

ELEKTRONSKI FAKULTET – NIŠ  
KATEDRA ZA ELEKTRONIKU  
predmet: ELEKTRONIKA  
Godina 2005/2006

TEORIJSKA POSTAVKA LABORATORIJSKIH  
VEŽBANJA IZ PREDMETA  
**ELEKTRONIKA**



# Sadržaj

<b>1</b>	<b>Merenje karakteristika i parametara modela poluprovodničkih komponenata .....</b>	<b>1</b>
1.1	Temperaturska stabilizacija radne tačke .....	5
<b>2</b>	<b>Merenje prenosnih funkcija i karakteristika pojačavača.....</b>	<b>9</b>
2.1	Pojačavač sa bipolarnim tranzistorom .....	15
2.2	Pojačavač sa MOSFET-om .....	20
2.3	Dvostepeni pojačavač sa JFET-om .....	23
2.4	Diferencijalni pojačavač .....	27
<b>3</b>	<b>Karakterizacija analognih elektronskih kola.....</b>	<b>31</b>
3.1	Negativna povratna sprega .....	35
3.2	Primena operacionog pojačavača .....	37
3.3	LC Oscilator sa bipolarnim tranzistorom.....	40
3.4	Pojačavač snage .....	43
3.5	Usmerač i stabilizator napona sa rednim tranzistorom.....	46
	<b>Literatura .....</b>	<b>51</b>



# 1 Merenje karakteristika i parametara modela poluprovodničkih komponenata

## Spisak vežbi

### 1.1 Temperaturska stabilizacija radne tačke

Osobine svih aktivnih elektronskih kola zavise od oblika karakteristika aktivnih elemenata. Zbog toga je od posebne važnosti da se upoznamo sa statičkim i dinamičkim osobinama pojedinih aktivnih elemenata. Statičke osobine elementi ispoljavaju pri pobudi jednosmernim signalima, dok dinamičke osobine ovi elementi pokazuju pri pobudi naizmjeničnim signalima malih amplituda. Pažnja će, najpre, biti posvećena osnovnom nelinearnom elementu - diodi. Ovo stoga, što osobine svih ostalih poluprovodničkih komponenata proističu upravo iz osobina p-n spoja. Zatim će se pažnja usmeriti preko PNPN diode, tiristora, na bipolarni tranzistor, JFET i MOSFET. Ove komponente karakterišu tri priključne elektrode od kojih se jedna proglašava zajedničkom, tako da se ovi elementi mogu posmatrati kao kola sa dva para krajeva. U toku ovog ciklusa vežbi proučavaćemo samo, u praksi najčešće korišćenu konfiguraciju aktivnih elemenata, a to je konfiguracija sa zajedničkim emitorom kod bipolarnog tranzistora, odnosno konfiguracija sa zajedničkim sorsom kod tranzistora sa efektom polja. Najzad, razmotriće se uticaj temperature na statičke karakteristike bipolarnog tranzistora. Istovremeno, biće demonstrirana uloga emitorskog otpornika u temperaturskoj stabilizaciji radne tačke.

## Uvod

Na osnovu oblika statičkih karakteristika poluprovodničkih komponenata mogu se izvesti korisni zaključci o osobinama koje će ove komponente pokazivati u okviru elektronskih kola različitih namena, što će biti predmet proučavanja u drugom i trećem ciklusu laboratorijskih vežbi u osnovnom kursu iz elektronike.

Tokom prvih pet vežbi iz ovog ciklusa neophodno je da se uoči razlika između osobina koju različite komponente ispoljavaju u odnosu na jednosmerne napone i struje (jednosmerna polarizacija) i osobina koje ispoljavaju u odnosu na naizmjenične signale malih amplituda. Osim toga, važno je da se već na početku ovog kursa definitivno raščisti sa dilemama vezanim za način polarizacije pojedinih aktivnih elemenata. Ukoliko se ova dva cilja ispune, steći će se uslovi za daleko lakše razumevanje materije koja će biti izlagana u nastavku ovog kursa, pa i svih ostalih, viših kurseva iz elektronike sa kojima će se studenti sretati do kraja studija.

U toku prvog ciklusa uz svaku vežbu naći će se i katalog poluprovodničkih komponenata. Pre početka vežbe potrebno je u katalogu pronaći podatke o komponenti čije će se osobine meriti tokom vežbe. Treba obratiti pažnju na tip polarizacije komponente, granične vrednosti opterećenja svake komponente, njene tipične parametre i njen izgled, odnosno način pakovanja.

U prvoj vežbi meriće se statičke karakteristike silicijumske i germanijumske usmeračke diode, silicijumske zener diode i tiristora. Tom prilikom važno je uočiti red veličine napona i struje na direktno polarisanom pn spoju, kao i struje i napona na inverzno polarisanom p-n spoju. (Podsećamo da je dioda, p-n spoj, direktno polarisana kada se anoda, P-oblast, nalazi na pozitivnijem potencijalu od katode, N-oblast.) Pored ovoga, treba uočiti razliku između statičke i dinamičke otpornosti. Drugim rečima, treba uočiti koliku otpornost dioda koja vodi predstavlja jednosmernoj, a koliku naizmjeničnoj struji male amplitude. Oba parametra treba odrediti grafički na osnovu dobijenih dijagrama.

U drugoj vežbi snimaju se statičke karakteristike bipolarnog tranzistora NPN i PNP tipa. Kao što je već rečeno, snimaju se karakteristike tranzistora u spoju sa zajedničkim emitorom, [1, odeljak 2.3.5]. Snimaju se izlazne  $I_C - U_{CE}$ , i prenosne  $I_C - U_{BE}$  karakteristike. (Podsetimo se da se kod tranzistora u spoju sa zajedničkim emitorom, priključci baza-emitor proglašavaju ulaznim, dok se priključci kolektor-emitor proglašavaju izlaznim priključcima. Otuda su struja  $I_C$  i napon  $U_{CE}$  vezani za pojam izlazne struje i izlaznog napona, dok su  $I_B$  i  $U_{BE}$  vezani za pojmove ulazna struja i ulazni napon. Shodno tome i karakteristike koje povezuju ove veličine mogu biti ulazne, prenosne i izlazne.)

U cilju otklanjanja dileme oko načina polarizacije NPN i PNP tranzistora važno je ponoviti sledeće.

Bipolarni tranzistor može da radi u tri stanja:

- **zakočenje** - ne teče struja  $I_C$  - tranzistor praktično ne radi - emitorski i kolektorski spoj su inverzno polarisani;
- **aktivni režim** - teče struja  $I_C$  i proporcionalna je ulaznoj struji  $I_C = \beta I_B$  - emitorski spoj je direktno polarisan, a kolektorski spoj je inverzno polarisan;
- **zasićenje** - teče kolektorska struja, ali ona nije funkcija bazne struje, pa nema tranzistorskog efekta, kolektorski napon ne može biti veći od napona zasićenja  $U_{CES} < 0,5 V$  - emitorski i kolektorski spoj su direktno polarisani.

Znajući da je p-n spoj direktno polarisan kada je P-oblast na pozitivnom a N-oblast na negativnom potencijalu, kao i to da se smer strelice u simbolu tranzistora poklapa sa fizičkim smerom emitorske struje, lako je zaključiti da je za polarizaciju NPN tranzistora koji radi u aktivnom režimu potrebno obezbediti:

- direktnu polarizaciju emitorskog spoja tako što će baza, P-oblast, biti na pozitivnijem potencijalu od emitora, N-oblast;
- inverznu polarizaciju kolektorskog spoja tako što će kolektor, N-oblast biti na pozitivnijem potencijalu od baze P-oblast.

Iz ovoga nedvosmisleno proističe da kolektor mora biti na najvišem potencijalu. Otuda sledi da će tehnički smer kolektorske struje biti od kolektora ka emitoru, a bazne od baze ka emitoru što se poklapa sa smerom strelice u simbolu NPN tranzistora.

Istom logikom zaključuje se da je za polarizaciju PNP tranzistora, koji radi u aktivnom režimu, potrebno da kolektor, P-oblast, bude na nižem potencijalu od potencijala baze, N-oblast, a baza, N-oblast, na nižem potencijalu od potencijala emitora, P-oblast.

Ponašanje JFET tranzistora predmet je merenja u trećoj vežbi. Mere se, takodje, statička izlazna,  $I_D-U_{DS}$ , i statička prenosna,  $I_D-U_{GS}$ , karakteristika. Da bi se JFET pravilno polarisao, neophodno je poznavati fiziku rada ove komponente. Ako se zna da gejt i kanal obrazuju p-n spoj koji mora biti inverzno polarisan, i to inverzno polarisan sa strane drejna nego sa strane sorsa, jasno je da kod N-kanalnog JFET-a treba obezbediti da gejt P-tipa bude negativniji i od sorsa i od drejna, a da drejn treba biti pozitivniji od sorsa. Ova druga konstatacija sledi i iz činjenice da su većinski nosioci u kanalu N-tipa elektroni, a da bi oni mogli da *izviru* iz sorsa (engleski *source* znači izvor), potrebno je da ih sa suprotne strane - strane drejna - privlači pozitivan potencijal. Ista logika važi za P-kanalni JFET. Sledi, dakle, da potencijal gejta N-tipa treba da bude pozitivniji od potencijala kanala P-tipa, a da bi šupljine mogle da izvire iz sorsa potrebno je da drejn bude na nižem potencijalu.

U okviru iste vežbe mere se i dinamički parametri, odnosno parametri modela JFET-a, strmina i unutrašnja otpornost. U tu svrhu, jednosmernom signalu superponira se mali naizmienični signal, doveden iz audio generatora, koji treba da simulira male promene u okolini radne tačke. Ovakav pristup merenja dinamičkih parametara koristi se i u trećoj i četvrtoj vežbi, kada se mere dinamički parametri MOS tranzistora, odnosno h-parametri modela bipolarnog tranzistora.

Statičke karakteristike i dinamički parametri MOSFET-a mere se u četvrtoj vežbi ovog ciklusa. I ovde je neophodno elementarno poznavanje fizike rada MOSFET-a da bi se izbegle greške u njegovoj polarizaciji. Kod MOSFET-a sa indukovanim N-kanalom, potrebno je znati da je osnova tranzistora P-tipa, a da polarizacijom gejta treba obezbediti promenu tipa kanala, odnosno indukovati kanal N-tipa između drejna i sorsa. Da bi to bilo moguće, neophodno je privući dovoljan broj sporednih nosilaca, elektrona, ispod površine gejta. Ovo se može postići samo ako se na gejt dovede potencijal pozitivniji od potencijala osnove, koji je za N-kanalni MOSFET vezana za najniži potencijal u kolu, ili masu. Što se tiče potencijala drejna i sorsa važe ista pravila kao kod N-kanalnog JFET-a. Znači, drejn treba biti na pozitivnijem potencijalu od sorsa. Ista logika važi u potpunosti za MOSFET sa indukovanim P-kanalom, tako da proističe zaključak da gejt treba da bude na nižem potencijalu od potencijala osnove i da drejn treba da bude na nižem potencijalu od sorsa.

Predmet merenja takodje su, i u ovoj vežbi, statička izlana karakteristika  $I_D-U_{DS}$  i statička prenosna karakteristika  $I_D-U_{GS}$ , kao i dinamički parametri strmina i unutrašnja otpornost MOSFET-a.

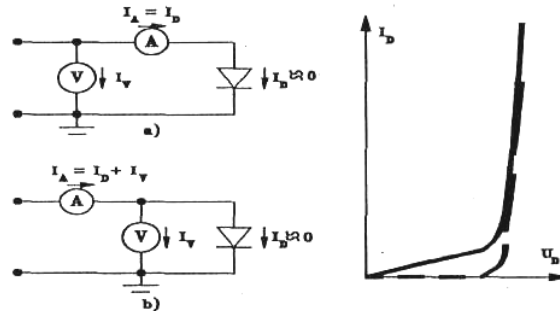
U četvrtoj vežbi mere se samo dinamički parametri, h-parametri modela bipolarnog tranzistora pri različitim vrednostima jednosmerne struje kroz tranzistor, a pri istom jednosmernom naponu između kolektora i emitora,  $U_{CE}$ . S obzirom da se i ovde koristi isti princip superponiranja malih naizmieničnih signala na jednosmerni napon polarizacije tranzistora, ova vežba treba da pomogne studentima da razluče specifičnosti između ponašanja tranzistora u jednosmernom i naizmieničnom režimu. S obzirom da će se u narednim ciklusima podrazumevati da su sve dileme oko toga razjašnjene, apeluje se na studente da toj činjenici posvete naročitu pažnju u okviru ove vežbe.

Poznato je, na osnovu predavanja o osobinama poluprovodnika, [1, poglavlje 1.3], da osnovne karakteristike poluprovodnika veoma mnogo zavise od temperature. Otuda su i osobine poluprovodničkih komponenata zavise od promene temperature. Demonstracija zavisnosti statičkih karakteristika bipolarnog tranzistora od temperature prikazana je u poslednjoj vežbi ovog ciklusa. Istovremeno, prikazan je i jedan od načina pomoću koga se osetljivost jednosmerne radne tačke na promene temperature može smanjiti.

### Merne metode korišćene u ovom ciklusu

U okviru ovog ciklusa, tokom snimanja statičkih karakteristika i parametara modela poluprovodničkih komponenata, neophodno je meriti jednosmerne i naizmenične signale. Instrumenti koji služe za merenje jednosmernih signala mere srednju vrednost, dok instrumenti za merenje naizmeničnih signala mere efektivne vrednosti signala.

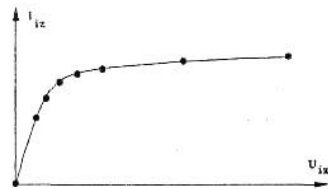
Prilikom snimanja karakteristika poluprovodničkih komponenata, počev od karakteristike diode, a isto važi i za prenosne karakteristike tranzistora, u jednom delu karakteristika treba meriti male struje, statička otpornost velika, a zatim se ulazi u oblast većih struja, statička otpornost mala. Zbog ovoga postoji realna opasnost da se usled nepoštovanja osnovnog pravila za merenje malih struja: V-metar ispred A-metra, slika 1.1.a, čini sistematska greška. Kada se A-metar veže ispred V-metra, slika 1.1.b, registrovaće se struja curenja kroz V-metar,  $I_V$ , u delu karakteristike u kome je realno da struja diode,  $I_D$ , bude jednaka nuli, slika 1.1.c.



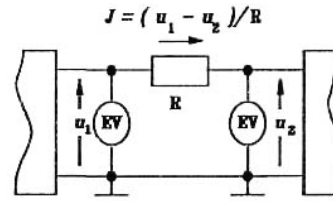
Slika 1.1 a) Ispravno vezivanje V-metra i A-metra za merenje malih struja;  
 b) Pogrešno vezivanje V-metra i A-metra pri merenju malih vrednosti struja kroz diodu dovodi do sistematske greške prikazane na slici  
 c) punom linijom

Kada se mere izlazne karakteristike tranzistora, mere se jednosmerna struja i napon, dok se kontrolišuća veličina,  $I_b$  kod bipolarnog, a napon  $U_{GS}$  kod JFET-a i MOSFET-a, održava konstantnim za sve vrednosti izlaznog napona pri kojima se meri vrednost izlazne struje. Sličan zahtev postoji prilikom merenja prenosne karakteristike, kada se zahteva da je izlazni napon konstantan. Ovo je od izuzetne važnosti za dobijanje valjanih rezultata. Greške nastale kao posledica nepridržavanja navedenog uslova manifestuju se odstupanjem merene karakteristike od očekivane trase.

Nevezano za merne metode, ali je značajno sa stanovišta efikasnosti merenja, da se optimizira broj merenja shodno obliku karakteristika koje se mere. To znači da u oblastima gde su mereni napon, ili struja konstantni, treba povećavati 'korak' meranja, dok u oblastima u kojima postoji nelinearnost karakteristika, korak merenja treba smanjiti, slika 1.2.



Slika 1.2 Optimalni izbor mernih tačaka



Slika 1.3 Metod indirektnog merenja naizmenične komponente

Prilikom merenja dinamičkih parametara komponenata, naizmenični naponi mere se elektronskim voltmetrima (EV) koji imaju vrlo veliku ulaznu otpornost, kapacitivni ulaz, (kako bi se izvršilo razdvajanje naizmeničnog od jednosmernih signala) i pojačavač kojim se mali mereni naponi pojačavaju (kako bi mogli biti registrovani). S obzirom da ne raspoložemo odgovarajućim instrumentima za merenje naizmeničnih struja, njihovo merenje vrši se posredno. Naime, mere se naponi na krajevima otpornika poznate vrednosti, a struja se izračunava po Omovom zakonu, slika 1.3.

Prilikom priključivanja generatora i voltmetara treba strogo voditi računa da priključci generatora koji označavaju masu budu povezani preko mase makete sa masom elektronskih voltmetara. Priključci koji označavaju masu instrumenta najčešće su označeni crnom bojom ili standardnom oznakom za masu. Ukoliko nema takve oznake, verovatno se radi o priključku preko koaksialnog kabla (jedan od standardnih koaksialnih priključaka je takozvani BNC priključak). Pri tome, treba imati na umu da omotač koaksialnog kabla treba da bude na potencijalu mase, dok korisni signal putuje sredinom kabla.

Tokom merenja strmine JFET-a javlja se jedna specifičnost kojom se može ilustrovati značaj različitog tretiranja jednosmernih i naizmeničnih signala. Naime, kako se može videti iz uputstva za tu vežbu, merenje strmine obavlja se tako što se naizmenični signal dovodi na gejt, registruje se njegova vrednost,  $u_{GS}$ , a posredno se meri i naizmenična komponenta struje  $J_D$ , dok se vrednost strmine izračunava kao količnik ove dve veličine. Pri tome se potencijetrom  $P_1$  menja jednosmerni napon  $U_{GS}$ . Uslov  $U_{GS} = 0$  V, može se obezbediti tako što se potencijetar dovede u krajnji položaj u kome je njegova otpornost prema masi jednaka nuli. Medjutim, iako je uslov jednosmerne polarizacije zadovoljen, vredost strmine, koja je, inače, najveća u toj tački, neće moći da se odredi, zato što je preko potencijetra i naizmenični signal  $u_{GS}$  odveden na masu. Da bi se apostrofirao značaj različitog tretiranja jednosmernih i naizmeničnih signala, uslov  $U_{GS} = 0$  V treba zadovoljiti na sledeći način. Prekinuti vezu između napona napajanja  $V_{GG}$  i makete, a potencijetar ostaviti u nekom položaju u kome obezbedjuje konačnu otpornost između gejta i mase (najbolje je da se potencijetar dovede u položaj kada mu je otpornost prema masi najveća).



# 1.1 Temperaturska stabilizacija radne tačke

## 1.1.1 Cilj vežbe

Praktično upoznavanje sa fenomenom temperaturske nestabilnosti karakteristika tranzistora i realizacija jednog od kola za kompenzaciju ove pojave.

## 1.1.2 Teorijska postavka vežbe

Fenomen znatne promene koncentracije slobodnih nosilaca usled promene temperature bitno utiče na električne osobine svih poluprovodničkih komponenti. Kod bipolarnih tranzistora ovaj efekt ispoljava se naročito u promeni inverzne struje zasićenja i napona na spoju baza - emitor.

Ilustracije radi podsećamo na podatak da se inverzna struja zasićenja kolektorskog spoja približno udvostručava pri porastu temperature za 10 K. Takođe je poznato da se napon polarizacije emitorskog spoja smanjuje za 2,5 mV pri porastu temperature za 1 K, [1, odeljak 2.2.3]. Nažalost, obe pojave izazivaju porast kolektorske struje:

$$I_C = (1+\beta)I_{C0} + (\beta R_B)(U_B - U_{BE}).$$

Izraz važi za osnovno pojačavačko kolo sa slike 1.1.4.c u kome su  $R_B$  i  $U_B$  ekvivalentni bazni otpornik odnosno ekvivalentni naponski generator u baznom kolu.

Pored navedenih parametara i sam koeficijent strujnog pojačanja je temperaturski nestabilan. Sva tri činioca dovode do povećanja kolektorske struje sa porastom temperature.

Sa stanovišta deformacije izlaznih karakteristika pojava se manifestuje u "razvlačenju" karakteristika kao što je pokazano na slici 1.1.1.

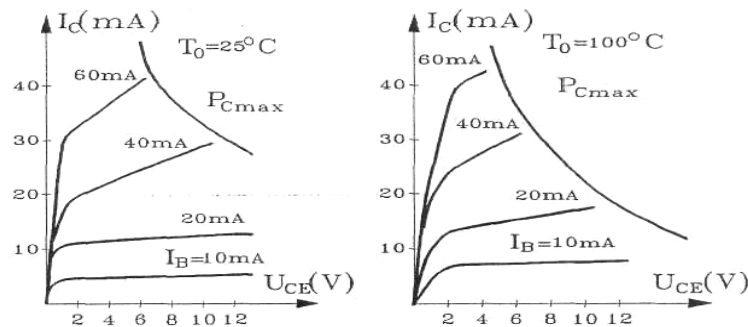
Deformacija prenosnih karakteristika usled promene temperature pokazana je na slici 1.1.2. Faktori nestabilnosti definišu gradijent promene kolektorske struje usled promene jednog od parametara koji zavisi od temperature. Na osnovu toga izvedeni su izrazi za faktore nestabilnosti usled:

- promene  $I_{C0}$ :  $S_1 = \frac{\delta I_C}{\delta I_{C0}}$

- promene  $U_{BE}$ :  $S_2 = \frac{\delta I_C}{\delta U_{CE}}$

- promene  $\beta$ :  $S_3 = \frac{\delta I_C}{\delta \beta}$

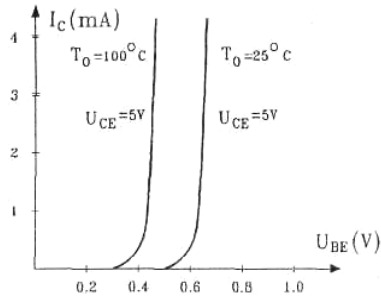
Poznata je činjenica da velika struja koja protiče kroz p-n spoj ima za posledicu povišenje temperature spoja. S druge strane, kada je reč o bipolarnom tranzistoru, pokazano je, [1, odeljak 3.4.2], da povišenje temperature izaziva još veći porast kolektorske struje.



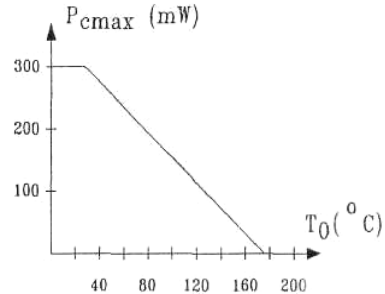
Slika 1.1.1 Zavisnost izlaznih karakteristika bipolarnog tranzistora od temperature

Eksperimentalno je utvrđeno, [1, odeljak 3.4.4], da je snaga disipirana na kolektorskom spoju proporcionalna porastu temperature spoja ( $T_s$ ) uz koeficijent proporcionalnosti nazvan termička otpornost ( $R_{tr}$ ):

$$T_s - T_0 = R_{tr} P_C.$$



Slika 1.1.2 Zavisnost prenosnih karakteristika tranzistora od temperature



Slika 1.1.3 Zavisnost  $P_{C_{MAX}}$  od temperature spoja

Maksimalna dopuštena snaga na kolektorskom spoju ( $P_{C_{MAX}}$ ) definiše se za temperaturu okoline  $T_0 = 25^\circ\text{C}$ . Sa povećanjem temperature okoline doći će do smanjenja  $P_{C_{MAX}}$  što je pokazano na slici 1.1.3.

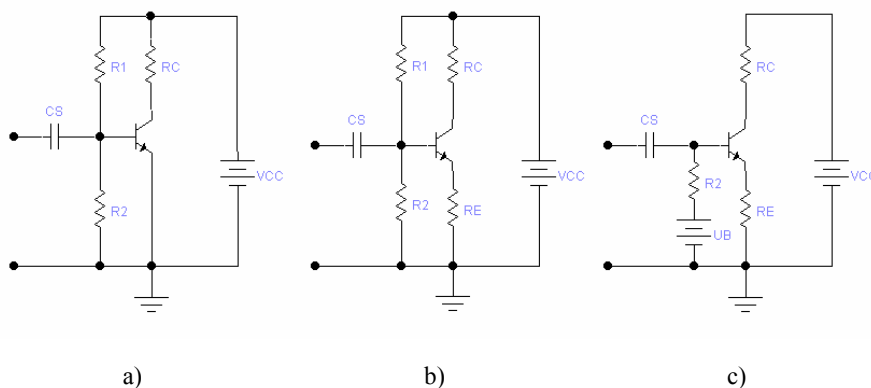
Nagib karakteristike određen je termičkom otpornošću.

Jedan od načina za ublažavanje efekta porasta kolektorske struje pri povišenoj temperaturi sastoji se u vezivanju otpornika između emitora i mase. Konfiguracija ovog kola pokazana je na slici 1.1.4.b, a ekvivalentno kolo na slici 1.1.4.c. Otpornici  $R_1$  i  $R_2$  služe da obezbede direktnu polarizaciju emitorskom spoju. Lako se mogu izračunati parametri ekvivalentnog tevenenovog generatora:

$$U_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad \text{i} \quad R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Porast kolektorske struje izazvaće veći pad napona na otporniku  $R_E$  čime se smanjuje pozitivna polarizacija emitorskog spoja. Na taj način smanjena je bazna struja, a time je ostvareno povratno dejstvo kojim se smanjuje i kolektorska struja.

S druge strane, na otporniku  $R_B$  inverzna struja zasićenja stvara pad napona takvog smera da povećava  $U_{BE}$  što umanjuje pozitivno stabilizaciono dejstvo koje unosi pad napona na otporniku  $R_E$ . Evidentno je da će stepen stabilizacije biti izraženiji ukoliko je odnos  $R_B/R_E$  manji.



Slika 1.1.4. a) Temperaturni nestabilisani pojačavač sa zajedničkim emitorom  
b) Temperaturna stabilizacija ostvarena preko emitorskog otpornika  
c) Ekvivalentno kolo za jednosmerni signal pojačavača sa slike b.

Matematički dokaz prethodnih efekata ostavljen je čitaocu kao teoretsko pitanje u poslednjem delu izveštaja koji je sastavni deo ove vežbe.

Nije teško dokazati da je u konfiguraciji kola sa slike 1.1.4.b pojačanje manje nego u kolu sa slike 1.1.4.a ukoliko se želi da položaj radne tačke ostane neizmenjen. Naime, jednosmerna vrednost kolektorske struje određena je za date vrednosti napona  $U_{CE}$  i napona napajanja  $V_{CC}$ , vrednošću otpornika  $R_C$  u kolu sa slike 1.1.4.a, dok je u kolu sa slike 1.1.4.b ona određena zbirom vrednosti otpornika  $R_C$  i  $R_E$ . Da bi struja  $I_C$  zadržala istu vrednost, u oba slučaja, potrebno je vrednost kolektorskog otpornika u kolu sa slike 1.1.4.b smanjiti za vrednost ubačenog otpornika  $R_E$ . Znajući da je pojačanje pojačavača sa zajedničkim emitorom direktno proporcionalno vrednosti otpornika  $R_C$ , [2, odeljak 1.2.1], očigledno je da će se ono smanjiti. Šta više, za bolju temperatursku kompenzaciju potrebno je veće  $R_E$ , a to automatski povlači manju vrednost kolektorskog otpornika  $R_C$ . Podsećamo da je ukupna vrednost  $R_C+R_E$  u kolu sa slike 1.1.4.b definisana optimalnim izborom mirne radne tačke tranzistora za datu vrednost izvora za napajanje  $V_{CC}$ , [1, odeljak 3.4.4]. (Ovde treba napomenuti da prisustvo otpornika  $R_E$  istovremeno predstavlja element preko koga se ostvaruje negativna povratna sprega, [2, odeljak 2.2.2], te se pojačanje samim tim smanjuje. Međutim, uticaj ovog otpornika na pad pojačanja naizmeničnog signala lako se može otkloniti paralelnim vezivanjem kondenzatora). Sve ovo treba imati u vidu prilikom odgovora na drugo pitanje u poslednjem delu izveštaja za ovu vežbu.

Detaljne informacije o temperaturskoj nestabilnosti i kolima za odgovarajuću kompenzaciju, mogu se naći u [1, poglavlje 3.4].

### 1.1.3 Rezultati merenja na koje treba obratiti pažnju

Prilikom merenja statičkih karakteristika treba stalno proveravati nepromenljivost parametarske veličine ( $I_B$ , kod izlaznih, odnosno  $U_{CE}$  kod prenosnih karakteristika).

Sa povećanjem temperature spoja raste kolektorska struja. U polju izlaznih karakteristika ovo se manifestuje pomeranjem karakteristika "prema gore", ka većim kolektorskim strujama. U polju prenosnih karakteristika ista pojava manifestuje se pomeranjem karakteristika "ulevo" ka manjim vrednostima napona  $U_{BE}$  (što odgovara većoj kolektorskoj struji za istu vrednost napona  $U_{BE}$ ).

Analizom dobijenih rezultata lako se može potvrditi da napon  $U_{BE}$  ima negativni temperaturski koeficijent:  $U_{BE}(T_1) < U_{BE}(T_0)$  pri istim vrednostima struje  $I_C$  i napona  $U_{CE}$ , ako je  $T_1 > T_0$ .

Kolektorska struja ima pozitivni temperaturski koeficijent, s obzirom da je  $I_C(T_1) > I_C(T_0)$  pri istim vrednostima struje  $I_B$  i napona  $U_{CE}$ , ako je  $T_1 > T_0$ .

Porast kolektorske struje ima za posledicu povećani pad napona na otporniku  $R_C$ , što dovodi do smanjenja napona  $U_{CE}$ . Zato sa porastom temperature napon  $U_{CE}$  opada.

Prisustvo emitorskog otpornika u kolu umanjuje temperatursku osetljivost položaja radne tačke pojačavača. Međutim, ne treba ispustiti iz vida činjenicu da se cena veće temperaturske stabilizacije plaća smanjenjem pojačanja.



## 2 Merenje prenosnih funkcija i karakteristika pojačavača

### Spisak vežbi

2.1 Pojačavač sa bipolarnim tranzistorom

2.2 Pojačavač sa MOSFET - om

2.3 Dvostepeni pojačavač sa JFET - om

2.4 Diferencijalni pojačavač

Cilj ovog ciklusa jeste da omogući studentima da sagledaju osobine osnovnih tipova pojačavača na osnovu izgleda njihovih prenosnih funkcija i prenosnih karakteristika. S tom namerom vrše se merenja naponskog pojačanja pri različitim frekvencijama pobudnog signala, ulazne otpornosti, izlazne otpornosti, kao i statičke i dinamičke prenosne karakteristike pojačavača. U prvoj, uvodnoj vežbi ciklusa, mere se amplitudne karakteristike osnovnih RC kola u konfiguracijama propusnika niskih i visokih frekvencija sa ciljem da se uoči uticaj položaja i vrednosti reaktivnih komponenti na amplitudne karakteristike realnih pojačavača. U nastavku ciklusa, predmet analize biće osnovni jednostepeni pojačavači napona realizovani bipolarnim tranzistorom i MOSFETom i to u konfiguracijama sa zajedničkim emitorm, odnosno sorsom, i zajedničkim kolektorom odnosno drejnom. Zatim se na primeru dvostepenog pojačavača sa JFETom, razmatraju osnovne osobine višestepenih pojačavača. Najzad na primeru diferencijalnog pojačavača, prati se uticaj oblika statičke i dinamičke prenosne karakteristike, na izgled izlaznog signala. Istovremeno se uočava uticaj pojedinih elemenata kola na izgled izlaznog signala. Istovremeno se uočava uticaj pojedinih elemenata kola na izgled prenosnih karakteristika.

### Uvod

Jedan od kriterijuma po kome se mogu porediti dva pojačavača jeste vernost reprodukcije oblika ulaznog signala na izlazu pojačavača. Pri tome se od pojačavača zahteva da poveća amplitudu korisnog ulaznog signala za konstantan iznos nezavisno od frekvencije ulaznog signala. Zbog čega je ovo važno?

Poznato je da većina korisnih signala koje treba pojačati pomoću pojačavača nisu prostoperiodični. (Karakteristični primeri su audio i video signali.) Svi ti složeni signali mogu se razložiti na niz prostoperiodičnih signala različitih frekvencija. Da bi izlazni signal predstavljao vernu reprodukciju ulaznog signala, potrebno je da sve komponente složenog signala budu pojačane za isti iznos. To znači da se od idealnog pojačavača zahteva isto pojačanje na svim frekvencijama koje su od značaja za signal koji se pojačava, odnosno ravna amplitudna karakteristika u propusnom opsegu. Van propusnog opsega, sve signale koji se na ulazu pojačavača mogu javiti kao neželjeni signali (šumovi) treba maksimalno potisnuti, odnosno njihovo pojačanje treba da bude jednako nuli.

Pored toga, ne treba gubiti iz vida činjenicu da se signal na izlazu ne može javiti istovremeno sa ulaznim. Potrebno je da prođe određeno vreme od trenutka pobude do trenutka odziva. Ovo vreme poznato je kao vreme kašnjenja signala. Da bi složeni signal bio verno reprodukovano na izlazu pojačavača, neophodno je da kašnjenje svih komponenti tog signala u propusnom opsegu pojačavača bude isto, nezavisno od frekvencije. Šta to znači sa stanovišta izgleda fazne karakteristike pojačavača?

Razmotrimo slučaj složenih signala koji se može predstaviti u obliku zbira dva signala koja karakterišu amplitude napona  $U_1$  i  $U_2$ , frekvencije  $f_1$  i  $f_2$  (odnosno  $\omega_1$  i  $\omega_2$ ) i faze  $\Phi_1$  i  $\Phi_2$ :

$$(2.1) \quad u_{ul} = U_1 \sin(\omega_1 t + \Phi_1) + U_2 \sin(\omega_2 t + \Phi_2)$$

Na izlazu idealnog pojačavača napona očekuje se napon:

$$(2.2) \quad u_{iz} = A U_{ul} = A [U_1 \sin(\omega_1 t + \Phi_1) + U_2 \sin(\omega_2 t + \Phi_2)]$$

Kod realnog pojačavača mora se računati sa realnim faznim kašnjenjem signala  $\Theta$ . U tom slučaju, izlazni napon biće definisan sa:

$$(2.3) \quad u_{iz} = A U_1 \sin(\omega_1 t + \Phi_1 - \Theta) + A U_2 \sin(\omega_2 t + \Phi_2 - \Theta)$$

odnosno:

$$(2.4) \quad u_{iz} = A U_1 \sin \left[ \omega_1 \left( t - \frac{\Theta}{\omega_1} \right) + \Phi_1 \right] + A U_2 \sin \left[ \omega_2 \left( t - \frac{\Theta}{\omega_2} \right) + \Phi_2 \right]$$

Očigledno je, dakle, da će izlazni signal zadržati oblik ulaznog signala ukoliko je ili  $\Theta = 0$  (kašnjenje signala = 0), što je kod realnih pojačavača nemoguće, ili ako se obezbedi podjednako kašnjenje ( $t_d$ ) za obe komponente napona. Ovaj drugi slučaj je realan, a matematički se može formulisati u obliku:

$$(2.5) \quad u_{iz} = A U_1 \sin[\omega_1(t - t_d) + \Phi_1] + A U_2 \sin[\omega_2(t - t_d) + \Phi_2]$$

Prethodni uslov biće ispunjen pod uslovom da je

$$(2.6) \quad \frac{\Theta}{\omega_1} = \frac{\Theta}{\omega_2} = t_d,$$

odnosno:

$$(2.7) \quad \Theta = t_d \omega$$

Izvedeni izrazi ukazuju da fazna karakteristika pojačavača treba linearno da zavisi od frekvencije u propusnom opsegu.

Dakle, može se zaključiti da se od idealnog pojačavača zahteva da propusnom opsegu ima konstantnu amplitudsku karakteristiku - nezavisnu od frekvencije, dok fazna karakteristika pojačavača treba da bude linearna funkcija frekvencije.

Sada treba postaviti pitanje zbog čega karakteristike realnih pojačavača odstupaju od idealnog oblika?

Pre nego što pažnju posvetimo tom pitanju pretpostavimo da su karakteristike aktivnih elemenata pojačavača, koji radi u klasi A, linearne. To znači da u ovom trenutku uticaj nelinearnih izobličenja nije predmet našeg interesovanja. Svu pažnju posvetićemo odstupanju amplitudske i fazne karakteristike realnog pojačavača od idealnog slučaja.

Na oblik frekvencijske i fazne karakteristike pojačavača utiču reaktivni elementi u kolu. Reaktivni elementi javljaju se ili kao sastavni deo kola ili u obliku parazitnih induktivnosti i kapacitivnosti.

Medjutim, najpre treba definisati osnovne načine grafičkog predstavljanja frekvencijskih amplitudskih i faznih karakteristika.

Zadržavajući se na primeru audio signala, očigledno je da frekvencijske karakteristike treba predstaviti u veoma širokom opsegu frekvencija koji se kreće od 20 Hz do 20 kHz. Da bi se dao grafički prikaz ovako širokog frekvencijskog opsega, uz mogućnost detaljnog sagledavanja izgleda karakteristika i pri niskim i pri visokim frekvencijama, pogodno je frekvencijsku osu (apscisu) prikazati u logaritamskoj razmeri. To znači da se umesto  $x = \omega$  na apscisnu osu nanosi  $x = \log(\omega/\omega_0)$ , odnosno  $x = \log(f/f_0)$ , gde su  $\omega_0$  i  $f_0$  pogodne konstante (koje mogu biti 1 rad/s, odnosno 1 Hz).

Kako nacrtati logaritamsku razmeru? Preporučujemo sledeći postupak.

Opseg frekvencija koji treba grafički predstaviti podeli se u odgovarajući broj dekada. Pod dekadom se podrazumeva opseg frekvencija od frekvencije  $f_0$ , odnosno  $\omega_0$ , do frekvencije koja je deset puta veća (ili manja) od frekvencije  $f_0$ , odnosno  $\omega_0$ . Zatim se odredi duž koja predstavlja jednu dekadu. Neka je za predstavljanje jedne dekade izabrana duž dužine 5 cm. Početak duži (0 cm) označi se prvom tačkom ( $f_0$ ), a kraj duži (5 cm) poslednjom tačkom dekade ( $10 f_0$ ). Između ovih tačaka treba naneti vrednosti  $2f_0, 3f_0, \dots, 9f_0$ , odnosno brojeve 2, 3, ..., 9. S obzirom na to da se radi o logaritamskoj razmeri to znači da

Tačku 2 treba označiti na rastojanju od  $(\log 2)5\text{cm} = 0,30 \cdot 5\text{cm} = 1,5\text{cm}$  od tačke označene sa jedan

Tačku 3 treba označiti na rastojanju od  $(\log 3)5\text{cm} = 0,48 \cdot 5\text{cm} = 2,4\text{cm}$  od tačke označene sa jedan

Tačku 4 treba označiti na rastojanju od  $(\log 4)5\text{cm} = 0,60 \cdot 5\text{cm} = 3,0\text{cm}$  od tačke označene sa jedan

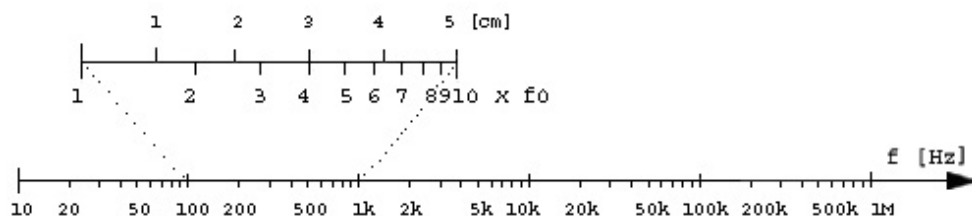
Tačku 5 treba označiti na rastojanju od  $(\log 5)5\text{cm} = 0,70 \cdot 5\text{cm} = 3,5\text{cm}$  od tačke označene sa jedan

Tačku 6 treba označiti na rastojanju od  $(\log 6)5\text{cm} = 0,78 \cdot 5\text{cm} = 3,9\text{cm}$  od tačke označene sa jedan

Tačku 7 treba označiti na rastojanju od  $(\log 7)5\text{cm} = 0,84 \cdot 5\text{cm} = 4,2\text{cm}$  od tačke označene sa jedan

Tačku 8 treba označiti na rastojanju od  $(\log 8)5\text{cm} = 0,90 \cdot 5\text{cm} = 4,5\text{cm}$  od tačke označene sa jedan

Tačku 9 treba označiti na rastojanju od  $(\log 9)5\text{cm} = 0,95 \cdot 5\text{cm} = 4,75\text{cm}$  od tačke označene sa jedan



Slika 2.1 Crtanje logaritamske razmere po frekvencijskoj osi

Na ovaj način dobija se duž prikazana na slici 2.1.a.

Najzad, ova duž se nanosi potreban broj puta na apscisnu osu. U slučaju da je  $f_0 = 1\text{ Hz}$ , predstavljanje frekvencijske ose u opsegu od 10[Hz] do 1[MHz] prikazano je na Slici 2.1.b.

$$(2.8) \quad A = \frac{u_{iz}}{u_{ul}}$$

U ovom ciklusu predmet analize u frekvencijskom domenu biće naponsko pojačanje. Naponsko pojačanje definiše se kao količnik izlaznog i ulaznog napona.

Pojačanje je kompleksna funkcija, pa se, prilikom grafičkog predstavljanja, prikazuju odvojeno moduo:

$$|A| = \left| \frac{u_{iz}}{u_{ul}} \right|$$

i faza pojačanja:

$$\Phi = \arg \{A(j\omega)\}.$$

Vrednost modula naponskog pojačanja može znatno da varira za više redova veličine u frekvencijskom opsegu koji je od interesa. Da bi se omogućila podjednaka preglednost u oblastima sa malim i velikim modulom pojačanja, obično se koristi logaritamska razmera. Pri tome se pojačanje zadaje u decibelima (dB), a definiše se kao:

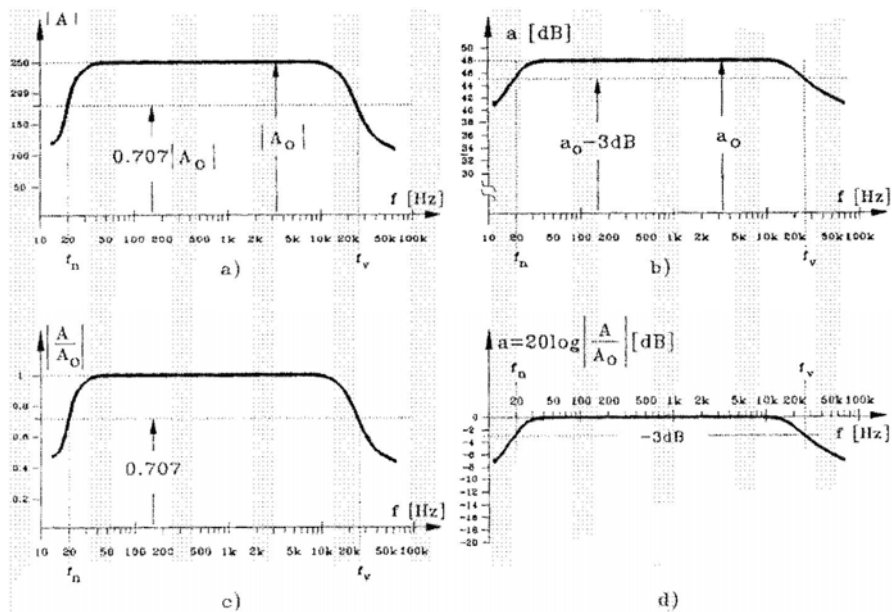
$$a = 20 \log \left| \frac{u_{iz}}{u_{ul}} \right| = 20 \log |A|$$

Na slici 2.2.b prikazan je moduo pojačanja sa slike 2.2.a izražen u decibelima. Za ovakvu interpretaciju amplitudske karakteristike kaže se da je data u log-log razmeri. Za interpretaciju sa slike 2.2.a kaže se da je data u polulogaritamskoj razmeri.

Najzad, vrlo često je predmet posmatranja normalizovana vrednost modula pojačanja  $|A/A_0|$  gde je  $A_0$ , najčešće, maksimalna vrednost pojačanja u propusnom opsegu. U tom slučaju, maksimalna vrednost normalizovanog modula pojačanja jednaka je jedinici. Na slici 2.2.c prikazana je takva interpretacija karakteristike sa slike 2.2.a.

Ukoliko se koristi logaritamska razmera,  $20 \log |A/A_0|$ , tada je maksimalna vrednost 0 dB. Ovakav način prikazivanja amplitudske karakteristike ilustrovan je na slici 2.2.d.

Propusni opseg pojačavača definiše se kao opseg frekvencija u kome je snaga izlaznog signala veća od 1/2 maksimalne snage. S obzirom da je snaga proporcionalna kvadratu napona, pod propusnim opsegom podrazumeva se frekvencijsko područje u kome napon na izlazu, odnosno naponsko pojačanje, ne pada za više od  $\sqrt{2}$  puta u odnosu na maksimalnu vrednost. U opštem slučaju amplitudska karakteristika pojačavača ima oblik prikazan na slici 2.2. Na svim varijantama prikazivanja amplitudske karakteristike označen je i propusni opseg, zajedno sa kriterijumom za definisanje graničnih frekvencija. Na slikama 2.2.a i 2.2.c granične frekvencije određene su u tačkama u kojima pojačanje padne na vrednost od  $1/\sqrt{2}$  od vrednosti pojačanja  $A_0$ , što odgovara vrednosti od  $0,707 A_0$ . Istom kriterijumu primenjenom na modulu pojačanja zadatom u dB, slika 2.2.b, odgovara vrednost od  $20 \log (0,707 A_0) = 20 \log A_0 - 3\text{dB}$ , dok varijanti sa slike 2.2.d odgovara vrednost -3dB.



Slika 2.2 Grafičko predstavljanje amplitudske karakteristike i određivanje propusnog opsega

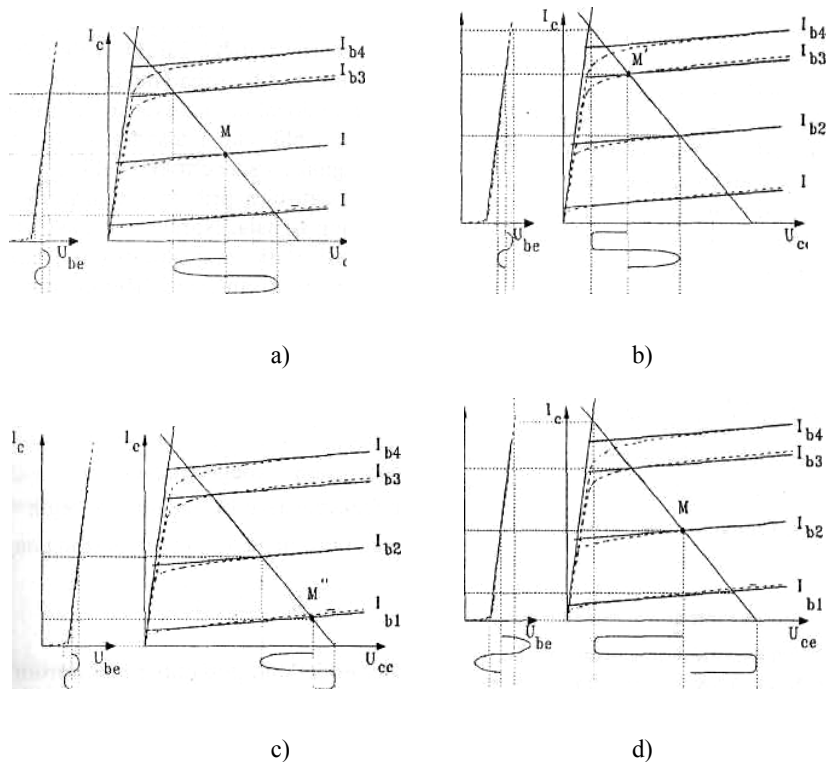
Sem izobličenja koja nastaju kao posledica odstupanja amplitudske i fazne karakteristike od idealnog slučaja, oblik signala na izlazu može se razlikovati od oblika ulaznog signala usled nelinearnosti prenosne karakteristike pojačavača. Prenosna karakteristika pojačavača ukazuje na zavisnost trenutne vrednosti izlazne veličine od trenutne vrednosti ulazne veličine. Izobličenja nastala usled nelinearnosti prenosne karakteristike pojačavača poznata su pod imenom nelinearna izobličenja, a posledica su nelinearnosti karakteristika aktivnih elemenata u elektronskim kolima.

Analizom oblika svih karakteristika različitih poluprovodničkih komponenata snimanih u prethodnom ciklusu, zapaža se očigledna nelinearnost bar u jednom delu karakteristika. Ovo znači da će signal na izlazu biti neka nelinearna funkcija ulaznog signala, kad god se radna tačka aktivnog elementa nadje u nelinearnom delu. Karakteristika koja prikazuje zavisnost trenutne vrednosti izlaznog signala od trenutne vrednosti ulaznog signala zove se prenosna karakteristika pojačavača. Kao što se može videti, ova karakteristika je nelinearna, što je direktna posledica nelinearnosti karakteristika aktivnih komponenti u pojačavaču. Srećom, u jednom delu prenosna karakteristika pojačavača gotovo potpuno je linearna. Radna oblast svih linearnih elektronskih kola nalazi se u okviru ovog linearnog segmenta prenosne karakteristike. Izborom radne tačke u klasi A, za dovoljno male vrednosti ulaznog signala, sve karakteristike mogu se smatrati linearnim u ograničenom segmentu. To znači da se, pod navedenim uslovima, neće, u značajnijoj meri, manifestovati nelinearna izobličenja signala na izlazu. Međutim, ukoliko amplituda ulaznog signala premašuje oblast u kojoj se karakteristika aktivnog elementa može smatrati linearnom, neminovno dolazi do nesrazmernog preslikavanja ulaznog signala na izlazu. Zbog toga će analiza nelinearnih izobličenja biti vezana za rad pojačavača snage (ciklus 3. vežba 4.). Na ovom mestu biće razmotrena izobličenja izlaznog signala koja nastaju kao posledica nepravilnog izbora radne tačke pojačavača.

Primeru radi, razmotrimo ponašanje pojačavača sa bipolarnim tranzistorom u osnovnoj konfiguraciji sa zajedničkim emitorom. Smatraćemo da su karakteristike tranzistora linearne, kao što pokazuje slika 2.3. Kada je radna tačka, M, tranzistora pravilno izabrana, na sredini aktivne oblasti, uz pretpostavku da su karakteristike tranzistora linearne, napon na izlazu biće pojačan, obrnute faze od ulaznog napona i neizobličen (slika 2.3.a).

Izborom radne tačke pojačavača na rubu aktivne oblasti, u neposrednoj blizini oblasti zasićenja tranzistora, M' na slici 2.3.b, čak i relativno mala amplituda ulaznog napona može da izazove direktnu polarizaciju spoja baza-kolektor čime tranzistor iz aktivne oblasti prelazi u oblast zasićenja. Dokle god je veličina ulaznog signala mala i tranzistor radi u aktivnoj oblasti, napon na izlazu linearno prati promenu ulaznog napona. Međutim, ulaskom tranzistora iz aktivne oblasti u zasićenje, napon na kolektoru tranzistora, odnosno na izlazu pojačavača postaje konstantan ( $U_{CC} = U_{CES}$ ), nezavisno od vrednosti ulaznog napona. Ovo ima za posledicu odsecanje vrha izlaznog signala u toku negativne poluperiode, kao što ilustruje slika 2.3.b.





Slika 2.3 Izobličenja izlaznog signala nastala kao posledica neregularnog rada aktivnog elementa pojačavača

Sa druge strane, izborom radne tačke pojačavača na rubu aktivne oblasti tranzistora, ali u neposrednoj blizini oblasti zakočenja,  $M''$  na slici 2.3.c, dovoljna je mala negativna vrednost ulaznog napona pa da emitorski spoj tranzistora postane inverzno polarisan (obratiti pažnju na položaj radne tačke u polju prenosnih karakteristika  $I_c-U_{be}$ ). Naravno, kada je tranzistor zakočen, kolektorska struja ne teče. Samim tim, nema pada napona na kolektorskom otporniku i napon na kolektoru postaje konstantan ( $U_{CE} = U_{CC}$ ).

Prethodna razmatranja upućuju na još jednu mogućnost promene oblika izlaznog signala u odnosu na ulazni, čak i u slučaju da se radi o pojačavaču koga odlikuju idealna amplitudska i fazna karakteristika, linearne karakteristike aktivnog elementa i pravilan izbor radne tačke. Radi se o izobličenjima nastalim kao posledica neregularnog rada pojačavača. Pri tome se pod neregularnim radom podrazumeva rad pojačavača izvan aktivne oblasti elementa. Kada se ima u vidu pojačavač sa bipolarnim tranzistorom, radi se o prelasku tranzistora iz aktivne oblasti u oblast zasićenja ili zakočenja, slično pojavama zabeleženim u slučaju neregularnog izbora radne tačke tranzistora. Pretpostavimo, naime, da se tranzistorski pojačavač idealizovanih karakteristika (konstantna amplituda i linearna faza u propusnom opsegu, linearne statičke karakteristike tranzistora) pobudjuje složenim signalom oblika (2.1), pri čemu  $f_1$  i  $f_2$  pripadaju propusnom opsegu pojačavača. Za sve vrednosti ulaznog signala koje su dovoljno male da tranzistor ne izvede iz aktivne oblasti rada, signal na izlazu imaće isti oblik kao i ulazni, sa  $A$  puta većom amplitudom. Međutim, kada amplituda ulaznog signala postane toliko velika, da tranzistor udje u zasićenje, odnosno zakočenje, napon na izlazu biće približno konstantan i jednak  $U_{CES}$ , odnosno  $U_{CC}$ , nezavisno od promene ulaznog signala. Naravno, ovakvo stanje biće zadržano dok se ne ispune uslovi da tranzistor radi u aktivnoj oblasti (spoj baza-emitor direktno polarisan, spoj baza-kolektor inverzno polarisan). Izobličenja nastala ovom prilikom manifestuju se u vidu odsecanja vrhova signala. Primer ovakvog ponašanja pojačavača za slučaj prostoperiodičnog pobudnog signala velike amplitude prikazan je na slidi 2.3.d. Očigledno je da postoji ograničenje u pogledu maksimalne vrednosti ulaznog signala pri kojoj pojačavač ispravno radi.

Najzad, može se zaključiti da se kvalitet reprodukcije signala pojačavača sagledava kroz amplitudsku, faznu i prenosnu karakteristiku pojačavača. Da bi se verno reprodukovao izlazni signal neophodno je da:

- amplitudska karakteristika bude ravna u propusnom opsegu frekvencija;
- fazna karakteristika bude linearna funkcija frekvencije u propusnom opsegu;
- prenosna karakteristika bude linearna u opsegu promena amplitude ulaznog napona.

## Merne metode korišćene u ovom ciklusu

Za merenje amplitudskih karakteristika potrebno je kolo pobuditi generatorom naizmeničnog napona kod koga se vrednost amplitude i frekvencije mogu regulisati u željenom opsegu. Vrednosti naizmeničnih napona na ulazu i izlazu kola mere se elektronskim voltmetrima (primena univerzalnih instrumenata  $AV\Omega$ -metara za ovu svrhu potpuno je neprimerena, s obzirom da im je ulazna otpornost, osetljivost, a naročito frekvencijski opseg daleko ispod potrebnih granica). Deljenjem vrednosti napona na izlazu sa vrednošću napona na ulazu kola dobija se vrednost naponskog pojačanja.

Ponovo, i ovom prilikom, ukazujemo na značaj pravilnog priključivanja mase generatora naizmeničnih signala i mase elektronskih voltmetara, o čemu je bilo reči u uvodnom delu prethodnog ciklusa. S obzirom da se u ovom ciklusu radi o merenju relativno malih signala u širokom opsegu frekvencija, potrebno je, kad god je to moguće, vezu između generatora i makete, kao i voltmetara i makete ostvariti preko koaksialnih kablova. Na taj način štiti se koristan signal od uticaja sa strane, a takodje se sprečava zračenje korisnog signala u okolinu.

Merenje ulazne otpornosti pojačavača vrši se gotovo na isti način na koji je merena vrednost parametra  $h_{11}$  u prethodnom ciklusu. Po definiciji ulazna otpornost jednaka je količniku ulaznog napona i ulazne struje. Vrednost naizmeničnog ulaznog napona meri se elektronskim V-metrom, dok se vrednost ulazne struje meri posredno, merenjem napona ispred i iza otpornika poznate vrednosti.

Za merenje izlazne otpornosti pojačavača koristi se metod poluskretanja. Suština ovog metoda ogleda se u sledećem.



Slika 2.4 Princip merenja izlazne otpornosti pojačavača metodom "poluskretanja"

Izlaz pojačavača možemo predstaviti realnim naponskim generatorom  $u_{iz}$  (kontrolisanim naponom na ulazu:  $u_{iz} = Au_{ul}$ ) konačne izlazne otpornosti  $R_{iz}$ . Vrednost napona na izlazu neopterećenog pojačavača,  $R_p \rightarrow \infty$ , označimo sa  $u_0$ , slika 2.4.a. Neka je sa  $u_p$  označen napon na izlazu pojačavača opterećenog potrošačem poznate otpornosti  $R_p$ , slika 2.4.b. S obzirom da se radi o razdelniku napona, očigledno je napon  $u_p$  funkcija vrednosti otpornika  $R_p$  i može da se izračuna po obrascu:

$$(2.9) \quad u_p = \frac{R_p}{(R_{iz} + R_p)} u_0$$

Ukoliko se kao otpor potrošača koristi dekadna kutija, tada se izlazna otpornost pojačavača može odrediti na sledeći način. Izmeri se, najpre, vrednost napona na izlazu neopterećenog pojačavača  $u_0$ . Zatim se za izlaz pojačavača priključi dekadna kutija otpornosti podešena na vrednost  $R_p = R_{max}$ . Smanjuje se vrednost otpornosti  $R_p$  i posmatra vrednost napona na potrošaču  $u_p$ . Kada napon na izlazu opadne na vrednost  $u_p = u_0/2$ , očita se sa dekadne kutije vrednost otpornosti  $R_p$ , s obzirom da je, saglasno jednačini (2.9), tada  $R_{iz} = R_p$ .

## 2.1 Pojačavač sa bipolarnim tranzistorom

### 2.1.1 Cilj vežbe

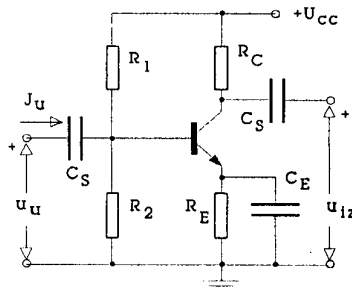
Poredjenje osobina tranzistorskih pojačavača u konfiguracijama sa zajedničkim emitorom i zajedničkim kolektorom sa stanovišta oblika frekvencijske karakteristike naponskog pojačanja, kao i veličine ulazne i izlazne otpornosti.

### 2.1.2 Teorijska postavka vežbe

#### Pojačavač sa zajedničkim emitorom

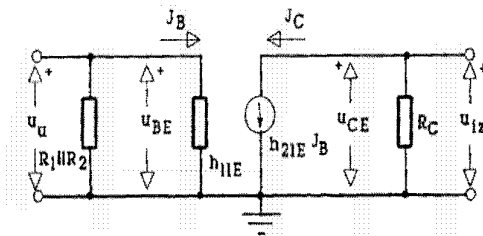
Osnovna električna šema pojačavača sa zajedničkim emitorom prikazana je na slici 2.1.1. Analizu rada ovog pojačavača započecemo razmatranjem njegovog pojačanja pri srednjim frekvencijama. To su frekvencije koje su dovoljno visoke da impedanse kondenzatora u kolu ( $C_E$  i kondenzatori za spregu pojačavača sa generatorom i potrošačem  $C_S$ ) budu zanemarljivo male impedanse. Istovremeno, smatramo da su te frekvencije dovoljno niske, tako da se parazitne kapacitivnosti u kolu mogu posmatrati kao vrlo velike impedanse. Znači, pri srednjim frekvencijama posmatramo pojačavač kao da nema reaktivnih elementa u kolu. Uobičajeno je da se za analizu pri niskim i srednjim frekvencijama tranzistor zameni hibridnim modelom. Zamenom tranzistora u šemi sa slike 2.1.1 uprošćenim hibridnim modelom ( $h_{12E} = 0$  i  $h_{22E} = 0$ ) dobija se ekvivalentna šema pojačavača sa zajedničkim emitorom, prikazana na slici 2.1.2. Analizom ovog kola dobija se približni rezultat za naponsko pojačanje ([2, str. 16, jednačina (1.25))]:

$$(2.1.1) \quad A_u = -\frac{R_C h_{21E}}{h_{11E}}$$



Slika 2.1.1 Pojačavač sa zajedničkim emitorom.

Usvajanjem vrednosti  $h_{21E} = 100$ ,  $h_{11E} = 1 \text{ k}\Omega$  i  $R_C = 3,3 \text{ k}\Omega$ , dobija se  $A_u = -330$ . Izračunato naponsko pojačanje je negativno, a to znači da pojačavač okreće fazu napona. Ovo možemo jednostavno objasniti. Pretpostavimo da napon na ulazu pojačavača raste. Iz oblika ulazne karakteristike  $I_B = f(U_{BE})$  očigledno je da raste vrednost struje  $I_B$ . Kako je kolektorska struja  $\beta$  puta veća od bazne, ona će  $\beta$  puta brže da raste. Napon na kolektoru tranzistora jednak je  $U_C = U_{CC} - I_C R_C$ . Sa porastom vrednosti  $I_C$  smanjivaće se napon  $U_C$ . Dakle, sa porastom ulaznog napona opada napon na izlazu.



Slika 2.1.2 Ekvivalentna šema pojačavača sa zajedničkim emitorom za naizmjenični režim, pri srednjim frekvencijama

Pri niskim frekvencijama reaktanse kondenzatora u kolu nisu zanemarljivo male. Uzećemo u obzir samo impedansu kondenzatora  $C_E$ , kapacitivnost kondenzatora  $C_S$  smatraćemo i dalje dovoljno velikom. To znači da je sada, za naizmenični signal, emitor vezan za masu preko impedanse  $Z_E = R_E \parallel C_E$ .

Izraz za naponsko pojačanje (2.1.1) važi i dalje, s tim što h parametre u jednačini treba zameniti h' parametrima koji opisuju četvorpol sačinjen od tranzistora i impedanse  $Z_E$  ([2, str. 17, jednačine (1.32) do (1.35)]). Važe relacije:

$$h'_{11E} = h_{11E} + (1 + h_{21E})Z_E,$$

$$h'_{21E} = h_{21E}.$$

Očigledno je da sa opadanjem frekvencije raste vrednost parametra  $h'_{11E}$ , što će neminovno dovesti do pada pojačanja. Zamenom ovih h' parametara u (2.1.1) dobijamo:

$$(2.1.2) \quad A_{un} = A_u \frac{1 + s\tau_E}{k_1 \left( 1 + \frac{s\tau_E}{k_1} \right)}$$

gde je:  $\tau_E = R_E C_E$  i  $k_1 = 1 + \frac{R_E(1 + h_{21E})}{h_{11E}}$

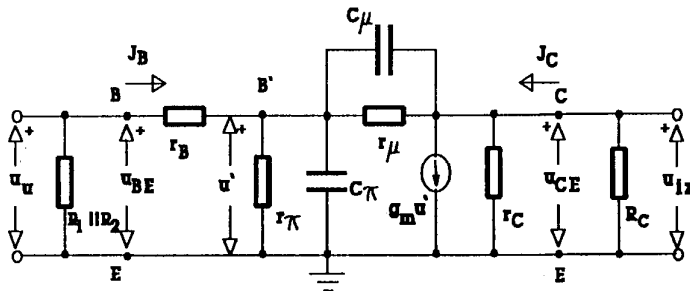
Pri dovoljno visokim frekvencijama  $A_{un}$  se svodi na  $A_u$ . Pri niskim frekvencijama, međutim, dobija se da je  $|A_{un}| < A_u$ . Pojačanje opada pri niskim frekvencijama. Pad pojačanja usled prisustva impedanse u emitorskom kolu može se objasniti i na sledeći način. Prisustvo impedanse u emitorskom kolu igra ulogu redno-strujne negativne povratne sprege. Uticaj impedanse  $Z_E$  na pad pojačanja potpuno odgovara prirodni fenomena koji utiče na temperaturnu stabilizaciju radne tačke, koji je opisan u okviru vežbe 1.5. ovog praktikuma, a sastoji se u sledećem: Povećanje struje  $I_C$  usled povećanja ulaznog napona izaziva veći pad napona na impedansi  $Z_E$  i porast napona  $U_E$ , što dovodi do pada napona  $U_{BE}$ , pada struje  $I_C$ , a time i napona  $U_C$ . Što je frekvencija niža, moduo impedanse  $Z_E$  je veći, pa je i opisani efekat izraženiji, odnosno pojačanje je manje.

Pored kondenzatora  $C_E$  na smanjenje pojačanja pri nižim frekvencijama utiče i kondenzator za spregu  $C_S$ . S obzirom da je on vezan na red sa ulaznim naponom  $u_{in}$ , njegov uticaj je isti kao uticaj kondenzatora u RC kolu propusniku visokih frekvencija opisanom u prethodnoj vežbi.

Sa druge strane, pri visokim frekvencijama postaju izražene parazitne reaktanse u samom tranzistoru. Zato se tranzistor ne može više opisati h parametrima. Realniji je hibridni  $\pi$  model. Analiza pojačavača sa ovim modelom (slika 2.1.3), daje približni rezultat za pojačanje na umereno visokim frekvencijama:

$$(2.1.3) \quad A_{uv} = A_u \frac{1}{1 + s\tau_1}$$

gde je  $A_u$  pojačanje pri srednjim frekvencijama definisano izrazom (2.1.1). Izraz za  $\tau_1$  može se naći u knjizi.



Slika 2.1.3 Ekvivalentna šema pojačavača sa zajedničkim emitorom za visoke frekvencije

Pri dovoljno niskim frekvencijama, analizom gornjeg izraza, dobija se da je  $A_{uv} = A_u$ . Očigledno je da će sa porastom frekvencije biti  $|A_{uv}| < |A_u|$ . Opadanje pojačanja može se objasniti prisustvom impedanse  $R_{\pi} \parallel C_{\pi}$  na osnovu Milerove teoreme. Pored toga, na visokim frekvencijama reaktansa kondenzatora  $C_{\pi}$  pada, pa se smanjuje i pad napona na njemu ( $u'$ ) koji kontroliše struju u izlaznom kolu.

Opisanu frekvencijsku zavisnost možemo, naravno, dobiti i merenjem. Pri crtanju frekvencijske

karakteristike, frekvencijska osa se prikazuje u pogodnijoj, logaritamskoj razmeri, čime se postiže da niske frekvencije na grafičkom prikazu budu razvučene, a visoke sabijene.

Ulazna i izlazna impedansa za kolo sa slike 2.1.1 mogu se, pri srednjim frekvencijama, jednostavno odrediti zamenom hibridnog modela tranzistora u kolu za naizmjenični režim. Dobija se približno:

$$(2.1.4) \quad R_{ul} = R_1 \parallel R_2 \parallel h_{11E} \approx h_{11E},$$

s obzirom da je  $R_1, R_2 \gg h_{11E}$ , dok je:

$$(2.1.5) \quad R_{iz} = \frac{1}{h_{22E}} \parallel R_C \approx R_C,$$

s obzirom da je  $1/h_{22E} \gg R_C$ .

Za vrednosti h parametara i elemenata kola koje smo uzeli u prošlom primeru dobija se  $R_{ul} = 1 \text{ k}\Omega$  i  $R_{iz} = 3,3 \text{ k}\Omega$ .

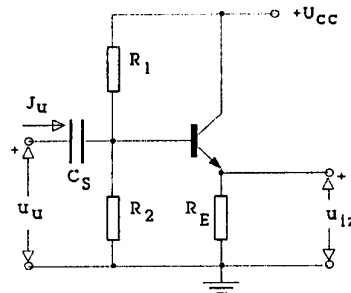
Ulazna i izlazna otpornost na srednjim frekvencijama mogu se odrediti i merenjem. Ulazna otpornost se meri posredno, kao količnik naizmjeničnog napona na ulazu pojačavača i ulazne struje. Izlazna otpornost može se izmeriti metodom poluskretanja.

### Pojačavač sa zajedničkim kolektorom

Analognim postupkom možemo analizirati pojačavač sa zajedničkim kolektorom, čija je šema prikazana na slici 2.1.4. Zamenom tranzistora uprošćenim hibridnim modelom, sa  $h_{12E} = 0$  i  $h_{22E} = 0$ , (slika 2.1.5) dobija se naponsko pojačanje pri srednjim frekvencijama:

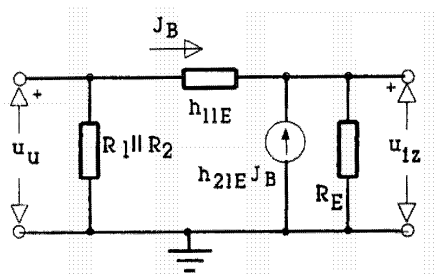
$$(2.1.6) \quad A_u = -\frac{h_{21C}R_E}{h_{11C} + \Delta h_C R_E} = \frac{(1 + h_{21E})R_E}{h_{11E} + (1 + h_{21E})R_E}.$$

Za  $h_{21E} = 100$ ,  $R_E = 3,3 \text{ k}\Omega$  i  $h_{11E} = 1 \text{ k}\Omega$ , dobija se  $A_u = 0,997$ .



Slika 2.1.4 Pojačavač sa zajedničkim kolektorom

Uočava se da je naponsko pojačanje pozitivno i da je njegova vrednost malo manja od 1. Pozitivna vrednost pojačanja ukazuje na to da signali na ulazu i izlazu imaju istu fazu. Ovo je očigledno s obzirom da je izlazni napon  $U_E$  direktno proporcionalan struji  $I_E$ , ( $U_E = R_E I_E$ ), a vrednost struje  $I_E$  direktno proporcionalna struji  $I_B$  ( $I_E = (\beta + 1) I_B$ ), dok je vrednost struje  $I_B$  proporcionalna vrednosti ulaznog napona  $U_{BE}$ .

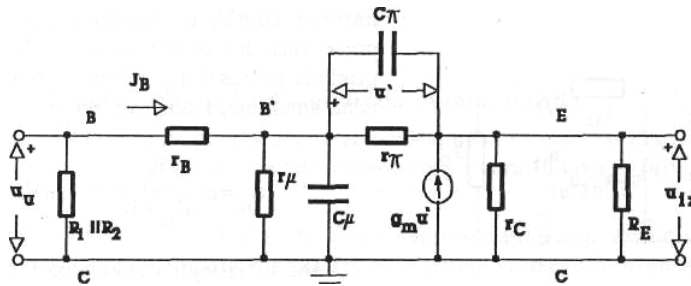


Slika 2.1.5 Ekvivalentna šema pojačavača sa zajedničkim kolektorom za srednje frekvencije

Sa smanjenjem frekvencije raste reaktansa kondenzatora za spregu, pa i pojačanje opada. Granični slučaj pada pojačanja ilustruje signal frekvencije  $f = 0$ , jednosmerni signal, kada ovaj kondenzator predstavlja potpuni prekid u kolu, tako da je  $u_{iz} = 0$  ( $A = 0$ ). Donju graničnu frekvenciju definiše vrednost  $C_S$ . Sa većom vrednošću ovog kondenzatora dobija se niža donja granična frekvencija. Sa druge strane, ponašanje pojačavača na visokim frekvencijama može se analizirati zamenom tranzistora ekvivalentnim visokofrekvencijskim modelom (slika 2.1.6). Dobija se

$$(2.1.7) \quad A_{uv} = A_u \frac{1 + s\tau_1}{1 + s\tau_2}$$

Pri visokim frekvencijama dolazi do uticaja parazitnih kapacitivnosti koje su u hibridnom  $\pi$  modelu predstavljene kao  $C_\pi$  i  $C_\mu$ . Očigledno je da će se pri vrlo visokim frekvencijama zbog smanjivanja reaktansi kondenzatora  $C_\pi$  i  $C_\mu$ , impedansa između izlaza pojačavača (emitora) i mase (kolektora) smanjivati. To znači da će i pojačanje na visokim frekvencijama da se smanjuje. S obzirom da su vrednosti ovih parazitnih kapacitivnosti vrlo male (reda pF) do njihovog bitnog uticaja na pojačanje pojačavača sa zajedničkim kolektorom dolazi pri frekvencijama većim od 1 MHz. Detaljna analiza ponašanja ovog pojačavača na visokim frekvencijama može se naći u knjizi.



Slika 2.1.6 Ekvivalentna šema pojačavača sa zajedničkim kolektorom za visoke frekvencije.

Izračunavanjem ulazne i izlazne otpornosti pri srednjim frekvencijama dobijamo:

$$(2.1.8) \quad R_{ul} = R_1 \parallel R_2 \parallel (h_{11E} + (1 + h_{21E})R_E),$$

$$(2.1.9) \quad R_{iz} = \frac{h_{11E} + R_1 \parallel R_2}{1 + h_{21E}} \parallel R_E.$$

U izrazu za ulaznu otpornost najčešće je  $(1 + h_{21E})R_E \gg h_{11E}$ . Zbog toga je ulazna otpornost stepena sa zajedničkim kolektorom mnogo veća od ulazne otpornosti stepena sa zajedničkim emitorom. Ako uzmemo da je  $h_{11E} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{21E} = 100$ ,  $R_E = 3,3 \text{ k}\Omega$  i  $R_1 \parallel R_2 = 50 \text{ k}\Omega$ , dobija se  $R_{ul} = 43 \text{ k}\Omega$ .

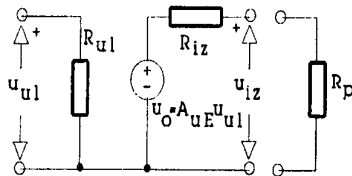
U izrazu za izlaznu otpornost dominira član koji ima najmanju vrednost, a to je  $\frac{h_{11E} + R_1 \parallel R_2}{1 + h_{21E}}$ . Za

usvojene vrednosti  $R_E$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $h_{11E}$ ,  $h_{21E}$ , dobija se  $R_{iz} \approx \frac{R_1 \parallel R_2}{1 + h_{21E}} \approx 500 \Omega$ .

Postupak merenja naponskog pojačanja, ulazne i izlazne otpornosti za stepen sa zajedničkim kolektorom isti je kao i kod stepena sa zajedničkim emitorom.

Nameće se pitanje čemu služi pojačavač čije je pojačanje manje od 1. Njegova osnovna primena kao pojačavača jeste prilagodjenje po impedansi. Kao što smo videli, ovaj pojačavač ima veliku ulaznu i malu izlaznu otpornost. Da bi utvrdili od kakvog je to značaja, razmotrimo slučaj u kome signal vrednosti 10 mV treba pojačati i signalom od oko 1 V pobuditi potrošač čija je otpornost 100  $\Omega$ .

Na osnovu prethodno date analize pojačavačkih stepena sa zajedničkim emitorom i sa zajedničkim kolektorom može se zaključiti da se željeno naponsko pojačanje od 100 puta jednostavno može postići jednim pojačavačkim stepenom sa zajedničkim emitorom. Poznato je da izlazna otpornost ovog pojačavača iznosi nekoliko k $\Omega$ . Usvojicemo da je  $R_{iz} = 10 \text{ k}\Omega$ . Radi jednostavnije analize pojačavač napona ćemo predstaviti ekvivalentnim kolom sa slike 2.1.7.



Slika 2.1.7 Uprošćena šema pojačavača sa zajedničkim emitorom

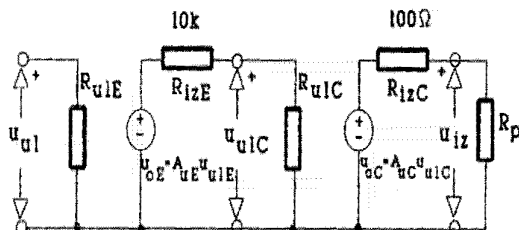
Ukoliko je pojačanje ovog stepena  $A_{uE} = 100$ , a vrednost ulaznog napona 10 mV, na izlazu neopterećenog pojačavača dobiće se napon  $u_o = 1$  V. Kada se priključi potrošač  $R_p$ , izlazni napon se drastično smanjuje, s obzirom da je:

$$u_{iz} = u_o \frac{R_p}{R_{iz} + R_p} \approx 100 \text{ mV}$$

Da bi izbegli ovakav pad pojačanja treba izvršiti prilagodjenje otpornosti potrošača i izlazne otpornosti pojačavača. Za to koristimo stepen sa zajedničkim kolektorom koji ima veliku ulaznu i malu izlaznu otpornost. Neka je  $R_{u1C} = 50 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{izC} = 100 \text{ }\Omega$  i  $A_{uC} = 0,98$ , gde indeks C označava da se radi o stepenu sa zajedničkim kolektorom. Iz kola sa slike 2.1.8 dobija se:

$$u_{oE} = 1 \text{ V}, u_{u1} = \frac{R_{u1C}}{R_{u1C} + R_{izE}} u_{oE} \approx 0,83 \text{ V}, u_{oC} = u_{u1C} A_{uC} = 0,82 \text{ V} \text{ i } u_{iz} = \frac{R_p}{R_p + R_{izC}} u_{oC} = 0,41 \text{ V}.$$

To znači da je ukupno ostvareno pojačanje 41, što je znatno više nego što smo imali kada nismo koristili stepen sa zajedničkim kolektorom. Izborom tranzistora sa pogodnim vrednostima parametara može se dobiti i željeno ukupno pojačanje 100.



Slika 2.1.8 Dvostepeni pojačavač, prvi stepen je pojačavač sa zajedničkim emitorom, a drugi sa zajedničkim kolektorom

### Zaključak

Pojačavač sa zajedničkim emitorom obrće fazu napona. Moduo naponskog i strujnog pojačanja ovog pojačavača veći je od 1. Zato je i pojačanje snage veliko. Ima relativno malu ulaznu i veliku izlaznu otpornost. Ulazna i izlazna otpornost ovog stepena malo zavise od priključenih vrednosti potrošača i generatora.

Pojačavač sa zajedničkim kolektorom ima veliko strujno pojačanje, a naponsko pojačanje mu je manje od 1. Ima veliku ulaznu, a malu izlaznu otpornost, zbog čega se koristi za prilagodjenje impedanse potrošača.

### 2.1.3 Rezultati merenja na koje treba obratiti pažnju

Naponsko pojačanje pojačavača sa zajedničkim emitorom je veliko. Ulazna otpornost je reda k $\Omega$ . Izlazna otpornost je jednaka vrednosti otpornosti koja je priključena na kolektor.

Stepen sa zajedničkim kolektorom ima naponsko pojačanje manje od jedan, ulazna otpornost mu je velika, a izlazna mala. Njegova gornja granična frekvencija je vrlo visoka.

## 2.2 Pojačavač sa MOSFET-om

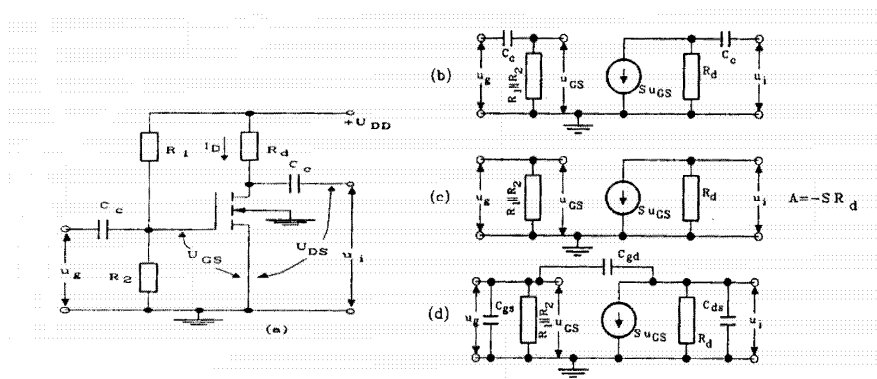
### 2.2.1 Cilj vežbe

Uporediti osobine dva osnovna pojačavačka stepena sa MOSFET-om, pojačavača sa zajedničkim sorsom i sa zajedničkim drejnom. Poredjenje izvršiti po pojačanju, propusnom opsegu i izlaznoj impedansi.

### 2.2.2 Teorijska postavka vežbe

#### Pojačavač sa zajedničkim sorsom

Na slici 2.2.1.a prikazana je osnovna konfiguracija jednostepenog pojačavača sa zajedničkim sorsom sa MOSFET-om. Radnu tačku ( $U_{GS}$ ,  $I_D$  i  $U_{DS}$ ) određuje vrednost otpornika  $R_1$ ,  $R_2$  i  $R_D$ .



Slika 2.2.1 (a) pojačavač sa zajedničkim sorsom  
 (b) ekvivalentna šema za niske frekvencije  
 (c) ekvivalentna šema za srednje frekvencije  
 (d) ekvivalentna šema za visoke frekvencije

Pojačavački stepen sa zajedničkim sorsom obrće fazu ulaznog signala. Naime, kao i kod pojačavača sa zajedničkim emitorom, tako i ovde porast izlazne struje  $I_D$  izaziva smanjivanje izlaznog napona:  $U_{DS} = U_{DD} - R_D I_D$ . S druge strane, na osnovu prenosnih karakteristika, očigledno je da struja  $I_D$  raste ukoliko raste napon  $U_{GS}$ , koji je proporcionalan ulaznom naponu  $u_g$ . Znači, porast ulaznog napona izaziva porast napona  $U_{GS}$  usled čega raste struja  $I_D$  što dovodi do smanjenja izlaznog napona.

Razmotrimo, sada, ponašanje pojačanja, ulazne i izlazne impedanse ovog pojačavača u zavisnosti od frekvencije pobudnog signala. I ovom prilikom, mogu se uočiti tri frekvencijska opsega: opseg niskih, srednjih i visokih frekvencija.

U opsegu niskih frekvencija dominantnu ulogu igraju reaktanse kondenzatora  $C_c$ . S obzirom na to da su ovi kondenzatori vezani na red sa pobudnim generatorom i potrošačem, očigledno je da će pri vrlo niskim frekvencijama njihova velika reaktansa uticati na pad pojačanja. Dakle, usled prisustva otpornika  $R_1$  i  $R_2$  vezanih prema masi u ulaznom, odnosno  $R_D$  u izlaznom delu kola, ceo pojačavač se pri niskim frekvencijama ponaša kao propusnik visokih frekvencija, tako da pojačanje raste sa porastom frekvencije ulaznog signala. Ekvivalentna šema pojačavača sa zajedničkim sorsom na niskim frekvencijama za naizmjenični režim prikazana je na slici 2.2.1.b.

Pri srednjim frekvencijama na kojima se reaktanse ovih kondenzatora mogu smatrati zanemarivo malim, a istovremeno su reaktanse kapacitivnosti MOSFET-a vrlo velike, u ekvivalentnom kolu pojačavača (slika 2.2.1.c) nema reaktivnih komponenata, pa je pojačanje nezavisno od frekvencije. Ekvivalentna šema pojačavača za naizmjenične signale srednjih frekvencija prikazana je na slici 2.2.1.c.

Za signale visokih frekvencija reaktanse kapacitivnosti MOSFET-a koje su reda pF, ne mogu se smatrati jako velikim, odnosno prekidom u kolu, što se može videti sa ekvivalentne šeme prikazane na slici 2.2.1.d.



Očigledno je da sve tri kapacitivnosti  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  i  $C_{ds}$  utiču na pad pojačanja sa porastom frekvencije. Naime, smanjenje reaktanse kapacitivnosti  $C_{ds}$  vodi slabljenju izlaznog napona ( $u_{ds}$  odvodi na masu),  $C_{gd}$  ima ulogu Milerove kapacitivnosti i omogućuje povratak signala sa izlaza na ulaz pojačavača, dok se smanjenjem reaktanse ulazne kapacitivnosti,  $C_{gs}$ , ulazni, kontrolišući napon,  $u_{gs}$ , odvodi na masu.

Na slici 2.2.1 upotrebljen je uprošćeni strujni linearni model MOS tranzistora kod koga je unutrašnja otpornost  $R_i \rightarrow \infty$ .

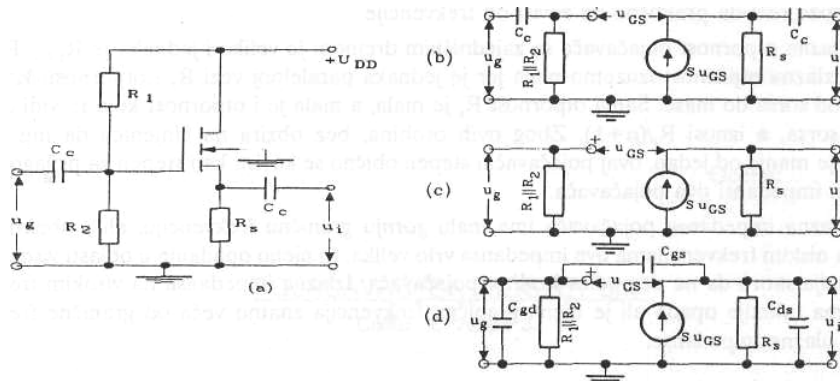
Ulazna impedansa pojačavača na niskim frekvencijama jednaka je ekvivalentnoj otpornosti koja je vezana za gejť jer je otpornost između gejťa i sorsa beskonačna. Kako je ova otpornost obično velika, to je ulazna impedansa takodje velika i u ovoj oblasti ne zavisi od frekvencije. Stoga kaŹemo da je pojačavač prilagodjen naponski na ulazu.

Izlazna impedansa ovog pojačavača na niskim frekvencijama jeste paralelna veza otpornosti  $R_D$  i impedanse koja se vidi sa drejna ka masi. S obzirom da je  $R_i \gg R_D$ , izlazna impedansa svodi se na  $Z_i \approx R_D$  tako da na niskim frekvencijama skoro ne zavisi od frekvencije.

Na visokim frekvencijama, kako je već rečeno, ponašanje pojačavača odredjuju kapacitivnosti tranzistora ( $C_{gs}$ ,  $C_{ds}$ ,  $C_{gd}$ ). Tačni analitički izrazi za naponsko pojačanje, ulaznu i izlaznu impedansu mogu se naći u knjizi. Treba napomenuti da navedeni izrazi vaŹe i za pojačavač sa MOSFET-om iako su zapravo izvedeni za pojačavač sa JFET-om, s obzirom da su ekvivalentne šeme oba pojačavača identične. Ovde ćemo samo istaći da se pri umereno visokim frekvencijama nedominantni polovi i nule mogu zanemariti pa se dobija da pojačanje opada sa 6 dB/oct, ulazna impedansa takodje, dok je izlazna konstantna u jednom širem opsegu, nakon čega i ona počinje da opada sa istim nagibom.

### Pojačavač sa zajedničkim drejnom

Na slid 2.2.2.a prikazano je kolo jednostepenog pojačavača sa zajedničkim drejnom. Pojačavač se pobudjuje u kolu gejťa, a izlazni napon je napon na sorsu tranzistora. Drejn tranzistora je, za naizmenični signal, preko baterije za napajanje, vezan za masu.



Slika 2.2.2 (a) pojačavač sa zajedničkim drejnom  
 (b) ekvivalentna šema za niske frekvencije  
 (c) ekvivalentna šema za srednje frekvencije  
 (d) ekvivalentna šema za visoke frekvencije

Činjenica da je izlazni napon  $u$  stvari jednak padu napona na otporniku  $R_s$  kazuje da ovaj pojačavač, za razliku od prethodnog, ne obrće fazu ulaznog signala. Naime, ako ulazni napon raste, povećava se i struja drejna, tako da izlazni napon, koji je jednak  $U_i = R_s I_D$ , takodje raste.

U analizi ponašanja pojačavača pri različitim frekvencijama ulaznog signala podimo, najpre od srednjih frekvencija, pri kojima su reaktanse kondenzatora za spregu  $C_c$  zanemarljivo male (kratak spoj), a reaktanse kapacitivnosti dovoljno velike (prekid u kolu). Pod tim uslovima, pojačavač nema reaktivnih komponenata, slika 2.2.2.c. Jednostavnom analizom kola lako se izračunava da je :

$$A = \frac{u_{iz}}{u_g} = \frac{SR_s}{1 + SR_s} < 1$$

Pri niskim frekvencijama, reaktanse kondenzatora  $C_c$  nisu više male. Sa opadanjem frekvencije njihova vrednost raste. S obzirom da su ove reaktanse vezane na red sa ulaznim i na red sa izlaznim signalom (slika 2.2.2.b) povećanje njihove vrednosti dovodi do većeg slabljenja signala, pa izlazni napon, a time i pojačanje

opada.

Na visokim frekvencijama dolaze do izražaja kapacitivnosti tranzistora, slika 2.2.2.d. S obzirom na to da je naponsko pojačanje pojačavača manje od jedinice, kapacitivnost  $C_{gs}$  koja predstavlja vezu između ulaza i izlaza, gubi na značaju, što se može zaključiti na osnovu Milerove teoreme. Stoga na vrednost izlaznog napona, a time i pojačanje, utiču samo kapacitivnosti  $C_{gd}$  i  $C_{ds}$ . Smanjenjem njihovih reaktansi pri visokim frekvencijama, naponi na njima, ulazni  $u_{gs}$  i izlazni  $u_{ds}$  neminovno se smanjuju. Usled toga smanjuje se i pojačanje pri visokim frekvencijama. S obzirom da je vrednost parazitnih kapacitivnosti relativno mala (reda pF), pojačanje pojačavača ima vrlo veliku graničnu frekvenciju, tako da se može reći da praktično ne zavisi od frekvencije.

Ulazna otpornost pojačavača sa zajedničkim drejnom je velika i jednaka je  $R_1 \parallel R_2$ , dok je izlazna otpornost izuzetno mala jer je jednaka paralelnoj vezi  $R_S$  i otpornosti koja se vidi od sorsa do mase. Sama otpornost  $R_S$  je mala, a mala je i otpornost koja se vidi od strane sorsa, a iznosi  $R/(\mu+1)$ . Zbog ovih osobina, bez obzira na činjenicu da mu je pojačanje manje od jedan, ovaj pojačavački stepen obično se koristi kao stepen za prilagodjenje po impedansi dva pojačavača.

Ulazna impedansa pojačavača ima malu gornju graničnu frekvenciju, ali s obzirom da je na niskim frekvencijama ova impedansa vrlo velika, to njeno opadanje u oblasti visokih frekvencija skoro da ne degradira kvalitet pojačavača. Izlazna impedansa na visokim frekvencijama takodje opada ali je njena granična frekvencija znatno veća od granične frekvencije ulazne impedanse.

### 2.2.3 Rezultati merenja na koje treba obratiti pažnju

Rezimirajući prethodno izlaganje možemo reći da pojačavač sa zajedničkim sorsom ima veće pojačanje od pojačavača sa zajedničkim drejnom, ali manji propusni opseg. Prvi obrće fazu ulaznog signala, a drugi ne. Oba pojačavačka stepena imaju veliku ulaznu impedansu. Izlazna impedansa pojačavača sa zajedničkim sorsom je velika i dodatno se može povećati otporom u sorsu (po cenu smanjenja pojačanja), dok je izlazna impedansa pojačavača sa zajedničkim drejnom mala. Upravo su ovo činjenice koje treba proveriti na osnovu dobijenih eksperimentalnih rezultata.

## 2.3 Dvostepeni pojačavač sa JFET-om

### 2.3.1 Cilj vežbe

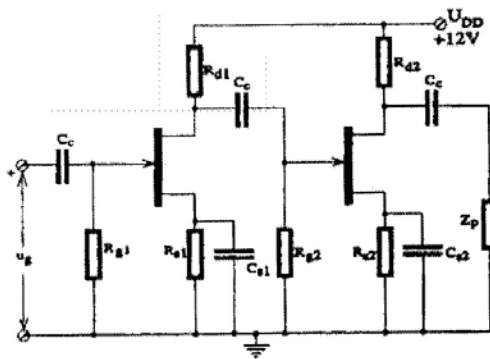
Uvideti razliku u pojačanju jednostepenog i višestepenog pojačavača, ustanoviti od čega zavisi pojačanje svakog stepena višestepenog pojačavača i kakav je uticaj impedanse u sorsu na to pojačanje.

### 2.3.2 Teorijska postavka vežbe

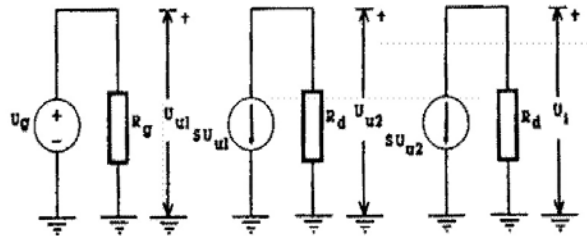
Veličina pojačanja signala koju može ostvariti jednostepeni pojačavač je ograničena. Da bi se ostvarilo veliko pojačanje signala obično nije dovoljna upotreba jednog pojačavačkog stepena. Zbog toga se spreže više osnovnih pojačavačkih stepena.

Posmatrajmo dvostepeni pojačavač sa JFET-ovima u konfiguraciji sa zajedničkim sorsom slika (2.3.1.a). Signal pojačan u prvom pojačavačkom stepenu dovodi se kao pobuda narednom, tako da se na izlazu drugog dobija signal pojačan onoliko puta koliko iznosi proizvod pojačanja ta dva stepena, tj:

$$(2.3.1) \quad A_n = A_{n1}A_{n2} = \frac{u_i}{u_g} = \frac{u_i}{u_{u2}} \frac{u_{u2}}{u_g}$$



Slika 2.3.1 a) Dvostepeni pojačavač sa JFET-om



Slika 2.3.1 b) Uprošćena ekvivalentna šema pojačavača

Ovo važi uz uslov da je na srednjim frekvencijama  $R_{i21} = R_{i22} = \frac{R_d R_i}{R_d + R_i}$ ,  $R_{u1} = R_{u2} = R_g$  i da je  $R_g \gg R_d$ , gde su  $R_{i21}$ ,  $R_{i22}$  i  $R_{u1}$ ,  $R_{u2}$  odgovarajuće izlazne odnosno ulazne otpornosti svakog pojačavačkog stepena, a  $R_g$  i  $R_d$  otpornost u gejtju odnosno dregnju tranzistora. U slučaju da se pojačanje izražava u decibelima:

(2.3.2)  $a_n[\text{dB}] = 20\log A_{n1}A_{n2} = 20\log A_{n1} + 20\log A_{n2} = a_{n1}[\text{dB}] + a_{n2}[\text{dB}]$

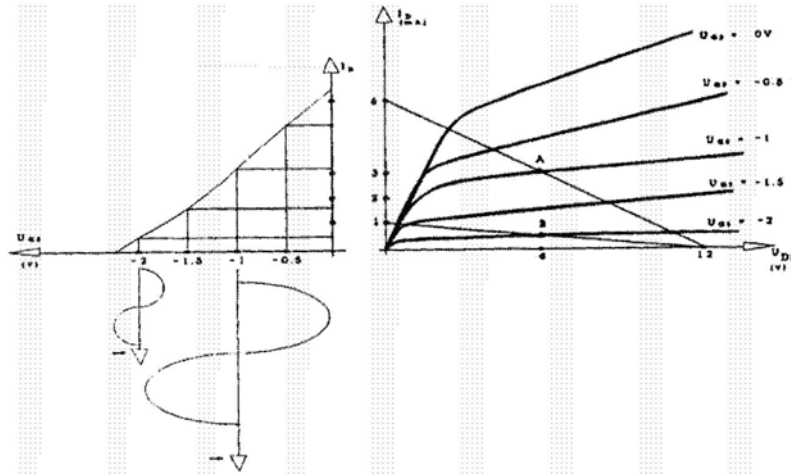
dakle, pojačanja se sabiraju.

Pojačanje svakog pojačavačkog stepena pri srednjim frekvencijama, za neopterećeni pojačavač, može se izračunati analizom ekvivalentne šeme kola sa slike 2.3.1.b. Pri srednjim frekvencijama može se smatrati da su reaktanse kondenzatora  $C_s$  i  $C_c$  dovoljno male i da predstavljaju kratak spoj, a parazitnih kapacitivnosti  $C_{DS}$ ,  $C_{GD}$  i  $C_{GS}$  velike, tako da predstavljaju prekid u kolu. S obzirom da je unutrašnja otpornost JFET-a  $R_i \gg R_d$ , a  $R_g$  obično znatno veće od unutrašnje otpornosti pobudnog generatora, lako se dobija:

$$(2.3.3) \quad A_{n1} = A_{n2} = -SR_d$$

Negativan znak naponskog pojačanja kazuje da je signal dobijen na izlazu u protivfazi sa pobudnim signalom. Do obrtanja faze izlaznog signala u odnosu na ulazni dolazi zato što sa porastom ulaznog napona  $U_{GS}$  raste struja  $I_D$  (vidi sliku 2.3.2), a tada se  $U_D$  smanjuje s obzirom da je  $U_D = U_{DD} - R_d I_D$ . Po apsolutnoj vrednosti pojačanje će biti utoliko veće ukoliko je veća vrednost otpornika  $R_d$ . Međutim, jednostavno povećavanje otpornika  $R_d$  sa ciljem da se dobije veće naponsko pojačanje ima za posledicu pomeranje jednosmerne radne tačke u oblast

malih struja  $I_D$ , čime se ne samo drastično redukuje vrednost strmine  $S$ , već se narušavaju osnovne osobine pojačavača. Ovo se najbolje može razumeti ukoliko se posmatraju karakteristike tranzistora sa slike 2.3.2.



Slika 2.3.2 Prenosna i izlazna karakteristika JFET-a

Neka je u radnoj tački A, definisanoj sa  $U_{DS} = U_{DD}/2 = 6V$ , strmina tranzistora  $S = 2mS$ . Tada je, za  $R_d = 2k\Omega$ ,  $|A| = 4$ . Maksimalni korisni signal koji se može dovesti na ulaz pojačavača iznosi  $u_{ulmaxA} \approx 1V$ , tako da se na izlazu pojačavača može ostvariti napon vrednosti 4V. Ukoliko se vrednost otpornika  $R_d$  poveća na  $R_d = 20k\Omega$ , tada se radna tačka pomera u položaj B (za istu vrednost  $U_{DS}$ ). Strmina u toj tački iznosi  $S \approx 0,3mS$  čime bi se omogućilo pojačanje signala od  $A = 20k\Omega \cdot 0,3mS = 6$  puta. Naizgled, pojačanje je veće, međutim radna tačka se nalazi na ivici tik pored  $U_{GSK} = 3,2V$ , tako da je maksimalna vrednost ulaznog signala koji se, neizobličen, može pojačati  $u_{ulmaxB} \approx 0,2V$ . Na izlazu se dakle, može dobiti maksimalni napon od 1,2V. Da bi se radna tačka zadržala u položaju A, uz  $R_d = 20k\Omega$  potrebno je obezbediti  $U_{DD} = R_d I_D + U_{DS} = 20k\Omega \cdot 3mA + 6V = 66V!!!$  što je krajnje neekonomično, mada bi tada pojačanje moglo da bude  $|A| = SR_d = 40$ . Naravno, velika vrednost napona napajanja dovodi do povećane snage disipacije u kolu što je nepoželjno.

Dakle, postoje dva oprečna zahteva u pogledu izbora vrednosti otpornika  $R_d$ . S jedne strane, veća vrednost otpornosti  $R_d$  garantuje veće pojačanje. S druge strane, da bi se obezbedio optimalni položaj mirne radne tačke uz prihvatljivu vrednost izvora napajanja  $V_{DD}$ , potrebno je da vrednost otpornika  $R_d$  bude razumno mala. Kad god se u elektronici javlja problem ovakvog tipa, da je za naizmenični signal potrebno izabrati što veću otpornost, dok za jednosmerni signal ista otpornost treba da obezbedi željeni položaj radne tačke, koristi se izvor konstantne struje. U slučaju pojačavača sa JFET-om uobičajeno je da se kao  $R_d$  koristi aktivno opterećenje, još jedan JFET koji, za naizmenični signal, karakteriše velika unutrašnja otpornost  $R_i$ , dok mu je statička otpornost određena odnosom relativno malog pada jednosmernog napona između drejna i sorsa i jednosmerne struje kroz komponentu.

Shodno izrazima (2.3.1) i (2.3.3), ukupno pojačanje dvostepenog pojačavača sa JFET-om pri srednjim frekvencijama iznosi:

$$(2.3.4) \quad A_n = S^2 R_d^2$$

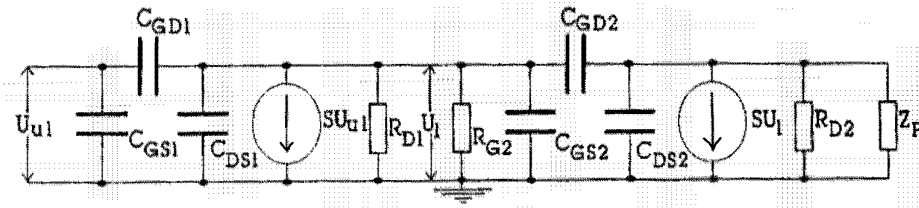
Pri niskim frekvencijama reaktanse kondenzatora za spregu  $C_C$  i kondenzatora u kolu sorsa  $C_S$  nisu zanemarive. Uticaj kondenzatora  $C_C$  na frekvencijsku karakteristiku sličan je uticaju koji unosi redno vezani kondenzator u RC kolu propusniku visokih frekvencija. Što je frekvencija signala niža, reaktansa ovog kondenzatora je veća, pa je veće slabljenje signala na njemu, a otuda je i pojačanje manje.

Uticaj kondenzatora  $C_S$  na niskim frekvencijama ogleda se u uvodjenu redne strujne negativne povratne sprege preko impedanse u sorsu  $C_S \parallel R_S$ , što dovodi do pada pojačanja. Što je frekvencija niža, vrednost impedanse je veća, povratna sprega je jača, a pojačanje manje. Fizičko objašnjenje negativne povratne sprege preko impedanse u sorsu vrlo je jednostavno. Naime, na osnovu ekvivalentne seme sa slike 2.3.1.b očigledno je napon na drejnu  $U_D = -I_D R_P = -S U_{GS} R_d = -S(U_G - U_S) R_d$ , jer je, u ovom slučaju,  $R_P = R_d$ . S obzirom da je  $U_S = I_D Z_E$  ( $Z_E$  impedansa u sorsu JFET-a), očigledno je da sa porastom impedanse  $Z_E$  raste napon  $U_S$ , dok napon na drejnu, a time i pojačanje, opada.

Potpun izraz za pojačanje pojačavača sa JFET-om pri niskim frekvencijama dat je u knjizi.

Pri visokim frekvencijama ne mogu se zanemariti parazitne kapacitivnosti JFET-a koje se manifestuju preko kapacitivnosti  $C_{GD}$ ,  $C_{GS}$ ,  $C_{DS}$ , a sadržane su u VF modelu datom u knjizi. Zamenom ovog modela u kolo sa

slike 2.3.1.a dobija se ekvivalentno kolo pri visokim frekvencijama prikazano na slici 2.3.3.



Slika 2.3.3 Ekvivalentna šema dvostepenog pojačavača JFET-om pri visokim frekvencijama

Reaktansa kapacitivnosti  $C_{DS}$  i  $C_{GS}$  postaju sve manje na višim frekvencijama, redukujući tako veličinu izlaznog i ulaznog napona. Slično, reaktansa kondenzatora  $C_{GD}$ , koja je ujedno i Milerova kapacitivnost, sa porastom frekvencije postaje sve manja kvareći unilateralnost tranzistora i pojačavača, čime se redukuje pojačanje. Sve napred rečeno ilustruje izraz dat u [2, strana 36, jednačina 1.79] koji važi za jednostepeni pojačavač sa JFET-om.

Generalno posmatrano, dvostepeni pojačavač u poredjenju sa jednostepenim ima veći moduo pojačanja i uži frekvencijski opseg (slika 2.3.4). Razlika u pojačanju vidi se na osnovu izraza (2.3.3) i (2.3.4). Suženje frekvencijskog opsega se dešava usled toga što se gornja granična frekvencija ( $f_v$ ) smanjila, a donja ( $f_n$ ) povećala.

Smanjenje gornje granične frekvencije može se objasniti na sledeći način. Polazeći od izraza (1.79) datog u [2] str. 36, i uslova za izračunavanje granične frekvencije:

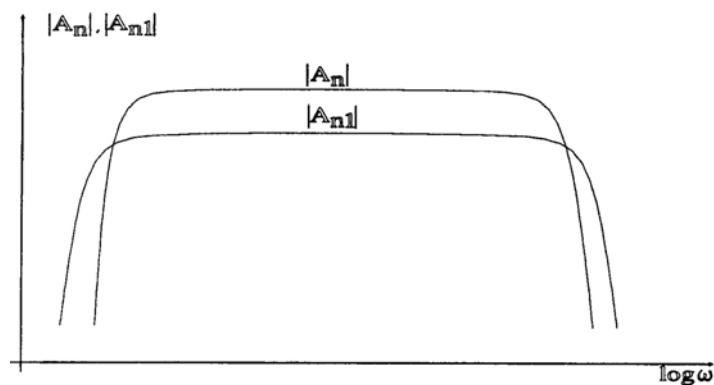
$$(2.3.5) \quad \left| \frac{A_v}{A} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Dobija se  $f_{v1} = f_{gv}$ . Za dvostepeni pojačavač važi:

$$(2.3.6) \quad A_{v2} = A^2 \frac{1}{(1 + j\omega\tau_3)^2}$$

odakle je  $f_{v2} = f_{gv} \sqrt{\sqrt{2} - 1}$ .

Sličnim razmatranjem na niskim frekvencijama došlo bi se do izraza  $f_{n1} = f_{gn}$  za jednostepeni, odnosno  $f_{n2} \approx \frac{f_{gn}}{\sqrt{\sqrt{2} - 1}}$  za donju graničnu frekvenciju dvostepenog pojačavača.



Slika 2.3.4 Amplitudska karakteristika jednog stepena i celog pojačavača

### 2.3.3 Rezultati merenja na koje treba obratiti pažnju

Vrednost naponskog pojačanja dvostepenog pojačavača veća je od vrednosti pojačanja jednog stepena.

Vrednost pojačanja jednostepenog pojačavača direktno je proporcionalna opterećenju u drejnu  $R_d$  (jednačina 2.3.3), kad god je  $R_d \ll R_p$ .

Donja granična frekvencija amplitudske karakteristike dvostepenog pojačavača viša je od odgovarajuće granične frekvencije jednog stepena, a gornja niža, zato je i frekvencijski opseg dvostepenog pojačavača uži od frekvencijskog opsega jednostepenog pojačavača koji radi pod istim uslovima.

Impedansa kapacitivnog karaktera u sorsu tranzistora predstavlja negativnu reakciju i utiče na donju graničnu frekvenciju i nagib amplitudske karakteristike na niskim frekvencijama.

Otpornost u sorsu tranzistora predstavlja negativnu reakciju na svim frekvencijama, pa utiče na smanjenje pojačanja i povećanje propusnog opsega.

## 2.4 Diferencijalni pojačavač

### 2.4.1 Cilj vežbe

Upoznati se sa principom rada diferencijalnog pojačavača i uočiti razlike u odnosu na pojačavač sa zajedničkim emitorom.

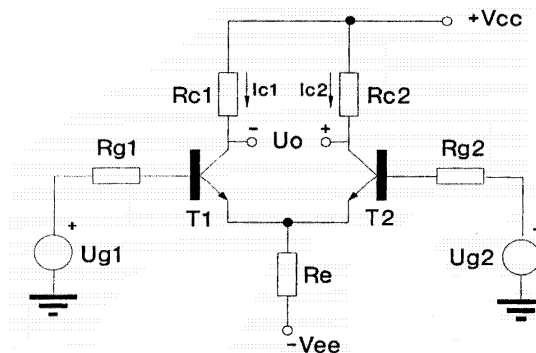
Oceniti uticaj emitorskog otpornika na pojačanje i dinamički opseg diferencijalnog pojačavača.

Proceniti poboljšanje koje se dobija kada se emitorski otpornik zameni izvorom konstantne struje.

### 2.4.2 Teorijska postavka vežbe

#### Uvod

Diferencijalni pojačavač je često korišćena sprega u linearnim integrisanim kolima. Osnovna osobina ovog pojačavača je da ima dva ulaza, i da izlazni signal predstavlja pojačanu razliku signala na ulaznim priključcima. Istovremeno, diferencijalni pojačavač ne pojačava srednju vrednost signala.



Slika 2.4.1 Osnovno kolo diferencijalnog pojačavača sa bipolarnim tranzistorima

#### Osnovno kolo diferencijalnog pojačavača

Na slici 2.4.1 prikazano je osnovno kolo diferencijalnog pojačavača sa bipolarnim tranzistorima. Pojačavač je pobuđen signalima  $U_{g1}$  i  $U_{g2}$ , a pojačani diferencijalni napon  $U_o$  meri se kao razlika potencijala kolektora tranzistora  $T_2$  i  $T_1$ . Tranzistori su emitorima spojeni za otpornik  $R_E$  velike otpornosti. Može se pokazati da je izraz za diferencijalno pojačanje  $A_d$ , pri malim signalima i uz izvesna uprošćenja, isti kao kod spoja sa zajedničkim emitorom, samo sa promenjenim znakom:

$$(2.4.1) \quad A_d \Big|_{R_e \rightarrow \infty} = \frac{U_o}{U_{g1} - U_{g2}} = \frac{h_{21E} R_C}{R_g + h_{11E}}$$

gde je  $U_o$  jednako razlici potencijala kolektora  $T_2$  i potencijala kolektora  $T_1$ ,  $R_{c1} = R_{c2} = R_c$ ,  $R_{g1} = R_{g2} = R_g$ , a  $h_{21E}$  i  $h_{11E}$  su odgovarajući hibridni parametri tranzistora  $T_1$  i  $T_2$  (tranzistori su identični).

Osim diferencijalnog pojačanja, kod diferencijalnog pojačavača postoji i pojačanje srednje vrednosti signala  $A_S$ . Ono treba da je što manje i u idealno uparenom diferencijalnom pojačavaču (identični tranzistori,  $R_{c1} = R_{c2}$ ,  $R_{g1} = R_{g2}$ ,  $R_e \rightarrow \infty$ ) ono je jednako nuli. Dobrota diferencijalnog pojačavača ocenjuje se odnosom diferencijalnog i pojačanja srednje vrednosti i naziva se faktor potiskivanja srednje vrednosti signala (Common Mode Rejection Ratio). U idealnom slučaju, on teži beskonačnosti, a u realnom iznosi 60 do 120 dB. Zanimljiva vrednost pojačanja srednje vrednosti od odlučujućeg je značaja za upotrebu diferencijalnog pojačavača. Naime, temperaturski drift radnih tačaka (identičnih) tranzistora može se posmatrati kao signal srednje vrednosti na koji celokupni pojačavač ne reaguje. Prema tome, diferencijalnom pojačavaču je temperaturna stabilizacija inherentna.

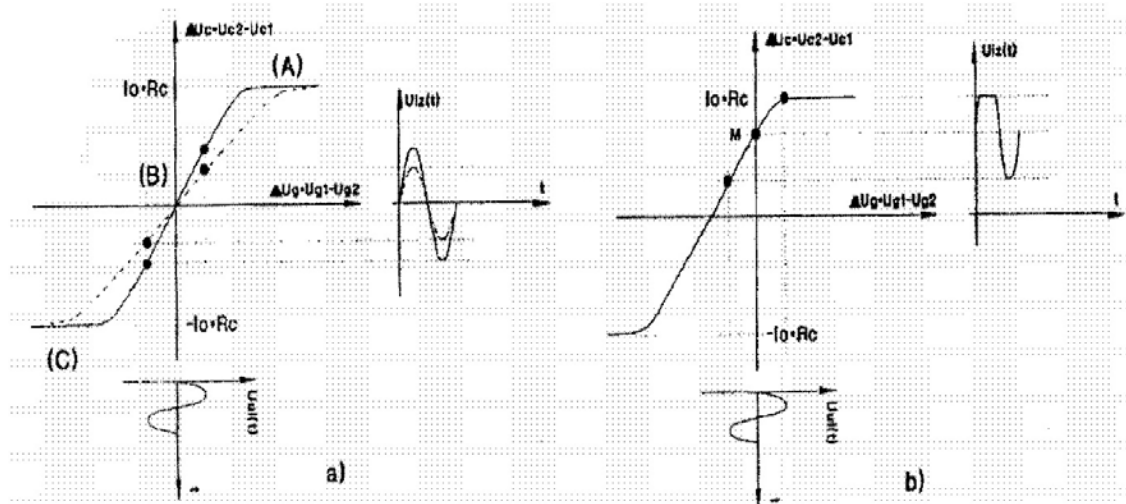
U konkretnim primenama moguće su izmene u osnovnoj šemi pojačavača. Signal se može dovoditi samo na jedan ulaz pojačavača, dok se drugi može uzemljiti. Takođe, signal se može skidati samo sa jednog kolektora, zavisno od faze koja nam je potrebna. U tom slučaju, otpornik u kolektoru koji se ne koristi, može se izostaviti. U cilju povećanja pojačanja pojačavača moguće je kolektorske otpornike zameniti strujnim ogledalom koje ima veliku dinamičku otpornost (iz (2.4.1) je očigledno da je diferencijalno pojačanje srazmerno vrednosti otpornika  $R_c$ ). Najzad, emitorski otpornik se može zameniti izvorom konstantne struje, o čemu će kasnije biti reči.

### Statička prenosna karakteristika diferencijalnog pojačavača

Diferencijalni pojačavač je linearan samo u malom opsegu ulaznih napona jer sadrži tranzistore koji su nelinearni elementi. Kolektorska struja zavisi od razlike ulaznih signala preko eksponencijalne zavisnosti date kao:

$$(2.4.2) \quad I_{C1} = -I_{E1} = \frac{I_0}{1 + \exp\left[-\frac{(U_{B1} - U_{B2})}{U_T}\right]}$$

gde je  $I_0$  struja koja teče kroz emitorski otpornik  $R_e$ . Isti izraz sa zamenjenim mestima  $U_{B1}$  i  $U_{B2}$ , daje struju  $I_{C2}$ . Normalizovana prenosna karakteristika diferencijalnog pojačavača (izlazna struja u funkciji od ulaznog napona) može se naći u [2, odeljak 3.9.4]. Na slici 2.4.2 prikazana je naponska statička prenosna karakteristika neopterećenog diferencijalnog pojačavača  $\Delta U_c = f(\Delta U_g)$ , gde  $\Delta U_c = U_{c2} - U_{c1} = U_0$  predstavlja izlazni napon dok  $\Delta U_g = U_{g1} - U_{g2}$  predstavlja ulazni napon.



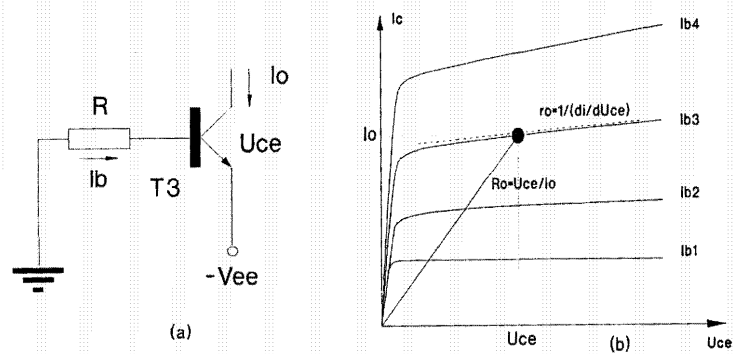
Slika 2.4.2 Statička prenosna karakteristika diferencijalnog pojačavača sa podešenim (a) i nepodešenim ofsetom (b)

Na karakteristici se mogu uočiti tri oblasti označene sa A, B i C. Na oba kraja karakteristike (A i C) izlazni napon  $\Delta U_c$  ne zavisi od promene ulaznog napona. U oblasti A tranzistor  $T_2$  je zakočen,  $U_{c2} = U_{cc}$ , celokupna struja koja teče kroz otpornik  $R_e$  ( $I_0 = (V_{cc} - U_{be})/R_e \approx V_{cc}/R_e = \text{const.}$ , za  $U_{be} \ll V_{cc}$ ) protiče kroz tranzistor  $T_1$  pa je  $U_{c1} = V_{cc} - I_0 R_{c1}$ , tako da je tada  $\Delta U_c = U_{c2} - U_{c1} = V_{cc} - (V_{cc} - I_0 R_{c1}) = I_0 R_{c1}$ . U oblasti C, zakočen je tranzistor  $T_1$ ,  $U_{c1} = V_{cc}$ , pa celokupna struja  $I_0$  teče kroz tranzistor  $T_2$ , stvarajući na njegovom kolektoru napon  $U_{c2} = V_{cc} - R_{c2} I_0$ , tako da je napon  $\Delta U_c = U_{c2} - U_{c1} = V_{cc} - R_{c2} I_0 - V_{cc} = -R_{c2} I_0$ . Uz uslov  $R_{c1} = R_{c2} = R_c$  dobija se simetrični opseg promene napona na izlazu od  $\pm R_c I_0$ , što daje dinamički opseg izlaznog napona od  $\Delta U_{cmax} = 2R_c I_0 = 2R_c V_{cc}/R_e$ .

Oblast B predstavlja radnu oblast diferencijalnog pojačavača, u kojoj su aktivna oba tranzistora. Nagib karakteristike direktno odgovara pojačanju pojačavača, što je prikazano na slici 2.4.2.a. Na istoj slici ilustrovano je preslikavanje trenutne vrednosti ulaznog signala  $U_{ul}(t)$ , u trenutnu vrednost izlaznog signala,  $U_{iz}(t)$ . Punim linijama prikazane su prenosne karakteristike i odziv signala pojačavača sa većim, a isprekidanim linijama sa manjim diferencijalnim pojačanjem.

Na slici 2.4.2.b prikazan je talasni oblik izlaznog napona diferencijalnog pojačavača kod koga nije izvršeno balansiranje jednosmernih uslova rada oba tranzistora. Očigledno je da će, zbog položaja radne tačke u neposrednoj blizini oblasti zakočenja drugog tranzistora, doći do zasićenja pozitivne poluperiode izlaznog napona pri daleko manjim vrednostima pobudnog signala  $U_{ul}(t)$ .





Slika 2.4.3 Izvor konstantne struje sa jednim tranzistorom (a) i izlazne karakteristike izvora (b)

### Izvor konstantne struje u emitorskom kolu

Prethodno je rečeno da idealni diferencijalni pojačavač podrazumeva uslov  $R_e \rightarrow \infty$ . To u realnom kolu nije izvodljivo jer se time narušava položaj radne tačke pojačavača. Povećanje vrednosti otpornika  $R_e$  izaziva potrebu povećanja napona napajanja i potrošnje pojačavača. Sa druge strane, njegovo smanjenje izaziva povećanje pojačanja srednje vrednosti i smanjenje faktora potiskivanja. Zato je poželjno otpornik  $R_e$  zameniti kolom velike dinamičke, a male statičke otpornosti. Takve osobine mogu imati samo aktivna kola i u tu svrhu se koriste izvori konstantne struje.

Slika 2.4.3.a prikazuje najprostiju varijantu izvora konstantne struje sa jednim tranzistorom. Otpornikom  $R$  kontroliše se bazna struja tranzistora  $T_3$ , a time i kolektorska struja  $I_o$ . Slika 2.4.3.b prikazuje izlazne karakteristike tranzistora i radnu tačku u kojoj se on nalazi. Jednosmerna izlazna otpornost kola jednaka je statičkoj otpornosti tranzistora. Ona predstavlja količnik kolektorskog napona i kolektorske struje u radnoj tački i relativno je mala. U isto vreme, dinamička otpornost jednaka je nagibu karakteristike tranzistora u radnoj tački i vrlo je velika (odgovara recipročnoj vrednosti parametra  $h_{22E}$ ). Tako se ovo kolo može zamisliti kao izvor konstantne struje  $I_o$  vrlo velike izlazne otpornosti. Na taj način, diferencijalni pojačavač može ostvariti bolji faktor potiskivanja srednje vrednosti bez povećanja napona napajanja i veći dinamički opseg na izlazu koji iznosi:

$$(2.4.3) \quad \Delta U_{c\max} = 2R_c I_o = 2 \cdot R_c \cdot (\beta I_B) = 2R_c \beta \frac{(V_{ee} - V_{BE})}{R} \approx 2\beta \frac{R_c}{R} V_{ee}.$$

### Zaključak

Diferencijalni pojačavač je vrlo korišćeno kolo u linearnoj elektronici. Odlikuje se osobinom da pojačava razliku ulaznog signala, kao i da je i sam izlazni signal razlika signala na kolektorima tranzistora koji ga sačinjavaju. Pojačanje diferencijalnog pojačavača približno je isto kao i spoja sa zajedničkim emitorom. Medjutim, ovaj pojačavač omogućava da se pojačavaju i negativni signali (radi u dva kvadranta). Budući da je izlaz razlika signala, a ne vrednost signala, eventualne promene radne tačke usled promene temperature pojaviće se istovremeno na oba kolektora, čime razlika ostaje nepromenjena.

Osim diferencijalnog, postoji i pojačanje srednje vrednosti koje treba da bude što je moguće manje. Odnos ova dva pojačanja naziva se faktor potiskivanja. Ako zajedno sa korisnim signalom na ulaze dospe i šum, on će se manifestovati kao srednja vrednost i biti potisnut u odnosu na signal za iznos faktora potiskivanja.

Zamenom emitorskog otpornika izvorom konstantne struje povećava se faktor potiskivanja i dinamički opseg pojačavača.

### 2.4.3 Rezultati merenja na koje treba obratiti pažnju

Da bi statička prenosna karakteristika pojačavača prošla kroz nulu u koordinatnom sistemu  $\Delta U_o / \Delta U_g$  pri uslovu da je  $\Delta U_g = 0$ , potrebno je pažljivo izvršiti simetriranje pojačavača prema tački 1.1. uputstva za rad u izveštaju za ovu vežbu. Odstupanje od opisanog postupka dovodi do pomeranja celokupne prenosne karakteristike iz koordinatnog početka čime se narušava ravnopravnost oba ulaza. Ovo pomeranje naziva se ulazni (izlazni) ofset. Najpre se potenciometrima  $P_1$  i  $P_2$  (slika 2.4.4) anulira ofset na svakom od ulaza posebno, a zatim se potenciometrom  $P$  podesi da izlazni napon bude jednak nuli kada su  $U_{b1} = U_{b2} = 0$ , čime se kompenzira izlazni

ofset.

Značaj ovog podešavanja biće demonstriran na kraju vežbe, kada se posmatra izobličenje izlaznog signala. U zavisnosti od definisanih jednosmernih napona na tranzistorama, može se desiti da se na jednom od tranzistora ranije steknu uslovi za zakočenje nego kod drugog, čime neminovno dolazi do potpune asimetrije u radu pojačavača. Ovakav slučaj ilustrovan je na slici 2.4.2.b.

## 3 Karakterizacija analognih elektronskih kola

### Spisak vežbi

- 3.1 Negativna povratna sprega
- 3.2 Primena operacionog pojačavača
- 3.3 LC oscilator sa bipolarnim tranzistorom
- 3.4 Pojačavač snage
- 3.5 Usmerač i stabilizator napona sa rednim tranzistorom

U okviru ovog ciklusa laboratorijskih vežbi obaviće se analiza ponašanja analognih linearnih elektronskih kola u vremenskom domenu. U tom cilju biće posmatrani efekti, i meriće se parametri koji karakterišu različite tipove linearnih kola. Najpre, nadovezujući se na analizu frekvencijskih karakteristika pojačavača iz prethodnog ciklusa, posmatraće se uticaj negativne povratne sprege na oblik amplitudske karakteristike. Pored toga, posmatraće se uticaj negativne povratne sprege na smanjenje šumova i nelinearnih izobličenja u pojačavaču. Odlike operacionih pojačavača, u prvom redu veliko naponsko pojačanje, velika ulazna i mala izlazna otpornost, omogućavaju njihovu primenu u kolima različite namene. Deo mogućih primena u konfiguracijama invertujućeg pojačavača, neinvertujućeg pojačavača, kola za integraljenje, kola za diferenciranje, diferencijalnog pojačavača i kola za sabiranje analiziraće se u drugoj vežbi ciklusa. Efekti vezani za korisnu primenu pozitivne povratne sprege u okviru jednog tipa LC oscilatora sagledaće se u trećoj vežbi. U okviru četvrte vežbe meriće se zavisnost korisne snage od otpora opterećenja kod pojačavača snage koji rade u klasi B i klasi AB. Pored toga komparacija između ovih tipova pojačavača obaviće se sa stanovišta nelinearnih izobličenja i maksimalne korisne snage. Najzad, peta vežba ovog ciklusa obradjuje osobine usmerača i stabilizatora napona sa rednim tranzistorom.

### Uvod

U prethodnom ciklusu razmatrano je ponašanje osnovnih pojačavačkih kola pretežno u frekvencijskom domenu. Posebna pažnja bila je posvećena vernosti reprodukcije signala na izlazu pojačavača. U ovom ciklusu postepeno ćemo preusmeriti našu pažnju na mogućnost korisne primene upravo osobine elektronskih kola da oblik signala na izlazu ne prati promenu oblika ulaznog signala. Ali, pre toga, nadovezujući se na kratak pregled fenomena vezanih za izobličenje signala na izlazu pojačavača obradjenim u okviru prethodnog ciklusa, ponovićemo zaključke o konstantnoj (ravnoj) amplitudskoj i linearnoj faznoj karakteristici u propusnom opsegu frekvencija, kao i linearnoj prenosnoj karakteristici u opsegu promena amplituda ulaznog signala.

Prethodni zaključci u sebi sadrže ograničenja u pogledu širine propusnog opsega pojačavača i dinamike ulaznog signala. Zato se nameće pitanje da li je moguće, i kako, proširiti navedene opsege.

Odgovor je u oba slučaja pozitivan uz ograničenje da se mora platiti i odgovarajuća cena, odnosno da će se narušiti neke druge karakteristike pojačavača.

Što se propusnog opsega frekvencija tiče, na bazi izlaganja o negativnoj povratnoj sprezi u knjizi, očigledno je da će se gornja granična frekvencija (koja diktira veličinu propusnog opsega) povećati onoliko puta za koliko se smanji pojačanje uvodjenjem negativne povratne sprege. Koeficijent proporcije definisan je veličinom funkcije reakcije:

$$(3.1) \quad f(\omega) = 1 - AB.$$

Očigledno je, dakle, da je cena povećanja propusnog opsega plaćena smanjenjem pojačanja. Srećom, dobitak koji daje primena negativne povratne sprege mnogo je veći od pukog povećanja propusnog opsega, a više

reči o tome biće u okviru prve vežbe ovog ciklusa.

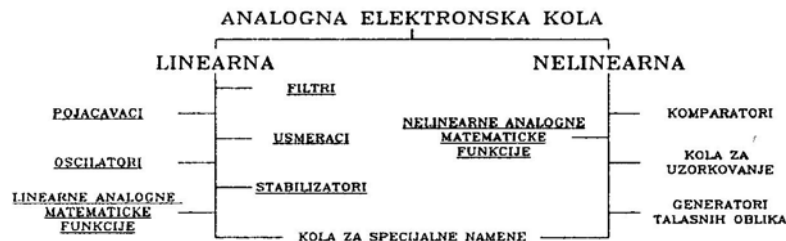
Na dinamiku ulaznog signala utiče oblik karakteristika aktivnog elementa pojačavača. Kao što smo se uverili u prvom ciklusu laboratorijskih vežbi, jedan tip aktivnog elementa (komponente) karakteriše veoma ograničen dijapazon mogućih varijacija oblika karakteristika. Zato se rešenje za povećanje dinamike ulaznog signala mora tražiti u drugačijim konfiguracijama realizacije pojačavača.

Primena simetrične sprege, predstavlja takvu jednu realizaciju. Drugi način realizacije, sa sličnim ciljem, jeste simetrična sprega sa komplementarnim parom. U simetričnoj sprezi obe komponente mogu da se tretiraju kao jedna ekvivalentna komponenta sa "produženim" karakteristikama koje omogućavaju veći opseg promene ulaznog signala.

Širenjem veličina korisnih signala preko celokupne radne oblasti aktivnih komponenata, a time i celokupnih karakteristika, prestaje da važi apstrakcija o linearnosti karakteristika koja je važila za male signale. Prenosna karakteristika pojačavača postaje nelinearna, čime se gubi vernost reprodukcije signala na izlazu, s obzirom da pojedini delovi istog signala, zavisno od trenutne vrednosti, neće biti pojačani za isti iznos.

Može se, dakle, zaključiti da je povećanje opsega promene ulaznog signala plaćeno većim nelinearnim izobličenjima izlaznog signala.

Linearna i nelinearna izobličenja nisu poželjna kod elektronskih kola koja imaju funkciju da zadrže oblik ulaznog signala. Međutim, postoji veliki spektar kola čija je funkcija da generišu signale drugačijeg oblika od pobudnih. Zavisno od konkretnih zahteva, u tu svrhu koriste se linearna ili nelinearna izobličenja signala. Ukoliko se za generisanje novog signala koriste osobine koje proističu iz nelinearnih karakteristika aktivnih elemenata, radi se o nelinearnim elektronskim kolima. S druge strane, kod linearnih elektronskih kola obrada signala zahteva primenu isključivo linearnih delova statičkih karakteristika aktivnih elemenata. Dalja klasifikacija različitih tipova analognih elektronskih kola u okviru podele na linearna i nelinearna prikazana je na slici 3.1. Predmet naše pažnje u okviru kursa Elektronika jesu linearna analogna elektronska kola.



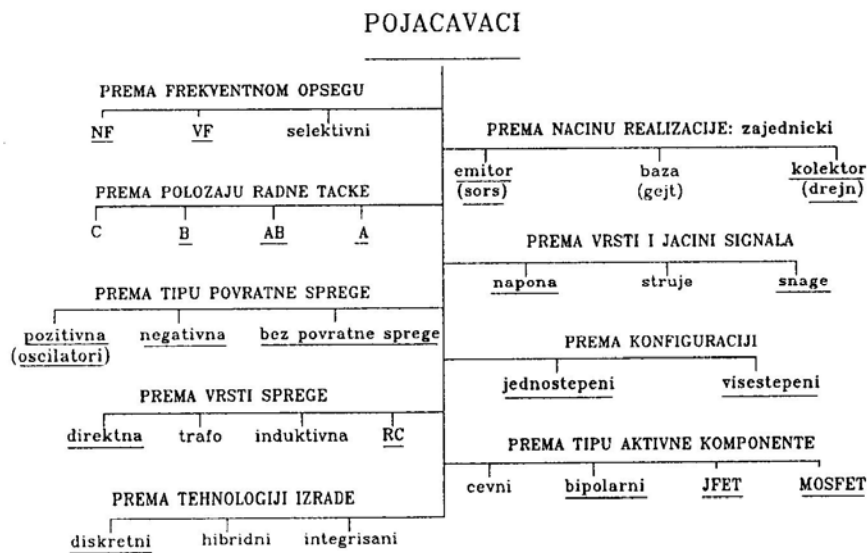
Slika 3.1 Klasifikacija analognih elektronskih kola

U okviru druge vežbe ovog ciklusa, uverićemo se da ponašanje kola propusnika niskih frekvencija u vremenskom domenu, može da se posmatra kao kolo za integraljenje, za signale čija je frekvencija viša od granične, što znači van propusnog opsega. Izraz 'vremenski domen' odnosi se na posmatranje trenutne vrednosti signala. Grafički prikaz signala u vremenskom domenu daje se u koordinatnom sistemu u kome je na ordinati predstavljena trenutna vrednost signala, dok je na apscisi predstavljeno vreme. Slično, kolo propusnik visokih frekvencija ponaša se kao kolo za diferenciranje za sve signale čija je frekvencija niža od granične, takodje na frekvencijama koje su izvan propusnog opsega. Realizacija kola propusnika niskih i propusnika visokih frekvencija u vežbi 3.2 izvedena je uz pomoć operacionog pojačavača. Ova kola pobudjena su signalima pogodnim za demonstriranje njihovog funkcionisanja kao kola za integraljenje, odnosno diferenciranje. Pored toga, u okviru ove vežbe razmatraju se i neke druge primene operacionih pojačavača koje pokazuju mogućnost njihove primene u kolima koja obavljaju matematičke funkcije kao što su sabiranje i oduzimanje.

Kao što je već ranije napomenuto, negativna povratna sprega poboljšava neke osobine pojačavača. Poznato je da suština negativne povratne sprege leži u vraćanju dela izlaznog signala na ulaz pojačavača sa fazom suprotnom od faze ulaznog signala. Usled toga dolazi do smanjivanja ulaznog, a time i izlaznog signala. Međutim, vraćanje signala sa izlaza na ulaz krije u sebi opasnost da se, pri određenim uslovima, faze ulaznog i signala koji se vraća, poklope. Usled toga, doći će do povećanja izlaznog signala, koji pri povratku teži da još više poveća ulazni signal čime se pojačavač dovodi u neregularno stanje poznato pod nazivom samooscilovanje. Srećom, ova osobina može veoma korisno da se upotrebi pod uslovom da smo u stanju da kontrolišemo frekvenciju i amplitudu oscilujućeg signala. Kola koja koriste upravo opisani način rada, poznat pod nazivom pozitivna povratna sprega, zovu se oscilatori. U trećoj vežbi ovog ciklusa biće analiziran rad jednog jednostavnog LC oscilatora.

Primena simetrične sprege tranzistora koristi se sa ciljem da se poveća koristan opseg promene ulaznog signala. Pored toga, pogodnim izborom radne tačke oba tranzistora, moguće je povećati stepen iskorišćenja pojačavača. Primera radi razmotrimo izbor radne tačke u klasi B. Neka su radne tačke oba tranzistora podešene tako da se nalaze na samoj granici između aktivne oblasti i zakočenja, slično slučaju koji je ilustrovan na slici 2.3.c. Očigledno je da će u toku jedne poluperiode ulaznog signala biti ispunjen uslov provodjenja jednog tranzistora, dok će drugi tranzistor biti zakočen. Za vreme trajanja suprotne poluperiode ulaznog signala vodiće drugi tranzistor, dok će prvi biti zakočen. Treba uočiti da su u odsustvu ulaznog signala oba tranzistora zakočena. U tom slučaju neće teći jednosmerna kolektorska struja, pa je disipacija na tranzistorima jednaka nuli. Zbog toga što nema nekorisnog gubitka snage u odsustvu ulaznog signala, poboljšan je ukupan stepen iskorišćenja pojačavača. Naravno, cena je plaćena većim nelinearnim izobličenjem izlaznog signala. Ispitivanje efekata vezanih za pojačavač snage koji radi u klasi B i klasi AB predmet je četvrte vežbe ovog ciklusa.

Najzad, za rad svih elektronskih kola neophodno je obezbediti napajanje jednosmernim naponom za polarizaciju aktivnih komponenata. S obzirom da je napon distribucione mreže naizmeničan, frekvencije 50Hz i efektivne vrednosti 220 V, potrebno je vrednost napona dovesti na odgovarajući nivo (transformatorom), konvertovati naizmenični napon u jednosmerni (usmeračem), filtrirati ga i najzad, učiniti ga nezavisnim od promena mrežnog napona i otpornosti potrošača – stabilizovati ga. Osobine usmerača, filtra i stabilizatora jednosmernog napona sa rednim tranzistorom utvrđice se merenjima u okviru pete vežbe ovog ciklusa.



Slika 3.2 Klasifikacija pojačavača prema različitim kriterijumima

U okviru vežbi sadržanih u drugom i trećem ciklusu praktično su sagledane osobine velikog broja različitih tipova linearnih kola. Na slici 3.1, na kojoj je prikazana podela analognih elektronskih kola, podvučenim slovima označeni su tipovi kola čije su karakteristike merene u okviru ova dva ciklusa. Naravno, pojačavačima, kao najrasprostranjenijoj i najraznolikijoj podgrupi posvećeno je najviše pažnje. Na slici 3.2 ilustrovana je dalja podela tipova pojačavača po različitim kriterijumima. I na ovoj slici podvučenim slovima označeni su oni tipovi pojačavača čije su karakteristike merene u okviru drugog i trećeg ciklusa vežbi iz kursa Elektronika.

### Merne metode korišćene u ovom ciklusu

U toku ovog ciklusa mere se vrednosti naizmeničnih napona na ulazu i izlazu kola. Ova merenja obavljaju se standardnim postupkom, direktno, pomoću elektronskih voltmetara. Kada je potrebno izmeriti jednosmene napone, u tu svrhu treba koristiti AVΩ-metre.

Predmet naše pažnje u ovom ciklusu jesu talasni oblici signala. Kao što je čitaocu poznato iz osnovnog kursa iz električnih merenja, u tu svrhu koriste se osciloskopi. Ovde ukratko podsećamo čitaoca na osnovne karakteristike osciloskopa.

Osciloskopi služe za posmatranje talasnih oblika signala u vremenskom domenu. Zato oni u sebi sadrže linearnu vremensku bazu čiji je zadatak da 'razvlače' posmatrani signal po vremenskoj osi, apscisi. Linearnu

vremensku bazu predstavlja napon koji linearno raste sa vremenom konvertujući, na taj način, vreme u napon. Ovaj napon se dovodi na horizontalni otklonski sistem osciloskopa, odnosno X ploče. Korisniku je dozvoljeno da kontroliše nagib vremenske baze, preko preklopnika kojim se podešava osetljivost, odnosno reguliše koju jedinicu vremena predstavlja jedan podeok na horizontalnoj osi ekrana osciloskopa. Ovaj preklopnik se najčešće prepoznaje po oznaci TIME/DIV. U neposrednoj blizini ovog preklopnika, najčešće u istom oivičenom polju na prednjoj ploči osciloskopa, nalazi se BNC ulaz (koaksijalni priključak na koji može da se priključi sonda osciloskopa) na koji se dovodi signal za sinhronizaciju. Signal za sinhronizaciju može biti bilo koji signal sa makete dovoljne amplitude i iste frekvencije kao i posmatrani signal. Sinhronizacija je neophodna kad god se dobije utisak da slika klizi horizontalno po ekranu, odnosno, ako slika treperi. Pored ovog priključka najčešće piše EXT. TRIGGER, EXT. X, TRIGG. INP. U istom omedjenom polju nalazi se još bar jedan preklopnik kojim se definiše da li se sinhronizacija dovodi spolja ili se koristi unutrašnja, odnosno da li se na X ploče osciloskopa dovodi vremenska baza ili neki spoljašnji signal. Dovodjenje nekog drugog napona umesto vremenske baze na X ploče, omogućava da se na ekranu osciloskopa dobije dinamička prenosna karakteristika kola  $u_{IZ} - u_{UL}$ .

Drugo važno omedjeno polje na prednjoj ploči osciloskopa odnosi se na kontrolu vertikalnih, odnosno Y ploča osciloskopa. Sem BNC priključka za dovodjenje signala koji se posmatra priključivanjem sonde osciloskopa, u ovom polju nalazi se preklopnik kojim se podešava osetljivost po vertikali. Ovaj preklopnik obično se označava sa DIV/VOLTS, a brojevi pored njega označavaju razmeru koliko volti (mV,  $\mu$ V) označava jedan podeok po vertikalnoj osi ekrana osciloskopa. Najčešće osciloskopi imaju dva kanala, odnosno omogućavaju posmatranje dva signala na ekranu istovremeno. Ovi kanali označavaju se najčešće sa A i B. Sve komande za oba kanala obično su duplirane. U istoj oblasti na prednjoj ploči osciloskopa nalazi se preklopnik kojim se aktivira jedan ili oba kanala.

Na prednjoj ploči osciloskopa postoji još jedna omedjena oblast u okviru koje su grupisani potencimetri pomoću kojih se kontroliše intenzitet i fokus mlaza na ekranu, kao i prekidač za uključivanje osciloskopa.

Prilikom priključivanja osciloskopa veoma je važno da se izjednače referentni nivoi napona na maketi i osciloskopu, odnosno da se spoje masa osciloskopa i masa makete. Uobičajeno je da se to radi preko sonde koja ima priključak za masu. Pored toga, kod nekih osciloskopa postoje jedan ili više posebno označenih priključaka za masu. U svakom slučaju, dovoljno je da se samo jedan od tih priključaka, na prednjoj ploči osciloskopa ili sa sonde, spoji sa masom makete.

Za ostale detalje oko korišćenja osciloskopa čitalac se upućuje na [3].

## 3.1 Negativna povratna sprega

### 3.1.1 Cilj vežbe

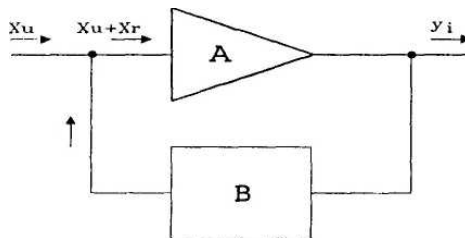
Upoznavanje sa načinom realizacije i osobinama pojačavača sa negativnom povratnom spregom.

### 3.1.2 Teorijska postavka vežbe

Povratna sprega kod pojačavača predstavlja delovanje izlaznog signala na ulazni signal preko kola reakcije. Kada se pod uticajem tog delovanja celokupno pojačanje pojačavača povećava, kaže se da je pojačavač sa pozitivnom povratnom spregom (sa pozitivnom reakcijom) što može dovesti do oscilovanja pojačavača. Suprotno tome, kaže se da je pojačavač sa negativnom povratnom spregom (sa negativnom reakcijom) ukoliko se pod delovanjem povratne sprege smanjuje celokupno pojačanje pojačavača.

Kod negativne povratne sprege, signal vraćen sa izlaza preko kola povratne sprege na ulaz i signal pobudnog generatora oduzimaju se pa se efektivni signal na ulazu pojačavača smanjuje, što izaziva smanjenje celokupnog pojačanja. Na slici 3.1.1 prikazan je pojačavač sa povratnom spregom. Sa  $A$  je označeno pojačanje osnovnog pojačavača, odnosno pojačanje pojačavača bez povratne sprege,  $\left( A = \frac{y_i}{x_u + x_r} \right)$ , dok je sa  $B$  označen koeficijent prenosa kola povratne sprege ( $B = x_r/y_i$ ). Celokupno pojačanje, tj. pojačanje pojačavača sa povratnom spregom u ovom slučaju dato je izrazom:

$$A_r = \frac{y_i}{x_u} = \frac{A}{1 - AB}$$



Slika 3.1.1 Pojačavač sa povratnom spregom

Ako je  $|1-AB| > 1$  celokupno pojačanje pojačavača manje je od pojačanja osnovnog pojačavača. Meru promene pojačanja osnovnog pojačavača predstavlja veličina

$$f = 1-AB,$$

koja se naziva funkcijom reakcije. Proizvod pojačanja osnovnog pojačavača i koeficijenta prenosa kola povratne sprege naziva se kružnim pojačanjem i obeležava se sa  $\Phi$ , tj.

$$\Phi = AB.$$

Ako je kolo povratne sprege pasivno, što je najčešći slučaj, tada je  $0 < B \leq 1$ . U tom slučaju mora biti  $A < 0$  da bi povratna sprega bila negativna. Kaže se da je povratna sprega, odnosno reakcija, jača ukoliko je  $B$  veće i tada je ukupno pojačanje pojačavača manje. Naravno, izborom vrednosti elemenata u kolu reakcije ostvaruje se slabija ili jača sprega, a samim tim i veličina funkcije reakcije.

Smanjenje pojačanja pojačavača praćeno je, međutim, poboljšanjem ostalih osobina pojačavača, što je razlog skoro redovnog korišćenja negativne povratne sprege pri projektovanju pojačavača.

Negativnom povratnom spregom povećava se stabilnost pojačanja na promene parametara aktivnih i pasivnih elemenata u kolu kao i promene napona baterije za napajanje. Te promene parametara mogu nastupiti kao posledica promene temperature, starenja ili zamene elemenata. Stoga se kaže da se primenom negativne povratne sprege smanjuje osetljivost pojačanja pojačavača na promene parametara kola. (Preko otpornika  $R_E$  u temperaturskoj stabilizaciji, vežba 1.1, ostvaruje se negativna sprega).

Primenom negativne povratne sprege povećava se dinamički opseg pojačavača, odnosno opseg ulaznog signala u kojem je izlazni signal srazmeran ulaznom. To je direktna posledica smanjenja celokupnog pojačanja pojačavača sa negativnom povratnom spregom, odnosno reakcijom.

Negativnom povratnom spregom povećava se linearnost pojačavača i smanjuju nelinearna izobličenja, odnosno klir faktor. Za još veće smanjenje nelinearnih izobličenja može se koristiti selektivno kolo povratne sprege (kolo koje pored otpornika sadrži i reaktivne elemente). U tom slučaju funkcija prenosa kola povratne sprege ima vrlo malu vrednost na osnovnoj frekvenciji (slaba negativna povratna sprega), dok na frekvencijama viših harmonika ima veliku vrednost (jaka negativna povratna sprega) čime se pojačanje znatno smanjuje. Međutim, treba istaći da negativna povratna sprega takođe doprinosi proširenju propusnog opsega pojačavača, jer se njenim delovanjem donja granična frekvencija smanjuje a gornja povećava srazmerno veličini funkcije reakcije, f. Na taj način se i propusni opseg povećava srazmerno veličini funkcije reakcije. Treba istaći jednu od važnih karakteristika pojačavača da je proizvod pojačanja i propusnog opsega konstantan. To je očigledno iz napred navedenih zaključaka da se primenom negativne povratne sprege pojačanje pojačavača smanjuje, a propusni opseg povećava srazmerno istoj veličini - funkciji reakcije.

Pored toga, usled primene negativne povratne sprege menjaju se veličine ulazne i izlazne impedanse realnih pojačavača, srazmerno funkciji reakcije. Na taj način one se mogu smanjivati ili povećavati čime se realni pojačavač može približiti idealnom.

Sa stanovišta ulaznih priključaka moguće je da pobudni signal i povratni signal deluju redno u odnosu na ulaz pojačavača (redna povratna sprega) čime se ulazna imedansa pojačavača sa povratnom spregom povećava. Moguće je da ulazni signal i signal povratne sprege deluju paralelno (paralelna povratna sprega) i tada se ulazna imedansa smanjuje. U odnosu na izlazne krajeve signal povratne sprege može biti srazmeran struji kroz potrošač (strujna povratna sprega) čime se izlazna impedansa pojačavača sa reakcijom povećava, ili izlaznom naponu (naponska povratna sprega) i tada se izlazna impedansa smanjuje. Imajući u vidu spregu na ulazu i izlazu mogući su sledeći tipovi povratne sprege: a) redno - strujna, b) redno - naponska, c) paralelno - strujna i d) paralelno - naponska.

Najzad, pod izvesnim uslovima, primenom negativne povratne sprege može se poboljšati odnos signal - šum pojačavača, a poboljšanje je veće ukoliko je izvor šuma bliži izlazu pojačavača. Međutim, negativna povratna sprega ne utiče na odnos signal - šum za šumove koji se pojavljuju na ulazu pojačavača, jer se tada i signal i šum pojačavaju na isti način.

Na kraju treba istaći da se sve ove prednosti koje nastaju primenom negativne povratne sprege dobijaju po cenu smanjenja ukupnog pojačanja pojačavača, pa je za ostvarivanje potrebnog pojačanja neophodno koristiti veći broj pojačavačkih stepeni što, naravno, poskupljuje proizvod.

### **3.1.3 Rezultati merenja na koje treba obratiti pažnju**

Prilikom snimanja frekvencijskih karakteristika obratiti pažnju na promene pojačanja pojačavača u propusnom opsegu i gornje granične frekvencije sa promenom povratne sprege.

Posebnu pažnju obratiti na uticaj negativne povratne sprege na izobličenja koje unosi nestabilisani napon izvora za napajanje.

Na kraju, treba zapaziti uticaj negativne povratne sprege na smanjenje nelinearnih izobličenja.



## 3.2 Primena operacionog pojačavača

### 3.2.1 Cilj vežbe

Upoznati se sa osnovnim osobinama i mogućnostima primene operacionog pojačavača.

### 3.2.2 Teorijska postavka vežbe

#### Model operacionog pojačavača

Operacioni pojačavač predstavlja osnovno integrisano kolo u linearnoj analognoj elektronici. Odlikuje se veoma velikim pojačanjem, velikom ulaznom i malom izlaznom impedansom. Ove karakteristike omogućile su njegovu primenu za izvodjenje nekih osnovnih matematičkih operacija još u vreme kada su kola te namene realizovana u analognoj tehnici. Od tog vremena ostao je i sam naziv "operacioni pojačavač". Bez obzira na konkretni tip, operacioni pojačavač uvek ima dva ulaza (neinvertujući - '+' i invertujući - '-') i jedan izlaz (slika 3.2.1.a). Postojanje dva ulaza ukazuje da je diferencijalni pojačavač prvi stepen operacionog pojačavača. Njegov signal preuzima stepen za pomeranje naponskih nivoa i (eventualno) dalje pojačanje. Najzad, izlazni stepen sa naponskim pojačanjem  $A_0 = 1$  i velikim strujnim pojačanjem (pojačavač sa zajedničkim kolektorom odnosno drejnom) obezbeđuje malu izlaznu impedansu i veliku opteretivost pojačavača (slika 3.2.1.b).

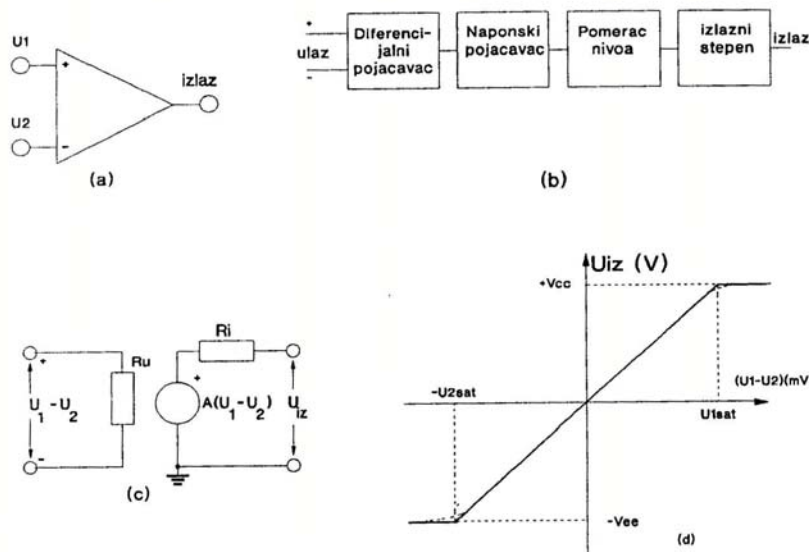
Idealni operacioni pojačavač ima beskonačnu ulaznu otpornost, nultu izlaznu otpornost i beskonačno pojačanje za sve frekvencije. Šta ovo fizički znači? Razmotrimo, najpre, značenje beskonačno velikog naponskog pojačanja. Da bi ovaj pojam bio jasniji, krenućemo od realne vrednosti naponskog pojačanja pojačavača koja iznosi  $A = U_i / (U_+ - U_-) = 100000$ . Zamislimo da se takav pojačavač pobudi naponom  $U_+ - U_- = 10 \text{ mV}$ . To bi značilo da će se na izlazu dobiti napon od 1000V!! To, naravno, nije moguće kada se ima u vidu da napon na izlazu može da se kreće u granicama  $\pm V_{CC} = \pm 18V$ . Prema tome, pojačanje od 100000 puta može da ukaže samo da će pri  $U_{iz} = 10V$ , razlika napona između neinvertirajućeg i invertirajućeg ulaza biti 100μV. Treba naglasiti da se radi o razlici napona na ulazima, a ne o naponu na jednom od njih. Sada je očigledno da beskonačno pojačanje idealnog pojačavača označava da će pri konačnoj vrednosti napona na izlazu, razlika napona na ulaznim priključcima biti nula. Drugim rečima, neinvertujući i invertujući ulazi biće na istom potencijalu.

Beskonačna ulazna otpornost idealnog operacionog pojačavača označava da su ulazne struje  $I_+ = I_- = 0$ , odnosno da između ulaznih priključaka ne teče struja. Nulta izlazna otpornost idealnog operacionog pojačavača ukazuje da se pojačavač, sa stanovišta izlaznih priključaka, ponaša kao idealni naponski generator. Zbog toga je izlazna struja pojačavača ograničena samo impedansom potrošača i može imati bilo koju vrednost  $0 < I_i < \infty$ .

Jasno je da ovakvo kolo nije moguće realizovati u praksi. Zato je cilj da se karakteristike realnih pojačavača približe idealnim do stepena kada se ne čini velika greška ako se u praktičnim realizacijama pojačavač smatra idealnim. Karakteristike današnjih pojačavača u najvećem broju slučajeva dozvoljavaju takvu aproksimaciju.

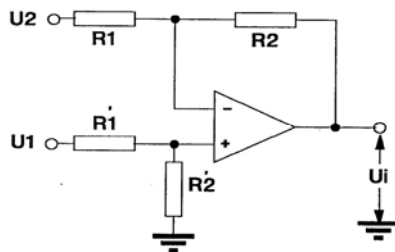
Uprošćeni model realnog operacionog pojačavača prikazan je na slici 3.2.1.c. Izlazni napon pojačavača dobija se kao proizvod naponskog pojačanja  $A$  i razlike napona na ulaznim priključcima ( $U_1 - U_2$ ). Realni operacioni pojačavač ima konačnu (veliku) ulaznu otpornost  $R_{in}$ , kao i konačnu (malu) izlaznu otpornost ( $R_i$ ). Najzad, i samo naponsko pojačanje  $A$  može se smatrati približno linearnim samo u određenom opsegu diferencijalnog napona na ulazu. Izvan tog opsega, pojačanje opada, što vodi zasićenju izlaznog napona koja se asimptotski približava naponu napajanja pojačavača (slika 3.2.1.d).

Operacioni pojačavač se u primeni retko javlja sam. Obično se pojavljuje u sprezi sa spoljnim, najčešće pasivnim komponentama koje određuju analognu funkciju celog kola. Nezaobilazna je veza neke komponente sa izlaza na invertujući ulaz pojačavača, čime se ostvaruje negativna povratna sprega i time kontroliše pojačanje kola. Osim toga, takvom vezom neutrališu se velike tolerancije parametara pojačavača usled nemogućnosti da se u tehnološkom procesu integrišu komponente pojačavača idealnih karakteristika.



Slika 3.2.1 Operacioni pojačavač (OP): a) električni simbol, b) blok šema, c) električna šema modela i d) prenosna karakteristika realnog operacionog pojačavača

Operacioni pojačavač se može upotrebiti za realizaciju invertujućeg, neinvertujućeg i diferencijalnog pojačavača sa konačnim pojačanjem, kao i realizaciju kola za diferenciranje, integraljenje i sabiranje. Pored toga, operacioni pojačavač se koristi za realizaciju logaritamskih i antilogaritamskih pojačavača i veoma često za realizaciju aktivnih RC filtera. Samo neke od ovih primena biće ovde razmotrene.



Slika 3.2.2 Generalna šema kola za realizaciju invertujućeg, neinvertujućeg i diferencijalnog pojačavača

Najpre, na slici 3.2.2 prikazana je generalna šema kola za realizaciju invertujućeg, neinvertujućeg i diferencijalnog pojačavača. Kada je  $u_1 = 0$  ( $u_+ = u_1 = 0$ ,  $R_2' = R_1' = 0$ ), kolo predstavlja invertujući pojačavač sa pojačanjem:

$$(3.2.1) \quad A_{IN} = \frac{u_i}{u_2} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Medjutim, ako je potencijal  $u_2 = 0$  ( $R_1' = 0$ ,  $R_2' \rightarrow \infty$ ,  $u_+ = U_1$ ), kolo predstavlja neinvertujući pojačavač sa pojačanjem:

$$(3.2.2) \quad A'_{IN} = \frac{u_i}{u_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Diferencijalni pojačavač se realizuje ako je ispunjen uslov:

$$(3.2.3) \quad \frac{R_2'}{R_1'} = \frac{R_2}{R_1} \text{ i njegovo pojačanje iznosi: } A_{DI} = \frac{u_i}{u_1 - u_2} = \frac{R_2}{R_1}$$

Ukoliko su ulazni naponi  $u_1$  i  $u_2$  jednaki, izlazni napon će biti jednak nuli. Medjutim, ako se na ulaze

dovedu dva sinusna signala sa istom frekvencijom ali sa faznim pomerajem od  $\varphi = \pi$  rad, diferencijalni pojačavač se ponaša kao sabirač. Kolo pravog sabirača može se dobiti tako što se u kolu diferencijalnog pojačavača naponi dovedu, svaki posebno preko svog otpornika, do invertujućeg (tada se dobija sabirač koji obrće fazu) ili do neinvertujućeg ulaza operacionog pojačavača (i tada se dobija sabirač koji ne obrće fazu). Naravno, izlazni napon predstavlja superpoziciju pojačanih ulaznih signala, gde je pojačanje dato odgovarajućim, prethodno navedenim izrazima.

Ukoliko se u kolu inverujućeg pojačavača umesto otpornika  $R_2$  veže kondenzator  $C_2$ , tada će trenutna vrednost izlaznog napona biti proporcionalna integralu trenutne vrednosti ulaznog napona:

$$(3.2.4) \quad u_i = -\frac{1}{R_1 C_2} \int u_2 dt$$

odnosno na ovaj način realizuje se kolo za integraljenje.

Medjutim, ako se u kolu invertujućeg pojačavača umesto otpornika  $R_1$  veže kondenzator  $C_1$ , tada je izlazni napon proporcionalan izvodu ulaznog napona:

$$(3.2.5) \quad -R_2 C_1 \frac{du_2}{dt}$$

odnosno na ovaj način se realizuje kolo za diferenciranje.

Generalizacijom ovog pristupa, ako se umesto  $R_1$  i  $R_2$  vežu nelinearne impedanse, povećava se mogućnost primene operacionog pojačavača. Na primer, ako je u inverznoj konfiguraciji dioda vezana katodom na izlaz pojačavača umesto  $R_2$ , kolo postaje antilogaritamski (eksponencijalni pojačavač). Ostale primene mogu se naći u knjizi.

### Zaključak

Operacioni pojačavač je jedna od najčešće korišćenih integrisanih komponenta u analognoj elektronici. Standardni pojačavač ima dva ulaza - invertujući i neinvertujući, i jedan izlaz. Idealni pojačavač ima beskonačno pojačanje razlike ulaznih signala, beskonačnu ulaznu i nultu izlaznu otpornost. To praktično znači da se razlika ulaznih signala može smatrati zanemarivom, odnosno da se oba ulaza nalaze na istom potencijalu, da između njih ne protiče struja i da vrednost izlaznog napona ne zavisi od otpora poterećenja. Realni operacioni pojačavač ima konačne parametre, ali se oni u većini primena mogu aproksimirati idealnim. U zavisnosti od komponenta spregnutih sa pojačavačem, rezultujuće kolo može vršiti razne analogne funkcije: invertovanje, pojačanje, diferenciranje, integraljenje, logaritmovanje itd. U svim konfiguracijama postoji negativna povratna sprema sa izlaza na invertujući ulaz pojačavača koja neutrališe uticaj tolerancija parametara operacionog pojačavača na karakteristike kola.

### 3.2.3 Rezultati merenja na koje treba obratiti pažnju

S obzirom da se sva merenja u okviru ove vežbe svode na posmatranje talasnih oblika signala na osciloskopu, da bi dobijeni rezultati bili vredni pažnje, neophodno je obezbediti uslove koji garantuju ispravnost rezultata. Osnovno je, zato, da prilikom poređenja rezultata budemo sigurni da je osetljivost u ploča za oba kanala osciloskopa odgovarajuća. To znači da treba voditi računa o eventualnom slabljenju koje unose sonde osciloskopa i za taj iznos korigovati položaj preklopnika za izbor osetljivosti po y skali na odgovarajućem kanalu (ako je slabljenje jedne sonde 1, a za posmatranje talasnog oblika napona odgovara osetljivost od 1 V/dev, tada, ukoliko sonda na drugom kanalu ima slabljenje 10, na njemu treba izabrati osetljivost napona od 0,1 V/dev).

Pored toga, treba obratiti pažnju da je npr. kod kola za diferenciranje koje se pobudjuje povorkom trougaonih signala ( $u = kt$ , odnosno  $u = -kt$ ), izlazni napon proporcionalan izvodu ulaznog napona po vremenu, ali sa obrnutim znakom. To znači da dok ulazni napon raste ( $u_{ul} = kt$ ), napon na izlazu je konstantan i negativan ( $u_{iz} = -k$ ), dok je u toku poluperiode u kojoj ulazni napon opada ( $u_{ul} = -kt$ ) izlazni napon konstantan i pozitivan ( $u_{iz} = +k$ ). Slično važi i za kolo za integraljenje.

Konačno, kada se na ulaze posmatranog kola preko pomerača faze dovedu dva signala istih amplituda, a različitih faza (ovo važi za diferencijalni pojačavač i kolo za sabiranje), treba najpre posmatrati talasne oblike ulaznih signala, a zatim rezultujući izlazni signal. Tako će, na primer, kod diferencijalnog pojačavača, napon na izlazu biti nula kada su oba ulazna signala u fazi, a imaće maksimalnu vrednost kada su ulazni signali suprotnih faza. Naravno, potpuno drugačije ponašaće se kolo za sabiranje. Kod njega će zbir dva signala suprotnih faza davati nulu, i obrnuto. S obzirom da se oba signala dovede na invertujući ulaz pojačavača, izlazni napon biće jednak negativnom zbiru ulaznih napona (biće suprotne faze od aritmetičkog zbira ulaznih signala).

## 3.3 LC Oscilator sa bipolarnim tranzistorom

### 3.3.1 Cilj vežbe

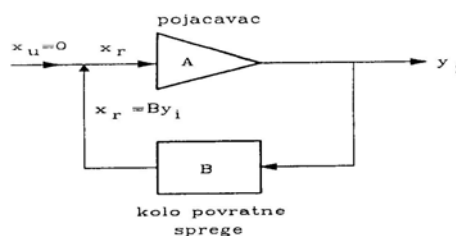
Upoznavanje sa radom LC oscilatora sa bipolarnim tranzistorom.

### 3.3.2 Teorijska postavka vežbe

Oscilatori su elektronska kola koja na svom izlazu generišu vremenski promenljiv signal, a da se pri tome ne pobudjuju nikakvim spoljnim vremenski promenljivim generatorom. Ako se na izlazu dobija prostoperiodični signal, reč je o oscilatorima prostoperiodičnih oscilacija. S druge strane, moguće je da kao izlaz, oscilator generiše signal pravougaonog, testerastog ili sličnog talasnog oblika. Tada je reč o relaksacionim oscilatorima.

Oscilator u suštini predstavlja nestabilan pojačavač sa povratnom spregom, i to pozitivnom. Pokazano je [2, odeljak 6.1], da ako je kod pojačavača sa povratnom spregom funkcija povratne sprege jednaka nuli, njegovo pojačanje teži beskonačnosti. Takav pojačavač je vrlo nestabilan tako da je dovoljan vrlo mali pobudni signal (čak i šum u komponentama) da ga izvede iz stabilnog stanja, to jest da pojačavač zaosciluje, čime se u kolu generiše vremenski promenljiv signal bez ikakve pobude.

U opštem slučaju, kolo oscilatora se može predstaviti kolom sa slike 3.3.1.



Slika 3.3.1 Opšta blok šema oscilatora

Znači, oscilator je predstavljen kao pojačavač sa povratnom spregom kod koga je pobudni signal jednak nuli ( $x_u = 0$ ). Pretpostavimo da kolo osciluje, to jest da na izlazu postoji signal  $y_i$ . Onda za ovo kolo važi:

$$(3.3.1) \quad y_i = Ax_r = AB y_i.$$

Da bi ovo bilo moguće, iz (3.3.1) mora važiti sledeće:

$$(3.3.2) \quad AB = 1,$$

odnosno, (3.3.2) predstavlja uslov oscilovanja oscilatora, što je ekvivalentno zaključcima o oscilovanju pojačavača sa povratnom spregom.

Kriterijum oscilovanja dat sa (3.3.2) svodi se na zahtev da je kružno pojačanje pojačavača sa povratnom spregom realno i jednako jedinici, odnosno da mu je fazni stav jednak nuli ili  $2k\pi$ , a moduo jednak jedinici. To znači da (3.3.2) predstavlja dva uslova:

$$(3.3.3.a) \quad \text{Im}\{AB\} = 0, \text{ i}$$

$$(3.3.3.b) \quad \text{Re}\{AB\} = 1.$$

Da bi razmotrili uticaj kola povratne sprege, pretpostavimo da pojačavač unosi fazni pomeraj od  $\pi$  rad (pojačavač sa zajedničkim emitorom, sorsom...). Da bi oscilator oscilovao kolo povratne sprege mora uneti dodatni fazni pomeraj od  $\Phi = (2k+1)\pi$  rad,  $k = 0, 1, \dots$  tako da (3.3.3.a) bude ispunjeno. Za slučaj da pojačavač ne unosi fazni pomeraj, da bi bio ispunjen uslov (3.3.3.a), kolo povratne sprege treba da unese fazni pomeraj od  $\Phi = 2k\pi$  rad,  $k = 0, 1, \dots$ . Znači, u prvom slučaju kolo povratne sprege mora da unese minimalni fazni pomeraj od  $\Phi = \pi$  rad, a u drugom  $\Phi = 0$ . Već ovde se može zaključiti da u prvom slučaju kolo povratne sprege mora biti realizovano uz pomoć reaktivnih elemenata (L,C). Da to važi i za drugi slučaj vidi se iz sledećeg:

Uslov (3.3.3.a) može biti ispunjen na više frekvencija. Medjutim, kolo će oscilovati na onoj frekvenciji

na kojoj je istovremeno ispunjen i uslov (3.3.3.b). Da bi (3.3.3.b) bilo ispunjeno samo na jednoj frekvenciji, funkcija kola povratne sprege mora biti frekvencijski zavisna, što je karakteristika reaktivnih elemenata u kolu.

Iz prethodno pomenutih razloga kolo povratne sprege najčešće se realizuje kao pasivno kolo uz obaveznu upotrebu reaktivnih elemenata (L i/ili C).

Zavisno od načina realizacije kola povratne sprege dobijaju se različiti tipovi oscilatora. Najpoznatije klase oscilatora su: LCM oscilatori, RC oscilatori, oscilatori sa kristalom kvarca, itd.

Iz razloga što je kolo povratne sprege najčešće pasivno i što će oscilator biti opterećen potrošačem konačne otpornosti, u kolu oscilatora neminovno dolazi da slabljenja snage naizmeničnog signala. Zadatak aktivnih elemenata od kojih je sastavljen pojačavač, jeste upravo da te gubitke nadoknade. U suprotnom, oscilacije koje se pojave u kolu bile bi prigušenog karaktera, odnosno, amplituda signala bi opadala sa vremenom tako da posle određenog perioda kolo prestaje da osciluje. Zbog toga je prisustvo pojačavača, odnosno aktivnih elemenata u kolu oscilatora neophodno.

Oscilatori se mogu realizovati upotrebom svih aktivnih pojačavačkih elemenata, tako da možemo govoriti o oscilatorima sa bipolarnim tranzistorima, sa FET-ovima, sa operacionim pojačavačima itd.

Zavisno od toga da li je pojačanje pojačavača dovoljno da nadoknadi gubitke ili ne, u oscilatoru mogu nastati tri slučaja.

Prvo, ako je pojačanje malo, tj. nedovoljno da nadoknadi gubitke, oscilacije su prigušene. Ovo nastaje kada umesto (3.3.3.b) važi da je  $\text{Re}\{AB\} < 1$ .

Drugi slučaj nastaje kada je pojačanje pojačavača podešeno tako da pokriva gubitke u kolu ((3.3.3.b) je ispunjeno). Tada oscilacije imaju konstantnu amplitudu.

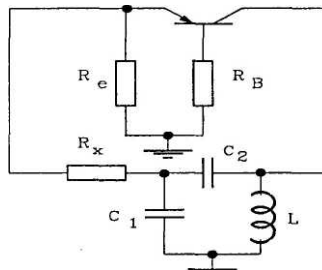
Treći slučaj nastaje pri prevelikom pojačanju tako da i pored pokrivanja gubitaka ostaje pretek u pojačanju. To nastaje kada je  $\text{Re}\{AB\} > 1$ . Amplituda oscilacija u kolu onda raste sa vremenom. Medjutim, kako je amplituda sa druge strane ograničena naponom napajanja i ulaskom aktivnih elemenata u zasićenje, odnosno zakočenje, doći će do odsecanja vršnih vrednosti u talasnom obliku generisanih signala (slika 2.3.d). Drugim rečima, generisaće se talasni oblik različit od prostoperiodičnog. Treba medjutim, podsetiti na činjenicu da se iz takvih složenoperiodičnih signala, upotrebom reaktivnih komponenata, izdvaja samo ona komponenta signala pri čijoj su frekvenciji zadovoljena oba uslova oscilovanja. To praktično znači da će oscilator oscilovati na frekvenciji koja odgovara rezonantnoj frekvenciji reaktivnog kola, odnosno na frekvenciji pri kojoj su faze signala na ulazu i izlazu iste. Šta više, kod oscilatora se upravo teži da realni deo kružnog pojačanja bude veći od jedan. Ovo je neophodno da bi se obezbedilo ispunjenje uslova oscilovanja čak i u slučajevima kada se usled starenja ili promene aktivnog elementa koji je prestao sa radom, parametri komponenata menjaju u dopuštenim tolerancijama. U suprotnom, ako bi se uslov oscilovanja podesio tačno na  $AB = 1$ , usled najmanjih pomeraja vrednosti parametara elemenata kola, ovaj uslov ne bi bio ispunjen. Usled toga može se očekivati da oscilacije budu prigušene (" $AB < 1$ "), ili da kolo normalno radi (" $AB > 1$ "). Da bi se ova neizvesnost otklonila, zadavanjem da kružno pojačanje bude (veoma) malo veće od 1 obezbediće se pouzdan rad oscilatora.

Odredjivanje uslova i frekvencije oscilovanja oscilatora je značajno pri projektovanju oscilatora. Medjutim, rešavanje ovog problema upotrebom izraza (3.3.3) često postaje nepraktično s obzirom da kolo pojačavača i kolo povratne sprege nisu jasno uočljivi. U tom slučaju uslov i frekvencija oscilovanja oscilatora mogu se odrediti tzv. metodom determinante [knjiga].

Kao primer, odredimo uslov i frekvenciju oscilovanja oscilatora koji se razmatra u ovoj vežbi, a čija je šema data na slici 3.3.4. Ovaj oscilator pripada klasi LC oscilatora i predstavlja Kolpikov oscilator [2 odeljak 6.2]. Ekvivalentno kolo ovog oscilatora za naizmenični režim dato je na slici 3.3.2.

Uvedene su sledeće oznake:  $R_B = R_{b1} \parallel R_{b2}$  i  $R_x = R_{pk} + R$ , gde je  $k \in [0,1]$  i predstavlja položaj klizača potencijometra  $R_p$ .

Znači, kolo pojačavača je sastavljeno od bipolarnog tranzistora koji je upotrebljen kao pojačavač sa zajedničkom bazom, a kolo povratne sprege čine elementi  $R_x$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  i  $L$ .



Slika 3.3.2 Ekvivalentna šema Kolpikovog oscilatora za naizmenični signal

Nalaženjem determinante sistema jednačina koji opisuje ekvivalentno kolo i izjednačavanjem njenog realnog i imaginarnog dela sa nulom, dobija se sistem jednačina odakle se određuju frekvencija i uslov oscilovanja:

$$(3.3.4) \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}},$$

$$(3.3.5) \quad \frac{C_2}{C_1} = \frac{h_{21E} R_E}{h_{11E} + R_B}.$$

### 3.3.3 Rezultati merenja na koje treba obratiti pažnju

Uporediti izmerenu zavisnost frekvencije oscilovanja od odnosa kapacitivnosti  $C_1/C_2$  sa izrazom (3.3.4).

## 3.4 Pojačavač snage

### 3.4.1 Cilj vežbe

Upoznati osobine pojačavača snage u klasi B i klasi AB, poredeći njihove osobine sa stanovišta maksimalane snage na potrošaču i nelinearnih izobličenja izlaznog signala.

### 3.4.2 Teorijska postavka vežbe

Da bi se na izlazu električnih kola dobio signal dovoljno moćan da napaja odgovarajuće uređaje koriste se pojačavači snage. Činjenica je da se svi tipovi pojačavača odlikuju većom izlaznom snagom od ulazne. U tom smislu, svi pojačavači pojačavaju snagu. Međutim, pod pojmom pojačavači snage podrazumevaju se pojačavači koji daju signale velike snage na izlazu. Oni, po svojoj prirodi, rade sa signalima velikih amplituda.

U cilju dobijanja signala što veće amplitude (odnosno što veće korisne snage) ovi pojačavači koriste čitavu aktivnu oblast rada tranzistora. To znači da će radna tačka zalaziti i u nelinearni deo karakteristika aktivne komponente. Usled toga prenosna karakteritika kola biće nelinearna, što dovodi do znatnih nelinearnih izobličenja izlaznog signala. S obzirom da su promene napona i struje na izlazu pojačavača toliko velike, one izlaze iz opsega u kojima se karakteristike tranzistora mogu smatrati linearnim, tako da njihova analiza uz pomoć "h" parametara neće dati tačne rezultate.

Da bi se obezbedio široki opseg promene izlaznog signala radna tačka tranzistora kreće se tokom rada od zakočenja do zasićenja. S obzirom na takve ekstremne uslove rada treba, tokom projektovanja, strogo voditi računa da tranzistor ni u kom trenutku ne izađe iz zone sigurnog rada. Zato je potrebno obratiti pažnju na položaje hiperbole snage, kao i jednosmerne i naizmjenične radne prave tranzistora. Uz sve to treba voditi računa i o radnoj temperaturi (vežba 1.1), čime se nameće potreba za dobrim hladjenjem tranzistora. Ne pridržavanje ovih osnovnih pravila dovodi do oštećenja tranzistora. S obzirom da se radi o specifičnim tipovima tranzistora snage ([1, poglavlje 2.7]) jasno je da će cena nepažnje u projektovanju biti visoka.

Pored toga, pri projektovanju ovih pojačavača mora se voditi računa o veličini izobličenja izlaznog signala, stepenu iskorišćenja pojačavača i frekvencijskom opsegu.

Stepen iskorišćenja pojačavača definiše se kao količnik korisne snage na potrošaču i ukupne snage koja se predaje kolu. Ukupna snaga predata kolu sastoji se od korisne snage dobijene na porošaču i snage disipacije koja se gubi na tranzistorima. Da bi se stepen iskorišćenja povećao, treba obezbediti što manji gubitak snage na tranzistorima.

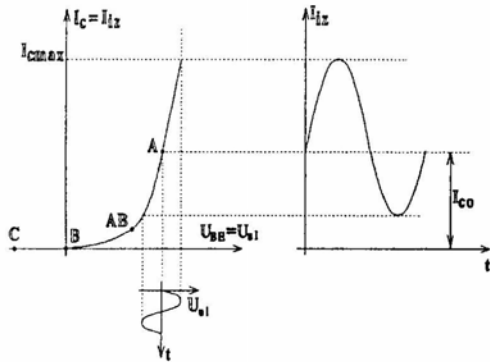
Povećanje korisnog dejstva pojačavača može se ostvariti pomeranjem mirne radne tačke aktivne komponente ka oblasti zakočenja (ili u tu oblast). Međutim, tada radna tačka u većoj meri zalazi u nelinearnu oblast karakteristika komponente, pa su i izobličenja povećana. To praktično znači da se sa povećanjem stepena korisnog dejstva pojačavača sužava frekvencijski opseg signala koji je praktično upotrebljiv. Podsećamo ovom prilikom, da su izobličeni signali bogatiji harmonicima. Da bi se uticaj izobličenja smanjio, treba težiti sužavanju frekvencijskog opsega, kako harmonici višeg reda ne bi bili pojačani. Zbog toga se pojačavači u klasi C (slika 3.4.1.d), koji imaju veliki koeficijent korisnog dejstva, koriste za pojačanje visokofrekventnih signala čiji je frekvencijski spektar uzak, a za signale sa širim frekvencijskim spektrom koriste se pojačavači iz klase A (slika 3.4.1.a) i AB (slika 3.4.1.b).

Očigledano je, dakle, da izbor radne tačke pojačavača A, AB, B ili C, zavisi od spremnosti da se plati odgovarajuća cena koju nameće kompromis između veličine stepena korisnog dejstva pojačavača i izobličenja izlaznog signala. Na slici 3.4.1 prikazane su prenosne karakteristike pojačavača snage sa bipolarnim tranzistorima koji rade u klasi A, B, AB i C, kako bi se ilustrovalo zahtev za nametnutim kompromisom.

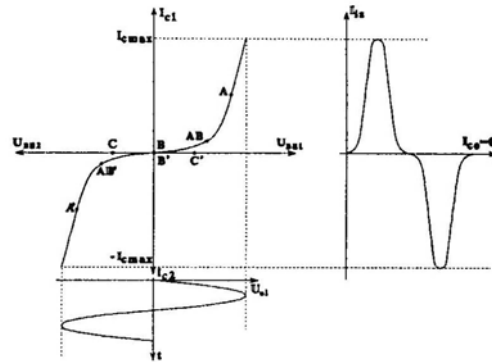
Na osnovu izgleda talasnih oblika izlazne struje (kada se radi o otpornom opterećenju, to je istovetno talasni oblik napona na potrošaču) može se primetiti da je najmanja amplituda naizmjenične komponente struje kod pojačavača koji radi u klasi A (slika 3.4.1.a). Tu su, takodje, najmanja izobličenja izlaznog signala, dok je jednosmerna komponenta struje kroz tranzistor  $I_{C0}$  najveća. Očigledno je, dakle, da će kod pojačavača koji rade u klasi A stepen iskorišćenja biti najmanji i to iz dva razloga: najveća vrednost snage korisnog signala ( $P_{kmax} = J_C^2 R_p$ ) je manja od onih koje se mogu postići kod pojačavača koji rade u ostalim klasama, dok je istovremeno disipacija snage na tranzistoru najveća ( $P_{D0} = I_{C0}U_{CE0}$ ) u odsustvu korisnog signala.

Radna tačka kod pojačavača iz klase B (slika 3.4.1.b) nalazi se na granici između aktivne oblasti rada aktivne komponente i zakočenja. Položaj radne tačke uslovljava da jedan stepen ovog pojačavača može da pojača

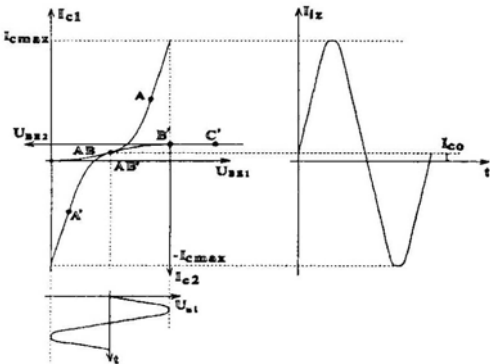
samo jednu poluperiodu korisnog signala, dok je za vreme druge, aktivna komponenta neprovodna. Da bi se dobilo pojačanje obe poluperiode korisnog signala koriste se dva aktivna elementa u simetričnoj sprezi (za svaku poluperiodu po jedan). U odsustvu korisnog signala kroz tranzistor ne teče struja  $I_{C0} = 0$ , što znači da tada nema ni disipirane snage. Usled toga je koeficijent korisnog dejstva veliki i kod pojačavača sa simetričnom spregom u klasi B u idealnom slučaju iznosi  $\eta = 78,5\%$ .



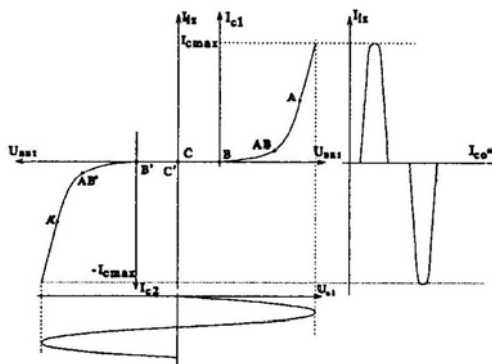
Slika 3.4.1 a) Pojačavač snage u klasi A



Slika 3.4.1 b) Pojačavač snage u klasi B



Slika 3.4.1 c) Pojačavač snage u klasi AB



Slika 3.4.1 d) Pojačavač snage u klasi C

Treba obratiti pažnju na karakteristična izobličenja koja se javljaju kod pojačavača u klasi B, nastala kao posledica prelaska iz radne oblasti tranzistora koji prestaje da vodi, u oblast drugog tranzistora za čije provodjenje treba obezbediti da signal dostigne napon praga provodjenja tranzistora  $U_{\gamma}$ .

Kada je amplituda pobudnog signala mala, radna tačka se nalazi u blizini granice zakočenja, dakle u delu sa jako izraženim nelinearnim karakteristikama tranzistora, pa su nelinearna izobličenja izlaznog signala dosta izražena.

Smanjenje nelinearnih izobličenja može se ostvariti primenom pojačavača u simetričnoj sprezi kod koga je radna tačka pomerena ka aktivnoj oblasti rada tranzistora, klasa AB. Rezultujuća prenosna karakteristika takvog pojačavača prikazana je na slici 3.4.1.c. Kao što se vidi taj deo prenosne karakteristike je delimično linearizovan, pa će i nelinearna izobličenja biti manja.

S obzirom da kod ovih pojačavača snage koji rade u klasi AB, teče struja polarizacije tranzistora  $I_{C0}$  i u odsustvu korisnog signala, a istovremeno je smanjena veličina maksimalnog signala na izlazu, koeficijent korisnog dejstva će biti smanjen u odnosu na onaj koji karakteriše pojačavač snage u klase B. Međutim, dobitak leži u smanjenim nelinearnim izobličenjima.

Najveća nelinearna izobličenja, ali takodje i najveći stepen iskorišćenja zapaža se kod pojačavača koji rade u klasi C, slika 3.4.1.d.

Nezavisno od položaja radne tačke pojačavača, da bi se obezbedilo da jedan pojačavač daje maksimalnu korisnu snagu na potrošaču, treba izvršiti prilagođenje po snazi. Naime, kao što se može videti u [2, odeljak 4.1.1 i 4.1.2], snaga na potrošaču zavisi od otpora potrošača. Ovo je očigledno iz proste činjenice da se snaga na potrošaču može izračunati kao proizvod napona i struje kroz potrošač  $P_k = u_p i_p$ . S obzirom da je pri  $R_p = 0$ ,  $u_p = 0$  a struja ipak ima konačnu vrednost jer je ograničena konačnom izlaznom otpornošću pojačavača, sledi da je



$P_k(R_p=0) = 0$ . S druge strane, pri velikom otporu  $R_p \rightarrow \infty$  napon na potrošaču  $u_p$  je konstantan dok je  $i_p = 0$ , tako da je i  $P_k(R_p \rightarrow \infty) = 0$ . Očigledno je, dakle, da će za neke konačne vrednosti otpora  $R_p$  snaga na porošaču dostići maksimalnu vrednost.

### 3.4.3 Rezultati merenja na koje treba obratiti pažnju

Kod pojačavača snage sa simetričnom spregom simetrija oba stepena je vrlo bitna za ravnomerno pojačanje obe poluperiode pobudnog signala, zato treba voditi računa da jednosmerne radne tačke oba izlazna tranzistora obezbeđuju tu simetriju ( $|I_{C1}| = |I_{C2}|$ ,  $|U_{CE1}| = |U_{CE2}|$ ).

Treba obratiti pažnju na način realizacije simetrične sprege u pojačavaču sa slike 9.2 (praktikum). S obzirom da su oba izlazna tranzistora istog tipa (2N3054), očigledno se ne radi o klasičnom pojačavaču sa komplementarnim parom. Istovremeno pobuda izlaznih tranzistora izvedena je preko dva tranzistora male snage komplementarnog tipa. Ovakva veza poznata je pod imenom kvazikomplementarna sprega.

Pojačavač u klasi B daje veće pojačanje pobudnog signala, pod istim uslovima, ali su zato veća izobličenja u talasnom obliku pojačanog signala.

Korisna snaga dobijena na porošaču zavisi od njegove impedanse i ima maksimalnu vrednost samo za neku optimalnu vrednost impedanse potrošača.

## 3.5 Usmerač i stabilizator napona sa rednim tranzistorom

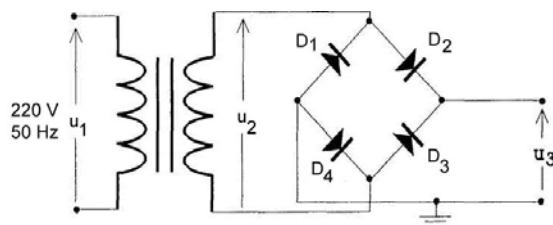
### 3.5.1 Cilj vežbe

Cilj vežbe je upoznati se sa realizacijom jednosmernih izvora za napajanje. Posebno se proučavaju postupci usmeravanja, filtriranja i stabilizacije napona. U vežbi se koristi dvostrano usmeravanje napona pomoću diodnog mosta (Grecov spoj). Usmereni napon se filtrira pasivnim filtrima (kapacitivni filter i  $\pi$  filter). Zatim se proučava stabilizator sa rednim tranzistorom koji omogućava dobijanje stabilnog jednosmernog napona za napajanje uređaja osetljivih na brum.

### 3.5.2 Teorijska postavka vežbe

#### Usmeravanje naizmjeničnog napona

Da bi se od naizmjeničnog napona gradske mreže dobio jednosmerni izvor za napajanje, neophodno je izvršiti usmeravanje napona. Kao usmerački elementi koriste se diode. Pre usmeravanja obično se pomoću transformatora smanjuje amplituda naizmjeničnog napona na potrebnu vrednost. Postupci usmeravanja opisani su u [2, poglavlje 7.1]. U praksi se najčešće koristi dvostrano usmeravanje diodnim mostom, šemom koja je prikazana na slici 3.5.1. Most je tako vezan za sekundar transformatora da u pozitivnoj poluperiodi vode diode  $D_2$  i  $D_4$ , a u negativnoj diode  $D_1$  i  $D_3$ , pri čemu kroz potrošač struja teče uvek u istom smeru. Napon pre usmeravanja ( $u_2$ ) i posle usmeravanja ( $u_3$ ) prikazan je na slikama 3.5.5.a i 3.5.5.b, respektivno.



Slika 3.5.1 Dvostrano usmeravanje

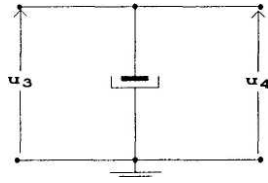
Kao mera sadržaja naizmjenične komponente u usmerenom naponu definiše se faktor talasnosti  $\gamma = U_{\text{peff}}/U_{\text{po}}$ , gde je  $U_{\text{peff}}$  efektivna vrednost naizmjenične komponente usmerenog napona (bez jednosmerne komponente), a  $U_{\text{po}}$  vrednost jednosmerne komponente napona na potrošaču.

Kod dvostranog usmeravanja faktor talasnosti ima vrednost  $\gamma = 0,48$ , što pokazuje da je snaga naizmjenične komponente u ovom naponu oko četiri puta manja od snage jednosmerne komponente ( $\gamma^2 \approx 0,23$ ).

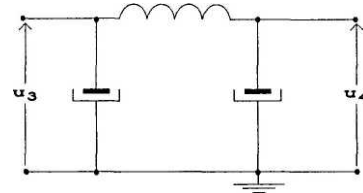
#### Filtriranje usmerenog napona

Usmereni napon ne može da se koristi za jednosmerno napajanje, jer je još uvek daleko od konstantne vrednosti kakvu treba da ima jednosmerni izvor za napajanje. Zato je neophodno izvršiti njegovo filtriranje. Filtriranjem se smanjuje "talasnost" usmerenog napona.

Najjednostavniji filter je kapacitivni filter, prikazan na slici 3.5.2.a. Filter se sastoji od jednog kondenzatora velike vrednosti koji se vezuje između usmerača i potrošača, paralelno potrošaču. Kondenzator je stalno napunjen na vrednost napona približno jednaku maksimalnoj vrednosti usmeravanog napona,  $U_m$ . Izvesna "talasnost" je još uvek prisutna, jer se kondenzator delimično prazni u onim intervalima vremena kad usmereni napon opada, a dopunjuje kad usmereni napon raste.



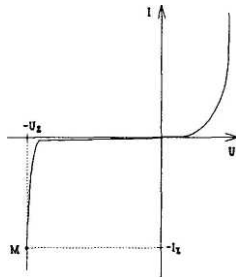
Slika 3.5.2 a) kapacitivni filter



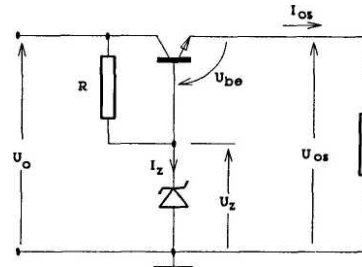
Slika 3.5.2 b)  $\pi$  filter

Da bi se "talasanje" još više prigušilo, može se koristiti složeniji filter, kakav je recimo  $\pi$  filter prikazan na slici 3.5.2.b. Rad ovih filtera lako je razumeti kad se ima u vidu da se kondenzator ponaša kao kratak spoj, a kalem kao prekid za promenljive napone. Paralelni kondenzatori spajaju na masu promene ulaznog napona, a kalem prekida vezu ulaza i izlaza pri promenama ulaznog napona (izlazni kondenzator drži pri tome konstantan izlazni napon), tako da izlazni napon ostaje konstantan. Naravno, ovakvo razmatranje je idealizovano. U realnom slučaju izlazni napon i dalje ostaje "talasast", ali je to "talasanje" smanjeno, što treba uočiti merenjem efektivne vrednosti naizmjenične komponente izlaznog napona usmerača sa kapacitivnom i usmerača sa  $\pi$  filtrom. Talasni oblik filtriranog napona ( $u_4$ ) prikazan je na slici 3.5.5.c.

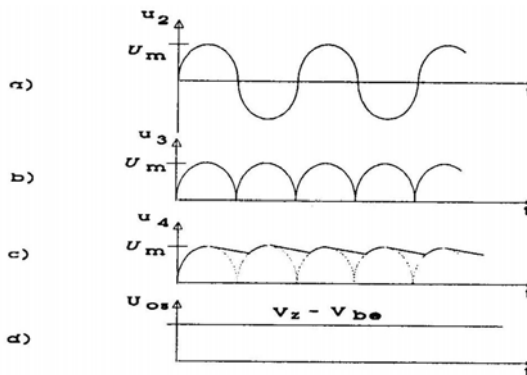
Za šire informacije o filtriranju usmerenog napona videti [2, poglavlje 7.2].



Slika 3.5.3 U/I karakteristika zener diode



Slika 3.5.4 Stabilizator napona sa rednim tranzistorom



Slika 3.5.5 a) Naizmjenični napon  
b) Napon na izlazu dvostranog usmerača  
c) Napon na izlazu filtra  
d) Napon na izlazu stabilizatora

### Stabilizacija napona

Za neke praktične primene potrebni su izvori jednosmernog napona koji generišu stabilan napon tako da njegova vrednost ne zavisi od otpornosti potrošača i mrežnog napona. Za tu svrhu upotrebljavaju se posebna kola za stabilizaciju - stabilizatori.

Elektronski element koji omogućava održavanje konstantnog napona je zener dioda. U/I karakteristika zener diode prikazana je na slici 3.5.3. Sa slike se vidi da je u oblasti proboja napon na diodi približno konstantan

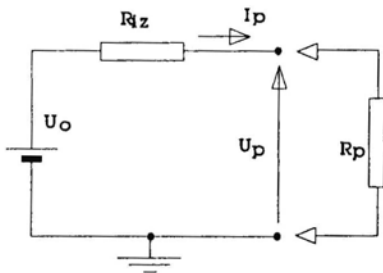
( $U_z$ ) i za velike promene struje kroz diodu. Ovo svojstvo zener diode koristi se u raznim šemama za stabilizaciju napona. Najčešće se u praksi koristi stabilizator sa rednim tranzistorom čija je principna šema prikazana na slici 3.5.4. Tranzistor radi u aktivnom režimu rada. Zener dioda daje referentni konstantni napon. Otpornikom R definisana je radna tačka zener diode M na slici 3.5.3 (u oblasti proboja, sa izabranom strujom  $I_z$ ). Izlazni stabilisani napon direktno zavisi od napona izabrane zener diode i ima vrednost  $U_{OS} = U_z - U_{BE} = \text{const}$ . Da bi se obezbedila polarizacija tranzistora koja garantuje rad u aktivnoj oblasti, napon  $U_0$  mora da bude za  $U_{CE}$  volti veći od napona  $U_{os}$ , gde je, recimo,  $U_{CE} > 1 \text{ V}$ .

Kao mera kvaliteta stabilizatora definiše se faktor stabilizacije  $S = \Delta U_{os} / \Delta U_0$ , pri konstantnoj struji potrošača  $I_{os}$  i temperaturi. U ovom izrazu  $U_0$  je ulazni nestabilisani napon, a  $U_{os}$  je izlazni napon stabilizatora. Što faktor stabilizacije ima manju vrednost, stabilizator je bolji.

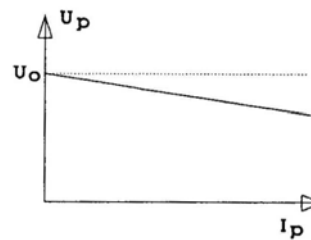
Za šire informacije o postupcima stabilizacije napona videti [2, poglavlje 7.3].

### Izlazne karakteristike izvora jednosmernog napona

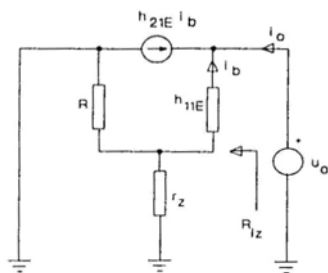
Izvor jednosmernog napona karakteriše se elektromotornom silom  $U_0$  i unutrašnjom otpornošću  $R_{iz}$ , kao na slici 3.5.6.a. Ako je otpornost potrošača beskonačna, struja potrošača  $I_p$  ne teče, pa je napon na izlazu jednak elektromotornoj sili izvora  $U_0$ . Kad se, međutim, izvor optereti potrošačem otpornosti  $R_p$ , izlazni napon izvora (napon na potrošaču, dostupan korisniku) je  $U_p = U_0 - R_{iz} I_p$  i manji je od  $U_0$ . Što je struja potrošača veća (odnosno  $R_p$  manje), izlazni napon izvora  $U_p$  je manji. Iz ovoga se može zaključiti da izvor može da ima konstantan izlazni napon jedino ako je unutrašnja otpornost izvora  $R_{iz}$  jednaka nuli. Zbog toga je važno da je  $R_{iz}$  što manje. Oblik izlazne karakteristike realnog izvora konstantnog napona, sa konačnom vrednošću unutrašnje otpornosti  $R_{iz}$ , prikazan je na slici 3.5.6.b.



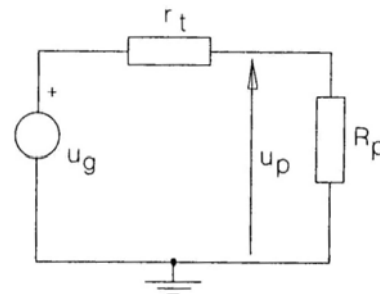
Slika 3.5.6 a) Električna šema izvora jednosmernog napona



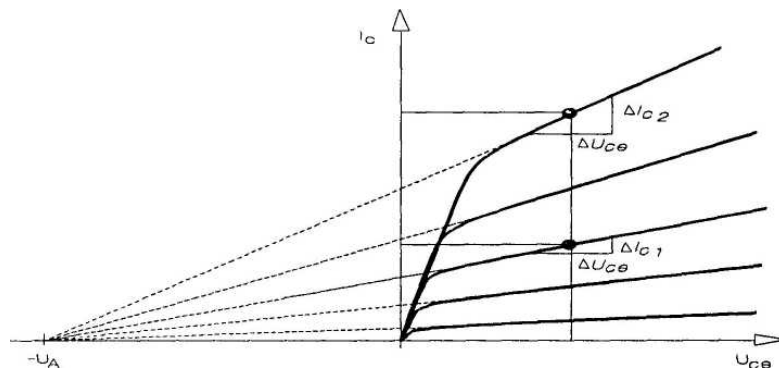
Slika 3.5.6 b) Izlazna karakteristika izvora jednosmernog napona



Slika 3.5.7 Ekvivalentna šema stabilizatora sa rednim tranzistorom za određivanje izlazne otpornosti



Slika 3.5.8 Ekvivalentna šema stabilizatora sa rednim tranzistorom za naizmeničnu komponentu napona



Slika 3.5.9 Izlazne karakteristike tranzistora

Odredićemo unutrašnju otpornost  $R_{iz}$  stabilizatora sa rednim tranzistorom prikazanog na slici 3.5.4. U režimu malih signala tranzistor ćemo zameniti uprošćenim h-modelom ( $h_{12E} = 0$ ,  $h_{22E} = 0$ ) zener diodu ćemo predstaviti njenom otpornošću u probuju  $r_z$ , generator konstantne vrednosti na ulazu stabilizatora predstavlja kratak spoj, a umesto potrošača na izlaz ćemo vezati naponski generator  $u_0$ , kao na slici 3.5.7.

Izlaznu otpornost stabilizatora nalazimo kao:

$$R_{iz} = \frac{u_0}{i_0} = \frac{\frac{R_r}{R + r_z} + h_{11E}}{1 + h_{11E}} \approx \frac{h_{11E}}{1 + h_{21E}}$$

Iz gornjeg izraza vidi se da izlazna otpornost stabilizatora ne zavisi od otpornosti zener diode već od parametara upotrebljenog tranzistora, a znajući red veličine parametara  $h_{11E}$  i  $h_{21E}$  očigledno je da može imati vrlo malu vrednost.

Razmotrimo još šta se dešava sa naizmeničnom komponentom izlaznog napona kad raste izlazna struja stabilizatora (odnosno smanjuje se otpornost potrošača  $R_p$ ). U tom cilju upotrebićemo krajnje uprošćen model tranzistora - posmatraćemo redni tranzistor kao otpornost  $r_t$  između kolektora i emitora. Tada se stabilizator može predstaviti ekvivalentnom šemom sa slike 3.5.8, gde  $u_g$  predstavlja naizmeničnu komponentu nestabilisanog napona na ulazu u stabilizator, a  $u_p$  naizmeničnu komponentu stabilisanog napona na izlazu stabilizatora.

Važi jednačina:

$$u_p = u_g \frac{R_p}{R_p + r_t}$$

Smanjivanje otpornosti potrošača  $R_p$  dovodi do pomeranja jednosmerne radne tačke tranzistora u područje veće kolektorske struje, dok napon između kolektora i emitora ostaje konstantan, kao što je prikazano na slici 3.5.9. Usled Early - evog efekta, pri tome se smanjuje otpornost tranzistora  $r_t = \Delta U_{CE} / \Delta I_C$ . Zahvaljujući tome, kada se  $R_p$  smanjuje, brojilac u izrazu za  $u_p$  sporije opada od imenioca, pa naizmenična komponenta stabilisanog napona  $u_p$  raste.

Sličnu pojavu registrujemo kod usmerača sa filtrom gde otpornost dioda u mostu opada sa porastom struje potrošača.

### Zaključak

Da bi se realizovao dobar izvor jednosmernog napona neophodno je postupke usmeravanja, filtriranja i stabilizacije kombinovati prema predviđenoj nameni izvora. Tako je za neke primene dovoljno samo filtriranje usmerenog napona, dok druge zahtevaju filtriranje i stabilizaciju. U eksperimentalnom delu vežbe biće realizovane neke moguće konfiguracije izvora jednosmernog napona i uporedjene njihove karakteristike.

### 3.5.3 Rezultati merenja na koje treba obratiti pažnju

Izvor jednosmernog napona realizovan usmeravanjem naizmeničnog napona UVEK sadrži osim jednosmerne i neželjenu naizmeničnu komponentu napona, takozvani brum izvora. Ogovarajućim postupcima moguće je ovu naizmeničnu komponentu potisnuti do željenog nivoa, ali nikad i potpuno eliminisati.

Kad opada vrednost otpornosti potrošača  $R_p$ , raste izlazna struja izvora  $I_p$ . Ovaj porast se MORA

ograničiti da ne bi došlo do prekoračenja dozvoljene disipacije komponenata od kojih je izvor realizovan.

Zbog konačne unutrašnje otpornosti izvora  $R_{iz}$ , izlazni napon izvora  $U_p$  (napon na potrošaču  $R_p$ ) opada kad raste izlazna struja  $I_p$ .

Izvor sa stabilizatorom ima manju unutrašnju otpornost  $R_i$  nego izvor sa  $\pi$  filtrom, a izvor sa  $\pi$  filtrom ima manju unutrašnju otpornost nego izvor sa kapacitivnim filtrom.

Amplituda naizmjenične komponente izlaznog napona  $U_{peff}$  raste sa porastom izlazne struje  $I_p$  (odnosno sa smanjenjem otpornosti potrošača  $R_p$ ).

## Literatura

- [1] Litovski, V.B., Lazović S.M., “**Elektronika I, prvi deo**“, *Naučna knjiga*, Beograd, 1989.
- [2] Litovski, V.B., Lazović S.M., “**Elektronika I, drugi deo**“, *Naučna knjiga*, Beograd, 1990.
- [3] Dimitrijević, B., “**Električna merenja**“, *Naučna knjiga*, Beograd, 1990.