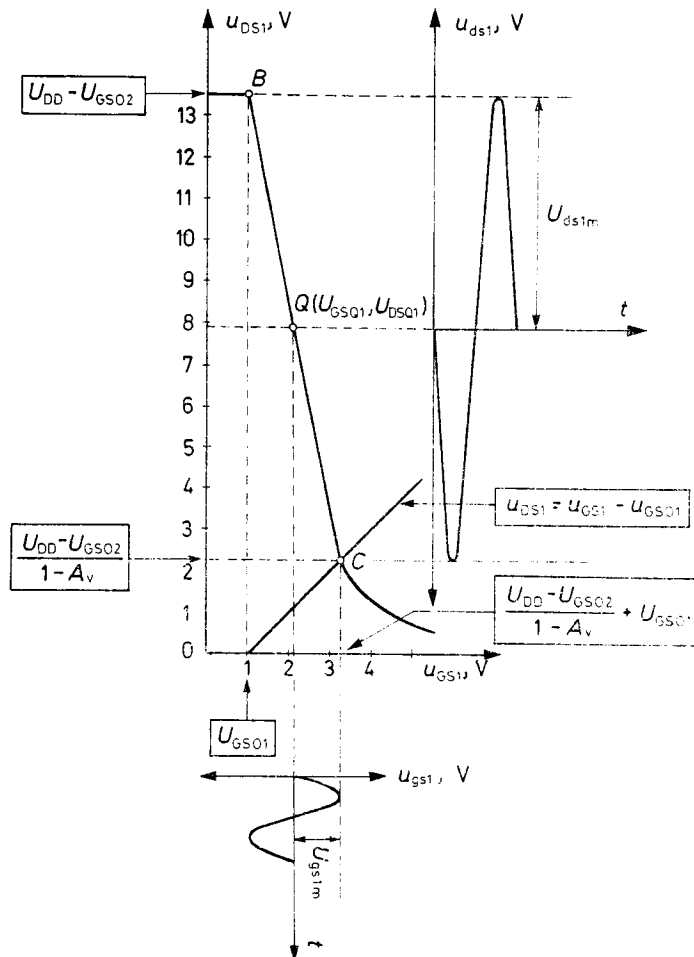
malnu dozvoljenu amplitudu ulaznog izmjeničnog napona i pripadni izlazni izmjenični napon.

Rješenje: Konstante MOS FET-ova T_1 i T_2 u ovom slučaju iznose (vidjeti relaciju 4.3) $K_1=0,6 \cdot 10^{-3} \text{ AV}^{-2}$ i $K_2=24 \cdot 10^{-6} \text{ AV}^{-2}$. Naponsko pojačanje dakle iznosi

$$A_v = -\sqrt{\frac{K_1}{K_2}} = -\sqrt{\frac{0,6 \cdot 10^{-3}}{24 \cdot 10^{-6}}} = -5.$$

Polazeći od činjenice da je u zadanom slučaju $U_{GS01}=1 \text{ V}$ i $U_{GS02}=1,5 \text{ V}$, nacrtana je pomoću veličina označenih na slici 4.33b i relacija 4.111. i 4.112. prijenosna funkcija sklopa na slici 4.34. Optimalna statička radna točka leži na sredini linearnog dijela prijenosne funkcije. Prema relaciji 4.114. napon U_{GSQ1} statičkoj radnoj točki iznosi

$$U_{GSQ1} = U_{GS01} + \frac{U_{DD} - U_{GS02}}{2(1 - A_v)} = 1 + \frac{15 - 1,5}{2(1 + 5)} = 2,125 \text{ V}.$$



Slika 4.34. Određivanje valnog oblika izlaznog signala pojačala iz primjera 4.1.

Pripadni napon U_{DSQ1} prema slici 4.34. iznosi

$$U_{DSQ1} = \frac{U_{DD} - U_{GSQ2}}{1 - A_V} + \frac{1}{2} \left[U_{DD} - U_{GSQ2} - \frac{U_{DD} - U_{GSQ2}}{1 - A_V} \right] =$$

$$= \frac{2 - A_V}{1 - A_V} \cdot \frac{U_{DD} - U_{GSQ2}}{2} = \frac{2 + 5}{1 + 5} \cdot \frac{15 - 1,5}{2} = 7,87 \text{ V.}$$

Maksimalna dozvoljena amplituda ulaznog izmjeničnog napona u optimalnoj statičkoj radnoj točki prema slici 4.34. iznosi

$$U_{gs1m} = U_{GSQ1} - U_{GSQ1} = 2,125 - 1 = 1,125 \text{ V,}$$

dok je amplituda pripadnog izlaznog napona $|A_V|$ puta veća i iznosi

$$U_{ds1m} = |A_V| U_{gs1m} = 5 \cdot 1,125 = 5,625 \text{ V.}$$

U ovom slučaju se ulazni izmjenični napon može prikazati u obliku

$$u_{gs1} = 1,125 \sin \omega t \text{ V,}$$

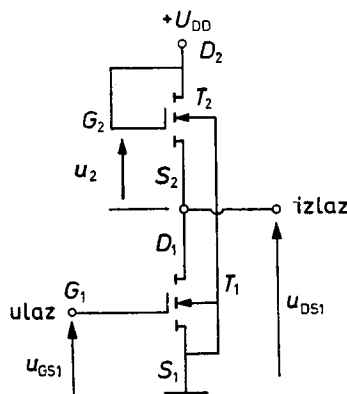
čemu odgovara izlazni izmjenični napon

$$u_{ds1} = -5,625 \sin \omega t \text{ V.}$$

U ovom slučaju sklop radi bez nelinearnih izobličenja. Tek ako bi amplituda U_{gs1m} postala veća od 1,125 V došlo bi do pojave izobličenja.

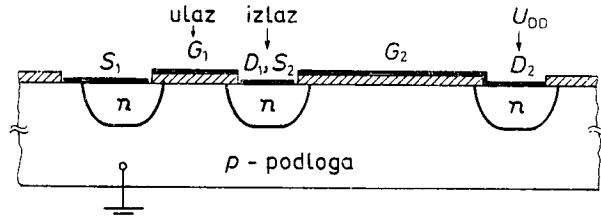
4.6.2. Izvedba u monolitnoj tehnici

Pojačalo velikoga izmjeničnog signala prikazano na slici 4.32a prikladno je samo za diskretnu izvedbu, jer je podloga tranzistora T_2 spojena na uvod. U monolitnoj izvedbi nije dozvoljeno spajanje podloge tranzistora T_2 na uvod S_2 , jer je podloga zajednička za oba tranzistora i obično je uzemljena. Spajanje podloge na uvod S_2 značilo bi uzemljenje izlazne stezaljke sklopa, te bi izlazni napon u_{DS1} bio jednak nuli. Ovaj problem u diskretnoj izvedbi ne postoji, jer svaki tranzistor ima svoju podlogu u koju se difundiraju područja uvida i odvoda. Za monolitnu



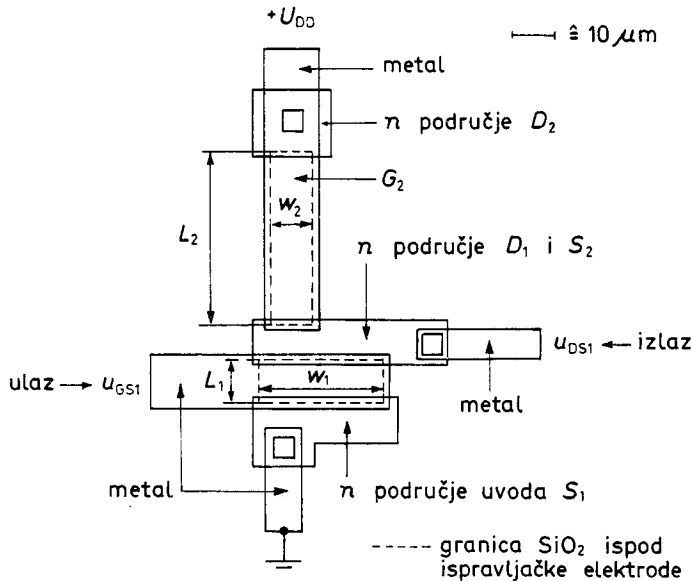
Slika 4.35. Izvedba linearnog pojačala velikoga izmjeničnog signala u monolitnoj tehnici

izvedbu sklop na slici 4.32a mora biti tako modificiran da podloga tranzistora T_2 bude uzemljena. Što se tiče tranzistora T_1 , kod njega se ništa ne mijenja, jer mu je podloga ionako uzemljena spajanjem na uvod S_1 . Shema spajanja sklopa u monolitnoj izvedbi prikazana je na slici 4.35, a presjek sklopa na slici 4.36. Nacrt sklopa, iz kojega su vidljive topološke karakteristike sklopa, prikazan je na slici 4.37. Presjek sklopa na slici 4.36. karakterističan je primjer izvedbe monolitnih



Slika 4.36. Presjek sklopa na slici 4.35.

sklopova s MOS FET-om. Iako su na slici 4.35. odvod D_1 i uvod S_2 prikazani kao dva odvojena područja dobivena difuzijom donora u podlogu p, u realnoj izvedbi upotrebljava se isto difundirano područje n za D_1 i S_2 , budući da su oba područja na istom potencijalu. Pored toga sklopovi s MOS FET-om, za razliku od sklopova s bipolarnim tranzistorom, ne zahtijevaju izolacijske otoke, jer se ispod područja uvođa odvoda i kanala u normalnim radnim uvjetima ionako nalaze osiromašeni slojevi visokog iznosa specifičnog otpora, čime je automatski osigurana izolacija komponenata. Budući da nema izolacijske difuzije i da su topološke dimenzije MOS FET-ova ionako dosta manje od topoloških dimenzija bipolarnih tranzistora, monolitni sklopovi s MOS FET-om uvijek su manji od monolitnih sklopova s bipolarnim tranzistorom ako se radi o sklopovima iste kompleksnosti. Budući



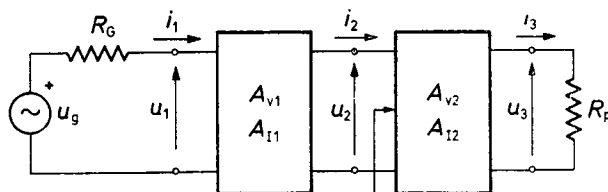
Slika 4.37. Topološki nacrt sklopa na slici 4.35.

da je u monolitnoj izvedbi podloga tranzistora T_2 uzemljena, uvod S_2 nije na potencijalu podloge, a napon U_{GS2} postaje ovisan o izlaznom naponu u_{DS1} . Napon praga tranzistora T_2 zato postaje ovisan o naponu u_{DS1} , drugim riječima dolazi do modulacije napona praga tog tranzistora naponom u_{DS1} . Iako ova pojava matematičku analizu rada sklopa čini složenijom, osnovna svojstva sklopa na slici 4.35. ne razlikuju se bitno od svojstava istog sklopa u diskretnoj izvedbi. Sklopovska konfiguracija na slici 4.35. standardni je dio linearnih i digitalnih mikroelektroničkih sklopova.

5. Kaskadni spojevi pojačala

5.1. Princip kaskadiranja

U 3. i 4. poglavlju analizirana su svojstva osnovnih sklopova pojačala s bipolarnim i unipolarnim tranzistorom. Dobiveni rezultati pokazuju da se pomoću sklopova s jednim tranzistorom mogu postići ograničeni iznosi naponskih i strujnih pojačanja. Kada se žele postići naponska i strujna pojačanja veća od onih koja daju osnovni sklopovi pojačala s jednim tranzistorom upotrebljavaju se kaskadni spojevi s većim brojem osnovnih sklopova. Princip kaskadiranja prikazan je na slici 5.1. blok-shemom kaskadnog spoja od dva stupnja. U općem slučaju broj



Slika 5.1. Kaskadni spoj sastavljen od dva stupnja pojačala

stupnjeva u kaskadnom spoju može biti proizvoljan. Stupnjevi u kaskadi karakterizirani su pripadnim iznosima naponskih i strujnih pojačanja A_{v1} , A_{v2} , A_{i1} i A_{i2} te odgovarajućim iznosima ulaznih i izlaznih otpora. Kaskadni spoj na slici 5.1. formiran je tako da je na ulaz prvog stupnja priključen generator izmjeničnog signala na izlaz prvog stupnja ulaz drugog stupnja, a na izlaz drugog stupnja potrošač. Na istom principu bi se realizirao i kaskadni spoj od više stupnjeva. Svaki stupanj u kaskadi priključen je na istosmjerni izvor, čime se osiguravaju odgovarajući položaji statičkih radnih točaka u linearnom području rada tranzistora. Naponsko pojačanje kaskadnog spoja definirano je omjerom izmjeničnog napona predanog potrošaču i izmjeničnog napona na ulaznim stezaljkama, odnosno u skladu s oznakama na slici 5.1. kao

$$A_v = \frac{u_3}{u_1}. \quad (5.1)$$

Relacija 5.1. može se pisati i u obliku

$$A_v = \frac{u_3}{u_2} \cdot \frac{u_2}{u_1} = A_{v2} A_{v1}, \quad (5.2)$$

gdje je

$$A_v = \frac{u_3}{u_2}, \quad A_{v1} = \frac{u_2}{u_1}. \quad (5.3)$$

U općem slučaju kada se kaskadni sloj sastoji od n stupnjeva naponsko pojačanje po analogiji iznosi

$$A_V = A_{Vn} A_{V(n-1)} \dots A_{V2} A_{V1} = \prod_{k=1}^n A_{Vk}, \quad (5.4)$$

gdje je A_{Vk} naponsko pojačanje k -tog stupnja u kaskadnom spoju. Naponsko pojačanje kaskadnog spoja jednako je produktu naponskih pojačanja pojedinih stupnjeva u tom spoju. Ako se naponska pojačanja pojedinih stupnjeva izraze u decibelima, relacija 5.4. može se napisati u obliku

$$20 \log A_V = 20 \log A_{Vn} + \dots + 20 \log A_{V2} + 20 \log A_{V1} = \sum_{k=1}^n (20 \log A_{Vk})$$

ili

$$A_V = \sum_{k=1}^n A_{Vk} \text{ dB}. \quad (5.5)$$

Sličnim postupkom dobivaju se izrazi za strujno pojačanje kaskadnog spoja:

$$A_I = A_{In} A_{I(n-1)} \dots A_{I2} A_{I1} = \prod_{k=1}^n A_{Ik}, \quad (5.6)$$

gdje je A_{Ik} strujno pojačanje k -tog stupnja u kaskadnom spoju. Relacija 5.6. može se prikazati pomoću sume ako se pojačanje svakog stupnja izrazi u decibelima:

$$A_I = \sum_{k=1}^n A_{Ik} \text{ dB}. \quad (5.7)$$

Prilikom primjenjivanja relacija 5.4—5.7. valja imati na umu činjenicu da u općem slučaju naponsko i strujno pojačanje pojedinih stupnjeva u kaskadnom spoju nije po iznosu jednako pojačanju tog stupnja kada radi izvan kaskadnog spoja kao osnovni sklop s jednim tranzistorom. Ako je npr. u kaskadnom spoju na slici 5.1 prvi stupanj izveden kao pojačalo u spoju zajedničkog emitera, stvarni potrošač tog pojačala u kaskadnom spoju nije otpor u kolektorskom krugu tog tranzistora već paralelna kombinacija tog otpora i ulaznog otpora R_{u12} drugog stupnja u kaskadnom spoju. Budući da naponsko pojačanje direktno ovisi o otporu potrošača doći će do promjene naponskog pojačanja stupnja kada radi u kaskadnom spoju. Isto vrijedi i za ostale karakteristične veličine stupnjeva u kaskadi.

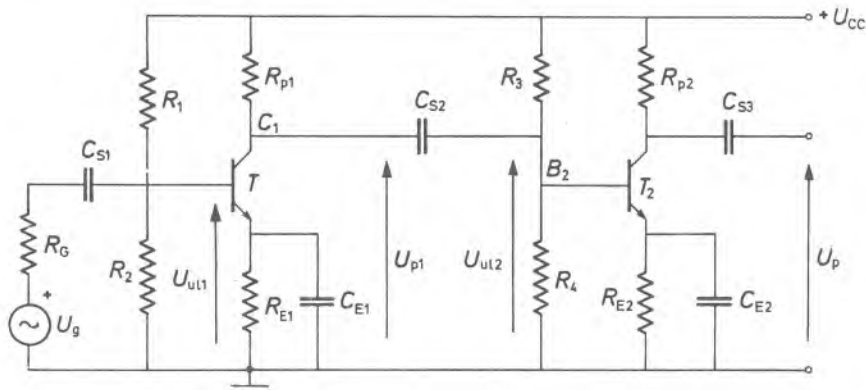
5.2. Izvedbe kaskadnih spojeva

5.2.1. Istosmjerna i izmjenična veza

Pri izvođenju kaskadnih spojeva potrebno je dobro poznavanje električkih svojstava osnovnih sklopova da bi se procijenila opravdanost primjene pojedinih osnovnih sklopova u kaskadnim spojevima. Pritom je potrebno, po mogućnosti, osigurati napajanje svih stupnjeva iz zajedničkoga istosmjernog izvora. Drugim riječima treba izbjegavati primjene i npn-tranzistora i pnp-tranzistora u kaskadnom spoju, jer zahtijevaju suprotne polaritete istosmjernih izvora. Isto vrijedi i za primjenu n-kanalnih i p-kanalnih unipolarnih tranzistora. Iz istog razloga nikakve probleme ne stvara primjena npn bipolarnih i n-kanalnih unipolarnih tranzistora, odnosno pnp bipolarnih i p-kanalnih unipolarnih tranzistora u kaskadnim spojevima, jer su u oba slučaja polaritete istosmjernih izvora napajanja isti i za bipolarne i za

unipolarne tranzistore. Kada se spaja izlaz jednog stupnja na ulaz drugog stupnja, nužno je osigurati uvjete u kojima priključak sljedećeg stupnja neće izazvati promjenu statičkih uvjeta prethodnog stupnja i obrnuto. Promjena statičkih uvjeta znači promjenu položaja statičke radne točke, a to vodi na promjenu dinamičkih parametara tranzistora (vidjeti npr. sliku 3.11. za ovisnost h -parametara o položaju statičke radne točke). Veza među stupnjevima kaskadnog spoja može se izvesti na dva načina: kao **izmjenična** i kao **istosmjerna** veza. Kod izmjenične veze s izlaza jednog stupnja na ulaz drugog stupnja prenosi se samo izmjenična komponenta signala, dok su istosmjerne veličine na odgovarajući način blokirane, pa se ne prenose. U ovom slučaju statički uvjeti jednog stupnja ne djeluju na statičke uvjete susjednih stupnjeva, što pozitivno djeluje na stabilnost rada kaskadnog spoja. Ova veza može se izvesti kao kapacitivna ili kao induktivna, ovisno o tome da li se za odvajanje istosmjernih veličina među susjednim stupnjevima upotrebljava kapacitivni ili induktivni element. Kod istosmjerne veze, poznate još i pod nazivom direktna veza, mada taj naziv nije sasvim korektan, uz izmjenični signal s izlaza jednog stupnja na ulaz drugog stupnja prenose se i istosmjerne veličine. U ovom slučaju se svaka promjena istosmjernih veličina jednog stupnja u kaskadnom spoju javlja na ulazu sljedećeg stupnja kao parazitni signal kojega taj stupanj pojačava, što stvara znatne poteškoće u radu sklopa. Zato je kod kaskadnih spojeva s istosmjernom vezom nužno osigurati dobru stabilnost svakog stupnja u spoju. Tehnološki razlozi diktiraju primjenu ove vrste veze u mikroelektroničkim linearnim sklopovima, te je to danas uobičajena veza među stupnjevima kaskadnih spojeva.

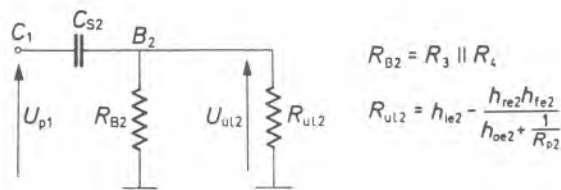
Primjer kaskadnog spoja s izmjeničnom vezom među stupnjevima prikazan je na slici 5.2. Tu se radi o dvostepenom pojačalu s tranzistorima T_1 i T_2 koji rade u



Slika 5.2. Dvostepeni kaskadni spoj s izmjeničnom RC-vezom među stupnjevima

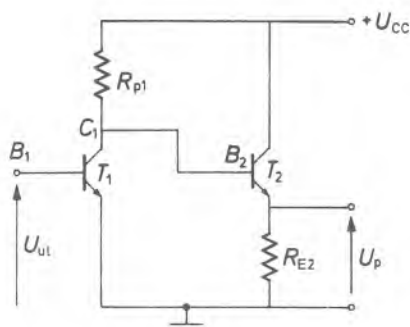
konfiguraciji zajedničkog emitera. Svaki stupanj identičan je standardnoj izvedbi pojačala u spoju zajedničkog emitera na slici 3.26. Točka C_1 je izlaz prvog stupnja, a točka B_2 ulaz drugog stupnja. Budući da su, u općem slučaju, istosmjerni potencijali tih točaka različiti, te su točke povezane kondenzatorom kapaciteta C_{S2} koji propušta izmjenične, a blokira istosmjerne veličine. Taj se kondenzator zove blokirajući ili vezni kondenzator. I jedan i drugi naziv je dobar. Naziv blokirajući odnosi se na svojstvo blokiranja istosmjernih veličina među stupnjevima, a naziv vezni na svojstvo prijenosa izmjeničnih veličina. Kapacitet C_{S2} mora biti što je moguće veći da se smanji gubitak izmjeničnog napona na njemu. Na slici 5.3. prikazan je RC-član kojeg čine kondenzator C_{S2} , paralelna kombinacija otpora R_3 i R_4 , označena kao

R_{B2} , te ulazni otpor R_{ul2} tranzistora T_2 mjeren između baze B_2 i uzemljenja. Pritom je pretpostavljen praktički beskonačno visok iznos kapaciteta C_{E2} , tako da je i na najnižim radnim frekvencijama impedancija paralelne kombinacije otpora R_{E2} i



Slika 5.3. Član RC lociran između točaka C_1 i B_2 na slici 5.2.

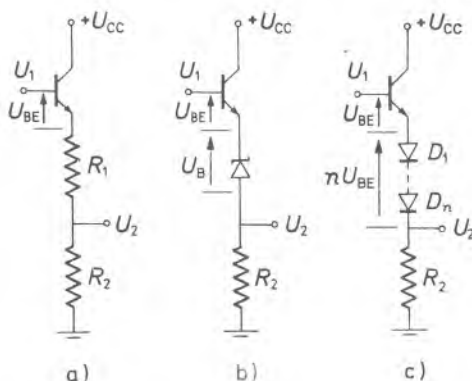
kapaciteta C_{E2} jednaka nuli. Napon U_{p1} je izlazni napon prvog stupnja, a napon U_{ul2} ulazni napon drugog stupnja. Za dobar rad sklopa potrebno je da C_{S2} bude što veći da bi U_{ul2} bio što bliži naponu U_{p1} . Očito je da će prisustvo kondenzatora C_{S2} dovesti u području niskih frekvencija do pada iznosa naponskog pojačanja. Što je frekvencija signala niža, bit će i omjer U_{ul2}/U_{p1} niži, a time će i izlazni napon cijeloga kaskadnog spoja na slici 5.2. biti niži. U ekstremnom slučaju, kada frekvencija signala teži nuli, težiti će nuli i U_{ul2} , a time i U_p , te će naponsko pojačanje kaskadnog spoja također težiti nuli. Prisustvo blokirajućeg kondenzatora, odnosno kapacitivna izmjenična veza među stupnjevima kaskadnog spoja, dovodi do pada iznosa naponskog pojačanja pri niskim frekvencijama. To je za većinu primjena nedostatak kapacitivne veze. Budući da prema slici 5.2. i 5.3. između stupnjeva u kaskadnom spoju postoji RC -član, ovo pojačalo se još zove pojačalo sa RC -vezom ili jednostavnije RC -pojačalo. Ako se želi dobar rad ovog pojačala i pri dovoljno niskim frekvencijama, potrebno je osigurati dovoljno visok iznos kapaciteta blokirajućeg kondenzatora. Zato je ovo pojačalo pogodno za primjenu u diskretnim i hibridnim sklopovima, gdje je moguće realizirati kondenzatore dovoljno visokog iznosa kapaciteta. U monolitnim integriranim sklopovima, gdje je praktički nemoguće, uz prihvatljive topološke dimenzije, realizirati kapacitete veće od nekoliko desetaka pF, ova veza ne dolazi u obzir. U tom slučaju mnogo je prihvatljivija istosmjerna veza među stupnjevima. Jednostavan primjer istosmjerne veze prikazan je na slici 5.4. Ovdje je u kaskadnom spoju vezano pojačalo u spoju zajedničkog emitera s emiserskim sljedilom. Izlaz prvog stupnja C_1 vezan je direktno na ulaz drugog stupnja B_2 . Pritom otpori R_{p1} i R_{E2} moraju biti tako izabrani da istosmjerni naponski nivoi točaka C_1 i B_2 budu isti, da bi se moglo izvršiti kratko spajanje točaka C_1 i B_2 . Ovdje ne dolazi do pada naponskog pojačanja pri niskim frekvencijama, kao kod kapacitivne veze. Kada frekvencija signala teži nuli naponsko pojačanje ne mijenja



Slika 5.4. Primjer istosmjerne veze među stupnjevima pojačala

iznos u odnosu na područje srednjih frekvencija. Svojstva kaskadnog spoja s istosmjernom vezom u području niskih frekvencija su dakle bolja od svojstava kaskadnog spoja s izmjeničnom kapacitivnom vezom.

Direktno vezanje izlaza jednog stupnja na ulaz drugog stupnja, prikazano na slici 5.4, nije moguće kada istosmjerni potencijali točaka C_1 i B_2 nisu kompatibilni. U tom se slučaju za uspostavljanje istosmjerne veze upotrebljavaju različiti sklopovi za pomak istosmjernog nivoa. Uobičajen je slučaj da je istosmjerni potencijal ulazne stezaljke niži od potencijala izlazne stezaljke prethodnog stupnja. U tom slučaju treba izvršiti slabljenje ili atenuaciju izlaznoga istosmjernog napona. Nekoliko jednostavnih sklopova za pomak istosmjernog nivoa prikazano je na slici 5.5. Ti sklo-



Slika 5.5. Sklopovi za pomak istosmjernog naponskog nivoa između stupnjeva pojačala u kaskadi: a) pomak nivoa pomoću otpora R_1 i R_2 , b) pomak nivoa pomoću reverzno polarizirane pn-diode i otpora R_2 , c) pomak nivoa pomoću niza propusno polariziranih pn-dioda i otpora R_2

povi su uobičajeni u monolitnim izvedbama. Sva tri sklopa na slici 5.5. rade u spoju zajedničkog kolektora. Napon U_1 je istosmjerni napon kojega treba prilagoditi nižem istosmjernom naponu U_2 . U sklopu na slici 5.5a napon U_2 iznosi

$$U_2 = (U_1 - U_{BE}) \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (5.8)$$

U dinamičkim uvjetima baza i emiter su praktički na istom izmjeničnom potencijalu, te je naponsko pojačanje sklopa za pomak istosmjernog nivoa na slici 5.5a

$$A_V = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (5.9)$$

Ako je potrebno prilagoditi istosmjerni napon U_1 dosta nižem istosmjernom naponu U_2 , tada je prema relaciji 5.8. nužno osigurati mali iznos omjera R_2/R_1 . Međutim prema relaciji 5.9. u tom će slučaju naponsko pojačanje izmjeničnog signala biti dosta niže od jedinice, pa dolazi do značajnog prigušenja izmjeničnog signala. Zato je sklop za pomak istosmjernog nivoa, prikazan na slici 5.5a, praktičan za primjenu samo ako se naponski nivoi U_1 i U_2 malo razlikuju. Svojstva sklopa na slici 5.5a mogu se poboljšati ako se otpornik R_1 nadomjesti nelinearnim dvopolom koji će imati relativno velik otpor za istosmjernu struju, a mali za izmjeničnu, tako da može izazvati znatniji pomak istosmjernog nivoa bez većeg prigušenja izmjeničnog signala. U sklopu na slici 5.5b to je postignuto zamjenom otpornika R_1 reverzno polariziranom pn-diodom koja radi u području proboja, uz istosmjerni probojni napon U_B . Iz slike 5.5b slijedi

$$U_2 = U_1 - U_{BE} - U_B. \quad (5.10)$$

Probojna dioda obično se u monolitnim integriranim sklopovima izvodi kao re-verzno polarizirana dioda emiter-baza normalnog npn-tranzistora. Njen probojni napon je između 6 i 9 V. Kako je U_{BE} tipično oko 0,7 V, napon U_2 je prema relaciji 5.10. za 6,7 do 9,7 V niži od napona U_1 . Pomak istosmjernog nivoa ovdje je dakle sasvim ograničen, što predstavlja nedostatak ove izvedbe sklopa za pomak istosmjernog nivoa. Međutim kako je dinamički otpor probojne diode u radnom području vrlo mali, puno manji od otpora R_2 , naponsko pojačanje izmjeničnog signala približno je jednako jedinici, te se pomak istosmjernog nivoa izvodi bez slabljenja signala. Napon U_2 je pri promjenama temperature prilično stabilan, jer dioda baza-emiter npn-tranzistora i probojna dioda imaju temperaturne koeficijente napona suprotnih predznaka i približno jednakih iznosa.

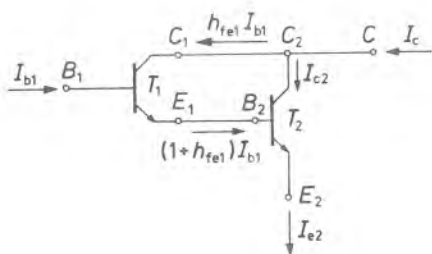
Veću fleksibilnost u primjeni daje sklop za pomak istosmjernog nivoa na slici 5.5c. Napon U_2 u ovom slučaju iznosi

$$U_2 = U_1 - (n+1) U_{BE}, \quad (5.11)$$

gdje je n broj dioda u nizu kojega čine diode $D_1 \dots D_n$. Budući da se diode u monolitnim sklopovima najčešće izvode kao diode emiter-baza npn-tranzistora i da je emitera struja tranzistora jednaka struji koja teče kroz niz dioda, naponi na propusno polariziranim diodama bit će jednaki naponu U_{BE} tranzistora. Željeni pomak naponskog nivoa osigurava se u ovom slučaju izborom odgovarajućeg broja dioda u nizu. Za veći pomak nivoa potreban je veći broj dioda u nizu. Ako je otpor R_2 puno veći od ukupnoga dinamičkog otpora niza dioda, iznos naponskog pojačanja sklopa bit će blizu jedinice. Nedostatak ovog sklopa je temperaturna ovisnost naponu U_2 . Pri porastu temperature dolazi do smanjenja napona na propusno polariziranim diodama $D_1 \dots D_n$ i na propusno polariziranom spoju baza-emiter tranzistora, čime se izaziva porast napona U_2 s porastom temperature.

5.2.2. Darlingtonov spoj

Jedan od često primjenjivanih kaskadnih spojeva s istosmjernom vezom je Darlingtonov spoj. Postoje različite varijante ovog spoja. Kao tipičan primjer može poslužiti Darlingtonov par npn-tranzistora na slici 5.6. Izmjenična struja efektivne vrijednosti I_{b1} je ulazna struja prvog tranzistora. To je ujedno ulazna struja Darlingtonova para. U krugu kolektora prvog tranzistora, ako se zanemari utjecaj izlazne vodljivosti h_{oe1} , teče struja $h_{fe1}I_{b1}$, gdje je h_{fe1} faktor strujnog pojačanja u spoju zajedničkog emitera. U krugu emitera prvog tranzistora teče struja koja je jednaka sumi struje baze i kolektora, te iznosi $(1+h_{fe1})I_{b1}$. Ta struja je



Slika 5.6. Darlingtonov spoj tranzistora

ujedno struja baze drugog tranzistora. Struja kolektora tog tranzistora, ako se zanemari utjecaj izlazne vodljivosti h_{oe2} , iznosi

$$I_{c2} = (1 + h_{fe1}) I_{b1} h_{fe2}, \quad (5.12)$$

gdje je h_{fe2} faktor strujnog pojačanja drugog tranzistora u spoju zajedničkog emitera. Struja kolektora I_c Darlingtonova para je dakle

$$I_c = h_{fe1} I_{b1} + (1 + h_{fe1}) h_{fe2} I_{b1}. \quad (5.13)$$

Faktor strujnog pojačanja Darlingtonova para je

$$h_{fe} = \frac{I_c}{I_{b1}} = h_{fe1} + (1 + h_{fe1}) h_{fe2}. \quad (5.14)$$

Kako je redovito ispunjen uvjet $h_{fe1} \gg 1$ i $h_{fe2} \gg 2$, bit će približno

$$h_{fe} \simeq h_{fe1} h_{fe2}. \quad (5.15)$$

Darlingtonov par dakle posjeduje faktor strujnog pojačanja znatno većeg iznosa od faktora strujnog pojačanja prvog i drugog tranzistora.

Ako se ulazni otpor drugog tranzistora aproksimira sa h_{ie2} , tj. ako se h_{re2} zanemari, ulazni otpor Darlingtonova para prema relaciji 3.172. iznosi približno

$$h_{ie} = h_{ie1} + (1 + h_{fe1}) h_{ie2}, \quad (5.16)$$

gdje je h_{ie1} ulazni otpor tranzistora T_1 . Kako je struja baze tranzistora T_2 veća $(1 + h_{fe1})$ puta od struje baze tranzistora T_1 , parametar h_{ie2} je približno isto toliko puta manji od h_{ie1} , odnosno vrijedi približno da je prvi pribrojnik u relaciji 5.16 jednak drugom, te je:

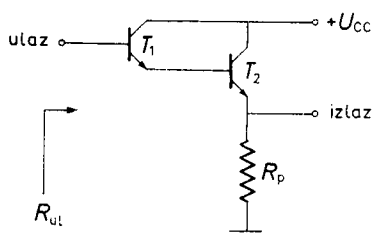
$$h_{ie} \simeq 2 h_{ie1} \quad (5.17)$$

Na sličan način se dobivaju približni izrazi za faktor naponskoga povratnog djelovanja h_{re} i za izlaznu vodljivost h_{oe} :

$$h_{re} \simeq h_{ie2} h_{oe1}, \quad (5.18)$$

$$h_{oe} \simeq h_{fe2} h_{oe1} \quad (5.19)$$

Darlingtonov spoj dovodi do značajnog porasta izlazne vodljivosti i faktora naponskoga povratnog djelovanja u odnosu na iznose istih parametara kod običnog tranzistora.



Slika 5.7. Emittersko sljedilo s Darlingtonovim parom tranzistora

Darlingtonov par često se upotrebljava radi povećanja ulaznog otpora bipolarnih sklopova. Na slici 5.7. prikazano je emitorsko sljedilo s Darlingtonovim parom. U skladu s relacijama 5.167. i 5.15-5.19, ulazni otpor iznosi

$$R_{ul} \approx \frac{h_{fe1}h_{fe2}R_p}{1 + h_{fe2}h_{oe1}R_p}, \quad (5.20)$$

pri čemu je pretpostavljeno da je $h_{re} \ll 1$ i da je h_{ie} puno manji od drugog člana u izrazu 3.171.

Darlingtonov par na slikama 5.6. i 5.7. izveden je pomoću npn-tranzistora T_1 T_2 . Na isti se način formira Darlingtonov par pomoću pnp-tranzistora.

Ovdje su navedena samo osnovna svojstva kaskadnih spojeva pojačala. Detaljnija analiza njihovih električkih svojstava bit će prikazana u sljedećim poglavljima posebno pri analizi frekvencijskih svojstava sklopova, šumnih svojstava sklopova te u analizi sklopova s povratnom vezom.



$$P_F = P_{H_{FE}} / (1 + h_{FE})$$

$$U_F = U_{BE} \cdot \frac{P_F}{P_{H_{FE}}} = 1.6V$$

$$\Delta U_F = \pm 1.6V$$

$$a) \quad \Delta U_{BE} = 0$$

$$I_{B1} = \frac{U_{BE} - U_{BE}}{R_{B1} + R_{B2}} = 2.4 \mu A$$

$$I_{B2} = I_{B1} \cdot h_{FE} = 10.5 \mu A$$

$$I_F = \frac{I_{B2}}{h_{FE}} = 1.05 \mu A$$

$$\Delta U_F = U_{BE} \cdot R_F \cdot 10.5 \mu A$$

$$c) \quad \Delta U_{BE} = \pm 0.1 V \Rightarrow \Delta U_F = \pm 4V$$

$$\Delta U_F = \Delta U_{BE} \cdot \frac{P_F}{P_{H_{FE}}} = 1.6V$$

$$\Delta U_{BE} = \Delta U_F \cdot \frac{P_{H_{FE}}}{P_F} = \pm 0.064V$$

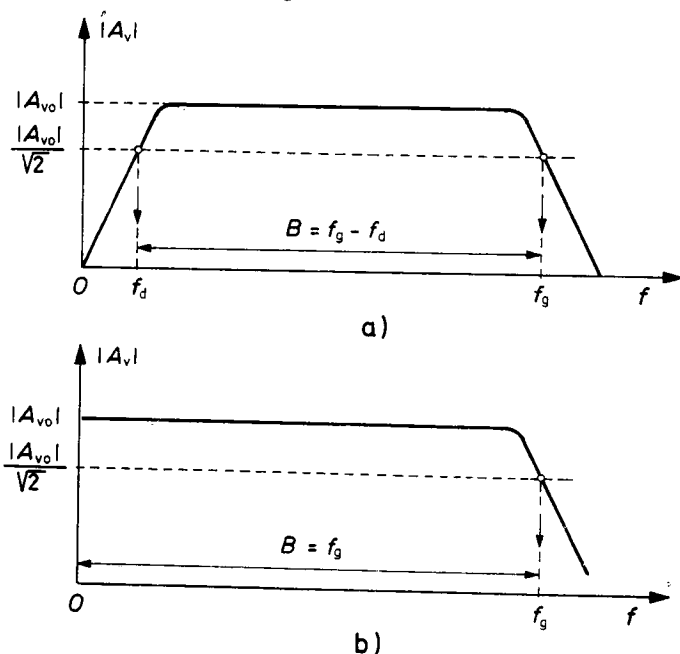
$$A = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_F} = \frac{P_F}{P_{H_{FE}}} \cdot \frac{I_{B1}}{I_{B2}} = 0.064$$

6. Frekvencijske karakteristike elektroničkih sklopova

6.1. Uvod

Dosada smo razmatrali svojstva osnovnih elektroničkih sklopova u području frekvencija u kojem ne dolaze do izražaja utjecaji parazitnih barijernih i difuzijskih kapaciteta bipolarnih tranzistora ni utjecaji parazitnih kapaciteta između pojedinih elektroda unipolarnih tranzistora. U tom području također se mogu zanemariti i utjecaji konačnog vremena prolaska nosilaca naboja kroz pojedina područja bipolarnih i unipolarnih tranzistora, posebno kroz bazu i kroz kanal. Navedeni utjecaji, kao što će se kasnije pokazati, bitno utječu na rad sklopova u području visokih frekvencija, smanjujući iznos naponskog i strujnog pojačanja i unoseći dodatni fazni pomak između izlaznog i ulaznog signala.

Vezni kondenzatori među pojedinim stupnjevima kaskadnih pojačala i između generatora signala i osnovnog sklopa (npr. kondenzatori C_{S1} i C_{S2} na slici 5.2) djeluju na rad sklopova u području niskih frekvencija smanjujući iznos naponskog i strujnog pojačanja. Isto djelovanje pokazuju i kondenzatori u krugu emitera i uvida, dodani paralelno otpornicima, jer s padom frekvencije signala izazivaju porast degeneracije u krugu emitera i uvida.



Slika 6.1. Tipične amplitudne karakteristike: a) pojačalo sa RC-vezom, b) pojačalo s istosmjernom vezom

Općenito, u realnim sklopovima prisutne su i kapacitivne komponente, a u nekim slučajevima i induktivne, uz aktivne elemente i otpornike. Zato su analitički izrazi za pojačanje kompleksni analitički izrazi koji se sastoje od realnog i imaginarnog dijela, odnosno amplitude i faze. I amplituda i faza su funkcije frekvencije signala. Ovisnost amplitude o frekvenciji zove se amplitudna karakteristika, a ovisnost faze o frekvenciji fazna karakteristika. Dvije tipične amplitudne karakteristike prikazane su na slici 6.1. Amplitudna karakteristika na slici 6.1a odgovara pojačalu sa RC -vezom između generatora i ulaznoga kruga pojačala. Veličina A_{V0} je referentno pojačanje odnosno pojačanje u području frekvencija u kojem se mogu zanemariti kapacitivni utjecaji. U području niskih frekvencija pojačanje opada prije svega zbog djelovanja veznog kondenzatora da bi pri frekvenciji $f=0$ palo na nulu, jer se prekida put signala. U području visokih frekvencija pojačanje također opada, ali ovdje zbog djelovanja barijernih i difuzijskih kapaciteta i zbog rasipnih kapaciteta vodova. Na apscisi su označene dvije karakteristične frekvencije: f_d i f_g . Kod obje frekvencije pojačanje je $1/\sqrt{2}$ puta manje od referentnog pojačanja. Frekvencija f_d zove se donja, a f_g gornja granična frekvencija pojačala. Veličina

$$B=f_g-f_d \quad (6.1)$$

je širina frekvencijskog pojasa pojačala. Budući da je, osim u specijalnim slučajevima, donja granična frekvencija neusporedivo manja od gornje, širina frekvencijskog pojasa jednaka je gornjoj graničnoj frekvenciji. Pojačalo će dobro pojačavati signalne frekvencije $f_d < f < f_g$, dok će signale s frekvencijom izvan tog područja prigušiti zato što pojačanje brzo opada s porastom frekvencije iznad f_g i s padom frekvencije ispod f_d .

Amplitudna karakteristika na slici 6.1b razlikuje se od one na slici 6.1a po tome što ne postoji pad pojačanja pri niskim frekvencijama. Referentno pojačanje postoji i na frekvenciji $f=0$ te ovo pojačalo pojačava signale i najnižih frekvencija. Takvu karakteristiku imaju pojačala s istosmjernom vezom (npr. pojačalo na slici 5.4). To je tipična amplitudna karakteristika monolitnih integriranih sklopova, kod kojih je moguća samo istosmjerna veza među stupnjevima. Budući da u ovom slučaju postoji samo gornja granična frekvencija, širina frekvencijskog pojasa jednaka je gornjoj graničnoj frekvenciji.

Ovdje je potrebno uočiti činjenicu da postojanje donje granične frekvencije nije prirodno svojstvo sklopa već je uvjetovano konstrukcijom sklopa. Gornja granična frekvencija je prirodno svojstvo sklopa jer je rezultat fizikalnih pojava u radu pojačavačkih elemenata, koje se ne mogu izbjeći. Izborom odgovarajućeg aktivnog elementa i samom konstrukcijom sklopa gornja granična frekvencija može povećati iznos, ali je uvijek konačna.

6.2. Utjecaj frekvencijskih karakteristika na valni oblik signala

Kada se pojačava sinusoidni signal kružne frekvencije ω i amplitude koja odgovara uvjetima rada u režimu malih signala, taj će signal biti pojačan ako leži unutar propusnoga frekvencijskog pojasa širine B . Situacija je složenija ako se pojačava nesinusoidni signal. Ako se radi o periodičnom, ali nesinusoidnom signalu kružne frekvencije ω , dotični signal može se prikazati pomoću Fourierova reda u obliku

$$u(t) = U_1 \sin(\omega t + \phi_1) + U_2 \sin(2\omega t + \phi_2) + U_3 \sin(3\omega t + \phi_3) + \dots \quad (6.2)$$

Da bi signal zadržao nepromijenjeni valni oblik, potrebno je da prilikom prolaska kroz pojačalo svaka komponenta signala bude jednako pojačana. Pritom pretpostavljamo da pojačalo ne unosi dodatne fazne pomake među komponentama. Drugim riječima, širina frekvencijskog pojasa B mora biti dovoljno velika da osim osnovne frekvencije ω obuhvati i sve harmoničke komponente sa značajnijom amplitudom. Slično vrijedi i za signale koji se sastoje od većeg broja komponenta različitih frekvencija koje nisu cjelobrojni višekratnici neke osnovne frekvencije:

$$u(t) = U_1 \sin(\omega_1 t + \phi_1) + U_2 \sin(\omega_2 t + \phi_2) + U_3 \sin(\omega_3 t + \phi_3) + \dots \quad (6.3)$$

I u ovom slučaju potrebno je, želi li se signal pojačati sa što je moguće manjim izobličenjem, imati takvu amplitudnu karakteristiku koja će jednako utjecati na amplitude svih komponenata signala. I tu vrijedi pretpostavka da pritom pojačalo ne unosi dodatne fazne pomake među komponentama.

Kada se signali oblika 6.2. i 6.3. dovedu na ulaz pojačala, izlazni signal dobiva se superpozicijom pojačanih komponenata na izlaznim stezaljkama. Pritom treba, u realnom slučaju, uzeti u obzir i promjenu amplitude i promjenu faze svake komponente signala. Ako su poznate amplitudna i fazna karakteristika, lako se može odrediti amplituda i faza svake komponente.

Idealno pojačalo bilo bi ono pojačalo koje sve komponente signala pojačava za isti iznos bez faznog pomaka među komponentama. Amplitudna karakteristika takvog pojačala bila bi horizontalni pravac. Realno pojačalo, dakako, ne može imati takva svojstva, ali im se u određenoj mjeri može približiti.

Realna pojačala uvijek unose određeni vremenski pomak između izlaznog i ulaznog signala. Taj pomak je posljedica konačnog vremena nabijanja i pražnjenja barijernih kapaciteta, konačnog vremena prolaska nosilaca naboja kroz tranzistore i djelovanja vremenskih konstanti pasivnih dijelova pojačala. Lako se može pokazati da će signal pri prolasku kroz pojačalo ostati neizobličen ako se uz jednako povećanje amplitude svake komponente signala osigura fazni pomak svake komponente za iznos proporcionalan frekvenciji komponente. Ako je ulazni signal u pojačalo određen relacijom 6.3, tada će neizobličen izlazni signal, pomaknut za vrijeme T u odnosu na ulazni, imati oblik

$$\begin{aligned} u_2(t) = & |A_V| U_1 \sin[\omega_1(t - T) + \phi_1] + \\ & + |A_V| U_2 \sin[\omega_2(t - T) + \phi_2] + \\ & + |A_V| U_3 \sin[\omega_3(t - T) + \phi_3] + \dots \end{aligned} \quad (6.4)$$

Gornji izraz može se pisati u obliku

$$\begin{aligned} u_2(t) = & |A_V| U_1 \sin[\omega_1 t + (\phi_1 - \omega_1 T)] + \\ & + |A_V| U_2 \sin[\omega_2 t + (\phi_2 - \omega_2 T)] + \\ & + |A_V| U_3 \sin[\omega_3 t + (\phi_3 - \omega_3 T)] + \dots \end{aligned} \quad (6.5)$$

Relacije 6.4 i 6.5. ukazuju na jednu značajnu činjenicu. Ako pojačalo u komponente pojačavanog signala unosi fazni pomak proporcionalan frekvenciji dotične komponente, doći će do vremenskog pomaka svake komponente signala za isti iznos, ali ne i do izobličenja signala zbog različitih faznih pomaka. To je bitno jer je puno lakše približiti se pojačalu s linearnom faznom karakteristikom nego pojačalu bez faznog pomaka.

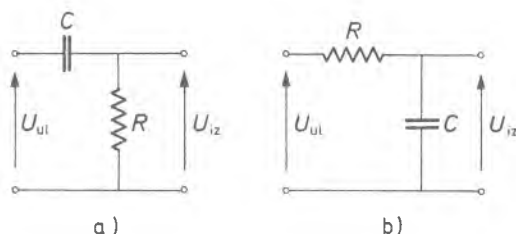
Ovdje treba, međutim, upozoriti na činjenicu da u određenim područjima primjene promjena faze pojedinih komponenata signala ne igra bitnu ulogu. To je slučaj sa zvučnim signalima. U normalnim uvjetima uho nije osjetljivo na fazne pomake među komponentama signala već reagira samo na amplitudu i frekvenciju. Budući da svaka promjena faze koja nije proporcionalna frekvenciji dovodi do promjene valnog oblika, možemo zaključiti da uho nije osjetljivo na valni oblik signala. Zato je fazna karakteristika praktički bez značenja kada se radi o pojačanju akustičkih signala. U velikoj većini ostalih primjena valni oblik je vrlo bitan.

Tipičan primjer za to je videosignal u televizijskim sistemima. U takvim sistemima je linearna fazna karakteristika čak i važnija od horizontalne amplitudne karakteristike kada se želi očuvati valni oblik.

U 2. poglavlju analizirali smo izobličenja signala izazvana utjecajem nelinearnih karakteristika elektroničkih elemenata. Ta izobličenja očituju se u pojavi komponenata s frekvencijama koje nisu prisutne u spektru pobudne funkcije. Takva izobličenja nazvali smo nelinearnim izobličenjima. Neidealni oblik amplitudne i fazne karakteristike dovodi do pojave izobličenja koja ćemo zvati linearnim izobličenjima. Linearna izobličenja mogu biti amplitudna i fazna. Amplitudna su određena oblikom amplitudne karakteristike, a fazna oblikom fazne karakteristike realnog pojačala. Linearna izobličenja ne generiraju nove frekvencije, ali dovode do promjene amplitude i faze pojedinih komponenata signala, odnosno do promjene valnog oblika signala.

6.3. Bodeov prikaz frekvencijskih karakteristika

Frekvencijske karakteristike elektroničkih sklopova grafički se prikazuju tako da se iznos pojačanja izražen u decibelima u fazni kut crtaju kao funkcije frekvencije u logaritamskom mjerilu. Takav prikaz amplitudne i fazne karakteristike zove se Bodeov prikaz. Ilustrirat ćemo navedeni pristup crtanju frekvencijskih karakteristika na dva jednostavna primjera pasivne RC-mreže. Jedna mreža



Slika 6.2. Jednostavne RC-mreže: a) visokopropusni RC-član, b) niskopropusni RC-član

je visokopropusni RC-član (sl. 6.2a), a druga mreža je niskopropusni RC-član (sl. 6.2b). Prijenosna funkcija visokopropusnog RC-člana na slici 6.2a određena je relacijom

$$A = \frac{U_{iz}}{U_{ul}} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 - j\frac{fd}{f}} \quad (6.6)$$

gdje je f_d frekvencija određena izrazom

$$f_d = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (6.7)$$

Prijenosnu funkciju A prikazat ćemo pomoću apsolutnog iznosa (amplitude) i faznog kuta u obliku

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_d}{f}\right)^2}} \exp \left[j \arctan \frac{f_d}{f} \right], \quad (6.8)$$

ili

$$A = |A| \exp [j\Phi], \quad (6.9)$$

gdje je $|A|$ apsolutni iznos ili amplituda određena relacijom

$$|A| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_d}{f}\right)^2}}, \quad (6.10)$$

a Φ fazni kut određen relacijom

$$\Phi = \arctan \frac{f_d}{f}. \quad (6.11)$$

Budući da je pri frekvenciji $f=f_d$ u skladu s relacijom 6.10. amplituda $A=1/\sqrt{2}$, dok je pri frekvencijama $f \gg f_d$ amplituda $|A|=1$, slijedi da frekvencija f_d ima značenje donje granične frekvencije. Za Bodeov prikaz potrebno je relaciju 6.10. izraziti u decibelima:

$$|A| \text{ dB} = -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f_d}{f}\right)^2}. \quad (6.12)$$

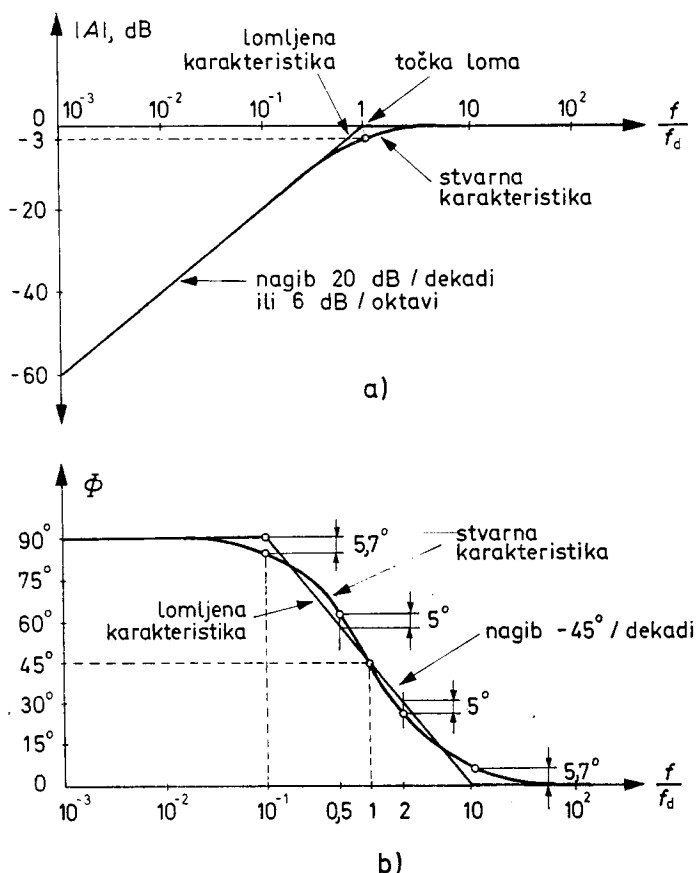
Kada je $f \ll f_d$ može se zanemariti jedinica u funkciji pod korijenom, te je vrlo približno

$$|A| \text{ dB} \approx -20 \log \frac{f_d}{f}. \quad (6.13)$$

Kada je $f \gg f_d$ može se zanemariti član $(f_d/f)^2$ u funkciji pod korijenom u odnosu na jedinicu, te je

$$|A| \text{ dB} \approx 0. \quad (6.14)$$

Na frekvenciji $f=f_d$ relacija 6.12. daje $|A|=-3 \text{ dB}$. Na slici 6.3a prikazana je amplitudna karakteristika visokopropusnoga RC -člana određena relacijom 6.12. Na istoj slici prikazana je idealizirana amplitudna karakteristika sastavljena od dva pravocrtna segmenta određena relacijama 6.13. i 6.14. Segmenti se sastaju u točki kojoj pripada frekvencija $f=f_d$ i ta točka se zove točka loma, te se i sama idealizirana karakteristika često zove lomljena karakteristika. U točki loma odstupanje lomljene od stvarne karakteristike po ordinati iznosi samo 3 dB. Kod svih ostalih frekvencija odstupanje je manje od 3 dB. Kako je odstupanje lomljene karakteristike od stvarne skoro kod svih frekvencija zanemarivo malo, amplitudna karakteristika može se u praksi dobro aproksimirati lomljenom karakteri-



Slika 6.3. Bodeov prikaz frekvencijskih karakteristika visokopropusnog RC-člana:
a) amplitudna karakteristika, b) fazna karakteristika

stikom. Nagib lomljene karakteristike u području gdje je $f < f_d$ može se izračunati pomoću relacije 6.13. ako se uvrste frekvencije f_1 i f_2 i izračunaju pripadni iznosi amplituda $|A_1|$ i $|A_2|$. Razlika amplituda iznosi

$$|A_1| - |A_2| = -20 \log \frac{f_1}{f_d} + 20 \log \frac{f_2}{f_d} = 20 \log \frac{f_2}{f_1}. \quad (6.15)$$

Ako je $f_2 = 10f_1$, tj. ako se frekvencije f_2 i f_1 razlikuju za dekadu, relacija 6.15. daje prirast amplitude od 20 dB, te je nagib lomljene karakteristike kod frekvencije $f < f_d$ 20 dB po dekadi. Ako je pak $f_2 = 2f_1$, tj. ako se frekvencije f_2 i f_1 razlikuju za oktavu, prirast amplitude iznosi 6 dB, te nagibu od 20 dB po dekadi odgovara nagib od 6 dB po oktavi.

Fazna karakteristika određena relacijom 6.11. prikazana je na slici 6.3b. I u ovom slučaju prikazana je stvarna karakteristika i idealizirana (lomljena) karakteristika. Stvarna fazna karakteristika dobivena je uvrštavanjem odgovarajućih vrijednosti omjera f/f_d u relaciju 6.11. Lomljena karakteristika dobivena je tako da je za $0 < f < 0,1f_d$ fazna karakteristika aproksimirana faznim kutom $\Phi = 90^\circ$ dok je za $10f_d \leq f \leq \infty$ aproksimirana faznim kutom $\Phi = 0^\circ$. U području gdje je $0,1f_d \leq f \leq 10f_d$ fazna karakteristika je aproksimirana pravcem koji kroz točku s

koordinatama $f=f_d$ i $\Phi=45^\circ$ prolazi pod nagibom -45° po dekadi. Najveće odstupanje između stvarne i lomljene karakteristike iznosi u ovom slučaju $5,7^\circ$.

Identičnim postupkom dobiva se amplitudna i fazna karakteristika niskopropusnog RC-člana na slici 6.2b. U tom je slučaju

$$A = \frac{U_{iz}}{U_{ul}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_g}\right)^2}} \exp \left[-j \arctg \frac{f}{f_g} \right], \quad (6.16)$$

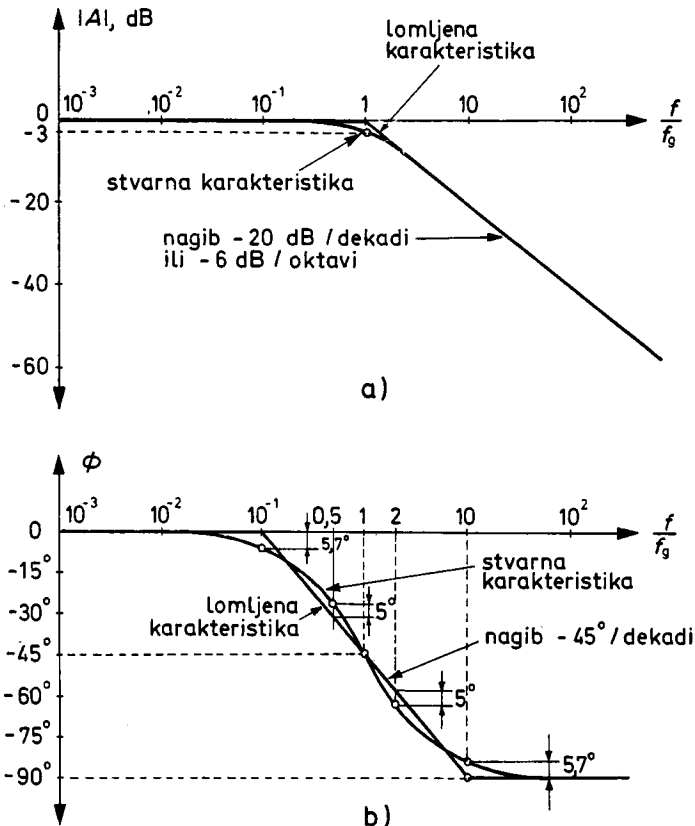
te je

$$|A|, \text{ dB} = -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_g}\right)^2}, \quad (6.17)$$

$$\Phi = -\arctg \frac{f}{f_g}. \quad (6.18)$$

Veličina f_g u gornjim relacijama je frekvencija određena izrazom

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (6.19)$$



Slika 6.4. Bodeov prikaz frekvencijskih karakteristika niskopropusnog RC-člana:
a) amplitudna karakteristika, b) fazna karakteristika

Pri frekvenciji $f=f_g$ je $|A|=1/\sqrt{2}$, odnosno -3 dB, te se u ovom slučaju radi o gornjoj graničnoj frekvenciji niskopropusnog RC-člana. Na toj frekvenciji fazni kut iznosi $\Phi=-45^\circ$. Relacije 6.17. i 6.18. grafički su prikazane na slici 6.4. I kod amplitudne i kod fazne karakteristike prikazana je uz stvarnu karakteristiku i idealizirana lomljena karakteristika dobivena istim postupkom aproksimacije kao kod visokopropusnog RC-člana.

Visokopropusni i niskopropusni RC-član ovdje su poslužili u prvom redu za ilustraciju Bodeova prikaza frekvencijskih karakteristika. Istim postupkom može se dobiti Bodeov prikaz bilo koje frekvencijske karakteristike. Vrlo često se kompliciranije prijenosne funkcije svode na algebarsku sumu prijenosnih funkcija na slici 6.3. i 6.4. Kao primjer može poslužiti prijenosna funkcija oblika produkta prijenosnih funkcija dvaju niskopropusnih RC-članova:

$$A = \frac{1}{\left(1 + j \frac{f}{f_{g1}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{g2}}\right)}. \quad (6.20)$$

Za amplitudnu i faznu karakteristiku slijede izrazi

$$|A|, \text{ dB} = -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{g1}}\right)^2} - 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{g2}}\right)^2}, \quad (6.21)$$

$$\Phi = -\arctg \frac{f}{f_{g1}} - \arctg \frac{f}{f_{g2}}. \quad (6.22)$$

Relacija 6.21. predstavlja algebarsku sumu dvaju članova oblika 6.17, dok relacija 6.22. predstavlja algebarsku sumu dvaju članova oblika 6.18. Rezultirajuća amplitudna karakteristika prikazana je na slici 6.5a, a rezultirajuća fazna karakteristika na slici 6.5b. Pri crtanju amplitudne i fazne karakteristike pretpostavljen je odnos $f_{g2}/f_{g1}=10$. Na slici 6.5a je prvi član u relaciji 6.21. označen sa $|A_1|$, a drugi sa $|A_2|$. Slično je na slici 6.5b prvi član u relaciji 6.22. označen sa Φ_1 , a drugi sa Φ_2 . Rezultirajuća amplitudna karakteristika dobivena je sumiranjem $|A_1|$ i $|A_2|$, a rezultirajuća fazna karakteristika sumiranjem Φ_1 i Φ_2 .

Čemu je u ovom slučaju, kada je $f_{g2}=10f_{g1}$, jednaka gornja granična frekvencija? Ako se u izraz 6.21. uvrsti faktor $f=f_{g1}$ dobiva se $|A|=-3$ dB, te je f_{g1} u ovom slučaju gornja granična frekvencija sistema opisanog relacijom 6.20. Vrijedi li taj rezultat i za proizvoljni odnos frekvencija f_{g1} i f_{g2} ? Odgovor će dati relacija 6.20. ako se napiše njen apsolutni iznos i izjednači sa $1/\sqrt{2}$:

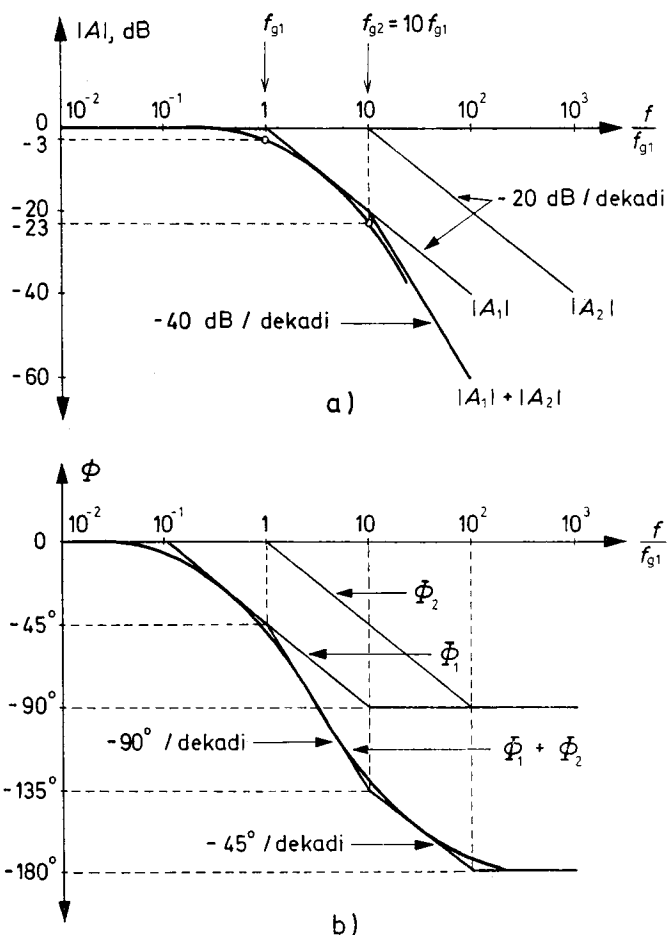
$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_g}{f_{g1}}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{f_g}{f_{g2}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad (6.23)$$

gdje je f_g gornja granična frekvencija. Rješenjem gornje jednadžbe po f_g/f_{g1} dobiva se za gornju graničnu frekvenciju izraz

$$\left(\frac{f_g}{f_{g1}}\right)^2 = \frac{1+F^2}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{2F}{1+F^2}\right)^2} - 1 \right], \quad (6.24)$$

gdje je $F=f_{g2}/f_{g1}$.

Ako je $F=1$, tj. $f_{g2}=f_{g1}$, tada je prema relaciji 6.24 gornja granična frekvencija $f_g=0,64f_{g1}$. Za $F=2$, tj. $f_{g2}=2f_{g1}$, dobiva se $f_g=0,84f_{g1}$. Slično uz $F=3$ je



Slika 6.5. Bodeov prikaz frekvencijskih karakteristika određenih relacijom 6.20:
a) amplitudna karakteristika, b) fazna karakteristika

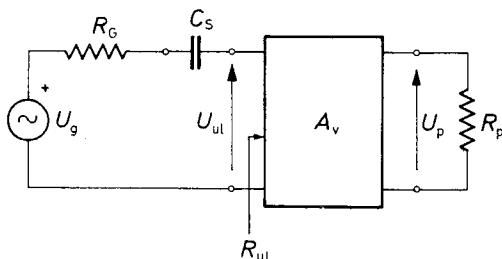
$f_g = 0,91f_{g1}$, dok uz $F=4$ je $f_g = 0,95f_{g1}$. Dobiveni rezultati pokazuju da će, ako je $F \geq 4$, f_g biti za $\leq 5\%$ ispod f_{g1} . Drugim riječima, kada su f_{g2} i f_{g1} razmaknuti za dvije oktave ili više, frekvenciju f_{g1} možemo smatrati gornjom graničnom frekvencijom, a da ne učinimo pogrešku veću od 5% .

Postupcima koji su u ovom dijelu primijenjeni mogu se dobiti Bodeovi prikazi bilo koje prijenosne funkcije. U sljedećim dijelovima teksta dat će se Bodeovi prikazi prijenosnih funkcija tipičnih realnih sklopova pri niskim i visokim frekvencijama.

6.4. Pojave pri niskim frekvencijama

Niskofrekvencijski odziv pojačala s bipolarnim i unipolarnim tranzistorima određen je utjecajem veznih kondenzatora kod pojačala s RC-vezom i utjecajem kondenzatora u krugu emitera i uvoda. Djelovanje tih kondenzatora izaziva pad naponskog pojačanja na niskim frekvencijama, što dovodi do pojave linearnih

izobličenja u tom području frekvencija. Ovdje će se analizirati utjecaj veznog kondenzatora lociranog između dva stupnja kapacitivno vezanih pojačala, odnosno između generatora signala i pojačala. Na slici 6.6. veličina U_g je elektromotorna



Slika 6.6. Uz analizu utjecaja veznog kondenzatora C_s na pojave pri niskim frekvencijama

sila, a R_G unutrašnji otpor generatora signala, odnosno prethodnog stupnja, C_s je vezni kondenzator, a sa A_v označen je stupanj pojačala bez kapacitivnih i induktivnih komponenata. Naponsko pojačanje tog stupnja A_v prema tome je konstantno sve do frekvencije $f=0$. Budući da smo pretpostavili konstantno pojačanje A_v , smatramo da u tom dijelu mreže na slici 6.6. nema kondenzatora u krugu emitera i uvida, te niskofrekvencijski odziv mreže određuje vezni kondenzator C_s .

Naponsko pojačanje A_{vg} definirat ćemo kao omjer izmjeničnog napona U_p predanog potrošaču i elektromotorne sile U_g :

$$A_{vg} = \frac{U_p}{U_g} = \frac{U_p}{U_{ul}} \cdot \frac{U_{ul}}{U_g} \quad (6.25)$$

Iz slike 6.6. slijedi

$$\frac{U_p}{U_{ul}} = A_v, \quad (6.26)$$

$$\frac{U_{ul}}{U_g} = \frac{R_{ul}}{R_G + R_{ul} + \frac{1}{j\omega C_s}} \quad (6.27)$$

Relacije 6.25–6.27. daju za naponsko pojačanje A_{vg} izraz

$$A_{vg} = \frac{A_v R_{ul}}{R_G + R_{ul} + \frac{1}{j\omega C_s}} \quad (6.28)$$

Referentno pojačanje mreže na slici 6.6. dobiva se iz gornjeg izraza uvrštenjem $\omega \rightarrow \infty$. To pojačanje ćemo označiti s A_{vgo} i ono iznosi

$$A_{vgo} = \frac{A_v R_{ul}}{R_G + R_{ul}} \quad (6.29)$$

Iz relacija 6.28. i 6.29. slijedi

$$A_{vg} = \frac{A_{vgo}}{1 - j \frac{f_d}{f}}, \quad (6.30)$$

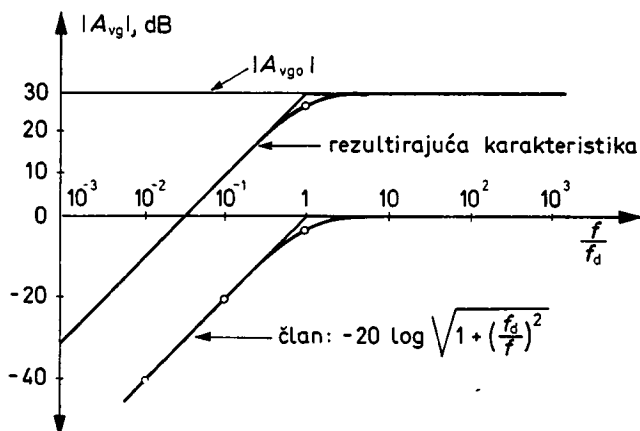
gdje je sa f_d označena frekvencija

$$f_d = \frac{1}{2\pi C_S (R_G + R_{ul})}. \quad (6.31)$$

Kako je prijenosna funkcija 6.30. istog oblika kao prijenosna funkcija visokopropusnog RC-člana, frekvencija f_d je donja granična frekvencija mreže na slici 6.6. Amplitudna karakteristika određena je izrazom koji direktno slijedi iz relacije 6.30:

$$|A_{vg}|, \text{ dB} = |A_{vgo}|, \text{ dB} - 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f_d}{f}\right)^2}. \quad (6.32)$$

Na bazi prethodne relacije nacrtana je amplitudna karakteristika za slučaj kada je $|A_{vgo}| = 30 \text{ dB}$ (sl. 6.7). Ova se karakteristika razlikuje od amplitudne karak-



Slika 6.7. Amplitudna karakteristika mreže na slici 6.6.

teristike visokopropusnog RC-člana (sl. 6.3 po vertikalnom pomaku za iznos $|A_{vgo}|$). Sličnim postupkom dobiva se i fazna karakteristika. Ako se A_{vgo} prikaže u obliku

$$A_{vgo} = |A_{vgo}| \exp(j\Phi_v), \quad (6.33)$$

tada se pomoću relacija 6.30. i 6.33. dobiva

$$\Phi = \Phi_v + \arctg \frac{f_d}{f}. \quad (6.34)$$

Ova fazna karakteristika identična je faznoj karakteristici na slici 6.3, ako je fazni pomak Φ_v kojega unosi pojačanje A_v jednak nuli. Ako taj fazni pomak postoji treba karakteristiku na slici 6.3. translirati po ordinati za iznos toga faznog pomaka.

Relacija 6.31. omogućava komparaciju donje granične frekvencije pojačala s bipolarnim tranzistorom i s FET-om. Budući da je ulazni otpor FET-a znatno veći od ulaznog otpora bipolarnog tranzistora, ako se upravljačka elektroda, odnosno baza, upotrebljava kao ulazna elektroda pojačala, uz isti C_S i R_G pojačalo s FET-om imat će dosta nižu donju graničnu frekvenciju od pojačala s bipolarnim tranzistorom. Da bi se snizila donja granična frekvencija pojačala s bipolar-

nim tranzistorom često se na ulaz pojačala dodaje još jedan stupanj pojačala u spoju zajedničkog kolektora, čime se znatno povećava ulazni otpor.

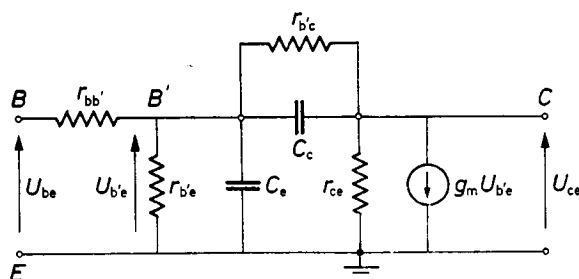
Utjecaj kondenzatora u krugu emitera, odnosno uvoda, ovdje nećemo razmatrati u kvantitativnom, već samo u kvalitativnom smislu, i to ukratko. Snižanjem frekvencije signala dolazi do izražaja pojava emitterske degeneracije i kada je $f=0$ degeneracija je najizraženija. Međutim ako je otpor R_E u krugu emitera dovoljno mali, degenerativni učinak neće automatski dovesti do pada pojačanja od -3 dB u odnosu na referentni iznos, te kondenzator u krugu emitera neće sam po sebi automatski izazvati pojavu donje granične frekvencije.

6.5. Pojave na visokim frekvencijama

Da bi se izvršila analiza ponašanja elektroničkih sklopova na visokim frekvencijama, potrebno je poznavanje modela aktivnih elektroničkih elemenata na tim frekvencijama. Nadomjesni hibridni sklop bipolarnog tranzistora na slici 3.12. ne vrijedi u području visokih frekvencija, jer ne uzima u obzir barijerne i difuzijske kapacitete, a ni efekte konačnog vremena prolaska slobodnih nosilaca kroz pojedine dijelove tranzistora. Osim toga hibridni parametri se određuju iz statičkih karakteristika tranzistora, dakle uz pretpostavku vrlo sporih promjena koncentracija naboja manjinskih nosilaca u pojedinim dijelovima tranzistora. Slično vrijedi i za nadomjesni sklop unipolarnog tranzistora prikazan na slici 4.9. Taj nadomjesni sklop ne uzima u obzir međuelektrodne kapacitete koji dominiraju u području visokih frekvencija. Zato je u analizi svojstava elektroničkih sklopova na visokim frekvencijama potrebno krenuti od modela bipolarnih i unipolarnih tranzistora u tom području.

6.5.1. Hibridni π -nadomjesni sklop

U analizi rada bipolarnih tranzistora u području visokih frekvencija koristi se poznati Giacolettov hibridni π -model prikazan na slici 6.8.



Slika 6.8. Giacolettov hibridni π -model bipolarnog tranzistora

Parametri tog modela imaju sljedeća značenja:

— otpor $r_{bb'}$ je raspodijeljeni serijski otpor baze lociran između vanjskog priključka baze B i aktivnog područja baze ispod emitera (tzv. interna baza B'). Ovaj otpor je određen slojnim otporom i topološkom konfiguracijom tranzistora. Tipičan iznos ovog otpora je $10\text{--}100\ \Omega$

- otpor $r_{b'e}$ je dinamički otpor pn-spoja između interne baze i emitera. Postojanje ovog otpora je posljedica protjecanja izmjenične struje baze kojom se nadomješta rekombinacijom izgubljeni naboj elektrona u bazi. Tipičan iznos ovog otpora je $1\text{ k}\Omega$
- kapacitet C_e je ukupni iznos kapaciteta pridruženog pn-spoju između interne baze i emitera. Taj kapacitet jednak je sumi difuzijskog i barijernog kapaciteta. Tipičan iznos je $10\text{--}100\text{ pF}$
- otpor $r_{b'c}$ je otpor izazvan djelovanjem Earlyeva efekta. Tipičan iznos tog otpora je reda veličine $1\text{ M}\Omega$
- kapacitet C_c je kapacitet pn-spoja između kolektora i interne baze. Budući da je pri radu tranzistora u normalnom aktivnom području taj pn-spoj polariziran reverzno ovaj kapacitet jednak je barijernom kapacitetu, te je proporcionalan površini pn-spoja i obrnuto proporcionalan drugom korijenu iz ukupnoga reverznog napona na tom pn-spoju. Tipičan iznos kapaciteta C_c je reda veličine 1 pF .
- otpor r_{ce} je dinamički otpor između kolektora i emitera tranzistora određen nagibom izlaznih karakteristika tranzistora u spoju zajedničkog emitera. Tipičan iznos je nekoliko desetaka $\text{k}\Omega$
- struja $g_m U'_{be}$ je struja u izlaznom krugu tranzistora generirana naponom $U_{b'e}$, između interne baze i emitera. Faktor proporcionalnosti između ulaznog napona i izlazne struje g_m je strmina tranzistora. Koncept strmine bipolarnog tranzistora uveden je u dijelu 4.5. Iz relacije 4.92, uz $h_{fe} I_b = I_c$, slijedi izraz za strminu

$$g_m = \frac{I_c}{U_{be}}. \quad (6.35)$$

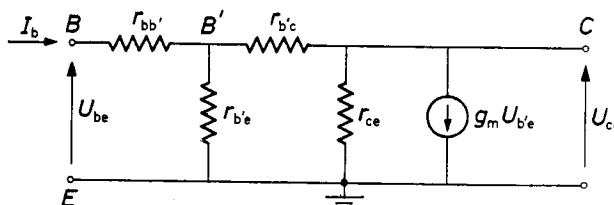
Relacija 6.35. izvedena je na temelju nadomjesnog sklopa na slici 4.29. Taj nadomjesni sklop ne „razlikuje“ vanjski priključak baze B od internog priključka baze B' , te napon U_{be} u relaciji 6.35. ima značenje napona U'_{be} na slici 6.8. Zato je, kada se radi o hibridnom π -nadomjesnom sklopu, izraz za strminu ispravnije pisati u obliku

$$g_m = \frac{I_c}{U'_{be}}. \quad (6.36)$$

I u ovom slučaju vrijedi relacija 4.95. koja povezuje strminu tranzistora sa strujom kolektora u statičkoj radnoj točki:

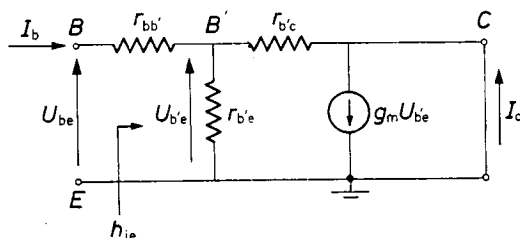
$$g_m = \frac{I_{cQ}}{U_T}. \quad (6.37)$$

Otpornički elementi u hibridnom π -modelu na slici 6.8. mogu se lako dovesti u vezu s niskofrekvencijskim hibridnim parametrima tranzistora. Ta mogućnost



Slika 6.9. Niskofrekvencijska varijanta Giacolettova hibridnog π -modela

bazira se na činjenici da hibridni π -sklop vrijedi i pri niskim frekvencijama, pri čemu treba zanemariti djelovanje kapacitivnih komponenata. U tom slučaju sklop na slici 6.8. prelazi u sklop na slici 6.9. Ako se na taj sklop primijene definicijski izrazi za niskofrekvencijske hibridne parametre dobivaju se ti parametri izraženi pomoću strmine i otporničkih parametara hibridnog π -sklopa. Princip je ilustriran na slici 6.10. Ako se kratko spoje izlazne stezaljke, tj. ostvari uvjet $U_{ce}=0$,



Slika 6.10. Uz određivanje niskofrekvencijskih parametara h_{ie} i h_{fe} pomoću niskofrekvencijske varijante Giacolettova hibridnog π -modela

mogu se izračunati parametri h_{ie} i h_{fe} . Ako se zanemari struja kroz otpornik $r_{b'c}$ u odnosu na struju kroz $r_{b'e}$, jer je $r_{b'c} \gg r_{b'e}$, a parametar h_{ie} se dobiva izraz

$$h_{ie} = \left. \frac{U_{be}}{I_b} \right|_{U_{ce}=0} \approx \frac{I_b (r_{bb'} + r_{b'e})}{I_b} \approx r_{bb'} + r_{b'e}. \quad (6.38)$$

Slično je

$$h_{fe} = \left. \frac{I_c}{I_b} \right|_{U_{ce}=0} = \frac{g_m U_{b'e}}{I_b} \approx \frac{g_m I_b r_{b'e}}{I_b} \approx g_m r_{b'e}. \quad (6.39)$$

Identičnim se postupcima dobivaju relacije

$$h_{re} = \frac{I_{be}'}{r_{b'e}' + r_{b'c}'} \approx \frac{r_{b'e}'}{r_{b'c}'}. \quad (6.40)$$

$$h_{oe} = \frac{1}{r_{ce}} + \frac{1}{r_{b'c}'} + g_m \frac{r_{b'e}'}{r_{b'e}' + r_{b'c}'} \approx \frac{1}{r_{ce}} + \frac{1 + h_{fe}}{r_{b'c}'}. \quad (6.41)$$

Navedene relacije omogućavaju da se, iz poznate statičke radne točke i iznosa niskofrekvencijskih hibridnih parametara u toj točki, izračunavaju strmina i otpornički parametri hibridnog π -sklopa na sljedeći način:

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{U_T},$$

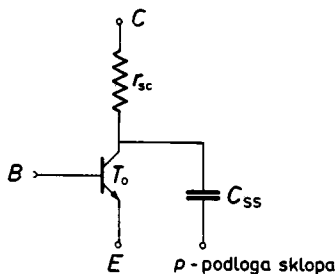
$$r_{b'e}' = \frac{h_{ie}}{g_m}, \quad (6.42a)$$

$$r_{bb'} = h_{ie} - r_{b'e}', \quad (6.42b)$$

$$r_{b'c}' = \frac{r_{b'e}'}{h_{re}}, \quad (6.42c)$$

$$\frac{1}{r_{ce}} = h_{oe} - \frac{1 + h_{fe}}{r_{b'c}'}. \quad (6.42d)$$

Model tranzistora na slici 6.8. strogo uzevši vrijedi samo za diskretni tranzistor. Ako se radi o monolitnom tranzistoru za integrirane sklopove, tada taj model treba nadopuniti tako da se uzme u obzir djelovanje serijskog otpora kolektora i djelovanje kapaciteta reverzno polariziranog pn-spoja između kolektora i podloge. Na slici 6.11. prikazan je model monolitnoga vertikalnog bipolarnog tranzistora

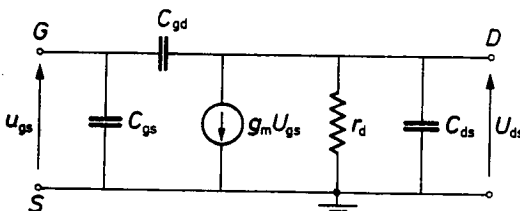


Slika 6.11. Model monolitnoga vertikalnog bipolarnog tranzistora

s navedenim parazitnim elementima. T_o je onaj dio monolitnog tranzistora koji odgovara diskretnom tranzistoru modeliranom prema slici 6.8. Otpor r_{sc} je parazitni serijski otpor kolektora, dok je C_{ss} kapacitet reverzno polariziranog pn-spoja između područja kolektora i p podloge sklopa. Tipični iznos otpora r_{sc} je do 100 Ω , dok C_{ss} obično iznosi 1–3 pF.

6.5.2. Nadomjesni sklop unipolarnog tranzistora u području visokih frekvencija

Model unipolarnog tranzistora u području niskih frekvencija prikazan je na slici 4.9. Da se dobije model koji vrijedi i pri radu unipolarnog tranzistora u području visokih frekvencija, potrebno je niskofrekvencijskom modelu dodati parazitne međuelektrodne kapacitete. To je učinjeno na slici 6.12. Kada se radi o



Slika 6.12. Nadomjesni sklop unipolarnog tranzistora u području visokih frekvencija

MOS FET-u, kapacitet C_{gs} je parazitni kapacitet između upravljačke elektrode i uvida, određen površinom upravljačke elektrode iznad područja kanala i stupnjem prekrivanja područja upravljačke elektrode i uvida, kapacitet C_{gd} je parazitni kapacitet upravljačke elektrode prema odvodu određen stupnjem prekrivanja upravljačke elektrode i odvoda, dok je kapacitet C_{ds} parazitni kapacitet odvoda prema uvidu. Ako je uvid interno kratko spojen na podlogu FET-a, to je ujedno kapacitet odvoda prema podlozi, dakle čisti kapacitet reverzno polarizirane pn-barijere između odvoda i podloge.

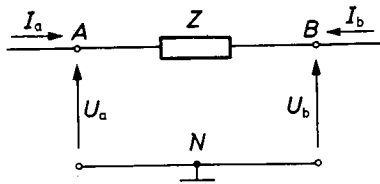
Ako se radi o spojnomo FET-u, C_{gs} je barijerni kapacitet reverzno polariziranog pn-spoja između upravljačke elektrode i uvida, C_{gd} je barijerni kapacitet

reverzno polariziranog pn-spoja između upravljačke elektrode i odvoda, dok je C_{ds} kapacitet kanala između odvoda i uvida.

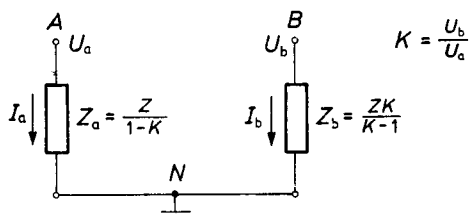
Tipični iznosi kapaciteta C_{gs} i C_{gd} za oba tipa FET-a su 1–10 pF, dok je C_{ds} obično ispod 1 pF. Određenim tehnološkim postupcima (tehnika silicijske upravljačke elektrode, ionska implantacija u području kanala) mogu se kod MOS FET-ova znatno reducirati iznosi kapaciteta C_{gs} i C_{gd} .

6.5.3. Millerov teorem

Postupak analize elektroničkih sklopova u području visokih frekvencija može se u određenim slučajevima pojednostavniti primjenom Millerova teorema. Teorem se može ilustrirati pomoću slika 6.13. i 6.14. Na slici 6.13. prikazan je dio jedne



Slika 6.13. Dio proizvoljne električne mreže koji se može transformirati primjenom Millerova teorema



Slika 6.14. Mreža sa slike 6.13. nakon transformacije primjenom Millerova teorema

proizvoljne električne mreže sa čvorovima A i B između kojih je spojena kompleksna impedancija Z . Naponi čvorova A i B prema nultom čvoru N su U_a i U_b . Struje I_a i I_b iznose

$$I_a = \frac{U_a - U_b}{Z} = \frac{U_a}{Z} \left(1 - \frac{U_b}{U_a}\right) = U_a \frac{1-K}{Z}, \quad (6.43)$$

$$I_b = \frac{U_b - U_a}{Z} = \frac{U_b}{Z} \left(1 - \frac{U_a}{U_b}\right) = \frac{U_b}{Z} \left(1 - \frac{1}{K}\right), \quad (6.44)$$

gdje je

$$K = \frac{U_b}{U_a}. \quad (6.45)$$

Uvodimo oznake

$$Z_a = \frac{Z}{1-K}, \quad Z_b = \frac{ZK}{K-1}, \quad (6.46)$$

te relacije 6.43. i 6.44. glase

$$I_a = \frac{U_a}{Z_a}, \quad I_b = \frac{U_b}{Z_b}. \quad (6.47)$$

Relacije 6.47. kazuju da je I_a struja koju kroz impedanciju Z_a tjera napon U_a , dok je I_b struja koju kroz impedanciju Z_b tjera napon U_b . Pritom je impedancija Z_a spojena između točaka A i N između kojih djeluje napon U_a . Slično je impedancija Z_b spojena između točaka B i N . Drugim riječima mreža na slici 6.13. potpuno je ekvivalentna mreži na slici 6.14. Prilikom transformiranja mreže na slici 6.13. u mrežu na slici 6.14. treba izračunati impedancije Z_a i Z_b pomoću Z i K . Budući

da je K omjer napona U_b i U_a potrebno je nekim neovisnim postupkom odrediti K . Vidjet će se kasnije da u praktičkoj primjeni Millerova teorema ova činjenica ne predstavlja veći problem.

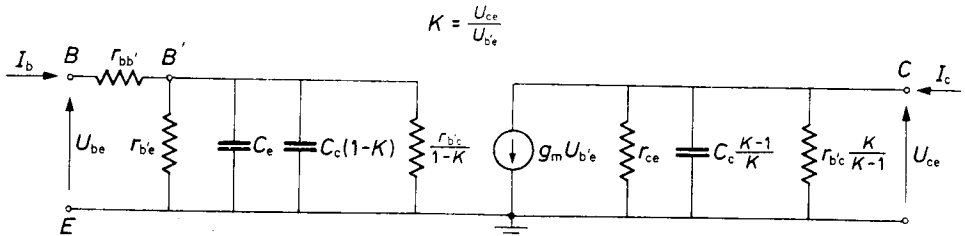
Ako je impedancija Z otpornik otpora R , relacije 6.46. daju

$$R_a = \frac{R}{1-K}, \quad R_b = \frac{RK}{K-1}. \quad (6.48)$$

Ako je impedancija Z realizirana u obliku kondenzatora kapaciteta C , bit će

$$C_a = C(1-K), \quad C_b = C \frac{K-1}{K}. \quad (6.49)$$

Millerov teorem može se primijeniti na modele bipolarnog i unipolarnog tranzistora na slikama 6.8. i 6.12. Ako se na slici 6.8. Millerov teorem primijeni na paralelnu kombinaciju otpora $r_{b'e}$ i kapaciteta C_c , dobiva se modificirana varijanta hibridnog π -modela bipolarnog tranzistora (sl. 6.15). Stapanjem paralelnih ot-



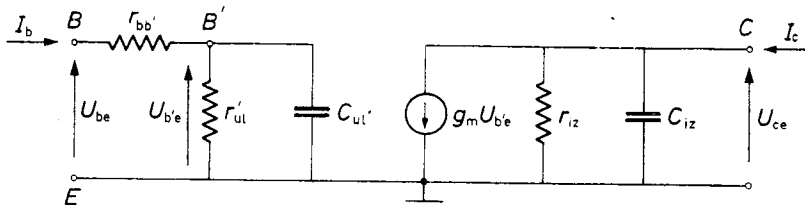
Slika 6.15. Modificirana varijanta hibridnog π -modela bipolarnog tranzistora

pornika i kondenzatora u ulaznom i izlaznom krugu dobiva se varijanta na slici 6.16. Značenja pojedinih parametara su sljedeća:

$$\begin{aligned} r'_{ul} &= r_{b'e} \parallel \frac{r_{b'c}}{1-K}, & r_{iz} &= r_{ce} \parallel r_{b'c} \frac{K}{K-1}, \\ C_{ul} &= C_e + C_c(1-K), & C_{iz} &= C_c \frac{K-1}{K}, \end{aligned} \quad (6.50)$$

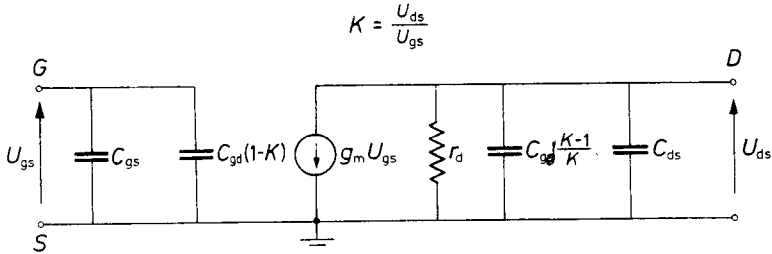
gdje je

$$K = \frac{U_{ce}}{U_{b'e}}. \quad (6.51)$$

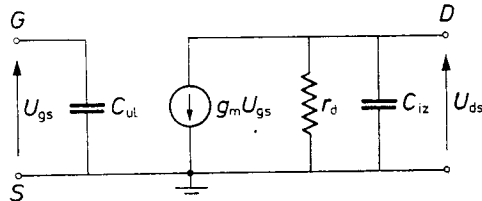


Slika 6.16. Modificirana varijanta hibridnog π -modela nakon stapanja paralelnih elemenata u ulaznom i izlaznom krugu

Primjenom Millerova teorema na model unipolarnog tranzistora na slici 6.12. može se kapacitet C_{gd} preslikati u ulazni i izlazni krug. Tako se dobiva modificirani model unipolarnog tranzistora na slici 6.17. Ako se paralelni kapaciteti stope,



Slika 6.17. Modificirani model unipolarnog tranzistora pri visokim frekvencijama



Slika 6.18. Modificirani model unipolarnog tranzistora pri visokim frekvencijama nakon stapanja paralelnih elemenata u ulaznom i izlaznom krugu

dobiva se jednostavnija varijanta na slici 6.18. Značenja pojedinih parametara na toj slici su sljedeća:

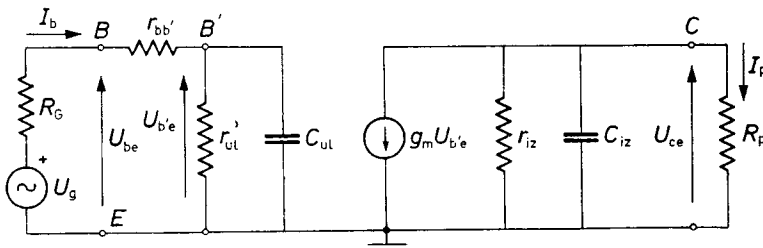
$$C_{ul} = C_{gs} + C_{gd}(1-K), \quad C_{iz} = C_{ds} + C_{gd} \frac{K-1}{K}, \quad (6.52)$$

gdje je

$$K = \frac{U_{ds}}{U_{gs}}. \quad (6.53)$$

6.5.4. Visokofrekvencijska svojstva pojačala u spoju zajedničkog emitera

Analizirat ćemo visokofrekvencijska svojstva pojačala u spoju zajedničkog emitera pod pretpostavkom da je na izlaz pojačala priključen čisti radni potrošač otpora R_p , a na ulaz izvor izmjeničnog signala elektromotorne sile U_g i unutrašnjeg

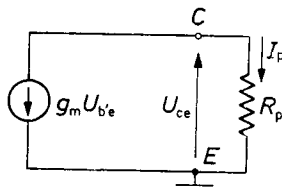


$$r'_{ul} = r_{b'e} \parallel \frac{r_{b'c}}{1-K} \quad r_{iz} = r_{ce} \parallel r_{b'c} \frac{K}{K-1}$$

$$C_{ul} = C_e + C_c(1-K) \quad C_{iz} = C_c \frac{K-1}{K} \quad K = \frac{U_{ce}}{U_{b'e}}$$

Slika 6.19. Model pojačala u spoju zajedničkog emitera za analizu visokofrekvencijskih svojstava

otpora R_G . U analizi ćemo se koristiti modelom bipolarnog tranzistora prikazanim na slici 6.16. Model cijelog sklopa s generatorom na ulazu prikazan je na slici 6.19. Ovaj model posjeduje dvije vremenske konstante, jednu u ulaznom i jednu u izlaznom krugu. Pokazat ćemo kasnije da će odziv sklopa biti najvećim dijelom određen vremenskom konstantom ulaznog kruga, jer je $C_{u1} \gg C_{iz}$, dok su omski otpori koji određuju vremenske konstante u oba kruga istog reda veličine. Kako je R_p tipično reda veličine 1 k Ω , može se zanemariti struja kroz otpor r_{iz} u odnosu na struju kroz R_p , te se otpor r_{iz} može ispustiti. Također se može zanemariti st-



Slika 6.20. Pojednostavnjeni model izlaznog kruga sa slike 6.19. kada je vremenska konstanta ulaznog kruga puno veća od vremenske konstante izlaznog kruga

ruja kroz C_{iz} u odnosu na struju kroz R_p , osim u području najviših frekvencija. U tom slučaju izlazni krug sklopa ima vrlo jednostavan model prikazan na slici 6.20. Iz tog kruga slijedi relacija

$$U_{ce} = I_p R_p = -g_m U_{b'e} R_p, \quad (6.54)$$

$$K = \frac{U_{ce}}{U_{b'e}} = -g_m R_p. \quad (6.55)$$

Iz relacija 6.50. i 6.55. slijedi

$$C_{u1} = C_e + C_c (1 + g_m R_p), \quad C_{iz} = C_c \frac{1 + g_m R_p}{g_m R_p}, \quad (6.56)$$

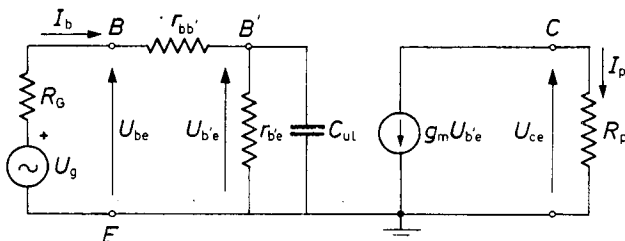
$$r'_{u1} = r_{b'e} \parallel \frac{r'_{b'e}}{1 + g_m R_p}, \quad r_{iz} = r_{ce} \parallel r'_{b'e} \frac{g_m R_p}{1 + g_m R_p}.$$

Kod realnih sklopova je redovito $g_m R_p \gg 1$, te se relacije 6.56. mogu pisati jednostavnije:

$$C_{u1} = C_e + C_c (1 + g_m R_p), \quad C_{iz} \simeq C_c, \quad (6.57)$$

$$r'_{u1} \simeq r_{b'e}, \quad r_{iz} \simeq r_{ce} \parallel r_{b'e} \simeq r_{ce}.$$

Pomoću relacija 6.57. i modela izlaznog kruga na slici 6.20, moguće je model na slici 6.19. prikazati jednostavnijim modelom na slici 6.21. Model na slici 6.21.



$$C_{u1} = C_e + C_c (1 + g_m R_p)$$

Slika 6.21. Pojednostavnjeni model pojačala u spoju zajedničkog emitera kada je vremenska konstanta ulaznog kruga puno veća od vremenske konstante izlaznog kruga

ukazuje na jedno značajno svojstvo pojačala u spoju zajedničkog emitera u području visokih frekvencija. Ulazni kapacitet sklopa sastavljen je od kapaciteta C_e koji djeluje između interne baze i emitera i kapaciteta $C_c(1+g_m R_p)$. To je kapacitet koji djeluje između interne baze i kolektora povećan $(1+g_m R_p)$ puta. Iako je C_e redovito dosta manji do C_e , preslikani kapacitet C_c će zbog navedenog povećanja iznosa u većini slučajeva biti istog reda veličine kao C_e . Ovaj efekt osjetnog povećanja iznosa ulazne kapacitivnosti sklopa zbog djelovanja kapaciteta C_c spojenog između ulaznog i izlaznog kruga zove se **Millerov efekt**. Relacije 6.56. i 6.57. pokazuju da isti efekt slabo djeluje na kapacitet izlaznog kruga i na omsku komponentu otpora ulaznog i izlaznog kruga.

Strujno pojačanje pojačala u spoju zajedničkog emitera u području visokih frekvencija prema slici 6.21. iznosi

$$A_I = \frac{I_p}{I_b} = -\frac{g_m U_{b'e}}{I_b} = -g_m \frac{r'_{be}}{1 + j\omega r_{b'e} C_{ul}}. \quad (6.58)$$

Budući da je $g_m r_{b'e} = h_{te}$ relacija 6.58. može se pisati u obliku

$$A_I = \frac{-h_{te}}{1 + j\omega r_{b'e} C_{ul}}. \quad (6.59)$$

Gornja granična frekvencija, odnosno frekvencija kod koje strujno pojačanje padne na $1/\sqrt{2}$ puta manji iznos od iznosa u području srednjih frekvencija, iznosi

$$f_{gI} = \frac{1}{2\pi r_{b'e} C_{ul}} = \frac{1}{2\pi r_{b'e} [C_e + C_c(1 + g_m R_p)]}. \quad (6.60)$$

Relacija 6.60. pokazuje da s porastom otpora potrošača R_p frekvencija f_{gI} opada, te Millerov efekt dovodi do sužavanja područja frekvencija u kojem ovaj sklop radi kao strujno pojačalo. U specijalnom slučaju, kada je $R_p = 0$, izraz 6.60. predstavlja gornju graničnu frekvenciju faktora strujnog pojačanja tranzistora u spoju zajedničkog emitera f_β :

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r'_{be}(C_e + C_c)}. \quad (6.61)$$

Pomoću relacije 6.61. relacija 6.60. može se pisati u obliku

$$f_{gI} = \frac{f_\beta}{1 + \frac{C_c}{C_e + C_c} g_m R_p}. \quad (6.62)$$

Pomoću relacije 6.60. relacija 6.59. može se prikazati u obliku

$$A_I = -\frac{h_{te}}{1 + j\frac{f}{f_{gI}}}. \quad (6.63)$$

Odredit ćemo frekvenciju f_{TI} kod koje $|A_I|$ pada na jedinični iznos. Iz relacije 6.63, pod pretpostavkom da je $h_{te}^2 > 1$, dobiva se

$$f_{TI} = f_{gI} h_{te}. \quad (6.64)$$

Kada je $R_p=0$, tada je $f_{TI}=f_T$, tj. f_T je frekvencija pri kojoj faktor strujnog pojačanja tranzistora u spoju zajedničkog emitera padne na jedinični iznos

$$f_T = f_{\beta} h_{fe} = \frac{h_{fe}}{2\pi r_{b'e}(C_e + C_c)} = \frac{g_m}{2\pi(C_e + C_c)}. \quad (6.65)$$

Fazni kut strujnog pojačanja prema relaciji 6.63. iznosi

$$\Phi_I = -\pi - \arctg \frac{f}{f_{gI}}. \quad (6.66)$$

Na gornjoj graničnoj frekvenciji f_{gI} fazni kut prema tome iznosi $\Phi_I = -\pi - \arctg 1 = -\frac{5}{4}\pi$. U području srednjih frekvencija, gdje parazitne kapacitivnosti ne dolaze do izražaja, fazni kut je $-\pi$ pri svim frekvencijama tog područja. U području visokih frekvencija zbog djelovanja parazitnih kapacitivnosti dolazi do porasta iznosa faznog kuta. Taj porast na gornjoj graničnoj frekvenciji iznosi $-\pi/4$, u odnosu na područje srednjih frekvencija.

Naponsko pojačanje prema slici 6.21. iznosi

$$A_V = \frac{U_{ce}}{U_{be}} = \frac{U_{ce}}{U_{b'e}} \cdot \frac{U_{b'e}}{U_{be}} = K \frac{Z_{b'e}}{r_{bb'} + Z_{b'e}}, \quad (6.67)$$

gdje je

$$Z_{b'e} = r_{b'e} \parallel \frac{1}{j\omega C_{ul}}. \quad (6.68)$$

Iz relacija 6.67. i 6.68, uz pomoć relacija 6.38. i 6.60. slijedi

$$A_V = -\frac{h_{fe} R_p}{h_{ie}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{gV}}} \quad (6.69)$$

gdje je f_{gV} gornja granična frekvencija naponskog pojačanja određena izrazom

$$f_{gV} = \frac{r_{bb'} + r_{b'e}}{r_{bb'}} f_{gI} = \frac{1}{2\pi C_{ul} r_{b'e} \parallel r_{bb'}}. \quad (6.70)$$

Relacija 6.70. pokazuje da je $f_{gV} > f_{gI}$. Budući da je $r_{b'e}$ obično oko 10 puta veći otpor od $r_{bb'}$ bit će i f_{gV} obično oko 10 puta veća frekvencija od f_{gI} . Usporedbom relacija 6.60. i 6.70. dolazi se do zaključka da f_{gV} , za razliku od f_{gI} , ovisi o serijskom otporu baze $r_{bb'}$.

Fazni kut naponskog pojačanja prema relaciji 6.69. iznosi

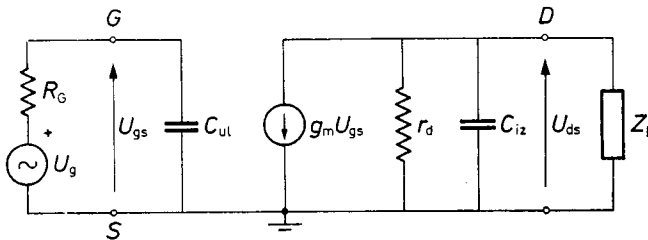
$$\Phi_V = -\pi - \arctg \frac{f}{f_{gV}}. \quad (6.71)$$

Provedena analiza bazirana je na pretpostavci da su visokofrekvencijska svojstva sklopa diktirana vremenskom konstantom ulaznog kruga. Ispravnost te pretpostavke može se lako dokazati ako otpor potrošača nije bitno veći od 1 k Ω . U tipičnom slučaju je $g_m = 50$ mA/V, $C_e = 100$ pF, $C_c = 1$ pF, $r_{bb'} = 100$ Ω , $r_{b'e} = 1000$ Ω . Pretpostavit ćemo da je $R_p = 1,5$ k Ω . Tada je $K = -g_m R_p = -50 \cdot 1,5 = -75$. Kapacitet C_{ul} iznosi $C_{ul} = C_e + C_c(1 + g_m R_p) = 100 + 1(1 + 75) = 176$ pF. Ako se računa strujno pojačanje, tada je odgovarajuća vremenska konstanta ulaznog kruga prema relaciji 6.60. određena izrazom $\tau_{ul} = r_{b'e} C_{ul} = 1000 \cdot 176 \cdot 10^{-12} =$

≈ 176 ns. Vremenska konstanta izlaznog kruga, uzme li se u obzir kapacitet C_{iz} , koji je zbog $K \gg 1$ praktički jednak C_c , iznosi $\tau_{iz} = C_c R_p = 10^{-12} \cdot 1500 = 1,5$ ns. U ovom je slučaju $\tau_{ul} = 117 \tau_{iz}$. Ako se računa naponsko pojačanje, tada je vremenska konstanta ulaznog kruga prema relaciji 6.70. jednaka $\tau_{ul} = C_{ul} r_{b'e} || r_{bb'}$. Budući da je $r_{b'e} || r_{bb'} = 1000 || 100 = 90,9 \Omega$, bit će $\tau_{ul} = 176 \cdot 10^{-12} \cdot 90,9 = 16$ ns, te je $\tau_{ul} = 10,7 \tau_{iz}$. Budući da je i za naponski i za strujni signal $\tau_{ul} \gg \tau_{iz}$, vremenska konstanta ulaznog kruga određuje visokofrekvencijska svojstva sklopa. Ako je međutim R_p reda veličine $10 \text{ k}\Omega$ ili veći, mora se uzeti u obzir i vremenska konstanta izlaznog kruga. Isti zaključak vrijedi i u slučaju kada je R_p reda veličine $1 \text{ k}\Omega$, ali potrošač ima kapacitivnu komponentu većeg iznosa.

6.5.5. Visokofrekvencijska svojstva pojačala u spoju zajedničkog uvoda

Analizirat ćemo visokofrekvencijska svojstva pojačala u spoju zajedničkog uvoda. Na ulaz je priključen generator izmjeničkog signala elektromotorne sile U_g i unutrašnjeg otpora R_g , a na izlaz potrošač impedancije Z_p (slika 6.22). Mo-



$$C_{ul} = C_{gs} + C_{gd} (1 - K) \quad C_{iz} = C_{ds} + C_{gd} \frac{K - 1}{K} \quad K = \frac{U_{ds}}{U_{gs}} = A_v$$

Slika 6.22. Model pojačala u spoju zajedničkog uvoda pri visokim frekvencijama

del sklopa za područje visokih frekvencija dobiven je primjenom modela unipolarnog tranzistora na slici 6.18. Iz izlaznog kruga na slici 6.22. slijedi izraz za napon U_{ds} :

$$U_{ds} = -g_m U_{gs} \frac{1}{\frac{1}{r_d} + \frac{1}{Z_p} + j\omega C_{iz}} \quad (6.72)$$

Ako se za C_{iz} uvrsti relacija 6.52, dobiva se, budući da je

$$K = \frac{U_{ds}}{U_{gs}} = A_v, \quad (6.73)$$

relacija za naponsko pojačanje A_v u obliku

$$A_v = \frac{g_m}{\frac{1}{r_d} + \frac{1}{Z_p} + j\omega C_{ds} + j\omega C_{gd} \frac{A_v - 1}{A_v}}. \quad (6.74)$$

Kako su pojačala s unipolarnim tranzistorom, posebno kada rade u kaskadnim spojevima, kapacitivno opterećena, impedanciju potrošača Z_p prikazat ćemo u obliku

$$\frac{1}{Z_p} = \frac{1}{R_p} + j\omega C_p. \quad (6.75)$$

Pomoću relacija 6.74. i 6.75. dobiva se za naponsko pojačanje izraz

$$A_v = \frac{-g_m + j\omega C_{gd}}{\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_p} + j\omega(C_{ds} + C_{gd} + C_p)}. \quad (6.76)$$

Kada se ω smanjuje, tj. kada $\omega \rightarrow 0$ pojačanje A_v teži referentnom iznosu A_{v0} :

$$A_{v0} = \frac{-g_m}{\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_p}} = -\mu \frac{R_p}{r_d + R_p} \quad (6.77)$$

Iz relacija 6.76. i 6.77. slijedi

$$A_v = A_{v0} \frac{1 - j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{f_2}}, \quad (6.78)$$

gdje je

$$f_1 = \frac{g_m}{2\pi C_{gd}}, \quad (6.79)$$

$$f_2 = \frac{r_d + R_p}{2\pi r_d R_p (C_{ds} + C_{gd} + C_p)}. \quad (6.80)$$

Iz relacija 6.77, 6.79 i 6.80. slijedi

$$\frac{f_2}{f_1} = -\frac{1}{A_{v0}} \cdot \frac{C_{gd}}{C_{ds} + C_{gd} + C_p}. \quad (6.81)$$

Kako je $-A_{v0}$ dosta veći od 1 i $C_{ds} + C_{gd} + C_p \gg C_{gd}$ u većini praktički interesantnih slučajeva bit će $f_2 < f_1$, te se član f/f_1 u brojniku relacije 6.78. može zanemariti u odnosu na član f/f_2 u nazivniku iste relacije. To vrijedi tako dugo dok je f dosta manje od f_1 . U tom slučaju se 6.78. može prikazati u jednostavnijem obliku:

$$A_v = \frac{A_{v0}}{1 + j \frac{f}{f_2}}. \quad (6.82)$$

Frekvencija f_2 sada ima značenje gornje granične frekvencije. Pomoću izraza 6.77. i 6.80. gornja granična frekvencija može se prikazati u obliku

$$f_{gv} = f_2 = -\frac{g_m}{2\pi A_{v0} (C_{ds} + C_{gd} + C_p)}. \quad (6.83)$$

Fazni kut naponskog pojačanja prema relaciji 6.82. približno iznosi

$$\Phi_V = -\pi - \arctg \frac{f}{f_{gv}}. \quad (6.84)$$

Kod tipičnih iznosa $g_m = 1 \text{ mA/V}$, $r_d = 50 \text{ k}\Omega$, $C_{gs} = 3 \text{ pF}$, $C_{ds} = 1 \text{ pF}$, $C_{gd} = 2 \text{ pF}$, $R_p = 20 \text{ k}\Omega$ i $C_p = 30 \text{ pF}$, bit će prema relacijama 6.77, 6.79. i 6.83. $A_{V0} = -14,28$, $f_1 = 79,5 \text{ MHz}$, $f_{gv} = f_2 = 337 \text{ kHz}$. Budući da je $f_2/f_1 = 4,25 \cdot 10^{-3}$, može se primijeniti aproksimativni izraz za naponsko pojačanje u obliku 6.82. i aproksimativni izraz za gornju graničnu frekvenciju u obliku 6.83.

6.5.6. Utjecaj Millerova efekta na ulaznu vodljivost pojačala u spoju zajedničkog emitera i zajedničkog uvida

Analizirat ćemo utjecaj Millerova efekta na ulaznu vodljivost pojačala u spoju zajedničkog emitera i zajedničkog uvida. U analizi tog utjecaja kod pojačala u spoju zajedničkog emitera poći ćemo od modela sklopa na slici 6.21. ali ćemo uzeti u obzir djelovanje kapaciteta C_{iz} , koji je zbog $|K| > 1$ praktički jednak C_e . U tom slučaju u izraz 6.55. pri računanju faktora K treba umjesto R_p uvrstiti paralelnu kombinaciju $R_p || (j\omega C)^{-1}$, što vodi na

$$K = \frac{U_{ce}}{U_{b'e}} = -g_m \frac{R_p}{1 + j\omega R_p C_e}. \quad (6.85)$$

Vodljivost sklopa, mjerena između interne baze B' i emitera E na slici 6.21. iznosi

$$Y = \frac{1}{r_{b'e}} + j\omega C_{u1} = \frac{1}{r_{b'e}} + j\omega [C_e + C_e(1-K)]. \quad (6.86)$$

Ako se u relaciju 6.86. uvrsti 6.85, dobiva se za vodljivost Y izraz

$$Y = \frac{1}{r_{b'e}} + g_m \frac{(\omega R_p C_e)^2}{1 + (\omega R_p C_e)^2} + j\omega \left[C_e + C_e \left(1 + \frac{g_m R_p}{1 + (\omega R_p C_e)^2} \right) \right]. \quad (6.87)$$

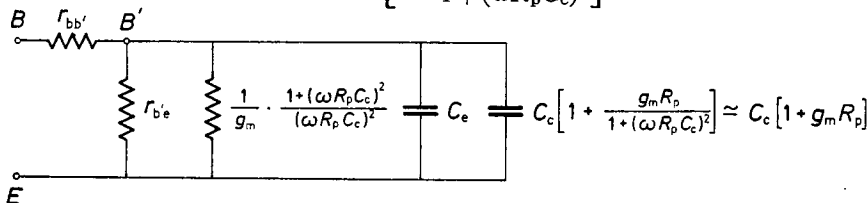
Vodljivost Y može se prikazati u obliku

$$Y = \frac{1}{r} + j\omega C, \quad (6.88)$$

gdje je

$$\frac{1}{r} = \frac{1}{r_{b'e}} + g_m \frac{(\omega R_p C_e)^2}{1 + (\omega R_p C_e)^2}, \quad (6.89)$$

$$C = C_e + C_e \left[1 + \frac{g_m R_p}{1 + (\omega R_p C_e)^2} \right]. \quad (6.90)$$



Slika 6.23. Model ulaznog kruga pojačala u spoju zajedničkog emitera pri visokim frekvencijama

U skladu s relacijama 6.88, 6.89, 6.90. i slikom 6.21, ulazni krug pojačala može se prikazati modelom na slici 6.23. Ako je npr. $g_m = 50 \text{ mA/V}$, $C_e = 100 \text{ pF}$, $C_c = 1 \text{ pF}$, $r_{bb'} = 100 \Omega$, $r_{b'e} = 1000 \Omega$, $R_p = 1500 \Omega$, izračunat ćemo iznose komponentenata modela ulaznog kruga na slici 6.23, na gornjoj graničnoj frekvenciji naponskog pojačanja f_{gV} . Prema relaciji 6.70. frekvencija f_{gV} iznosi približno 10 MHz. Veličina $(\omega R_p C_c)^2$ u tom slučaju iznosi $8,88 \cdot 10^{-3}$, te relacija 6.90. dobiva jednostavniji oblik $C \approx C_e + C_c(1 + g_m R_p) = 176 \text{ pF}$. Relacija 6.89. daje za otpor r iznos 694Ω .

Provedena analiza pokazuje da na dovoljno visokim frekvencijama Millerov efekt djeluje ne samo na povećanje ulazne kapacitivnosti sklopa, već i na povećanje radne komponente ulazne vodljivosti.

Ovdje je potrebno istaknuti da prilikom računanja gornje granične frekvencije naponskog pojačanja f_{gV} prema relaciji 6.70. nije uzeto u obzir djelovanje Millerova efekta na radnu komponentu ulazne vodljivosti sklopa. To zanemarenje međutim ne utječe značajnije na točnost frekvencije f_{gV} računane prema izrazu 6.70. Naime ako se f_{gV} računa na bazi modela ulaznog kruga na slici 6.23, tada član $r_{b'e} || r_{bb'}$ u izrazu 6.70. treba nadomjestiti članom $r || r_{bb'}$. Budući da u gornjem slučaju $r_{b'e} || r_{bb'}$ iznosi $90,9 \Omega$, a $r || r_{bb'}$ iznosi $87,4 \Omega$, razlika frekvencije f_{gV} računane prema modelu na slikama 6.21. i 6.23. iznositi će samo 4 %.

Na isti se način računa ulazna vodljivost pojačala u spoju zajedničkog uvoda u području visokih frekvencija. Prema slici 6.18. i relacijama 6.52, 6.73, 6.82. i 6.83. ulazna vodljivost iznosi

$$Y = j\omega C_{ul} = j\omega [C_{gs} + C_{gd}(1 - A_{vo})] = j\omega \left[C_{gs} + C_{gd} \left(1 - \frac{A_{vo}}{1 + j \frac{f}{f_{gV}}} \right) \right]. \quad (6.91)$$

Ograničit ćemo se, radi jednostavnosti, na područje frekvencija u kojem je $f < 0,3 f_{gV}$. U tom području relacija 9.91. daje, uz zanemarenje $(f/f_{gV})^2$ u odnosu na jedinicu, približan izraz za ulaznu vodljivost

$$Y = -2\pi C_{gd} A_{vo} \frac{f^2}{f_{gV}} + j\omega [C_{gs} + C_{gd}(1 - A_{vo})]. \quad (6.92)$$

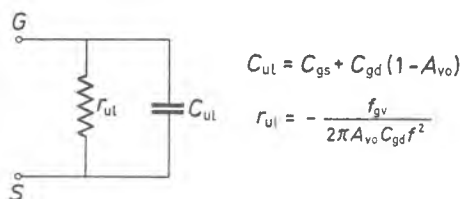
Ulazna vodljivost je dakle određena paralelnom kombinacijom otpora

$$r_{ul} = \frac{f_{gV}}{-2\pi C_{gd} A_{vo} f^2}, \quad (6.93)$$

i kapaciteta

$$C_{ul} = C_{gs} + C_{gd}(1 - A_{vo}). \quad (6.94)$$

Model ulaznog kruga prikazan je na slici 6.24. Ako je npr. $g_m = 1 \text{ mA/V}$, $r_d = 50 \text{ k}\Omega$, $C_{gs} = 3 \text{ pF}$, $C_{gd} = 2 \text{ pF}$, $R_p = 20 \text{ k}\Omega$ i $C_p = 30 \text{ pF}$, bit će $A_{vo} = -14,28$



Slika 6.24. Model ulaznog kruga pojačala u spoju zajedničkog uvoda

$f_{gV}=337$ kHz. Na frekvenciji signala $f=100$ kHz relacije 6.93. i 6.94. daju $r_{u1}=187$ k Ω i $C_{u1}=33,56$ pF.

I u ovom slučaju Millerov efekt dovodi do značajnog povećanja ulazne kapacitivnosti sklopa te do pojave radne komponente u ulaznoj vodljivosti.

Prilikom računanja dinamičkih karakteristika kaskadnih spojeva ovu pojavu treba uzeti u obzir tako da se za svaki stupanj u kaskadi ulazna vodljivost Y idućeg stupnja tretira kao opterećenje na izlaznim stezaljkama.

6.5.7. Produkt pojačanje—širina pojasa

Ovdje će se definirati često primjenjivani parametar pojačala poznat pod nazivom produkt pojačanje—širina pojasa. Pod pojačanjem ovdje se podrazumijeva referentno naponsko (ili strujno) pojačanje, a pod širinom pojasa razlika gornje i donje granične frekvencije naponskog (ili strujnog) pojačanja. U većini slučajeva je gornja granična frekvencija puno veća od donje, pa je širina pojasa praktički jednaka gornjoj graničnoj frekvenciji. Pri računanju produkta pojačanje—širina pojasa upotrebljava se apsolutni iznos referentnog pojačanja. Ovdje ćemo odrediti produkt pojačanje—širina pojasa za pojačalo u spoju zajedničkog uvoda i za pojačalo u spoju zajedničkog emitera. Za pojačalo u spoju zajedničkog uvoda iz relacije 6.83. direktno slijedi produkt pojačanje—širina pojasa:

$$B|A_{Vo}|=f_{gV}|A_{Vo}|=\frac{g_m}{2\pi(C_{ds}+C_{gd}+C_p)}. \quad (6.95)$$

U tipičnom slučaju $g_m=1$ mA/V, $C_{ds}=1$ pF, $C_{gd}=2$ pF, $C_p=30$ pF te je $f_{gV}|A_{Vo}|=4,82$ MHz.

To znači da se uz referentno pojačanje jednako jedinici ili veće od jedinice ne može u ovom slučaju postići gornja granična frekvencija veća od 4,82 MHz. Ako se želi postići $|A_{Vo}|=10$, tada bi gornja granična frekvencija iznosila samo 482 kHz. Bolja je situacija u slučaju čisto omskog potrošača na izlazu. U tom je slučaju $C_p=0$ i relacija 6.95. daje za zadane vrijednosti parametara g_m , C_{ds} i C_{gd} produkt pojačanje—širina pojasa 53 MHz. Relacija 6.95. pokazuje da produkt $B|A_{Vo}|$ ovisi o položaju statičke radne točke, odnosno o istosmjernoj struji odvoda I_{DQ} . Prema relaciji 4.33. strmina g_m proporcionalna je sa $\sqrt{I_{DQ}}$, te se povećavanjem struje odvoda u statičkoj radnoj točki može povećavati produkt pojačanje—širina pojasa.

Sklopovi s bipolarnim tranzistorom mogu u općem slučaju pojačavati i napon i struju, te se može definirati produkt pojačanje—širina pojasa i za naponski i za strujni signal. Kod pojačala u spoju zajedničkog emitera, uz $h_{0e}R_p \leq 0,1$ iz relacija 6.59, 6.60, 6.39. i 6.57. slijedi izraz za produkt pojačanje—širina pojasa za strujni signal:

$$B|A_{Io}|=f_{gI}|A_{Io}|=\frac{g_m}{2\pi[C_e+C_e(1+g_mR_p)]}. \quad (6.96)$$

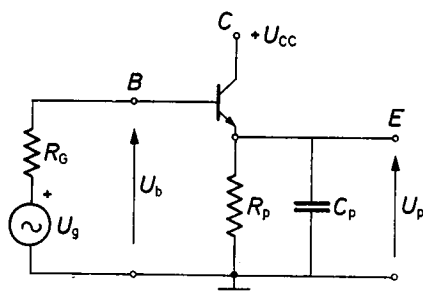
Slično se, pomoću relacija 6.69, 6.70, 6.57, 6.39. i 6.38. dobiva produkt pojačanje—širina pojasa za naponski signal:

$$B|A_{Vo}|=f_{gV}|A_{Vo}|=\frac{g_mR_p}{2\pi r_{bb'}[C_e+C_e(1+g_mR_p)]}. \quad (6.97)$$

U tipičnom slučaju $g_m = 50 \text{ mA/V}$, $C_e = 100 \text{ pF}$, $C_c = 1 \text{ pF}$, $r_{bb'} = 100 \Omega$, $R_p = 1500 \Omega$, te prema relacijama 6.96. i 6.97. veličina $f_{gI}|A_{I0}|$ iznosi 45,2 MHz, a $f_{gV}|A_{V0}|$ iznosi 678 MHz. Navedene vrijednosti su tipične, ali će u konkretnom slučaju vrijednosti biti veće ili manje od navedenih, ovisno o radnoj točki tranzistora, priključenom potrošaču i parazitnim kapacitivnostima.

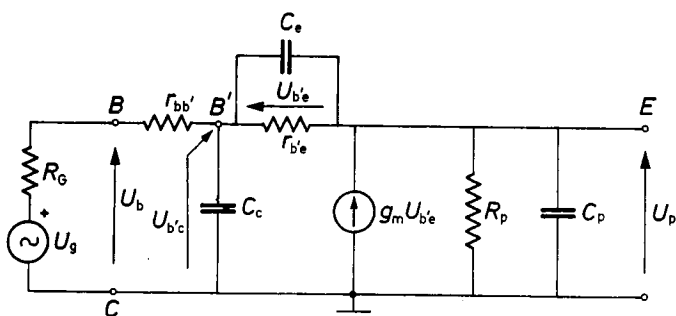
6.5.8. Visokofrekvencijska svojstva pojačala u spoju zajedničkog kolektora

Analizirat ćemo visokofrekvencijska svojstva pojačala s bipolarnim tranzistorom u spoju zajedničkog kolektora, odnosno emitterskog sljedila, polazeći od sheme na slici 6.25. Na slici nije prikazana mreža otpornika za podešavanje sta-



Slika 6.25. Pojačalo u spoju zajedničkog kolektora s kapacitivnim potrošačem

tičke radne točke. Potrošač je prikazan paralelnom kombinacijom otpora R_p i kapaciteta C_p , jer se, zbog niskog izlaznog otpora, emittersko sljedilo često koristi za „tjeranje“ kapacitivnih potrošača. Ako se tranzistor nadomjesti hibridnim π -sklopom, dobiva se model emitterskog sljedila na slici 6.26. U modelu su ispušteni



Slika 6.26. Model pojačala u spoju zajedničkog kolektora pri visokim frekvencijama

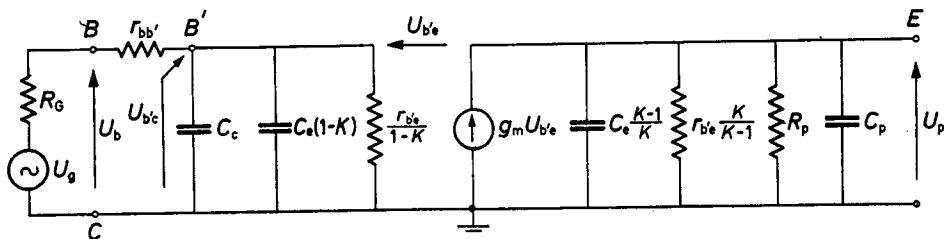
otpori $r_{b'e}$ i $r_{e'e}$ zbog njihovih vrlo visokih iznosa i zanemarivog djelovanja na svojstva sklopa. Impedanciju između točaka B' i E , koju čini paralelna kombinacija kapaciteta C_e i otpora $r_{b'e}$, preslikat ćemo primjenom Millerova teorema u ulazni i izlazni krug. Faktor K , pomoću kojeg se vrši preslikavanje, u ovom slučaju iznosi

$$K = \frac{U_p}{U_{b'e}} = \frac{U_p}{U_b} \cdot \frac{U_b}{U_{b'e}} = A_V \frac{U_b}{U_{b'e}}. \quad (6.98)$$

Kako je otpor $r_{bb'}$ reda veličine 100Ω i ulazni otpor emitorskog sljedila vrlo visok, napon U_b praktički je jednak $U_{b'e}$, te je faktor K približno jednak naponskom pojačanju A_V , tj.

$$K \simeq A_V. \quad (6.99)$$

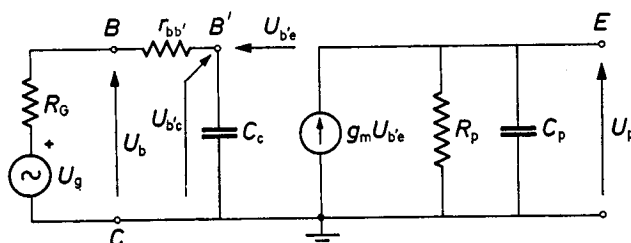
Budući da je $A_V \simeq 1$ (osim u području iznad gornje granične frekvencije), utjecaj Millerova efekta ovdje neće biti ni približno tako značajan kao kod pojačala u spoju zajedničkog emitera. Primjenom Millerova teorema na paralelnu kombinaciju kapaciteta C_e i otpora $r_{b'e}$ dobiva se model emitorskog sljedila na slici 6.27. Toč-



Slika 6.27. Model pojačala u spoju zajedničkog kolektora pri visokim frekvencijama nakon primjene Millerova teorema

na analiza modela na slici 6.27. daje komplicirane analitičke izraze za dinamičke karakteristike emitorskog sljedila, pa ćemo model na slici 6.27. pojednostavniti u najvećoj mogućoj mjeri. Poći ćemo od realno prihvatljive pretpostavke da je $1-K \simeq 0$. U tom slučaju relativno komplicirani model na slici 6.27. prelazi u jednostavan model na slici 6.28. Iz izlaznog kruga slijedi relacija

$$U_p = g_m U_{b'e} \frac{R_P}{1 + j\omega R_P C_P}. \quad (6.100)$$



Slika 6.28. Pojednostavljeni model pojačala u spoju zajedničkog kolektora pri visokim frekvencijama

Napon $U_{b'e}$ može se izraziti u obliku

$$U_{b'e} \simeq U_b - U_p. \quad (6.101)$$

Iz relacija 6.99, 6.100. i 6.101. slijedi

$$A_V = \frac{U_p}{U_b} \simeq K = \frac{A_{V0}}{1 + j \frac{f}{f_{gV}}}, \quad (6.102)$$

gdje je A_{V0} referentno naponsko pojačanje određeno izrazom

$$A_{V0} = \frac{g_m R_P}{1 + g_m R_P}, \quad (6.103)$$

a f_{gV} gornja granična frekvencija naponskog pojačanja određenog izrazom

$$f_{gV} = \frac{1 + g_m R_p}{2\pi R_p C_p}. \quad (6.104)$$

Budući da je redovito $g_m R_p \gg 1$, bit će $A_{V0} \approx 1$ i

$$f_{gV} \approx \frac{g_m}{2\pi C_p}. \quad (6.105)$$

Relacija 6.105. vrijedit će tako dugo dok je vremenska konstanta izlaznog kruga na slici 6.28. puno veća od vremenske konstante ulaznog kruga. Ako se relacija 6.105. prikaže u obliku

$$f_{gV} = \frac{1}{2\pi T_p}, \quad (6.106)$$

gdje je

$$T_p = \frac{C_p}{g_m}, \quad (6.107)$$

vremenska konstanta izlaznog kruga, relacija 6.105, vrijedit će ako je

$$T_p \gg (R_G + r_{bb'}) C_c. \quad (6.108)$$

Član na desnoj strani je vremenska konstanta ulaznog kruga. Iz relacije 6.107. i 6.108. slijedi za C_p iznos

$$C_p \gg g_m (R_G + r_{bb'}) C_c. \quad (6.109)$$

Ako je npr. $g_m = 50 \text{ mA/V}$, $R_G + r_{bb'} = 500 \Omega$, $C_c = 1 \text{ pF}$, relacija 6.105. daje približno točan iznos gornje granične frekvencije naponskog pojačanja samo ako je $C_p \gg 25 \text{ pF}$. Ako uvjet 6.109. nije ispunjen, tada se naponsko pojačanje sklopa dobiva množenjem izraza na desnoj strani relacije 6.102. članom $U_{b'e}/U_b$, koji prema slici 6.28. iznosi

$$\frac{U_{b'e}}{U_b} = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{g2}}}, \quad (6.110)$$

gdje je

$$f_{g2} = \frac{1}{2\pi r_{bb'} C_c}. \quad (6.111)$$

Na taj se način za naponsko pojačanje A_V dobiva izraz

$$A_V = \frac{A_{V0}}{\left(1 + j \frac{f}{f_{g1}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{g2}}\right)}. \quad (6.112)$$

Ovdje je umjesto frekvencije f_{gV} u prvom članu označena frekvencija f_{g1} koja je također određena relacijom 6.105, ali je ovdje uzeta druga oznaka jer ta frekvencija više ne predstavlja gornju graničnu frekvenciju. Referentno pojačanje A_{V0} i u ovom slučaju određeno je relacijom 6.103. Kako relacija 6.112. ima isti oblik kao relacija 6.20, sve što je rečeno o određivanju gornje granične frekvencije sistema opisanog relacijom 6.20, vrijedi i u ovom slučaju.

Odredit ćemo ulaznu vodljivost emitterskog sljedila između točaka B' i C pomoću točnijeg modela na slici 6.27. Ta se vodljivost, zbog malog iznosa otpora $r_{bb'}$ može poistovjetiti s vodljivošću između točaka B i C , te je

$$Y_{B'C} = Y_{BC} = \frac{1-K}{r_{b'e}} + j\omega [C_c + C_e(1-K)]. \quad (6.113)$$

Pomoću relacije 6.102. relacija 6.113. može se prikazati u obliku

$$Y_{B'C} = \frac{1}{r_{b'e}} \cdot \frac{(1-A_{v0}) + j \frac{f}{f_{gV}}}{1 + j \frac{f}{f_{gV}}} + j\omega \left[C_c + C_e \frac{(1-A_{v0}) + j \frac{f}{f_{gV}}}{1 + j \frac{f}{f_{gV}}} \right]. \quad (6.114)$$

Kako je za faktor K uvrštena relacija 6.102, implicitno je prepostavljeno da vremenska konstanta izlaznog kruga određuje visokofrekvencijsku vodljivost sklopa. Budući da je $A_{v0} \approx 1$, brojnici u relaciji 6.114. puno više ovise o frekvenciji nego nazivnici. Zato se, nakon racionaliziranja odgovarajućih kompleksnih razlomaka, kada je $f \leq 0,3 f_{gV}$, može zanemariti član $(f/f_{gV})^2$ u odnosu na jedinicu, pa se nakon kraćeg računanja dobiva

$$Y_{B'C} \approx \frac{1}{r_{b'e}} \left[1 - A_{v0} + \left(\frac{f}{f_{gV}} \right)^2 \right] - 2\pi A_{v0} C_e \frac{f^2}{f_{gV}} + j\omega \left\{ C_c + C_e \left[1 - A_{v0} + \left(\frac{f}{f_{gV}} \right)^2 \right] + \frac{A_{v0}}{2\pi r_{b'e} f_{gV}} \right\}. \quad (6.115)$$

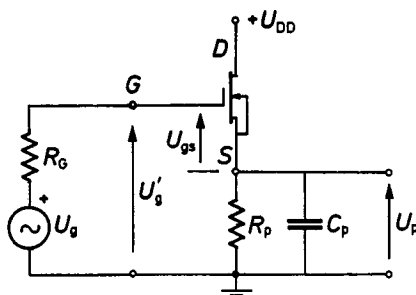
I omska i kapacitivna komponenta ulazne vodljivosti ovise o frekvenciji signala. Iznos ulazne vodljivosti vrlo je mali. Ako je npr. $r_{b'e} = 1\,000\,\Omega$, $g_m = 50\,\text{mA/V}$, $R_p = 1\,500\,\Omega$, $C_p = 50\,\text{pF}$, $r_{bb'} = 50\,\Omega$, $R_G = 100\,\Omega$, $C_c = 1\,\text{pF}$, $C_e = 20\,\text{pF}$ i $f = 40\,\text{MHz}$, bit će ispunjen uvjet 6.109, te je gornja granična frekvencija naponskog pojačanja određena relacijom 6.105. i iznosi $159\,\text{MHz}$. Referentno naponsko pojačanje prema relaciji 6.103. iznosi $A_{v0} = 0,99$. U tom slučaju relacija 6.115. daje $Y_{B'C} = -1,17 \cdot 10^{-3} + j\omega \cdot 3,5 \cdot 10^{-12}\,\text{S}$. Ulazna vodljivost može se u ovom slučaju prikazati paralelnom kombinacijom omske vodljivosti $-1,17 \cdot 10^{-3}\,\text{S}$ i kapaciteta $3,5\,\text{pF}$. Ovdje treba uočiti važnu činjenicu da emittersko sljedilo na zadanoj frekvenciji posjeduje negativnu omsku komponentu ulazne vodljivosti između točaka B' i C , te će u tim uvjetima biti sklono spontanim oscilacijama ako generator ulaznog signala posjeduje induktivnu komponentu izlazne impedancije. Iz izraza 6.115. lako se može odrediti granična frekvencija f_0 , kod koje realni dio vodljivosti $Y_{B'C}$ mijenja predznak. Ta frekvencija iznosi

$$f_0 = f_{gV} \sqrt{\frac{(1-A_{v0}) C_p}{A_{v0} h_{te} C_e - C_p}}. \quad (6.116)$$

U zadanom slučaju frekvencija f_0 iznosi $4,19\,\text{MHz}$, te omska komponenta vodljivosti $Y_{B'C}$ ima pozitivan predznak samo kada je frekvencija signala $f < 4,19\,\text{MHz}$.

6.5.9. Visokofrekvencijska svojstva pojačala u spoju zajedničkog odvoda

Pojačalo u spoju zajedničkog odvoda, s potrošačem sastavljenim od paralelne kombinacije otpora R_p i kapaciteta C_p , prikazano je na slici 6.29. Na slici nije prikazana mreža otpornika za podešavanje statičke radne točke. Zamjenom unipolarnog tranzistora nadomjesnim sklopom za područje visokih frekvencija do-



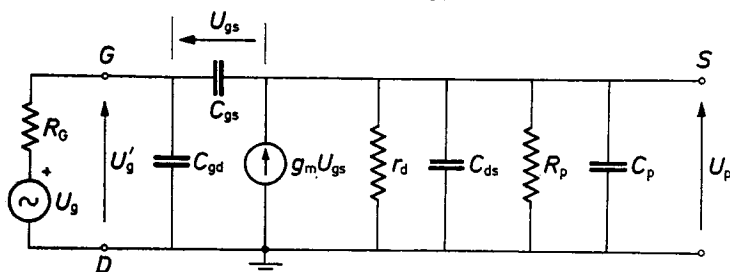
Slika 6.29. Pojačalo u spoju zajedničkog odvoda s kapacitivnim potrošačem

biva se model sklopa na slici 6.30. Primjenom Millerova teorema na kapacitet C_{gs} dobiva se model sklopa na slici 6.31. Faktor K određen je relacijom

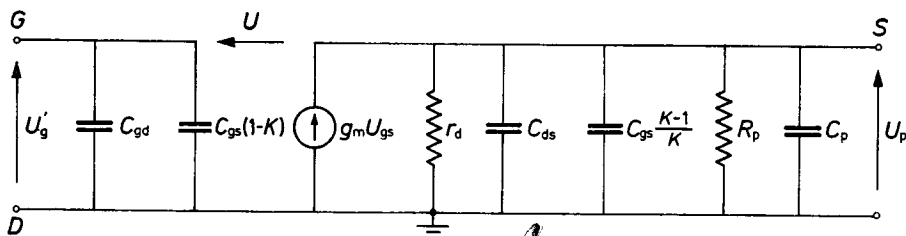
$$K = \frac{U_p}{U'_g} \quad (6.117)$$

Napon U_{gs} iznosi

$$U_{gs} = U'_g - U_p = U'_g \left(1 - \frac{U_p}{U'_g} \right) = U'_g (1 - K). \quad (6.118)$$



Slika 6.30. Model pojačala u spoju zajedničkog odvoda pri visokim frekvencijama



Slika 6.31. Model pojačala u spoju zajedničkog odvoda pri visokim frekvencijama nakon primjene Millerova teorema

Iz izlaznog kruga na slici 6.31. slijedi

$$U_p = \frac{g_m U_{gs}}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{r_d} + j\omega \left(C_{ds} + C_{gs} \frac{K-1}{K} + C_p \right)}. \quad (6.119)$$

Iz relacija 6.117, 6.118, 6.119. slijedi za faktor K , koji je jednak naponskom pojačanju A_v , izraz

$$K = A_v = \frac{g_m + j\omega C_{gs}}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{r_d} + g_m + j\omega (C_{ds} + C_{gs} + C_p)} \quad (6.120)$$

Kada $\omega \rightarrow 0$ dobiva se referentno naponsko pojačanje A_{v0}

$$A_{v0} = \frac{\mu R_p}{r_d + (1 + \mu) R_p}. \quad (6.121)$$

Pomoću relacije 6.121, relacija 6.120. može se prikazati u obliku

$$A_v = A_{v0} \frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{f_2}}, \quad (6.122)$$

gdje je

$$f_1 = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}}, \quad (6.12)$$

$$f_2 = \frac{g_m}{2\pi A_{v0} (C_{ds} + C_{gs} + C_p)}. \quad (6.124)$$

Budući da je $A_{v0} \approx 1$ i redovito $C_{ds} + C_p \gg C_{gs}$, frekvencija f_1 je dosta veća od f_2 , te za sve frekvencije do frekvencije f_2 vrijedi približno

$$A_v \approx \frac{A_{v0}}{1 + j \frac{f}{f_{gv}}}, \quad (6.125)$$

gdje je $f_{gv} \approx f_2$ gornja granična frekvencija naponskog pojačanja.

Ako je npr. $g_m = 1 \text{ mA/V}$, $r_d = 50 \text{ k}\Omega$, $C_{gs} = 3 \text{ pF}$, $C_{ds} = 1 \text{ pF}$, $C_{gd} = 2 \text{ pF}$, $R_p = 20 \text{ k}\Omega$, $C_p = 30 \text{ pF}$, bit će $A_{v0} = 0,93$, $f_1 = 53 \text{ MHz}$ i $f_2 = 5 \text{ MHz}$. Budući da je $f_1 \gg f_2$ frekvencija f_2 predstavlja gornju graničnu frekvenciju naponskog pojačanja.

Ulazna vodljivost, mjerena između točaka G i D , na slici 6.31. iznosi

$$Y_{GD} = j\omega [C_{gd} + C_{gs}(1 - K)]. \quad (6.126)$$

Primjenom relacije 6.125. dobiva se

$$Y_{GD} = j\omega \left[C_{gd} + C_{gs} \frac{1 - A_{v0} + j \frac{f}{f_{gv}}}{1 + j \frac{f}{f_{gv}}} \right]. \quad (6.127)$$

Za područje frekvencija u kojem je $f \leq 0,3 f_{gV}$, dobiva se, nakon racionaliziranja razlomka u zagradi, približan izraz

$$Y_{GD} \simeq -2\pi A_{V0} \frac{f^2}{f_{gV}} C_{gs} + j\omega \left[C_{gs} \left(1 - A_{V0} + \frac{f^2}{f_{gV}^2} + C_{gd} \right) \right]. \quad (6.128)$$

Realna komponenta ulazne vodljivosti ima negativan predznak, te i ovdje postoji opasnost od pojave oscilacija ako u izlaznoj impedanciji prethodnog stupnja postoji induktivna komponenta. Ulazni kapacitet je mali zbog neznatnog djelovanja Millerova efekta. Pri frekvenciji $f=1$ MHz, uz ostale vrijednosti jednake ranije zadanim, dobiva se realni dio ulazne vodljivosti $-3,5 \cdot 10^{-8}$ S i ulazni kapacitet 2,3 pF.

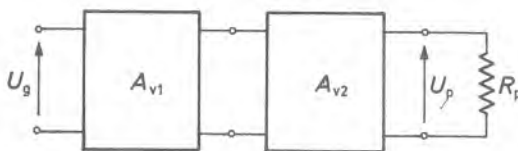
6.6. Visokofrekvencijske karakteristike kaskadnih spojeva

Vidjeli smo na primjeru osnovnih sklopova s bipolarnim i unipolarnim tranzistorom da točna matematička analiza pojava u području visokih frekvencija nije jednostavna. Situacija je još znatno složenija pri analizi visokofrekvencijskih svojstava kaskadnih spojeva. U tom se slučaju za frekvencijske karakteristike dobivaju nepregledni matematički izrazi nepogodni za praktičku primjenu. Donekle jednostavni matematički izrazi mogu se dobiti samo kod dvostepenih kaskadnih pojačala, ali i u tom slučaju uz određena pojednostavnjenja i zanemarenja. Relativno je jednostavna matematička analiza kaskade sastavljene od većeg broja međusobno nezavisnih stupnjeva. Pojam nezavisan ovdje znači da svako pojačalo u kaskadi ima iste karakteristike kao kada radi samo za sebe. Navedeno svojstvo u općem slučaju nemaju pojačala s bipolarnim tranzistorom, ali se tom svojstvu mogu u određenoj mjeri približiti pojačala s MOS FET-om. To posebno vrijedi za pojačala s MOS FET-om dobivenim postupkom implantacije iona u dio kanala prema odvodu, čime se izbjegava prekrivanje metala upravljačke elektrode i područja odvoda. Posljedica je značajno smanjenje kapaciteta C_{gd} , te je, u prvoj aproksimaciji, unatoč djelovanju Millerova efekta, ulazni krug svakog stupnja izoliran od izlaznog kruga. U tom slučaju nema djelovanja jednog stupnja na svojstva drugog stupnja, svaki je stupanj odvojen od ostatka kaskade, te je analiza kaskadnog spoja jednostavna.

Na slici 6.32. shematski je prikazano dvostepeno pojačalo s međusobno nezavisnim stupnjevima naponskog pojačanja A_{V1} i A_{V2} . Pretpostavit ćemo da su A_{V1} i A_{V2} određeni relacijom oblika 6.82, tj. da je

$$A_{V1} = \frac{A_{V01}}{1 + j \frac{f}{f_{gV1}}} \quad (6.129)$$

$$A_{V2} = \frac{A_{V02}}{1 + j \frac{f}{f_{gV2}}}, \quad (6.130)$$



Slika 6.32. Shematski prikaz dvostepenog kaskadnog spoja

gdje su A_{V01} i A_{V02} referentna pojačanja, a f_{gV1} i f_{gV2} gornje granične frekvencije stupnjeva. Naponsko pojačanje kaskade prema relaciji 5.4. je

$$A_V = A_{V1} A_{V2} = \frac{A_{V01} A_{V02}}{\left(1 + j \frac{f}{f_{gV1}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{gV2}}\right)}. \quad (6.131)$$

Referentno pojačanje kaskade je

$$A_{V0} = A_{V01} A_{V02}. \quad (6.132)$$

Budući da je relacija 6.131 istog oblika kao relacija 6.20, amplitudna i fazna karakteristika bit će kao na slici 6.5. Pritom u amplitudnoj karakteristici na slici 6.5a treba veličinu $|A|$ na ordinati tretirati kao $|A_V/A_{V0}|$. Gornja granična frekvencija određena je u ovom slučaju relacijom 6.24. Ako je $A_{V01} = A_{V02}$ i $f_{gV1} = f_{gV2}$, relacija 6.131. prelazi u

$$A_V = \frac{A_{V01}^2}{\left(1 + j \frac{f}{f_{gV1}}\right)^2}. \quad (6.133)$$

U tom slučaju prema relaciji 6.24. gornja granična frekvencija naponskog pojačanja iznosi $f_{gV} = 0,64 f_{gV1}$.

Ako se u kaskadnom spoju nalazi n identičnih međusobno nezavisnih stupnjeva, naponsko pojačanje iznosi

$$A_V = \frac{A_{V01}^n}{\left(1 + j \frac{f}{f_{gV1}}\right)^n} \quad (6.134)$$

Budući da je $A_{V01}^n = A_{V0n}$ referentno naponsko pojačanje kaskade od n identičnih stupnjeva, gornja granična frekvencija kaskade f_{gn} određena je relacijom

$$\frac{A_{V0n}}{\left[1 + \left(\frac{f_{gn}}{f_{gV1}}\right)^2\right]^{\frac{n}{2}}} = \frac{A_{V0n}}{\sqrt{2}}. \quad (6.135)$$

Rješenjem gornje jednadžbe po f_{gn} dobiva se

$$f_{gn} = f_{gV1} \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}. \quad (6.136)$$

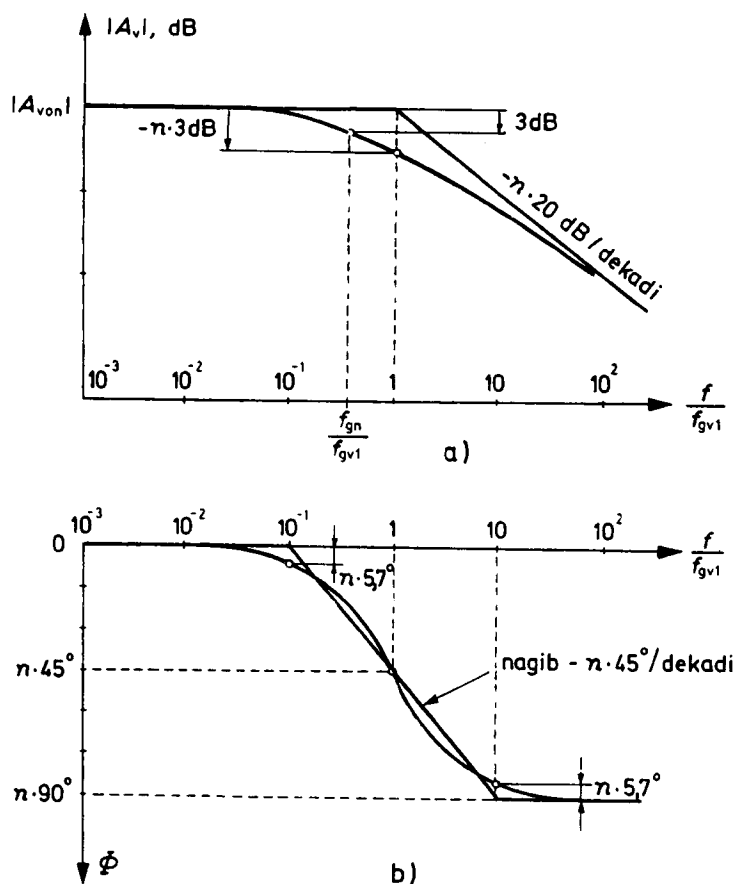
Za $n=1$ dobiva se $f_{gn} = f_{gV1}$, za $n=2$ dobiva se $f_{gn} = 0,64 f_{gV1}$, za $n=3$ dobiva se $f_{gn} = 0,51 f_{gV1}$, za $n=4$ dobiva se $f_{gn} = 0,435 f_{gV1}$, itd. S povećanjem broja stupnjeva u kaskadi raste referentno pojačanje (uz pretpostavku da je $|A_{V01}| > 1$), ali se smanjuje gornja granična frekvencija, a time i širina pojasa u odnosu na širinu pojasa pojedinog stupnja.

Iz relacije 6.134. slijede neposredno izrazi za amplitudnu i faznu karakteristiku u obliku

$$|A_V|, \text{ dB} = |A_{V0n}|, \text{ dB} - 20 n \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{gV1}}\right)^2}, \quad (6.137)$$

$$\Phi = -n \arctg \frac{f}{f_{gV1}}. \quad (6.138)$$

Amplitudna i fazna karakteristika prikazane su na slici 6.33. Asimptotski nagib amplitudne karakteristike u području visokih frekvencija iznosi $-n \cdot 20$ dB po dekadi (sl. 6.33a). Kod frekvencije $f=f_{gv1}$ stvarna karakteristika odstupa od lomljene za $-n \cdot 3$ dB. Vidljivo je da je gornja granična frekvencija locirana ispod frekvencije f_{gv1} , što je u skladu s relacijom 6.136. Lomljena fazna karakteristika (sl. 6.33b) u području frekvencija između $f=0,1 \cdot f_{gv1}$ i $f=10 \cdot f_{gv1}$ pokazuje nagib od $-n \cdot 45^\circ$ po dekadi.



Slika 6.33. Bodeov prikaz frekvencijskih karakteristika određenih relacijom 6.134: a) amplitudna karakteristika, b) fazna karakteristika

Ako se radi o kaskadnim spojevima pojačala koja nisu međusobno nezavisna potrebno je kaskadu analizirati kao cjelinu, uzevši u obzir međusobna djelovanja. Ta je analiza komplicirana, posebno ako se radi o kaskadama s više od dva stupnja. Za točniju analizu u tom se slučaju obično upotrebljava elektroničko računalo. Danas postoji veći broj programa pogodnih za analizu sklopova na računalo. Navodimo samo dva: SPICE I CORNAP. Program SPICE omogućuje analizu statičkih uvjeta sklopova i određivanje odziva sklopova u vremenskoj i frekvencijskoj domeni. Program također sadrži modele elektroničkih komponenata za analizu sklopova. Program CORNAP određuje polove i nule prijenosne funkcije, prijenosnu funkciju te vremenski i frekvencijski odziv sklopova.

6.7. Pojave kod prijenosa impulsa

Može se pokazati da postoji vrlo čvrsta povezanost između frekvencijskog i vremenskog odziva pojačala. Pokazat ćemo to na sasvim jednostavnim, ali tipičnim primjerima. Iz analize frekvencijskih karakteristika osnovnih sklopova s bipolarnim i unipolarnim tranzistorima može se zaključiti da se kao dobra aproksimacija frekvencijske ovisnosti naponskog pojačanja u području srednjih i visokih frekvencija može primijeniti relacija oblika

$$A_V = \frac{A_{V0}}{1 + j \frac{f}{f_{gV}}} \quad (6.139)$$

Ako se f/f_{gV} zamijeni sa ω/ω_{gV} i $j\omega$ s kompleksnom frekvencijom p , relacija 6.139. može se prikazati kao funkcija kompleksne frekvencije p u obliku

$$A_V(p) = \frac{U_p(p)}{U_{ul}(p)} = \frac{A_{V0}}{1 + \frac{p}{\omega_{gV}}} \quad (6.140)$$

Dosta podataka o ponašanju pojačala kod prijenosa impulsa pravokutnog oblika može se dobiti iz odziva pojačala na pobudu ulaznim naponom oblika jediničnog skoka

$$u_{ul}(t) = U_0 S(t). \quad (6.141)$$

Primjenom Laplaceove transformacije napon $U_{ul}(t)$ može se prikazati kao funkcija kompleksne frekvencije p u obliku

$$U_{ul}(p) = \frac{U_0}{p} \quad (6.142)$$

Uvrštenjem relacije 6.142. u 6.140. dobiva se

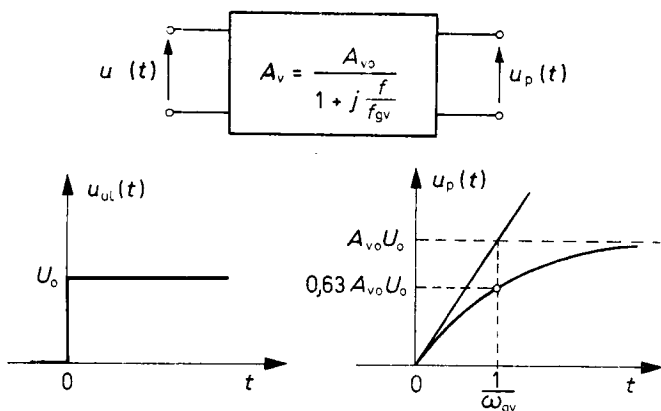
$$U_p(p) = \frac{A_{V0} U_0 \omega_{gV}}{p(p + \omega_{gV})} \quad (6.143)$$

Preslikavanjem u vremensko područje dobiva se izlazni napon $u_p(t)$ kao funkcija vremena

$$u_p(t) = A_{V0} U_0 [1 - \exp(-\omega_{gV} t)], \quad t \geq 0. \quad (6.144)$$

Ovisnosti napona $u_{ul}(t)$ i $u_p(t)$ o vremenu prikazane su na slici 6.34. Dok ulazni napon u $t=0$ skokovito raste s iznosa 0 na iznos U_0 , dotle izlazni napon $u_p(t)$ raste monotono od iznosa 0 u $t=0$ do iznosa $A_{V0} U_0$ kada $t \rightarrow \infty$. U trenutku $t = \frac{1}{\omega_{gV}}$ izlazni napon dostigne 63 % od konačnog (asimptotskog) iznosa. Što je ω_{gV} manji, rast izlaznog napona bit će brži, te će sklop s višom gornjom graničnom frekvencijom pokazivati brži odziv na pobudu jediničnom naponskom funkcijom. U ekstremnom slučaju kada $\omega_{gV} \rightarrow \infty$, rast izlaznog napona bit će beskonačno brz. U tom slučaju eksponencijalni član u relaciji 6.144. za svaki $t > 0$ ima iznos zanemarivo mali u odnosu na jedinicu, te relacija 6.144. dobiva oblik

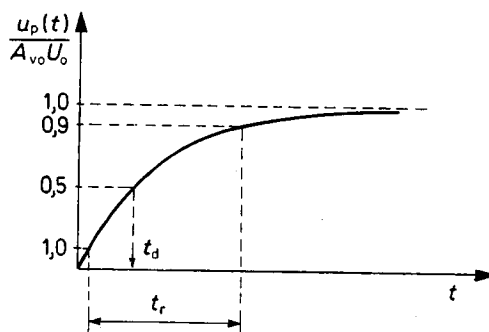
$$u_p(t) \Big|_{\omega_{gV} \rightarrow \infty} = A_{V0} U_0 S(t). \quad (6.145)$$



Slika 6.34. Uz analizu utjecaja gornje granične frekvencije na oblik izlaznog napona

Iz relacije 6.145. slijedi zaključak da će u razmatranom slučaju izlazni napon biti vjerna, ali uvećana, kopija ulaznog napona samo ako je gornja granična frekvencija pojačala neizmjenjivo visoka. Budući da parazitne kapacitivnosti pojedinih elemenata sklopa nužno vode na konačan iznos gornje granične frekvencije, u realnim slučajevima mora doći do odstupanja oblika napona $u_p(t)$ od napona $u_{ul}(t)$.

Za ocjenu kvalitete prijenosa impulsa uvode se određeni parametri. Jedan od važnih parametara je **vrijeme porasta**. Ono se obično definira kao vrijeme potrebno da napon $u_p(t)$, uz naponsku jediničnu pobudu na ulazu, poraste od



Slika 6.35. Definiranje vremena porasta i vremena zadržavanja

10 do 90 % konačnog iznosa (sl. 6.35). Iz definicije vremena porasta i relacije 6.144. dobiva se u razmatranom slučaju za vrijeme porasta t_r izraz

$$t_r = \frac{0,35}{f_{gv}}. \quad (6.146)$$

Kada se pojačalo upotrebljava za pojačavanje impulsa tada će izobličenje valnog oblika impulsa biti tim manje, čim je vrijeme porasta kraće od trajanja impulsa.

Drugi važan parametar kod prijenosa impulsa je **vrijeme zadržavanja**. Ono se definira kao vrijeme potrebno da izlazni napon $u_p(t)$ dostigne 50 % od ko-

načnog iznosa. To vrijeme je na slici 6.35. označeno sa t_d . U razmatranom slučaju relacija 6.144. za vrijeme zadržavanja daje

$$t_d = \frac{0,11}{f_{gv}}. \quad (6.147)$$

Ako je npr. $f_{gv} = 100$ MHz, tada vrijeme porasta iznosi 3,5 ns, a vrijeme zadržavanja 1,1 ns.

Dosada smo analizirali utjecaj gornje granične frekvencije na vremenski odziv pojačala. Kako na taj odziv djeluje donja granična frekvencija? Pretpostavit ćemo jednostavan slučaj u kojem je naponsko pojačanje određeno relacijom 6.30. koju ćemo prikazati u obliku

$$A_v = \frac{U_p}{U_{ul}} = \frac{A_{vo}}{1 - j \frac{f_d}{f}} = A_{vo} \frac{j \frac{f}{f_d}}{1 + j \frac{f}{f_d}}. \quad (6.148)$$

Ako se f/f_d zamijeni sa ω/ω_d , a $j\omega$ kompleksnom p -frekvencijom p , dobiva se

$$\frac{U_p(p)}{U_{ul}(p)} = A_{vo} \frac{p}{p + \omega_d}. \quad (6.149)$$

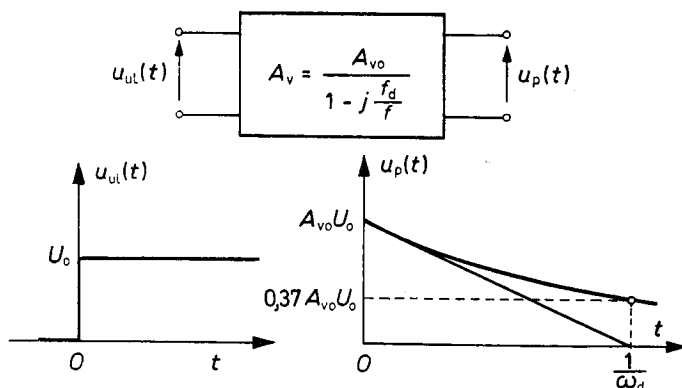
Uz $u_{ul}(t) = U_o S(t)$ odnosno $U_{ul}(p) = U_o/p$, dobiva se

$$U_p(p) = \frac{A_{vo} U_o}{p + \omega_d}. \quad (6.150)$$

Preslikavanjem u vremensko područje dobiva se

$$u_p(t) = A_{vo} U_o \exp(-\omega_d t). \quad (6.151)$$

Na slici 6.36. prikazan je oblik napona $u_{ul}(t)$ i $u_p(t)$. Napon $u_p(t)$ opada eksponencijalno od iznosa $A_{vo} U_o$ u $t=0$ do iznosa 0 kada $t \rightarrow \infty$. Tangenta povučena na krivulju $u_p(t)$ u $t=0$ siječe apscisu u točki $t=1/\omega_d$. Što je ω_d manji, $1/\omega_d$ je veći i brzina opadanja napona $u_p(t)$ je manja. Ako želimo da ravnom dijelu ulaznog napona odgovara ravni dio izlaznoga, mora $\omega_d \rightarrow 0$. Taj uvjet ispunjavaju samo pojačala s istosmjernom vezom. To posebno vrijedi unutar monolitnih integrira-



Slika 6.36. Uz analizu utjecaja donje granične frekvencije na oblik izlaznog napona

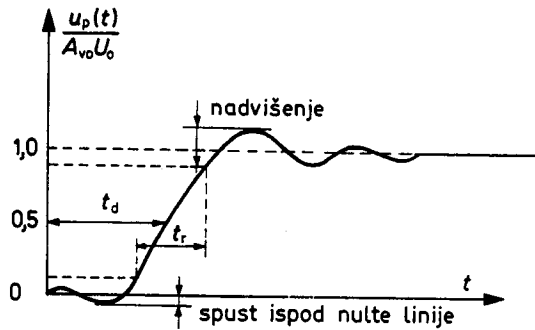
nih sklopova, gdje druge vrste veza među stupnjevima praktički nisu moguće. Za ocjenu pada ravnog dijela impulsa služi veličina P koja se u pojedinom trenutku t_1 definira kao

$$P(t_1) = \frac{A_{v0}U_0 - A_{v0}U_0 \exp(-\omega_d t_1)}{A_{v0}U_0} = 1 - \exp(-\omega_d t_1). \quad (6.152)$$

Ako je t_1 jednako trajanju pravokutnog impulsa T i ako je T nekoliko puta manji od ω_d^{-1} , relacija 6.152. može se pisati u približnom obliku:

$$P(T) \approx 1 - [1 - \omega_d T] = \omega_d T \quad (6.153)$$

Pad $P(T)$ obično se izražava u postocima. Ako je npr. trajanje impulsa T deset puta kraće od ω_d^{-1} , pad $P(T)$ iznositi će 10 %. Pored već navedenih parametara koji omogućavaju ocjenu kvalitete prijenosa impulsa, definiraju se još neki parametri koji mogu, ali ne moraju, doći do izražaja. Na slici 6.37. prikazan je jedan od mogućih oblika odzivne funkcije na jedinični naponski skok na ulazu.



Slika 6.37. Jedan od mogućih oblika odzivne funkcije na jedinični naponski skok

Pored vremena kašnjenja t_d i vremena porasta t_r prikazano je još i **nadvišenje** i **spust ispod nulte linije**. Nadvišenje se mjeri u odnosu na konačni, stacionarni iznos i obično se izražava u postocima. Spust ispod nulte linije mjeri se u odnosu na apscisu i također se izražava u postocima stacionarnog iznosa.

Ovdje izvedene relacije za vrijeme porasta, vrijeme zadržavanja i pad ravnog dijela odnose se na sklopove kojima je naponsko pojačanje u području visokih i niskih frekvencija određeno jednostavnim relacijama 6.139. i 6.148. Ako funkcija A_v ima drukčiji analitički oblik, vrijedit će drugi izrazi za t_r , t_d i P , ali će uvijek viša gornja granična frekvencija voditi na kraće vrijeme porasta, a niža donja granična frekvencija na manji pad ravnog dijela.

Na kraju ćemo odediti vremenski odziv dvostepene kaskade s prijenosnom funkcijom oblika 6.131:

$$A_v = \frac{U_p}{U_{ul}} = \frac{A_{v0}}{\left(1 + j \frac{f}{f_{gV1}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{gV2}}\right)}. \quad (6.154)$$

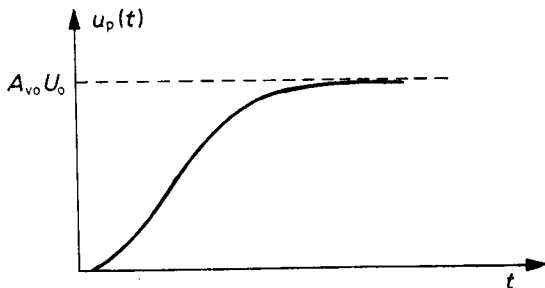
Ako se jf/f_{gV1} zamijeni sa p/ω_{gV1} i jf/f_{gV2} sa p/ω_{gV2} , te ako je $u_{ul}(t) = U_0 S(t)$, odnosno $U_{ul}(p) = \frac{U_0}{p}$, dobiva se za $U_p(p)$ izraz

$$U_p(p) = \frac{A_{v0}U_0\omega_{gV1}\omega_{gV2}}{p(p + \omega_{gV1})(p + \omega_{gV2})}. \quad (6.155)$$

Preslikavanjem u vremensko područje dobiva se

$$u_p(t) = \frac{A_{V0}U_0}{\omega_{gV2} - \omega_{gV1}} \{ \omega_{gV2} [1 - \exp(-\omega_{gV1}t)] - \omega_{gV1} [1 - \exp(-\omega_{gV2}t)] \}. \quad (6.156)$$

Napon $u_p(t)$ prikazan je na slici 6.38. U trenutku $t=0$ napon $u_p(t)$ iznosi 0, a kada $t \rightarrow \infty$ napon $u_p(t) \rightarrow A_{V0}U_0$. U ovom slučaju nije moguće vrijeme t izraziti



Slika 6.38. Vremenski odziv dvostepene kaskade određen relacijom 6.157.

eksplicitno kao funkciju napona $u_p(t)$, te nije moguće dati točan analitički izraz za t_r i t_d . Međutim ako se frekvencije ω_{gV2} i ω_{gV1} dosta razlikuju, moguće je znatno pojednostavnjenje. Ako je naprimjer $\omega_{gV2} \gg \omega_{gV1}$ bit će $\omega_{gV2} - \omega_{gV1} \simeq \omega_{gV2}$ $\exp(-\omega_{gV2}t) \ll \exp(-\omega_{gV1}t)$, te je približno

$$u_p(t) \Big|_{\omega_{gV2} \gg \omega_{gV1}} \simeq A_{V0}U_0 [1 - \exp(-\omega_{gV1}t)], \quad (6.157)$$

pa u ovom slučaju samo frekvencija ω_{gV1} određuje vremenski odziv. Relacije 6.146. i 6.147. vrijede i u ovom slučaju. Općenito, relacije 6.146. i 6.147. vrijede i kod kaskadnih spojeva ako najniža frekvencija loma u amplitudnoj karakteristici ima znatno niži iznos od ostalih frekvencija loma.

7. Šum

7.1. Porijeklo i vrste šuma

Pod pojmom šum podrazumijevamo pojavu spontanijh fluktuacija u iznosu struje koja teče kroz neki materijal, odnosno u iznosu napona između odgovarajućih točaka tog materijala. Elektronički elementi i sklopovi često se koriste za mjerenje malih fizikalnih veličina te za pojačanje malih električkih signala. U tim slučajevima spontane fluktuacije napona ili struje određuju donju granicu iznosa fizikalne veličine koja se može mjeriti ili pojačati ili na neki drugi način obraditi. Drugim riječima, radi li se o pojačavačkim sklopovima, postoji inherentna gornja granica pojačanja koja se može postići. Čim signal na ulazu pojačala padne po amplitudi ispod nekog minimalnog iznosa, šum maskira signal i nikakvim povećanjem iznosa pojačanja nije moguće izbjeći to maskirajuće djelovanje, jer se signalom pojačava i šum doveden na ulaz pojačala.

Pojava šuma u biti se osniva na činjenici da električki naboj nije kontinuirana veličina, već se prenosi u strogo određenim diskretnim iznosima jednakim naboju elektrona. U tom smislu šum je rezultat fundamentalnih fizikalnih pojava u materijalima, te se ne može izbjeći konstrukcijom elemenata i sklopova. To međutim ne znači da se dobrom konstrukcijom i pažljivom izvedbom pojedini izvori šuma ne mogu znatno reducirati.

U najopćenitijem slučaju šum se može podijeliti na onaj koji nastaje unutar elemenata i sklopova i na vanjski šum. Pod vanjskim šumom podrazumijeva se svaki šum koji dolazi u sklop iz okolnog prostora. Te šumove u praksi zovemo **smetnjama**. Izvori smetnji su pojave u atmosferi (npr. atmosferska pražnjenja), kozmičke smetnje, različite elektrostatske smetnje, smetnje od instalacija, aparata itd. U ovom tekstu nećemo se baviti smetnjama, već samo šumovima nastalim u elementima i sklopovima.

Šumovi se mogu podijeliti na više načina. Kod poluvodičkih komponenata najčešće se navodi sljedeća podjela:

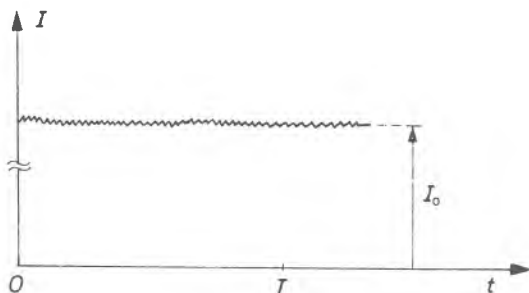
- šum sačme
- termički šum
- fliker-šum
- popkorn-šum
- lavinski šum.

Opisat ćemo ukratko navedene vrste šumova.

7.1.1. Šum sačme

Ova vrsta šuma uvijek je pridružena protjecanju istosmjerne struje kroz pn-diode i bipolarne tranzistore. Prelazak elektrona ili šupljine preko pn-barijere potpuno je slučajna događaj. Istosmjerna struja kroz pn-spoj sastavljena je od

velikog broja nezavisnih, kaotički raspoređenih strujnih impulsa. Ako se takva struja, dovoljno uvećana, promatra na ekranu katodne cijevi osciloskopa, lako se uočava fluktuiranje njenog iznosa oko srednje vrijednosti I_0 (sl. 7.1). Fluktuacija u



Slika 7.1. Fluktuiranje iznosa istosmjerne struje u prisustvu šuma sačme

iznosu struje, koju zovemo šum sačme, opisuje se pomoću srednje kvadratne vrijednosti struje šuma sačme i^2 , gdje je

$$\overline{i^2} = \overline{(I - I_0)^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T (I - I_0)^2 dt. \quad (7.1)$$

Kada je struja I sastavljena od kaotički raspoređenih nezavisnih impulsa koji daju istosmjernu vrijednost I_0 , struja šuma sačme ima srednju kvadratnu vrijednost

$$\overline{i^2} = 2q I_0 B, \quad (7.2)$$

gdje je B širina frekvencijskog područja u kojem se određuje šum sačme. Relacija 7.2. pokazuje da je srednja kvadratna vrijednost struje šuma sačme proporcionalna širini frekvencijskog područja. U tom je slučaju **spektralna gustoća** struje šuma sačme definirana omjerom i^2/B konstantna veličina u odnosu na radnu frekvenciju. Šum takvog spektra zove se **bijeli šum** po analogiji s uniformnom spektralnom raspodjelom bijele svjetlosti. Relacija 7.2. vrijedi tako dugo dok je frekvencija signala dovoljno manja od recipročne vrijednosti vremena prolaska manjinskih ili minoritetnih nosilaca kroz barijeru pn-spoja. U realnim elementima to vrijeme je često manje od 1 ns, te relacija 7.2. vrijedi obično i u gigahercnom području.

7.1.2. Termički šum

Termički ili Johnsonov šum izazvan je termičkim gibanjem slobodnih nosilaca u materijalu u kojem se ti nosioci nalaze. U metalima i poluvodičima slobodni nosioci se gibaju kaotično s određenim toplinskim energijama. U proizvoljno odabranom trenutku može se dogoditi da veći broj slobodnih nosilaca bude usmjeren prema jednoj stezaljki otpornika nego prema drugoj, što će rezultirati u maloj potencijalnoj razlici među stezaljkama. Amplituda i fazni kut tog napona fluktuiraju vrlo brzo u skladu s promjenama broja nosilaca koji se gibaju u određenom smjeru. Budući da su u normalnim radnim uvjetima driftne brzine nosilaca u metalima i poluvodičima znatno manje od termičkih brzina, termički šum ne ovisi o prisustvu istosmjerne struje. Budući da je izvor ovog šuma toplinska energija nosilaca, srednja kvadratna vrijednost napona šuma bit će proporcionalna s apsolutnom temperaturom

T. Prema Nyquistovu teoremu srednja kvadratna vrijednost napona termičkog šuma otpornika otpora R u pojasu frekvencija B pri temperaturi T iznosi

$$\overline{u^2} = 4kTRB, \quad (7.3)$$

gdje je k Boltzmannova konstanta. Termički šum može se opisati i strujnim izvorom

$$\overline{i^2} = 4kT \frac{1}{R} B. \quad (7.4)$$

Iz relacija 7.3. i 7.4. slijedi da je termički šum također bijeli šum. Relacije 7.3. i 7.4. vrijede pri frekvencijama do 10^{13} Hz. Ovaj šum prisutan je u svakom pasivnom otporniku, u području kanala unipolarnih tranzistora, a javlja se i u otporu $r_{bb'}$ bipolarnog tranzistora.

Budući da u općem slučaju otpor R ovisi o frekvenciji signala, relacija 7.3. može se pisati u općenitom obliku

$$\overline{u^2} = 4kT \int_{f_1}^{f_2} R(f) df, \quad (7.5)$$

gdje su f_1 i f_2 gornja i donja granična frekvencija područja u kojem se mjeri šum.

7.1.3. *Fliker-šum*

Ovaj šum pojavljuje se u svim poluvodičkim elementima, kako u bipolarnim tako i u unipolarnima. Susreće se i kod ugljenih otpornika. Dominira pri niskim frekvencijama, spektralna gustoća mu ovisi o frekvenciji, te nema karakter bijelog šuma i po tome se bitno razlikuje od šuma sačme i od termičkog šuma. Izvor fliker-šuma varira od elementa do elementa i nije jednak u bipolarnim i u unipolarnim elementima. U bipolarnim elementima ovaj šum izazvan je u prvom redu djelovanjem zamki i kristalnih defekata u barijeri pn-spoja emiter-baza. U MOS unipolarnim elementima izazvan je djelovanjem brzih površinskih stanja lociranih na međupovršini silicija i silicij-dioksida. Ovaj šum uvijek je pridružen istosmjernoj struji I_0 kroz element. Spektralna gustoća struje fliker-šuma određena je relacijom

$$\overline{i^2} = K_1 \frac{I_0^a}{f^b} B, \quad (7.6)$$

gdje je K_1 konstanta dotičnog elementa, a je konstanta iznosa 0,5–2, dok je b konstanta bliska jedinici. Budući da je $b \simeq 1$, spektralna gustoća struje šuma proporcionalna je sa $1/f$, te se ovaj šum često zove i $1/f$ -šumom. Relacija 7.6. pokazuje da je ovaj šum najizrazitiji pri niskim frekvencijama. Kod pojedinih elemenata ova vrsta šuma dominira nad ostalim vrstama šuma sve do megahercnog područja.

Konstanta K_1 varira od vrste do vrste elementa za nekoliko redova veličina. Međutim ona varira u širokim granicama i od primjerka do primjerka istog tipa diskretnog tranzistora ili monolitnog sklopa proizvedenog na istoj silicijskoj pločici istim tehnološkim postupkom. Razlog tome su kristalne nesavršenosti i mjestimična onečišćenja kaotički raspoređena po površini silicijske pločice.

7.1.4. Popkorn-šum

Ova vrsta šuma također se javlja u području niskih radnih frekvencija, najčešće u linearnim monolitnim sklopovima, a ponekad i u diskretnim tranzistorima. Pretpostavlja se da je taj šum posljedica prisustva teških metalnih iona u siliciju. Spektralna gustoća struje popkorn-šuma određena je relacijom

$$\overline{i^2} = K_2 \frac{I_0^c}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} B, \quad (7.7)$$

gdje je K_2 konstanta zadanog elementa, a c konstanta iznosa 0,5–2. Frekvencija f_c je frekvencija karakteristična za dotični element.

7.1.5. Lavinski šum

Ovaj šum izazvan je Zenerovim ili lavinskim probojem pn-spoja. Pri lavinskom probou slobodni nosioci stvaraju u osiromašenom sloju reverzno polariziranog pn-spoja nove parove elektron-šupljina, koji dalje ioniziraju atome silicija. Proces je kumulativan i rezultira u kaotički raspoređenoj seriji impulsa struje šuma. Šum je uvijek pridružen istosmjernoj struji jer nastaje kao posljedica proboja pn-barijere. Kod istog nivoa istosmjerne struje lavinski šum je znatno jači od šuma sačme određenog relacijom 7.2. Ovaj šum zadaje dosta problema u sklopovima u kojima se upotrebljavaju Zenerove diode. U sklopovima s niskim dozvoljenim nivoom šuma upotrebu Zenerovih dioda treba izbjegavati. Tipičan iznos spektralne gustoće napona lavinskog šuma pri istosmjernoj struji 0,5 mA iznosi $u^2/B = 10^{-14} \text{ V}^2/\text{Hz}$, što je ekvivalentno termičkom šumu otpornika od 600 kΩ pri sobnoj temperaturi.

7.2. Šum u bipolarnom tranzistoru

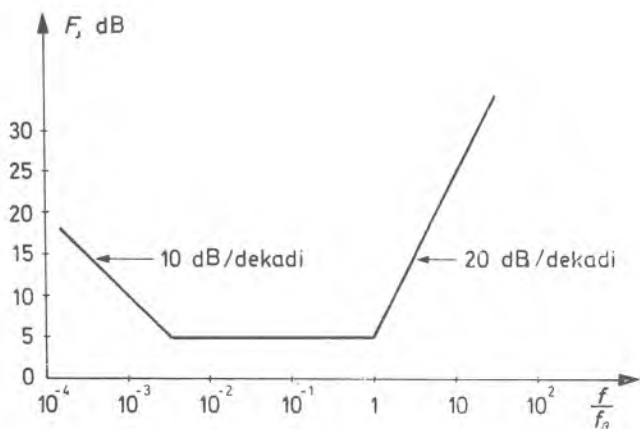
Opisat ćemo ukratko šum u bipolarnom tranzistoru pri radu u normalnom aktivnom području. U tom slučaju minoritetni nosioci prolaze difuzijskim i driftnim gibanjem kroz bazu tranzistora, ulaze u osiromašeni sloj pn-spoja između baze i kolektora, gdje ih ubrzava jako električko polje izazvano reverznom polarizacijom tog pn-spoja i stižu u kolektor. Trenutak dolaska nosioca naboja na barijeru spoja između baze i kolektora sasvim je slučajna, te je struja kolektora sastavljena od niza kaotički raspodijeljenih impulsa. Zato istosmjerna struja kolektora I_c izaziva pojavu šuma sačme određenog relacijom 7.2.

Struja baze I_B izazvana je rekombinacijom u bazi i u barijeri spoja emiter-baza te injekcijom minoritetnih nosilaca iz baze u emiter. Budući da opisani procesi nastaju slučajno, i struja baze izaziva pojavu šuma sačme.

Otpor $r_{bb'}$ lociran između vanjskog priključka baze i interne baze u hibridnom π -modelu tranzistora predstavlja otpor fizički realnog otpornika, te generira termički šum.

U području niskih frekvencija, zbog pojava rekombinacije i generacije nosilaca u barijeri pn-spoja emiter-baza te zbog djelovanja naboja u površinskim stanjima na površini kristala silicija, dolazi do pojave fliker-šuma. U istom području može doći i do pojave popkorn-šuma, ovisno o prisustvu teških metalnih iona u kristalu

silicija. Pojava popkorn-šuma naročito je česta kod tranzistora dopiranih atomima zlata radi smanjenja trajanja vremena života nosilaca zbog povećanja brzine rada.



Slika 7.2. Tipična ovisnost faktora šuma F bipolarnog tranzistora o frekvenciji signala

Na slici 7.2. prikazana je tipična ovisnost **faktora šuma** F bipolarnog tranzistora o frekvenciji signala. Pod faktorom šuma tranzistora podrazumijeva se omjer srednje kvadratne vrijednosti napona šuma na izlazu tranzistora kada djeluju svi izvori šuma i srednje kvadratne vrijednosti napona šuma na izlazu tranzistora kada je jedini izvor šuma otpor generatora na ulazu tranzistora. Faktor šuma obično se izražava u decibelima. Na apscisi je frekvencija normirana u odnosu na gornju graničnu frekvenciju faktora strujnog pojačanja u spoju zajedničkog emitera f_β . U području niskih frekvencija prevladava fliker-šum (nagib 10 dB po dekadi), u području srednjih frekvencija bijeli šum (šum sačme i termički šum). U području visokih frekvencija (iznad f_β) dolazi do porasta faktora šuma (nagib 20 dB po dekadi) zbog pada faktora strujnog pojačanja tranzistora.

7.3. Šum u MOS FET-u

Glavni doprinos šumu u MOS FET-u daju fliker-šum u području niskih frekvencija i termički šum u području srednjih frekvencija. Termički šum uzrokovan je termičkim gibanjem majoritetnih ili većinskih nosilaca u području kanala. Na taj način generirani šum može se izraziti kao termički šum proizveden otpornikom otpora iznosa g_m^{-1} , te je

$$\overline{u^2} = 2 k T g_m^{-1} B. \quad (7.8)$$

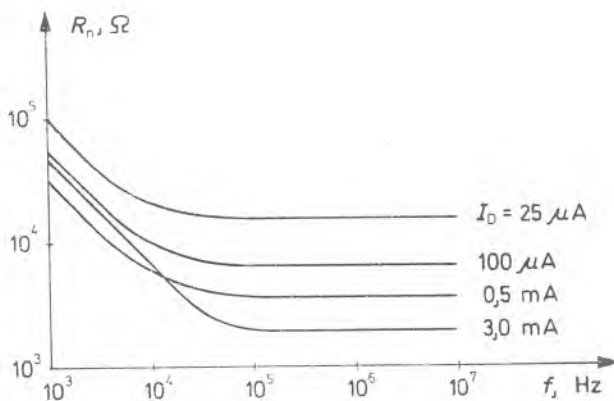
Definirat ćemo ekvivalentni termički ulazni otpor šuma R kao onaj otpor koji spojen u seriju s kontrolnom elektrodom generira isti termički šum kao svi izvori šuma u MOS FET-u. Kada MOS FET radi u području zasićenja produkt ekvivalentnoga termičkog ulaznog otpora šuma i strmine iznosi $2/3$ kada je podloga MOS FET-a bliska intrinzičnoj. S porastom vodljivosti podloge taj iznos raste. To znači da s porastom vodljivosti podloge raste nivo termičkog šuma MOS FET-a.

Fliker-šum u MOS FET-u izazvan je u prvom redu fluktuacijama u broju nosilaca u brzim površinskim stanjima na granici silicija i silicij-dioksida. U manjoj mjeri fliker-šumu pridonose rekombinacijski i generacijski procesi posredstvom

zamki lociranih u silicij-dioksidu. Pritom na pojavu šuma utječu samo one zamke koje su locirane toliko blizu površine silicija da tuneliranje slobodnih nosilaca iz područja kanala kroz sloj silicij-dioksida do zamki postane vjerojatno. Do značajnijeg tuneliranja doći će samo ako je debljina sloja silicij-dioksida između zamki i površine silicija ispod 5 nm. Elektroni i šupljine, zahvaćeni zamkama, induciraju odgovarajuće naboje suprotnih predznaka u kanalu, moduliraju time vodljivost kanala i stvaraju komponentu šuma u struji odvoda. Na sličan način pojavi fliker-šuma pridonose i teški ioni dok se gibaju kroz silicij-dioksid pod djelovanjem polja između metala upravljačke elektrode i kanala.

Šum sačme u MOS FET-u također postoji, ali je zanemariv u odnosu na termički šum i fliker-šum. Taj šum izazvan je odvodnom strujom upravljačke elektrode. Međutim, budući da je ta struja vrlo mala, šum sačme ne dolazi do pravog izražaja.

Frekvencijska ovisnost ekvivalentnoga ulaznog termičkog otpora šuma tipičnoga n-kanalnog MOS FET-a, za podlogu specifičnog otpora $30 \Omega\text{cm}$, kod četiri različita iznosa struje odvoda I_D u području zasićenja, prikazana je na slici 7.3.



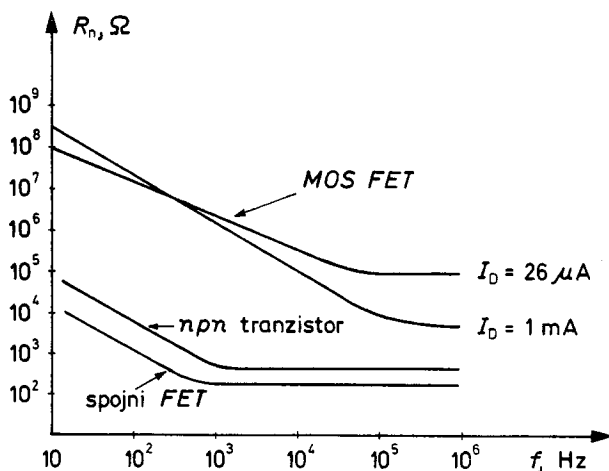
Slika 7.3. Frekvencijska ovisnost ekvivalentnoga termičkog otpora šuma tipičnog n-kanalnog MOS FET-a

Kako je ekvivalentni ulazni termički otpor šuma MOS FET-a visok, posebno pri niskim frekvencijama, MOS FET nije pogodan kao pojačavački element u području niskih frekvencija, posebno u niskošumnim primjenama.

7.4. Šum u spojnem FET-u

Izvori šuma u spojnem FET-u dosta su slični izvorima šuma u MOS FET-u, ali nivoi šuma nisu isti. Na području niskih frekvencija dominira fliker-šum. Utjecaj površinskih stanja na nivo tog šuma nije tako značajan kao kod MOS FET-a, jer je kanal lociran u volumenu poluvodiča, te je utjecaj površine kristala mali. Osnovni doprinos fliker-šumu daju fluktuacije naboja u osiromašenim područjima između kanala i upravljačke elektrode. Navedene fluktuacije izazivaju Shockley-Read-Hallovu rekombinacijsko-generacijski centri u tim područjima. Znatno manje ovom šumu pridonose gibanja iona u silicij-dioksidu na površini kristala, zamke, kristalni defekti itd. Primjenom suvremenih tehnoloških postupaka fliker-šum se može znatno reducirati tako da je spojni FET u području niskih frekvencija superioran u odnosu na MOS FET i na bipolarni tranzistor.

U području srednjih frekvencija dominira utjecaj termičkog šuma generiranog u kanalu. Termički šum određen je i u ovom slučaju relacijom 7.8. Šum sačme je nešto veći nego kod MOS FET-a, prije svega zbog većeg iznosa struje upravljačke elektrode. Međutim i u ovom slučaju on se može zanemariti u odnosu na termički šum.



Slika 7.4. Frekvencijska ovisnost ekvivalentnoga termičkog otpora šuma tipičnog MOS FET-a, bipolarnog npn-tranzistora i spojnog FET-a

Na slici 7.4. prikazana je frekvencijska ovisnost ekvivalentnoga ulaznog termičkog otpora šuma signala za jedan tipičan spojni FET, MOS FET i bipolarni npn-tranzistor. Vidljiva je superiornost spojnog FET-a s obzirom na nivo šuma u odnosu na bipolarni tranzistor i na MOS FET. U primjeni spojni FET je posebno interesantan za upotrebu u ulaznim stupnjevima pojačala niskih frekvencija s niskim dozvoljenim nivoima šuma.

7.5. Šum u monolitnim mikroelektroničkim sklopovima

Sve vrste šumova koje se javljaju u poluvodičkim elektroničkim komponentama prisutne su i u monolitnim integriranim sklopovima. Termički šum se pojavljuje u bazama bipolarnih tranzistora te u difundiranim, epitaksijalnim i implantiranim otpornicima. U unipolarnim monolitnim sklopovima javlja se u područjima kanala. Šum sačme prisutan je u svim bipolarnim elementima. Posebno je izražen u struji koja teče kroz spoj kolektor-baza kada tranzistor radi u normalnom aktivnom području. U unipolarnim sklopovima taj šum je beznačajan. Flicker-šum je tim prisutniji čim je utjecaj površine poluvodiča veći. Znatniji je u MOS unipolarnim sklopovima i u sklopovima baziranim na spojnog FET-u. Flicker-šum je u velikoj mjeri određen čistoćom površine, te mu iznos varira od pločice do pločice s jednakim sklopovima. Kod bipolarnih sklopova on se može reducirati ako se osigura minimalna periferija emitera, odnosno najkraća moguća duljina emitereskog spoja na površini silicija. U tom slučaju osigurava se i visok iznos faktora strujnog pojačanja, te tranzistori, uz nizak nivo šuma, postižu dosta visoke iznose strujnog pojačanja.

8. Sklopovi s povratnom vezom

8.1. Uvod

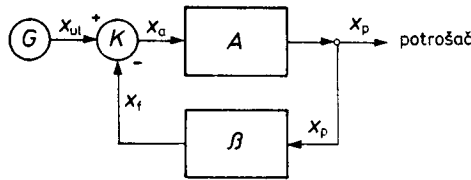
Povratna veza (engl. feedback) je svojstvo sklopa koje omogućava komparaciju izlaznog signala ili jednog njegova dijela s ulaznim signalom, kako bi se osigurala željena električka svojstva sklopa. Ako je povratna veza tako izvedena da izaziva smanjenje iznosa pojačanja signala, govori se o negativnoj povratnoj vezi. Ako povratna veza izaziva povećanje iznosa pojačanja signala, govori se o pozitivnoj povratnoj vezi. U elektroničkim sklopovima, koji su namijenjeni pojačavanju signala, pretežno se upotrebljava negativna povratna veza. Može se postaviti pitanje zašto se koristi negativna povratna veza kada ona dovodi do smanjenja iznosa pojačanja? Za to postoji više razloga, a osnovni su sljedeći:

- negativna povratna veza stabilizira iznos pojačanja s obzirom na promjene parametara aktivnih komponenata sklopa do kojih dovode promjene temperature, promjene napona napajanja, starenje komponenata, ionizacijska i druga zračenja itd.
- negativna povratna veza omogućava modificiranje ulazne i izlazne impedancije sklopa na željeni iznos, čime se, uz stabilizaciju iznosa pojačanja, realna pojačala mogu znatno približiti idealnim pojačalima
- primjenom negativne povratne veze znatno se reduciraju nelinearna izobličenja, te prijenosna funkcija pojačala postaje linearnija
- negativna povratna veza dovodi do povećanja širine pojasa pojačala, te je vrlo korisna u širokopojasnim pojačalima.

Osim navedenih poboljšanja, negativna povratna veza dovodi i do određenih degradacija karakteristika elektroničkih sklopova na koje se primjenjuje. Prvo pogoršanje odnosi se na već navedeno smanjenje iznosa pojačanja. Drugo pogoršanje odnosi se na jaku tendenciju da na određenim frekvencijama negativna povratna veza prijeđe u pozitivnu i izazove spontane oscilacije koje onemogućavaju normalno pojačavačko djelovanje sklopa.

8.2. Osnovni pojmovi i relacije

S obzirom na velike mogućnosti poboljšavanja svojstava sklopova primjenom negativne povratne veze, u ovom poglavlju će se praktički isključivo tretirati ta vrsta povratne veze. Princip negativne povratne veze može se ilustrirati pomoću dijagrama toka signala na slici 8.1. Generator G predaje signal x_{ul} pojačalu s negativnom povratnom vezom preko komparatora K o kojem će kasnije biti više riječi. Generator G može biti naponski ili strujni generator, te ulazni signal x_{ul} može biti naponski ili strujni signal. Iza komparatora K dolazi ulaz A -grane u kojoj se nalazi osnovno pojačalo koje samo za sebe nema svojstvo povratne veze ili se ona, ako pos-



Slika 8.1. Prikaz toka signala u sklopu s povratnom vezom

toji, može zanemariti. Osnovno pojačalo u A -grani pojačava signal x_a koji dolazi iz komparatora na ulaz A -grane. Pojačani signal na izlazu A -grane x_p predaje se potrošaču. Preko grane povratne veze, odnosno β -grane spojene između izlaza A -grane i komparatora, vraća se dio izlaznog signala A -grane na ulaz A -grane. Drugim riječima, preko β -grane provodi se povratno djelovanje izlaznog kruga na ulazni krug sklopa. Pritom se izlazni signal β -grane x_f , koji je proporcionalan izlaznom signalu A -grane x_p , dovodi u komparator K gdje se uspoređuje sa signalom ulaznoga generatora x_{ul} . Razlika signala x_{ul} i povratnog signala x_f djeluje kao ulazni signal x_a osnovnog pojačala u A -grani. Znak minus na simbolu komparatora na mjestu dolaska povratnog signala x_f u komparator označava da se u komparatoru povratni signal oduzima od ulaznog signala cijelog sklopa x_{ul} . Na taj se način dolazi do relacije

$$x_a = x_{ul} - x_f. \quad (8.1)$$

Definirat ćemo osnovne veličine mreže na slici 8.1. Prijenosna funkcija A -grane definira se kao omjer izlaznog i ulaznog signala te grane:

$$A = \frac{x_p}{x_a}. \quad (8.2)$$

Ovisno o tome je li x_p napon ili struja, odnosno x_a napon ili struja, prijenosna funkcija A -grane može biti naponsko ili strujno pojačanje te strmina ili prijenosni otpor. Drugim riječima, osnovno pojačalo u A -grani može biti naponsko, strujno, strminsko ili otporno pojačalo. Prijenosna funkcija A -grane definirana relacijom 8.2. često se zove pojačanjem A -grane, iako A nije uvijek omjer istovrsnih veličina, pa može imati dimenzije otpora ili vodljivosti.

Prijenosna funkcija β -grane definira se kao omjer izlaznog i ulaznog signala β -grane:

$$\beta = \frac{x_f}{x_p}. \quad (8.3)$$

Prijenosna funkcija sklopa s negativnom povratnom vezom A_f definira se kao omjer izlaznog signala x_p predanog potrošaču i signala ulaznoga generatora x_{ul} :

$$A_f = \frac{x_p}{x_{ul}}. \quad (8.4)$$

Iz relacija 8.1 – 8.4. slijedi važna relacija koja povezuje prijenosne funkcije A -grane i β -grane s prijenosnom funkcijom A_f :

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A}. \quad (8.5)$$

Pri izvodu relacije 8.5. implicitno je pretpostavljeno da su A -grana i β -grana unilateralne, tj. da prenose signal samo u jednom smjeru, i to u onom koji je označen na slici 8.1. To znači da se može zanemariti djelovanje izlaznog kruga (kruga potrošača) na ulazni krug (krug generatora) preko A -grane te direktni prijenos signala od generatora prema potrošaču kroz β -granu. Navedene pretpostavke nisu nikada u potpunosti ispunjene iz sljedećih razloga: U A -grani se nalazi osnovno pojačalo koje sadrži bipolarne ili unipolarne tranzistore. Kod bipolarnih tranzistora zbog Earlyeva efekta dolazi do modulacije širine baze i do pojave naponskoga generatora elektromotorne sile $h_{re}U_{ce}$ u ulaznom krugu tranzistora (slika 3.14). Kako je U_{ce} izlazni napon tranzistora, elektromotorna sila $h_{re}U_{ce}$ u ulaznom krugu direktno se suprotstavlja ulaznom naponu u krugu baze i uvjetuje povratno djelovanje izlaza na ulaz, te se radi o negativnoj povratnoj vezi unutar samoga pojačavačkog elementa. Analogno djelovanje postoji i u unipolarnim tranzistorima zbog modulacije duljine kanala. Međutim u realnim sklopovima s povratnom vezom povratno djelovanje izlaznog kruga na ulazni preko A -grane redovito se može zanemariti u odnosu na povratno djelovanje ostvareno preko β -grane, te se pretpostavka o unilateralnosti A -grane praktički uvijek može smatrati korektnom. Što se tiče β -grane ona se u pravilu izvodi od pasivnih elemenata, te nije sama po sebi unilateralna. Međutim njeno djelovanje u sklopu praktički je uvijek unilateralno jer je nivo izlaznog signala x_p , zbog pojačavačkog djelovanja A -grane, redovito znatno iznad nivoa signala na ulazu sklopa. Zato će prijenos signala kroz β -granu u smjeru od izlaza sklopa prema ulazu biti znatno izraženiji od prijenosa u suprotnom smjeru, te β -grana djeluje unilateralno.

Da su opisana svojstva unilateralnosti prisutna u relaciji 8.5. može se lako pokazati na sljedeći način: Ako se isključi β -grana, nestaje povratnog signala x_f , te je $\beta=0$ i relacija 8.5. prelazi u $A_f=A$. Tada postoji samo A -grana i povratna veza iščezava. Ako se isključi A -grana ($A=0$), tada djeluje samo β -grana, te relacija 8.5. daje $A_f=0$, jer nema direktnog prijenosa signala kroz β -granu.

8.3. Negativna i pozitivna povratna veza

Ako je u relaciji 8.5. pojačanje A_f na određenoj frekvenciji manje od pojačanja A -grane, tj. ako je $|A_f| < |A|$, povratna veza je negativna ili degenerativna. Uvjet $|A_f| < |A|$ svodi se prema relaciji 8.5. na uvjet $\beta A > 0$, odnosno $|1 + \beta A| > 1$. Veličina $(-\beta A)$ često se zove pojačanje u petlji povratne veze. Prema relacijama 8.2. i 8.3. pojačanje u petlji povratne veze iznosi

$$-\beta A = -\frac{x_f}{x_p} \cdot \frac{x_p}{x_a} = -\frac{x_f}{x_a}. \quad (8.6)$$

Jedinični ulazni signal A -grane pojača se u A -grani A puta, te mu je numerički iznos na izlazu A -grane jednak pojačanju A . Taj se signal dovodi na ulaz β -grane, te se na izlazu β -grane javlja signal βA . U komparatoru se taj signal množi sa -1 , te postiže konačni iznos prije dolaska u ulazni krug A -grane $(-\beta A)$. Razlika između jedinice i pojačanja u petlji povratne veze zove se faktor povratne veze F :

$$F = 1 - (-\beta A) = 1 + \beta A. \quad (8.7)$$

Pomoću faktora povratne veze relacija 8.5. može se prikazati u obliku

$$A_f = \frac{A}{F}. \quad (8.8)$$

Ako se povratna veza izvodi tako da je $|A_f| > |A|$, odnosno $\beta A < 0$ i $|F| < 1$, povratna veza je pozitivna ili regenerativna. U tom slučaju pojačalo s povratnom vezom ima veće pojačanje od A -grane. Budući da je tada $\beta A < 0$, veličine A i β suprotnog su predznaka, povratni signal x_f ne oduzima se od x_{ul} , već se s njime zbraja, povećavajući signal na ulazu A -grane.

Interesantan slučaj pozitivne povratne veze nastaje u slučaju kada je pojačanje u petlji povratne veze $-\beta A = 1$, odnosno kada je faktor povratne veze $F = 1 + \beta A = 0$. Tada je $A_f = \infty$, tj. uz $x_{ul} = 0$ dobivamo $x_p \neq 0$. Sklop u tom slučaju, bez djelovanja vanjskoga generatora na ulazu, sam generira izmjenični signal x_p na svojim izlaznim stezaljkama, pretvarajući istosmjerni napon napajanja u izmjenični izlazni napon. Takav sklop služi za generiranje izmjeničnih signala i zove se oscilator.

8.4. Osnovna svojstva sklopova s negativnom povratnom vezom

U analizi osnovnih svojstava sklopova s negativnom povratnom vezom poći ćemo od relacije 8.5. Pretpostavit ćemo da je pojačanje u petlji povratne veze puno veće od jedinice, tj. da je $|\beta A| > > 1$, što u krajnjoj liniji znači da je pojačanje A -grane vrlo veliko. Tada je

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A} \simeq \frac{A}{\beta A} = \frac{1}{\beta} \neq f(A). \quad (8.9)$$

U ovom će slučaju pojačanje A_f biti dosta manje od A , budući da je uvjet $|\beta A| > > 1$ moguće ispuniti samo uz visoki iznos pojačanja A -grane, jer je β -grana u pravilu sastavljena samo od pasivnih linearnih elemenata, pa je $|\beta| < 1$. Da bi npr. prema relaciji 8.9. pojačanje A_f iznosilo 100, β bi morao iznositi $\beta = 0,01$. Da bi u tom slučaju bio ispunjen uvjet $|\beta A| > > 1$, moralo bi biti $A > > 1/\beta$, odnosno $A > > 100$, npr. $A \geq 1\,000$. U ovom slučaju primijenjena je jaka negativna povratna veza koja znatno smanjuje iznos pojačanja, ali istodobno pojačanje pojačala s negativnom povratnom vezom čini praktički neovisnim o pojačanju pojačala u A -grani. Iznos pojačanja je dakle u ovom slučaju precizno kontroliran svojstvima β -grane, odnosno parametrima pasivnih elemenata preko kojih se odvija povratna veza. Budući da pasivni elementi imaju stabilnije karakteristike od aktivnih, bit će u ovom slučaju iznos pojačanja A_f znatno stabilniji od iznosa pojačanja A -grane.

Relacija 8.9. ukazuje na veliku važnost negativne povratne veze u monolitnim integriranim sklopovima. Zbog velikih iznosa tolerancija parametara monolitnih tranzistora nije praktički moguće kontrolirati prijenosne funkcije pojačala. Primjenom jake negativne povratne veze, uz β -granu realiziranu pomoću nekoliko difundiranih otpornika, dobivaju se monolitni sklopovi vrlo stabilnih karakteristika. To će kasnije biti ilustrirano na nekoliko primjera.

Iz relacije 8.9. također slijedi zaključak da negativna povratna veza u određenim uvjetima može pridonijeti poboljšanju frekvencijskih karakteristika pojačala. Ako se β -grana sastoji samo od disipativnih, frekvencijski neovisnih elemenata, frekvencijska karakteristika $|A_f(\omega)|$ bit će horizontalni pravac u $A_f - \omega$ pravokutnom koordinatnom sustavu na svim frekvencijama na kojima je $|A(\omega)\beta| > > 1$. S druge strane, dodavanjem reaktancija u β -granu može se izvršiti željena korekcija frekvencijskih karakteristika pojačala. Želi li se realizirati selektivno pojačalo osjetljivo na signale iz uskog pojasa frekvencija, tada se u β -granu može ugraditi titrajni krug koji će osigurati određenu rezonantnu frekvenciju.

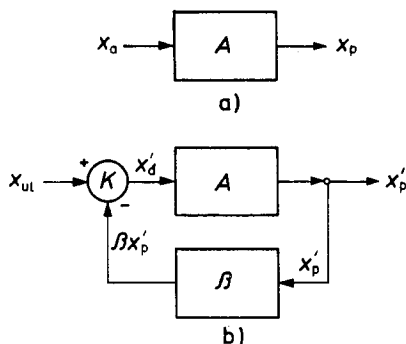
Ako veličina $|\beta A|$ nije puno veća od 1, neće vrijediti približna relacija 8.5. Međutim i tada negativna povratna veza pridonosi porastu stabilnosti iznosa pojačanja. Diferenciranjem relacije 8.5, uz konstantni iznos β , dobiva se

$$\left| \frac{dA_f}{A_f} \right| = \frac{1}{|1 + \beta A|} \left| \frac{dA}{A} \right| = \frac{1}{|F|} \left| \frac{dA}{A} \right|. \quad (8.10)$$

Osjetljivost pojačala s negativnom povratnom vezom definira se kao omjer relativne promjene pojačanja pojačala s negativnom povratnom vezom i relativne promjene pojačanja pojačala u A -grani:

$$s = \frac{\left| \frac{dA_f}{A_f} \right|}{\left| \frac{dA}{A} \right|} = \frac{1}{|1 + \beta A|} = \frac{1}{|F|}. \quad (8.11)$$

Osjetljivost pojačala s negativnom povratnom vezom tim je manja čim je faktor povratne veze veći. Pozitivna povratna veza povećava osjetljivost pojačala, te se u tom slučaju javlja opasnost od spontanijih oscilacija. U specijalnom slučaju kada je $\beta A = -1$ osjetljivost je beskonačno velika, što znači da će već i sasvim mala promjena bilo koje veličine u A -grani ili β -grani dovesti do oscilacija.



Slika 8.2. Uz analizu djelovanja negativne povratne veze na stupanj nelinearnih izobličenja: a) A -grana bez povratne veze, b) sistem s uključenom β -granom

Djelovanje negativne povratne veze na stupanj nelinearnih izobličenja može se objasniti pomoću slike 8.2. Pretpostavimo da pojačalo, kada nema povratne veze, uz ulazni signal x_a daje izlazni signal x_p , pri čemu je (sl. 8.2a)

$$x_p = Ax_a + nx_a^2. \quad (8.12)$$

Radi jednostavnosti pretpostavljeno je postojanje samo kvadratnog člana pored osnovnoga. Faktor izobličenja iznosi

$$D = \frac{nx_a^2}{Ax_a} = \frac{nx_a}{A}. \quad (8.13)$$

Uz priključenu β -granu (sl. 8.2b) vrijedi relacija

$$x_p' = Ax_a' + nx_a'^2, \quad (8.14)$$

gdje je x'_a ulazni signal A -grane, a x'_p izlazni signal predan potrošaču. Ulazni signal A -grane x'_a iznosi

$$x'_a = x_{ul} - \beta x'_p, \quad (8.15)$$

gdje je x_{ul} ulazni signal cijelog sklopa. Iz relacija 8.14. i 8.15. slijedi

$$x'_a = \frac{x_{ul}}{1 + \beta A} - \frac{\beta n}{1 + \beta A} x_a'^2. \quad (8.16)$$

Iz 8.16. i 8.14. slijedi

$$x'_p = \frac{Ax_{ul}}{1 + \beta A} + \frac{nx_a'^2}{1 + \beta A}. \quad (8.17)$$

Odabrat ćemo takav ulazni signal x_{ul} koji će dati isti osnovni harmonik izlaznog signala kao sama A -grana bez povratne veze, drugim riječima, postaviti ćemo uvjet

$$\frac{Ax_{ul}}{1 + \beta A} = Ax_a, \quad (8.18)$$

odnosno

$$x_{ul} = x_a (1 + \beta A). \quad (8.19)$$

Relacije 8.19. i 8.16. daju

$$x'_a = x_a - \frac{\beta n}{1 + \beta A} x_a'^2. \quad (8.20)$$

Uvrštenjem 8.20. na desnu stranu relacije 8.17. dobiva se

$$x_p = Ax_a + \frac{n}{1 + \beta A} \left(x_a - \frac{\beta n}{1 + \beta A} x_a'^2 \right)^2, \quad (8.21)$$

pri čemu smo se koristili relacijom 8.19. Pod pretpostavkom malog izobličenja drugi član u zagradi gornjeg izraza može se zanemariti, te je

$$x'_p = Ax_a + \frac{n}{1 + \beta A} x_a. \quad (8.22)$$

Faktor izobličenja uz primijenjenu negativnu povratnu vezu dakle iznosi

$$D_f = \frac{nx_a}{A(1 + \beta A)}. \quad (8.23)$$

Iz relacija 8.23. i 8.13. slijedi

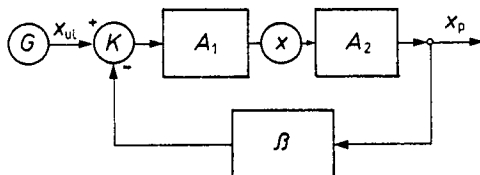
$$D_f = \frac{D}{1 + \beta A} = \frac{D}{F}. \quad (8.24)$$

Primjenom negativne povratne veze nelinearna izobličenja postaju tim manja čim je faktor negativne povratne veze veći. S druge strane, pozitivna povratna veza dovodi do povećanja nelinearnih izobličenja.

Na sličan način moguće je analizirati utjecaj negativne povratne veze na šum. Pretpostavimo da je generator šuma lociran unutar A -grane i da se može izraziti

veličinom x prema slici 8.3. Dio A -grane bez izvora šuma, prije izvora šuma, ima pojačanje A_1 , dok dio A -grane, također bez izvora šuma, ali lociran iza izvora šuma, ima pojačanje A_2 . Metodom superpozicije dobiva se na izlazu signal

$$x_p = \frac{A_1 A_2}{1 + \beta A_1 A_2} x_{ul} + \frac{A_2}{1 + \beta A_1 A_2} x. \quad (8.25)$$



Slika 8.3. Uz analizu djelovanja negativne povratne veze na šum

Jedan od faktora kvalitete pojačala jest odnos signal—šum definiran kao omjer amplitude signala i šuma u zadanoj točki mreže. Na izlazu sklopa na slici 8.3. taj odnos je jednak omjeru prvog i drugog pribrojnika na desnoj strani relacije 8.25:

$$\frac{S}{N} = \frac{x_{ul}}{\frac{x}{A_1}}. \quad (8.26)$$

Ako bi izvor šuma djelovao na ulazu A -grane, tada bi, što je lako verificirati, odnos signal—šum iznosio

$$\frac{S}{N} = \frac{x_{ul}}{x}, \quad (8.27)$$

što upućuje na zaključak da će negativna povratna veza popravljati odnos signal—šum samo ako izvor šuma nije lociran na ulazu A -grane. Što je izvor šuma bliži izlazu A -grane, bit će za zadani iznos produkta $A_1 A_2$ faktor A_1 sve veći i odnos S/N određen relacijom 8.26. povoljniji, tj. veći.

Utjecaj negativne povratne veze na frekvencijske karakteristike sklopova ovdje se neće razmatrati već će biti predmetom analize u sljedećem poglavlju.

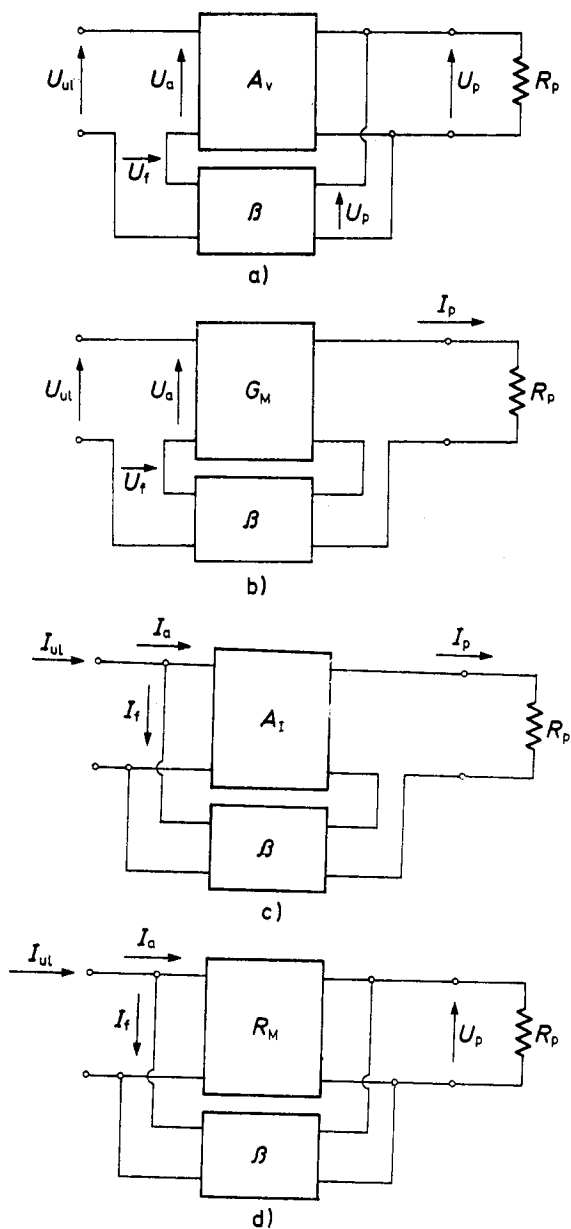
8.5. Načini spajanja sklopova s negativnom povratnom vezom

Postoje četiri osnovna načina spajanja A -grane i β -grane u pojačalima s negativnom povratnom vezom. Ti načini su prikazani na slici 8.4. U konfiguraciji na slici 8.4a u A -grani se nalazi naponsko pojačalo s prijenosnom funkcijom

$$A = A_v = \frac{U_p}{U_a}. \quad (8.28)$$

Izlazni napon A -grane U_p dovodi se na ulaz β -grane i kao napon U_f na izlazu β -grane djeluje na ulazni krug cijelog pojačala, pri čemu je

$$\beta = \frac{U_f}{U_p}. \quad (8.29)$$



Slika 8.4. Načini spajanja A -grane i β -grane u pojačalima s negativnom povratnom vezom: a) naponska serijska povratna veza, b) strujna serijska povratna veza, c) strujna paralelna povratna veza, d) naponska paralelna povratna veza

Prijenosna funkcija sklopa s negativnom povratnom vezom je

$$A_f = A_{vf} = \frac{U_p}{U_{ul}}. \quad (8.30)$$

Pomoću relacije koja slijedi iz ulaznog kruga

$$U_a = U_{ul} - U_f, \quad (8.31)$$

i relacija 8.28-8.30. dobiva se

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta A_v}, \quad (8.32)$$

što je identično relaciji 8.5. Budući da je u ovom slučaju izlazna veličina pojačala u A -grani koja se dovodi na ulaz β -grane napon U_p , ova vrsta povratne veze zove se naponska povratna veza. Budući da je izlazna veličina β -grane koja se dovodi u ulazni krug A -grane napon U_f koji djeluje serijski s naponom U_a , povratna veza zove se serijska. U ovom slučaju radi se o **naponskoj serijskoj povratnoj vezi**. Pri tom se termin „naponska“ odnosi na izlazni krug (ulazni krug β -grane veže se paralelno s izlaznim krugom A -grane), dok se termin „serijska“ odnosi na ulazni krug (izlazni krug β -grane veže se serijski s ulaznim krugom A -grane).

U slučaju na slici 8.4b u A -grani se nalazi strminsko pojačalo. Ulazni napon A -grane U_a generira na izlazu A -grane struju I_p , te je prijenosna funkcija A -grane strmina određena izrazom

$$A = G_M = \frac{I_p}{U_a}. \quad (8.33)$$

Struja I_p dolazi na ulaz β -grane, koja na svom izlazu generira napon U_f , te je prijenosna funkcija β -grane

$$\beta = \frac{U_f}{I_p}. \quad (8.34)$$

Prijenosna funkcija sklopa s povratnom vezom u ovom slučaju iznosi

$$A_f = G_{Mf} = \frac{I_p}{U_{ul}}. \quad (8.35)$$

Iz ulaznog kruga slijedi relacija

$$U_a = U_{ul} - U_f. \quad (8.36)$$

Iz relacija 8.33—8.36. slijedi

$$G_{Mf} = \frac{G_M}{1 + \beta G_M}. \quad (8.37)$$

Ovdje se kao ulazna veličina β -grane upotrebljava izlazna struja A -grane, pa se ova vrsta povratne veze zove strujnom. U ulaznom krugu ova je povratna veza identična onoj na slici 8.4a, te se radi o serijskoj povratnoj vezi u ulaznom krugu. Pojačalo na slici 8.4b koristi se dakle **strujnom serijskom povratnom vezom**. Ova vrsta povratne veze javlja se naprimjer u slučaju pojačala u spoju zajedničkog emitera s emitterskom degeneracijom, što je već navedeno u dijelu 3.1.6.

U konfiguraciji na slici 8.4c u A -grani se nalazi strujno pojačalo, te se prijenosna funkcija A -grane može izraziti u obliku

$$A = A_I = \frac{I_p}{I_a}. \quad (8.38)$$

Struja I_p dolazi na ulaz β -grane koja na svom izlazu generira struju I_t , te je prijenosna funkcija β -grane

$$\beta = \frac{I_t}{I_p}. \quad (8.39)$$

Prijenosna funkcija sklopa s povratnom vezom u ovom slučaju iznosi

$$A_t = A_{It} = \frac{I_p}{I_{ul}}. \quad (8.40)$$

Iz ulaznog kruga slijedi

$$I_a = I_{ul} - I_t. \quad (8.41)$$

Relacije 8.38–8.41. daju

$$A_{It} = \frac{A_t}{1 + \beta A_t}. \quad (8.42)$$

Ovdje je, kao i na slici 11.4b, povratna veza u izlaznom krugu strujna. Povratna veličina ovdje je struja I_t , te se u ulaznom krugu radi o paralelnoj povratnoj vezi (izlaz β -grane spojen je paralelno ulazu A -grane). U pitanju je dakle **strujna paralelna povratna veza**.

Konfiguracija na slici 8.4d upotrebljava u A -grani otporno pojačalo s prijenosnom funkcijom

$$A = R_M = \frac{U_p}{I_a}. \quad (8.43)$$

Prijenosna funkcija β -grane je

$$\beta = \frac{I_t}{U_p}. \quad (8.44)$$

Prijenosna funkcija cijelog sklopa na slici 8.4d je

$$A_t = R_{Mt} = \frac{U_p}{I_{ul}}. \quad (8.45)$$

Za ulazni krug vrijedi relacija

$$I_a = I_{ul} - I_t. \quad (8.46)$$

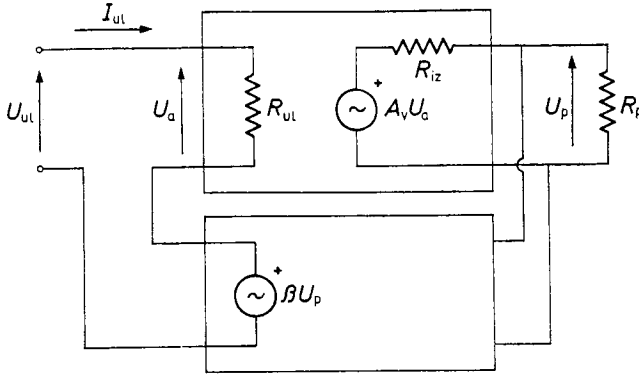
Iz relacija 8.43–8.46. slijedi

$$R_{Mt} = \frac{R_M}{1 + \beta R_M}. \quad (8.47)$$

Budući da je ovdje ulaz β -grane spojen paralelno izlazu A -grane, povratna veza je naponska. Kako je izlaz β -grane spojen paralelno ulazu A -grane, povratna veza je u ulaznom krugu paralelna. Ovdje se dakle radi o **naponskoj paralelnoj povratnoj vezi**.

8.6. Utjecaj negativne povratne veze na ulazni i izlazni otpor sklopova

Negativna povratna veza ima velik utjecaj na cjelokupna svojstva sklopova. Neke od tih utjecaja već smo naveli u ranijim dijelovima teksta. Ovdje će se analizom utjecaja negativne povratne veze na ulazni i izlazni otpor pojačala pokazati da se primjenom negativne povratne veze realna pojačala po svojim bitnim svojstvima znatno približavaju idealnima.



Slika 8.5. Određivanje ulaznog otpora pojačala s naponskom serijskom povratnom vezom

Na slici 8.5. ponovno je prikazano pojačalo s naponskom serijskom povratnom vezom. Ulazni otpor A -grane R_{ul} definiran je izrazom

$$R_{ul} = -\frac{U_a}{I_{ul}}. \quad (8.48)$$

Izlazni krug A -grane nadomješten je naponskim izvorom elektromotorne sile $A_v U_a$ i izlaznim otporom R_{iz} . Na izlazu A -grane djeluje napon βU_p . Ulazni otpor pojačala s povratnom vezom u ovom slučaju iznosi

$$R_{ulf} = \frac{U_{ul}}{I_{ul}} = \frac{U_a + \beta U_p}{I_{ul}} = \frac{U_a}{I_{ul}} \left(1 + \frac{\beta U_p}{U_a} \right) = R_{ul} (1 + \beta A_v). \quad (8.49)$$

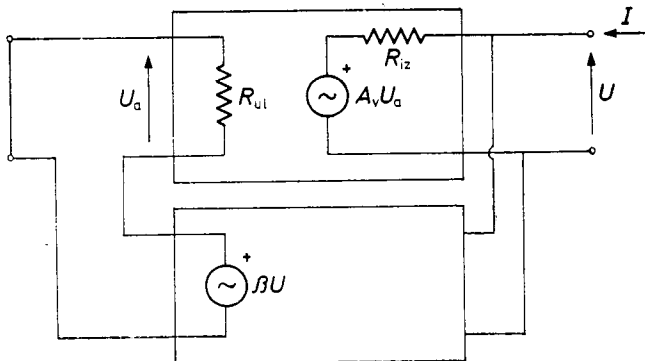
Naponska serijska povratna veza povećava iznos ulaznog otpora naponskog pojačala, i to tim više čim je veći iznos faktora povratne veze.

Izlazni otpor može se odrediti pomoću slike 8.6:

$$R_{izf} = \frac{U}{I} = \frac{IR_{iz} + A_v U_a}{I} = R_{iz} + \frac{A_v (-\beta U)}{I} = R_{iz} - \beta A_v R_{izf}, \quad (8.50)$$

odnosno

$$R_{izf} = \frac{R_{iz}}{1 + \beta A_v}. \quad (8.51)$$



Slika 8.6. Određivanje izlaznog otpora pojačala s naponskom serijskom povratnom vezom

Veličina $1 + \beta A_v$ je vrijednost faktora povratne veze kada $R_p \rightarrow \infty$. Negativna naponska serijska povratna veza smanjuje iznos izlaznog otpora naponskog pojačala.

Na temelju dobivenih rezultata pojačalo s naponskom serijskom povratnom vezom može se prikazati modelom na slici 8.7. Može se pokazati da je elektromotorna sila naponskoga generatora u izlaznom krugu određena relacijom

$$U = \frac{A_v}{1 + \beta A_v} U_{ul}. \quad (8.52)$$

Napon U_p u tom slučaju iznosi

$$U_p = \frac{A_v}{1 + \beta A_v} U_{ul} \frac{R_p}{R_p + \frac{R_{iz}}{1 + \beta A_v}}. \quad (8.53)$$

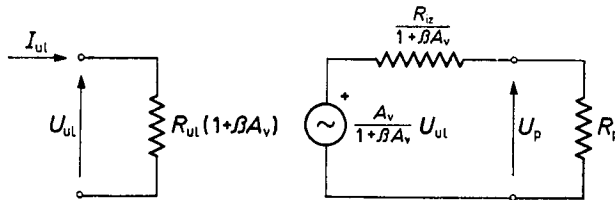
Pomoću relacije 1.18. pisane u obliku

$$A_v = A_v \frac{R_{iz} + R_p}{R_p} \quad (8.54)$$

relacija 8.53. prelazi u

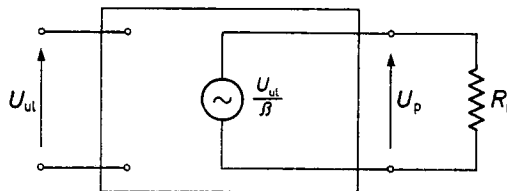
$$U_p = \frac{A_v}{1 + \beta A_v} U_{ul} = A_{vf} U_{ul}. \quad (8.55)$$

Relacija 8.55. pokazuje ispravnost modela na slici 8.7. Navedeni model jasno pokazuje da se primjenom negativne naponske serijske povratne veze znatno poboljšavaju svojstva naponskog pojačala, odnosno ono se po svojstvima približava ideal-



Slika 8.7. Model pojačala s naponskom serijskom povratnom vezom

nome, budući da ulazni otpor raste, izlazni otpor opada, a elektromotorna sila u izlaznom krugu postaje stabilnijeg iznosa. U ekstremnom slučaju kada $\beta A_v \rightarrow \infty$ elektromotorna sila u izlaznom krugu teži iznosu U_{ul}/β , ulazni otpor R_{ulf} postaje vrlo velika, a izlazni otpor R_{izf} vrlo mali, te se naponsko pojačalo približava idealnome na slici 8.8. To pojačalo ima karakteristike idealnoga naponskog pojačala na slici 1.5.



Slika 8.8. Model pojačala s naponskom serijskom povratnom vezom kada $\beta A_v \rightarrow \infty$

Analognim se postupkom za pojačalo sa strujnom serijskom povratnom vezom dobiva za ulazni otpor relacija

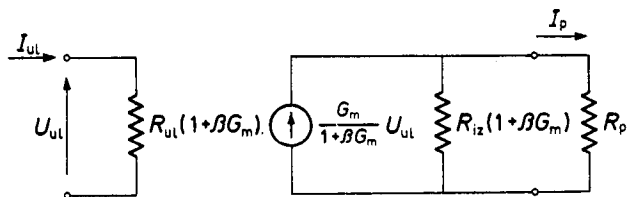
$$R_{ulf} = R_{ul} (1 + \beta G_M), \quad (8.56)$$

gdje je R_{ul} ulazni otpor A -grane. Za izlazni otpor slijedi relacija

$$R_{izf} = R_{iz} (1 + \beta G_M), \quad (8.57)$$

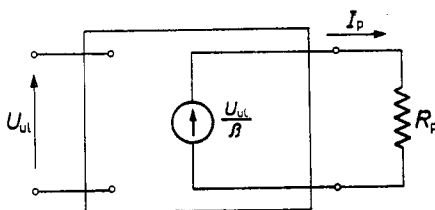
gdje je R_{iz} izlazni otpor A -grane, a G_M strmina pojačala u A -grani kada $R_p \rightarrow 0$. Faktor $1 + \beta G_M$ je dakle faktor povratne veze uz kratko spojeni izlaz pojačala. U izlaznom krugu djeluje strujni izvor koji daje struju

$$I = \frac{G_M}{1 + \beta G_M} U_{ul}, \quad (8.58)$$



Slika 8.9. Model pojačala sa strujnom serijskom povratnom vezom

te model sklopa sa strujnom serijskom povratnom vezom ima oblik prema slici 8.9. Kada je $\beta G_M \gg 1$, tada R_{ulf} i R_{izf} postaju jako veliki, struja I teži prema U_{ul}/β , te u izlaznom krugu djeluje strujni izvor koji daje struju U_{ul}/β neovisnu o potrošaču na izlaznim stezaljkama. Model na slici 8.9. u tom slučaju prelazi u model na slici 8.10, koji u potpunosti odgovara modelu idealnoga strminskog pojačala na slici 1.7.



Slika 8.10. Model pojačala sa strujnom serijskom povratnom vezom kada $\beta G_M \rightarrow \infty$

Djelovanjem strujne serijske negativne povratne veze, svojstva strminskog pojačala se dakle u značajnoj mjeri približavaju svojstvima idealnoga strminskog pojačala.

Za pojačalo sa strujnom paralelnom povratnom vezom dobivaju se za ulazni i izlazni otpor izrazi

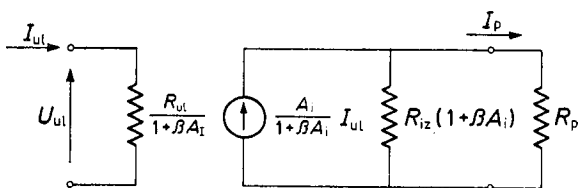
$$R_{ulf} = \frac{R_{ul}}{1 + \beta A_1}, \quad (8.59)$$

$$R_{izf} = R_{iz} (1 + \beta A_1), \quad (8.60)$$

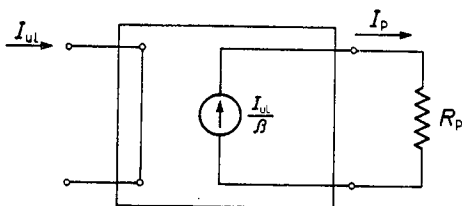
gdje je R_{ul} ulazni otpor A -grane, R_{iz} izlazni otpor A -grane, dok je A_i strujno pojačanje A -grane kada $R_p \rightarrow 0$. U izlaznom krugu djeluje strujni izvor koji daje struju iznosa

$$I = \frac{A_i}{1 + \beta A_i} I_{ul}. \quad (8.61)$$

Model pojačala sa strujnom paralelnom povratnom vezom prikazan je na slici 8.11. Kada je $\beta A \gg 1$ tada R_{ul} teži nuli, R_{iz} postaje sve veći, dok struja I teži prema I_{ul}/β , te pojačalo postaje blisko idealnome strujnom pojačalu (sl. 8.12), identično onom na slici 1.3.



Slika 8.11. Model pojačala sa strujnom paralelnom povratnom vezom



Slika 8.12. Model pojačala sa strujnom paralelnom povratnom vezom kada $\beta A_i \rightarrow \infty$

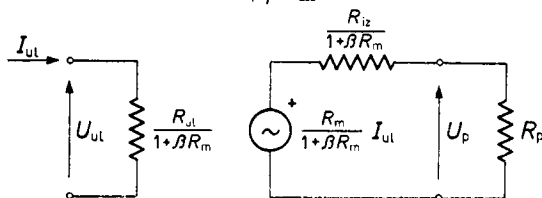
I na kraju, u slučaju pojačala s naponskom paralelnom povratnom vezom, dobivaju se za ulazni i izlazni otpor izrazi

$$R_{ul} = \frac{R_{ul}}{1 + \beta R_M}, \quad (8.62)$$

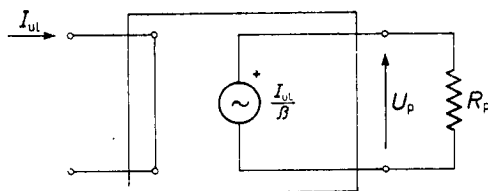
$$R_{iz} = \frac{R_{iz}}{1 + \beta R_M}, \quad (8.63)$$

gdje je R_{ul} ulazni otpor A -grane, R_{iz} izlazni otpor A -grane, dok je R_M prienosni otpor A -grane kada $R_p \rightarrow \infty$. U izlaznom krugu djeluje naponski izvor elektromotorne sile

$$U = \frac{R_M}{1 + \beta R_M} I_{ul}. \quad (8.64)$$



Slika 8.13. Model pojačala s naponskom paralelnom povratnom vezom



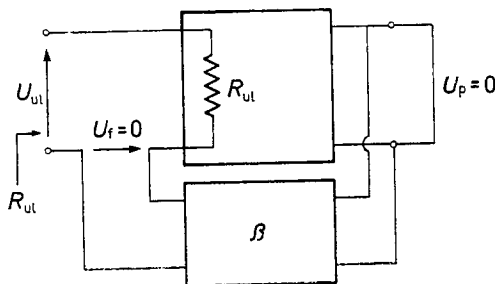
Slika 8.14. Model pojačala s naponskom paralelnom povratnom vezom kada $\beta R_M \rightarrow \infty$

Model pojačala s negativnom naponskom paralelnom povratnom vezom prikazan je na slici 8.13. Kada je $\beta R_M \gg 1$, tada R_{ulf} teži nuli, R_{ilf} također, dok elektromotorna sila U teži prema I_{ul}/β , te pojačalo postaje blisko idealnom otpornom pojačalu (sl. 8.14), identično onom na slici 1.9.

Iz provedene analize slijedi generalni zaključak da se primjenom negativne povratne veze mogu znatno popraviti karakteristike pojačala, te realna naponska, strujna, strminska i otporna pojačala postaju bliska idealnima.

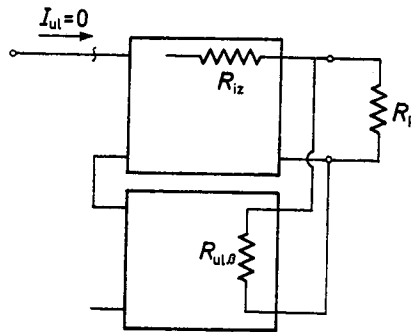
8.7. Pristup analizi sklopova s negativnom povratnom vezom

Analiza sklopova s negativnom povratnom vezom temelji se na pretpostavkama i relacijama navedenim u prethodnim dijelovima ovog poglavlja. Pritom je bitna pretpostavka o unilateralnosti A -grane i β -grane. Ta pretpostavka implicirana je i u relaciji 8.5. i ostalim relacijama istog tipa, uključujući tu i relacije za ulazne i izlazne otpore sklopova s negativnom povratnom vezom. Kao što je u dijelu 8.2. navedeno, kod realnih pojačala nije moguće u potpunosti ispuniti uvjet unilateralnosti A -grane i β -grane, te relacija 8.5. nije u tom smislu egzaktna. Međutim u velikom broju slučajeva ta relacija daje rezultate koji su dobra aproksimacija točnih izraza. Prilikom praktičkih računanja treba znati analitičke izraze za prijenosne funkcije A -grane i β -grane, a to znači da prije svega treba identificirati A -granu i β -granu te vrstu primijenjene negativne povratne veze. Pri određivanju prijenosne funkcije A -grane treba uzeti u obzir opterećenje izlaza A -grane ulaznim krugom β -grane. Postupak identifikacije A -grane ilustrirat ćemo na primjeru pojačala s naponskom serijskom povratnom vezom na slici 8.4a. Da bi se odredio ulazni krug A -grane treba kratko spojiti izlazne stezaljke sklopa, jer je tada $U_p=0$, a time i $U_f=\beta U_p=0$. U tom slučaju ulazni krug sklopa degenerira u ulazni krug A -grane, te se opisanim postupkom može odrediti ulazni krug A -grane u sklopu s naponskom serijskom povratnom vezom. Opisani postupak ilustriran je na slici 8.15.



Slika 8.15. Određivanje ulaznog kruga A -grane u sklopu s naponskom serijskom povratnom vezom

Da bi se odredio izlazni krug A -grane treba prekinuti ulazni krug sklopa ($I_{ul}=0$). Tada β -grana pasivno opterećuje izlaz sklopa dajući informaciju o izlaznom krugu A -grane, koji uključuje i djelovanje ulaznog kruga β -grane na izlazni krug A -grane. Postupak je prikazan na slici 8.16. Sličnim razmatranjem dolazi se do zaključka o



Slika 8.16. Određivanje izlaznog kruga A -grane u sklopu s naponskom serijskom povratnom vezom

načinu određivanja ulaznog i izlaznog kruga A -grane i za ostale tri konfiguracije pojačala s negativnom povratnom vezom. Rezultati su sumirani u tablici 8.1. Primjenom postupaka navedenih u tablici 8.1. može se odrediti A -grana pojačala s negativnom povratnom vezom uz uračunano djelovanje β -grane na ulazni i izlazni krug A -grane. Unutrašnji otpor R_G generatora na ulazu sklopa uključuje se u ulazni krug A -grane i smatra se njegovim dijelom.

Tablica 8.1.

Vrsta povratne veze	Uvjet za određivanje ulaznog kruga A -grane	Uvjet za određivanje izlaznog kruga A -grane
naponska serijska	$U_p=0$	$I_{ul}=0$
strujna serijska	$I_p=0$	$I_{ul}=0$
strujna paralelna	$I_p=0$	$U_{ul}=0$
naponska paralelna	$U_p=0$	$U_{ul}=0$

Autori P. E. Gray i C. L. Searle te J. Millman i C. C. Halkias preporučuju sljedeći postupak u analizi sklopova s negativnom povratnom vezom:

1. Identifikacija topologije, odnosno načina izvedbe negativne povratne veze. Kod naponske povratne veze veličina dovedena na ulaz β -grane je napon na stezaljkama potrošača, tj. $x_p=U_p$. Kod strujne povratne veze veličina dovedena na ulaz β -grane je struja potrošača, tj. $x_p=I_p$. Kod serijske povratne veze povratna veličina je napon, te je $x_t=U_t$. Kod paralelne povratne veze povratna veličina je struja, te je $x_t=I_t$.

2. Pomoću kriterija navedenih u tablici 8.1. odrediti i nacrtati osnovno pojačalo u A -grani.

3. Generator na ulazu pojačala prikazati Théveninovim izvorom za pojačalo koje se koristi serijskom povratnom vezom, odnosno Nortonovim izvorom za pojačalo koje se koristi paralelnom povratnom vezom.

4. Zamjenom aktivnih elemenata u A -grani odgovarajućim modelima za rad u režimu malih izmjeničnih signala nacrtati model A -grane.

5. Pomoću modela u točki 4 odrediti A , R_{ul} , R_{iz} .

6. Odrediti x_p i x_f i odatle $\beta = x_f/x_p$.

7. Iz poznatih iznosa faktora A i β odrediti faktor povratne veze $F = 1 + \beta A$.

8. Iz poznatih iznosa A , R_{ul} , R_{iz} i F odrediti A_f , R_{ulf} , R_{izf} .

Opisani postupak analize sklopova s negativnom povratnom vezom ilustrirat ćemo s nekoliko primjera.

Primjer 8.1. Na slici 8.17. prikazano je direktno vezano dvostepeno pojačalo s bipolarnim tranzistorima u spoju zajedničkog emitera. Ova izvedba je inače uobičajena u monolitnim širokopojasnim pojačalima napona. Za zadano pojačalo:

- odrediti vrstu primijenjene povratne veze
- izračunati faktor β
- odrediti osnovno pojačalo u A -grani
- izračunati A_v , R_{ul} i R_{iz} za A -granu
- izračunati faktor povratne veze
- izračunati A_{vf} , R_{ulf} i R_{izf} .

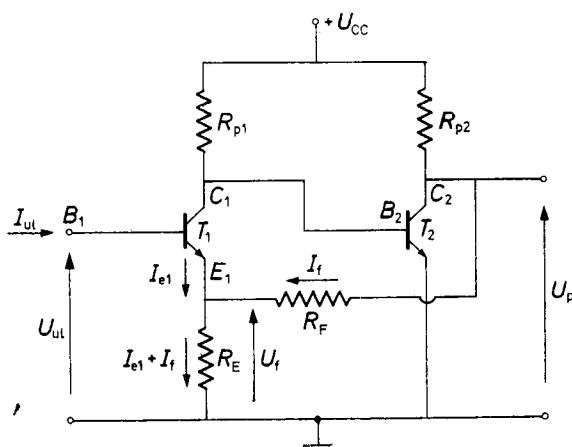
Pretpostaviti rad u režimu malih signala u području niskih i srednjih frekvencija, te iznose parametara:

$$h_{fe1} = h_{fe2} = 100, h_{ie1} = h_{ie2} = 1 \text{ k}\Omega, h_{oe1} = h_{oe2} = 0.$$

$$h_{re1} = h_{re2} = 0, R_{p1} = 5 \text{ k}\Omega, R_{p2} = 2 \text{ k}\Omega, R_E = 100 \Omega,$$

$$R_F = 5 \text{ k}\Omega.$$

Hibridni parametri s indeksom 1 odnose se na tranzistor T_1 , a hibridni parametri s indeksom 2 na tranzistor T_2 .



Slika 8.17. Direktno vezano dvostepeno pojačalo — primjer negativne naponske serijske povratne veze

Rješenje: a) Ulazni naponski signal U_{ul} djeluje na bazu B_1 tranzistora T_1 koji pojačava taj signal i obrće mu fazu. Pojačani signal djeluje na bazu B_2 tranzistora T_2 , gdje se još jednom pojačava i još jednom obrće, te izlazni napon U_p ima puno veću amplitudu od ulaznoga i s njim je u fazi. Izlazni napon U_p sada djeluje na linearnu pasivnu mrežu koju čine otpori R_E i R_F . Napon U_f je pritom proporcionalan naponu U_p i djeluje na ulazni krug pojačala. Budući da je U_f u fazi sa U_p , on je u fazi i sa U_{ul} , te slabi djelovanje napona U_{ul} na ulazni krug pojačala. Povratna veza je dakle negativna. Povratna veličina je napon U_f , te je povratna veza u ulaznom krugu serijska. Kako je U_f proporcionalan izlaznom naponu U_p , povratna veza je u izlaznom krugu naponska. U ovom slučaju se dakle radi o negativnoj naponskoj serijskoj povratnoj vezi.

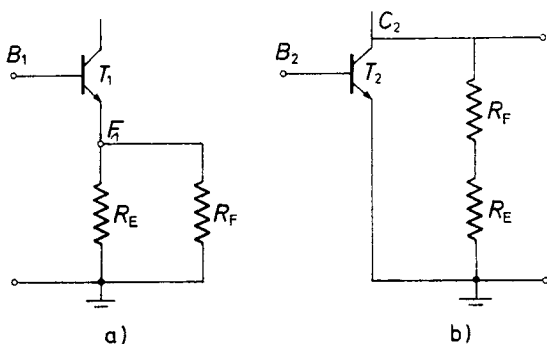
b) Faktor β jednak je omjeru U_f/U_p i prema slici 8.17. iznosi

$$\beta = \frac{U_f}{U_p} = \frac{(I_{e1} + I_f) R_E}{(I_{e1} + I_f) R_E + I_f R_F}.$$

Da bi β -grana koju čine otpori R_E i R_F bila unilateralna, tj. da bi dominirao prijenos signala od izlaza prema ulazu pojačala, mora biti ispunjen uvjet $I_f \gg I_{e1}$ jer je samo I_f rezultat djelovanja napona U_p . Kako je međutim strujno pojačanje drugog tranzistora puno veće od jedinice, realno je pretpostaviti da je $I_f \gg I_{e1}$, te β -grana djeluje praktički unilateralno. U tom slučaju je

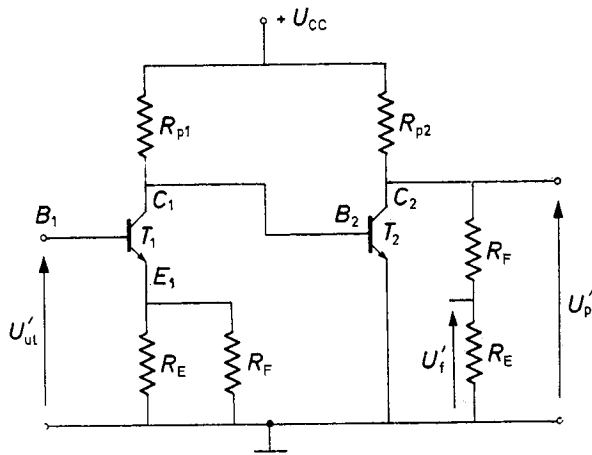
$$\beta = \frac{U_f}{U_p} \simeq \frac{R_E}{R_E + R_F} = \frac{0,1}{0,1 + 5} = \frac{1}{51} = 0,0196.$$

c) Osnovno pojačalo u A -grani određuje se pomoću kriterija sadržanih u tablici 8.1. Kako se radi o naponskoj serijskoj povratnoj vezi, ulazni krug A -grane određen je uvjetom $U_p = 0$, a izlazni krug uvjetom $I_{u1} = 0$. Uvjet $U_p = 0$ znači kratkospojene izlazne stezaljke pojačala na slici 8.17. U tom slučaju je točka C_2 uzemljena, te



Slika 8.18. Određivanje A -grane pojačala na slici 8.17:
a) ulazni krug, b) izlazni krug

otpor R_F dolazi u ulaznom krugu spojen paralelno otporu R_E (sl. 8.18a). Da bi se ostvario uvjet $I_{u1} = 0$ treba prekinuti ulazni krug pojačala na slici 8.17. U tom slučaju otpori R_E i R_F dolaze spojeni serijski u izlaznom krugu (sl. 8.18b). Osnovno pojačalo u A -grani prikazano je na slici 8.19. Budući da se ulazni i izlazni naponi osnovnog pojačala u A -grani razlikuju od ulaznog i izlaznog napona pojačala na slici 8.17, gdje djeluje povratna veza, za te su napone na slici 8.19. upotrijebljene oznake U'_{ul} i U'_p . Iz slike 8.19. također se može odrediti faktor β kao omjer napona U'_f na otporu R_E i izlaznog napona U'_p . Iako naponi U'_f i U'_p na slici 8.19. nisu

Slika 8.19. *A*-grana pojačala na slici 8.17.

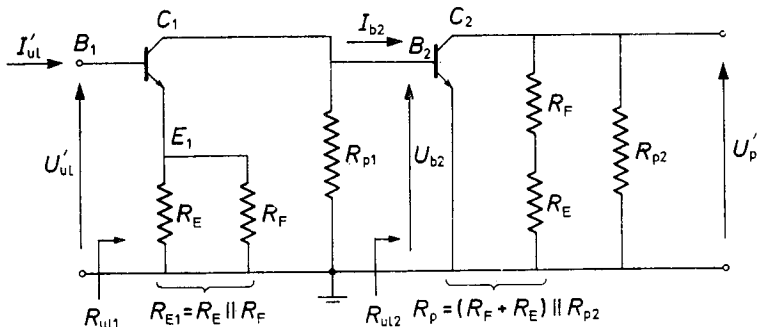
identični naponima U_f i U_p na slici 8.17, omjer U'_f/U'_p bit će jednak omjeru U_f/U_p , jer se radi o pasivnoj linearnoj mreži, koju čine otpori R_E i R_F . Prema tome je

$$\frac{U'_f}{U'_p} = \frac{U_f}{U_p} = \beta = \frac{R_E}{R_E + R_F}.$$

Ovaj se izraz razlikuje od točnog izraza izvedenog u točki b, budući da je pri crtanju osnovnog pojačala u *A*-grani već pretpostavljeno da je β -grana unilateralna, tj. da je I_{e1} na slici 8.17. puno manji od I_f . Kako je uvjet $I_{e1} \ll I_f$ ispunjen, gornji izraz je dovoljno točan i usto jednak približnom izrazu dobivenom iz točnog izraza u točki b, uz istu pretpostavku.

d) Osnovno pojačalo u *A*-grani, prikazano na slici 8.19, ponovno je nacrtano na slici 8.20. za mali izmjenični signal. Naponsko pojačanje *A*-grane iznosi

$$A_V = \frac{U'_p}{U'_{u1}} = \frac{U'_p}{U_{b2}} \cdot \frac{U_{b2}}{U'_{u1}} = A_{V2} A_{V1},$$

Slika 8.20. Model *A*-grane pojačala na slici 8.17. za mali izmjenični signal

gdje je A_{V1} naponsko pojačanje prvog stupnja, a A_{V2} naponsko pojačanje drugog stupnja. Pojačanje A_{V2} određeno je relacijom 3.60:

$$A_{V2} = \frac{U'_p}{U_{b2}} = -h_{te2} \frac{R_p}{h_{ie2}},$$

gdje je

$$R_p = (R_F + R_E) \parallel R_{p2} = 5,1 \parallel 2 = 1,44 \text{ k}\Omega.$$

Pojačanje A_{V2} dakle iznosi

$$A_V = -h_{fe2} \frac{R_p}{h_{ie2}} = -100 \cdot \frac{1,44}{1} = -144.$$

Ulazni otpor drugog stupnja R_{u12} prema slici 8.20. i relaciji 3.59. iznosi

$$R_{u12} = \frac{U_{b2}}{I_{b2}} = h_{ie2} = 1 \text{ k}\Omega.$$

Pojačanje A_{V1} prvog stupnja prema relaciji 3.84. iznosi

$$A_{V1} = \frac{U_{b2}}{U_{u1}} = -\frac{h_{fe1} (R_{p1} \parallel R_{u12})}{h_{ie1} + (1 + h_{fe1}) R_{E1}} = -\frac{100 (5 \parallel 1)}{1 + 101 (5 \parallel 0,1)} = -7,64.$$

Naponsko pojačanje A -grane dakle iznosi

$$A_V = A_{V2} A_{V1} = (-144) (-7,64) = 1100.$$

Ulazni otpor A -grane prema relaciji 3.80b iznosi

$$R_{u1} = \frac{U'_{u1}}{I'_{u1}} = h_{ie1} + (1 + h_{fe1}) R_{E1} = 1 + 101 (5 \parallel 0,1) = 10,9 \text{ k}\Omega.$$

Izlazni otpor A -grane prema slici 8.20, budući da je $h_{oe2} = h_{re2} = 0$, iznosi

$$R_{iz} = R_E + R_F = 5,1 \text{ k}\Omega.$$

e) Faktor povratne veze F iznosi

$$F = 1 + \beta A_V = 1 + \frac{1}{51} \cdot 1100 = 22,57$$

f) Naponsko pojačanje pojačala na slici 8.17. iznosi

$$A_{Vf} = \frac{U_p}{U_{u1}} = \frac{A_V}{F} = \frac{1100}{22,57} = 48,8.$$

Ulazni otpor iznosi

$$R_{u1f} = \frac{U_{u1}}{I_{u1}} = R_{u1} F = 10,9 \cdot 22,57 = 246 \text{ k}\Omega.$$

Izlazni otpor određen je relacijom

$$R_{izf} = \frac{R_{iz}}{1 + \beta A_V},$$

gdje je $A_V = \lim_{R_{p2} \rightarrow \infty} A_V$. Budući da A_{V1} ne ovisi o R_{p2} , njegov iznos ostaje $-7,64$.

S druge strane, A_{V2} ovisi o R_{p2} prema izrazu

$$A_{V2} = -h_{fe2} \cdot \frac{(R + R_E) \parallel R_{p2}}{h_{ie2}}.$$

Kada $R_{p2} \rightarrow \infty$ tada

$$A_{V2} \rightarrow -h_{fe2} \cdot \frac{R_F + R_E}{h_{ie2}} = -100 \cdot \frac{5,1}{1} = -510.$$

Pojačanje A_V dakle iznosi

$$A_V = (-7,64)(-510) = 3\,896.$$

Izlazni otpor iznosi

$$R_{izf} = \frac{R_{iz}}{1 + \beta A_V} = \frac{5,1}{1 + \frac{1}{51} \cdot 3\,896} = 0,066 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{izf} = 66 \text{ }\Omega.$$

Ako se uzme u obzir da je u razmatranom slučaju $\beta A_V = 21,57 \gg 1$, može se A_{Vf} izraziti približnim izrazom

$$A_{Vf} \simeq \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_F}{R_E} = 51.$$

Točan izraz daje za A_{Vf} iznos 48,7, što se od iznosa dobivenog približnim izrazom razlikuje samo za 4,5 %.

Činjenica da je

$$A_{Vf} \simeq 1 + \frac{R_F}{R_E}$$

ukazuje na razlog primjene pojačala na slici 8.17. u monolitnim sklopovima. Pojačanje ne ovisi o parametrima tranzistora, već je određeno samo omjerom otpora R_F i R_E , što znači da se topološkim oblikovanjem dvaju otpornika može dobro kontrolirati iznos pojačanja. Slično svojstvo već smo ranije imali u varijanti Widlarova sklopa na slici 3.31.

Primjer 8.2. Na slici 8.21. prikazano je direktno vezano trostepeno pojačalo s bipolarnim tranzistorima. I ovo se pojačalo primjenjuje u monolitnim integriranim sklopovima.

Za zadano pojačalo:

- odrediti vrstu primijenjene povratne veze
- izračunati faktor β
- izračunati G_M i R_{ul}
- izračunati G_{Mf} , A_{Vf} i R_{ulf} .

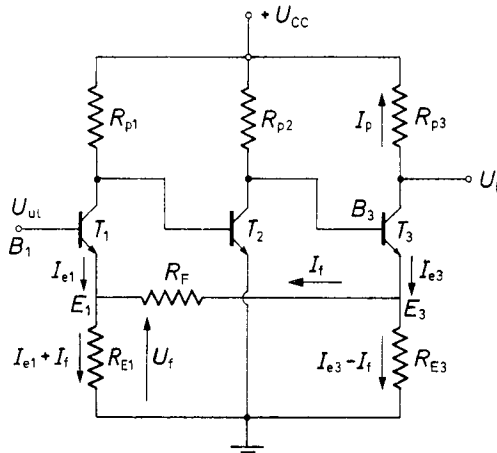
Pretpostaviti rad u području niskih i srednjih frekvencija, te iznose parametara:

$$h_{fe} = 100, h_{ie} = 1,5 \text{ k}\Omega, h_{oe} = 0, h_{re} = 0, R_{p1} = 9 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{p2} = 5 \text{ k}\Omega, R_{p3} = 0,6 \text{ k}\Omega, R_{E1} = R_{E3} = 0,1 \text{ k}\Omega, R_F = 0,64 \text{ k}\Omega.$$

Svi tranzistori su identični, te navedeni h -parametri vrijede za sva tri tranzistora.

Rješenje: a) Ulazni napon U_{ul} na bazi ulaznog tranzistora pojačava se u trostepenom pojačalu s tranzistorima u spoju zajedničkog emitera, te je opravdano pretpostaviti visok iznos naponskog pojačanja. Isto vrijedi i za strujno pojačanje. Napon u točki E_3 u fazi je s naponom u točki B_3 i po iznosu mu je praktički jednak. To



Slika 8.21. Direktno vezano trostepeno pojačalo — primjer negativne strujne serijske povratne veze

istodobno znači da je napon u točki E_3 u fazi s naponom U_{ul} , ali je po iznosu dosta veći od njega. Budući da je $h_{fe} \gg 1$, struja I_{e3} približno je jednaka struji kroz R_{p3} , te uzevši u obzir smjer tih struja vrijedi relacija

$$I_{e3} \simeq -I_p.$$

Struja I_{e3} generira struju I_f koja opet sa strujom I_{e1} generira napon U_f koji se kao povratni signal javlja u ulaznom krugu. Pritom se zbog visokog iznosa strujnog pojačanja u pojačalu može opravdano pretpostaviti da je $I_f \gg I_{e1}$, te je U_f diktiran praktički isključivo strujom I_f , koja je opet proporcionalna izlaznoj struji I_p . Budući da se povratni signal napon U_f u ulaznom krugu suprostavlja ulaznom naponu U_{ul} , povratna veza je negativna. Kako je povratna veličina napon, povratna veza je u ulaznom krugu serijska. Pritom je povratna veličina proporcionalna izlaznoj struji, te je povratna veza u izlaznom krugu strujna. Ovdje se dakle radi o negativnoj strujnoj serijskoj povratnoj vezi.

b) Iznos faktora β može se odrediti razmatranjem β -grane koju čine otpori R_{E3} , R_F i R_{E1} na slici 8.21. Iz β -grane slijedi

$$(I_{e3} - I_f) R_{E3} \simeq I_f (R_F + R_{E1}) + I_{e1} R_{E1}.$$

Budući da je zbog visokog iznosa strujnog pojačanja $I_f \gg I_{e1}$, gornja relacija glasi

$$(I_{e3} - I_f) R_{E3} \simeq I_f (R_F + R_{E1}).$$

Uzevši u obzir relaciju $I_{e3} = -I_p$ dobiva se

$$I_f \simeq -I_p \frac{R_{E3}}{R_{E1} + R_{E3} + R_F}.$$

Povratni napon U_f iznosi

$$U_f = (I_f + I_{e1}) R_{E1} \simeq I_f R_{E1} \simeq -I_p \frac{R_{E1} R_{E3}}{R_{E1} + R_{E3} + R_F}.$$

Faktor β je po definiciji

$$\beta = \frac{U_f}{I_p} \simeq -\frac{R_{E1} R_{E3}}{R_{E1} + R_{E3} + R_F}.$$

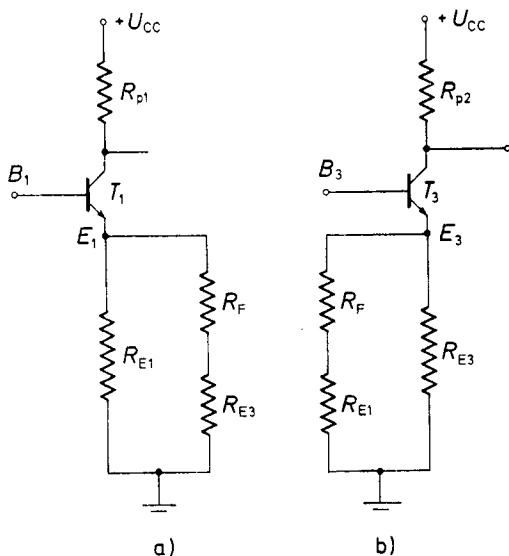
Uvrštenjem zadanih numeričkih iznosa dobiva se

$$\beta = -11,9 \Omega.$$

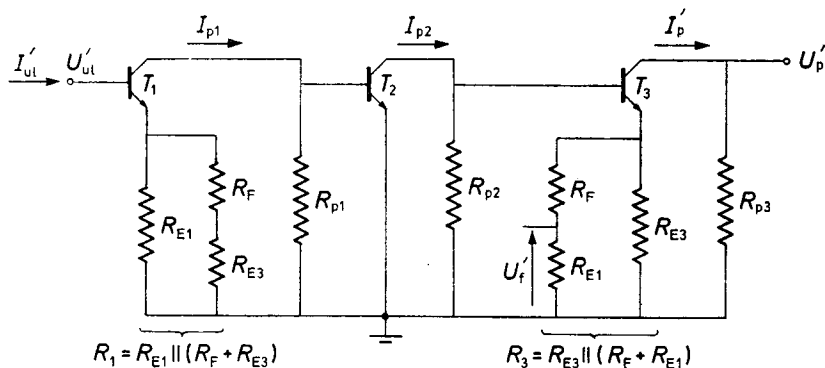
c) Prema tablici 8.1. u sklopovima sa strujnom serijskom povratnom vezom ulazni krug A -grane određen je uvjetom $I_p=0$, a izlazni krug uvjetom $I_{ul}=0$. Uvjet $I_p=0$ znači da kroz R_{E3} ne teče struja, te R_F i R_{E3} dolaze spojeni serijski između E_1 i uzemljenja. Zato ulazni krug osnovnog pojačala u A -grani ima oblik na slici 8.22a. Uvjet $I_{ul}=0$ znači da R_F i R_{E1} dolaze spojeni serijski između E_3 i uzemljenja, te izlazni krug ima oblik na slici 8.22b. Osnovno pojačalo u A -grani prikazano je, na temelju provedenog razmatranja, na slici 8.23. Otpori R_1 i R_3 pritom iznose

$$R_1 = R_{E1} \parallel (R_F + R_{E3}) = 100 \parallel (640 + 100) = 88,1 \Omega,$$

$$R_3 = R_{E3} \parallel (R_F + R_{E1}) = 100 \parallel (640 + 100) = 88,1 \Omega.$$



Slika 8.22. Određivanje A -grane pojačala na slici 8.21: a) ulazni krug, b) izlazni krug



Slika 8.23. Model A -grane pojačala na slici 8.21. za mali izmjenični signal

Iz osnovnog pojačala u A -grani također se može odrediti faktor β uzme li se u obzir činjenica da je β -grana formirana od linearnih pasivnih elemenata. Vrijedi dakle relacija

$$U_F = -I_F [R_{E3} || (R_F + R_{E1})] \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_F},$$

pri čemu je zanemarena struja baze tranzistora T_3 . Iz gornje relacije slijedi

$$\beta = \frac{U_I}{I_p} = \frac{U'_I}{I'_p} = \frac{R_{E1} R_{E3}}{R_{E1} + R_{E3} + R_F},$$

što je identično relaciji za β izvedenoj u točki b.

Strmina osnovnog pojačala u A -grani iznosi

$$G_M = \frac{I'_p}{U_{u1}} = \frac{I'_p}{I_{p2}} \cdot \frac{I_{p2}}{I_{p1}} \cdot \frac{I_{p1}}{U_{u1}}.$$

Omjer I'_p/I_{p2} određen je relacijom 3.82, koja uz oznake na slici 8.23. glasi

$$\frac{I'_p}{I_{p2}} = -h_{te} \frac{R_{p2}}{R_{p2} + h_{ie} + (1 + h_{te}) R_3} = -100 \frac{5\,000}{5\,000 + 1\,500 + 101 \cdot 88,1} = -32,47.$$

Analogno se za omjer I_{p2}/I_{p1} dobiva

$$\frac{I_{p2}}{I_{p1}} = -h_{te} \frac{R_{p1}}{R_{p1} + h_{ie}} = -100 \frac{9\,000}{9\,000 + 1\,500} = -85,7.$$

Omjer I_{p1}/U'_{u1} može se prikazati u obliku

$$\begin{aligned} \frac{I_{p1}}{U'_{u1}} &= \frac{I_{p1}}{I'_{u1}} \cdot \frac{I'_{u1}}{U'_{u1}} = -h_{te} \frac{1}{h_{ie} + (1 + h_{te}) R_1} = \\ &= -100 \frac{1}{1\,500 + 101 \cdot 88,1} = -9,6 \cdot 10^{-3} \frac{A}{V}. \end{aligned}$$

Strmina pojačala u A -grani je dakle

$$G_M = (-32,47) (-85,7) (-9,6 \cdot 10^{-3}) = -26,7 \frac{A}{V}.$$

Ulazni otpor A -grane iznosi

$$R_{u1} = \frac{U'_{u1}}{I'_{u1}} = h_{ie} + (1 + h_{te}) R_1 = 1\,500 + 101 \cdot 88,1 = 10\,398 \, \Omega \approx 10,4 \, \text{k}\Omega.$$

d) Faktor povratne veze ima vrijednost

$$F = 1 + \beta G_M = 1 + (-11,9) (-26,7) = 319.$$

Strmina pojačala na slici 8.21. je

$$G_{Mf} = \frac{I_p}{U_{u1}} = \frac{G_M}{F} = \frac{-26,7}{319} = -0,084 \frac{A}{V},$$

$$G_{Mf} = -84 \frac{mA}{V}.$$

Ako se G_{Mf} računa po približnoj relaciji

$$G_{Mf} \approx \frac{1}{\beta}.$$

dobiva se praktički isti iznos.

Naponsko pojačanje dobiva se prema slici 8.21. iz relacije

$$A_{Vf} = \frac{U_p}{U_{ul}} = \frac{I_p R_{p3}}{U_{ul}} = G_{Mf} R_{p3} = -84 \cdot 0,6 = -50,4.$$

Ulazni otpor određen je relacijom

$$R_{ulf} = R_{ul} \cdot F = 10,4 \cdot 319 = 3\,317 \text{ k}\Omega \approx 3,3 \text{ M}\Omega.$$

Primjer 8.3. Za dvostepeno pojačalo s bipolarnim tranzistorima na slici 8.24. odrediti:

- vrstu primijenjene povratne veze
- faktor β
- osnovno pojačalo u A -grani
- A_I i R_{ul}
- faktor povratne veze F
- A_{If} i R_{ulf} .

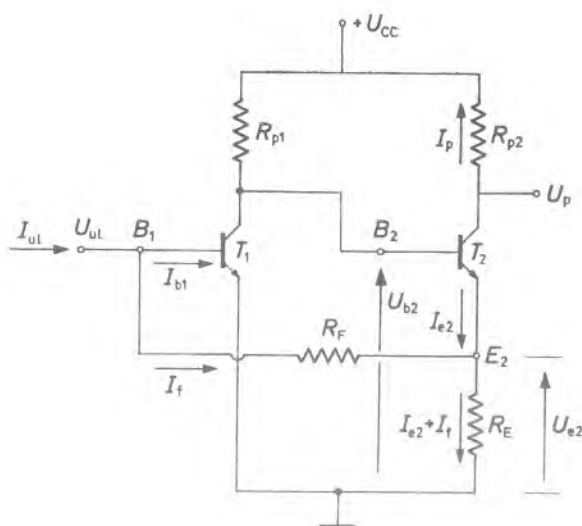
Pretpostaviti rad u području niskih i srednjih frekvencija te iznose parametara:

$$h_{fe} = 100, h_{ie} = 1,5 \text{ k}\Omega, h_{oe} = h_{re} = 0, R_{p1} = 3 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{p2} = 0,5 \text{ k}\Omega, R_F = 1,2 \text{ k}\Omega, R_E = 50 \Omega.$$

Tranzistori T_1 i T_2 su identični, te se navedeni h -parametri odnose na oba tranzistora.

Rješenje: a) Povratnu vezu u ovom slučaju osigurava otpor R_F spojen između emitera E_2 tranzistora T_2 i baze B_1 tranzistora T_1 . Napon U_{b2} puno je veći od na-



Slika 8.24. Direktno vezano dvostepeno pojačalo — primjer negativne strujne paralelne povratne veze

pona U_{u1} i suprotan mu je po fazi. To je posljedica rada tranzistora T_1 u spoju zajedničkog emitera. Napon U_{e2} je u fazi s naponom U_{b2} i samo je malo manji od njega. To znači da je napon U_{e2} po iznosu puno veći od napona U_{u1} i da mu je suprotan po fazi. Ako ulazni strujni signal I_{u1} raste, rasti će prema tome i struja I_f koja teče kroz otpor R_F u smjeru od točke B_1 prema točki E_2 . Zato će ulazna struja tranzistora T_1 iznositi

$$I_{b1} = I_{u1} - I_f,$$

što znači da će biti manja nego u slučaju kada ne bi postojala povratna veza. Budući da ovdje povratna veza ruši nivo ulaznoga strujnog signala, radi se o negativnoj povratnoj vezi. Povratna veličina je struja I_f određena relacijom

$$I_f = \frac{U_{u1} - U_{e2}}{R_F}.$$

Napon U_{e2} puno je veći po iznosu od napona U_{u1} , te vrijedi približno

$$I_f \simeq -\frac{U_{e2}}{R_f}.$$

Napon U_{e2} iznosi

$$U_{e2} = (I_{e2} + I_f) R_E.$$

Faktor strujnog pojačanja h_{fe} tranzistora T_2 puno je veći od jedinice, te je $I_{e2} \simeq -I_p$, tako da se struja I_f može izraziti u obliku

$$I_f \simeq -\frac{U_{e2}}{R_F} = -(I_{e2} + I_f) \frac{R_E}{R_F} \simeq -(I_f - I_p) \frac{R_E}{R_F}.$$

Iz gornje relacije slijedi

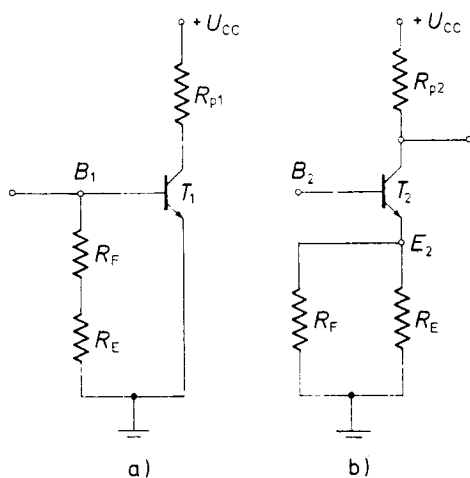
$$I_f = \frac{R_E}{R_E + R_F} I_p.$$

Povratna veličina je struja I_f proporcionalna struji potrošača I_p . Kako je povratna veličina struja, povratna veza je u ulaznom krugu paralelna. Povratna veličina je proporcionalna izlaznoj struji, te se u izlaznom krugu radi o strujnoj povratnoj vezi. U radu sklopa na slici 8.24. koristi se dakle negativna strujna paralelna povratna veza.

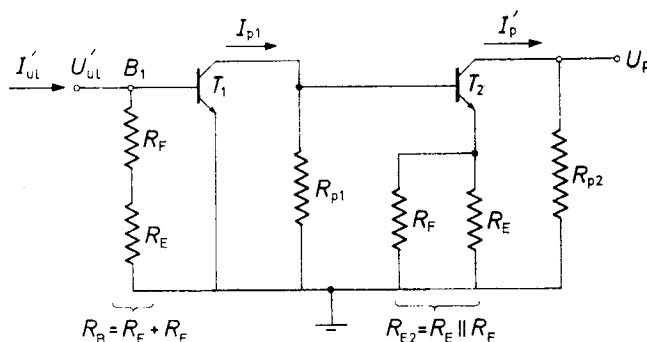
b) Iznos faktora β slijedi direktno iz razmatranja provedenih u prethodnoj točki:

$$\beta = \frac{I_f}{I_p} = \frac{R_E}{R_E + R_F} = \frac{50}{50 + 1200} = 0,04$$

c) Prema tablici 8.1. u sklopovima sa strujnom paralelnom povratnom vezom ulazni krug osnovnog pojačala u A -grani određen je uvjetom $I_p = 0$, dok je izlazni krug određen uvjetom $U_{u1} = 0$. Kada je $I_p = 0$, tada kroz otpor R_E na slici 8.24. teče samo struja I_f (jer je $I_{e2} \simeq -I_p = 0$) koja teče kroz R_F , te otpori R_F i R_E dolaze spojeni serijski u ulaznom krugu A -grane prema slici 8.25a. Kada je $U_{u1} = 0$, tada je točka B_1 uzemljena i otpor R_F dolazi spojen paralelno s otporom R_E u emitorskom krugu tranzistora T_2 (sl. 8.25b) Osnovno pojačalo u A -grani, prikazano za mali izmjenični signal, ima dakle oblik kao na slici 8.26.



Slika 8.25. Određivanje A-grane pojačala na slici 8.24:
a) ulazni krug, b) izlazni krug



Slika 8.26. Model A-grane pojačala na slici 8.24.

d) Strujno pojačanje A-grane prema slici 8.26. može se prikazati u obliku

$$A_1 = \frac{I_p'}{I_{u1}} = \frac{I_p'}{I_{p1}} \cdot \frac{I_{p1}}{I_{u1}}.$$

Omjer I_p'/I_{p1} određen je relacijom 3.82. koja u ovom slučaju glasi

$$\begin{aligned} \frac{I_p'}{I_{p1}} &= -h_{fe} \frac{R_{p1}}{R_{p1} + h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_{E2}} = \\ &= -100 \frac{3\,000}{3\,000 + 1\,500 + 101(1\,200 \parallel 50)} = -32,1. \end{aligned}$$

Istim se postupkom dobiva i omjer I_{p1}/I_{u1} :

$$\frac{I_{p1}}{I_{u1}} = -h_{ie} \frac{R_B}{R_B + h_{ie}} = -100 \frac{1\,250}{1\,250 + 1\,500} = -45,45.$$

Strujno pojačanje A -grane iznosi

$$A_I = (-32, 1) (-45, 45) = 1\,459.$$

Ulazni otpor A -grane R_{ul} iznosi

$$R_{ul} = \frac{U'_{ul}}{I'_{ul}} = R_B || h_{ie} = 1\,250 || 1\,500 = 682\,\Omega.$$

e) Faktor povratne veze određen je relacijom

$$F = 1 + \beta A_I = 1 + 0,04 \cdot 1\,459 \approx 60.$$

f) Strujno pojačanje pojačala na slici 8.24. određeno je relacijom

$$A_{I1} = \frac{I_p}{I_{ul}} = \frac{A_I}{F} = \frac{1\,459}{60} \approx 24.$$

Ako se primijeni aproksimacija

$$A_{If} \approx \frac{1}{\beta},$$

dobiva se $A_{If} \approx 25$, što se vrlo dobro slaže s točnim iznosom. Ulazni otpor iznosi

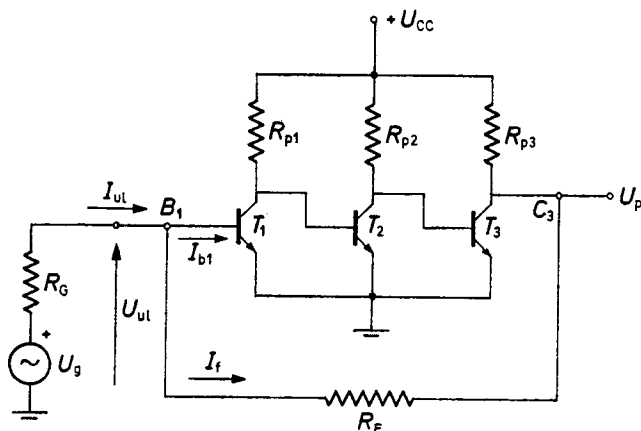
$$R_{ult} = \frac{U_{ul}}{I_{ul}} = \frac{R_{ul}}{F} = \frac{682}{60} = 11,4\,\Omega.$$

Primjer 8.4. Na slici 8.27. prikazano je trostepeno direktno vezano pojačalo s bipolarnim tranzistorima.

Za zadano pojačalo:

- odrediti vrstu primijenjene povratne veze
- odrediti faktor β
- bez crtanja osnovnog pojačala u A -grani odrediti približan izraz za prijenosni otpor $R_{Mt} = U_p / I_{ul}$
- odrediti približni izraz za naponsko pojačanje

$$A_{vt} = U_p / U_g.$$



Slika 8.27. Direktno vezano trostepeno pojačalo — primjer negativne naponske paralelne povratne veze

Rješenje: a) Povratnu vezu ovdje osigurava otpor R_F spojen između kolektora C_3 izlaznog tranzistora T_3 i baze B_1 ulaznog tranzistora T_1 . Napon U_{ul} pojačava se trostepenim pojačalom s tranzistorima u spoju zajedničkog emitera, te je izlazni napon U_p po iznosu puno veći od napona U_{ul} i suprotan mu je po fazi. Zato dolazi do protjecanja struje I_f kroz otpor R_F u smjeru prikazanom na slici 8.27. Ulazni tranzistor T_1 dobiva struju baze

$$I_{b1} = I_{ul} - I_f,$$

što vodi na zaključak da je primijenjena povratna veza negativna, jer je ulazni strujni signal s pojavom struje I_f smanjen. Struja I_f iznosi

$$I_f = \frac{U_{ul} - U_p}{R_F} \simeq -\frac{U_p}{R_F}.$$

Kako je povratna veličina struja I_f , povratna veza je u ulaznom krugu paralelna. Pritom je struja I_f diktirana izlaznim naponom U_p , te je povratna veza u izlaznom krugu naponska. Sklop na slici 8.27. koristi dakle negativnu naponsku paralelnu povratnu vezu.

b) Faktor β slijedi direktno iz posljednje relacije:

$$\beta = \frac{I_f}{U_p} = -\frac{1}{R_F}.$$

c) Prijenosni otpor pojačala na slici 8.27. definiran je omjerom

$$R_{Mf} = \frac{U_p}{I_{ul}} = \frac{R_M}{1 + \beta R_M},$$

gdje je R_M prienosni otpor A -grane. Budući da se radi o trostepenom pojačalu s tranzistorima u spoju zajedničkog emitera opravdano je pretpostaviti da će male promjene struje na ulazu A -grane izazvati velike promjene napona na izlazu, odnosno da je $R_M \gg 1$. U tom slučaju će lako biti ispuniti uvjet $\beta R_M \gg 1$, te je

$$R_{Mf} \simeq \frac{1}{\beta} = -R_F.$$

d) Naponsko pojačanje A_{vf} određeno je izrazom

$$A_{vf} = \frac{U_p}{U_g}.$$

Relacija $R_{Mf} = -R_F$ može se prikazati u obliku

$$U_p = R_{Mf} I_{ul} \simeq -R_F I_{ul}.$$

S druge strane, iz relacije za β slijedi

$$U_p = \frac{1}{\beta} I_f \simeq -R_F I_f.$$

Navedene relacije pokazuju da je u sklopu na slici 8.27. praktički ispunjen uvjet $I_{ul} = I_f$, te je struja I_{b1} koja teče u bazu B_1 tranzistora T_1 neznatna u odnosu na struju I_f . Pored toga relacija $U_p \simeq -R_F I_f$ pokazuje da je izlazni napon U_p praktički

jednak naponu kojeg struja I_f stvara na otporu R_F . Drugim riječima napon U_{ul} praktički je jednak nuli, te je točka B_1 prividno uzemljena za izmjenični signal. U tom se slučaju za napon U_g može pisati

$$U_g \simeq I_{ul} R_G.$$

Naponsko pojačanje A_{Vf} iznosi

$$A_{Vf} = \frac{U_p}{U_g} \simeq - \frac{R_F I_{ul}}{R_G I_{ul}} = - \frac{R_F}{R_G}.$$

Izborom otpora R_F i R_G može se ovim sklopom ostvariti vrlo stabilan iznos naponskog pojačanja. Sklop na slici 8.27. po svojstvima je zapravo operacijsko pojačalo, o čemu će biti više riječi u petnaestom poglavlju.

Sklopovi analizirani u primjerima 8.1—8.4. tipični su za mikroelektroničke primjene. U njima se među pojedinim stupnjevima koristi istosmjerna veza kao jedina realno moguća. Zbog nemogućnosti držanja iznosa hibridnih i ostalih dinamičkih i statičkih parametara tranzistora u uskim granicama, primjenjuje se jaka negativna povratna veza za kontrolu prijenosnih dinamičkih karakteristika sklopova.

9. Frekvencijske karakteristike i stabilnost sklopova s negativnom povratnom vezom

9.1. Uvod

U prethodnom poglavlju razmatran je utjecaj negativne povratne veze na opća svojstva elektroničkih sklopova, ali bez detaljnijeg ulaženja u pitanja utjecaja negativne povratne veze na oblik frekvencijskih karakteristika sklopova i na njihovu stabilnost. Iako negativna povratna veza općenito popravljia frekvencijske karakteristike sklopova, u određenim slučajevima ona može prijeći u pozitivnu povratnu vezu što izaziva pojavu spontanijh oscilacija. Zato je kod sklopova s negativnom povratnom vezom potrebno ispitati frekvencijske karakteristike u širokom pojasu frekvencija da bi se dobila potpuna informacija o stabilnosti sklopa. U ovom će se poglavlju analizirati utjecaj negativne povratne veze na frekvencijske karakteristike sklopova i kriteriji za određivanje njihove stabilnosti.

9.2. Frekvencijske karakteristike i stabilnost sklopova s jednim polom u prijenosnoj funkciji

Pretpostavimo da se osnovno pojačalo u A -grani može opisati prijenosnom funkcijom s jednim polom:

$$A(p) = \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_g}}. \quad (9.1)$$

Pretpostavit ćemo također da je β -grana realizirana od pasivnih, frekvencijski neovisnih elemenata, te da je β -konst. U tom slučaju se za prijenosnu funkciju sklopa s negativnom povratnom vezom dobiva

$$A_f(p) = \frac{A(p)}{1 + \beta A(p)} = \dots = \frac{A_{0f}}{1 + \frac{p}{\omega_{gf}}}, \quad (9.2)$$

pri čemu je

$$A_{0f} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0} = \frac{A_0}{F_0}, \quad (9.3)$$

$$\omega_{gf} = \omega_g(1 + \beta A_0) = \omega_g F_0. \quad (9.4)$$

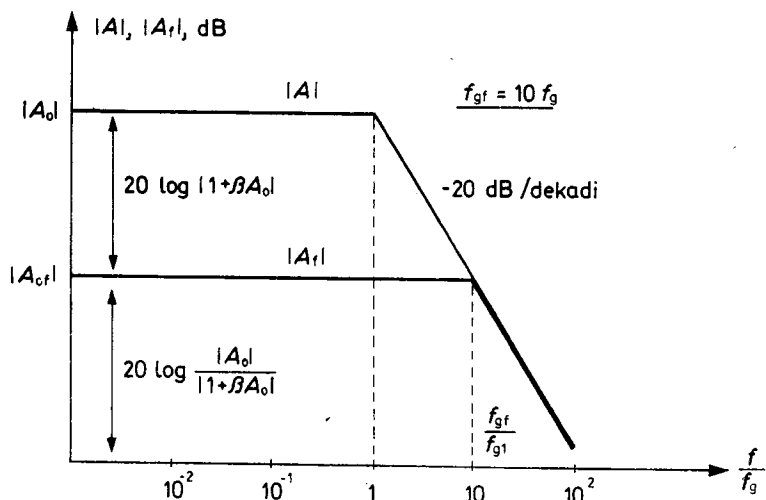
Veličina A_{0f} je referentno pojačanje sklopa s negativnom povratnom vezom, $F_0 = 1 + \beta A_0$ je referentni iznos faktora povratne veze, dok je $\omega_{gf} = 2\pi f_{gf}$ gornja granična (kružna) frekvencija sklopa s negativnom povratnom vezom. Budući da je kod negativne povratne veze $F_0 > 1$ (ili > 0 kada se F_0 izražava u dB), primjena negativne povratne veze dovodi do smanjenja iznosa referentnog pojačanja

i povećanja iznosa gornje granične frekvencije. Pritom produkt pojačanje-širina pojasa ostaje nepromijenjen jer je

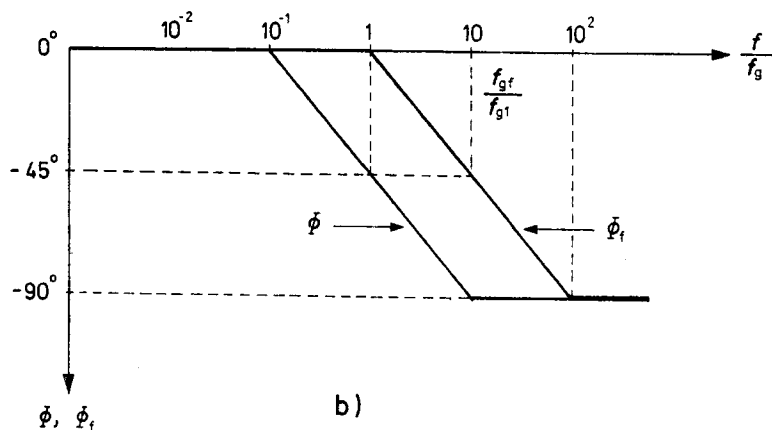
$$A_{0t}f_{gt} = \frac{A_0}{F_0} f_g F_0 = A_0 f_g. \quad (9.5)$$

Frekvencijske karakteristike u razmatranom slučaju mogu se dobiti zamjenom varijable p sa $j\omega$ u relaciji 9.2:

$$A_f(j\omega) = \frac{A_{0f}}{1 + j \frac{f}{f_{gt}}} \quad (9.6)$$



a)



b)

Slika 9.1. Frekvencijske karakteristike sklopa s jednim polom u prijenosnoj funkciji, uz negativnu povratnu vezu: a) amplitudna karakteristika, b) fazna karakteristika

Odatle slijedi

$$|A_f| = \frac{A_{0f}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{gf}}\right)^2}} \quad (9.7)$$

$$\phi = -\arctg \frac{f}{f_{gf}} \quad (9.8)$$

Amplitudna i fazna karakteristika prikazane su u idealiziranom obliku na slici 9.1. zajedno s odgovarajućim karakteristikama osnovnog pojačala u A -grani u slučaju kada je $F_0 = 10$, odnosno $f_{gf} = 10f_g$. Iz slike 9.1a vidljivo je da negativna povratna veza smanjuje iznos referentnog pojačanja i povećava širinu pojasa, tj. da pojačanje postaje manje ovisno o frekvenciji. Isto tako proširuje se područje u kojem fazna karakteristika ne ovisi o frekvenciji (sl. 9.1b). Razmak amplitudnih karakteristika osnovnog pojačala u A -grani i sklopa s negativnom povratnom vezom u području frekvencija $f < f_g$, izražen u dB iznosi

$$20 \log |A_0| - 20 \log |A_{0f}| = 20 \log \frac{A_0}{A_{0f}} = 20 \log F_0 = F_0 \text{ dB} \quad (9.9)$$

Navedeni razmak jednak je referentnom iznosu faktora povratne veze.

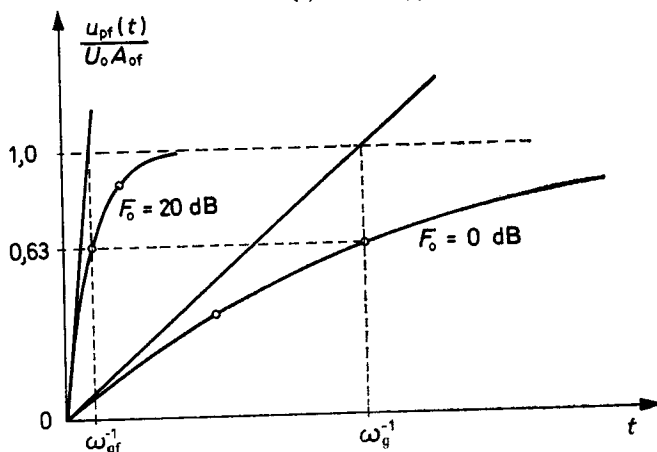
U području visokih frekvencija gdje je $f > f_{gf}$ relacija 9.7. prelazi u približnu relaciju

$$|A_f| \simeq \frac{A_{0f} f_{gf}}{f} = \frac{A_0 f_g}{f} = |A|, \quad (9.10)$$

pri čemu je primijenjena relacija 9.5. Dakle u području visokih frekvencija amplitudna karakteristika sklopa s negativnom povratnom vezom podudara se s amplitudnom karakteristikom osnovnog pojačala u A -grani. To je posljedica činjenice da na visokim frekvencijama pojačanje u petlji povratne veze teži nuli, te povratna veza ne djeluje na pojačanje sklopa.

Kako u razmatranom slučaju negativna povratna veza djeluje na vremenski odziv sklopa? Ako se na ulaz sklopa dovede naponski skok

$$U_{ul}(t) = U_0 S(t) \quad (9.11)$$



Slika 9.2. Odziv sklopa s jednim polom u prijenosnoj funkciji, uz negativnu povratnu vezu, na naponski skok

izlazni napon će, budući da prijenosna funkcija 9.2. ima isti oblik kao prijenosna funkcija 6.140, imati oblik u skladu s relacijom 6.144, te je

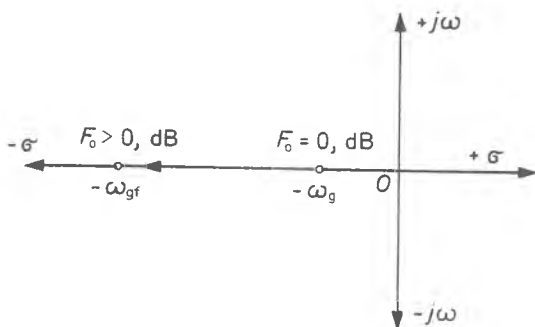
$$U_{\text{pr}}(t) = A_{0f} U_0 [1 - \exp(-\omega_{gf} t)], \quad t \geq 0. \quad (9.12)$$

Relacija 9.12. prikazana je grafički na slici 9.2. Budući da je $\omega_{gf} = \omega_g F_0$, eksponencijalni član tim brže opada s vremenom čim je iznos referentnog faktora povratne veze F_0 veći.

Na slici 9.2. prikazana je odzivna funkcija za $F_0 = 0$ dB i $F_0 = 20$ dB. Vrijeme porasta određeno je relacijom 6.146, pri čemu frekvenciju f_{gv} treba zamijeniti frekvencijom f_{gf} :

$$t_{r1} = \frac{0,35}{f_{gf}} = \frac{0,35}{f_g F_0} = \frac{t_r}{F_0}, \quad (9.13)$$

gdje je t_r vrijeme porasta osnovnog pojačala u A -grani. Što je faktor F_0 veći, vrijeme porasta je kraće, te je odzivna funkcija svojim oblikom bliža pobudnoj funkciji. Budući da u ovom slučaju odzivna funkcija teži konstantnom iznosu $U_0 A_{0f}$ kada $t \rightarrow \infty$, sklop opisan prijenosnom funkcijom 9.2. je stabilan. To je posljedica činjenice da prijenosna funkcija sklopa ima samo jedan pol i taj je lociran na negativnoj realnoj osi kompleksne ravnine (sl. 9.3). Kada je $F_0 = 0$ dB, tj. kada nema povratne



Slika 9.3. Locus korijena prijenosne funkcije s jednim polom, uz negativnu povratnu vezu

veze, pol prijenosne funkcije je $p = -\omega_g$. Kada se primijeni negativna povratna veza tada je $F_0 > 0$ dB i pol prijenosne funkcije putuje po negativnoj realnoj osi kompleksne ravnine u skladu s relacijom $p = -\omega_{gf} = -\omega_g F_0$, te sklop ostaje stabilan. Ovakav prikaz trajektorije koju opisuju polovi prijenosne funkcije zove se **lokus korijena**. Metoda lokusa korijena jedna je od brojnih metoda koje omogućavaju analizu stabilnosti sklopova s negativnom povratnom vezom. Pritom je bitno da stabilnost sklopa ovisi samo o njegovoj prijenosnoj funkciji, dakle o konstrukciji sklopa, a ne o ulaznoj veličini, odnosno njenom valnom obliku. Ako je sklop stabilan, on će biti stabilan uz svaku pobudu na ulazu. Nestabilan sklop također je nestabilan uz svaku pobudu. Ako su svi polovi prijenosne funkcije sklopa locirani na lijevoj strani kompleksne ravnine, tj. ako se svaki pol može prikazati u obliku $p = \sigma + j\omega$, gdje je σ realni dio pola ($\sigma < 0$), a ω imaginarni, tada će odzivna funkcija sklopa uz stacionarni iznos proporcionalan pobudnoj (ulaznoj) veličini sadržati tranzijente oblika $K \exp(-|\sigma| t) \cdot \sin \omega t$, gdje je K konstanta određena početnim uvjetima. Budući da u ovom slučaju eksponencijalni član prigušuje amplitudu tranzijentne veličine, tranzijenti iščezavaju i sklop ostaje stabilan. Ako prijenosna funkcija sklopa sadrži bar jedan pol na pozitivnoj realnoj osi, odnosno bar

jedan par konjugirano-kompleksnih polova na desnoj strani kompleksne ravnine, tj. ako je $p = \sigma \pm j\omega$, gdje je $\sigma > 0$, tada će odzivna funkcija sklopa uz stacionarni iznos sadržati članove oblika $K(\exp \sigma t) \cdot \sin \omega t$, kojima iznos raste s vremenom, čineći sklop nestabilnim. Pritom će nelinearnost karakteristika elektroničkih elemenata u sklopu ograničiti porast amplitude sinusoidnog člana, tj. sklop će oscilirati s amplitudom određenom karakteristikama elektroničkih elemenata.

9.3. Frekvencijske karakteristike i stabilnost sklopova sa dva pola u prijenosnoj funkciji

Osnovno pojačalo u A -grani ima prijenosnu funkciju oblika

$$A(p) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_{g1}}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{g2}}\right)}. \quad (9.14)$$

Budući da je osnovno pojačalo u A -grani samo po sebi stabilno, polovi prijenosne funkcije

$$p_1 = -\omega_{g1}, \quad p_2 = -\omega_{g2}$$

leže na realnoj negativnoj osi kompleksne ravnine. Ako se, uz pretpostavku da je $\beta = \text{konst.}$, prijenosna funkcija $A(p)$ uvrsti u

$$A_f(p) = \frac{A(p)}{1 + \beta A(p)},$$

dobiva se nakon kraćeg računanja prijenosna funkcija sklopa s negativnom povratnom vezom u obliku

$$A_f(p) = \frac{A_{0f}}{\left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2 + 2k\left(\frac{p}{\omega_0}\right) + 1}, \quad (9.15)$$

pri čemu je

$$\omega_0^2 = \omega_{g1} \omega_{g2} F_0 \quad (9.16)$$

$$k = \frac{\omega_{g1} + \omega_{g2}}{2\omega_0}. \quad (9.17)$$

Veličina A_{0f} ima isto značenje kao u relaciji 9.2. Veličina k zove se **faktor prigušenja**.

Polovi prijenosne funkcije $A_f(p)$ određeni su prema relaciji 9.15. nul-točkama kvadratne jednadžbe

$$\left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2 + 2k\left(\frac{p}{\omega_0}\right) + 1 = 0. \quad (9.18)$$

Polovi su

$$p_{1f} = \omega_0 (-k + \sqrt{k^2 - 1}), \quad (9.19)$$

$$p_{2f} = \omega_0 (-k - \sqrt{k^2 - 1}). \quad (9.20)$$

Pomoću relacije 9.17. polovi se mogu izraziti u obliku

$$p_{1f} = \frac{\omega_{g1} + \omega_{g2}}{2} \left[-1 + \sqrt{1 - \frac{1}{k^2}} \right], \quad (9.21)$$

$$p_{2f} = \frac{\omega_{g1} + \omega_{g2}}{2} \left[-1 - \sqrt{1 - \frac{1}{k^2}} \right]. \quad (9.22)$$

Odredit ćemo lokus korijena za različite vrijednosti faktora prigušenja k . Kada nema povratne veze ($F_0=1$), tada je prema relaciji 9.16. parametar ω_0 minimalan i k prema relaciji 9.17. ima maksimalan iznos:

$$k_{\max} = \frac{\omega_{g1} + \omega_{g2}}{2\sqrt{\omega_{g1}\omega_{g2}}}. \quad (9.23)$$

U tom slučaju je

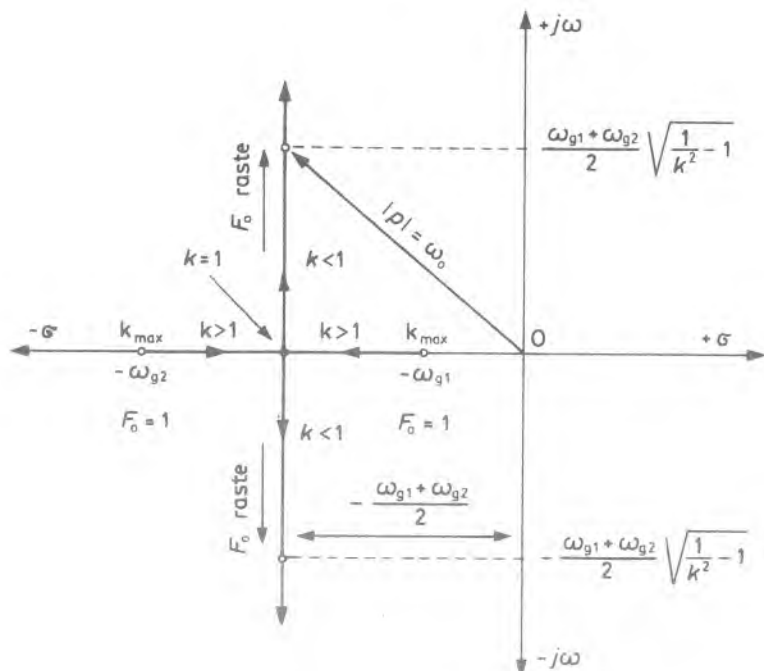
$$p_{1f} = -\omega_{g1}, \quad p_{2f} = -\omega_{g2}. \quad (9.24)$$

Polovi prijenosne funkcije ležat će na negativnoj realnoj osi kompleksne ravnine tako dugo dok je $k \geq 1$. Kada je $k=1$ relacije 9.21. i 9.22. daju

$$p_{1f} = p_{2f} = -\frac{\omega_{g1} + \omega_{g2}}{2}, \quad (9.25)$$

te polovi postaju međusobno jednaki. Kada faktor prigušenja k postane manji od jedinice polovi prijenosne funkcije postaju konjugirano-kompleksni, te se mogu prikazati u obliku

$$p_{1f,2f} = -\frac{\omega_{g1} + \omega_{g2}}{2} \left[1 \mp j \sqrt{\frac{1}{k^2} - 1} \right]. \quad (9.26)$$



Slika 9.4. Locus korijena prijenosne funkcije sa dva pola, uz negativnu povratnu vezu

S padom iznosa faktora prigušenja k realni dio konjugirano-kompleksnog para polova ostaje konstantan, dok se imaginarni povećava. Lokus korijena za razmatrani slučaj prikazan je na slici 9.4. Budući da se prema relacijama 9.16. i 9.17. povećavanjem iznosa faktora povratne veze F_0 smanjuje iznos faktora prigušenja k može se zaključiti da će pri porastu iznosa faktora F_0 od 1 prema većim iznosima polovi prijenosne funkcije putovati po negativnoj realnoj osi jedan prema drugome, da bi se sastali i počeli razmicati po vertikali. Razmicanje polova po vertikali počinje kod faktora prigušenja $k=1$. Relacije 9.16. i 9.17. daju za taj slučaj iznos faktora F_0 :

$$F_0(k=1) = \frac{(\omega_{g1} + \omega_{g2})^2}{4\omega_{g1}\omega_{g2}} = F_{01}. \quad (9.27)$$

Ako je $1 \leq F_0 \leq F_{01}$ polovi leže na negativnoj realnoj osi kompleksne ravnine. Ako je međutim $F_0 > F_{01}$ polovi su konjugirano-kompleksni. U tom je slučaju duljina vektora povučenog od ishodišta kompleksne ravnine do pola jednaka $|p| = \omega_0$, što slijedi iz relacije 9.26. Budući da u ovom slučaju polovi prijenosne funkcije leže na lijevoj strani kompleksne ravnine, sklop je stabilan, što ćemo kasnije ilustrirati računanjem odziva sklopa na naponski skok.

Amplitudna i fazna karakteristika dobivaju se uvrštavanjem $p = j\omega$ u relaciju 9.15:

$$A_T(j\omega) = \frac{A_{0T}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j2k \frac{\omega}{\omega_0}}. \quad (9.28)$$

Amplitudna karakteristika određena je izrazom

$$|A_T| = \frac{A_{0T}}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left(2k \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}. \quad (9.29)$$

Za faznu karakteristiku slijedi

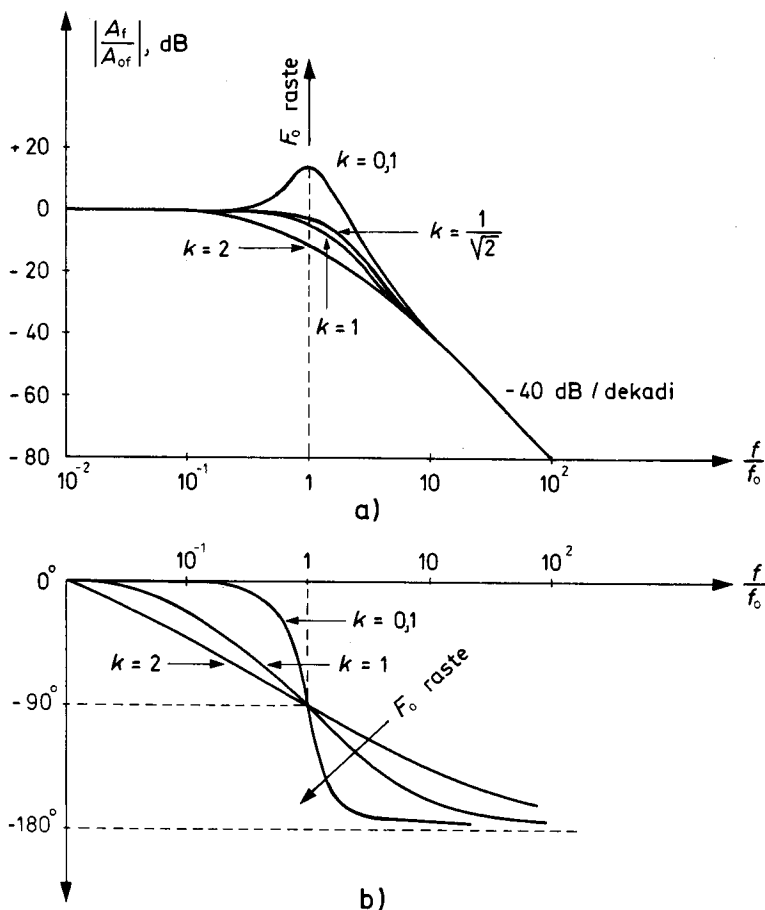
$$\Phi = -\arctg \frac{2k \frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}. \quad (9.30)$$

Navedene karakteristike grafički su prikazane na slici 9.5a i b. U području relativno niskih frekvencija, gdje je $f \ll f_0$, vrijedi približno $|A_T| = A_{0T}$. U području visokih frekvencija, gdje je $f \gg f_0$, vrijedi

$$|A_T| \simeq A_{0T} \left(\frac{f_0}{f}\right)^2, \quad (9.31)$$

neovisno o iznosu faktora prigušenja. To znači da se amplitudne karakteristike za različite iznose faktora prigušenja k mogu u području niskih frekvencija aproksimirati horizontalnim pravcem, a u području visokih frekvencija pravcem pod nagibom -40 dB po dekadi, neovisno o iznosu faktora k . U okolini frekvencije f_0 karakteristike bitno ovise o iznosu faktora prigušenja k . Na frekvenciji f_0 relacija 9.29. daje

$$|A_T| = \frac{A_{0T}}{2k}. \quad (9.32)$$



Slika 9.5. Frekvencijske karakteristike sklopa sa dva pola u prijenosnoj funkciji, uz negativnu povratnu vezu, uz faktor prigušenja k kao parametar: a) amplitudna karakteristika, b) fazna karakteristika

Amplitudna karakteristika ima maksimum na onoj frekvenciji na kojoj je funkcija pod korijenom nazivnika u relaciji 9.29. minimalna. Deriviranjem te funkcije po frekvenciji i izjednačavanjem derivacije s nulom dobiva se frekvencija f_M na kojoj postoji maksimum u amplitudnoj karakteristici

$$f_M = f_0 \sqrt{1 - 2k^2}. \quad (9.33)$$

Uvrštenjem frekvencije f_M u izraz 9.29. dobiva se za maksimalni iznos veličine $|A_f|$ izraz

$$A_{fM} = \frac{A_{of}}{2k \sqrt{1 - k^2}}. \quad (9.34)$$

Da bi amplitudna karakteristika imala maksimum mora prema relaciji 9.33. biti ispunjen uvjet

$$k < \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad (9.35)$$

odnosno

$$F_0 > \frac{(\omega_{g1} + \omega_{g2})^2}{2\omega_{g1}\omega_{g2}}. \quad (9.36)$$

Gornja granična frekvencija razmatranog sklopa određena je uvjetom

$$|A_1| = \frac{A_{0f}}{\sqrt{2}}. \quad (9.37)$$

Iz relacije 9.37. i 9.29. dobiva se za gornju graničnu frekvenciju f_{gf} izraz

$$f_{gf} = f_0 \sqrt{1 - 2k^2 + \sqrt{(1 - 2k^2)^2 + 1}}. \quad (9.38)$$

Ako je npr. $\omega_{g2} = 2\omega_{g1}$ i $F_0 = 5$, bit će prema relacijama 9.16. i 9.17.

$$\omega_0 = \omega_{g1} \sqrt{10}, k = 0,474 < \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Kako je $k < 0,707$, amplitudna karakteristika u ovom slučaju ima maksimum. Istodobno je ispunjen uvjet $k < 1$, što znači da su polovi prijenosne funkcije konjugirano-kompleksni. Relacija 9.38. daje za gornju graničnu frekvenciju iznos

$$f_{gf} = 1,3 f_0 = 1,3 \sqrt{10} f_{g1} = 4,11 f_{g1}.$$

Gornja granična frekvencija osnovnog pojačala u A -grani prema relaciji 6.24. iznosi $f_g = 0,84 f_{g1}$, te je gornja granična frekvencija sklopa s negativnom povratnom vezom

$$f_{gf} = 4,11 f_{g1} = 4,11 \frac{f_g}{0,84} = 4,9 f_g.$$

U ovom slučaju primjenom negativne povratne veze gornja granična frekvencija postaje 4,9 puta veća od gornje granične frekvencije osnovnog pojačala u A -grani.

Stabilnost sklopa s negativnom povratnom vezom s prijenosnom funkcijom određena izrazom 9.15. može se ilustrirati računanjem odziva na pobudu naponskim skokom $u_{ul}(t) = U_0 S(t)$. Pod pretpostavkom da je prijenosna funkcija 9.15. definirana kao naponsko pojačanje, izlazni napon $U_{pf}(t)$ kao funkcija varijable p određen je relacijom

$$U_{pf}(p) = A_t(p) U_{ul}(p) = \frac{A_{0f} U_0}{p \left[\left(\frac{p}{\omega_0} \right)^2 + 2k \left(\frac{p}{\omega_0} \right) + 1 \right]}. \quad (9.39)$$

Razmotrit ćemo relaciju 9.39. za različite iznose faktora prigušenja k :

a) $k > 1$.

U ovom slučaju polovi p_{1f} i p_{2f} su locirani na negativnoj realnoj osi kompleksne ravnine (sl. 9.4). Preslikavanjem relacije 9.39. u vremensko područje dobiva se izlazni napon u obliku

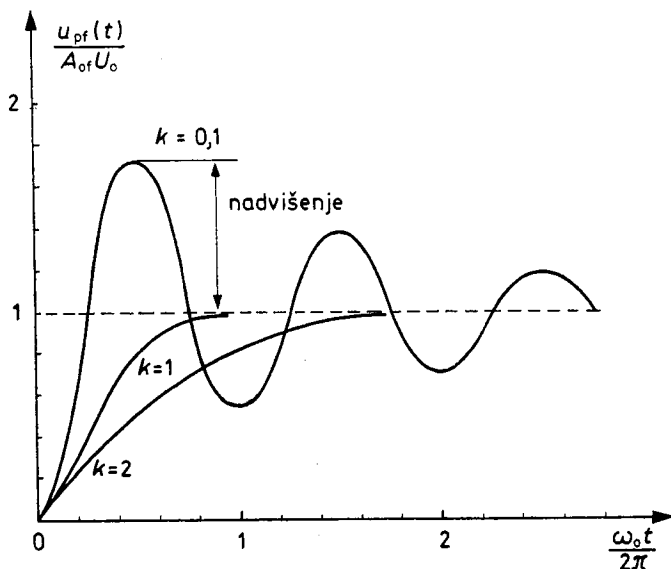
$$U_{pf}(t) = A_{0f} U_0 \left\{ 1 - \frac{1}{2\sqrt{k^2 - 1}} \left[\frac{1}{k_1} \exp(-k_1 \omega_0 t) - \frac{1}{k_2} \exp(-k_2 \omega_0 t) \right] \right\}, \quad (9.40)$$

gdje je

$$k_1 = k - \sqrt{k^2 - 1}, \quad (9.41)$$

$$k_2 = k + \sqrt{k^2 - 1}. \quad (9.42)$$

Odzivna funkcija 9.40. grafički je prikazana na slici 9.6. za slučaj $k=2$. Funkcija monotono raste od iznosa $U_{pf}=0$ u $t=0$ prema iznosu $u_{pf}=A_{of}U_0$ kada $t \rightarrow \infty$. Slučaj kada je $k>1$ zove se **natkritičnim prigušenjem**.



Slika 9.6. Odziv sklopa sa dva pola u prijenosnoj funkciji, uz negativnu povratnu vezu, na naponski skok

b) $k=1$.

U ovom slučaju polovi p_{1f} i p_{2f} su realni, negativni i međusobno jednaki. U tom slučaju se relacija 9.39. može prikazati u obliku

$$U_{pf}(p) = \frac{A_{of}U_0\omega_0^2}{p(p+\omega_0)^2}. \quad (9.43)$$

Preslikavanjem u vremensko područje dobiva se:

$$U_{pf}(t) = A_{of}U_0 [1 - (1 + \omega_0 t) \exp(-\omega_0 t)]. \quad (9.44)$$

Odzivna funkcija 9.44. grafički je prikazana na slici 9.6. Kao i u slučaju $k>1$ odzivna funkcija monotono raste u istim granicama, ali uz kraće vrijeme porasta. Ovaj slučaj zove se **kritičnim prigušenjem**.

c) $k<1$.

Polovi p_{1f} i p_{2f} su konjugirano-kompleksni. Polazeći od relacija 9.19. i 9.20. moguće ih je prikazati u obliku

$$p_{1f, 2f} = -k\omega_0 \pm j\omega_k, \quad (9.45)$$

gdje je

$$\omega_k = \omega_0 \sqrt{1 - k^2}. \quad (9.46)$$

Frekvencija ω_k zove se **prigušenom frekvencijom**.

Relacija 9.39. može se u ovom slučaju prikazati u obliku

$$U_{pf}(p) = \frac{A_{of}U_0\omega_0^2}{p[(p+k\omega_0)^2 + \omega_k^2]}. \quad (9.47)$$

Preslikavanjem u vremensko područje dobiva se

$$U_{pf}(t) = A_{0f} U_0 \left\{ 1 - [\cos \omega_k t + k \frac{\omega_0}{\omega_k} \sin \omega_k t] \exp(-k \omega_0 t) \right\}. \quad (9.48)$$

Odzivna funkcija opisana relacijom 9.48. grafički je prikazana na slici 9.6. za slučaj $k=0,1$. U odzivnoj funkciji prisutni su oscilirajući članovi s amplitudama koje opadaju eksponencijalno s vremenom. I u ovom slučaju kada $t \rightarrow \infty$, U_{pf} dostiže konačni iznos $A_{0f} U_0$, jer se radi o sklopu koji je stabilan. Ovaj slučaj ($k < 1$) zove se **potkritičnim prigušenjem**. Iz definicije pojma nadvišenja u odzivnoj funkciji i relacije 9.48. dobiva se za nadvišenje izraz

$$\text{nadvišenje} = \exp \frac{-k\pi}{\sqrt{1-k^2}}. \quad (9.49)$$

Kada je $k=0,1$ nadvišenje iznosi 73 %. Za $k=0,5$ nadvišenje iznosi 16,3 %, a za $k=0,707$ (granični iznos faktora k kod kojega još ne postoji maksimum u amplitudnoj karakteristici) nadvišenje je 4,3 %.

9.4. Stabilnost sklopova sa tri pola u prijenosnoj funkciji

U ovom slučaju u A -grani se nalazi osnovno pojačalo s prijenosnom funkcijom oblika

$$A(p) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_{g1}}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{g2}}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{g3}}\right)}. \quad (9.50)$$

Osnovno pojačalo u A -grani je samo po sebi stabilno, te polovi njegove prijenosne funkcije

$$p_1 = -\omega_{g1}, \quad p_2 = -\omega_{g2}, \quad p_3 = -\omega_{g3},$$

leže na negativnoj realnoj osi kompleksne ravnine. Ako se, uz pretpostavku da je $\beta = \text{konst.}$, prijenosna funkcija $A(p)$ uvrsti u izraz za $A_f(p)$, dobiva se prijenosna funkcija sklopa s negativnom povratnom vezom u obliku

$$A_f(p) = \frac{A_{0f}}{\left(\frac{p}{\omega_0}\right)^3 + a_2 \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2 + a_1 \left(\frac{p}{\omega_0}\right) + 1}. \quad (9.51)$$

pri čemu je

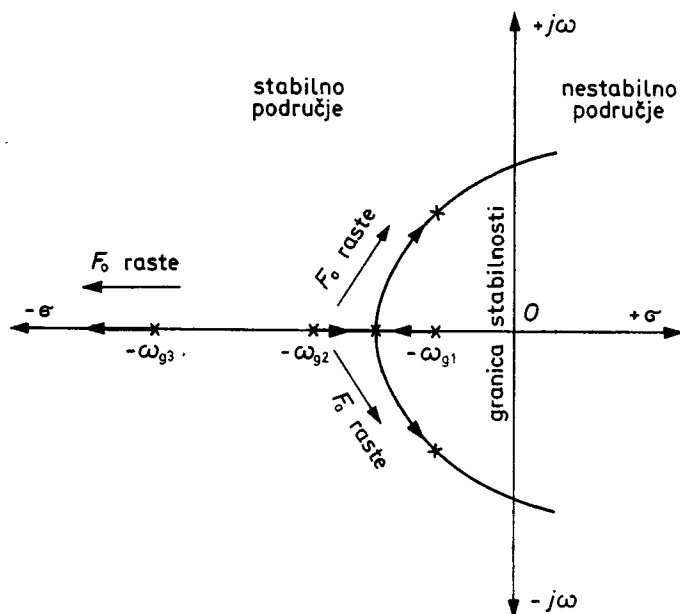
$$\omega_0^3 = \omega_{g1} \omega_{g2} \omega_{g3} F_0, \quad (9.52)$$

$$a_1 = \frac{\omega_{g1} \omega_{g2} + \omega_{g1} \omega_{g3} + \omega_{g2} \omega_{g3}}{\omega_0^2}, \quad (9.53)$$

$$a_2 = \frac{\omega_{g1} + \omega_{g2} + \omega_{g3}}{\omega_0}. \quad (9.54)$$

Polovi prijenosne funkcije 9.51. određeni su nul-točkama polinoma trećeg stupnja u nazivniku. Kako je osnovno pojačalo u A -grani po pretpostavci stabilno, kada je $F_0=1$ sva tri pola leže na negativnoj realnoj osi kompleksne ravnine. S porastom faktora F_0 jedan pol ostaje na negativnoj realnoj osi putujući ulijevo, dok se druga dva pola, putujući također po negativnoj realnoj osi, međusobno približavaju,

postaju međusobno jednaki, a zatim se pretvaraju u konjugirano-kompleksni par polova. Pritom se s porastom faktora F_0 sve više smanjuju realni i sve više povećavaju imaginarni dijelovi polova. Kod određenog iznosa faktora F_0 konjugirano-kompleksni par polova dolazi na imaginarnu os kompleksne ravnine. U tom slučaju je realni dio konjugirano-kompleksnih polova jednak nuli, u odzivnoj funkciji se javljaju harmonički članovi bez prigušenja amplitude, koji nisu izazvani ulaznim signalom i sklop počinje oscilirati, te kao pojačalo postaje nestabilan. Daljnjim porastom iznosa faktora F_0 konjugirano-kompleksni par polova dolazi na desnu stranu kompleksne ravnine, realni dio tog para polova je pozitivan i amplituda harmoničkih članova u odzivnoj funkciji raste s vremenom. Sklop je nestabilan. Lokus korijena za razmatrani slučaj prikazan je na slici 9.7.



Slika 9.7. Locus korijena prijenosne funkcije sa tri pola, uz negativnu povratnu vezu

Usporedbom lokusa korijena za sklop s negativnom povratnom vezom s prijenosnom funkcijom s jednim, dva i tri pola zaključujemo da su sklopovi s jednim i dva pola uvijek stabilni, neovisno o iznosu faktora F_0 , dok stabilnost sklopova sa tri pola ovisi o iznosu faktora F_0 .

Primjer 9.1. U sklopu s negativnom povratnom vezom osnovno pojačalo u A -grani ima prijenosnu funkciju oblika

$$A(p) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_g}\right)^3}. \quad (9.55)$$

Za zadani slučaj:

- odrediti prijenosnu funkciju sklopa s negativnom povratnom vezom ako je $\beta = \text{konst.}$
- odrediti iznos referentnog faktora povratne veze F_0 kod kojeg sklop prestaje biti stabilan
- skicirati locus korijena.

Rješenje: a) Prijenosna funkcija sklopa s negativnom povratnom vezom je

$$A_f(p) = \frac{A(p)}{1 + \beta A(p)} = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_g}\right)^3 + \beta A_0}. \quad (9.56)$$

b) Polovi prijenosne funkcije sklopa određeni su korijenima polinoma trećeg stupnja u nazivniku prijenosne funkcije:

$$\left(1 + \frac{p}{\omega_g}\right)^3 + \beta A_0 = 0. \quad (9.57)$$

Rješenja navedene jednadžbe su

$$p_{1f} = -\omega_g \left(1 + \sqrt[3]{\beta A_0}\right), \quad (9.58)$$

$$p_{2f, 3f} = -\omega_g \left(1 - \frac{1}{2} \sqrt[3]{\beta A_0} \mp j \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt[3]{\beta A_0}\right). \quad (9.59)$$

Sklop prestaje biti stabilan kada konjugirano-kompleksni polovi dođu na imaginarnu os kompleksne ravnine, tj. kada je ispunjen uvjet

$$\operatorname{Re}(p_{2f}) = \operatorname{Re}(p_{3f}) = -\omega_g \left(1 - \frac{1}{2} \sqrt[3]{\beta A_0}\right) = 0. \quad (9.60)$$

Iz gornje jednadžbe slijedi

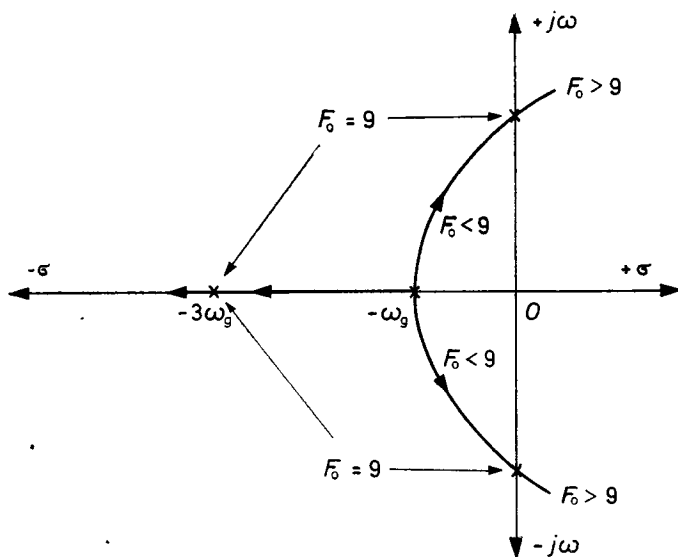
$$\beta A_0 = 8,$$

odnosno

$$F_0 = 1 + \beta A_0 = 9.$$

Sklop s povratnom vezom, s A -granom koja u prijenosnoj funkciji posjeduje trostruki pol $p = -\omega_g$, prestaje biti stabilan kada F_0 dostigne iznos 9. Sklop je dakle stabilan za $F_0 < 9$, a nestabilan za $F_0 \geq 9$, neovisno o iznosu veličine ω_g .

c) Lokus korijena za razmatrani slučaj skiciran je na slici 9.8.



Slika 9.8. Locus korijena prijenosne funkcije s trostrukim polom, uz negativnu povratnu vezu

9.5. Nyquistov dijagram i Nyquistov kriterij stabilnosti

Jedna od relativno jednostavnih i često primjenjivanih metoda analize stabilnosti sklopova s negativnom povratnom vezom je Nyquistova metoda koja se temelji na grafičkom prikazu veličine

$$T(j\omega) = \beta A(j\omega), \quad (9.61)$$

u kompleksnoj ravnini za sve frekvencije od $-\infty$ preko nule do $+\infty$. Dijagram koji daje geometrijsko mjesto točaka $T(j\omega)$ za sve frekvencije ω između $-\infty$ i $+\infty$ u kompleksnoj ravnini zove se Nyquistov **dijagram**. Taj dijagram se može dobiti analitičkim putem ako je poznat izraz za $T(j\omega)$. Moguće ga je međutim dobiti i eksperimentalnim putem mjerenjem veličine $T(j\omega)$, na gotovom sklopu, uz sinusoidnu pobudu. Valja napomenuti da je to bitna prednost Nyquistove metode u odnosu na lokus korijena, gdje ne postoji mogućnost određivanja lokusa korijena na temelju mjerenja odziva gotovog sklopa na sinusoidnu pobudu. Na bazi poznatog Nyquistova dijagrama lako se određuje stabilnost sklopa primjenom **Nyquistova kriterija stabilnosti**, koji ćemo definirati nešto kasnije. Sada ćemo ilustrirati nekoliko jednostavnih primjera.

Kao prvi primjer poslužiti će sklop s negativnom povratnom vezom, pri čemu se u A -grani nalazi osnovno pojačalo s prijenosnom funkcijom s jednim polom:

$$A(p) = \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_g}}. \quad (9.62)$$

Ako se pretpostavi da je $\beta = \text{konst.}$, tada veličina $T(j\omega)$ iznosi

$$T(j\omega) = \beta A(j\omega) = \frac{\beta A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_g}}. \quad (9.63)$$

Da bi se pomoću relacije 9.63. dobio Nyquistov dijagram, $T(j\omega)$ treba prikazati bilo u polarnom, bilo u Eulerovu obliku, tj. kao

$$T(j\omega) = |T(j\omega)| \exp(j\Phi) \quad (9.64)$$

ili

$$T(j\omega) = |T(j\omega)| \cos \Phi + j |T(j\omega)| \sin \Phi. \quad (9.65)$$

Iz relacije 9.63. dobiva se za zadani slučaj polarni oblik veličine $T(j\omega)$:

$$T(j\omega) = \frac{\beta A_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} \exp\left(-j \arctg \frac{\omega}{\omega_g}\right). \quad (9.66)$$

Modul i fazni kut veličine $T(j\omega)$ dakle iznose

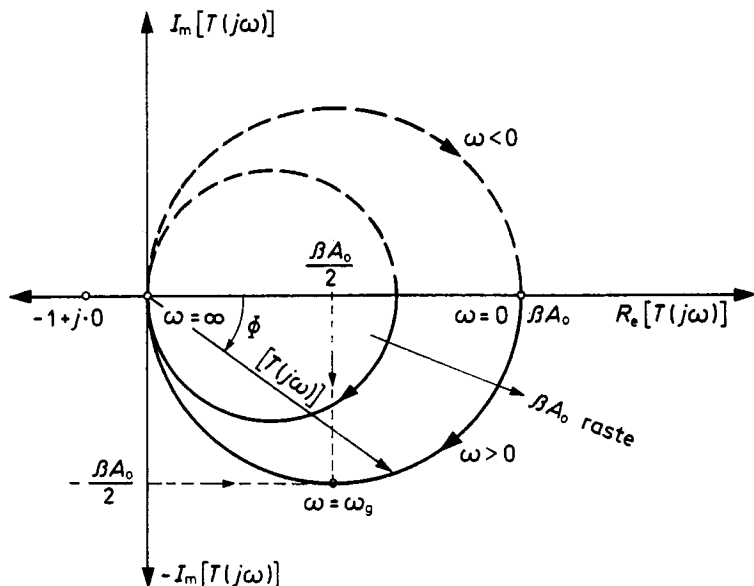
$$|T(j\omega)| = \frac{\beta A_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}}, \quad (9.67)$$

$$\Phi = -\arctg \frac{\omega}{\omega_g}. \quad (9.68)$$

Racionaliziranjem nazivnika u izrazu 9.63. dobiva se Eulerov oblik veličine $T(j\omega)$:

$$T(j\omega) = \frac{\beta A_0}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2} - j\beta A_0 \frac{\frac{\omega}{\omega_g}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}. \quad (9.69)$$

Uvrštavanjem različitih iznosa varijable ω u izraz za fazni kut Φ i modul $T(j\omega)$ dobivaju se u kompleksnoj ravnini točke koje pripadaju Nyquistovu dijagramu. Povezivanjem tih točaka dobiva se Nyquistov dijagram. Do istog rezultata dolazi se i uvrštavanjem različitih iznosa varijable u relaciju 9.69. koja daje realni i imaginarni dio veličine $T(j\omega)$. Rezultat je prikazan na slici 9.9. U ovom slučaju Nyquistov



Slika 9.9. Nyquistov dijagram za sklop s negativnom povratnom vezom, s jednim polom u prijenosnoj funkciji

dijagram ima oblik kružnice promjera βA_0 s centrom na pozitivnoj realnoj osi na udaljenosti $0,5 \beta A_0$ od ishodišta. Dijagram je nacrtan za dvije različite vrijednosti veličine βA_0 . Dijagram je simetričan s obzirom na realnu os. To slijedi direktno iz relacije 9.69. jer je realni dio veličine $T(j\omega)$ parna funkcija od ω , dok je imaginarni dio neparna funkcija od ω . Svakoj točki Nyquistova dijagrama odgovara određena frekvencija ω . Tako npr. točki s koordinatama $Re[T(j\omega)] = \beta A_0$, $Im[T(j\omega)] = 0$ odgovara frekvencija $\omega = 0$. Točki s koordinatama $Re[T(j\omega)] = 0,5 \beta A_0$, $Im[T(j\omega)] = -0,5 \beta A_0$ odgovara frekvencija $\omega = \omega_g$, jednaka gornjoj graničnoj frekvenciji osnovnog pojačala u A -grani. Točki s koordinatama $Re[T(j\omega)] = -0,5 \beta A_0$, $Im[T(j\omega)] = 0$ odgovara frekvencija $\omega = \infty$. Na dijagramu je strelicom pokazan smjer gibanja po krivulji $T(j\omega)$ pri porastu frekvencije.

Kao drugi primjer crtanja Nyquistova dijagrama može poslužiti sklop s negativnom povratnom vezom koji u A -grani ima osnovno pojačalo s prijenosnom funkcijom sa dva pola:

$$A(p) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_{g1}}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{g2}}\right)}. \quad (9.70)$$

Pretpostavit ćemo da je $\omega_{g2} = 2\omega_{g1}$ i $\beta = \text{konst.}$ Veličina $T(j\omega)$ određena je izrazom

$$T(j\omega) = \beta A(j\omega) = \frac{\beta A_0}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_{g1}}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_{g2}}\right)}. \quad (9.71)$$

Relacija 9.71. može se prikazati u obliku

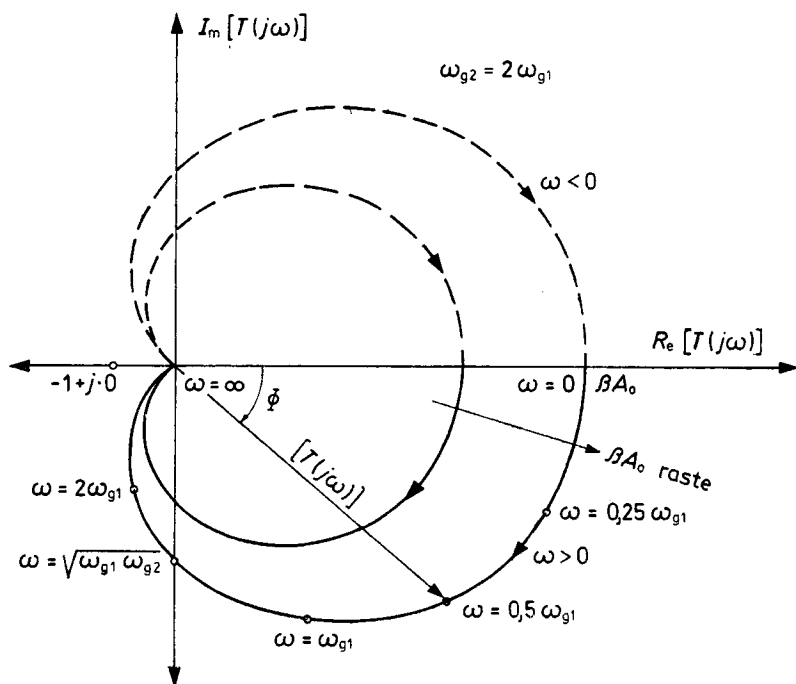
$$T(j\omega) = \frac{\beta A_0}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_{g1}\omega_{g2}} + j\omega \left(\frac{1}{\omega_{g1}} + \frac{1}{\omega_{g2}} \right)}. \quad (9.72)$$

Modul i fazni kut veličine $T(j\omega)$ određeni su izrazima

$$|T(j\omega)| = \frac{\beta A_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_{g1}^2} + \frac{1}{\omega_{g2}^2} \right) \omega^2 + \left(\frac{\omega^2}{\omega_{g1}\omega_{g2}} \right)^2}}, \quad (9.73)$$

$$\Phi = \arctg \frac{\omega (\omega_{g1} + \omega_{g2})}{\omega^2 - \omega_{g1}\omega_{g2}}. \quad (9.74)$$

Nyquistov dijagram za zadani slučaj prikazan je na slici 9.10. Krivulja u dijagramu polazi s pozitivne realne osi iz točke udaljene za iznos βA_0 od ishodišta čemu odgovara $\omega = 0$. S porastom ω krivulja se kroz četvrti kvadrant približava negativnoj



Slika 9.10. Nyquistov dijagram za sklop s negativnom povratnom vezom, sa dva pola u prijenosnoj funkciji

imaginarnoj osi. Krivulja siječe tu os na frekvenciji na kojoj je $\Phi = -\frac{\pi}{2}$ čemu prema relacijama 9.72. i 9.74. odgovara frekvencija

$$\omega = \sqrt{\omega_{g1} \omega_{g2}}. \quad (9.75)$$

Na toj frekvenciji je prema relaciji 9.73.

$$|T(j\omega)| = \beta A_0 \frac{\sqrt{\omega_{g1} \omega_{g2}}}{\omega_{g1} + \omega_{g2}}. \quad (9.76)$$

S daljnjim porastom frekvencije krivulja dolazi u treći kvadrant, približava se ishodištu i za $\omega = \infty$ završava u ishodištu. Krivulja za $\omega < 0$ dobiva se zrcaljenjem krivulje za $\omega > 0$ oko realne osi. Strelice na krivulji pokazuju smjer u kojem raste frekvencija. I ovdje su u Nyquistovu dijagramu prikazane dvije krivulje za dvije različite vrijednosti βA_0 .

Kao sljedeći primjer za crtanje Nyquistova dijagrama poslužit će sklop koji u A -grani ima osnovno pojačalo s prijenosnom funkcijom s jednim trostrukim polom:

$$A(p) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_g}\right)^3}. \quad (9.77)$$

Ako se pretpostavi da je $\beta = \text{konst.}$ tada veličina $T(j\omega)$ iznosi

$$T(j\omega) = \beta A(j\omega) = \frac{\beta A_0}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_g}\right)^3}. \quad (9.78)$$

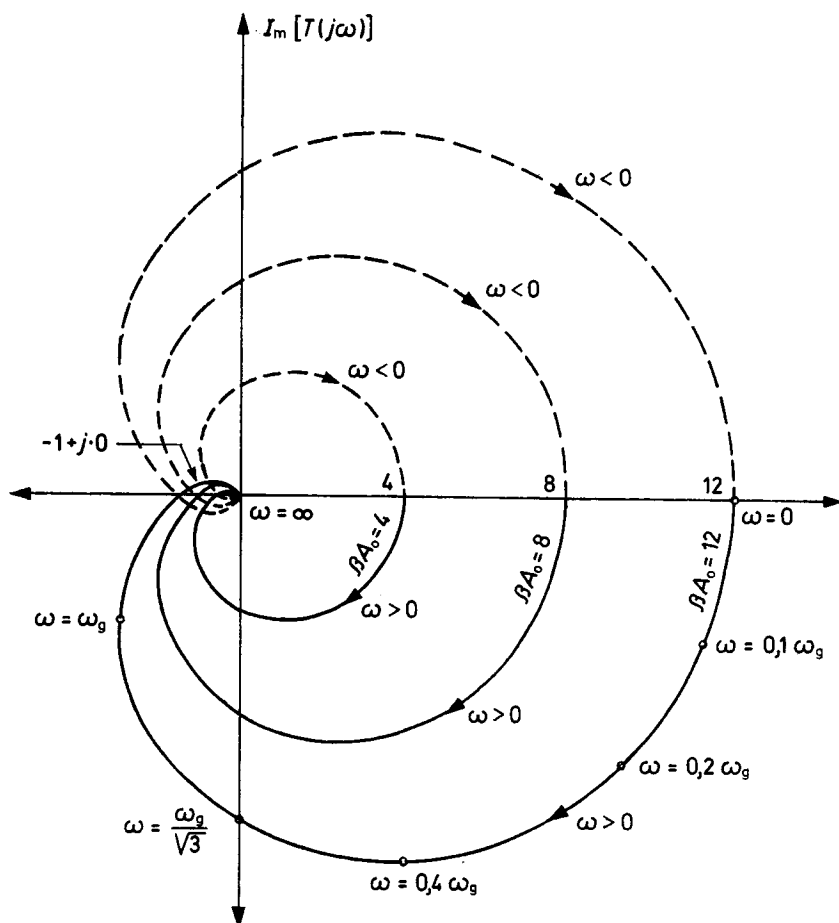
Modul i fazni kut veličine $T(j\omega)$ određeni su izrazima

$$|T(j\omega)| = \frac{\beta A_0}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2\right]^{\frac{3}{2}}}, \quad (9.79)$$

$$\Phi = -3 \arctg \frac{\omega}{\omega_g}. \quad (9.80)$$

Nyquistov dijagram prikazan je na slici 9.11. za tri slučaja: $\beta A_0 = 4$, $\beta A_0 = 8$ i $\beta A_0 = 12$. Krivulje polaze s pozitivne realne osi, jer je kod $\omega = 0$ fazni kut $\Phi = 0$, a modul $|T(j\omega)| = \beta A_0$. S porastom frekvencije krivulje prolaze četvrtim kvadrantom. Na frekvenciji $\omega = \omega_g / \sqrt{3}$ fazni kut Φ iznosi $-\pi/2$ i krivulje prelaze u treći kvadrant. S daljnjim porastom frekvencije krivulje sijeku negativnu realnu os. U točki presjeka pojedine krivulje i negativne realne osi $\Phi = -180^\circ$. Relacija 9.80. za taj fazni kut daje frekvenciju $\omega = \sqrt{3} \omega_g$. Modul $|T(j\omega)|$ u tom slučaju prema relaciji 9.79. iznosi

$$|T(j\omega)| = \frac{\beta A_0}{8}, \quad (9.81)$$



Slika 9.11. Nyquistov dijagram za sklop s negativnom povratnom vezom, s trostrukim polom u prijenosnoj funkciji

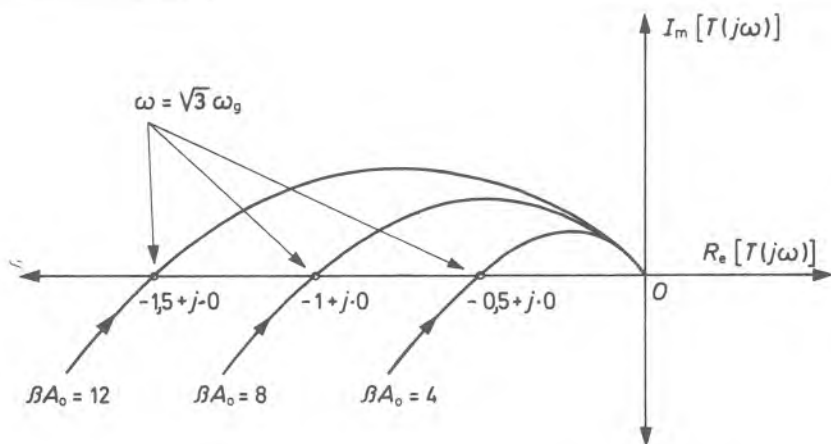
S daljnjim porastom frekvencije krivulje u Nyquistovu dijagramu ulaze u drugi kvadrant i kada $\omega \rightarrow \infty$ završavaju u ishodištu. Zrcaljenjem oko realne osi dobivaju se krivulje za $\omega < 0$. Dio Nyquistova dijagrama u drugom i trećem kvadrantu, u okolini sjecišta krivulja s negativnom realnom osi, prikazan je uvećan na slici 9.12.

Na bazi Nyquistova dijagrama nacrtanog na opisani način može se lako ocijeniti je li dotični sklop s povratnom vezom stabilan ili nije. U tu svrhu treba primijeniti **Nyquistov kriterij stabilnosti** koji glasi:

Ako Nyquistov dijagram ne obuhvaća kritičnu točku $-1+j\cdot 0$ u kompleksnoj ravнини, sklop s povratnom vezom je stabilan.

Navedeni kriterij također podrazumijeva činjenicu da je sklop s povratnom vezom kojim Nyquistov dijagram obuhvaća kritičnu točku $-1+j\cdot 0$ nestabilan. Točka $-1+j\cdot 0$ je **kritična točka** Nyquistova dijagrama kada se taj dijagram crta za veličinu $T(j\omega) = \beta A(j\omega)$, jer u toj točki prijenosna funkcija $A_f(j\omega)$ sklopa s povratnom vezom u skladu s relacijom

$$A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + \beta A(j\omega)}, \quad (9.82)$$



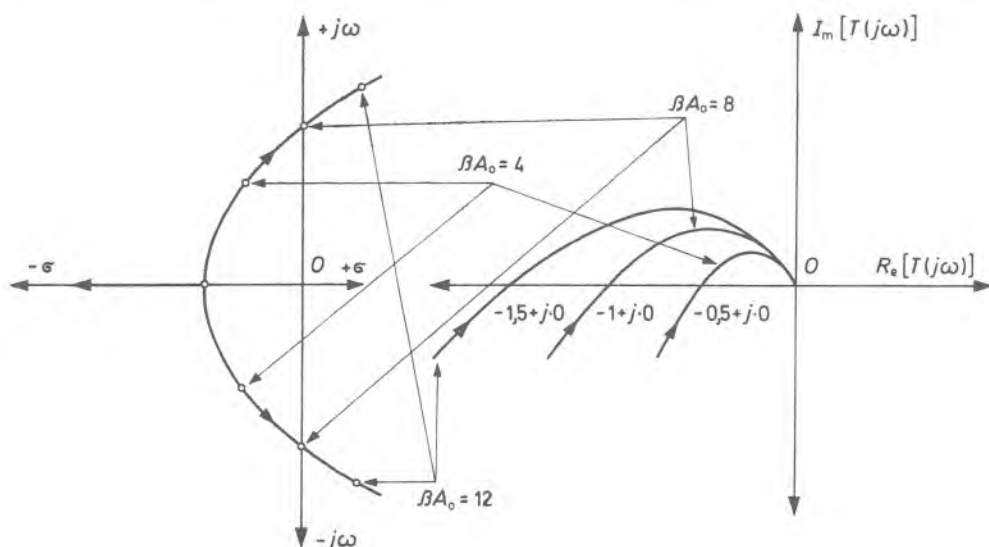
Slika 9.12. Uvećanje Nyquistova dijagrama sa slike 9.11. u okolini kritične točke

teži prema neizmjerljivo velikom iznosu. Ako se Nyquistov dijagram crta za veličinu $F(j\omega)$ tada su veličine $F(j\omega)$ i $T(j\omega)$ povezane relacijom

$$F(j\omega) = 1 + \beta A(j\omega) = 1 + T(j\omega), \quad (9.83)$$

i kritičnoj točki $-1 + j \cdot 0$ u ravnini $T(j\omega)$ odgovara kritična točka $1 - 1 + j \cdot 0 = 0 + j \cdot 0$ u ravnini $F(j\omega)$. U tom slučaju Nyquistov se kriterij odnosi na kritičnu točku $0 + j \cdot 0$.

Nyquistov kriterij ovdje nećemo dokazivati, ali čitaoca upućujemo na odgovarajuće tekstove u literaturi (npr. tekstovi pod brojem 1, 19, 28 u popisu literature). Radi lakše primjene Nyquistova kriterija potrebno je detaljnije objasniti kada Nyquistov dijagram obuhvaća točku $-1 + j \cdot 0$. Ako se Nyquistova krivulja obilazi u smjeru rastuće frekvencije (smjer označen strelicama na slikama 9.9–9.12) tada je područje kompleksne ravnine locirano desno od krivulje ono područje koje je obuhvaćeno dijagramom. Primijenit ćemo Nyquistov kriterij za analizu stabilnosti onih sklopova koji su već analizirani u dijelovima 9.2, 9.3. i 9.4. i koji su opisani Nyquistovim dijagramima na slikama 9.9–9.12. U slučaju sklopa s jednim polom u prijenosnoj funkciji (relacija 9.63. za $T(j\omega)$) i Nyquistov dijagram na slici 9.9) područje obuhvaćeno Nyquistovim dijagramom je područje unutar odgovarajuće kružnice. Kritična točka $-1 + j \cdot 0$ leži izvan tog područja, te je u skladu s Nyquistovim kriterijem sklop stabilan. Ovaj je zaključak u skladu sa zaključkom izvedenim za isti sklop u dijelu 9.2. primjenom metode lokusa korijena. Kada sklop ima u A -grani osnovno pojačalo sa dva pola u prijenosnoj funkciji (relacija 9.71. za $T(j\omega)$) i Nyquistov dijagram na slici 9.10) tada je područje obuhvaćeno Nyquistovim dijagramom ono područje koje se nalazi unutar odgovarajuće zatvorene krivulje. Kritična točka $-1 + j \cdot 0$ i u ovom slučaju leži izvan područja obuhvaćenog Nyquistovim dijagramom, te je sklop stabilan. I ovaj je rezultat u skladu s rezultatom dobivenim u dijelu 9.3. primjenom metode lokusa korijena. Kod sklopa s jednim trostrukim polom u prijenosnoj funkciji A -grane (relacija 9.78. za $T(j\omega)$) i Nyquistov dijagram na slici 9.11. i 9.12) situacija je složenija. Područje obuhvaćeno Nyquistovim dijagramom locirano je unutar zatvorenih krivulja. Kada je $\beta A_0 = 4$ tada kritična točka $-1 + j \cdot 0$ nije obuhvaćena Nyquistovim dijagramom, te je sklop stabilan. Kada je $\beta A_0 = 8$, odgovarajuća krivulja u Nyquistovu dijagramu prolazi kroz kritičnu točku $-1 + j \cdot 0$, te se sklop nalazi na granici stabilnosti. Kada je $\beta A_0 = 12$ kritična točka $-1 + j \cdot 0$ obuhvaćena je Nyquistovim dijagramom i



Slika 9.13. Pridruženje lokusa korijena Nyquistovu dijagramu za slučaj prijenosne funkcije s trostrukim polom

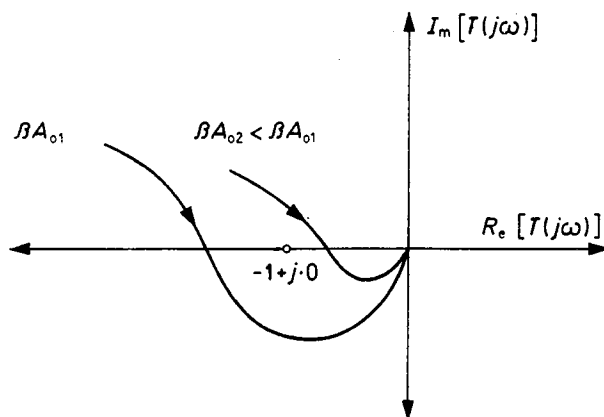
sklop je nestabilan. Do istog rezultata došli smo u dijelu 9.4. primjenom metode lokusa korijena. Tako je pokazano da se uz $\beta A_0 < 8$ svi polovi prijenosne funkcije $A_t(p)$ nalaze na lijevoj strani kompleksne ravnine, te je sklop stabilan. Kod $\beta A_0 = 8$ konjugirano-kompleksni par polova pada na imaginarnu os i sklop dolazi do granice stabilnosti. Kad βA_0 postane veći od 8, konjugirano-kompleksni par prelazi na desnu stranu kompleksne ravnine i sklop je nestabilan. Navedene činjenice grafički su ilustrirane slikom 9.13, gdje je dijagramu lokusa korijena pridružen Nyquistov dijagram u okolini kritične točke. Iako se navedena slika odnosi na zadani konkretni slučaj, zaključci koji iz nje slijede su općeniti. Ako je βA_0 po iznosu takav da svi polovi u prijenosnoj funkciji $A_t(p)$ sklopa s povratnom vezom leže na lijevoj strani kompleksne ravnine, tada Nyquistov dijagram ne obuhvaća kritičnu točku i sklop je stabilan. Ako je βA_0 po iznosu takav da postoje polovi na imaginarnoj osi kompleksne ravnine, Nyquistov dijagram prolazi kroz kritičnu točku i sklop je na granici stabilnosti. Ako je βA_0 takav da postoje polovi na desnoj strani kompleksne ravnine, Nyquistov dijagram obuhvaća kritičnu točku i sklop je nestabilan.

Na bazi dosadašnjih razmatranja može se zaključiti da su sklopovi kojima se u A -grani nalazi osnovno pojačalo s jednim polom u prijenosnoj funkciji i s β -granom neovisnom o frekvenciji stabilni neovisno o iznosu faktora βA_0 . S porastom iznosa βA_0 (sl. 9.9) povećava se površina područja obuhvaćenog Nyquistovim dijagramom, ali pritom kritična točka $-1 + j \cdot 0$ ne može dospjeti u područje obuhvaćeno dijagramom. To znači da se ovdje radi o tzv. **apsolutnoj stabilnosti**.

Sklop je stabilan bez obzira na iznos veličine βA_0 i referentni iznos faktora povratne veze $F_0 = 1 + \beta A_0$. Isti zaključak vrijedi i za sklop s povratnom vezom kojem se u A -grani nalazi osnovno pojačalo sa dva pola u prijenosnoj funkciji uz β -granu neovisnu o frekvenciji (sl. 9.10). Sklop kojem se u A -grani nalazi osnovno pojačalo sa tri pola u prijenosnoj funkciji (sl. 9.7) ili s jednim trostrukim polom (sl. 9.8, 9.11, 9.12. i 9.13) uz β -granu neovisnu o frekvenciji, bit će stabilan u jednom rasponu iznosa veličine βA_0 , dok će u drugom rasponu iznosa te veličine sklop biti nestabilan. Ovdje se dakle ne može govoriti o apsolutnoj stabilnosti, već samo o običnoj stabilnosti. Ako je βA_0 takav da je sklop stabilan, promjena iznosa referentnog pojačanja A -grane (npr. zbog promjene temperature ili zbog pomaka

statičke radne točke nekog od tranzistora) može dovesti do tolike promjene iznosa veličine βA_0 da pojačalo s povratnom vezom postane nestabilno.

Poseban slučaj je slučaj **uvjetne stabilnosti**. Sklop s povratnom vezom kojem odgovara Nyquistov dijagram na slici 9.14. je uvjetno stabilan sklop. Kritična točka $-1+j\cdot 0$ nije obuhvaćena Nyquistovim dijagramom ako je $\beta A_0 = \beta A_{01}$,



Slika 9.14. Ilustracija uvjetno stabilnog sklopa s negativnom povratnom vezom

pa je sklop tada stabilan. Pad iznosa veličine βA_0 sa βA_{01} na βA_{02} ne dovodi do promjene oblika Nyquistova dijagrama, već samo do njegova smanjenja (sl. 9.9, 9.10, 9.11. i 9.12). Veličina βA_{02} je tako odabrana da kritična točka pada unutar Nyquistova dijagrama i sklop postaje nestabilan.

9.6. Amplitudno i fazno osiguranje

Nyquistov dijagram i Nyquistov kriterij stabilnosti pružaju odgovor na pitanje je li određeni sklop s povratnom vezom stabilan ili nije. Često je međutim potrebno znati ne samo je li zadani sklop stabilan, već i koliki je stupanj sigurnosti njegova stabilnog rada, tj. koliko je kritična točka Nyquistova dijagrama udaljena od samog dijagrama. Odgovor na postavljeno pitanje daju dvije veličine poznate pod nazivima **amplitudno osiguranje** i **fazno osiguranje**. Amplitudno osiguranje najčešće se definira kao apsolutni iznos veličine $T(j\omega)$ na onoj frekvenciji ω_π na kojoj je fazni kut veličine $T(j\omega)$ jednak -180° . Za amplitudno osiguranje koristit ćemo se oznakom $A.O.$, te je

$$A.O. = |T(j\omega_\pi)|. \quad (9.84)$$

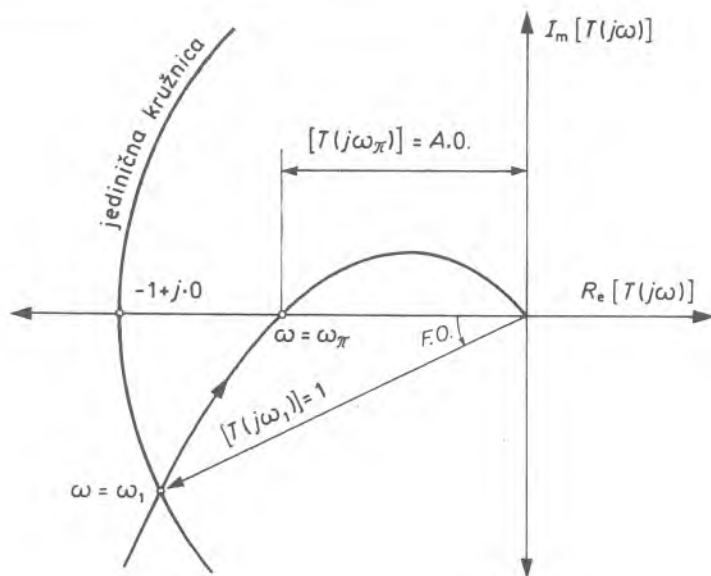
Ako se amplitudno osiguranje želi izraziti u decibelima, tada je

$$A.O. \text{ dB} = 20 \log |T(j\omega_\pi)|. \quad (9.85)$$

Amplitudno osiguranje prikazano je na slici 9.15. Kod stabilnih sklopova očito je $A.O. < 1$ (ili u decibelima < 0 dB) jer Nyquistova krivulja siječe negativnu realnu os između kritične točke $-1+j\cdot 0$ i ishodišta. Kod sklopova na granici stabilnosti $|T(j\omega_\pi)| = 1$, te je $A.O. = 1$ ili u decibelima 0 dB.

Fazno osiguranje (oznaka $F.O.$) definira se relacijom:

$$F.O. = 180^\circ + \Phi_1, \quad (9.86)$$



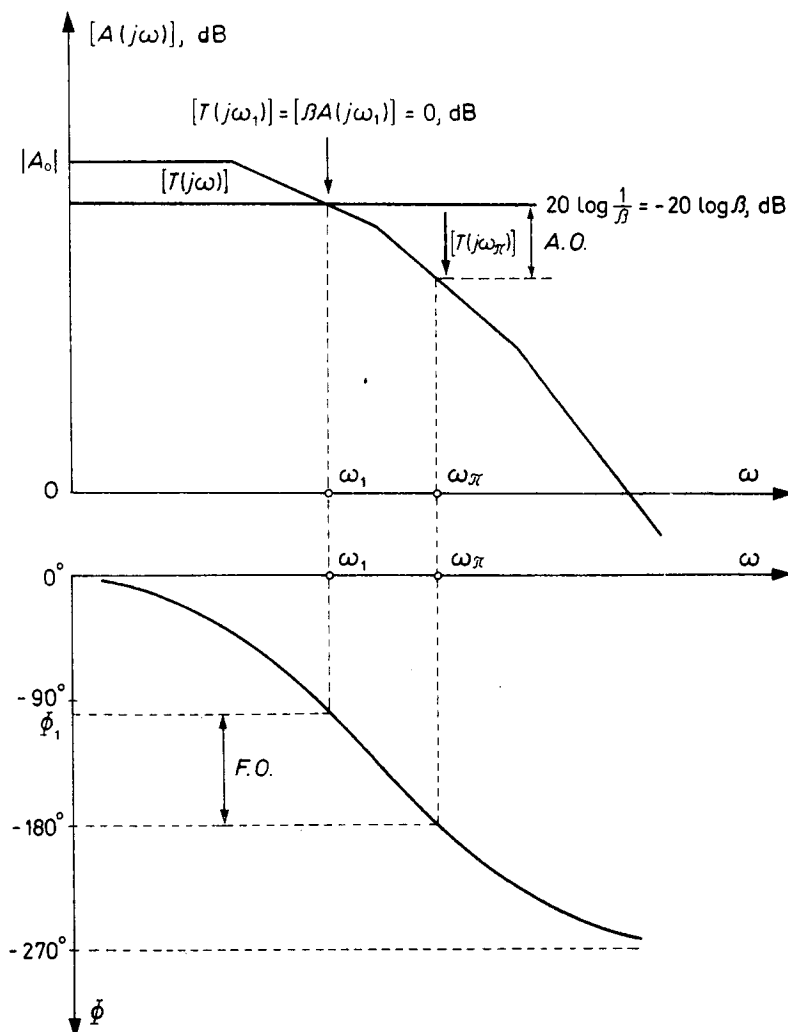
Slika 9.15. Uz definiciju amplitudnog i faznog osiguranja

gdje je Φ_1 fazni kut veličine $T(j\omega)$ na onoj frekvenciji ω_1 na kojoj amplituda veličine $T(j\omega)$ ima jedinični iznos, tj. na kojoj $|T(j\omega_1)| = 1$ (ili u decibelima 0 dB). Fazno osiguranje označeno je u Nyquistovu dijagramu na slici 9.15. Fazno osiguranje je zapravo kut za koji treba zaokrenuti krivulju u Nyquistovu dijagramu oko ishodišta da bi krivulja prošla kroz točku $-1 + j \cdot 0$. Da bi sklop bio dovoljno stabilan, odnosno Nyquistov dijagram dovoljno udaljen od kritične točke, nužno je da fazno osiguranje bude veće od 0° . Obično se zahtijeva da fazno osiguranje iznosi 60° . Isto tako se u praktičkim primjenama propisuje određeni iznos amplitudnog osiguranja, npr. $1/3$ ili u decibelima -10 dB.

Amplitudno i fazno osiguranje, u slučaju da je $\beta > 0$ i neovisno o frekvenciji, moguće je odrediti i bez crtanja Nyquistova dijagrama direktno iz amplitudne i fazne karakteristike osnovnog pojačala u A -grani. Budući da je pretpostavljen $\beta > 0$ i neovisan o frekvenciji, fazna karakteristika A -grane identična je faznoj karakteristici veličine $T(j\omega)$. Na slici 9.16. prikazana je proizvoljna amplitudna karakteristika $|A(j\omega)|$ osnovnog pojačala u A -grani i odgovarajuća fazna karakteristika (Bodeov prikaz). Uz amplitudnu karakteristiku nacrtana je u istom koordinatnom sustavu i karakteristika β -grane u obliku $20 \log \beta^{-1} = -20 \log \beta$ dB. Razmak između amplitudne karakteristike $|A(j\omega)|$ i horizontalnog pravca $-20 \log \beta$ na proizvoljnoj frekvenciji ω iznosi

$$20 \log |A(j\omega)| - 20 \log \beta^{-1} = 20 \log |\beta A(j\omega)| = 20 \log |T(j\omega)| \text{ dB.} \quad (9.87)$$

U točki presjeka amplitudne karakteristike A -grane i pravca $20 \log \beta^{-1}$ je $|T(j\omega)| = 0$ dB. To znači da se amplitudna karakteristika A -grane može u ovom slučaju tretirati kao amplitudna karakteristika veličine $T(j\omega)$ ako se horizontalni pravac $20 \log \beta^{-1}$ tretira kao apscisa. Točki presjeka amplitudne karakteristike i nove apscise odgovara $|T(j\omega)| = 0$ dB, te je tom točkom određena frekvencija ω_1 . Na toj frekvenciji je fazni kut veličine $A(j\omega)$, a time i fazni kut veličine $T(j\omega)$ jednak Φ_1 . Fazno osiguranje $F.O.$ u skladu s definicijskim izrazom 9.86. označeno je na slici 9.16. u faznoj karakteristici i ono je veće od nula stupnjeva. Frekvencija ω_π



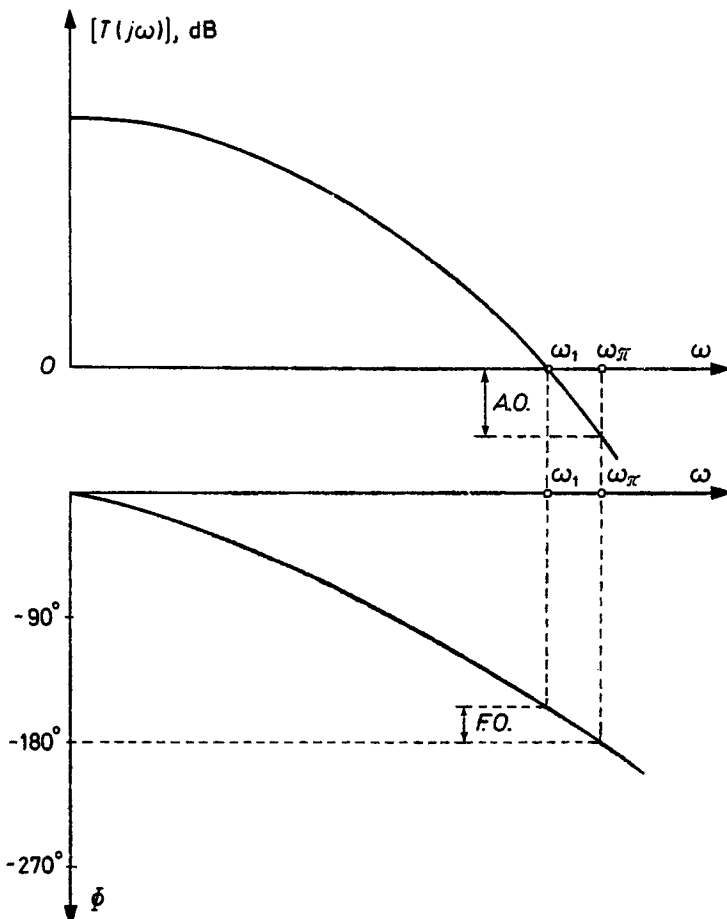
Slika 9.16. Određivanje amplitudnog i faznog osiguranja iz amplitudne i fazne karakteristike sklopa

na kojoj je $\Phi = 180^\circ$ označena je na apscisi amplitudne i fazne karakteristike. Na amplitudnoj karakteristici označena je razlika ordinata $|T(j\omega_1)|$ i $|T(j\omega_\pi)|$ jednaka po definiciji amplitudnom osiguranju jer je

$$20 \log |T(j\omega_1)| - 20 \log |T(j\omega_\pi)| = -20 \log |T(j\omega_\pi)| = A.O. \text{ dB.} \quad (9.88)$$

Budući da je u slučaju na slici 9.16. amplitudno osiguranje računano u decibelima negativan broj i da je fazno osiguranje veće od 0° , dotični sklop s povratnom vezom je stabilan, uz odgovarajući iznos amplitudnog i faznog osiguranja.

U slučaju da je β ovisan o frekvenciji, veličina $20 \log \beta^{-1}$ ne bi više bila predstavljena horizontalnim pravcem, a fazna karakteristika veličine $T(j\omega)$ ne bi više bila identična faznoj karakteristici veličine $A(j\omega)$. U tom slučaju ne može se za određivanje stabilnosti sklopa te njegova amplitudnog i faznog osiguranja upotrebljavati jednostavan postupak ilustriran na slici 9.16. Tada se, naravno, primje-



Slika 9.17. Određivanje amplitudnog i faznog osiguranja iz amplitudne i fazne karakteristike veličine $T(j\omega) = \beta A(j\omega)$

njuje Nyquistov dijagram i kriterij. Međutim do svih podataka koje daje Nyquistov dijagram može se doći primjenom Bodeova prikaza veličine $T(j\omega)$ (sl. 9.17).

Bodeov prikaz veličine $T(j\omega)$ potpuno je ekvivalentan Nyquistovu dijagramu. Ako se na određenoj frekvenciji ω na slici 9.17. otčitaju pripadni iznosi veličina $T(j\omega)$ i Φ dobiva se odgovarajuća točka Nyquistova dijagrama. Pritom ordinatu amplitudne karakteristike $|T(j\omega)|$, koja je u Bodeovu prikazu označena u decibelima, treba izraziti u apsolutnom iznosu jer duljina radius-vektora u polarnom prikazu kakav je Nyquistov ne može biti negativna. Kritičnoj točki Nyquistova dijagrama $-1 + j \cdot 0$ odgovara u amplitudnoj karakteristici veličine $T(j\omega)$ apscisna os, a u faznoj karakteristici iste ordinate fazni kut $\Phi = -180^\circ$. Na bazi definicijskih izraza 9.85. i 9.86. označeno je na slici 9.17. amplitudno i fazno osiguranje.

Primjer 9.2. Prijenosna funkcija A -grane sklopa s povratnom vezom određena je relacijom

$$A(p) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_g}\right)^3},$$

dok je $\beta = \text{konst.}$ Ako je $A_0 = -100$ i $\beta \approx 0,04$ odrediti amplitudno i fazno osiguranje.

Rješenje: Veličina $T(j\omega)$ određena je izrazom

$$T(j\omega) = \beta A(j\omega) = \frac{\beta A_0}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_g}\right)^3}.$$

Odredit ćemo frekvenciju ω_1 na kojoj je $|T(j\omega)| = 1$:

$$\frac{\beta A_0}{\left[1 + \left(\frac{\omega_1}{\omega_g}\right)^2\right]^{\frac{3}{2}}} = 1.$$

Gornja jednadžba, uz $\beta A_0 = (-0,04) \cdot (-100) = 4$, daje

$$\frac{\omega_1}{\omega_g} = 1,23.$$

Fazni kut veličine $T(j\omega)$ u skladu s relacijom za $T(j\omega)$ iznosi

$$\Phi = -3 \arctan \frac{\omega}{\omega_g}.$$

Pri frekvenciji ω_1 gornja relacija daje

$$\Phi_1 = -3 \arctan 1,23 = -153^\circ.$$

Fazno osiguranje po definiciji iznosi

$$F.O. = 180^\circ + \Phi_1 = 180^\circ - 153^\circ = 27^\circ > 0^\circ.$$

Frekvencija ω_π na kojoj je $\Phi = -180^\circ$ određena je relacijom

$$-3 \arctan \frac{\omega}{\omega_g} = -180^\circ,$$

odakle slijedi

$$\frac{\omega_\pi}{\omega_g} = \sqrt{3}.$$

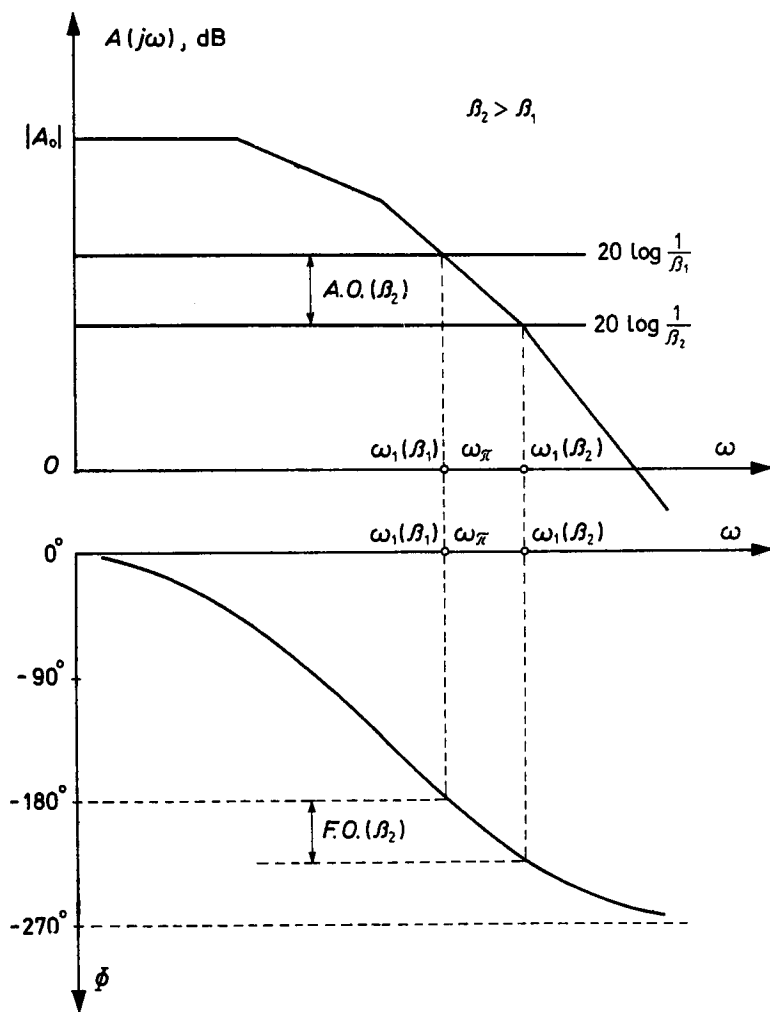
Amplitudno osiguranje po definiciji iznosi

$$A.O. = 20 \log |T(j\omega_\pi)| = 20 \log \frac{\beta A_0}{\left[1 + \left(\frac{\omega_\pi}{\omega_g}\right)^2\right]^{\frac{3}{2}}} = 20 \log \frac{4}{[1 + (\sqrt{3})^2]^{\frac{3}{2}}} = -6 \text{ dB}.$$

Budući da je $F.O. = 27^\circ$ i $A.O. = -6 \text{ dB} < 0 \text{ dB}$, sklop je stabilan. To je potpuno u skladu sa zaključcima do kojih smo u istom slučaju došli primjenom metode lokusa korijena (primjer u dijelu 9.4) i crtanjem Nyquistova dijagrama (sl. 9.11. i 9.12). Amplitudno osiguranje može se za ovaj slučaj očitati i direktno iz dijela Nyquistova dijagrama na slici 9.12. Za $\beta A_0 = 4$ je $|T(j\omega_\pi)| = 0,5$, što u decibelima iznosi -6 dB .

9.7. Korigiranje amplitudne i fazne karakteristike

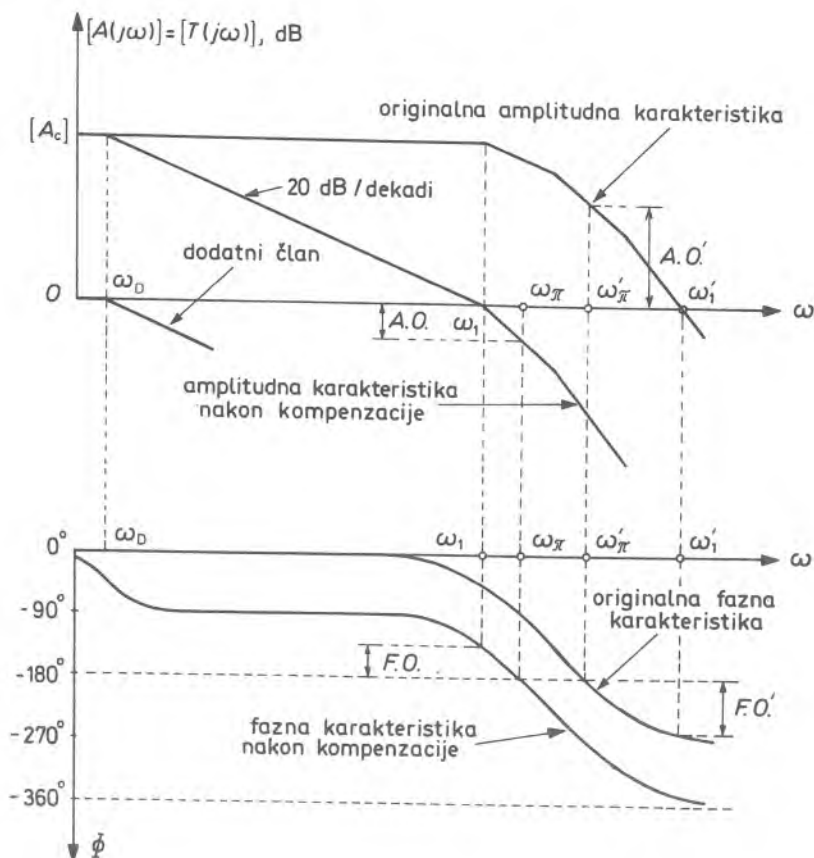
Ponovno ćemo pogledati sklop s povratnom vezom kojega je amplitudna i fazna karakteristika prikazana na slici 9.16. Budući da je $A.O. < 0$ dB i $F.O. > 0^\circ$ sklop je stabilan. To vrijedi uz pretpostavljeni iznos faktora β . Jasnije je međutim da će s porastom iznosa faktora β horizontalni pravac $20 \log \beta^{-1}$ u amplitudnoj karakteristici biti lociran sve niže, te će kod određenog iznosa faktora β doći do pojave oscilacija. To je ilustrirano na slici 9.18. Kada je $\beta = \beta_1$, tada je $\omega_1 = \omega_1(\beta_1)$ upravo jednak ω_π , tj. β_1 je tako odabran da je fazno osiguranje 0° , amplitudno osiguranje 0 dB, te se sklop nalazi točno na granici stabilnosti. Daljnji rast faktora β s iznosa β_1 na iznos β_2 vodi daljnjem spuštanju horizontalnog pravca $20 \log \beta^{-1}$ i porastu iznosa frekvencije $\omega_1 = \omega_1(\beta_2)$ na kojoj veličina $|T(j\omega)|$ ima iznos 0 dB. U tom slučaju je amplitudno osiguranje $A.O. = A.O.(\beta_2) > 0$ dB i fazno osiguranje



Slika 9.18. Ilustracija utjecaja promjene iznosa faktora povratne veze β na stabilnost sklopa

$F.O. = F.O.(\beta_2) < 0^\circ$, što znači da je sklop postao nestabilan, da oscilira. Ako se upotrijebi sklop s karakteristikom osnovnog pojačala u A -grani na slici 9.18. uz $\beta \geq \beta_1$ potrebno je, ako ne želimo da dođe do oscilacija, korigirati amplitudnu i faznu karakteristiku A -grane na takav način da amplitudno osiguranje bude negativno, a fazno pozitivno. To se postiže primjenom postupka **kompencijacije**.

Najjednostavniji i često primjenjivani postupak kompencijacije jest kompencijacija unošenjem **dominantnog pola** u prijenosnu karakteristiku sklopa. Tim se postupkom ujedno reducira i širina pojasa sklopa. Objasnit ćemo ovaj postupak na primjeru sklopa s amplitudnom i faznom karakteristikom osnovnog pojačala u A -grani na slici 9.18. uz $\beta = 1$. U tom slučaju je $T(j\omega) = \beta A(j\omega) = A(j\omega)$, te amplitudna i fazna karakteristika osnovnog pojačala u A -grani postaju identične amplitudnoj i faznoj karakteristici veličine $T(j\omega)$. Izvršit ćemo kompencijaciju uvođenjem dominantnog pola na frekvenciji ω_D . To znači da frekvencija ω_D ima dovoljno nizak iznos da ne djeluje na frekvencije u točki loma u amplitudnoj karakteristici A -grane. Pored toga, odabrat ćemo takav iznos frekvencije ω_D da rezultirajuća amplitudna karakteristika nakon kompencijacije dostiže iznos 0 dB na frekvenciji ω_1 koja odgovara frekvenciji prve točke loma u originalnoj amplitudnoj karakteristici. Postupak crtanja rezultirajuće amplitudne i fazne karakteristike nakon kompencijacije dominantnim polom prikazan je na slici 9.19. Pritom je



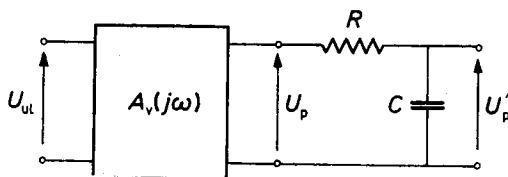
Slika 9.19. Kompencijacija dominantnim polom na frekvenciji ω_D

pretpostavljeno da se prijenosna karakteristika osnovnog pojačala u A -grani $A(j\omega)$ korigira unošenjem dodatnog dominantnog pola na frekvenciji ω_D prema relaciji

$$A_K(j\omega) = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_D}} A(j\omega). \quad (9.89)$$

Kako je $\omega_D \ll \omega_1$, dodavanjem dominantnog pola praktički na svim frekvencijama, osim na frekvencijama ispod $10 \omega_D$, fazni kut veličine $T(j\omega)$ povećava se za -90° . Iz slike 9.19. vidljivo je da unošenjem dominantnog pola u ovom slučaju amplitudno osiguranje $A.O.$ dobiva iznos $A.O. < 0$ dB, a fazno osiguranje $F.O.$ iznos $F.O. > 0^\circ$. Sklop je dakle stabilan. Bez kompenzacije amplitudno osiguranje $A.O.'$ je pozitivno, fazno osiguranje $F.O.'$ negativno, te je sklop nestabilan. U ovom je dakle slučaju unošenjem dominantnog pola osiguran stabilan rad sklopa.

Na koji se način sklopovski rješava problem unošenja dominantnog pola u prijenosnu karakteristiku? Postupak je prikazan na slici 9.20. U izlazni krug



Slika 9.20. Način unošenja dominantnog pola pomoću niskopropusnog RC-člana na izlazu

pojačala ugrađuje se niskopropisni RC-član. U ovom slučaju pretpostavit ćemo da je u pitanju naponsko pojačalo, pa je prijenosna funkcija $A(j\omega)$ identična naponskom pojačanju $A_v(j\omega)$. Uz dodatni RC-član naponsko pojačanje je

$$A_{VK}(j\omega) = \frac{U'_p}{U_{ul}} = \frac{U'_p}{U_p} \cdot \frac{U_p}{U_{ul}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} A_v(j\omega). \quad (9.90)$$

Relacija 9.90. identična je relaciji 9.89, pri čemu je $\omega_D^{-1} = RC$.

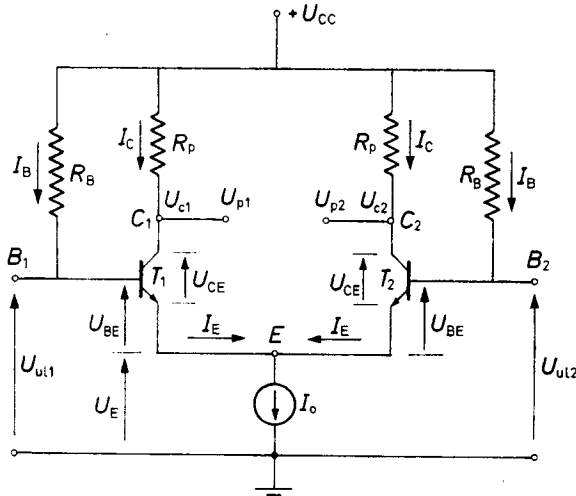
Kompenzacija dominantnim polom samo je jedan od mogućih načina kompenzacije. Od ostalih načina kompenzacije navodimo još kompenzaciju dodavanjem pola i nule u prijenosnoj funkciji osnovnog pojačala u A -grani pri čemu je frekvencija nule viša od frekvencije pola. Pored toga, kompenzaciju je moguće osigurati i modificiranjem β -grane. Različite metode kompenzacije naročito su korisne u monolitnoj tehnici, posebno u području monolitnih operacijskih pojačala, koja će se razmatrati kasnije. Više podataka o tome čitalac može naći u tekstovima pod brojevima 6, 18, 19, 21, 24, 28, 32 u popisu literature.

10. Diferencijsko pojačalo

10.1. Uvod

Diferencijsko pojačalo je linearni elektronički sklop namijenjen pojačavanju razlike dvaju signala. Može se realizirati na različite načine, a široku primjenu nalazi kao ulazni stupanj složenijih monolitnih linearnih integriranih sklopova. Razlozi široke primjene diferencijskog pojačala u monolitnim integriranim sklopovima bit će navedeni kasnije, pošto upoznamo njegova svojstva i zahtjeve koje diferencijsko pojačalo postavlja na komponente pomoću kojih se realizira.

Jedna moguća izvedba diferencijskog pojačala prikazana je na slici 10.1. Pretpostavit ćemo da su grane diferencijskog pojačala simetrične, tj. da su tranzisti-



Slika 10.1. Diferencijsko pojačalo

stori T_1 i T_2 identičnih karakteristika. Otpori R_B služe za dovođenje istosmjerne struje u baze tranzistora, čime se osigurava rad tranzistora u normalnom aktivnom području. Pojačalo ima dva ulaza na bazama B_1 i B_2 i dva izlaza na kolektorima C_1 i C_2 . Emiteri su spojeni za zajedničku točku E u kojoj djeluje izvor konstantne struje I_0 . Taj se izvor u realnim izvedbama diferencijskog pojačala može ostvariti na različite načine, o čemu će kasnije biti više riječi. Kada na ulazima pojačala nisu prisutni signali, struja I_0 se, zbog simetričnosti pojačala, podjednako dijeli između oba tranzistora. Ako je istosmjerni faktor strujnog pojačanja β tranzistora T_1 i T_2 puno veći od jedinice, bit će

$$I_C \simeq I_E = \frac{I_0}{2}. \quad (10.1)$$

Ovaj slučaj odgovara strujama označenim na slici 10.1. Istosmjerni potencijal točke E je U_E i u ovom slučaju iznosi

$$U_E = U_{CC} - U_{BE} - I_B R_B. \quad (10.2)$$

Uz zanemarenje reverzne struje zasićenja kolektorskog kruga struja baze iznosi

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{I_0}{2\beta}. \quad (10.3)$$

Iz relacija 10.2. i 10.3. slijedi

$$U_E = U_{CC} - U_{BE} - \frac{R_B}{2\beta} \cdot I_0. \quad (10.4)$$

Pomoću relacija 10.1. i 10.4. dobiva se

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_p - U_E = U_{BE} + \left(\frac{R_B}{\beta} - R_p \right) \cdot \frac{I_0}{2}. \quad (10.5)$$

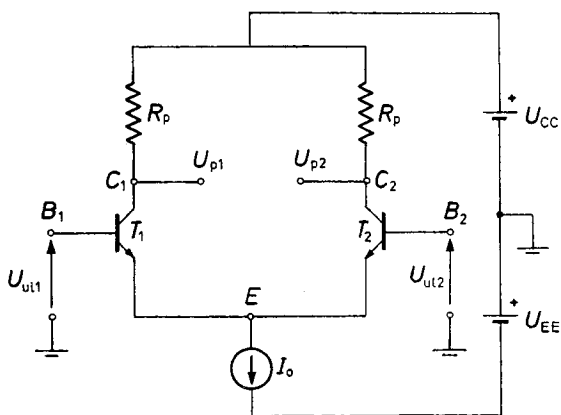
U ovom slučaju izlazima pojačala u točkama C_1 i C_2 odgovaraju potencijali

$$U_{C1} = U_{C2} = U_{CC} - \frac{I_0 R_p}{2}. \quad (10.6)$$

Naponska razlika između izlaznih stezaljki jednaka je nuli i pojačalo se nalazi u stanju ravnoteže.

Što će se dogoditi ako se sada na ulaze B_1 i B_2 dovedu istofazni signali jednakih amplituda ($U_{u11} = U_{u12}$)? Budući da su grane pojačala simetrične, istofazni signali na ulazima ne mogu poremetiti stanje ravnoteže. Struja I_0 i dalje će se podjednako dijeliti na obje grane, naponi U_{p1} i U_{p2} na izlazima bit će međusobno jednaki.

Priključe li se na ulaze protufazni signali, tj. signali jednaki po amplitudi i suprotni po fazi ($U_{u11} = -U_{u12}$), doći će do narušavanja stanja ravnoteže. Struja emitera jednog tranzistora porast će za određeni iznos, dok će struja emitera drugog tranzistora pasti za isti iznos jer suma struja emitera tranzistora T_1 i T_2 mora u svakom slučaju biti jednaka I_0 . Posljedica su različiti iznosi struja kolektora i različiti iznosi napona U_{p1} i U_{p2} , čime je ravnoteža pojačala narušena.



Slika 10.2. Diferencijsko pojačalo bez otpornika u krugu baze tranzistora T_1 i T_2

Da bi sklop na slici 10.1. radio, tranzistori T_1 i T_2 moraju imati statičku radnu točku lociranu u normalnom aktivnom području. Napon U_{CE} mora biti pozitivan i veći od U_{BE} . U skladu s relacijom 10.5. taj će uvjet biti ispunjen ako je

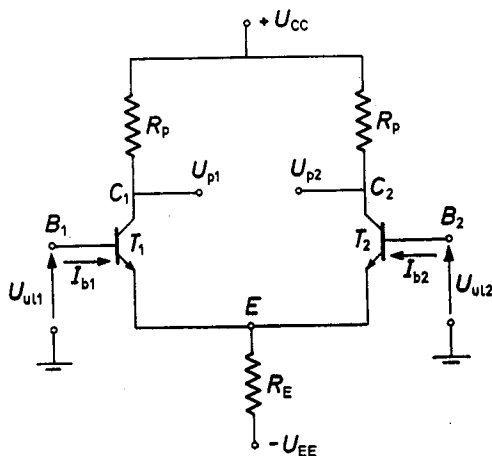
$$R_B > \beta R_P. \quad (10.7)$$

Da bi se postiglo potrebno naponsko pojačanje, otpor R_P mora imati iznos od nekoliko $k\Omega$. Faktor strujnog pojačanja β ima tipičan iznos reda veličine 100, te otpor R_B prema relaciji 7.10. iznosi nekoliko stotina $k\Omega$. To upućuje na zaključak da se diferencijsko pojačalo na slici 10.1. može lako realizirati u diskretnoj i hibridnoj tehnici, ali ne i u monolitnoj tehnici, gdje uz prihvatljive topološke dimenzije nije moguće realizirati otpore od nekoliko stotina $k\Omega$ primjenom standardnih procesa. Zato se u monolitnoj tehnici diferencijsko pojačalo u biti izvodi prema slici 10.2.

Ovdje se propusni polaritet emitterskog spoja osigurava spajanjem emitera tranzistora T_1 i T_2 preko strujnog izvora I_0 na negativni napon U_{EE} . Otpor R_B time je postao nepotreban.

10.2. Dinamička svojstva diferencijskog pojačala

Analizirat ćemo dinamička svojstva diferencijskog pojačala prikazanog na slici 10.3, gdje je strujni izvor u krugu emitera tranzistora T_1 i T_2 simuliran otporom R_E spojenim na istosmjerni izvor U_{EE} . Koristeći pojednostavnjeni nadomjesni sklop tranzistora u spoju zajedničkog emitera (sl. 3.17a) dobiva se model diferencijskog pojačala za rad u režimu malih signala na slici 10.4.

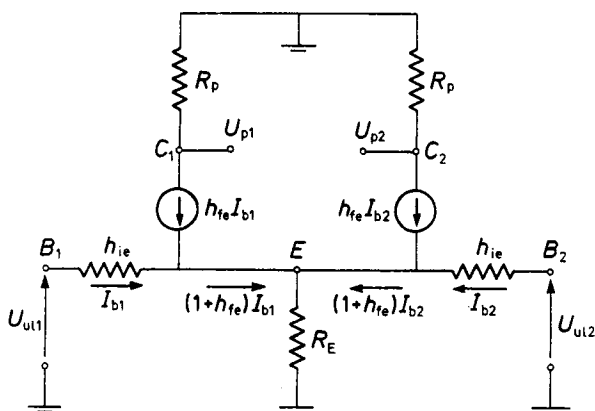


Slika 10.3. Diferencijsko pojačalo s emitterskim otpornikom

Odredit ćemo izlazne napone U_{p1} i U_{p2} na kolektorima C_1 i C_2 kao funkcije ulaznih napona U_{u1} i U_{u2} . Iz ulaznih krugova tranzistora T_1 i T_2 na slici 10.4. slijede jednadžbe

$$U_{u1} = I_{b1} h_{ie} + (1 + h_{te}) (I_{b1} + I_{b2}) R_E, \quad (10.8)$$

$$U_{u2} = I_{b2} h_{ie} + (1 + h_{te}) (I_{b1} + I_{b2}) R_E. \quad (10.9)$$



Slika 10.4. Model diferencijskog pojačala sa slike 10.3. za mali izmjenični signal

Izlazni naponi U_{p1} i U_{p2} iznose

$$U_{p1} = -h_{fe} R_p I_{b1}, \quad (10.10)$$

$$U_{p2} = -h_{fe} R_p I_{b2}. \quad (10.11)$$

Eliminiranjem struja I_{b1} i I_{b2} iz relacija 10.8–10.11. dobiva se

$$U_{p1} = -G [U_{ul1} - U_{ul2}] (1 + h_{fe}) R_E + h_{ie} U_{ul1}, \quad (10.12)$$

$$U_{p2} = -G [(U_{ul2} - U_{ul1}) (1 + h_{fe}) R_E + h_{ie} U_{ul2}], \quad (10.13)$$

pri čemu je G oznaka za veličinu:

$$G = \frac{h_{ie} R_p}{h_{ie} [h_{ie} + 2(1 + h_{fe}) R_E]}. \quad (10.14)$$

Napon U_{iz} definiran razlikom napona U_{p1} i U_{p2} iznosi

$$U_{iz} = U_{p1} - U_{p2} = -\frac{h_{fe} R_p}{h_{ie}} (U_{ul1} - U_{ul2}). \quad (10.15)$$

Napon U_{p1} ovisi o razlici ulaznih napona i o naponu U_{ul1} , napon U_{p2} ovisi o razlici ulaznih napona i o naponu U_{ul2} . Napon U_{iz} ovisi međutim samo o razlici ulaznih napona.

Ako se na ulazne stezaljke diferencijskog pojačala dovedu istofazni signali jednakih amplituda ($U_{ul1} = U_{ul2}$), izlazni naponi U_{p1} i U_{p2} iznose

$$U_{p1} = -G h_{ie} U_{ul1} = -\frac{h_{fe} R_p}{h_{ie} + 2(1 + h_{fe}) R_E} U_{ul1} \quad (10.16)$$

$$U_{p2} = -G h_{ie} U_{ul2} = -\frac{h_{fe} R_p}{h_{ie} + 2(1 + h_{fe}) R_E} U_{ul2}. \quad (10.17)$$

U tom slučaju je $U_{iz} = U_{p1} - U_{p2} = 0$.

Ako se na ulazne stezaljke diferencijskog pojačala dovedu protufazni signali jednakih amplituda ($U_{u1} = -U_{u2}$), izlazni naponi U_{p1} i U_{p2} iznose

$$U_{p1} = -\frac{h_{fe}R_p}{h_{ie}} U_{u1}, \quad (10.18)$$

$$U_{p2} = -\frac{h_{fe}R_p}{h_{ie}} U_{u2}. \quad (10.19)$$

U tom je slučaju

$$U_{iz} = U_{p1} - U_{p2} = -\frac{h_{fe}R_p}{h_{ie}} (U_{u1} - U_{u2}) = -2 \frac{h_{fe}R_p}{h_{ie}} U_{u1}. \quad (10.20)$$

Definirat ćemo **pojačanje istofaznog signala** omjerom napona na kolektoru i napona na bazi istog tranzistora kada je $U_{u1} = U_{u2}$. Za tranzistor T_1 to pojačanje prema relaciji 10.16. iznosi

$$A_{z1} = \left. \frac{U_{p1}}{U_{u1}} \right|_{U_{u2}=U_{u1}} = -\frac{h_{fe}R_p}{h_{ie} + 2(1+h_{fe})R_E}. \quad (10.21)$$

Analogno se za tranzistor T_2 dobiva

$$A_{z2} = \left. \frac{U_{p2}}{U_{u2}} \right|_{U_{u2}=U_{u1}} = -\frac{h_{fe}R_p}{h_{ie} + 2(1+h_{fe})R_E}. \quad (10.22)$$

Pojačanje istofaznog signala zove se još i **zajedničko pojačanje**. Relacije 10.21. i 10.22. pokazuju da su zajednička pojačanja za oba tranzistora ista. Ako se izraz za zajedničko pojačanje usporedi s izrazom 3.84. za naponsko pojačanje pojačala u spoju zajedničkog emitera s emitorskom degeneracijom, lako se opaža da su to zapravo identični izrazi. Jedina razlika je ta što je član $(1+h_{fe})R_E$ u nazivniku izraza 3.84. zamijenjen članom $2(1+h_{fe})R_E = (1+h_{fe}) \cdot 2R_E$ u nazivniku izraza 10.21. i 10.22. Tu razliku možemo lako objasniti. Istofazni signali na bazama B_1 i B_2 tranzistora generiraju jednake struje istog smjera kroz emitorski otpor R_E . Budući da je emitorski otpor R_E zajednički za oba tranzistora, možemo ga prikazati paralelnom kombinacijom dvaju otpora iznosa $2R_E$, pri čemu svakom tranzistoru u emitorskom krugu pripada taj iznos otpora. To znači da u emitorskom krugu svakog tranzistora degenerativne efekte izaziva zapravo otpor $2R_E$ od čega i potječe razlika u izrazima 10.21. i 10.22. u odnosu na izraz 3.84.

Pojačanje protufaznog signala ili diferencijsko pojačanje definirat ćemo omjerom napona na kolektoru i razlike ulaznih napona $U_d = U_{u1} - U_{u2}$ kada je $U_{u1} = -U_{u2}$. Za tranzistor T_1 to pojačanje prema relaciji 10.18. iznosi

$$A_{d1} = \left. \frac{U_{p1}}{U_d} \right|_{U_{u1}=-U_{u2}} = \frac{U_{p1}}{U_{u1}-U_{u2}} \bigg|_{U_{u1}=-U_{u2}} = -\frac{U_{p1}}{2U_{u1}} \bigg|_{U_{u1}=-U_{u2}} = -\frac{h_{fe}R_p}{2h_{ie}}. \quad (10.23)$$

Analogno se za tranzistor T_2 dobiva

$$A_{d2} = \left. \frac{U_{p2}}{U_d} \right|_{U_{u2}=-U_{u1}} = \frac{U_{p2}}{U_{u1}-U_{u2}} \bigg|_{U_{u2}=-U_{u1}} = -\frac{U_{p2}}{2U_{u2}} = \frac{h_{fe}R_p}{2h_{ie}}. \quad (10.24)$$

Diferencijska pojačanja za oba tranzistora su istog apsolutnog iznosa. U ovom slučaju emitorski otpor R_E ne djeluje na iznos pojačanja jer protufazni signali na bazama B_1 i B_2 generiraju jednake struje suprotnog smjera kroz R_E , te je izmjenični pad napona na tom otporu jednak nuli. Drugim riječima, točka E na slici 10.3. je uzemljena za protufazne signale i obje grane diferencijskog pojačala rade kao normalni sklopovi u spoju zajedničkog emitera bez emitorske degeneracije.

Da bi sklop na slici 10.3. radio kao dobro diferencijsko pojačalo, mora biti izveden tako da ima što veće diferencijsko i što manje zajedničko pojačanje. Veličina koja vrednuje navedeno svojstvo realnoga diferencijskog pojačala zove se **faktor potiskivanja** (engl. common mode rejection ratio ili skraćeno CMRR). Faktor potiskivanja definiran je apsolutnim iznosom omjera diferencijskog i zajedničkog pojačanja:

$$\text{faktor potiskivanja} = \rho = \left| \frac{A_d}{A_z} \right|. \quad (10.25)$$

Ovaj se faktor može računati i mjeriti na obje grane diferencijskog pojačala. Iz relacije za diferencijska i zajednička pojačanja slijedi da će obje grane imati isti faktor potiskivanja određen relacijom

$$\rho = \left| \frac{A_{d1}}{A_{z1}} \right| = \left| \frac{A_{d2}}{A_{z2}} \right| = \frac{1}{2} + (1 + h_{te}) \frac{R_E}{h_{ie}}. \quad (10.26)$$

Relacija 10.26. nije sasvim egzaktna jer su u njenom izvodu zanemareni parametri h_{oe} i h_{re} tranzistora. Međutim može se pokazati da dovoljno točno vrijedi za iznose otpora R_E određene uvjetom

$$2h_{oe}R_E \ll h_{te}. \quad (10.27)$$

Relacija 10.26. vrlo je jednostavna i daje dobar uvid u mogućnosti utjecaja na iznos faktora potiskivanja. Ta relacija pokazuje da se na iznos faktora potiskivanja može u biti djelovati na dva osnovna načina: izborom što većeg iznosa otpora R_E i izborom odgovarajućeg položaja statičke radne točke tranzistora u normalnom aktivnom području. Do ovisnosti iznosa faktora potiskivanja o položaju statičke radne točke najjednostavnije se dolazi pod opravdanom pretpostavkom da je $h_{te} > > 1$. Tada je

$$\frac{1 + h_{te}}{h_{ie}} \simeq \frac{h_{te}}{h_{ie}} \simeq g_m = \frac{I_{CQ}}{U_T}, \quad (10.28)$$

gdje je I_{CQ} istosmjerna struja kolektora u statičkoj radnoj točki. Iz relacija 10.26. i 10.28. slijedi relacija koja povezuje faktor potiskivanja s položajem statičke radne točke diferencijskog pojačala:

$$\rho = \frac{1}{2} + \frac{I_{CQ}}{U_T} R_E. \quad (10.29)$$

Dovođenjem statičke radne točke u područje većih struja kolektora popravljiva se iznos faktora potiskivanja.

Ako se izvedu točni izrazi za diferencijsko zajedničko pojačanje, bez zanemarivanja iznosa parametara h_{oe} i h_{re} , i uvrste u definicijski izraz 10.25, dobiva se za faktor potiskivanja nepregledan i za praktičku primjenu nepogodan izraz. Iz tog izraza proizlazi da će s porastom iznosa otpora R_E faktor potiskivanja rasti brže nego linearno i da će težiti prema neizmjernom kad otpor R_E dostigne iznos

$$R_E = \frac{h_{te}}{2h_{oe}}. \quad (10.30)$$

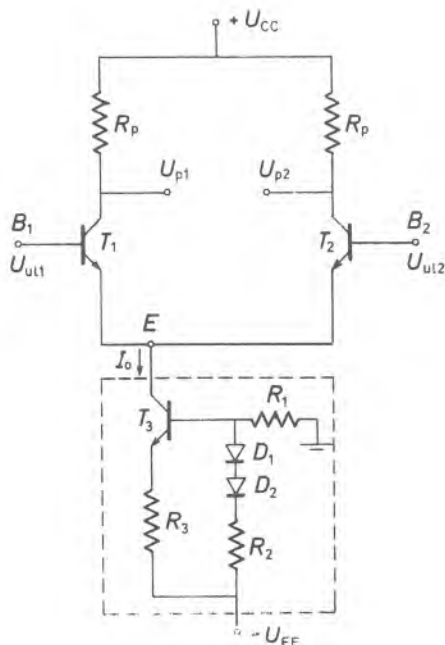
Ako je npr. $h_{oe}=25\ \mu\text{S}$ i $h_{te}=100$, gornji izraz daje $R_E=2\ \text{M}\Omega$ kao iznos tog otpora, da bi $\rho \rightarrow \infty$.

Da bi se dobio visok iznos faktora potiskivanja, tj. da bi se realno diferencijsko pojačalo po svojim svojstvima približilo idealnome, potrebno je u skladu s relacijama 10.26. i 10.30. osigurati visok iznos otpora R_E u krugu emitera. Ovdje je bitno da se zahtjev za visokim iznosom otpora R_E bazira na analizi dinamičkih svojstava diferencijskog pojačala. Gledano statički, povoljno je da otpor R_E bude relativno nizak. Ako se otpor R_E realizira kao linearna komponenta visokog iznosa otpora, npr. $R_E=2\ \text{M}\Omega$, tada bi u statičkim uvjetima istosmjerna struja kolektora $I_{CQ}=1\text{mA}$ u statičkoj radnoj točki na otporu R_E navedenog iznosa generirala istosmjerni pad napona

$$U_E = 2I_{CQ}R_E = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^6 = 4 \cdot 10^3\ \text{V},$$

te bi diferencijsko pojačalo moralo biti napajano istosmjernim izvorima s elektromotornom silom od više tisuća volti, što nije prihvatljivo.

Otpor R_E ne može se dakle realizirati jednostavnom primjenom linearnog otpornika. Umjesto linearnog otpornika treba primijeniti nelinearnu komponentu koja će imati svojstvo vrlo visokoga dinamičkog i relativno niskoga istosmjernog otpora. To svojstvo općenito posjeduju strujni izvori. Jedna moguća realizacija diferencijskog pojačala sa strujnim izvorom u krugu emitera prikazana je na slici 10.5. Strujni izvor ovdje je simuliran tranzistorom T_3 koji radi u normalnom aktivnom području gdje mu je zbog, skoro horizontalnih izlaznih statičkih karakteristika, dinamički otpor puno veći od istosmjernoga. Otpori R_1 , R_2 i R_3 osiguravaju odgovarajući položaj statičke radne točke. Dioda D_1 i D_2 omogućavaju kompenzaciju temperaturnog koeficijenta napona spoja baza-emiter tranzistora T_3 . Time se osigurava potrebna temperaturna stabilnost struje I_0 .



Slika 10.5. Realizacija strujnog izvora u krugu emitera diferencijskog pojačala

10.3. Diferencijsko pojačalo u monolitnoj tehnici

U uvodnom dijelu ovog poglavlja navedeno je da se diferencijsko pojačalo često upotrebljava u monolitnoj izvedbi. Pritom se puno češće upotrebljava kao dio, odnosno podsklop složenih monolitnih analognih integriranih sklopova nego kao posebno izvedeni sklop. Ovdje ćemo odgovoriti na pitanje zašto je diferencijsko pojačalo tako popularno u monolitnoj tehnici. Razlozi su višestruki. Pojačala na slikama 10.1–10.5. imaju svojstva diferencijskog pojačala, dakle pojačala koje će pojačavati protufazne, a prigušivati istofazne signale samo ako postoji visok stupanj simetričnosti grana pojačala i ako je faktor potiskivanja visok. Između ostalog, to znači da tranzistori T_1 i T_2 moraju imati identične karakteristike. Isto vrijedi i za njihove potrošače R_p . Navedeni zahtjev moguće je ostvariti i u diskretnoj tehnici, ali to zahtijeva vrlo pažljiv izbor diskretnih elemenata što sličnijih karakteristika. Međutim u monolitnoj tehnici taj je zahtjev vrlo lako ispuniti, jer se sve komponente monolitnog sklopa procesiraju istodobno istim postupcima planarne tehnologije u zajedničkoj silicijskoj podlozi. Budući da je proces za sve komponente isti, tehnološki profili svih istovrsnih komponenata na cijeloj pločici su jednaki. To znači da će npr. svi npn-tranzistori imati iste profile emitera, baze i kolektora. Ako su i topološke konfiguracije i dimenzije tih tranzistora jednake, oni će po svim električkim karakteristikama biti međusobno identični. Identičnost električkih karakteristika monolitnih tranzistora (a isto vrijedi i za druge monolitne komponente), prirodno je dakle svojstvo monolitne tehnike, odnosno prirodna posljedica planarne tehnologije kojom se monolitni sklopovi realiziraju. Ako se iz bilo kojih razloga ne žele identične električke karakteristike istovrsnih monolitnih komponenata, potrebno je promijeniti topološku konfiguraciju. Navedena svojstva monolitnih komponenata čine ih upravo idealnima za primjenu u području diferencijskih pojačala. Postoji međutim još jedna prednost monolitne tehnike u ovom području. Da npr. pojačalo na slici 10.5. bude dobro diferencijsko pojačalo, nije dovoljno da grane pojačala budu simetrične samo pri sobnoj temperaturi, već i pri promjenama temperature. Promjena temperature mora izazvati jednake promjene položaja statičkih radnih točaka tranzistora T_1 i T_2 i jednake promjene iznosa svih statičkih i dinamičkih parametara potrošača u krugu kolektora tranzistora T_1 i T_2 . Da bi promjene električkih parametara pri promjenama temperature bile iste, moraju biti ispunjena dva uvjeta:

1. tranzistori moraju biti međusobno identični po karakteristikama. Tada su iznosi istovrsnih parametara tranzistora pri istoj temperaturi jednaki

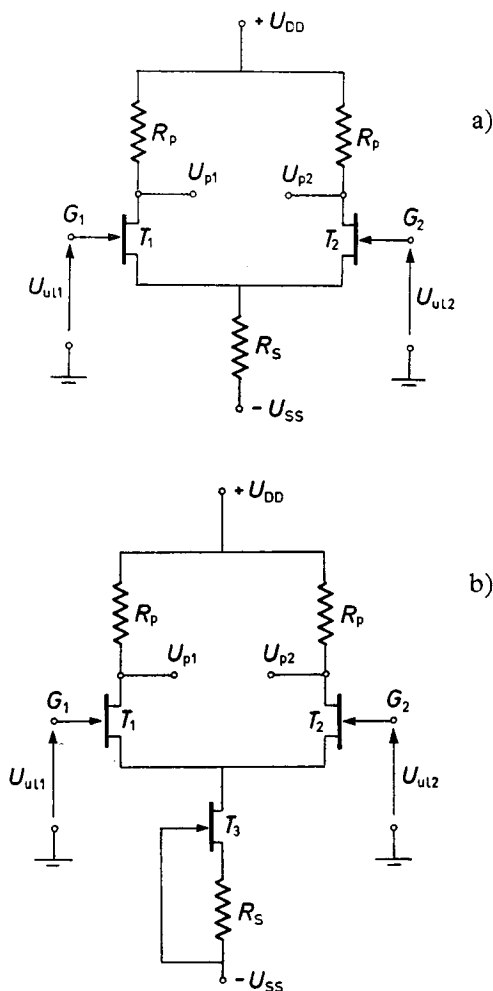
2. promjene temperature kristala silicija u dijelu pločice, gdje se nalazi tranzistor T_1 , moraju biti jednake promjenama temperature kristala silicija u dijelu pločice gdje se nalazi tranzistor T_2 .

Prvi je uvjet u monolitnoj tehnici automatski ispunjen, kao što je već ranije navedeno. Drugi uvjet nije u monolitnoj tehnici teško ispuniti, jer su sve komponente od istog materijala, silicija, te među njima postoji dobra termička veza i rast temperature jedne komponente uzrokuje porast temperature i ostalih komponenata na toj pločici. Pored toga, elementi koji trebaju imati isti hod temperature lociraju se na pločici jedan kraj drugoga, te se u svakom trenutku nalaze praktički na istoj temperaturi. Radi ilustracije navodimo da se u monolitnoj tehnici temperaturni koeficijenti napona baza-emiter susjednih tranzistora razlikuju međusobno za manje od $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Kako je temperaturni koeficijent napona baza-emiter približno jednak $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, zaključujemo da je temperaturna razlika između dva susjedna tranzistora pod identičnim uvjetima napajanja manja od $5 \cdot 10^{-3} ^\circ\text{C}$ za svaki $^\circ\text{C}$ promjene temperature. Ako se primijene posebne metode stabilizacije temperature

pločice, može se postići temperaturna razlika dvaju susjednih tranzistora manja od 10^{-4}°C za svaki $^{\circ}\text{C}$ promjene temperature.

Ukupno uzevši, odlično podudaranje električkih karakteristika monolitnih tranzistora i odlična termička sprega među njima omogućava realizaciju monolitnih diferencijskih pojačala sa znatno boljim karakteristikama nego u slučaju primjene diskretne tehnike.

Ovdje su opisana svojstva diferencijskih pojačala s bipolarnim tranzistorima. Međutim, diferencijska pojačala mogu se realizirati i pomoću unipolarnih tranzistora – spojnih FET-ova i MOS FET-ova. Bitna svojstva diferencijskih pojačala s unipolarnim tranzistorima identična su svojstvima diferencijskih pojačala s bipolarnim tranzistorima, ali su kvantitativni iznosi pojedinih veličina različiti. FET-ovi na ulazima diferencijskog pojačala osjetno povećavaju ulazni otpor pojačala, te se diferencijska pojačala s FET-ovima upotrebljavaju često u ulaznim stupnjevima operacijskih pojačala za povećanje ulaznog otpora. Ako se želi osigu-



Slika 10.6. Diferencijsko pojačalo sa spojnim FET-om: a) s otpornikom R_S u krugu uvida, b) sa strujnim izvorom u krugu uvida

rati nizak nivo generiranog šuma u ulaznim stupnjevima operacijskih pojačala, upotrijebit će se diferencijsko pojačalo sa spojnim FET-ovima kao ulazni stupanj zbog niskog iznosa faktora šuma spojnih FET-ova. Dva tipična diferencijska pojačala sa spojnim FET-ovima prikazana su na slici 10.6. U pojačalu na slici 10.6a strujni izvor u krugu uvoda diferencijsko spojenih tranzistora T_1 i T_2 ostvaren je pomoću otpornika R_s , dok je u pojačalu na slici 10.6b to postignuto pomoću strujnog izvora kojega simulira tranzistor T_3 s otpornikom R_s .

Diferencijsko pojačalo, međutim, nije samo linearni sklop namijenjen radu u režimu malih izmjeničnih signala. Ono se vrlo često upotrebljava kao digitalni element u digitalnim integriranim sklopovima, gdje radi u izrazito nelinearnom režimu velikih signala. Pritom se jedan ulaz drži na konstantnom istosmjernom potencijalu, a na drugi ulaz se dovodi logički signal. U tom slučaju diferencijsko pojačalo radi u režimu strujne sklopke koja je temeljni dio emitorski vezanih logičkih sklopova¹.

¹ Više o tome u knjizi: P. Biljanović, *Mikroelektronika – integrirani elektronički sklopovi*, Školska knjiga, Zagreb 1990.

11. Pojačala snage

11.1. Uvod

Dosada smo razmatrali pojačala malih izmjeničnih signala pomoću kojih se želi postići što veći iznos naponskog ili strujnog pojačanja, uz odgovarajuće frekvencijske karakteristike i stabilnost iznosa pojačanja. Međutim od tih sklopova se nije zahtijevalo značajnije pojačanje snage. Zbog rada u normalnom aktivnom području, u približno linearnom dijelu karakteristika bipolarnog tranzistora, pojačala malih naponskih i strujnih signala nisu izazivala značajnija nelinearna izobličenja.

Ovdje će se razmatrati pojačala snage pred koja se postavljaju drugačiji zahtjevi. Izlazni stupnjevi kaskadnih ili višestepenih pojačala često puta pobuđuju zvučnik, servomotor ili neki drugi element ili uređaj koji za svoj rad zahtijeva određeni iznos snage. Pritom se često zahtijeva i niski iznos nelinearnih izobličenja i što manja potrošnja snage istosmjernog izvora koji napaja takav sklop. Drugim riječima, nastoji se predati potrošaču potrebnu snagu na što ekonomičniji način, zadržavajući pritom ostale potrebne karakteristike.

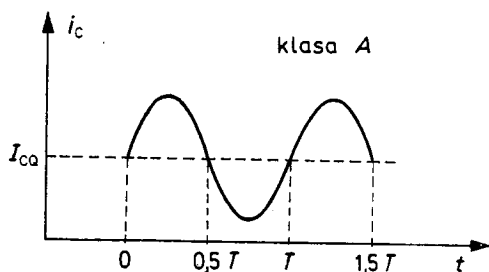
Kod pojačala snage obično se radi s velikim amplitudama signala. Zato se analiza rada tih pojačala u pravilu ne može provesti na linearnom modelu tranzistora kao u režimu malih signala, već se koriste grafičke metode koje uzimaju u obzir kompletne karakteristike pojačavačkog elementa. Pritom se dopuštaju određena pojednostavnjenja da bi analiza bila moguća.

U ovom tekstu razmatrat će se pojačala snage za područje relativno niskih frekvencija. Visokofrekvencijska pojačala snage izlaze iz okvira ovog teksta i ovdje neće biti posebno razmatrana.

11.2. Podjela pojačala snage po klasama

Pojačala snage svrstavaju se u tri osnovne grupe koje se označavaju kao klasa A , klasa B i klasa C , ovisno o položaju statičke radne točke pojačavačkog elementa u polju izlaznih karakteristika. Klasa A karakterizirana je položajem statičke radne točke u normalnom aktivnom području, pri čemu ni u jednom trenutku pod djelovanjem signala radna točka ne smije dospjeti ni u područje zasićenja ni u zaporno područje. Kada pojačalo radi u klasi A nelinearna izobličenja su najmanja, ali zato u svakom trenutku, neovisno o postojanju signala, teče istosmjerna struja kroz tranzistor. To izaziva trošenje snage istosmjernog izvora i disipaciju snage u tranzistoru i onda kada signal nije prisutan. Osnovni sklopovi pojačala s bipolarnim tranzistorom (poglavlje 3) i osnovni sklopovi pojačala s unipolarnim tranzistorom (poglavlje 4) primjeri su pojačala koja rade u klasi A . Ta klasa je vrlo pogodna za pojačala napona i struja jer daje mala nelinearna izobličenja uz relativno visok iznos bilo naponskog bilo strujnog pojačanja, ali nije pogodna za pojačala snage jer je istosmjerni izvor opterećen i kad nema signala, pa je efikasnost pojačala,

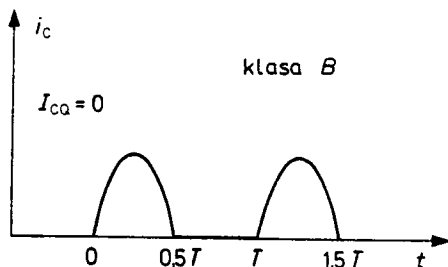
definirana kao omjer snage signala predanog potrošaču i snage koju istosmjerni izvor daje sklopu, dosta mala. Valni oblik struje kolektora pri radu pojačala u klasi *A* prikazan je, pri sinusoidnoj pobudi u krugu baze, na slici 11.1. Na slici je uz izmje-



Slika 11.1. Valni oblik struje kolektora pri radu pojačala u klasi *A*

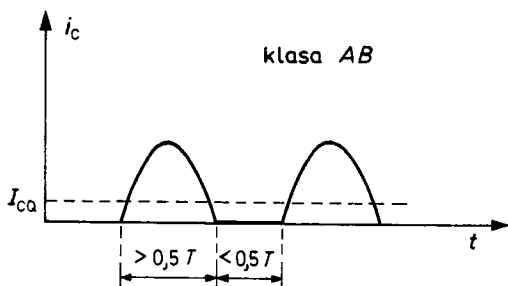
ničnu komponentu struje kolektora označena i istosmjerna struja I_{CQ} u statičkoj radnoj točki.

U klasi *B* statička radna točka tranzistora leži na granici normalnoga aktivnog područja i područja zapiranja, tako da je istosmjerna struja kolektora u statičkoj radnoj točki $I_{CQ}=0$ (sl. 11.2). Struja kolektora pri sinusoidnom signalu na bazi



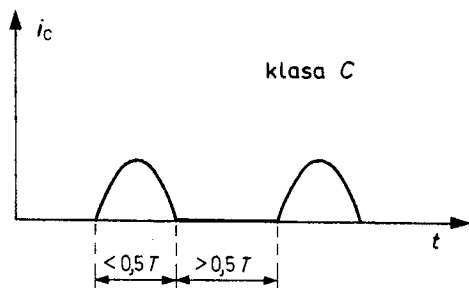
Slika 11.2. Valni oblik struje kolektora pri radu pojačala u klasi *B*

tranzistora teče samo kroz polovinu svake periode. Kada bi se na ovaj način realiziralo pojačalo samo s jednim tranzistorom, pojavila bi se velika nelinearna izobličenja jer bi se u krug kolektora prenosile samo one poluperiode signala koje propusno polariziraju spoj baza-emiter tranzistora. Zato se pojačala snage u ovoj klasi izvode pomoću dva tranzistora u protutaktnom spoju, pri čemu svaki tranzistor prenosi jednu poluperiodu signala. Budući da je ovdje $I_{CQ}=0$, istosmjerni izvor nije opterećen kada nema signala na ulazu pojačala. Zato je efikasnost pojačala snage klase *B* veća od efikasnosti pojačala snage klase *A*.



Slika 11.3. Valni oblik struje kolektora u klasi *AB*

Između klase A i klase B postoji međuklasa poznata kao klasa AB. U ovom slučaju statička radna točka tranzistora leži u normalnom aktivnom području, ali već sasvim blizu granice sa zapornim područjem. Struja kolektora I_{CQ} u statičkoj radnoj točki veća je od nule, ali manja nego pri radu u klasi A. Valni oblik struje kolektora pri sinusoidnom signalu u krugu baze prikazan je na slici 11.3. Izmjenična struja kolektora ovdje teče duže od jedne poluperiode. Većina realnih pojačala snage koja se tretiraju kao pojačala snage klase B zapravo su pojačala klase AB. Radom u klasi AB osigurava se niži stupanj nelinearnih izobličenja nego u klasi B.



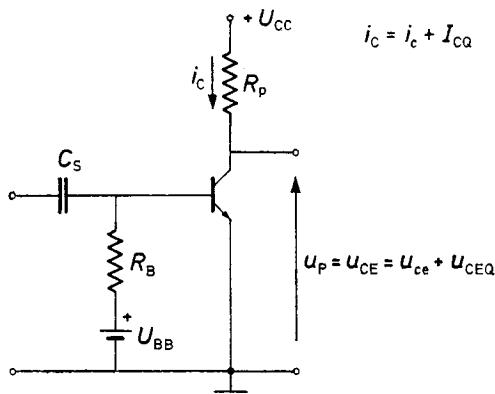
Slika 11.4. Valni oblik struje kolektora u klasi C

Pojačala snage klase C imaju statičku radnu točku lociranu u zapornom području (sl. 11.4). Zato je $I_{CQ}=0$ i struja kolektora teče kraće od jedne poluperiode. Efikasnost pojačala klase C veća je od efikasnosti pojačala klase B. Ova se pojačala upotrebljavaju za pojačavanje snage u području visokih frekvencija.

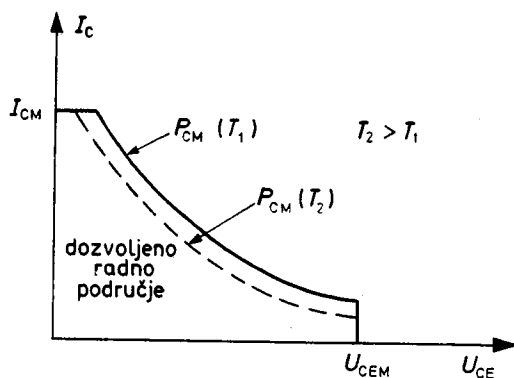
11.3. Pojačalo snage klase A

11.3.1. Uobičajena izvedba

Analizirat ćemo svojstva pojačala snage klase A polazeći od sheme na slici 11.5. Statička radna točka tranzistora mora ležati ispod hiperbole maksimalnih dozvoljenih kolektorskih gubitaka, unutar područja označenog na slici 11.6. Veličina I_{CM} je maksimalni dopušteni iznos struje kolektora, dok je veličina U_{CEM} maksimalni

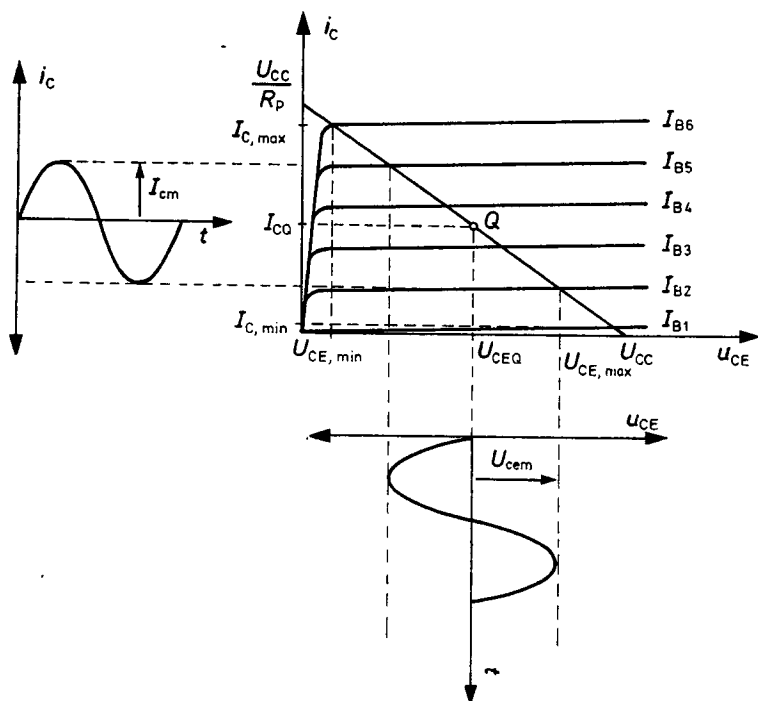


Slika 11.5. Pojačalo podešeno za rad u klasi A



Slika 11.6. Dozvoljeno radno područje tranzistora u pojačalu snage

dopušteni iznos napona kolektor-emiter. Veličina P_{CM} je maksimalni dopušteni iznos snage kolektorskih gubitaka. Veličina P_{CM} je ovisna o temperaturi okoline. S porastom temperature okoline P_{CM} se smanjuje, pa se pri višim temperaturama mora ograničiti disipacija snage na tranzistoru na odgovarajući iznos da ne dođe do njegova uništenja. Pritom maksimalni iznos snage P_{CM} ovisi o konstrukciji, odnosno tehnološkoj izvedbi tranzistora. Ta je snaga ograničena temperaturom spoja kolektor-baza. Temperatura tog spoja određena je s jedne strane temperaturom okoline, a s druge strane samozagrijavanjem izazvanim protjecanjem struje kroz taj spoj. Disipiranjem snage na kolektorskom spoju povećava se temperatura



Slika 11.7. Rad tranzistora u klasi A

tog spoja. Rast temperature dovodi do porasta struje kolektora, što opet dalje povećava temperaturu tog spoja. Pojava je kumulativna i može dovesti do toplinskog bijega, odnosno do pregrijavanja i uništenja tranzistora ako se izvedbom sklopa rast temperature ne ograniči. Način izbora položaja statičke radne točke u polju izlaznih karakteristika, kojim se sprečava pojava toplinskog bijega, opisan je u dijelu 3.1.4.

Bitni odnosi snaga u pojačalu klase A već su analizirani u dijelu 3.1.1. u sklopu analize općih svojstava pojačala u spoju zajedničkog emitera, te ovdje neće biti posebno prikazani. Zato ćemo se upoznati samo s onim svojstvima s kojima se još nismo upoznali. To se u prvom redu odnosi na efikasnost pojačala klase A.

Pretpostavimo da pojačalo prikazano na slici 11.5. radi s tranzistorom koji ima izlazne karakteristike na slici 11.7. Na istoj slici ucrtan je i radni pravac koji odgovara naponu kolektorske baterije U_{CC} i otporu potrošača R_p . Radi pojednostavljenja analize pretpostavljeno je da su izlazne karakteristike u normalnom aktivnom području ekvidistantni pravci, što znači da je zanemarena promjena iznosa faktora strujnog pojačanja pri promjenama iznosa struje kolektora. Posljedica je sinusoidni odziv u krugu kolektora na sinusoidnu pobudu u krugu baze, bez pojave nelinearnih izobličenja, ako radna točka u dinamičkim uvjetima ne odlazi u područje zasićenja ili u zaporno područje. U tim se uvjetima, koristeći se principom superpozicije, lako može odrediti snaga signala na izlazu pojačala. Budući da nema nelinearnih izobličenja, srednja snaga koju kolektorska baterija daje sklopu određena je relacijom 3.20, koju ovdje navodimo ponovno:

$$P_{CC} = U_{CC} I_{CQ}. \quad (11.1)$$

Srednji iznos snage signala predanog potrošaču je

$$P_p = I_c^2 R_p, \quad (11.2)$$

gdje je I_c efektivni iznos izmjenične struje kolektora. Koristeći se veličinama označenim na slici 11.7. relaciju 11.2. možemo pisati u obliku

$$P_p = I_c U_{ce} = \frac{1}{2} I_{em} U_{cem}. \quad (11.3)$$

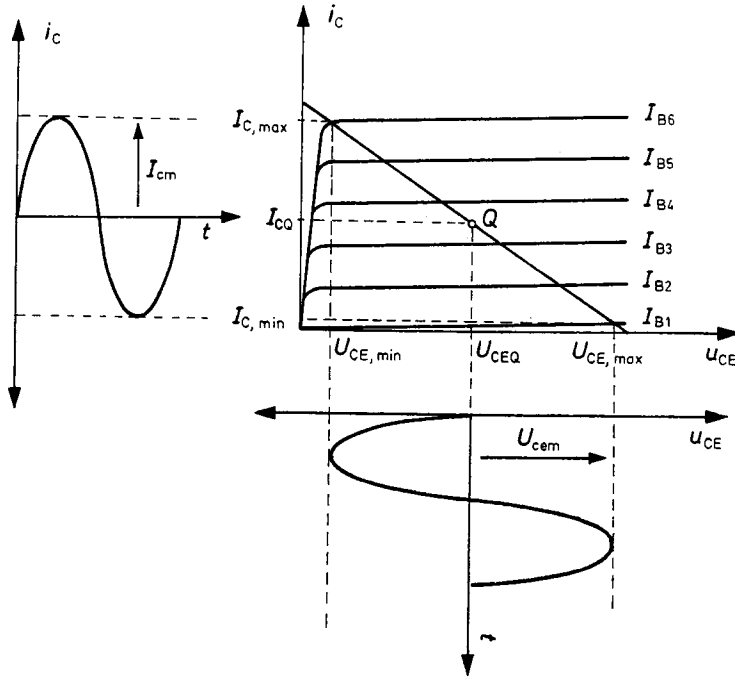
Efikasnost pojačala snage definira se kao omjer srednjeg iznosa snage signala predanog potrošaču i snage koju kolektorska baterija predaje sklopu:

$$\eta = \frac{P_p}{P_{CC}} = \frac{I_c^2 R_p}{U_{CC} I_{CQ}} = \frac{I_{em} U_{cem}}{2 U_{CC} I_{CQ}}. \quad (11.4)$$

Maksimalni iznos efikasnosti pojačala snage klase A može se odrediti pomoću relacije 11.4. i slike 11.8. Da bi η bio maksimalan potrebno je da I_{em} i U_{cem} imaju najveći mogući iznos. To će biti onda kada je statička radna točka smještena u sredini normalnoga aktivnog područja i kada u dinamičkim uvjetima signal u krugu baze izaziva hod radne točke kroz cijelo normalno aktivno područje. Tada je prema slici 11.8.

$$I_{em} = \frac{I_{C,max} - I_{C,min}}{2}, \quad (11.5)$$

$$U_{cem} = \frac{U_{CE,max} - U_{CE,min}}{2}. \quad (11.6)$$

Slika 11.8. Uz određivanje maksimalnog η u klasi A

Uvrštenjem relacija 11.5. i 11.6. u relaciju 11.4. dobiva se za maksimalni η izraz

$$\eta_{\max} = \frac{(I_{C,\max} - I_{C,\min})(U_{CE,\max} - U_{CE,\min})}{8U_{CC}I_{CQ}}. \quad (11.7)$$

Budući da je $I_{C,\max} \gg I_{C,\min}$ i $U_{CE,\max} \gg U_{CE,\min}$, a $I_{C,\max} \approx 2I_{CQ}$ i $U_{CE,\max} \approx U_{CC}$, maksimalni η iznosi

$$\eta_{\max} \approx \frac{I_{C,\max}U_{CE,\max}}{8U_{CC}I_{CQ}} = \frac{2I_{CQ}U_{CC}}{8I_{CQ}U_{CC}} = \frac{1}{4} = 25\%. \quad (11.8)$$

Dobiveni rezultat pokazuje da pojačalo snage klase A ima nisku efikasnost, čak i u najpovoljnijem slučaju. Za 1 W snage izmjeničnog signala predanog potrošaču kolektorska baterija mora dati najmanje 4 W snage. Ostatak od najmanje 3 W snage troši se na podržavanje statičke radne točke i na pokrivanje gubitaka u disipativnim elementima sklopa.

Jedan od parametara koji služe za ocjenu kvalitete pojačala snage je faktor kvalitete K_p definiran omjerom

$$K_p = \frac{P_{T,\max}}{P_{p,\max}}, \quad (11.9)$$

gdje je $P_{T,\max}$ maksimalni iznos snage koja se troši u tranzistoru, a $P_{p,\max}$ maksimalni iznos snage signala predanog potrošaču. Snaga $P_{T,\max}$ je snaga gubitaka u tranzistoru kada je $i_e = 0$:

$$P_{T,\max} = P_{CC} - R_p I_{CQ}^2 = U_{CC}I_{CQ} - R_p I_{CQ}^2. \quad (11.10)$$

Statička radna točka nalazi se u sredini radnog pravca, te je

$$I_{CQ} = \frac{U_{CEQ}}{R_p} = \frac{U_{CC}}{2R_p}. \quad (11.11)$$

Pomoću relacije 11.11. za snagu $P_{T,max}$ dobiva se

$$P_{T,max} = \frac{U_{CC}^2}{4R_p}. \quad (11.12)$$

Snaga $P_{p,max}$ iznosi

$$P_{p,max} = \left(\frac{I_{cm}^2 R_p}{2} \right)_{max} = \frac{I_{CQ}^2 R_p}{2} = \frac{U_{CC}^2}{8R_p}. \quad (11.13)$$

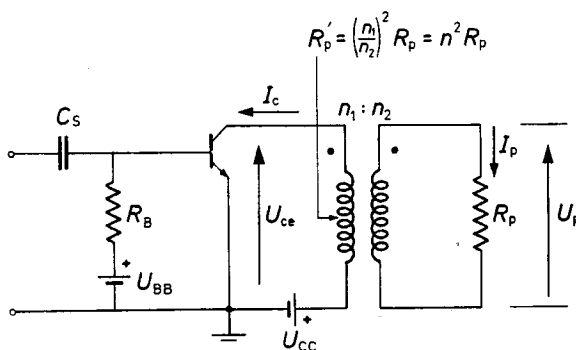
Iz relacija 11.9–11.13. slijedi

$$K_p = 2. \quad (11.14)$$

Dobiveni rezultat ukazuje na još jedno loše svojstvo pojačala snage klase A. Ako je potrebno potrošaču predati maksimalnu snagu od 1 W, tada tranzistor mora biti sposoban da disipira snagu od 2 W.

11.3.2. Pojačalo snage klase A s transformatorskom vezom

Jedan od bitnih nedostataka pojačala snage klase A jest nizak iznos efikasnosti pojačala — manje od 25 %. Taj se nedostatak može u određenoj mjeri otkloniti ako se spriječi protjecanje istosmjerne struje kroz potrošač. Jedan način da se to postigne jest primjena transformatorske veze između izlaznog kruga tranzistora i potrošača (sl. 11.9). Transformator u izlaznom krugu također osigurava prilago-



Slika 11.9. Pojačalo klase A s transformatorskom vezom

denje impedancije potrošača na iznos koji daje optimalni prijenos snage od tranzistora potrošaču. To je posebno važno u slučaju kada se radi s potrošačem malog iznosa otpora. Ako pretpostavimo da je transformator idealan, tada je

$$U_{ce} = \frac{n_1}{n_2} U_p = n U_p, \quad (11.15)$$

$$I_c = \frac{n_2}{n_1} I_p = \frac{1}{n} I_p, \quad (11.16)$$

gdje je

$$n = \frac{n_1}{n_2}. \quad (11.17)$$

Iz relacija 11.15. i 11.16. dobiva se

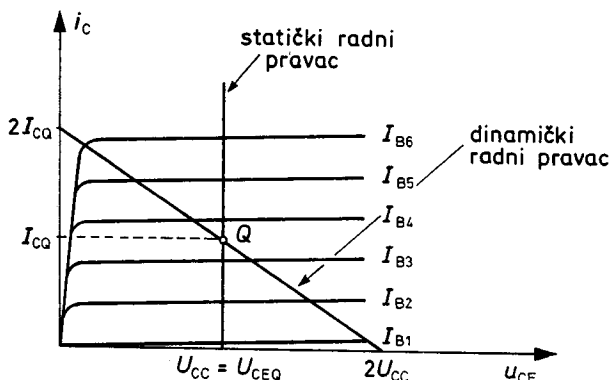
$$\frac{U_{ce}}{I_c} = n^2 \frac{U_p}{I_p} \quad (11.18)$$

ili

$$R'_p = n^2 R_p, \quad (11.19)$$

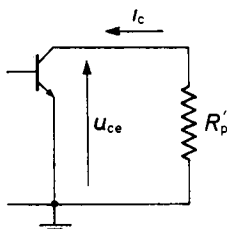
gdje je R'_p ustvari otpor R_p preslikan na primar transformatora.

Statički i dinamički radni pravac prikazani su na slici 11.10. Budući da je pretpostavljen idealni transformator, dakle transformator kojem su otpori primara



Slika 11.10. Statički i dinamički radni pravac za sklop na slici 11.9.

i sekundara za istosmjernu struju jednaki nuli, statički radni pravac je okomit na apscisu na mjestu $u_{CE} = U_{CC} = U_{CEQ}$. Statička radna točka Q određena je sjecištem statičkoga radnog pravca i odgovarajuće izlazne karakteristike (v. poglavlje 3, dio 3.1). Optimalni položaj statičke radne točke, koji omogućava simetričan hod signala od područja zasićenja do zapornog područja, odgovara sredini dinamičkoga radnog pravca. To znači da odsječak dinamičkoga radnog pravca na ordinati iznosi



Slika 11.11. Uz određivanje optimalnog položaja statičke radne točke pojačala na slici 11.9.

$2I_{CQ}$, a na apscisi $2U_{CC}$. To se lako dokazuje i analitičkim postupkom. Prema slici 11.11, koja se odnosi na dinamičke prilike, vrijedi

$$i_c = -\frac{u_{ce}}{R'_p}. \quad (11.20)$$

Kako se radi o linearnom režimu rada, bit će

$$i_C = i_c + I_{CQ}, \quad (11.21)$$

$$u_{CE} = u_{ce} + U_{CEQ}, \quad (11.22)$$

te je relaciju 11.20. moguće pisati u obliku

$$i_C - I_{CQ} = -\frac{u_{CE} - U_{CEQ}}{R'_p} \quad (11.23)$$

Relacija 11.23. je jednadžba dinamičkoga radnog pravca. Njegov je nagib prema apscisi $-1/R'_p$. Kada je $u_{CE}=0$, bit će

$$i_C - I_{CQ} = \frac{U_{CEQ}}{R'_p} = 2I_{CQ} - I_{CQ} = I_{CQ} \quad (11.24)$$

ili

$$I_{CQ} = \frac{U_{CEQ}}{R'_p} = \frac{U_{CC}}{R'_p}. \quad (11.25)$$

Relacija 11.25. povezuje istosmjernu struju kolektora u statičkoj radnoj točki s naponom kolektorske baterije. Odsječak dinamičkoga radnog pravca na apscisi dobiva se iz uvjeta $i_C=0$:

$$-I_{CQ} = \frac{u_{CE} - U_{CEQ}}{R'_p} \quad (11.26)$$

ili

$$u_{CE} = I_{CQ}R'_p + U_{CEQ} = 2U_{CC}. \quad (11.27)$$

Snaga koju kolektorska baterija daje sklopu iznosi

$$P_{CC} = U_{CC}I_{CQ} = \frac{U_{CC}^2}{R'_p}. \quad (11.28)$$

Snaga signala predanog potrošaču iznosi

$$P_p = \frac{1}{2} I_{cm}^2 R'_p. \quad (11.29)$$

Efikasnost pojačala je

$$\eta = \frac{P_p}{P_{CC}} = \frac{1}{2} \left(\frac{I_{cm}R'_p}{U_{CC}} \right)^2 \quad (11.30)$$

Uz maksimalni hod signala $I_{cm} = I_{CQ}$, te je $(I_{cm}R'_p)_{\max} = I_{CQ}R'_p = U_{CC}$, odnosno

$$\eta_{\max} = \frac{1}{2} = 50\%. \quad (11.31)$$

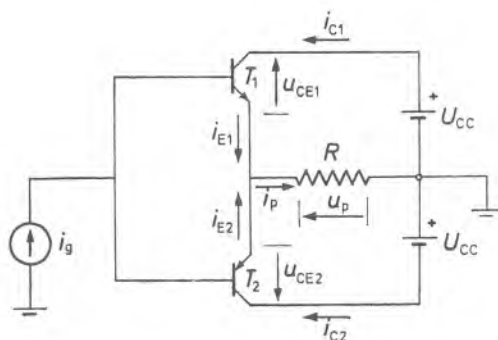
Primjenom transformatorske veze $\eta_{\max}$ se povećava dva puta u odnosu na slučaj kada je u istoj klasi potrošač priključen direktno u krug kolektora.

U pogledu faktora kvalitete K_p može se prikazati da on i u ovom slučaju iznosi $K_p=2$.

11.4. Pojačala snage klase B

11.4.1. Protutaktno pojačalo s komplementarnim parom

Bolja svojstva nego u klasi A mogu se postići pojačalima snage koja rade u klasi B. Često primjenjivana varijanta pojačala snage klase B, u pojednostavnjenom obliku, prikazana je na slici 11.12. U ovoj konfiguraciji upotrebljavaju se dva tranzistora, jedan npn i jedan pnp. Da bi sklop dobro radio tranzistori moraju imati potpuno komplementarne karakteristike, te se za ovaj sklop kaže da raspolaže komplementarnom simetrijom. Pritom svaki tranzistor prenosi s istim pojačanjem jednu poluperiodu izmjeničnog signala, jer je $I_{CQ}=0$ za oba tranzistora. Tranzistori pritom rade u spoju zajedničkog kolektora. Pošto se upotrebljavaju komplementarni tranzistori, za napajanje sklopa potrebna su dva istosmjerna izvora suprotnih polariteta. Ova konfiguracija često se u različitim varijantama primjenjuje u izlaznim stupnjevima monolitnih operacijskih pojačala. U tom se slučaju npn-tranzistor izvodi kao normalni vertikalni tranzistor odgovarajuće snage, dok se pnp-tranzistor izvodi kao supstratni tranzistor, jer mu je kolektor spojen na najviši negativni napon sklopa.

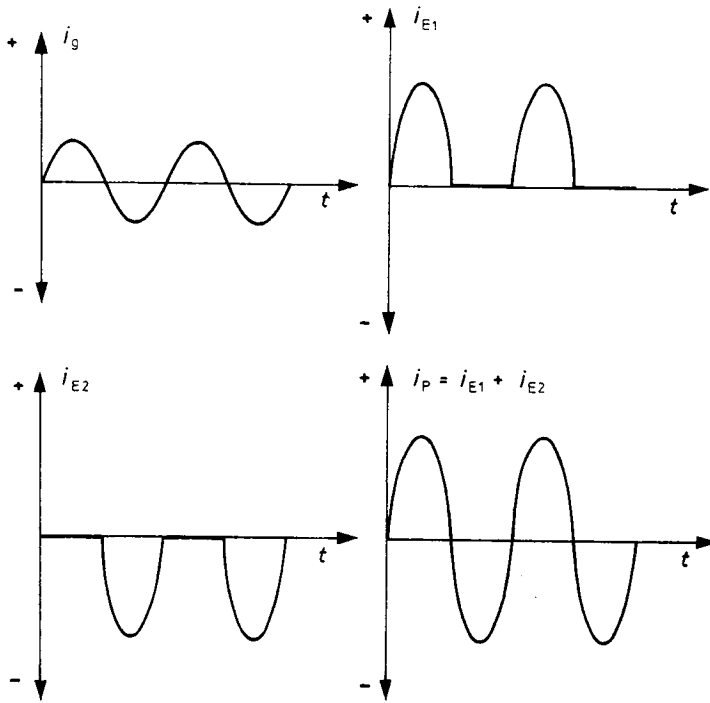


Slika 11.12. Pojačalo klase B — protutaktni spoj

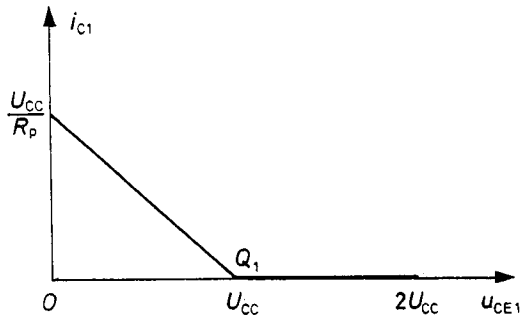
Pojačalo snage na slici 11.12. zove se još i protutaktno pojačalo (engl. push-pull). Postoje međutim i drugačije izvedbe protutaktnog pojačala, između ostalog i takve koje rade sa dva npn-tranzistora.

Pretpostavimo da se na ulazu pojačala na slici 11.12. nalazi strujni generator koji daje izmjeničnu struju i_g . Budući da je T_1 tranzistor npn-tipa, struje i_{E1} i i_{C1} su ili pozitivne ili jednake nuli. Tranzistor T_2 je pnp-tranzistor, te su struje i_{E2} i i_{C2} ili negativne ili jednake nuli. Kada je $i_g > 0$, tranzistor T_2 je zatvoren, T_1 je otvoren, pa cijela struja i_g teče u bazu tranzistora T_1 . Obrnuto, kada je $i_g < 0$, tranzistor T_1 je zatvoren, T_2 otvoren, pa cijela struja i_g teče u bazu tranzistora T_2 , pri čemu je po predznaku ta struja negativna. Ako pritom tranzistori T_1 i T_2 imaju potpuno komplementarne karakteristike, obje poluperiode struje i_g jednako se pojačavaju i struja kroz potrošač i_p pojačana je verzija struje i_g . Valni oblici struja i_g , i_{E1} , i_{E2} i i_p prikazani su na slici 11.13.

Radna staza tranzistora T_1 prikazana je na slici 11.14. Isti oblik ima i radna staza tranzistora T_2 , ali u trećem kvadrantu. Statička radna točka tranzistora T_1 je Q_1 . Ta točka se nalazi u točki loma radne staze. Točka loma ustvari predstavlja granicu između normalnoga aktivnog područja i područja zapiranja. Kombiniranjem radnih staza obaju tranzistora dobiva se radna staza komplementarnog para kao na



Slika 11.13. Valni oblici struja u pojačalu na slici 11.12.

Slika 11.14. Radna staza tranzistora T_1 u pojačalu na slici 11.12.

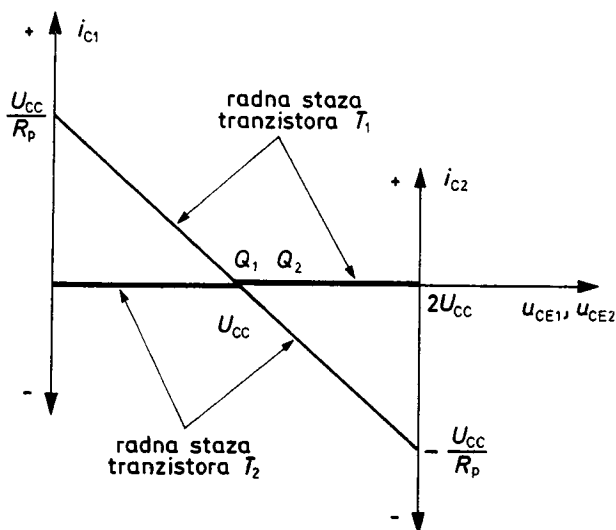
slici 11.15. Jednadžbe radnih staza tranzistora T_1 i T_2 slijede iz slike 11.12. Uz pretpostavku da je $\beta \gg 1$ bit će $i_E \approx i_C$ za oba tranzistora, te je

$$i_P = i_{E1} + i_{E2} = i_{C1} + i_{C2}, \quad (11.32)$$

$$u_{CE1} = U_{CC} - R_P i_P = U_{CC} - R_P (i_{C1} + i_{C2}), \quad (11.33)$$

$$i_{CE2} = -U_{CC} - R_P i_P = -U_{CC} - R_P (i_{C1} + i_{C2}). \quad (11.34)$$

Relacije 11.33. i 11.34. opisuju radne staze tranzistora T_1 i T_2 . Struja i_{C2} je negativna, a isto tako i napon u_{CE2} . Prema relacijama 11.33. i 11.34. radna staza tranzistora T_1 ovisi i o struji kolektora tranzistora T_2 , dok radna staza tranzistora T_2 ovisi i o



Slika 11.15. Radna staza komplementarnog para na slici 11.12.

struji kolektora tranzistora T_1 . Međutim kako se statičke radne točke tranzistora Q_1 i Q_2 nalaze na granici normalnoga aktivnog područja i područja zapiranja, jedna od struja i_{C1} i i_{C2} uvijek je jednaka nuli. Kada je $i_g > 0$, tada je $i_{C1} > 0$ i $i_{C2} = 0$. U tom slučaju relacije 11.33. i 11.34. glase

$$u_{CE1} = U_{CC} - R_p i_{C1} = U_{CC} - u_p, \quad (11.35)$$

$$u_{CE2} = -U_{CC} - R_p i_{C1} = -U_{CC} - u_p. \quad (11.36)$$

Kada je $i_g < 0$, tada je $i_{C1} = 0$ i $i_{C2} < 0$. U tom slučaju relacije 11.33. i 11.34. prelaze u

$$u_{CE1} = U_{CC} - R_p i_{C2} = U_{CC} - u_p, \quad (11.37)$$

$$u_{CE2} = -U_{CC} - R_p i_{C2} = -U_{CC} - u_p. \quad (11.38)$$

Relacija 11.35. određuje radnu stazu tranzistora T_1 za naponsko područje od $u_{CE1} = 0$ do $u_{CE2} = U_{CC}$. Nagib radne staze u tom je području $-1/R_p$. Kada je $i_{C1} = 0$, tj. kada je tranzistor T_1 zatvoren, tranzistor T_2 vodi, što odgovara dijelu radne staze tranzistora T_1 desno od točke Q_1 na slici 11.14. Iz relacija 11.35. i 11.36. slijedi da je

$$u_{CE1} = u_{CE2} + 2U_{CC}. \quad (11.39)$$

Kada tranzistor T_1 ne vodi, a T_2 vodi i pritom dođe do granice područja zasićenja, tada je $|u_{CE2}| \ll 2U_{CC}$, te je

$$u_{CE1} \approx 2U_{CC}. \quad (11.40)$$

Kada T_1 prestane voditi, tada je $u_{CE1} \approx U_{CC}$. Područje nevođenja tranzistora T_1 određeno je dakle dijelom apscise između U_{CC} i $2U_{CC}$ na slici 11.14.

Odredit ćemo odnose snaga pojačala na slici 11.12. Napon na potrošaču iznosi

$$u_p = R_p i_p \approx R_p (i_{C1} + i_{C2}). \quad (11.41)$$

Ako se tjemene vrijednosti veličina u_p i i_p označe sa I_{pm} i U_{pm} , tada je

$$U_{pm} = R_p I_{pm}. \quad (11.42)$$

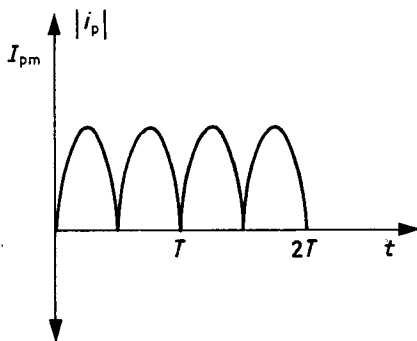
Srednja vrijednost snage signala predanog potrošaču iznosi

$$P_p = \frac{1}{2} U_{pm} I_{pm} = \frac{1}{2} I_{pm}^2 R_p. \quad (11.43)$$

Ukupna snaga koju obje kolektorske baterije predaju sklopu iznosi

$$P_{CC} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{CC} |i_p| dt. \quad (11.44)$$

Veličina $|i_p|$ prikazana je na slici 11.16.



Slika 11.16. Apsolutni iznos struje kroz potrošač na slici 11.12.

Uvrštenjem $i_p = I_{pm} \sin \omega t$ u relaciju 11.44. dobiva se

$$P_{CC} = \frac{2}{\pi} U_{CC} I_{pm}. \quad (11.45)$$

Efikasnost pojačala iznosi

$$\eta = \frac{P_p}{P_{CC}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{pm}}{U_{CC}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{R_p}{U_{CC}} \cdot I_{pm}. \quad (11.46)$$

Maksimalni U_{pm} jednak je U_{CC} , ako se zanemari napon zasićenja. Tada η ima maksimalni iznos

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} = 78,5\%. \quad (11.47)$$

Relacija 11.45. pokazuje da u klasi B opterećenje kolektorskih baterija nije kao u klasi A konstantno, već raste linearno s amplitudom struje i_p . Kada nema signala tada je $I_{pm} = 0$ i kolektorske baterije nisu opterećene. Kada je $I_{pm} = I_{CM}$, gdje je I_{CM} maksimalna dozvoljena struja kolektora, kolektorske baterije su najopterećenije i daju snagu

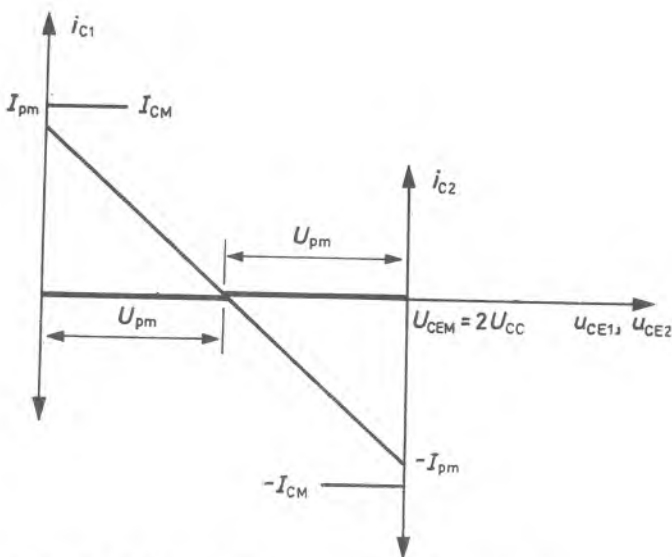
$$P_{CC, \max} = \frac{2}{\pi} U_{CC} I_{CM}. \quad (11.48)$$

Snaga signala predanog potrošaču u skladu s relacijom 11.43. raste s kvadratom amplitude struje kroz potrošač. Efikasnost pojačala veća je nego u klasi A.

Maksimalnu snagu koju možemo postići pojačalom snage klase *B* odredit ćemo na sljedeći način. Pod pretpostavkom da je maksimalna snaga koja se može postići pojačalom snage klase *B* određena strujnim i naponskim granicama tranzistora, a ne maksimalnom dozvoljenom snagom kolektorskih gubitaka, lako možemo odrediti maksimalnu snagu izlaznog signala. Neka je prema slici 11.17. maksimalni iznos dozvoljene struje kolektora I_{CM} i maksimalni dozvoljeni iznos napona kolektor-emiter U_{CEM} . Tada je $U_{CEM} = 2U_{CC}$, te maksimalna snaga predana potrošaču, u skladu s relacijom 11.43, iznosi

$$P_{PM} = \frac{1}{2} \frac{U_{CEM}}{2} I_{CM} = \frac{1}{4} U_{CEM} I_{CM}. \quad (11.49)$$

Nije moguće dobiti izlaznu snagu koja bi bila veća od navedene, a da se ne prekorače strujne i naponske granice tranzistora.



Slika 11.17. Uz određivanje maksimalne snage za pojačalo na slici 11.12.

Ako je izlazna snaga pojačala snage klase *B* ograničena maksimalnom dozvoljenom snagom kolektorskih gubitaka, postupa se na sljedeći način. Kod pojačala snage klase *A* maksimalni gubici u krugu kolektora nastaju kada nema ulaznog signala. Dolaskom signala ti se gubici tim više smanjuju čim je amplituda ulaznog signala veća. Zato je pojačalo snage klase *A* potrebno tako projektirati da mu statička radna točka leži ispod krivulje maksimalnih dozvoljenih kolektorskih gubitaka. U klasi *B* prilike su bitno različite. U stanju mirovanja, kada nema signala na ulazu sklopa, struja I_{CQ} jednaka je nuli i nema gubitaka u krugu kolektora. S pojavom signala na ulazu kolektorski gubici počinju rasti. Uz ulazni periodski signal konstantne amplitude postojat će srednja snaga kolektorskih gubitaka koja nije funkcija vremena. Međutim važnija je trenutna vrijednost disipacije u krugu kolektora, koja varira od trenutka do trenutka. Tranzistor je minijaturni element malog iznosa toplinskog kapaciteta, te mu se temperatura može vrlo brzo mijenjati, što je naročito važno pri radu u području niskih frekvencija. Zato u ovom slučaju treba nastojati da trenutna vrijednost kolektorske disipacije bude u dozvoljenim granicama.

Trenutna vrijednost snage gubitaka u tranzistoru je

$$p_T = u_{CE} i_C. \quad (11.50)$$

Kada se radna točka pod djelovanjem signala na ulazu giba po radnoj stazi na slici 11.15, u_{CE} i i_C se mijenjaju od točke do točke, te se i p_T mijenja. U dijelu 3.1.4. pokazali smo da statički radni pravac tangira hiperbolu kolektorskih gubitaka u točki s koordinatama

$$u_{CE} = \frac{1}{2} U_{CC}, \quad i_C = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{CC}}{R_p}. \quad (11.51)$$

To znači da će u uvjetima maksimalnog signala maksimalni gubici za svaki tranzistor u pojačalu snage klase B iznositi

$$p_{T, \max} = (u_{CE} i_C)_{\max} = \frac{1}{2} \cdot U_{CC} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{CC}}{R_p} = \frac{U_{CC}^2}{4R_p}. \quad (11.52)$$

Maksimalni iznos srednje snage predane potrošaču određen je relacijom 11.43:

$$P_{p, \max} = \frac{1}{2} U_{pm} I_{pm} = \frac{1}{2} \cdot U_{CC} \cdot \frac{U_{CC}}{R_p} = \frac{U_{CC}^2}{2R_p}. \quad (11.53)$$

Iz relacija 11.52. i 11.53. slijedi

$$P_{p, \max} = 2p_{T, \max}. \quad (11.54)$$

Ako je $p_{T, \max} \leq P_{CM}$, disipacija u tranzistoru neće prijeći maksimalni dozvoljeni iznos, te je $P_{p, \max}$ moguće izraziti u obliku

$$P_{p, \max} = 2P_{CM}. \quad (11.55)$$

Gornja relacija pokazuje da je u klasi B maksimalna izlazna snaga po tranzistoru dva puta veća nego u klasi A, što je svakako velika prednost rada u klasi B.

Srednja vrijednost snage gubitaka u oba tranzistora određena je relacijom

$$2P_T = P_{CC} - P_p, \quad (11.56)$$

gdje je P_T srednja vrijednost snage gubitaka u jednom tranzistoru. Pomoću relacija 11.43, 11.45. i 11.56. dobiva se

$$P_T = \frac{U_{CC}^2}{4R_p} \left[\frac{4}{\pi} \left(\frac{U_{pm}}{U_{CC}} \right) - \left(\frac{U_{pm}}{U_{CC}} \right)^2 \right]. \quad (11.57)$$

Iz relacija 11.53. i 11.57. slijedi

$$P_T = \frac{1}{2} P_{p, \max} \left[\frac{4}{\pi} \left(\frac{U_{pm}}{U_{CC}} \right) - \left(\frac{U_{pm}}{U_{CC}} \right)^2 \right]. \quad (11.58)$$

Kada je

$$\frac{U_{pm}}{U_{CC}} = 0, \quad (11.59)$$

snaga P_T jednaka je nuli. P_T ima maksimalan iznos kada je ispunjen uvjet

$$\frac{dP_T}{d\left(\frac{U_{pm}}{U_{CC}}\right)} = \frac{1}{2} P_{p, \max} \left[\frac{4}{\pi} - 2 \frac{U_{pm}}{U_{CC}} \right] = 0, \quad (11.60)$$

odnosno

$$\frac{U_{pm}}{U_{CC}} = \frac{2}{\pi}. \quad (11.61)$$

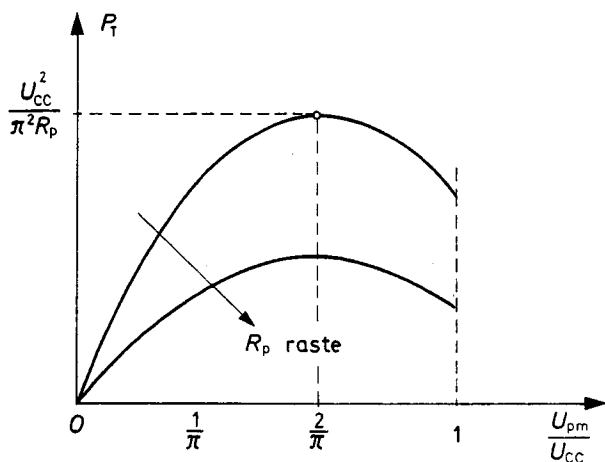
Maksimalni iznos veličine P_T dobiva se uvrštenjem desne strane relacije 11.61. u relaciju 11.58:

$$P_{T, \max} = \frac{2}{\pi^2} P_{p, \max} \approx \frac{1}{5} P_{p, \max}. \quad (11.62)$$

Faktor kvalitete K_p u ovom slučaju dakle iznosi

$$K_p = \frac{P_{T, \max}}{P_{p, \max}} = \frac{2}{\pi^2} \approx \frac{1}{5}. \quad (11.63)$$

U ovom slučaju K_p je deset puta manji nego u klasi A. Ako je potrebno potrošaču predati maksimalnu snagu od 1 W, tada tranzistor mora biti sposoban da dissipira snagu od 0,2 W.

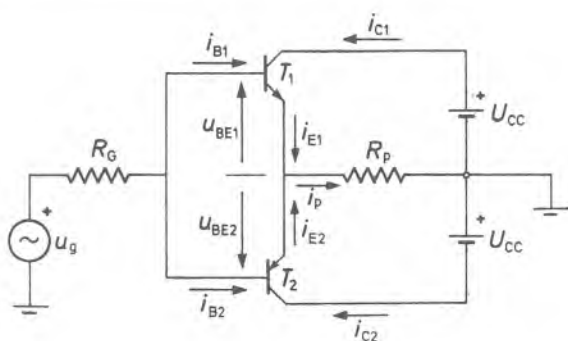


Slika 11.18. Ovisnost srednje vrijednosti gubitaka u tranzistoru P_T o omjeru U_{pm}/U_{CC}

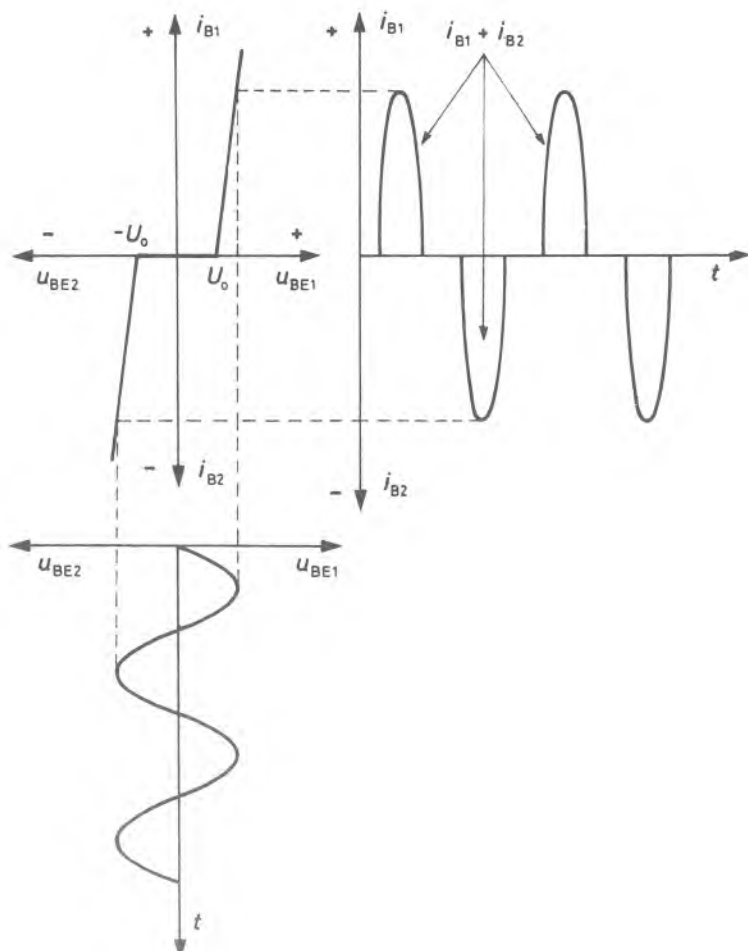
Ovisnost veličine P_T o omjeru U_{pm}/U_{CC} prikazana je grafički, na temelju relacija 11.53, 11.61. i 11.57. na slici 11.18. uz otpor potrošača R_p kao parametar.

11.4.2. Praktičke izvedbe protutaktnog pojačala s komplementarnim parom

U protutaktnom pojačalu s komplementarnim parom na slici 11.12. pretpostavljen je idealni strujni generator na ulazu pojačala. U praksi međutim protutaktno pojačalo obično dobiva ulazni signal iz realnoga naponskog izvora prema slici 11.19. Na slici 11.20. prikazana je ulazna karakteristika sklopa u lineariziranom obliku. Napon u_g generira napone u_{BE1} i u_{BE2} na bazama tranzistora T_1 i T_2 . Navedeni naponi generiraju struje i_{B1} i i_{B2} . Dok naponi u_{BE1} i u_{BE2} ne dostignu iznos U_0 , odnosno $-U_0$ (tipično 0,5 V), struje baze jednake su nuli. Tek kada u_{BE1} i



Slika 11.19. Realni naponski izvor na ulazu protutaktnog pojačala



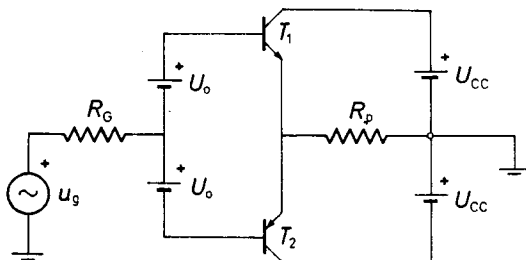
Slika 11.20. Grafički prikaz rada sklopa na slici 11.19.

u_{BE2} postanu veći od U_0 , odnosno $-U_0$, teći će struje baze i_{B1} i i_{B2} . Budući da je realno očekivati $h_{fe1} \approx h_{fe2} \gg 1$, struju kroz potrošač možemo pisati u obliku

$$i_p = i_{E1} + i_{E2} \approx i_{C1} + i_{C2} = h_{fe}(i_{B1} + i_{B2}). \quad (11.64)$$

Struja i_p ima dakle isti valni oblik kao struja $i_{B1} + i_{B2}$ na slici 11.20. Valni oblik struje $i_{B1} + i_{B2}$ jasno pokazuje postojanje izobličenja izazvanog nelinearnošću ulazne karakteristike sklopa. Ta je nelinearnost posljedica činjenice da je $U_0 > 0$. Važno je napomenuti da je navedeno nelinearno izobličenje prisutno samo kada se sklop napaja iz naponskoga generatora na ulaznim stezaljkama sklopa. Kada se signal dovodi iz strujnoga generatora kao na slici 11.12, ove pojave nelinearnog izobličenja nema. Da bi se izobličenje struje i_p u sklopu na slici 11.19, učinilo što manjim, potrebno je da naponski izvor u ulaznom krugu bude što bliži strujnome, drugim riječima da otpor R_G bude što je moguće veći.

Pojava nelinearnih izobličenja u sklopu na slici 11.19. može se u velikoj mjeri eliminirati ako se u krugu baze oba tranzistora osigura isti prednapon U_0 s odgovarajućim polaritetom prema slici 11.21. Ovaj prednapon može se osigurati zamjenom izvora elektromotorne sile U_0 na slici 11.21. propusno polariziranim pn-diodama kojima su $I-U$ karakteristike u pogledu napona U_0 identične ulaznim karakteristikama tranzistora T_1 i T_2 .

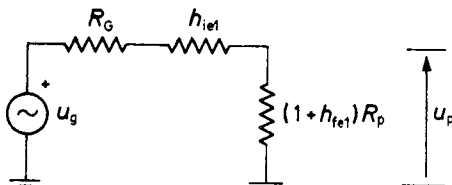


Slika 11.21. Uvođenje prednapona U_0 u krug baze tranzistora T_1 i T_2 radi smanjenja izobličenja

Pojačalo na slici 11.21. ne izaziva nelinearna izobličenja ako su tranzistori T_1 i T_2 doista komplementarnih karakteristika. Međutim, neusklađenost karakteristika tranzistora T_1 i T_2 također je izvor mogućih izobličenja. To se može dokazati vrlo jednostavno. Prema relaciji 3.168. ulazni otpor emitorskog sljedila određen je relacijom

$$R_{u1} \approx h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_p. \quad (11.65)$$

Polazeći od relacije 11.65. može se nacrtati model sklopa na slici 11.21. u slučaju kada je $u_g > 0$, te vodi samo tranzistor T_1 (sl. 11.22).



Slika 11.22. Model sklopa na slici 11.21. kada vodi tranzistor T_1

Iz slike 11.22. slijedi

$$\left. \frac{u_p}{u_g} \right|_{T_1} = \frac{(1+h_{fe1}) R_p}{R_G+h_{ie1}+(1+h_{fe1}) R_p}. \quad (11.66)$$

Na isti način se dobiva, kada je $u_g < 0$ i vodi samo tranzistor T_2 , relacija

$$\left. \frac{u_p}{u_g} \right|_{T_2} = \frac{(1+h_{fe2}) R_p}{R_G+h_{ie2}+(1+h_{fe2}) R_p}. \quad (11.67)$$

Ako je $h_{fe1} \neq h_{fe2}$ i $h_{ie1} \neq h_{ie2}$, bit će općenito

$$\left. \frac{u_p}{u_g} \right|_{T_1} \neq \left. \frac{u_p}{u_g} \right|_{T_2}, \quad (11.68)$$

te će tranzistori T_1 i T_2 različito pojačavati odgovarajuće poluvalove, što rezultira u pojavi nelinearnih izobličenja. Međutim i u tom slučaju mogu se izbjeći nelinearna izobličenja uz ispunjen uvjet

$$(1+h_{fe1}) R_p \gg R_G+h_{ie1}, \quad (11.69)$$

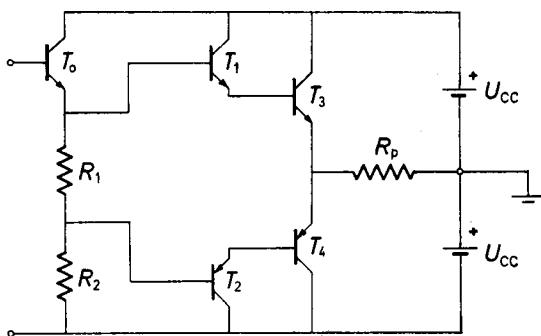
$$(1+h_{fe2}) R_p \gg R_G+h_{ie2}. \quad (11.70)$$

U tom slučaju je

$$\left. \frac{u_p}{u_g} \right|_{T_1} = \left. \frac{u_p}{u_g} \right|_{T_2}, \quad (11.71)$$

te nema izobličenja, iako je $h_{ie1} \neq h_{ie2}$ i $h_{fe1} \neq h_{fe2}$.

Da bi uvjeti 11.69. i 11.70. bili što bolje ispunjeni upotrebljavaju se Darlingtonovi spojevi umjesto tranzistora T_1 i T_2 . Jedna varijanta takvog sklopa za pojačanje snage prikazana je na slici 11.23. Darlingtonovi spojevi T_1T_3 i T_2T_4 osiguravaju iznos faktora strujnog pojačanja reda veličine 10^3-10^4 . Ulazni signal dobiva se preko tranzistora T_0 u spoju emitterskog sljedila, čime se osigurava nizak iznos izlaznog otpora ulaznoga generatora napona. Ovo se pojačalo snage u različitim izvedbama često upotrebljava u elektroničkim sistemima.

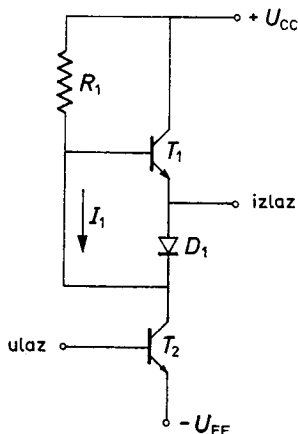


Slika 11.23. Protutaktno pojačalo klase B s Darlingtonovim parovima tranzistora T_1T_3 i T_2T_4

O protutaktnom pojačalu s komplementarnim parom bit će još riječi u sljedećem poglavlju, u vezi s izlaznim stupnjem modernih operacijskih pojačala.

11.4.3. Protutaktno pojačalo s npn-tranzistorskim parom

Protutaktna pojačala s komplementarnim parom tranzistora pogodna su u nizu primjena, posebno u monolitnoj tehnici, kada se ne traži previsoki iznos izlazne snage predane potrošaču. To se odnosi na izlazne snage koje ne prelaze iznos reda veličine 1 W. Međutim često se zahtijevaju veće izlazne snage. Kada se radi o monolitnoj tehnici taj zahtjev nije moguće ispuniti primjenom komplementarnog para tranzistora. To je posljedica činjenice da supstratni pnp-tranzistor ne može dati dovoljno visoke iznose struje koji bi osigurali odgovarajući nivo snage predane potrošaču. Do toga dolazi zato što tehnološki profili emitera, baze i kolektora supstratnog pnp-tranzistora nisu optimalni, jer se navedeni profili prilagođavaju zahtjevu za što boljim karakteristikama npn-tranzistora u istom sklopu. Budući da npn-tranzistori imaju optimalne karakteristike, kada se zahtijevaju veći nivoi izlaznih snaga upotrebljavaju se protutaktna pojačala klase B s npn-tranzistorskim parom. Principijelna izvedba takvog pojačala snage prikazana je na slici 11.24. Za vrijeme

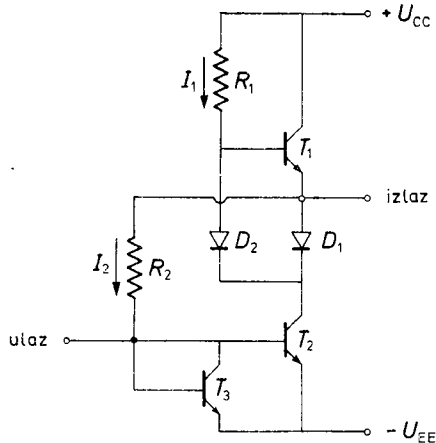


Slika 11.24. Principijelna shema pojačala snage klase B s npn-tranzistorskim parom

pozitivnog poluvala ulaznog napona tranzistor T_2 nalazi se u normalnom aktivnom području i struja potrošača teče kroz diodu D_1 i tranzistor T_2 . Napon propusno polarizirane diode D_1 reverzno polarizira spoj baza-emiter tranzistora T_1 i on se u tom poluvalu ulaznog napona nalazi u zapornom području. Za vrijeme negativnog poluvala tranzistor T_2 ide prema zapiranju, tranzistor T_1 se otvara i potrošač preko njega dobiva struju. U stanju mirovanja, kada nema signala na ulazu sklopa, tranzistor T_1 je u zapornom području, dok se T_2 nalazi vrlo blizu zapornog područja zahvaljujući struji I_1 koja približno iznosi

$$I_1 \approx \frac{U_{CC} + U_{BE}}{R_1}. \quad (11.72)$$

Da bi u sklopu na slici 11.24. vođenje „prešlo“ s jednog tranzistora na drugi, izlazni se napon mora promijeniti za $2U_0$ gdje je U_0 napon kod kojeg propusno polarizirani pn-spoj počinje voditi značajniju struju. To dovodi do pojave nelinearnog izobličenja već prikazanog na slici 11.20. Ta se pojava može izbjeći spajanjem dodatne diode između baze tranzistora T_1 i kolektora tranzistora T_2 prema slici 11.25. Tranzistorska dioda T_3 određuje napon baza-emiter tranzistora T_2 . Ako se

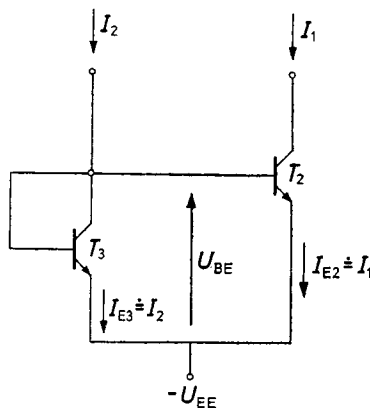


Slika 11.25. Stvarna izvedba pojačala snage klase B s npn-tranzistorskim parom s diodom D_2 za smanjenje izobličenja

zanemare struje baze tranzistora T_2 i T_3 , tada se, prema slici 11.26, koja prikazuje strujno zrcalo koje formiraju elementi T_2 i T_3 , mogu napisati relacije

$$I_1 \simeq I_{E2} = J_S A_{E2} \left(\exp \frac{U_{BE}}{m U_T} - 1 \right), \quad (11.73)$$

$$I_2 \simeq I_{E3} = J_S A_{E3} \left(\exp \frac{U_{BE}}{m U_T} - 1 \right), \quad (11.74)$$



Slika 11.26. Tranzistori T_2 i T_3 u spoju strujnog zrcala

gdje je J_S gustoća reverzne struje zasićenja spoja emiter-baza tranzistora T_2 i T_3 , dok su A_{E2} i A_{E3} površine emitera tih tranzistora. Iz relacija 11.73. i 11.74. slijedi

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{A_{E2}}{A_{E3}} = n. \quad (11.75)$$

U realnim monolitnim strukturama obično je $1 < n < 10$. Ako je napajanje sklopa na slici 11.25. simetrično, tj. ako je $U_{CC} = |U_{EE}|$, tada će istosmjerni izlazni napon biti jednak nuli ako je

$$I_2 = \frac{U_{EE} - U_{BE}}{R_2} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_2}. \quad (11.76)$$

U stanju mirovanja tu struju daje tranzistor T_1 . Slično za struju I_1 u stanju mirovanja vrijedi relacija

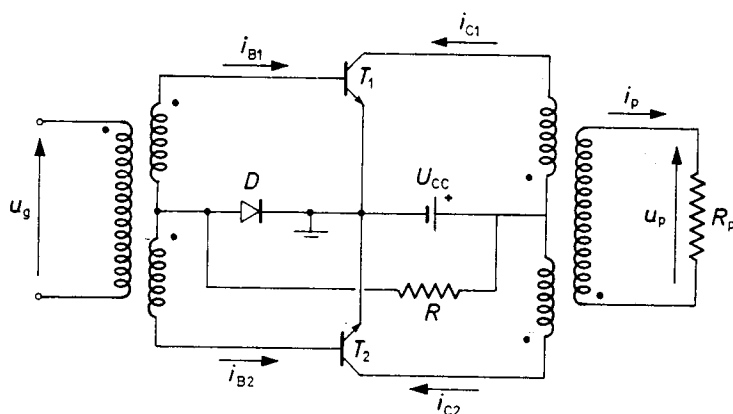
$$I_1 = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_1}. \quad (11.77)$$

Iz relacija 11.75–11.77. slijedi

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1} = n. \quad (11.78)$$

Budući da je $n = 1 - 10$, bit će $R_2 = (1 - 10) R_1$. Dinamička svojstva pojačala snage klase B s npn-tranzistorskim parom u biti se ne razlikuju od dinamičkih svojstava pojačala s komplementarnim tranzistorskim parom, pa ovdje neće biti posebno razmatrana.

U području diskretnih pojačala snage klase B, pojačala s npn-tranzistorskim parom izvode se ponekad prema slici 11.27. s transformatorskom vezom pojačala s generatorom i s potrošačem. Sklop radi s jednim izvorom istosmjernog napona



Slika 11.27. Pojačalo snage klase B s npn-tranzistorskim parom, s transformatorskom vezom na ulazu i izlazu

U_{CC} u krugu kolektora tranzistora T_1 i T_2 . Potrošač je spojen na izlaz pojačala preko izlaznog transformatora, te istosmjerna struja ne teče kroz potrošač, čime se smanjuju ukupni gubici u sklopu. Kada je ulazni signal $u_g > 0$, tada je $i_{B1} > 0$, $i_{B2} = 0$, te tranzistor T_1 vodi, a tranzistor T_2 je u zapiranju. Struja kroz potrošač i_p tada je proporcionalna struji kolektora i_{C1} tranzistora T_1 koji vodi. Slično, kada je $u_g < 0$, tada je $i_{B1} = 0$, $i_{B2} > 0$, te tranzistor T_2 vodi, a tranzistor T_1 je u zapiranju. Struja kroz potrošač i_p proporcionalna je struji kolektora i_{C2} tranzistora T_2 koji vodi. Tranzistor T_1 prenosi dakle pozitivni poluval, a tranzistor T_2 negativni poluval ulaznog napona. Dioda D zajedno s otporom R osigurava poluval ulaznog napona. Dioda D zajedno s otporom R osigurava potreban prednapon tranzistora T_1 i T_2 da se izbjegne nelinearno izobličenje označeno na slici 11.20.

11.5. Neke pojave u tranzistorima i pojačalima snage

Osnovne pojave u tranzistorima koji se upotrebljavaju u pojačalima snage već smo ranije analizirali. To se prije svega odnosi na ograničenja koja unosi maksimalna dozvoljena snaga kolektorskih gubitaka te maksimalni dozvoljeni iznos struje kolektora i napona kolektor-emiter. Važnu ulogu u tranzistorima snage ima i pojava toplinskog bijega opisana u dijelu 3.1.4. Pored navedenih postoje još neke pojave značajne za rad tranzistora u pojačalima snage. Navodimo dvije najvažnije:

- pojava sekundarnog proboja
- pojava elektromigracije.

Sekundarni proboj je vrsta toplinske nestabilnosti tranzistora snage zbog koje dolazi do smanjenja iznosa probojnog napona. Do ove pojave dolazi na višim strujnim nivoima. Pritom karakteristike tranzistora degradiraju, a ako se struja kolektora ne ograniči može doći do potpunog uništenja tranzistora.

Elektromigracija je pojava gibanja atoma metala u metalnim vodovima tranzistora i monolitnog sklopa kod visokih gustoća struja, što može dovesti do prekida metalnih vodova.

11.5.1. Sekundarni proboj

Sekundarni proboj nastaje zbog neuniformne raspodjele struje kroz pn-spojeve tranzistora pri visokim gustoćama struja, što dovodi do nejednolikog zagrijavanja pn-spojeva i do pojave lokalnih vrućih točaka (engl. hot spots) na pn-spojevima. Poznato je da efikasnost emitera tranzistora raste s porastom temperature. Zato formiranje lokalnih vrućih točaka vodi do još veće neuniformnosti struje kroz tranzistor i dodatnog grijanja kristala. Time je stvorena mogućnost formiranja lokalnih točaka s izrazito visokom temperaturom. Ako temperatura pn-spoja, uz odgovarajući iznos struje i napona, dostigne određeni kritični iznos, tranzistor doživljava sekundarni proboj i prividno predstavlja kratki spoj između emitera i kolektora.

Pojava sekundarnog proboja je složena funkcija struje kolektora i napona kolektor-emiter. Struja kolektora nužna za izazivanje sekundarnog proboja znatno je niža na višim naponima U_{CE} nego na nižima. Npr. tranzistor snage koji vodi struju kolektora 3 A pri naponu $U_{CE}=30$ V može voditi samo 1 A kod 50 V, ako ne želimo da dođe do pojave sekundarnog proboja. Eksperimentalno je potvrđeno da neće doći do pojave sekundarnog proboja pri radu u klasi B ako je tranzistor snage tako projektiran da može voditi maksimalnu dozvoljenu struju kratkog spoja simultano s polovicom napona napajanja. Opasnost od pojave sekundarnog proboja može se smanjiti primjenom odgovarajuće topologije tranzistora. Poznato je da na visokim strujnim nivoima dolazi do efekta gomilanja struje emitera na lateralnim dijelovima periferije emitera, što povećava opasnost od pojave sekundarnog proboja. Ova se pojava može potisnuti s porastom periferije emitera, odnosno izborom takve topologije emitera koja daje najpovoljniji omjer opsega i površine emitera. Zato se kod diskretnih i monolitnih tranzistora snage upotrebljavaju međuprstaste strukture (engl. interdigitated structure) za područje emitera i baze.

11.5.2. Elektromigracija

Elektromigracija je pojava transporta metalnih iona kroz vodič zbog protjecanja istosmjerne struje. Postojanje ove pojave ne ovisi o veličini i obliku metalnog voda, ali je intenzitet pojave izrazitiji kod tankih nego kod debelih slojeva materijala. Intenzitet pojave također ovisi o gustoći struje i raste pri porastu te gustoće.

Ioni metala, vezani u kristalnu rešetku, imaju energije određene temperaturom metala. Zahvaljujući tim energijama ioni se u određenoj mjeri gibaju kroz metal, pri čemu su svi smjerovi gibanja jednako vjerojatni, te nema organiziranoga gibanja iona u jednom pravcu. Međutim kada kroz vodič teče istosmjerna struja, dolazi do pojave organiziranoga gibanja metalnih iona u smjeru gibanja elektrona. Pojava se zove elektronski vjetar. Slobodni elektroni tokom gibanja predaju moment gibanja ionima metala, tjerajući ih da se gibaju u istom smjeru. Ioni putuju prema pozitivnijoj strani metalnog voda. Pomak iona u jednom smjeru dovodi do akumuliranja iona u tom smjeru i do osiromašenja ionima u suprotnom smjeru. Na pozitivnoj strani voda formiraju se zadebljanja metalizacijskog voda, a na negativnoj strani formiraju se pukotine. Transport iona raste s porastom intenziteta elektronskog vjetra, odnosno s porastom gustoće struje. Pojava pukotina na negativnoj strani voda dovodi do smanjenja presjeka voda i do lokalnog porasta gustoće struje. Time se na tom mjestu još dodatno pojačavaju efekti elektromigracije, što rezultira u povećanju postojećih pukotina i u pojavi novih pukotina u blizini već postojećih. U jednom trenutku presjek se toliko smanji i gustoća struje toliko poveća da dođe do pregrijavanja voda i njegova toplinskog uništenja. Elektromigracija kao mehanizam kvara dovodi dakle do prekida voda kao moda kvara.

Iako je prekid metalizacijskog voda tipičan mod kvara izazvan mehanizmom elektromigracije, on nije i jedini. Dok je gore opisani mod kvara izazvan pojavom pukotina bliže negativnom kraju voda, do kvarova dolazi i zbog zadebljanja na pozitivnijem kraju voda. Zadebljanja u obliku tankih vodljivih niti mogu dovesti do pojave lokalnih kratkih spojeva među metalizacijskim tankim slojevima u istom nivou metalizacije. Zadebljanja u obliku brežuljaka (engl. hillock) mogu dovesti do kvarova u sklopovima s višeslojnom metalizacijom izvedenom pomoću nekoliko vodljivih slojeva međusobno izoliranih dielektričkim slojevima. Slojevi metalizacije ovdje su poslagani jedan iznad drugoga, a između njih se nalazi dielektrički sloj. Pojava zadebljanja bilo kojeg sloja metalizacije može dovesti do proboja dielektričkog sloja i do kratkog spoja sa susjednim slojem metalizacije. Pojava elektromigracije je jedan od najčešćih uzroka kvarova u sklopovima za pojačanje snage, posebno u njihovim monolitnim izvedbama. Srednja vrijednost trajanja života sklopa zbog pojave elektromigracije može se procijeniti formulom J. R. Blacka koja se danas obično navodi u općem obliku

$$\bar{t} = K \frac{wd}{j^n} \exp \frac{E_A}{E_T}, \quad (11.79)$$

gdje je

- $\bar{t}$... srednja vrijednost trajanja života
- K ... parametar ovisan o vrsti i strukturi materijala
- w ... širina voda
- d ... debljina voda
- j ... gustoća struje
- n ... eksponent ovisan o vrsti materijala i gustoći struje, obično iznosa 1–7
- E_A ... aktivacijska energija ovisna o vrsti i strukturi materijala
- E_T ... energetska ekvivalent temperature.

Ako se primjenjuje aluminijska metalizacija, tada n iznosi između 2 i 4, ovisno o gustoći struje. Kod gustoća struje iznad 10^4 A cm^{-2} , gdje dolazi do značajne disipacije snage, n postaje i veći od 4.

Aktivacijska energija E_A , budući da dolazi u brojničku argumenta eksponencijalne funkcije u relaciji 11.79, čim je veća daje tim veću srednju vrijednost trajanja života. Fizikalni smisao te energije je sljedeći: svaki fizikalni mehanizam koji dovodi do otkaza elementa ili sklopa zahtijeva neku minimalnu energiju potrebnu za njegovo aktiviranje. Da dođe do pojave elektromigracije treba „prisiliti“ ione metala na gibanje. Energija koju treba uložiti u taj proces je aktivacijska energija.

Pojava elektromigracije ne može se izbjeći, ali se izborom odgovarajućih tehnoloških metoda može ublažiti. Kod tankih aluminijskih metalnih slojeva debljine manje od $0,5 \mu\text{m}$ pojave elektromigracije mogu se reducirati nanošenjem određenih dielektričkih slojeva na površinu metala (npr. $\text{P}_2\text{O}_5/\text{SiO}_2$ i $\text{Al}_2\text{O}_3/\text{SiO}_2$). Dodavanjem 2 % bakra aluminiju povećava se srednja vrijednost trajanja života, posebno pri višim temperaturama. Sličan efekt postiže se i dodavanjem 1,5–2 % silicija. Dobri rezultati postižu se i metalizacijom realiziranom tankim Al—Cu—Si slojevima.

11.6. Pojačala snage sa VMOS tranzistorima

11.6.1. Uvod

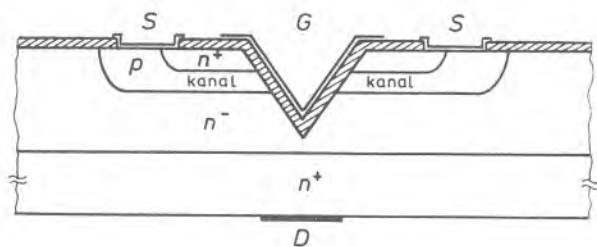
Dosada smo razmatrali isključivo bipolarne tranzistore kao elemente za pojačanje snage. Razlog tome su dosta visoki iznosi struja pomoću kojih ti tranzistori rade, što omogućava postizanje dovoljno visokih nivoa izlaznih snaga. Međutim iako daje dovoljan iznos izlazne snage, bipolarni tranzistor nije ni izdaleka idealan element za pojačanje snage. Razlozi su sljedeći:

- pojava toplinskog bijega izazvana pozitivnim temperaturnim koeficijentom struje kolektora
- pojava sekundarnog proboja
- pojava elektromigracije.

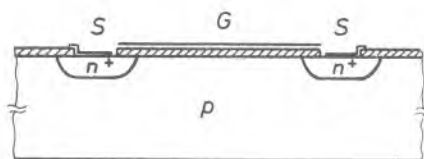
Navedene pojave znatno kompliciraju projektiranje pojačala snage s bipolarnim tranzistorima te projektiranje i izvedbu i diskretnih i monolitnih tranzistora snage.

Unipolarni tranzistori međutim ne pokazuju sklonost prema pojavama toplinskog bijega i sekundarnog proboja. Razlog tome je negativni temperaturni koeficijent struje odvoda — pri porastu temperature uz konstantni napon U_{DS} struja I_D opada zbog pada površinske pokretljivosti pri porastu temperature (v. dio 4.4. i sl. 4.28). To znači da je unipolarni tranzistor potencijalno idealan kao element za pojačanje snage. Kod njega doduše postoji pojava elektromigracije, ali to je svojstvo metalizacije, a ne samog tranzistora i ono podjednako pogađa i bipolarne i unipolarne elemente i sklopove. Sada se može s pravom postaviti pitanje zašto se, unatoč navedenim prednostima u pogledu toplinskog bijega i sekundarnog proboja, u pojačalima snage ipak pretežno upotrebljavaju bipolarni, a ne unipolarni tranzistori. Razlog je jednostavan: standardni unipolarni tranzistori pri istim napovima daju znatno niže iznose struja od bipolarnih tranzistora. Struja odvoda MOS FET-a prema relacijama 4.1. i 4.2. raste s porastom omjera W/L širine i duljine kanala. Ako se s MOS FET-ovima žele postići iste struje kao s bipolarnim tranzistorima snage, dobivaju se neprihvatljivo veliki iznosi omjera W/L . Budući da

zbog tolerancija fotolitografskog procesa, uz dobar prinos u proizvodnji, nije moguće osigurati duljinu kanala bitno manju od $3\text{ }\mu\text{m}$, visoki iznos omjera W/L može se postići samo velikom širinom kanala W . To je posljedica činjenice da je MOS FET površinski, a ne volumni element kao bipolarni tranzistor. Ako se nađe način da se osjetno poveća omjer W/L MOS FET-a, moguće je dobiti struje odvoda jednako velike kao što su struje kolektora bipolarnog tranzistora. U tom bi slučaju MOS FET bio bolji element za pojačanje snage od bipolarnog tranzistora. Navedeni problem uspješno je riješen tek u novije doba pojavom MOS FET-a s vertikalnim kanalom ili kraće VMOS-a. Za dobivanje VMOS-a primjenjuje se tehnika V-žlijeba¹. Ovdje međutim ta tehnika nije iskorištena kao tehnika izolacije među komponentama, već kao tehnika dobivanja vertikalnog kanala vrlo male duljine L , čime se postižu visoki iznosi W/L omjera širine i duljine kanala. Time se osiguravaju visoki iznosi struje odvoda. Presjek n-kanalnog VMOS-a obogaćenog tipa prikazan je na slici 11.28. Na istoj je slici radi usporedbe prikazan i standardni n-kanalni



V MOS n-kanalni tranzistor obogaćenog tipa



standardni n-kanalni MOS FET
obogaćenog tipa

**Slika 11.28. Presjek n-kanalnog VMOS-a obogaćenog tipa
i standardnog n-kanalnog MOS FET-a obogaćenog tipa**

MOS FET obogaćenog tipa. Za dobivanje n-kanalnog VMOS-a startni materijal (podloga) je poluvodič n^+ tipa. Taj materijal ujedno služi kao odvod D VMOS-a. Epitaksijalnim rastom na n^+ podlogu se nanosi slabo vodljivi n^- epitaksijalni sloj. Difuzijom akceptora u n^- epitaksijalni sloj dobiva se p područje, dok se difuzijom donora dobiva n^+ područje unutar p područja. Nakon toga se anizotropnim nagrizanjem formira V-žlijeb kroz n^+ , p i n^- sloj. Slojem silicij-dioksida zaštiti se površina elementa od vanjskih utjecaja. Postupkom metalizacije formiraju se kontakti odvoda D i uvida S . Naporivanjem metalnoga tankog sloja na oksidni sloj unutar V-žlijeba formira se upravljačka elektroda G . Kao uvod služi difundirano n^+ područje, a kao odvod n^+ podloga zajedno sa n^- epitaksijalnim slojem. Na površini u kojoj V-žlijeb siječe difundirano p područje stvara se pod utjecajem pozitivnog napona na upravljačkoj elektrodi n vodljivi kanal (inverzijski sloj). Napon praga je

¹ Vidjeti npr.: P. Biljanović, *Mikroelektronika – integrirani elektronički sklopovi*, Školska knjiga, Zagreb 1990.

pozitivan i obično iznosi $U_{GS0}=0,8-2$ V. U normalnom radu na odvodu je pozitivan napon prema uvodu, te se elektroni gibaju iz n^+ područja uvoda kroz n vodljivi kanal i n^- epitaksijalni sloj u n^+ podlogu (odvod). Tok struje čine isključivo elektroni koji su u područjima kroz koja se gibaju većinski nosioci, te je VMOS unipolarni element.

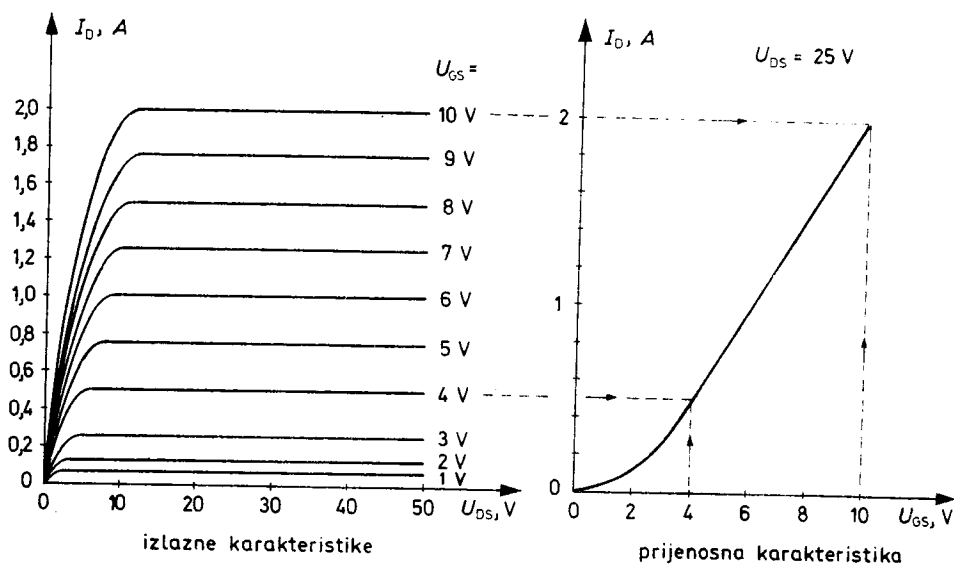
Bitne karakteristike VMOS-a su sljedeće:

1. Duljina kanala određena je razlikom dubine difundiranih p i n^+ područja, te je duljina kanala VMOS-a tek neznatno veća od širine baze bipolarnog npn-tranzistora. Pored toga, dimenzije koje određuje proces difuzije puno se bolje mogu kontrolirati od dimenzija koje određuje foto-litografski proces. Uz istu širinu kanala W , VMOS ima puno veći omjer W/L od standardnog MOS FET-a, te daje i osjetno veći iznos struje odvoda. U VMOS tehnici lako se postiže duljina kanala $L=1-1,5 \mu\text{m}$, za razliku od standardnog MOS FET-a, gdje je taj iznos obično oko $3 \mu\text{m}$.
2. Svaki V-žlijeb formira dva ili četiri kanala, ovisno o topologiji, čime se povećava struja odvoda.
3. Kontakt odvoda nalazi se na n^+ podlozi, čime se smanjuje površina tranzistora i iznos serijskog otpora odvoda jer je put struje do kontakta odvoda kraći nego u slučaju kada bi se taj kontakt nalazio na gornjoj površini pločice.
4. Praktički ne postoji prekrivanje metala kontrolne elektrode i područja odvoda kao kod standardnog MOS FET-a, te je kapacitet C_{gd} između upravljačke elektrode i uvoda minimalan.
5. n^- epitaksijalni sloj pri reverznoj polarizaciji n^+n^-p diode koju formira n^+ podloga, n^- epitaksijalni sloj i p difundirano područje preuzima praktički cijelu barijeru. Time se znatno povećava probojni napon VMOS-a. Iz istog razloga nema modulacije duljine kanala pri promjeni napona U_{DS} između odvoda i uvoda, te su izlazne karakteristike VMOS-a u području zasićenja praktički potpuno horizontalne, što znači da je dinamički otpor odvoda r_d gotovo neizmjenno velik.

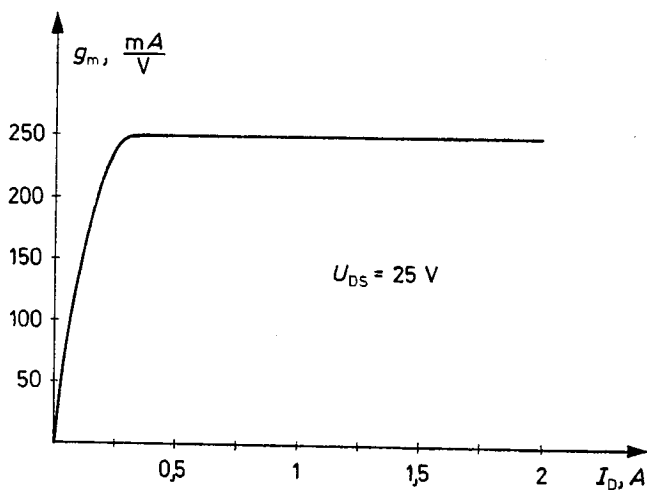
11.6.2. VMOS karakteristike

Tipične VMOS izlazne karakteristike prikazane su na slici 11.29. Na istoj je slici prikazana i prijenosna strujno-naponska karakteristika. Izlazne karakteristike su po obliku donekle slične karakteristikama standardnoga n -kanalnog MOS FET-a obogaćenog tipa. Postoje međutim neke značajne razlike:

1. Na ordinati je struja odvoda I_D izražena u A, a ne u mA, kao kod standardnog MOS FET-a (usporediti sliku 11.29. sa slikama 4.1. 4.5, 4.7). VMOS daje znatno veće iznose struje odvoda od standardnog MOS FET-a.
2. Kao što je ranije navedeno, zbog djelovanja n^- epitaksijalnog sloja ne postoji modulacija duljine kanala, te su izlazne karakteristike u području zasićenja praktički horizontalne, dok je dinamički otpor odvoda vrlo visok.
3. Izlazne karakteristike su, osim kod niskih iznosa napona U_{GS} , ekvidistantne. Zato je prijenosna karakteristika, osim kod niskih iznosa napona U_{GS} , linearna. Posljedica je konstantan iznos strmine g_m (sl. 11.30). Kod struja odvoda većih od $0,4$ A strmina ima iznos od 250 mA/V , što je znatno više od strmine standardnog MOS FET-a. Konstantan iznos strmine g_m posljedica je djelovanja kratkog kanala. Zbog visokog iznosa polja u kratkom kanalu dolazi do zasićenja



Slika 11.29. Izlazne i prijenosne karakteristike jednog VMOS tranzistora



Slika 11.30. Ovisnost strmine VMOS tranzistora o struji odvoda za tranzistor sa slike 11.29.

brzine elektrona. Porast polja ne može više povećati driftnu brzinu (drugim riječima više ne vrijedi Ohmov zakon). Kod standardnog MOS FET-a strmina je proporcionalna naponu U_{GS} , odnosno drugom korijenu struje odvoda I_D , jer je prijenosna karakteristika, zbog velike duljine kanala, kvadratna (v. relaciju 4.10).

Navodimo neke tipične veličine n-kanalnog VMOS-a obogaćenog tipa:

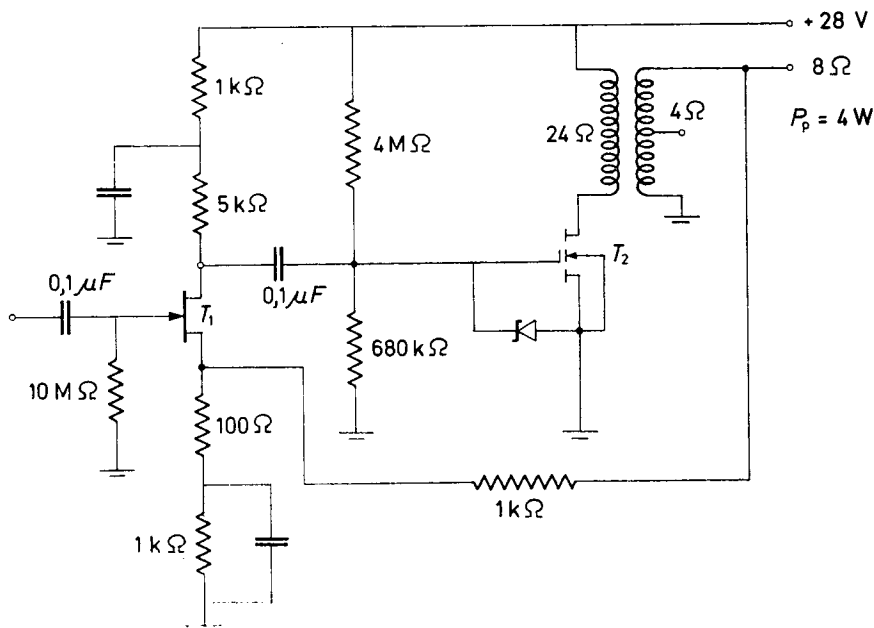
- maksimalni iznos napona U_{DS} : 35–90 V
- maksimalni iznos napona U_{GS} : 30 V
- maksimalni iznos struje I_D u kontinuiranom radu: 2 A

- maksimalni iznos struje I_D u impulsnom radu: 3 A
- maksimalna dozvoljena snaga gubitaka u krugu odvoda pri temperaturi 25 °C: 8–25 W
- područje radnih temperatura: –55, +150 °C.

Od ostalih svojstava VMOS-a treba istaknuti da ovaj element može raditi na osjetno višim frekvencijama od standardnog MOS FET-a, te da ima jako nizak iznos vlastitog šuma. Ranije navedenu činjenicu da nije podložan pojavama toplinskog bijega i sekundarnog proboja objašnjavamo negativnim temperaturnim koeficijentom struje odvoda i nepostojanjem pojave gomilanja struje u pojedinim točkama. Zbog negativnoga temperaturnog koeficijenta struje odvoda VMOS vodi slabije kad se više zagrije. Ako se iz bilo kojeg razloga u nekoj točki kanala poveća gustoća struje, poraste temperatura te točke i struja se automatski smanjuje. Time se struja automatski izjednačuje po cijelom presjeku kanala, te se otklanja opasnost formiranja vrućih točaka. Također se isključuje mogućnost bilo kakvih gomilanja struje sličnih gomilanju struje emitera po rubovima emitera kod bipolarnih tranzistora.

11.6.3. Izvedba pojačala snage sa VMOS-om

Činjenica da VMOS daje visoke iznose struje odvoda I_D i da mu je prijenosna karakteristika linearna u širokom rasponu napona U_{GS} , čini ovaj tranzistor vrlo pogodnim elementom u pojačalima snage, ali i u ostalim linearnim primjenama. Linearna prijenosna karakteristika daje nizak iznos faktora izobličenja (npr. $D=2\%$ kod 3 W izlazne snage). Jednostavno pojačalo snage sa VMOS-om klase A prikazano je na slici 11.31. Pojačalo je dvostepeno. Ulazni stupanj sa n-kanalnim spojnim



Slika 11.31. Pojačalo snage klase A s VMOS tranzistorom

FET-om T_1 radi u spoju zajedničkog uvoda. U izlaznom dijelu n-kanalni VMOS obogaćenog tipa T_2 radi također u spoju zajedničkog uvoda osiguravajući potrebno pojačanje snage. Potrošač se na izlaz pojačala priključuje preko izlaznog transformatora. Budući da ne postoji opasnost toplinskog bijega, nisu potrebni elementi za temperaturnu stabilizaciju. Zenerova dioda spojena između upravljačke elektrode i uvoda VMOS-a štiti oksidni sloj ispod metala upravljačke elektrode od proboja. Negativna povratna veza između sekundara transformatora i uvoda tranzistora T_1 , ostvarena preko otpora, iznosi $1\text{ k}\Omega$, što odgovara faktoru povratne veze od 10 dB, reducira iznos nelinearnih izobličenja na najmanju mjeru. Pojačalom na slici 11.31. mogu se postići izlazne snage od nekoliko vata u području frekvencija od 100 do 15 000 Hz.

Ako se upotrijebi protutaktni spoj s n-kanalnim VMOS tranzistorima koji rade u klasi AB, mogu se postići izlazne snage od 40 W po kanalu pri opterećenju od $8\text{ }\Omega$. Primjenom negativne povratne veze osiguravaju se neznatna nelinearna izobličenja (npr. $D=0,04\text{ }\%$ na frekvenciji $f=1\text{ kHz}$ uz izlaznu snagu od 40 W) i glatka amplitudna karakteristika u području od nekoliko stotina kiloherca.

12. Operacijska pojačala

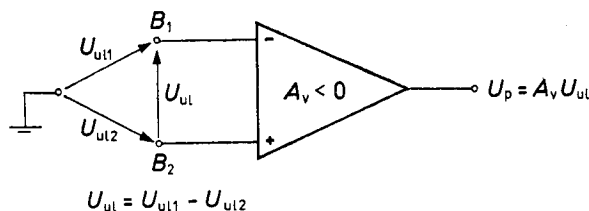
12.1. Osnovni pojmovi i svojstva

Idealno operacijsko pojačalo je naponsko pojačalo s diferencijskim ulazom, jednim izlazom, s beskonačno velikim naponskim pojačanjem, s beskonačno velikim ulaznim otporom i s beskonačno malim izlaznim otporom. Izvodi se u monolitnoj tehnici i danas predstavlja jedan od osnovnih linearnih mikroelektroničkih sklopova. Upotrebljava se u različitim sklopovskim konfiguracijama s negativnom povratnom vezom. Naziv "operacijsko pojačalo" potječe iz doba prvih primjena te vrste pojačala kada su se ona koristila u sklopovskim konfiguracijama koje su služile obavljanju određenih linearnih matematičkih operacija, kao što su zbrajanje, deriviranje i integriranje. Te operacije su nužne u realizaciji analognih računala.

Realno operacijsko pojačalo ne ispunjava u potpunosti zahtjeve koji su navedeni uz definiciju idealnoga operacijskog pojačala. Međutim zahvaljujući modernoj planarnoj tehnologiji na siliciju mogu se realizirati operacijska pojačala koja se po bitnim svojstvima dovoljno približavaju idealnima. Zato se u velikoj većini primjena realna mikroelektronička operacijska pojačala mogu smatrati idealnima, a da se pritom u analizi ne učini značajnija pogreška.

Shematski prikaz operacijskog pojačala vidi se na slici 12.1. Pojačalo posjeduje dva para ulaznih stezaljki. Signal U_{ul1} dovodi se između ulazne stezaljke B_1 i uzemljenja. Ulazni signal U_{ul} jednak je razlici signala U_{ul1} i U_{ul2} :

$$U_{ul} = U_{ul1} - U_{ul2}. \quad (12.1)$$



Slika 12.1. Shematski prikaz operacijskog pojačala

Ulazna stezaljka B_1 označena je znakom „minus“, a ulazna stezaljka B_2 znakom „plus“. Ulaz B_1 zove se invertirajući ulaz, a ulaz B_2 neinvertirajući. Izlazni napon U_p predaje se potrošaču s izlaza pojačala. Ako je na slici 12.1. naponsko pojačanje operacijskog pojačala s priključenim potrošačem $A_v < 0$, izlazni napon U_p iznosi

$$U_p = A_v U_{ul} = A_v (U_{ul1} - U_{ul2}) = -|A_v| (U_{ul1} - U_{ul2}). \quad (12.2)$$

Kada je $U_{ul1} \neq 0$ i $U_{ul2} = 0$, bit će

$$U_p = -|A_v| U_{ul1}, \quad (12.3)$$

te je izlazni napon pojačan u odnosu na U_{u1} i suprotan mu je po fazi. Zato se ulaz B_1 zove invertirajući ulaz. Kada je međutim $U_{u1}=0$ i $U_{u2} \neq 0$ bit će

$$U_p = |A_v| U_{u2}, \quad (12.4)$$

te je izlazni napon pojačan u odnosu na ulazni U_{u2} i s njim je u fazi. Zato se ulaz B_2 zove neinvertirajući ulazom.

Operacijsko pojačalo prikazano shematski na slici 12.1. može se primjenjivati u mnogim slučajevima ako se osigura odgovarajuća negativna ili pozitivna povratna veza realizirana pasivnim ili aktivnim elementima. Iako će o primjenama operacijskog pojačala kasnije biti više riječi, ovdje ćemo razmotriti neke njegove elementarne primjene koje upućuju na njegova bitna električna svojstva.

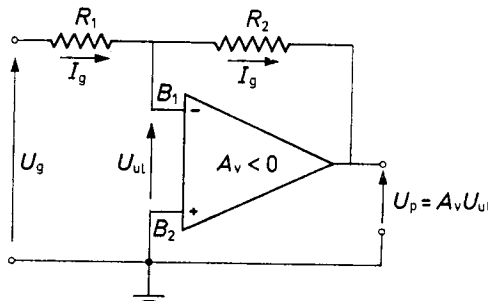
12.1.1. Invertirajuće pojačalo

Operacijsko pojačalo u spoju invertirajućeg pojačala prikazano je na slici 12.2. Pod pretpostavkom da je ulazni otpor operacijskog pojačala beskonačno velik, ista struja I_g teče kroz otpornike R_1 i R_2 , te vrijedi relacija

$$I_g = \frac{U_g - U_{u1}}{R_1} = \frac{U_{u1} - U_p}{R_2}. \quad (12.5)$$

Izlazni napon U_p iznosi

$$U_p = A_v U_{u1}. \quad (12.6)$$



Slika 12.2. Operacijsko pojačalo u spoju invertirajućeg pojačala

Iz relacija 12.5. i 12.6. dobiva se naponsko pojačanje A_{vf} definirano omjerom izlaznog napona U_p i ulaznog napona U_g :

$$A_{vf} = \frac{U_p}{U_g} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{A_v} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}. \quad (12.7)$$

Kod idealnoga operacijskog pojačala $A_v = -\infty$, te je

$$A_{vf} = \frac{U_p}{U_g} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (12.8)$$

Ova relacija vrijedi egzaktno samo ako je $A_v = -\infty$. Međutim ona vrijedi dovoljno točno i ako je ispunjen uvjet

$$-\frac{1}{A_v} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) < < 1. \quad (12.9)$$

Primjer 12.1. U invertirajućem pojačalu na slici 12.2. je $R_2=50 \cdot R_1=50 \text{ k}\Omega$. Pojaćanje A_V iznosi -10^5 . Odrediti:

- naponsko pojaćanje A_{Vf}
- na koji iznos mora pasti A_V da se A_{Vf} snizi za 10 % u odnosu na vrijednost u točki a.

Rješenje: a) Prema relaciji 12.9. imamo

$$-\frac{1}{A_V} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 10^{-5} (1 + 50) = 5,1 \cdot 10^{-4} < 1,$$

te je naponsko pojaćanje A_{Vf} određeno relacijom 15.8:

$$A_{Vf} = -\frac{R_2}{R_1} = -50.$$

b) Kada se pojaćanje A_{Vf} snizi za 10 % novi iznos mu je

$$A'_{Vf} = -45.$$

Odgovarajuće pojaćanje operacijskog pojaćala A'_V određeno je relacijom 12.7. koja u ovom slučaju glasi

$$-45 = -50 \frac{1}{1 - \frac{1}{A'_V} (1 + 50)}.$$

Odatle slijedi

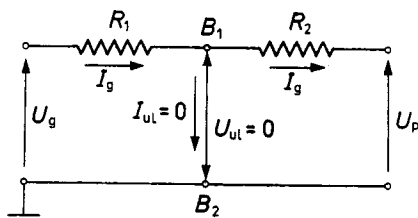
$$A'_V = -459.$$

Da bi se naponsko pojaćanje A_{Vf} snizilo za samo 10 %, pojaćanje operacijskog pojaćala A_V mora se smanjiti sa -10^5 na -459 , tj. čak 218 puta. Očito je da će invertirajuće pojaćalo imati vrlo stabilan iznos naponskog pojaćanja, čak i pri vrlo velikim promjenama naponskog pojaćanja samoga operacijskog pojaćala.

12.1.2. Model invertirajućeg pojaćala

Relacija 12.8. omogućava vrlo jednostavno modeliranje invertirajućeg pojaćala. Ako se brojnik i nazivnik desne strane te relacije pomnože sa strujom I_g koja teče kroz otpornike R_1 i R_2 dobiva se

$$\frac{U_p}{U_g} = -\frac{I_g R_2}{I_g R_1}. \quad (12.10)$$



Slika 12.3. Model invertirajućeg pojaćala

Ova relacija opisuje svojstva sklopa na slici 12.2. Međutim ona vrijedi i za model na slici 12.3. Napon

$$U_g = I_g R_1 \quad (12.11)$$

je napon koji struja I_g stvara na otporniku R_1 . To vrijedi u slučaju kada između točaka B_1 i B_2 ne postoji razlika potencijala, tj. kad među njima postoji kratki spoj. Napon

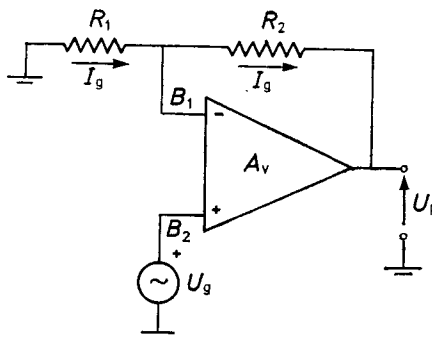
$$U_p = -I_g R_2 \quad (12.12)$$

je napon koji struja I_g stvara na otporniku R_2 . Da bi U_p doista bio određen relacijom 12.12. potrebno je da uz kratki spoj između točaka B_1 i B_2 kroz taj kratki spoj ne teče struja, tj. da je ulazna struja operacijskog pojačala $I_{ul}=0$. To znači da između ulaznih stezaljki operacijskog pojačala B_1 i B_2 postoji tzv. **prividni kratki spoj**. Napon na ulazu operacijskog pojačala jednak je nuli, a ulazna struja također. Pojava prividnoga kratkog spoja na ulazu operacijskog pojačala lako se može objasniti svojstvima operacijskog pojačala. Naponsko pojačanje operacijskog pojačala je vrlo veliko (u idealnom slučaju beskonačno veliko), te za konačni izlazni napon U_p nije potreban napon na ulazu operacijskog pojačala. Odatle dolazi do pojave da je $U_{ul}=0$. S druge strane je ulazni otpor operacijskog pojačala vrlo velik (u idealnom slučaju beskonačno velik), te je ulazna struja $I_{ul}=0$, pa ista struja I_g teče kroz otpornike R_1 i R_2 .

12.1.3. Neinvertirajuće pojačalo

Operacijsko pojačalo u spoju na slici 12.4. radi kao neinvertirajuće pojačalo. Zbog prividnog kratkog spoja između točaka B_1 i B_2 ista struja I_g teče kroz otpornike R_1 i R_2 . Točke B_1 i B_2 su na istom potencijalu U_g . Zato je struja I_g određena relacijom

$$I_g = -\frac{U_g}{R_1} = \frac{U_g - U_p}{R_2}. \quad (12.13)$$



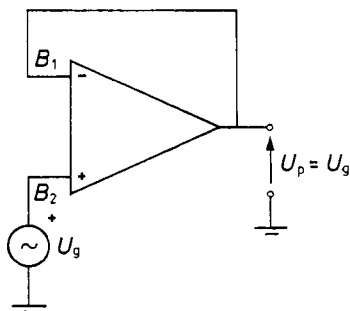
Slika 12.4. Operacijsko pojačalo u spoju neinvertirajućeg pojačala

Iz relacije 12.13. dobiva se za naponsko pojačanje neinvertirajućeg pojačala

$$A_{vf} = \frac{U_p}{U_g} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (12.14)$$

I u ovom je slučaju naponsko pojačanje A_{vf} vrlo stabilno i ovisi samo o omjeru izvana priključenih otpora R_2 i R_1 .

U specijalnom slučaju kada je $R_2=0$ i $R_1=\infty$ (sl. 12.5) relacija 12.14. daje $A_{vf}=1$. U ovom slučaju izlazni napon slijedi i po iznosu i po fazi ulazni napon sklopa, te se radi o naponskom sljedilu — sklopu koji ima slična svojstva kao emi-



Slika 12.5. Operacijsko pojačalo u spoju naponskog sljedila

tersko sljedilo. Iako između točaka B_1 i B_2 postoji prividni kratki spoj, ulazni otpor mjeran na neinvertirajućem ulazu B_2 vrlo je visok, te je krug generatora zaštićen od djelovanja priključenog potrošača, tim prije što je i izlazni otpor operacijskog pojačala vrlo nizak. Ovo pojačalo je dobar transformator impedancije.

12.1.4. Diferencijsko pojačalo

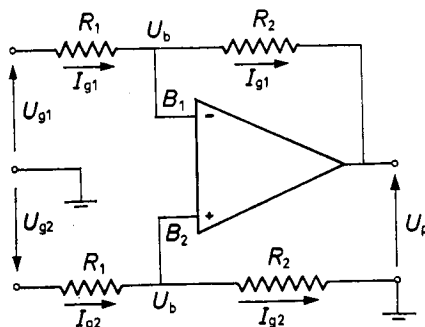
Operacijsko pojačalo u spoju **diferencijskog** pojačala prikazano je na slici 12.6. Točke B_1 i B_2 su na istom potencijalu U_b . Struje I_{g1} i I_{g2} iznose

$$I_{g1} = \frac{U_{g1} - U_b}{R_1} = \frac{U_b - U_p}{R_2}, \quad (12.15)$$

$$I_{g2} = \frac{U_{g2} - U_b}{R_1} = \frac{U_b}{R_2}. \quad (12.16)$$

Navedene relacije daju za izlazni napon U_p :

$$U_p = -\frac{R_2}{R_1}(U_{g1} - U_{g2}). \quad (12.17)$$



Slika 12.6. Operacijsko pojačalo u spoju diferencijskog pojačala

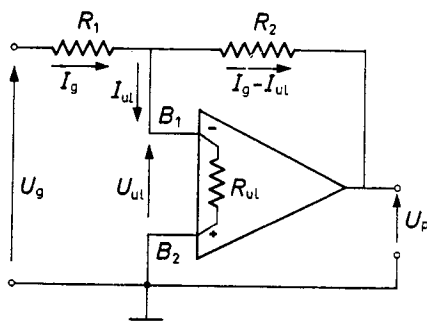
Izlazni napon je proporcionalan razlici ulaznih napona, te se u ovom slučaju radi o diferencijskom pojačalu. Faktor proporcionalnosti između izlaznog napona i razlike ulaznih napona je diferencijsko pojačanje A_d :

$$A_d = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (12.18)$$

I u ovom slučaju pojačanje je vrlo stabilno i ovisi samo o omjeru otpora R_2 i R_1 .

12.1.5. Utjecaj konačnog iznosa ulaznog i izlaznog otpora

Dosada smo u analizi sklopova s operacijskim pojačalom pretpostavljali da je ulazni otpor $R_{u1} = \infty$ i izlazni otpor $R_{iz} = 0$. Kod realnih operacijskih pojačala R_{u1} je visok ali konačan, dok je R_{iz} nizak, ali također konačan. Ako se na ulazu operacijskoga monolitnog pojačala nalaze bipolarni npn-tranzistori, u spoju diferencijalnog pojačala R_{u1} je obično veći od $1 \text{ M}\Omega$. Izlazni otpor R_{iz} obično iznosi nekoliko desetaka oma. Kako konačni iznosi ulaznog i izlaznog otpora operacijskog pojačala utječu na svojstva sklopova s operacijskim pojačalom? Odgovor na to pitanje daje sklop na slici 12.2, kao jedan od najtipičnijih sklopova s operacijskim pojačalom. Taj sklop je ponovno prikazan na slici 12.7, uz označen ulazni otpor



Slika 12.7. Uz analizu utjecaja konačnoga ulaznog otpora operacijskog pojačala

R_{u1} operacijskog pojačala. Pod pretpostavkom konačnog iznosa otpora R_{u1} struje koje teku kroz otpornike R_1 i R_2 neće više biti jednake, te vrijede jednadžbe

$$I_g = \frac{U_g - U_{u1}}{R_1}, \quad (12.19)$$

$$I_{u1} = \frac{U_{u1}}{R_{u1}}, \quad (12.20)$$

$$I_g = I_{u1} + \frac{U_{u1} - U_p}{R_2}, \quad (12.21)$$

$$A_v = \frac{U_p}{U_{u1}}, \quad (12.22)$$

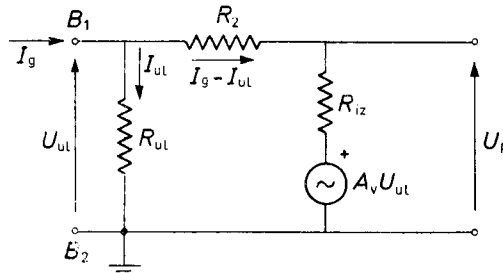
$$A_{vf} = \frac{U_p}{U_g}. \quad (12.23)$$

Iz relacija 12.19–12.23. slijedi

$$A_{Vf} = \frac{U_p}{U_g} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{A_v} \left[1 + R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{ul}} \right) \right]} \quad (12.24)$$

Kada $R_{ul} \rightarrow \infty$ tada relacija 12.24. prelazi u relaciju 12.7. izvedenu direktno, uz pretpostavku da je $R_{ul} = \infty$. Utjecaj konačnog iznosa R_{ul} na A_{Vf} bit će tim manji čim je A_v veći. U realnim sklopovima je redovito $R_{ul} \gg R_1$ tako da se A_{Vf} računan pomoću relacije 12.24. neće razlikovati od A_{Vf} računanog pomoću relacije 12.7. Zbog vrlo visokog iznosa pojačanja A_v obje relacije, i 12.7. i 12.24, prelaze u relaciju 12.8, koja se praktički uvijek može smatrati sasvim korektnom s obzirom na parametre današnjih monolitnih integriranih operacijskih pojačala.

Sličnim postupkom uzima se u obzir i djelovanje konačnog iznosa izlaznog otpora operacijskog pojačala R_{iz} . Na slici 12.8. prikazan je model dijela sklopa sa slike 12.7. desno od ulaznih stezaljki B_1 i B_2 operacijskog pojačala.



Slika 12.8. Model sklopa sa slike 12.7. desno od stezaljki B_1 i B_2

Veličina A_v je naponsko pojačanje neopterećenog operacijskog pojačala (za sklop na slici 12.7. to znači da je $R_2 = \infty$). Iz slike 12.8. slijede relacije

$$U_{ul} = (I_g - I_{ul})(R_2 + R_{iz}) + A_v U_{ul}, \quad (12.25)$$

$$U_p = (I_g - I_{ul}) R_{iz} + A_v U_{ul}. \quad (12.26)$$

Naponsko pojačanje operacijskog pojačala uz prisustvo otpora R_2 iznosi

$$A_v = \frac{U_p}{U_{ul}}. \quad (12.27)$$

Relacije 12.25–12.27. daju sljedeću vezu između A_v i A_v :

$$A_v = \frac{A_v R_2 + R_{iz}}{R_2 + R_{iz}}. \quad (12.28)$$

Ako je operacijsko pojačalo idealno, tj. ako je $A_v = \infty$ i $R_{iz} = 0$, tada je $A_v = A_v$. Ako je A_v konačan, ali je $R_{iz} = 0$, tada je također $A_v = A_v$. Kod realnih operacijskih pojačala je $|A_v| \gg 1$, a R_{iz} je nekoliko desetaka oma, tako da uz uobičajene iznose otpora R_2 pojačanja A_v i A_v imaju praktički isti iznos.

Primjer 12.2. Realno operacijsko pojačalo radi u sklopu invertirajućeg pojačala na slici 12.7. Otpori R_1 i R_2 imaju iznose $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ i $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$. Polazeći od točnih

izraza za A_V i A_{Vf} (izrazi 12.28. i 12.24) odrediti A_V i A_{Vf} ako su parametri operacijskog pojačala sljedeći:

a) $A_V = -10^5$, $R_{u1} = 2 \text{ M}\Omega$, $R_{iz} = 50 \Omega$

b) $A_V = -10^4$, $R_{u1} = 1 \text{ M}\Omega$, $R_{iz} = 100 \Omega$.

Rješenje: a) Iz zadanih numeričkih iznosa za pojačanje A_V dobiva se

$$A_V = \frac{A_V R_2 + R_{iz}}{R_2 + R_{iz}} = \frac{-10^5 \cdot 5 \cdot 10^4 + 50}{5 \cdot 10^4 + 50} = -99\,900.$$

Pojačanje A_{Vf} u ovom slučaju iznosi

$$\begin{aligned} A_{Vf} &= -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{A_V} \left[1 + R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{u1}} \right) \right]} = \\ &= -50 \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{99\,900} \left[1 + 50 \left(1 + \frac{1}{2\,000} \right) \right]} = -49,975. \end{aligned}$$

b) Na isti se način u ovom slučaju dobiva

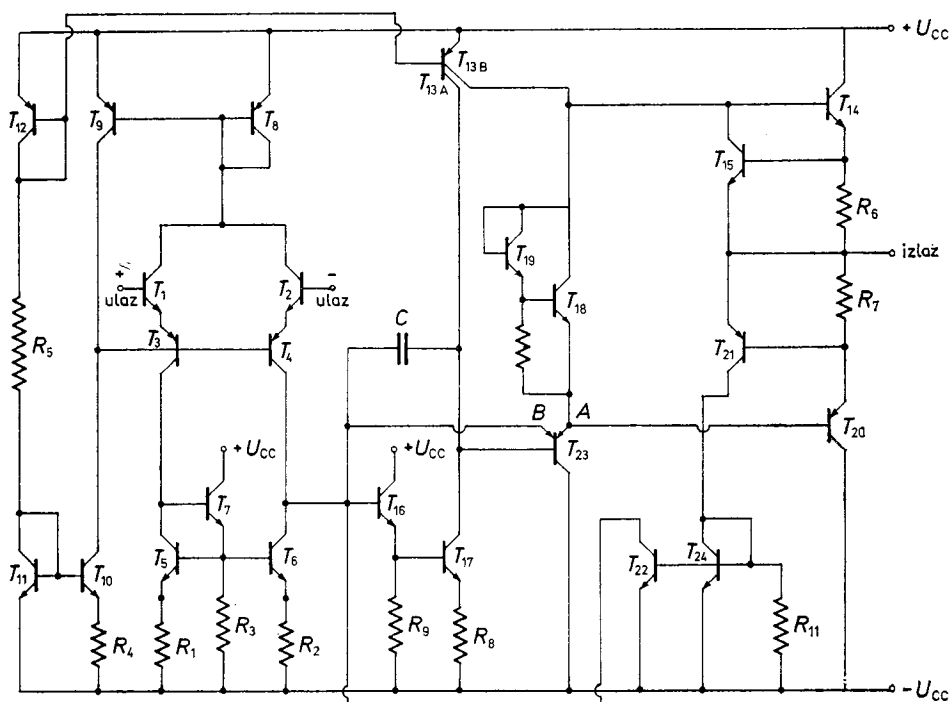
$$A_V = -9\,980, \quad A_{Vf} = -49,745.$$

Dobiveni rezultati pokazuju da A_{Vf} praktički ne mijenja svoj iznos čak i kada se A_V , R_{u1} i R_{iz} mijenjaju u širokim granicama ako je sačuvan uvjet da je A_V vrlo velik, R_{u1} također vrlo velik i R_{iz} mali. Ako se A_{Vf} računa po približnoj relaciji 12.8, dobiva se iznos $A_{Vf} = -50$, što se tek neznatno razlikuje od točnih iznosa u točkama a i b. Prema tome, u radu s kvalitetnim operacijskim pojačalima može se primjenjivati praktički bez iznimke približan izraz 12.8. i njemu analogni izrazi za ostale spojeve operacijskih pojačala u konkretnim sklopovima.

12.2. Izvedba tipičnoga monolitnog operacijskog pojačala

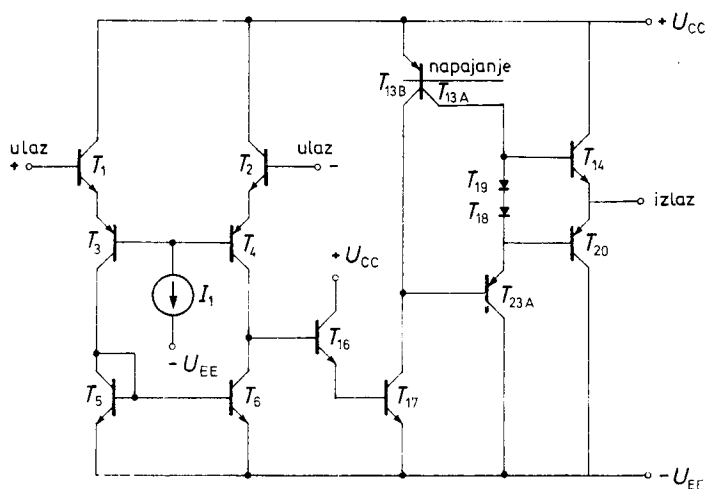
Iako je operacijsko pojačalo prvi put spomenuto u literaturi još 1947. godine, dakle godinu dana prije pojave tranzistora, njegova masovna primjena u elektronici počinje tek nakon pojave monolitne tehnike koja je omogućila velikoserijsku proizvodnju kvalitetnih operacijskih pojačala po vrlo prihvatljivim cijenama. Ovdje nećemo opisivati razvojni put današnjih operacijskih pojačala, već ćemo se zadržati na njihovu najtipičnijem predstavniku — operacijskom pojačalu tipa 741. Ovaj tip operacijskog pojačala pojavio se 1966. godine i proizvodi se u desetak varijanti. Međutim bitnih razlika među pojedinim varijantama nema. Tipična izvedba ovog pojačala prikazana je na slici 12.9. Pojačalo sadrži 36 komponenta, i to 24 bipolarna npn-tranzistora i pnp-tranzistora, 11 otpornika i jedan kondenzator. Ukupna površina silicijske pločice s monolitnim operacijskim pojačalom 741 iznosi oko 1 mm^2 .

Za kvalitativan opis osnovnih dinamičkih svojstava ovog pojačala može poslužiti pojednostavnjena shema na slici 12.10. Ta se shema razlikuje od one na slici 12.9. po tome što su ispušteni oni elementi koji služe podešavanju statičkih veličina sklopa i oni koji služe zaštiti pojedinih tranzistora od preopterećenja,



$$R_1 = R_2 = 1\text{ k}\Omega, \quad R_3 = R_9 = R_{11} = 50\text{ k}\Omega, \quad R_4 = 5\text{ k}\Omega, \quad R_5 = 39\text{ k}\Omega, \quad R_6 = 27\Omega, \\ R_7 = 22\Omega, \quad R_8 = 100\Omega, \quad R_{10} = 40\text{ k}\Omega.$$

Slika 12.9. Tipična izvedba operacijskog pojačala 741



Slika 12.10. Pojednostavnjena shema operacijskog pojačala 741 za kvalitativnu analizu rada u dinamičkim uvjetima

te ne utječu bitnije na dinamička svojstva sklopa. Slika 12.10. pokazuje da se operacijsko pojačalo u biti sastoji od tri stupnja. Prvi je stupanj ulazno diferencijsko pojačalo formirano od tranzistora $T_1 - T_6$, drugi stupanj je naponsko pojačalo formirano od tranzistora T_{16} , T_{17} i T_{13B} , dok je treći ili izlazni stupanj pojačalo snage klase AB formirano od tranzistora T_{14} i T_{20} . Dioda T_{18} i T_{19} ustvari su ekvivalenti tranzistora T_{18} i T_{19} koji rade kao aktivne ili tranzistorske diode i pridonose smanjenju izobličenja izlaznog signala. Ulazne stezaljke pojačala označene su znakovima plus i minus na bazama tranzistora T_1 i T_2 . Znak plus i ovdje je oznaka za neinvertirajući ulaz, a znak minus za invertirajući. Izlazni signal odvodi se s emitera tranzistora T_{14} i T_{20} u izlaznom pojačalu snage.

12.2.1. Ulazno diferencijsko pojačalo

Ulazni npn-tranzistori T_1 i T_2 rade kao emitorska sljedila. Time se osigurava visoki iznos ulaznog otpora uz niski iznos ulazne kapacitivnosti jer je Millerov efekt u tom spoju slabo izražen. Kolektori tranzistora T_1 i T_2 na istom su potencijalu, te se difundiraju u isti n izolacijski otok. Njihove tehnološke, topološke i električke karakteristike su identične. Emiteri tranzistora T_1 i T_2 predaju signal emiterima pnp-tranzistora T_3 i T_4 koji rade u spoju zajedničke baze. Strujni generator u krugu baze tih tranzistora simbolizira struju baze koju mreža za podešavanje statičkih uvjeta daje bazama tih tranzistora. Kolektori tranzistora T_3 i T_4 nalaze se na različitim istosmjernim potencijalima. Ti potencijali se razlikuju i međusobno i u odnosu na najveći negativni napon sklopa $-U_{EE}$. Zato se tranzistori T_3 i T_4 moraju izvoditi kao lateralni pnp-tranzistori. Oni su u operacijskom pojačalu 741 realizirani u zajedničkom n izolacijskom otoku koji im služi kao zajednička baza. Time se značajno pridonosi ujednačavanju svih tehnoloških, topoloških i električkih karakteristika tog para. Tranzistori T_5 i T_6 su potrošači tranzistora T_3 i T_4 . Oni rade u spoju strujnog zrcala. Zbog različitih potencijala kolektora ovi tranzistori su locirani u posebne n izolacijske otoke. Zbog identičnih tehnoloških i topoloških karakteristika njihove električke karakteristike također su identične. Faktori strujnog pojačanja u spoju zajedničkog emitera međusobno su jednaki i puno veći od jedinice, te strujno zrcalo osigurava jednake istosmjerne struje u obje grane ulaznoga diferencijskog pojačala.

Tranzistori $T_1 - T_6$ u ulaznom diferencijskom pojačalu obavljaju sljedeće bitne funkcije:

1. Osiguravaju diferencijski ulaz s dosta visokim iznosom faktora potiskivanja uz visoki ulazni otpor (oko 2 M Ω). Naponsko pojačanje ovog stupnja iznosi oko 50 dB ili po apsolutnom iznosu oko 316. Određeno naponsko pojačanje u ulaznom diferencijskom stupnju poželjno je ne samo radi što većeg ukupnog pojačanja, već i zato što se svi šumovi generirani u drugom i u izlaznom stupnju operacijskog pojačala, kada se reduciraju na ulazne stezaljke, dijele s naponskim pojačanjem ulaznog stupnja.

2. Lateralni pnp-tranzistori T_3 i T_4 osiguravaju pomak istosmjernoga naponskog nivoa bliže naponu $-U_{EF}$. Kolektor tranzistora T_6 razlikuje se po istosmjernom potencijalu od napona $-U_{EE}$ za dva istosmjerna pada napona na propusno polariziranim diodama emiter-baza tranzistora T_{16} i T_{17} .

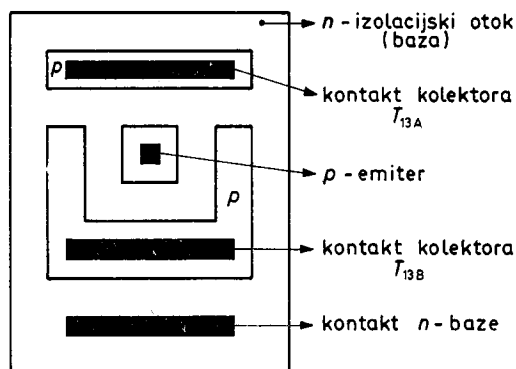
3. Konverzija diferencijskog ulaza u nesimetrični izlaz. Monolitna operacijska pojačala u pravilu imaju diferencijski ulaz (dva para ulaznih stezaljki) i nesimetričan izlaz (jedan par izlaznih stezaljki). Zato unutar operacijskog pojačala treba izvršiti konverziju s diferencijskog ulaza na nesimetričan izlaz. To

se postiže tako da se izlazni signal diferencijskog pojačala odvodi s kolektora tranzistora T_4 i T_6 .

Ovdje treba istaknuti još neka svojstva ulaznog diferencijskog pojačala i njegovih komponenata. Tranzistori T_3 i T_4 , kao i svi lateralni pnp-tranzistori, imaju dosta nizak iznos faktora strujnog pojačanja i relativno loše frekvencijske karakteristike. Međutim, oba nedostataka praktički ne dolaze do izražaja, jer ovi tranzistori rade u spoju zajedničke baze. Osim toga, kao baza tih tranzistora služi n-epitaksijalni sloj dosta visokoga specifičnog otpora. Emiteri i kolektori tih tranzistora dobiveni su istom p difuzijom. Ta se difuzija obavlja uz umjerenu koncentraciju akceptora. Na taj način je probojni napon spoja emiter-baza jednak probojnom naponu spoja kolektor-baza i iznosi 80–90 V. Zato ulazni diferencijski stupanj dozvoljava dovođenje ulaznih **diferencijskih** signala jednakih naponu napajanja, a da se sklop ne dovede u opasnost od uništenja. Posebna zaštita ulaza zato nije potrebna i nju ovaj sklop nema. Zahvaljujući djelovanju strujnog zrcala kojega čine tranzistori T_5 i T_6 osigurana je visoka izlazna impedancija diferencijskog pojačala (tipično 2–7 M Ω). Zahvaljujući tome izlaz diferencijskog pojačala djeluje kao strujni izvor na ulaznim stezaljkama drugog stupnja. To omogućava dobivanje čvora preko kojeg se lako ostvaruje frekvencijska kompenzacija dominantnim polom pomoću kondenzatora C u krugu lokalne negativne povratne veze u drugom stupnju pojačala.

12.2.2. Drugi stupanj — naponsko pojačalo

Drugi stupanj operacijskog pojačala 741 čine u biti tranzistori T_{16} , T_{17} i T_{13B} . Tranzistor T_{16} radi u spoju emitorskog sljedila prilagodavajući relativno nizak ulazni otpor tranzistora T_{17} izlazu diferencijskog pojačala. Tranzistor T_{17} radi u spoju zajedničkog emitera s tranzistorom T_{13B} kao s aktivnim potrošačem. Pritom tranzistori T_{16} i T_{17} čine Darlingtonov par. Tranzistor T_{13B} je zapravo suptranzistor dvokolektorskoga lateralnog pnp-tranzistora T_{13} . Topološka konfiguracija tog tranzistora prikazana je na slici 12.11. Periferija kolektora suptranzistora T_{13B} , okrenuta emiteru, tripud je veća od periferije suptranzistora T_{13A} . Proračunom istosmjernih veličina u ovom operacijskom pojačalu dobiva se za struju kolektora suptranzistora T_{13B} iznos $I_{C13B}=460\mu\text{A}$, a za struju kolektora suptranzistora T_{13A} iznos $I_{C13A}=150\mu\text{A}$. Omjer tih struja je 3, što odgovara omjeru periferija kolektora. Zahvaljujući visokom iznosu otpora potrošača i Darlingtonovu



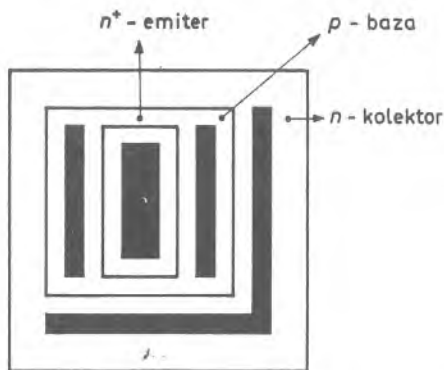
Slika 12.11. Topološka konfiguracija tranzistora T_{13}

spoju tranzistora T_{16} i T_{17} ovaj stupanj osigurava visok iznos naponskog pojačanja — oko 60 dB ili oko 1 000 po apsolutnom iznosu. Kao što je već ranije navedeno, kondenzatorom $C=30$ pF ostvaruje se frekvencijska kompenzacija dominantnim polom. To operacijskom pojačalu 741, kada se primjenjuje bez negativne povratne veze, daje širinu pojasa od samo 7 Hz. Naravno, primjenom negativne povratne veze dolazi do značajnog pada iznosa referentnoga naponskog pojačanja i do odgovarajućeg porasta širine pojasa (do 1 MHz). Ovdje treba istaknuti da je operacijsko pojačalo 741 jedno od rijetkih monolitnih integriranih pojačala koje koristi kondenzator. Taj kondenzator ima mali kapacitet, ali je po površini najveća komponenta u sklopu. U ovom slučaju njegova površina je oko $0,18 \text{ mm}^2$, što dosta premašuje površinu najvećeg tranzistora — izlaznog pnp-tranzistora snage T_{20} . Ovaj kondenzator je izveden kao MOS kondenzator sa slojem silicij-dioksida kao dielektrikom. U nekim varijantama operacijskog pojačala 741 ovaj kondenzator nije formiran, već se diskretno dodaje izvana.

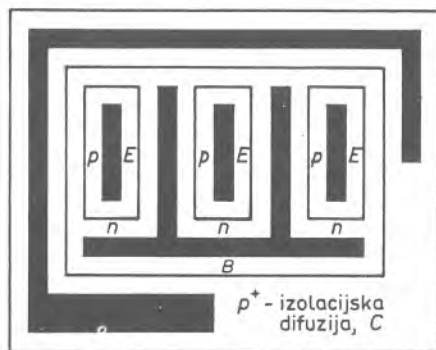
12.2.3. Izlazni stupanj — pojačalo snage

Ovaj stupanj izveden je kao pojačalo snage klase AB s komplementarnim parom bipolarnih tranzistora T_{14} i T_{20} . Ovaj se stupanj ne pobuđuje direktno s izlaza drugog stupnja (kolektor tranzistora T_{17}), već preko supstratnog dvoemitterskog tranzistora pnp tipa T_{23} . Taj tranzistor radi u spoju emiterkog sljedila. Time se smanjuje opterećenje drugog stupnja ulaznim otporom izlaznog pojačala snage i pridonosi njegovu pojačanju. Neke varijante operacijskog pojačala 741 nemaju takvo prilagođenje, već vežu direktno kolektor tranzistora T_{17} na ulaz pojačala snage.

Rad izlaznog pojačala u klasi AB osiguran je istosmjernim strujama kolektora tranzistora T_{14} i T_{20} od približno $135 \mu\text{A}$. Tranzistor T_{14} oblikovan je kao npn-tranzistor snage, a tranzistor T_{20} kao pnp-tranzistor snage. Pritom je T_{20} izveden kao supstratni pnp-tranzistor. Razlog primjene supstratnog tranzistora umjesto lateralnoga jest činjenica da je kolektor ovog tranzistora spojen direktno na $-U_{EE}$, tj. na najveći negativni napon sklopa, te je identičan njegovoj podlozi. Osim toga supstratni tranzistor ima veći faktor strujnog pojačanja i vodi veće struje od lateralnoga, što je bitno pri pojačavanju snage. Topološke konfiguracije tranzistora snage T_{14} i T_{20} prikazane su na slikama 12.12. i 12.13. Naponsko pojačanje ovog



Slika 12.12. Topološka konfiguracija tranzistora T_{14}



Slika 12.13. Topološka konfiguracija tranzistora T_{15}

stupnja iznosi oko 0 dB jer tranzistori T_{14} i T_{20} rade kao emitorska sljedila, te ne pojačavaju napon. Međutim ovaj stupanj daje na izlazu veliku struju u pozitivnoj i negativnoj poluperiodi signala, osiguravajući odgovarajući nivo izlazne snage.

Kako je ranije navedeno, ulazno diferencijsko pojačalo daje naponsko pojačanje oko 50 dB, a naponsko pojačalo u drugom stupnju naponsko pojačanje oko 60 dB. To daje ukupno naponsko pojačanje oko 110 dB, što odgovara omjeru izlaznog i ulaznog napona oko $3 \cdot 10^5$. Kod onih varijanata operacijskog pojačala 741, koje rade bez tranzistora T_{23} , taj omjer je niži – oko $2 \cdot 10^5$.

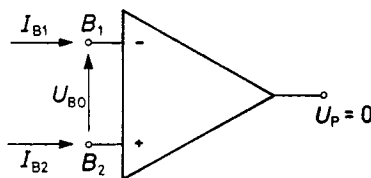
Operacijsko pojačalo 741 tipičan je primjer monolitnoga operacijskog pojačala. Njegova sklopovska struktura je klasična. Međutim poslije pojave tog tipa pojačala razvijene su različite varijante monolitnih operacijskih pojačala. Neke od tih varijanata temelje se na primjeni samo bipolarnih tranzistora, a u drugima se primjenjuju i bipolarni i unipolarni tranzistori. Međutim, bez obzira na specifičnosti pojedinačnih izvedbi, lako se u većini slučajeva može prepoznati osnovna struktura pojačala 741.

12.3. Parametri operacijskih pojačala

Pored parametara koji su već ranije navedeni u analizi rada operacijskog pojačala (naponsko pojačanje, ulazni i izlazni otpor) postoji još nekoliko parametara koje ćemo sada navesti. Neki od tih parametara posljedica su neusklađenosti karakteristika tranzistora u ulaznom diferencijalnom pojačalu. Navodimo sljedeće parametre:

Ulazna struja napajanja. Ulazna struja napajanja (engl. input bias current) jednaka je aritmetičkoj sredini struja na ulaznim stezaljkama operacijskog pojačala kada je izlazni napon jednak nuli (sl. 12.14). Pritom naponi napajanja i temperatura imaju nominalni iznos

$$I_B = \frac{1}{2} (I_{B1} + I_{B2}) \Big|_{U_p = 0}. \quad (12.29)$$



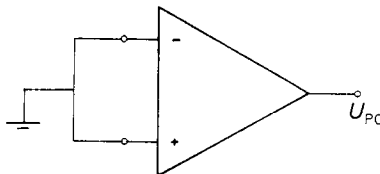
Slika 12.14. Uz definiciju ulazne struje napajanja i namještanja i ulaznog napona namještanja

Ulazna struja namještanja. Ulazna struja namještanja ili ulazna struja izjednačenja (engl. input offset current) jednaka je razlici ulaznih struja u istim uvjetima u kojima se definira ulazna struja napajanja:

$$I_N = I_{B1} - I_{B2} \Big|_{U_p = 0}. \quad (12.30)$$

Ulazni napon namještanja. Ulazni napon namještanja ili ulazni napon izjednačenja (engl. input offset voltage) definira se kao napon koji mora djelovati između ulaznih stezaljki da bi izlazni napon bio jednak nuli. Taj napon je na slici 12.14. označen kao U_{B0} .

Izlazni napon namještanja. Izlazni napon namještanja ili izlazni napon izjednačenja (engl. output offset voltage) definira se kao izlazni napon operacijskog pojačala kada su ulazne stezaljke uzemljene. Taj napon je na slici 12.15. označen kao U_{PO} .



Slika 12.15. Uz definiciju izlaznog napona namještanja

Svaka od navedenih veličina ima i odgovarajući pomak pri promjeni temperature. Veličina tog pomaka ocjenjuje se omjerom promjene iznosa odgovarajuće veličine i promjena temperature koja uzrokuje taj pomak. Npr. pomak ulazne struje namještanja definira se izrazom

$$\frac{\Delta I_N}{\Delta T} = \frac{\Delta (I_{B1} - I_{B2})}{\Delta T} \Big|_{U_p=0} \quad (12.31)$$

u uvjetima definiranim slikom 12.14.

Današnja realna operacijska pojačala s bipolarnim tranzistorima imaju ulaznu struju napajanja tipično do 100 nA, ulaznu struju namještanja tipično do 20 nA, ulazni napon namještanja nekoliko mV. Pomak ulazne struje namještanja iznosi tipično 0,1 nA/°C, a pomak ulaznog napona namještanja 5 μV/°C.

Brzina promjene izlaznog napona. Brzina promjena izlaznog napona (engl. slew-rate) definira se kao maksimalna brzina promjene izlaznog napona pri pobuđivanju velikim impulsnim signalom. Pritom operacijsko pojačalo mora ostati u linearnom području. Izražava se u V/μs.

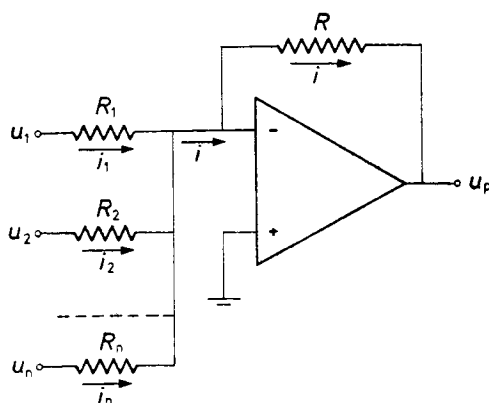
12.4. Neke tipične primjene operacijskih pojačala

Operacijsko pojačalo zbog univerzalnosti primjena danas je svakako najvažniji linearni integrirani sklop. Neke elementarne primjene operacijskog pojačala navedene su u dijelu 12.1. Ovdje će biti opisane ostale tipične primjene, i to one najvažnije, jer bi opis svih uobičajenih primjena operacijskog pojačala u elektronici bio tako opširan da bi zahtijevao posebnu knjigu. Pritom ćemo pretpostaviti da je operacijsko pojačalo po svojstvima blisko idealnome, te se stoga može prikazati modelom na slici 12.3.

12.4.1. Sklop za zbrajanje

Operacijsko pojačalo u sklopu na slici 12.16. služi za zbrajanje električkih signala. Ulazni naponski signali su $u_1, u_2 \dots u_n$. Zbog prividnoga kratkog spoja na ulazu operacijskog pojačala struja i koja teče kroz otpornik R jednaka je sumi struja koje teku kroz otpornike $R_1 \dots R_n$:

$$i = i_1 + i_2 + \dots + i_n = \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \dots + \frac{u_n}{R_n}. \quad (12.32)$$



Slika 12.16. Sklop za zbrajanje s promjenom predznaka

Napon u_p iznosi

$$u_p = -iR = -R \left(\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \dots + \frac{u_n}{R_n} \right). \quad (12.33)$$

Ako je $R_1 = R_2 = \dots = R_n$, bit će

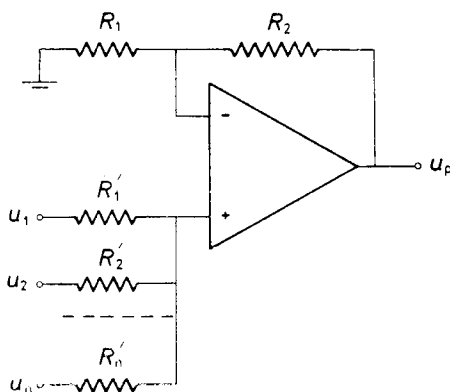
$$u_p = -\frac{R}{R_1} \sum_{k=1}^n u_k. \quad (12.34)$$

Izlazni napon proporcionalan je sumi ulaznih napona. Odabere li se $R = R_1$ dobiva se

$$u_p = -\sum_{k=1}^n u_k. \quad (12.35)$$

Izlazni napon u ovom je slučaju jednak negativnoj vrijednosti sume ulaznih napona.

Sklop za zbrajanje može se izvesti i tako da se operacija zbrajanja izvrši bez promjene predznaka. To se može postići primjenom sklopa na slici 12.17. Ovaj sklop je zapravo jedna varijanta neinvertirajućeg pojačala na slici 12.4, pri čemu je generator na neinvertirajućem ulazu zamijenjen sa n generatora spojenih preko



Slika 12.17. Sklop za zbrajanje bez promjene predznaka

otpornika $R'_1 \dots R'_n$ na taj ulaz. Može se pokazati da u ovom slučaju, ako je $R'_1 = R'_2 = \dots = R'_n$, vrijedi relacija

$$u_p = -\frac{R_1 + R_2}{nR_1} \sum_{k=1}^n u_{k.} \quad (12.36)$$

U ovom je slučaju izlazni napon proporcionalan pozitivnoj sumi ulaznih napona. Ako je potrebno da izlazni napon bude jednak sumi ulaznih napona, treba ispuniti uvjet

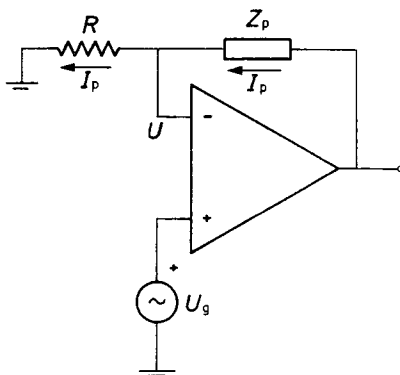
$$\frac{R_1 + R_2}{nR_1} = 1$$

ili

$$R_2 = (n-1) R_1. \quad (12.37)$$

12.4.2. Strminsko pojačalo

Ova vrsta pojačala definirana je u dijelu 1.3. Pojačalo s unipolarnim tranzistorom u spoju zajedničkog uvoda primjer je realnoga strminskog pojačala. Strminsko pojačalo može se na jednostavan način realizirati i pomoću operacijskog pojačala prema slici 12.18. Naponski signal U_g dovodi se na neinvertirajući ulaz



Slika 12.18. Strminsko pojačalo s neuzemljenim potrošačem

operacijskog pojačala. Potrošač impedancije Z_p spojen je između invertirajućeg ulaza i izlaza operacijskog pojačala. Struja I_p kroz potrošač jednaka je, zbog djelovanja prividnoga kratkog spoja na ulazu operacijskog pojačala, struji kroz otpor R . Iz istog je razloga napon U na invertirajućem ulazu jednak naponu U_g , te je

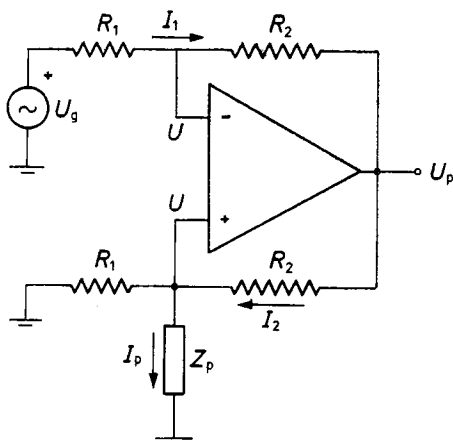
$$I_p = \frac{U}{R} = \frac{U_g}{R}. \quad (12.38)$$

Sklop na slici 12.18. je strminsko pojačalo, jer je struja predana potrošaču proporcionalna ulaznom naponu. Istodobno ona je neovisna o impedanciji potrošača Z_p . Strmina sklopa u ovom slučaju iznosi

$$G_M = \frac{I_p}{U_g} = \frac{1}{R}. \quad (12.39)$$

Promjenom iznosa otpora R može se mijenjati iznos strmine strminskog pojačala.

Ovaj je sklop odlično strminsko pojačalo. Međutim on posjeduje jedno ograničenje u praktičkoj primjeni. Moguće ga je upotrijebiti samo ako nijedna stezaljka potrošača nije uzemljena. Ako bi se npr. uzemljila stezaljka potrošača spojena na izlaz operacijskog pojačala, izlazni bi napon pao na nulu, nestalo bi pojačavačkog djelovanja operacijskog pojačala i sklop ne bi imao smisla. U tom slučaju strminsko



Slika 12.19. Strminsko pojačalo s uzemljenim potrošačem

pojačalo može se izvesti prema slici 12.19. Potrošač je spojen između neinvertirajućeg ulaza i uzemljenja, dok je naponski generator spojen na invertirajući ulaz. Struja I_1 iznosi

$$I_1 = \frac{U_g - U}{R_1} = \frac{U - U_p}{R_2}. \quad (12.40)$$

Iz gornje relacije dobiva se napon U :

$$U = \frac{U_g R_2 + U_p R_1}{R_1 + R_2}. \quad (12.41)$$

Za struju I_2 vrijedi

$$I_2 = \frac{U_p - U}{R_2} = I_p + \frac{U}{R_1}. \quad (12.42)$$

Rješavanjem po I_p dobiva se

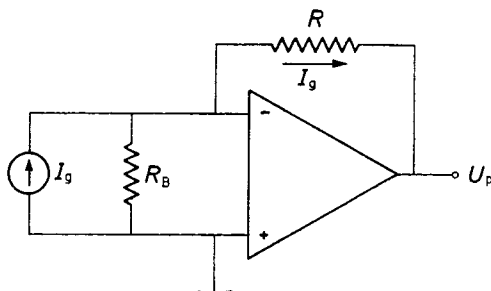
$$I_p = \frac{U_p}{R_2} - U \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right). \quad (12.43)$$

Iz relacija 12.43. i 12.41. nakon kraćeg računanja slijedi

$$I_p = -\frac{U_g}{R_1}. \quad (12.44)$$

12.4.3. Otporno pojačalo

Ova vrsta pojačala definirana je u dijelu 1.4. Osnovna funkcija ovog pojačala jest pretvorba strujnog signala u naponski. Operacijsko pojačalo u spoju otpornog pojačala prikazano je na slici 12.20.



Slika 12.20. Otporno pojačalo-pretvarač strujnog signala u naponski

Strujni generator priključen je na invertirajući ulaz. Zbog prividnoga kratkog spoja na ulazu operacijskog pojačala, struja kroz unutarnji otpor strujnog izvora R_G jednaka je nuli. Zato struja I_g teče kroz otpor R , te izlazni napon iznosi

$$U_p = -I_g R. \quad (12.45)$$

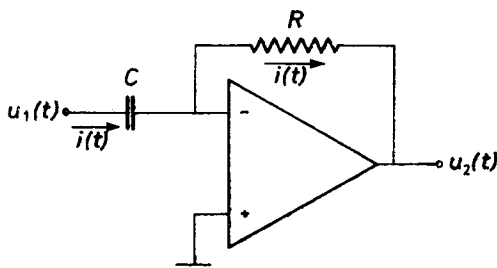
Napon predan potrošaču na izlazu proporcionalan je ulaznoj struji, te se ovdje radi o otpornom pojačalu. Napon U_p pritom nije ovisan o priključenom potrošaču. Naravno, otpor priključenog potrošača ne smije biti jednak nuli ili sasvim nizak, jer bi tada bilo $U_p \approx 0$ i nestalo bi prividnog kratkog spoja na ulazu, te relacija 12.45. ne bi više vrijedila. Prijenosni otpor R_M ovog sklopa iznosi

$$R_M = \frac{U_p}{I_g} = -R. \quad (12.46)$$

12.4.4. Sklop za deriviranje

Operacijsko pojačalo u spoju na slici 12.21. služi za obavljanje matematičke operacije deriviranja. Zbog prividnoga kratkog spoja na ulazu operacijskog pojačala struja $i(t)$ iznosi

$$i(t) = C \frac{du_1(t)}{dt}. \quad (12.47)$$



Slika 12.21. Sklop za deriviranje

Ista struja teče i kroz otpor R , te izlazni napon $u_2(t)$ iznosi

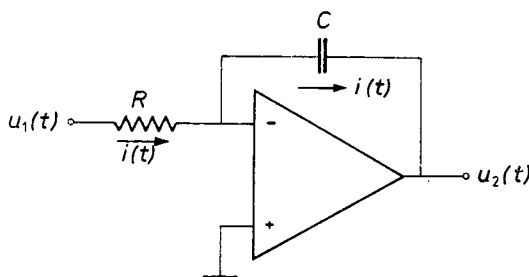
$$u_2(t) = -i(t)R = -RC \frac{du_1(t)}{dt}. \quad (12.48)$$

Izlazni napon je dakle proporcionalan vremenskoj derivaciji ulaznog napona. Faktor proporcionalnosti je vremenska konstanta člana RC u sklopu za deriviranje.

12.4.5. Sklop za integriranje

Matematičku operaciju integriranja obavlja operacijsko pojačalo u spoju na slici 12.22. Zbog prividnoga kratkog spoja na ulazu operacijskog pojačala struja $i(t)$ iznosi

$$i(t) = \frac{u_1(t)}{R}. \quad (12.49)$$



Slika 12.22. Sklop za integriranje

Izlazni napon $u_2(t)$ određen je relacijom

$$u_2(t) = -\frac{1}{C} \int i(t) dt = -\frac{1}{RC} \int u_1(t) dt. \quad (12.50)$$

Budući da je izlazni napon proporcionalan integralu ulaznog napona, ovaj se sklop zove sklop za integriranje ili integrator.

U specijalnom slučaju kada je ulazni napon $u_1(t) = U = \text{konst.}$, izlazni napon iznosi

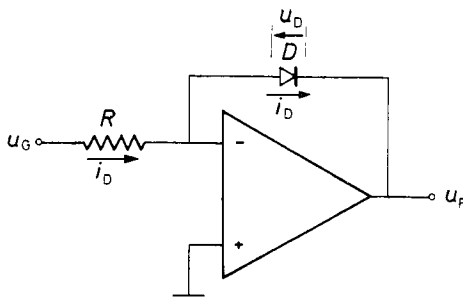
$$u_2(t) = -\frac{1}{RC} \int U dt = -\frac{U}{RC} t. \quad (12.51)$$

U ovom slučaju izlazni napon raste linearno s vremenom. Ovakav sklop zove se Millerov integrator i upotrebljava se za generiranje vremenske baze u katodnoj cijevi osciloskopa.

12.4.6. Logaritamsko pojačalo

U nekim primjenama potrebno je realizirati sklop kojem će izlazni napon biti proporcionalan logaritmu ulaznog napona. Jedna varijanta takvog sklopa prikazana je na slici 12.23. Struja i_D kroz diodu D iznosi u skladu sa Shockleyevom jednačicom

$$i_D = I_S \left(\exp \frac{u_D}{mU_T} - 1 \right), \quad (12.52)$$



Slika 12.23. Logaritamsko pojačalo

pri čemu su značenja simbola odranije poznata. Struja i_D istodobno je i struja kroz otpornik R , te je

$$i_D = \frac{u_G}{R}. \quad (12.53)$$

Eliminiranjem struje i_D iz gornjih relacija dobiva se uz $u_D = -u_P$ za izlazni napon u_P izraz

$$u_P = -mU_T \ln \left(1 + \frac{u_G}{RI_S} \right). \quad (12.54)$$

Ako je ispunjen uvjet $u_G \gg RI_S$, tada je

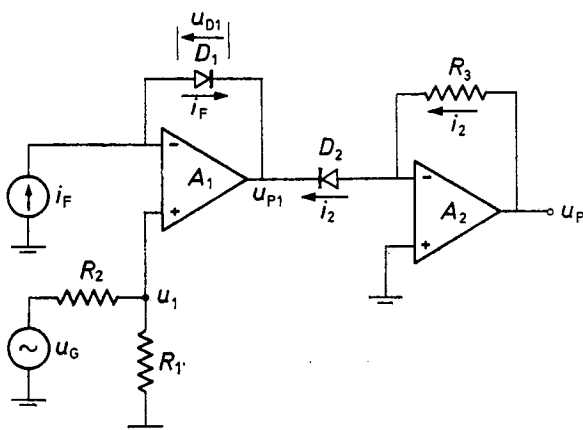
$$u_P \approx -mU_T \ln \frac{u_G}{RI_S}, \quad (12.55)$$

te je izlazni napon proporcionalan prirodnom logaritmu ulaznog napona.

12.4.7. Antilogaritamsko ili eksponencijalno pojačalo

Ova vrsta pojačala može se realizirati pomoću dva operacijska pojačala spojena prema slici 12.24. Napon u_{P1} na izlazu operacijskog pojačala A_1 iznosi

$$u_{P1} = -u_{D1} + u_1. \quad (12.56)$$



Slika 12.24. Antilogaritamsko ili eksponencijalno pojačalo

Napon u_{D1} određen je relacijom

$$u_{D1} = mU_T \ln \frac{i_F}{I_S}, \quad (12.57)$$

pri čemu je pretpostavljeno da je $i_F \gg I_S$. Napon u_1 iznosi

$$u_1 = u_G \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (12.58)$$

Zbog prividnoga kratkog spoja na ulazu operacijskog pojačala A_2 vrijedi

$$u_{p1} = -mU_T \ln \frac{i_2}{I_S}, \quad (12.59)$$

pri čemu je pretpostavljeno da je $i_2 \gg I_S$ i da su koeficijenti m obiju dioda međusobno jednaki. Struja i_2 može se izraziti pomoću izlaznog napona u_p :

$$i_2 = \frac{u_p}{R_3}. \quad (12.60)$$

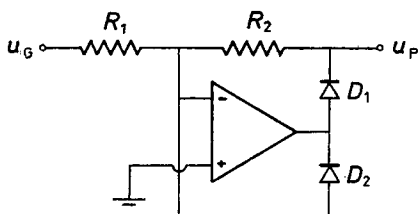
Relacije 12.56–12.60. daju

$$u_p = i_F R_3 \exp \left(-\frac{u_G}{mU_T} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right). \quad (12.61)$$

12.4.8. Sklop za poluvalno ispravljanje

U spoju na slici 12.25. operacijsko pojačalo radi kao sklop za poluvalno ispravljanje. Kada je ulazni napon $u_G < 0$, dioda D_1 vodi, dioda D_2 ne vodi i sklop je identičan invertirajućem pojačalu na slici 12.2. U skladu s relacijom 12.8. izlazni napon iznosi

$$u_p = -\frac{R_2}{R_1} u_G = \frac{R_2}{R_1} |u_G|. \quad (12.62)$$

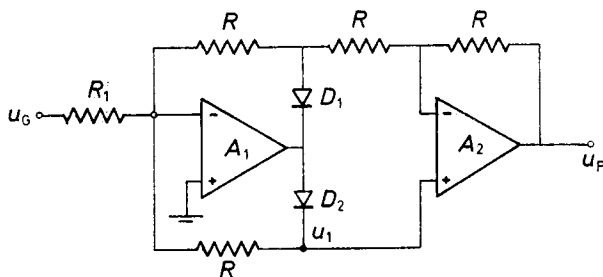


Slika 12.25. Sklop za poluvalno ispravljanje

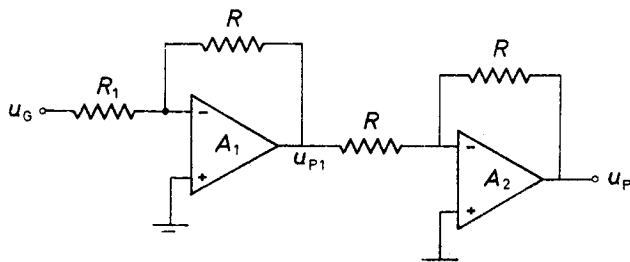
Kada je $u_G > 0$, dioda D_1 ne vodi, dioda D_2 vodi, izlazni napon u_p praktički je jednak nuli. Ako je napon u_G sinusoidni napon, sklop na slici 12.25. obavlja funkciju poluvalnog ispravljača.

12.4.9. Sklop za punovalno ispravljanje

Ovaj je sklop prikazan na slici 12.26. Kada je ulazni napon $u_G > 0$, dioda D_1 vodi, dioda D_2 ne vodi. Budući da dioda D_1 vodi, na invertirajućem ulazu pojačala A_1 postoji prividno uzemljenje. Kako dioda D_2 ne vodi, ne teče struja kroz otpor R spojen između invertirajućeg ulaza pojačala A_1 i neinvertirajućeg ulaza pojačala



Slika 12.26. Sklop za punovalno ispravljanje

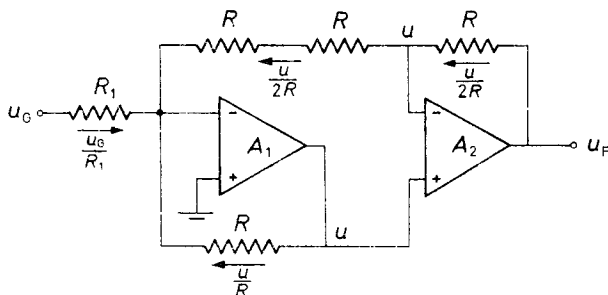


Slika 12.27. Rad sklopa za punovalno ispravljanje kada je $U_G > 0$

A_2 , te je napon $u_1 = 0$. U ovom slučaju sklop na slici 12.26. prelazi u dvostepeno pojačalo na slici 12.27. Oba pojačala u kaskadi rade u spoju invertirajućeg pojačala, te izlazni napon u_P iznosi

$$u_P = -u_{P1} = \frac{R}{R_1} u_G. \quad (12.63)$$

Kada je $u_G < 0$, dioda D_1 ne vodi, dioda D_2 vodi i sklop izgleda kao na slici 12.28. Zbog prividnoga kratkog spoja na ulazu pojačala A_2 , napon na invertirajućem



Slika 12.28. Rad sklopa za punovalno ispravljanje kada je $U_G < 0$

ulazu jednak je naponu na neinvertirajućem ulazu u . Između ulaznih stezaljki pojačala A_1 također postoji prividni kratki spoj, te je suma struja koje teku u invertirajući ulaz pojačala A_1 jednaka

$$\frac{u_G}{R_1} + \frac{u}{2R} + \frac{u}{R} = 0. \quad (12.64)$$

Napon u iznosi

$$u = -\frac{2}{3} \frac{R}{R_1} u_G. \quad (12.65)$$

Izlazni napon u_p iznosi

$$u_p = \frac{u}{2R} R + u = \frac{3}{2} u. \quad (12.66)$$

Iz relacija 15.65. i 15.66. proizlazi

$$u_p = -\frac{R}{R_1} u_G = \frac{R}{R_1} |u_G|. \quad (12.67)$$

Rezultati određeni relacijama 12.63. i 12.67. identični su te se uz sinusoidni napon u_G dobiva punovalni ispravljeni izlazni napon u_p . Pritom se amplituda vala množi s faktorom R/R_1 .

Ovdje su navedene samo neke tipične primjene operacijskih pojačala. Mnogo opširnije i s više detalja, osobito u pogledu praktičke realizacije sklopova, ova je problematika obrađena u odgovarajućoj stranoj i domaćoj literaturi, posebno u knjigama navedenim u popisu literature pod brojevima 11, 26 i 27.

13. Sinusoidni oscilatori

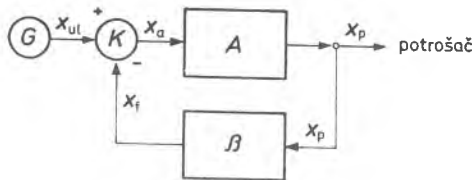
13.1. Uvod

Oscilatori su elektronički sklopovi koji generiraju izmjenične električke signale pretvarajući istosmjerni napon napajanja u izmjenični signal na izlaznim stezaljkama. Oscilatori mogu biti sinusoidni i relaksacijski. Sinusoidni oscilatori generiraju sinusoidne signale na izlazu, dok relaksacijski generiraju nesinusoidne periodne signale. Ovdje će se razmatrati samo sinusoidni oscilatori.

13.2. Osnovne relacije

Opći oblik elektroničkog sklopa s povratnom vezom dan je na slici 8.1. u osmom poglavlju. Sklop je ponovno prikazan na slici 13.1. U skladu s relacijama 8.4. i 8.5. u osmom poglavlju, pojačanje signala predanog potrošaču je

$$A_t = \frac{x_p}{x_{ul}} = \frac{A}{1 + \beta A}. \quad (13.1)$$



Slika 13.1. Opći prikaz sklopa s povratnom vezom

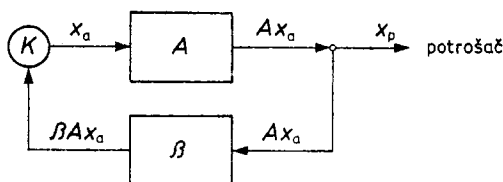
Značenja pojedinih veličina u relaciji 13.1. ista su kao u osmom poglavlju, pa ih ovdje ne navodimo. Ako je faktor povratne veze $F = 1 + \beta A$ jednak nuli ili ako je pojačanje u petlji povratne veze

$$-\beta A = 1, \quad (13.2)$$

tada je prema relaciji 13.1. pojačanje sklopa s povratnom vezom

$$A_t = \infty. \quad (13.3)$$

Prema relaciji 13.3, kada je ulazni signal sklopa s povratnom vezom jednak nuli ($x_{ul} = 0$), izlazni signal x_p je različit od nule. U tom slučaju sklop na izlaznim stezaljkama generira izmjenični signal i kada nije prisutan generator signala G na ulazu. Sklop dakle djeluje kao generator izmjeničnog signala. U ovom slučaju oscilator se može opisati shematski slikom 13.2. Iz slike 13.2. može se direktno izvesti uvjet održavanja oscilacija. Ako se na ulazu A -grane u proizvoljnom trenutku nalazi sinusoidni signal x_a , na izlazu A -grane taj će se signal pojaviti pojačan A -puta, tj. bit će $x_p = Ax_a$. Taj signal dolazi na ulaz β -grane, pojačava se



Slika 13.2. Prikaz sklopa oscilatora

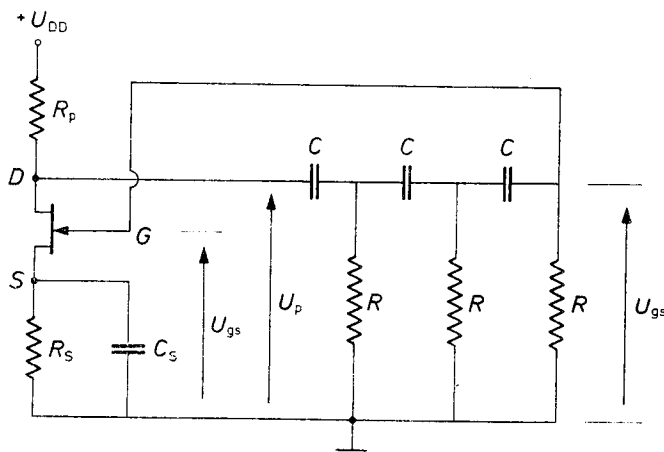
β puta, te na izlazu β -grane iznosi $\beta A x_a$. Preko komparatora K taj se signal dovodi na ulaz A -grane kao $-\beta A x_a$. Da bi se oscilacije održale, mora biti ispunjen uvjet $-\beta A x_a = x_a$, što direktno vodi na relaciju 13.2. Uvjet održavanja jednom stvorenih oscilacija je dakle da iznos pojačanja u petlji povratne veze $-\beta A$ bude jednak jedinici, odnosno da faktor povratne veze $F = 1 + \beta A$ bude nula.

Uvjet $-\beta A = 1$ zove se Barkhausenov kriterij. Taj uvjet podrazumijeva da je $|\beta A| = 1$ i da je fazni kut veličine $-\beta A$ nula. U praksi je uvjet $-\beta A = 1$ dovoljan da se za konkretan oscilator odredi frekvencija osciliranja i iznos pojačanja A -grane nužan za održavanje oscilacija. Frekvencija osciliranja sinusoidnog oscilatora je frekvencija na kojoj signal na ulazu A -grane, nakon prolaska kroz A -granu i β -granu, ponovno dolazi na ulaz A -grane istofazno s originalnim signalom i s iznosom jednakim njemu. Ako je $|\beta A| < 1$, tada povratni signal $\beta A x_a$ nije dovoljan za održavanje oscilacija bez obzira na fazni odnos, te dolazi do gušenja oscilacija. Uz ispravan fazni odnos ulaznog i povratnog signala u praksi je poželjno da $|\beta A|$ bude malo veća od 1, kako bi se održale oscilacije i u slučaju drifta statičkih uvjeta tranzistora i pod utjecajem nelinearnosti tranzistorskih karakteristika.

Sasvim ukratko opisat ćemo nekoliko tipičnih sinusoidnih oscilatora bez ulaženja u detalje.

13.3. Oscilatori s faznim pomakom ili RC-oscilatori

Tipičan spoj oscilatora s faznim pomakom ili RC-oscilatora prikazan je na slici 13.3. Oscilator se sastoji od jednostepenog pojačala s FET-om u spoju zajedničkog uvoda, s potrošačem R_p u krugu odvoda i od β -grane u obliku RC-mreže

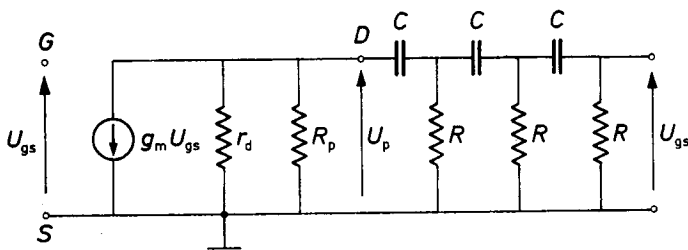


Slika 13.3. RC-oscilator s FET-om

sastavljene od tri visokopropusna RC-člana. Ulazni napon FET-a je U_{gs} , a izlazni napon U_p . Napon U_p istodobno je ulazni napon β -grane. Iz načina spajanja β -grane vidljivo je da se radi o naponskoj serijskoj povratnoj vezi.

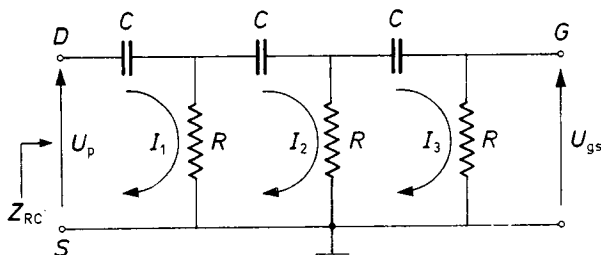
U području srednjih frekvencija FET u spoju zajedničkog uvoda unosi između ulaza i izlaza fazni pomak od 180° . Ako RC-mreža unese dodatnih 180° faznog pomaka, ukupni pomak iznosi 360° , što znači da ulazni i izlazni signal dolaze u fazu. Fazni pomak između izlaza i ulaza RC-mreže ovisi o frekvenciji. Frekvencija na kojoj je taj fazni pomak 180° je frekvencija osciliranja. Naravno, uz pojačanje signala u A -grani koje daje potrebnu amplitudu signala.

Sklop oscilatora sa slike 13.3. može se u dinamičkim uvjetima prikazati modelom prema slici 13.4. Postavit ćemo uvjet da ulaz β -grane između točaka D i



Slika 13.4. Model RC-oscilatora s FET-om, u dinamičkim uvjetima

S ima puno veću ulaznu impedanciju od paralelne kombinacije otpora potrošača A -grane R_p i dinamičkog otpora FET-a r_d . To je potrebno da ulaz β -grane ne opterećuje izlazni krug A -grane. Na slici 13.5. prikazana je posebno β -grana. Izlaz β -grane nije opterećen ulazom A -grane zbog vrlo velike ulazne impedancije A -grane. Na slici 13.5. označen je ulazni napon β -grane U_p , izlazni napon U_{gs}



Slika 13.5. β -grana RC-oscilatora

i konturne izmjenične struje I_1 , I_2 i I_3 . Označena je i ulazna impedancija β -grane Z_{RC} . Jednadžbe petlji β -grane glase

$$U_p = I_1 \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) - I_2 R, \quad (13.4)$$

$$0 = -I_1 R + I_2 \left(2R + \frac{1}{j\omega C} \right) - I_3 R, \quad (13.5)$$

$$0 = -I_2 R + I_3 \left(2R + \frac{1}{j\omega C} \right). \quad (13.6)$$

Također je

$$U_{gs} = I_3 R, \quad (13.7)$$

$$Z_{RC} = \frac{U_p}{I_1}. \quad (13.8)$$

Pomoću relacija 13.4–13.7. dobiva se prijenosna funkcija RC mreže

$$\frac{U_{gs}}{U_p} = \frac{1}{1 - 5x^2 + j(x^3 - 6x)}, \quad (13.9)$$

gdje je x normirana kružna frekvencija:

$$x = \frac{1}{\omega RC} = \frac{1}{2\pi f RC}. \quad (13.10)$$

Da bi naponi U_{gs} i U_p bili u fazi, mora biti ispunjen uvjet

$$x^3 - 6x \equiv 0. \quad (13.11)$$

Jednadžba 13.11. ima tri korijena:

$$x = 0 \text{ ili } f = \infty,$$

$$x = -\sqrt{6} \text{ ili } f = -\frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC},$$

$$x = \sqrt{6} \text{ ili } f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}.$$

Fizikalnog smisla ima samo posljednji rezultat koji određuje frekvenciju osciliranja

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}. \quad (13.12)$$

Relacija 13.9. za $x = \sqrt{6}$ daje

$$\frac{U_{gs}}{U_p} = -\frac{1}{29}. \quad (13.13)$$

Prema relaciji 4.26. u četvrtom poglavlju naponsko pojačanje pojačala s FET-om u spoju zajedničkog uvida u području srednjih frekvencija iznosi

$$A_v = \frac{U_p}{U_{gs}} = -\mu \frac{R_p}{R_p + r_d}. \quad (13.14)$$

Relacije 13.13. i 13.14. daju

$$A_v = -\mu \frac{R_p}{R_p + r_d} = -29. \quad (13.15)$$

Da bi se oscilacije s frekvencijom $(2\pi\sqrt{6}RC)^{-1}$ održale, naponsko pojačanje A -grane po apsolutnom iznosu mora biti bar 29. To će prema relaciji 13.15. biti ispunjeno kada otpor potrošača iznosi

$$R_p \geq \frac{29r_d}{\mu - 29}. \quad (13.16)$$

Posljednja relacija pokazuje da RC-oscilator ne može oscilirati ako FET u statičkoj radnoj točki nema faktor pojačanja μ veći od 29.

Ulazna impedancija β -grane Z_{RC} određena je relacijama 13.1–13.6. i relacijom 13.8:

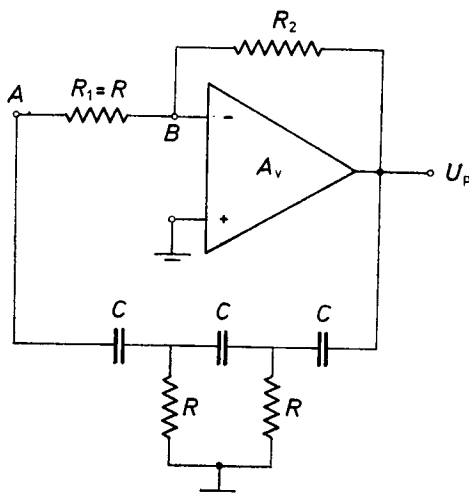
$$Z_{RC} = \frac{U_p}{I_1} = R \frac{1 - 5x^2 + j(x^3 - 6x)}{3 - x^2 - j4x}. \quad (13.17)$$

Na frekvenciji osciliranja je $x = \sqrt{6}$, te u tom slučaju Z_{RC} iznosi

$$Z_{RC} = R \frac{29}{3 + j4\sqrt{6}} = (0,83 - j \cdot 2,71) R. \quad (13.18)$$

Na frekvenciji osciliranja ulazna impedancija β -grane ne ovisi o kapacitetima kondenzatora u toj grani. To znači da se frekvencija osciliranja može podešavati promjenom kapaciteta kondenzatora u β -grani, pri čemu ne dolazi do promjene ulazne impedancije β -grane.

Oscilator na slici 13.3. može se realizirati i pomoću operacijskog pojačala na mjestu FET-a (sl. 13.6). Radi prividnoga kratkog spoja između ulaznih stezaljki



Slika 13.6. RC-oscilator s operacijskim pojačalom

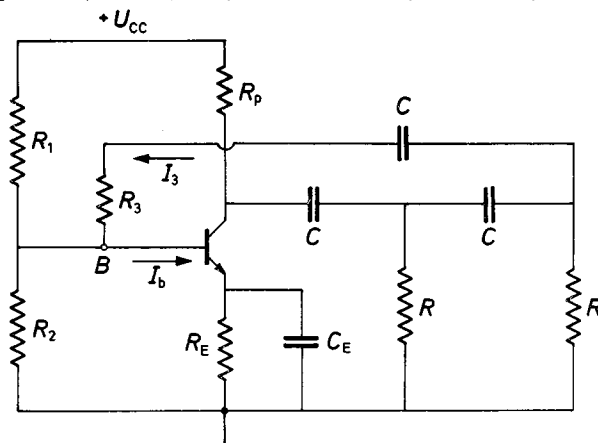
operacijskog pojačala, otpor $R_1 = R$ električki djeluje između točke A i mase, te je RC-mreža u β -grani posve identična onoj na slici 13.3. Frekvencija osciliranja zato je i ovdje određena relacijom 13.12. U tom slučaju A-granu čini operacijsko pojačalo s otporima R_1 i R_2 . Pojačanje A-grane iznosi

$$A_V = -\frac{R_2}{R}. \quad (13.19)$$

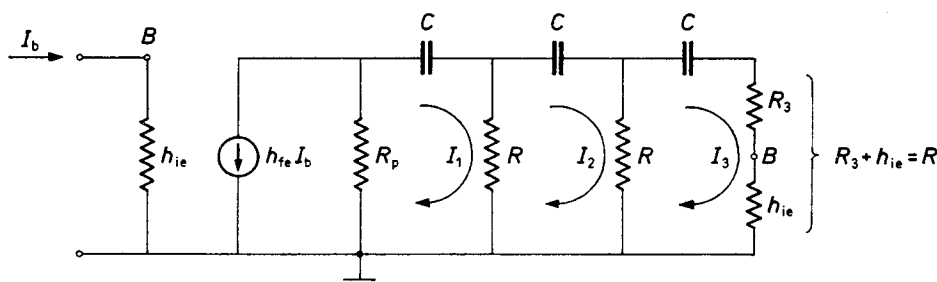
Da bi A_V po iznosu bilo veće od 29. omjer otpora R_2 i R mora biti bar 29.

Oscilator na slici 13.6. koristi se dvjema povratnim vezama. Jedna je naponska serijska povratna veza preko RC-mreže, druga je naponska paralelna preko otpora R_2 u A-grani.

RC-oscilatori na slici 13.3. i 13.6. mogu se prilagoditi izvedbi s bipolarnim tranzistorom. Konfiguracija oscilatora u ovom slučaju koristi se naponskom paralelnom povratnom vezom, jer je bipolarni tranzistor jednostavnije upravljati strujno nego naponski (sl. 13.7). Otpori R_1 i R_2 , koji služe za podešavanje statičkih



Slika 13.7. RC-oscilator s bipolarnim tranzistorom



Slika 13.8. Model RC-oscilatora s bipolarnim tranzistorom, u dinamičkim uvjetima

uvjeta, imaju u paralelnom spoju otpor puno veći od ulaznog otpora tranzistora koji u području frekvencije osciliranja iznosi približno h_{ie} . Zato struja I_3 , koja dolazi s izlazne β -grane na ulaz tranzistora, ima iznos vrlo blizak izmjeničnoj struji baze I_b . Model oscilatora za mali izmjenični signal prikazan je na slici 13.8, uz pretpostavku da se utjecaj hibridnih parametara h_{oe} i h_{re} može zanemariti. Pretpostavit ćemo da je ispunjen uvjet

$$R_3 + h_{ie} = R, \quad (13.20)$$

da bi sva tri RC-člana u β -grani bila identična.

Iz odnosa na slici 13.8. slijede relacije

$$I_b h_{fe} R_p + I_1 \left(R_p + R + \frac{1}{j\omega C} \right) - I_2 R = 0, \quad (13.21)$$

$$-I_1 R + I_2 \left(2R + \frac{1}{j\omega C} \right) - I_3 R = 0, \quad (13.22)$$

$$-I_2 R + I_3 \left(2R + \frac{1}{j\omega C} \right) = 0. \quad (13.23)$$

Za omjer struja I_b i I_3 dobiva se relacija

$$\frac{I_b}{I_3} = \frac{R}{h_{te}R_p} \left\{ -1 - 3 \frac{R_p}{R} + \left(5 + \frac{R_p}{R} \right) x^2 + j \left[\left(6 + 4 \frac{R_p}{R} \right) x - x^3 \right] \right\}, \quad (13.24)$$

pri čemu je x određen relacijom 13.10.

Uvjet održavanja oscilacija je $I_B = I_3$. To znači da je imaginarni dio izraza na desnoj strani u 13.24. nula:

$$\left(6 + 4 \frac{R_p}{R} \right) x - x^3 \equiv 0. \quad (13.25)$$

Iako jednačba 13.25. ima tri korijena, fizikalno značenje ima samo korijen

$$x = \sqrt{6 + 4 \frac{R_p}{R}}, \quad (13.26)$$

što daje frekvenciju osciliranja

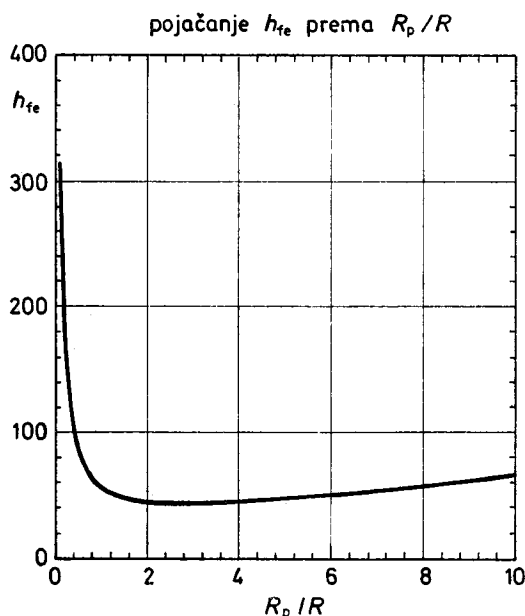
$$f = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6 + 4 \frac{R_p}{R}}} \quad (13.27)$$

Uz $I_b = I_3$ i x određen relacijom 13.26. dobiva se pomoću relacije 13.24.

$$\frac{R}{h_{te}R_p} \left\{ -1 - 3 \frac{R_p}{R} + \left(5 + \frac{R_p}{R} \right) \left(6 + 4 \frac{R_p}{R} \right) \right\} = 1, \quad (13.28)$$

odakle slijedi iznos faktora strujnog pojačanja tranzistora u spoju zajedničkog emitera koji osigurava oscilacije

$$h_{te} = 23 + 4 \frac{R_p}{R} + 29 \frac{R}{R_p}. \quad (13.29)$$



Slika 13.9. Ovisnost h_{te} o omjeru R_p/R za bipolarni tranzistor u oscilatoru na slici 13.7.

Relacija 13.29. prikazana je grafički na slici 13.9. Funkcija ima minimum u točki koja ispunjava uvjet

$$\frac{dh_{te}}{d\left(\frac{R_p}{R}\right)} = 4 - 29\left(\frac{R}{R_p}\right)^2 = 0, \quad (13.30)$$

odakle slijedi

$$\frac{R_p}{R} = \sqrt{\frac{29}{4}} = 2,7 \quad (13.31)$$

Iz 13.31. i 13.29. dobiva se minimalni h_{te} kod kojega su oscilacije još moguće:

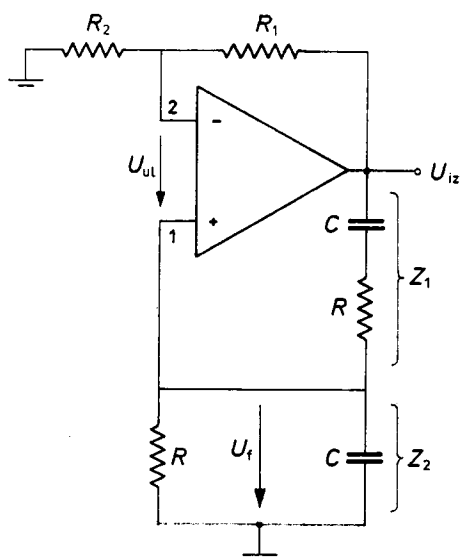
$$h_{te, \min} = 44,5. \quad (13.32)$$

Oscilator na slici 13.8. radit će jedino ako je faktor strujnog pojačanja tranzistora u spoju zajedničkog emitera veći ili barem jednak iznosu određenom relacijom 13.29. Pritom apsolutno najniži iznos h_{te} kod kojega su teorijski moguće oscilacije iznosi 44,5.

13.4. Oscilator s Wienovim mostom

Oscilator s Wienovim mostom prikazan je na slici 13.10. Operacijsko pojačalo pomoću negativne povratne veze preko otpornika R_1 i R_2 osigurava potreban iznos naponskog pojačanja. Pozitivna povratna veza preko impedancija Z_1 i Z_2 osigurava potreban fazni pomak. Ta povratna veza je naponska serijska, te faktor β iznosi

$$\beta = \frac{U_f}{U_{iz}} = -\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}. \quad (13.33)$$



Slika 13.10. Oscilator s Wienovim mostom

Naponsko pojačanje A -grane je prema slici 13.10. i relaciji 12.14.

$$A_V = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (13.34)$$

Veličine Z_1 i Z_2 iznose

$$Z_1 = R + \frac{1}{j\omega C}, \quad Z_2 = \frac{R}{1 + j\omega RC} \quad (13.35)$$

Relacije 13.33–13.35. daju iznos pojačanja u petlji povratne veze

$$-\beta A_V = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{3 + j \left(\frac{1}{x} - x \right)} \quad (13.36)$$

gdje je x određen relacijom 13.10. Uvjet nastanka oscilacija je $-\beta A_V = 1$, te imaginarni dio nazivnika desne strane izraza 13.36. mora biti jednak nuli:

$$\frac{1}{x} - x = 0, \quad (13.37)$$

odakle slijedi iznos frekvencije osciliranja

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (13.38)$$

Na frekvenciji osciliranja je

$$-\beta A_V = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = 1, \quad (13.39)$$

te je

$$R_1 = 2R_2. \quad (13.40)$$

Naponsko pojačanje A -grane iznosi

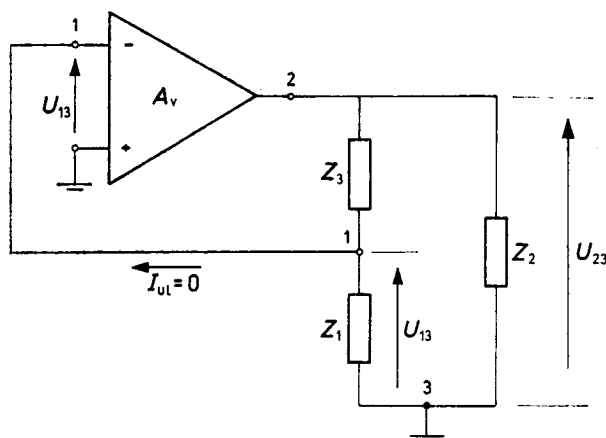
$$A_V = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 3. \quad (13.41)$$

13.5. Opći oblik oscilatora ili oscilator u tri točke

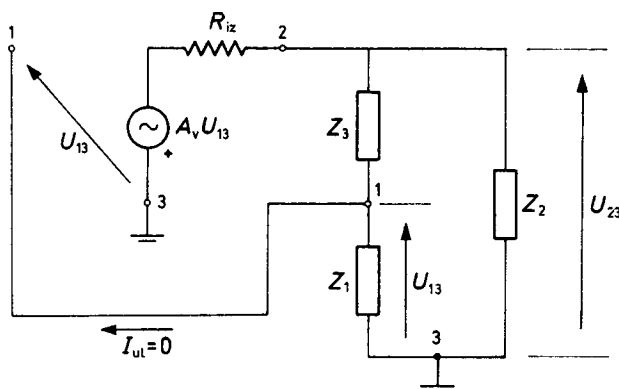
Opći oblik oscilatora prikazan je shematski spojem na slici 13.11. Spoj se još zove „oscilator u tri točke“ zbog načina spajanja (točke 1, 2 i 3). U A -grani locirano je naponsko pojačalo s vrlo visokim ulaznim otporom, dakle operacijsko pojačalo ili pojačalo s FET-om na ulazu ($I_{u1} = 0$). Granu povratne veze čine impedancije Z_1 , Z_2 i Z_3 . Ulazni napon A -grane je U_{13} , a izlazni napon U_{23} . Povratna veza je naponska serijska. Na slici 13.12. prikazan je model oscilatora za mali izmjenični signal. Potrošač A -grane ima impedanciju

$$Z_p = Z_2 \parallel (Z_1 + Z_3), \quad (13.42)$$

jer je $I_{u1} = 0$, te ista struja teče kroz impedancije Z_1 i Z_3 . Naponsko pojačanje A -grane prema relaciji 1.18. iznosi



Slika 13.11. Oscilator u tri točke



Slika 13.12. Model oscilatora u tri točke u dinamičkim uvjetima

$$A_v = -A_v \frac{Z_p}{Z_p + R_{iz}}. \quad (13.43)$$

Prijenosna funkcija β -grane je omjer napona na izlazu β -grane i napona na njenom ulazu:

$$\beta = -\frac{U_{13}}{U_{23}} = -\frac{Z_1}{Z_1 + Z_3}. \quad (13.44)$$

Pojačanje u petlji povratne veze je

$$-\beta A_v = -\frac{A_v Z_1 Z_p}{(Z_1 + Z_3)(Z_p + R_{iz})} = -\frac{A_v Z_1 Z_2}{Z_2(Z_1 + Z_3) + R_{iz}(Z_1 + Z_2 + Z_3)}. \quad (13.45)$$

Pretpostavimo da su Z_1 , Z_2 i Z_3 čiste induktivne ili kapacitivne reaktancije, te se mogu pisati u obliku

$$Z_1 = jX_1, \quad Z_2 = jX_2, \quad Z_3 = jX_3. \quad (13.46)$$

Kod induktivne reaktancije imamo

$$X = \omega L, \quad (13.47)$$

a kod kapacitivne

$$X = -\frac{1}{\omega C}. \quad (13.48)$$

Pomoću reaktancija relaciju 13.45. moguće je pisati u obliku

$$-\beta A_V = \frac{A_V X_1 X_2}{jR_{12}(X_1 + X_2 + X_3) - X_2(X_1 + X_3)}. \quad (13.49)$$

Uvjet osciliranja je $-\beta A_V = 1$, što vodi na

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0. \quad (13.50)$$

U tom je slučaju

$$-\beta A_V = -A_V \frac{X_1}{X_1 + X_3}. \quad (13.51)$$

Relacija 13.50. daje

$$X_1 + X_3 = -X_2, \quad (13.52)$$

te je

$$-\beta A_V = A_V \frac{X_1}{X_2} = 1, \quad (13.53)$$

odnosno

$$A_V = \frac{X_2}{X_1}. \quad (13.54)$$

Budući da je $A_V > 0$, reaktancije X_1 i X_2 moraju imati isti predznak, te su i Z_1 i Z_2 ili induktivni ili kapacitivni elementi. Prema relaciji (13.50) reaktancija X_3 mora imati suprotan predznak od X_1 i X_2 . Ako su dakle X_1 i X_2 kapacitivni elementi, X_3 mora biti induktivni i obrnuto. Zato su moguća dva tipa oscilatora na slici 13.11. Prvi oblik je Colpittsov oscilator kojem je

$$X_1 = -\frac{1}{\omega C_1}, \quad X_2 = -\frac{1}{\omega C_2}, \quad X_3 = \omega L_3. \quad (13.55)$$

Relacija 13.50. u ovom slučaju glasi

$$-\frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_2} + \omega L_3 = 0, \quad (13.56)$$

te frekvencija osciliranja iznosi

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_3}} \sqrt{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}}. \quad (13.57)$$

Drugi mogući oblik je Hartleyev oscilator, gdje je

$$X_1 = \omega L_1, \quad X_2 = \omega L_2, \quad X_3 = -\frac{1}{\omega C_3}. \quad (13.58)$$

U ovom je slučaju

$$\omega L_1 + \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_3} = 0, \quad (13.59)$$

te frekvencija osciliranja iznosi

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_3(L_1 + L_2)}}. \quad (13.60)$$

Literatura

1. C. J. Savant, *Basic Feedback Control System Design*, McGraw-Hill, 1958, New York
2. R. M. Warner, J. N. Fordemwalt, *Integrated Circuits-Design, Principles and Fabrication*, McGraw-Hill, 1965. New York
3. R. D. Thornton et al, *Multistage Transistor Circuits*, J. Wiley, 1965, New York
4. J. E. Solomon, G. R. Wilson, A Highly Desensitized, *Wide-Band Monolithic Amplifier*, IEEE J.S.S.C, 19—28, 1966, New York
5. J. J. Di Stefano, A. R. Stubberud, J. J. Williams, *Feedback and Control Systems*, McGraw-Hill, 1967, New York
6. P. E. Gray, C. L. Searle, *Electronic Principles*, J. Wiley, 1969. New York
7. E. J. Angelo, *Electronics: BJTs, FETs and Microcircuits*, McGraw-Hill, 1969. New York
8. R.S.C. Cobbold, *Theory and Applications of Field-Effect Transistors*, Wiley-Interscience, 1970. New York
9. E. L. Long, F. M. Frederiksen, *High Gain 15 W Monolithic Power Amplifier with Internal Fault Protection*, IEEE J.S.S.C, 35—44, 1971. New York
10. M. S. Ghausi, *Electronic Circuits-Devices, Models, Functions, Analysis and Design*, D. Van Nostrand, 1971. New York
11. Burr-Brown, *Operational Amplifiers-Design and Applications*, McGraw-Hill, 1971. New York
12. A. B. Grebene, *Analog Integrated Circuit Design*, Van Nostrand, 1972. New York
13. P. Richman, *MOS Field-Effect Transistors and Integrated Circuits*, Wiley-Interscience, 1973. New York
14. A. G. Martin, F. W. Stephenson, *Linear Microelectronic Systems*, MacMillan, 1973. London
15. P. Biljanović i dr. *Integrirano pojačalo IL 741*, Zavod za elektroniku — Republički fond za naučni rad SRH, 1974, Zagreb
16. J. T. Wallmark, L. G. Carlstedt, *Field — Effect Transistors in Integrated Circuits*, MacMillan, 1974. London
17. D. J. Hamilton, W. G. Howard, *Basic Integrated Circuit Engineering*, McGraw-Hill, 1975. New York
18. A. B. Grebene, *Analog Integrated Circuit Design*, Van Nostrand, 1972. New York
19. P. R. Gray, R. G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, J. Wiley, 1977. New York
20. M. Cirović, *Basic Electronics: Devices, Circuits and Systems*, Prentice-Hall, 1979, Englewood Cliffs
21. J. Millman, *Microelectronics*, McGraw-Hill, 1979. New York
22. B. Raković, *Elektronika — linearna integrisana kola*, Građevinska knjiga, 1979, Beograd
23. V. Litovski, S. Lazović, *Uvod u elektroniku*, I. deo, Univerzitet u Nišu, 1981. Niš
24. V. Cvekić, *Elektronika II — linearna elektronika*, Naučna knjiga, 1982. Beograd
25. P. Slapničar, *Elektronički sklopovi*, Sveučilišna naklada Liber, 1982, Split
26. S. Soclof, *Applications of Analog Integrated Circuits*, Prentice-Hall, 1985, Englewood Cliffs
27. T. Brodić, *Analogna integrirana elektronika*, Svjetlost, 1986, Sarajevo
28. G. M. Glasford, *Analog Electronic Circuits*, Prentice-Hall, 1986, Englewood Cliffs
29. P. Biljanović, *Elektronički sklopovi I*, Sveučilišna naklada Liber, 1987, Zagreb
30. P. Biljanović, *Elektronički sklopovi II*, Sveučilišna naklada Liber, 1987, Zagreb
31. P. Biljanović, *Mikroelektronika — integrirani elektronički sklopovi*, Školska knjiga, 1990, Zagreb
32. J. Millman, A. Grabel, *Microelectronics*, McGraw-Hill, 1987, New York

Kazalo

- aktivacijska energija, 262
- amplitudna modulacija, 29
- A-grana, 171

- Barkhausenova relacija, 89
- Black J. R., 262
- Bodeov prikaz, 127
- Boltzmannova konstanta, 113, 166
- β -grana, 172

- CORNAP, 158

- Darlingtonov spoj, 121, 257
- decibeli, 10
- degeneracija uvoda, 97
- diodna jednadžba, 13
- dioda aktivna ili tranzistorska, 65
- dioda probojna, 121
- dominantni pol, 227

- Earlyev efekt, 68
- efikasnost pojačala η , 234, 247, 251
- elektromigracija, 262
- emitorska degeneracija, 57
- emitorsko slijedilo, 79

- faktor
 - izobličenja, 27, 175
 - izobličenja, dioni, 26, 92
 - kvalitete pojačala snage, 244
 - naponskog povratnog djelovanja, 41
 - pojačanja FET-a, 88
 - povratne veze, 173
 - potiskivanja, CMRR, 234
 - prigušenja, 205
 - stabilnosti statičke radne točke, 62
 - strujnog pojačanja, 2, 31
 - šuma, 168
- FET, 81, 145, 189, 237, 293
- frekvencija
 - donja granična, 125
 - gornja granična, 125, 143, 209
 - prigušna, 210
- frekvencijska karakteristika, 124

- Giacolettov model, 135
- Gray, P.E., 186
- grana povratne veze, 172

- Halkias, C.C., 186
- hibridni nadomjesni sklop, 43, 72, 78
- hibridni π -model, 135
- hibridni parametri
 - u spoju zajedničkog emitera, 77
 - u spoju zajedničke baze, 71, 77
 - u spoju zajedničkog kolektora, 77

- impuls, 159
- interna baza, 135
- ispravljač, 28
- izobličenja
 - linearna, amplitudna, 127
 - linearna, fazna, 127
 - nelinearna, 23, 91, 175
 - nelinearna harmonička, 26
 - nelinearna neharmonička, 27

- Johnsonov šum, 165

- karakteristika
 - amplitudna, 125, 203
 - fazna, 125, 203
- kaskadni spoj, 116
- komparator, 171, 293
- kompenzacija, 64, 227
- konstanta MOS FET-a, 82, 104
- kratki spoj, prividni, 272
- kritična točka Nyquistovog dijagrama, 218

- lokus korijena, 204, 211, 213, 220

- Millman, J., 186
- Millerov efekt, 143, 147
- Millerov teorem, 139
- modulacija dužine kanala, 87
- monolitni sklop, 113, 120, 236, 258, 276
- multiplikacija frekvencije, 28

- nadvišenje, 162, 211
- napon
 - namještanja, izlazni, 282
 - namještanja, ulazni, 281
 - praga unipolarnog tranzistora, 82
 - termičkog šuma, 166
- Nyquistov
 - dijagram, 214
 - kriterij stabilnosti, 214, 218
 - teorem, 166

- odnos signal-šum, 177
- oscilator
- Colpitssov, 302
 - Hatleyev, 302
 - sinusoidni, 292
 - s faznim pomakom, 293
 - s Wienovim mostom, 299
 - u tri točke, 300
- osjetljivost, 175
- otpor
- dinamički, 16, 18
 - izlazni, 3, 181
 - ulazni, 3, 181
 - toplinski, 49
- pad ravnog dijela impulsa, 162
- pojačalo
- antilogaritamsko, 288
 - diferencijsko, 229, 273
 - invertirajuće, 270
 - klase A, 240
 - klase B, 240
 - klase AB, 240
 - klase C, 241
 - logaritamsko, 287
 - neinvertirajuće, 272
 - naponsko, 5, 38, 177
 - operacijsko, 269
 - otporno, 9, 180, 286
 - snage, 38, 239
 - strminsko, 7, 179, 284
 - strujno, 2, 37, 179
 - velikog signala, 108
 - u spoju zajedničkog emitera, 31
 - u spoju zajedničke baze, 70
 - u spoju zajedničkog kolektora, 77
 - u spoju zajedničkog uvida, 81
 - u spoju zajedničkog odvoda, 100
 - u spoju zajedničke upravljačke elektrode, 101
- pojačanje
- diferencijsko, 233
 - istofazno ili zajedničko, 233
 - naponsko, 5
 - snage, 3
 - strujno, 3
 - u petlji povratne veze, 173
- područje
- normalno aktivno bipolarnog tranzistora, 31
 - zasićenja bipolarnog tranzistora, 107
 - triodno unipolarnog tranzistora, 82
 - zasićenja unipolarnog tranzistora, 82
- prigušenje
- kritično, 210
 - nadkritično, 210
 - podkritično, 211
- pravac
- radni, 13, 85
 - dinamički radni, 20, 60
 - statički radni, 22, 60
- princip superpozicije, 14
- prijenosna funkcija
- A-grane, 172, 179
 - β -grane, 172, 179
 - sklopa s negativnom povratnom vezom, 172, 179
- prijenosna karakteristika, 110
- povratna veza, 58, 171
- povratna veza
- naponska paralelna, 180
 - naponska serijska, 179, 186
 - negativna, 58, 171
 - pozitivna, 171
 - strujna paralelna, 180
 - strujna serijska, 58, 179
- produkt pojačanje-širina pojasa, 149, 202
- red
- Fourierov, 125,
 - potencija, 23
- režim
- malih signala, 14, 90
 - velikih signala, 23, 91
- Searle C. L., 186
- sekundarni proboj, 161
- Shockleyeva jednadžba, 13
- signal
- električki, 1
 - izlazni, 1
 - naponski, 1
 - strujni, 1
 - ulazni, 1
- sklop
- elektronički, 1
 - linearni, 1
 - za deriviranje, 286
 - za integriranje, 287
 - za poluvalno ispravljanje, 289
 - za pomak istosmjernog nivoa, 120
 - za punovalno ispravljanje, 290
 - za zbrajanje, 282
- sljedilo
- emitorsko, 77
 - naponsko, 273
- smetnje, 164
- snaga kolektorskih gubitaka, 51
- spektralna gustoća, 165
- SPICE, 158
- spoj
- zajedničkog emitera, 31
 - zajedničke baze, 70
 - zajedničkog kolektora, 77
 - zajedničkog uvida, 81
 - zajedničkog odvoda, 100
 - zajedničke upravljačke elektrode, 101
- spust ispod nulte linije, 162
- stabilnost
- apsolutna, 220
 - sklopa s jednim polom, 201
 - sklopa s dva pola, 205
 - sklopa s tri pola, 211
 - radne točke, 51, 61
 - toplinska, 49, 104
 - uvjetna, 221
- statička radna točka, 14
- strmina tranzistora, 7, 83, 99, 106, 136
- strujno zrcalo, 64

struja

- fliker šuma, 166
- popkorn šuma, 167
- šuma sačme, 165
- termičkog šuma, 160
- napajanja, ulazna, 281
- namještanja, ulazna, 281
- reverzna pn diode, 13

širina frekventijskog pojasa, 125

šum

- sačme, 164
- termički, 164
- fliker, 164
- popkorn, 164
- lavinski, 164
- bijeli, 165

temperaturni koeficijent otpora, 69

Théveninov izvor, 55

točka loma, 128

toplinski bijeg, 50

topološka konfiguracija, 114, 279, 280

transformatorska veza, 246

triодно područje, 82

transponiranje frekvencija, 29

tranzistor

- bipolarni, 31
- unipolarni, 81

ulaz

- invertirajući, 269
- neinvertirajući, 269

veza

- istosmjerna, 117, 125, 161
- izmjenična, 118, 125
- RC, 119
- transformatorska, 246

VMOS tranzistor, 263

vodljivost

- dinamička, diode, 18
- izlazna, bipolarnog tranzistora, 41

vrijeme

- porasta, 160, 204
- zadržavanja, 160

Wiedlarov sklop, 64, 67

ŠKOLSKA KNJIGA d.d.
Zagreb, Masarykova 28

Za izdavača
dr. DRAGOMIR MAĐERIĆ

Tisak dovršen u siječnju 1997.