

ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET  
BANJA LUKA  
KATEDRA ZA ELEKTRONIKU

# ELEKTRONIKA I

SEMINARSKI RAD

*OSNOVNE POJAČAVAČKE SPREGE SA BIPOLARNIM  
TRANZISTORIMA*

*$h$  &  $\pi$  ekvivalentne šeme*

**MENTOR:**  
prof. dr Ferid Softić

**STUDENT:**  
Dragan Čajić

## S a d r Ź a j

<b><u>1. Uvod</u></b>	<b>3</b>
<b><u>1.1. Hibridna II ekvivalentna šema</u></b>	<b>4</b>
<u>1.1.1. Transkonduktansa</u>	5
<u>1.1.2. Difuziona kapacitivnost</u>	6
<u>1.1.3. Ulazna otpornost</u>	7
<u>1.1.4. Kapacitivnost prostornog tovara</u>	8
<u>1.1.5. Izlazna otpornost</u>	8
<u>1.1.6. Modeliranje reakcije kolektora</u>	9
<u>1.1.7. Otpornost tijela baze</u>	9
<b><u>1.2. Uprošćeni II modeli</u></b>	<b>10</b>
<b><u>1.3. Hibridni ekvivalentni model bipolarnog tranzistora</u></b>	<b>11</b>
<u>1.3.1. Ekvivalentiranje <math>h</math> i II modela</u>	13
<u>1.3.2. Eksperimentalno određivanje parametara modela za male signale</u>	14
<b><u>2. Osnovne sprege pojačavača</u></b>	<b>15</b>
<u>2.1. Pojačavači sa bipolarnim tranzistorima</u>	15
<u>2.2. Pojačavač sa zajedničkim emitorom</u>	16
<u>2.3. Pojačavač sa zajedničkom bazom</u>	19
<u>2.4. Pojačavač sa zajedničkim kolektorom</u>	22
<u>2.5. Pojačavač sa zajedničkim emitorom s otpornikom u emitoru</u>	25
<u>2.6. Obrtač faze</u>	28
<b><u>3. Hibridni modeli</u></b>	<b>29</b>
<u>3.1. Hibridni model bipolarnog tranzistora za niske frekvencije</u>	29
<u>3.2. Analiza osnovnog pojačavačkog stepena pomoću <math>h</math>-parametara</u>	35
<u>3.3. Poređenje osobina različitih konfiguracija osnovog pojačavačkog stepena sa bipolarnim tranzistorom</u>	40
<u>3.4. Zavisnost hibridnih parametara od položaja radne tačke i temperature</u>	42
<b><u>4. Primjeri osnovnih pojačavačkih sprega</u></b>	<b>43</b>
<u>4.1. Primjer pojačavača sa zajedničkim emitorom</u>	43
<u>4.2. Primjer pojačavača sa zajedničkom bazom</u>	45
<u>4.3. Primjer pojačavača sa zajedničkim kolektorom</u>	47
<b><u>5. Literatura</u></b>	<b>49</b>

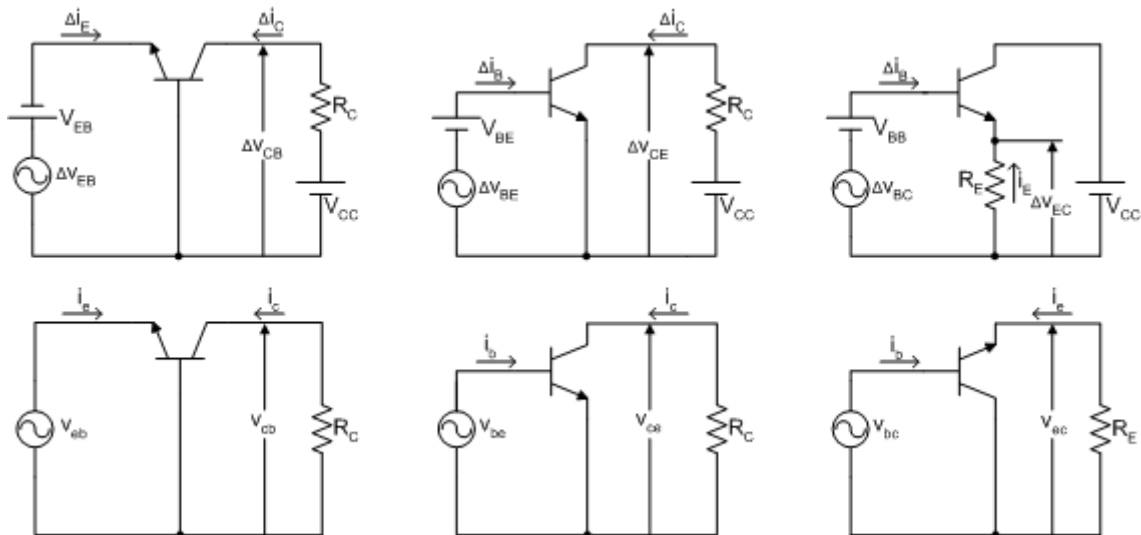
## 1. Uvod

Kod većine pojačavača potrebno pojačanje se ne može ostvariti s jednim tranzistorom, pa se pojačavački lanac gradi od kaskade pojačavačkih stepena. Stoga su varijacije struja i napona u tranzistoru u okolini mirne radne tačke, sem u izlaznom pojačavaču, male u odnosu na odgovarajuće jednosmjerne vrijednosti kojima je definisana mirna radna tačka. Uzimajući u obzir da se signal u pojačavaču manifestuje preko malih varijacija jednosmjernih napona i struje, dakle, u ograničenom prostoru u okolini mirne radne tačke gdje se tranzistor ponaša kao linearni sistem, s pravom se proučavanje osobinosti pojačavača u ovom režimu rada naziva analizom za male signale. Mali signal je, prema tome, svaka varijacija koordinata mirne radne tačke pri kojoj izlazni signal ostaje proporcionalan ulaznom signalu.

Režim rada u kome se neki nelinearni element pobuđuje malim signalom u okolini radne tačke, pri čemu se pod malim signalom podrazumjeva dovoljno mala varijacija parametara radne tačke, tako da se taj element može aproksimirati linearnom mrežom, naziva se rad pri malim signalima. Pojam malog signala nije vezan za bilo kakvu unaprijed specificiranu maksimalnu varijaciju parametara radne tačke.

Nelinearna zavisnost struje elementa od primjenjenog napona ne dopušta iskazivanje parametara elementa u obliku konstantnih veličina. U najbrojnijim primjenama, međutim, pobudni generator promjenljivog napona djeluje na red s baterijom za polarizaciju. Ako je amplituda promjenljivog napona mala u odnosu na napon jednosmjerne baterije, onda se karakteristika elementa u ograničenom prostoru u okolini tačke Q, koja se naziva mirna radna tačka, može aproksimirati pravom linijom. Pošto se I-V karakteristika na sličan način može aproksimirati u okolini neke druge mirne radne tačke Q', zaključujemo da nelinearnu zavisnost struje i napona kod elementa možemo predstaviti serijom linearnih odsječaka. Ovakva aproksimacija nelinearnosti, u opštem slučaju, naziva se linearnom segmentnom aproksimacijom.

Pošto model tranzistora zavisi od oblika sprege tranzistora sa generatorom na ulaznom kraju odnosno potrošačem na izlaznom kraju neophodno je najprije razmotriti sve osnovne varijante tranzistorskih konfiguracija. Zavisno od toga koji je priključak tranzistora zajednički ulaznom i izlaznom kolu, razlikuju se tri pojačavačke sprege: stepen sa zajedničkom bazom (ZB), stepen sa zajedničkim emitorom (ZE) i stepen sa zajedničkim kolektorom (ZC).



*Sl. 1.1. Osnovne pojačavačke sprege: pojačavač sa zajedničkom bazom (a), pojačavač sa zajedničkim emitorom (b) i pojačavač sa zajedničkim kolektorom (c).*

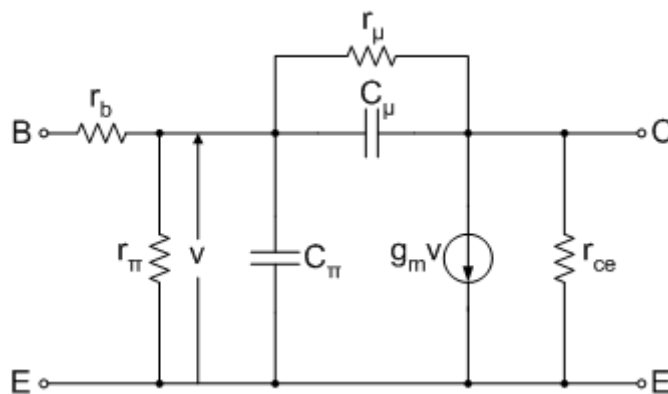
Konfiguracije svih osnovnih sprega prikazane su na slici 1.1. Kao pojačavački elementi korišćeni su NPN tranzistori. Kada se primjenjuju PNP tranzistori treba samo izmijeniti polaritete upotrebljenih baterija za polarizaciju.

Na istoj slici pokazani su i pojačavački ekvivalenti svake sprege za male signale koji se iz originalnih pojačavača dobijaju kratkim spajanjem jednosmjernih baterija za napajanje, jer se pretpostavlja da im je unutrašnja otpornost nula.

### 1.1. Hibridna II ekvivalentna šema

Postoje brojne ekvivalentne šeme tranzistora koje omogućavaju dovoljno precizno određivanje funkcije prenosa pojačavača za male signale. Neke su komponovane na osnovu fizičkih procesa u tranzistoru dok su druge zasnovane na poznavanju ulaznih i izlaznih karakteristika tranzistora. Ono što je zajedničko za sve ekvivalentne šeme koje se koriste u analizi linearnih pojačavača, jeste da reprezentuju tranzistor sa polarizacijom u aktivnom režimu kome odgovara direktno polarisani emitor-baza spoj, a inverzno polarisani kolektor-baza spoj.

Realan tranzistor treba shvatiti kao modifikovani teorijski model sa redno vezanim otpornikom  $r_b$  u baznom kolu. Baza tog teorijskog tranzistora često se obilježava sa B', pa otpornost  $r_b$  ponekad nosi oznaku  $r'_{bb}$ . Kompletna hibridna II šema sa uračunatim uticajem ove otpornosti pokazana je na slici 1.2.



Sl. 1.2. Kompletna  $\Pi$  šema sa uvaživanjem uticajem otpornosti tijela baze  $r_b$ .

Na prethodnoj šemi uočavamo sljedeće elemente:

### 1.1.1. Transkonduktansa

Uspostavićemo vezu između struje kolektora i napona između baze i emitora. Preciznije rečeno, pošto se radi o modelu za male signale, tražićemo vezu između varijacija struje kolektora i varijacija napona na spoju između baze i emitora.

Dakle, važe sljedeće relacije:

$$(1.1a) \quad \Delta I_C = \frac{|I_C|}{V_T} \Delta V_{BE}$$

$$(1.1b) \quad \Delta I_C = g_m \Delta V_{BE}$$

$$(1.1c) \quad i_c = g_m v_{be}$$

gdje je sa  $g_m$  označeno

$$(1.2) \quad g_m = \frac{|I_C|}{V_T}$$

Ovako definisana veličina naziva se transkonduktansa (prenosna provodnost) jer predstavlja mjeru osjetljivosti izlazne struje na naponsku pobudu. Kao što se vidi  $g_m$  zavisi od položaja mirne radne tačke preko vrijednosti kolektorske struje. Pri  $I_C = 1 \text{ mA}$  i  $T = 293^\circ\text{K}$ ,  $g_m = 1 \text{ mA} / 25 \text{ mV} = 40 \text{ mS}$ . Ovdje je sa  $V_T$  označen tzv. "temperaturni napon" ili temperaturni potencijal ( $\phi_T$ ), čija vrijednost na temperaturama od  $293^\circ\text{K}$  i  $300^\circ\text{K}$  iznosi  $25 \text{ mV}$  i  $26 \text{ mV}$ , respektivno.

### 1.1.2. Difuziona kapacitivnost

Promjeni napona između baze i emitora odgovara promjena tovara sporednih nosilaca u bazi  $\Delta Q_n$ . Iz uslova neutralnosti proizilazi da mora postojati ista promjena tovara glavnih nosilaca  $\Delta Q_p$  kojima se baza snabdjeva preko spoljašnjeg priključka. Prema tome, pored jednosmjerne komponente, bazna struja će imati i jednu promjenljivu komponentu čiji intenzitet zavisi od brzine promjene tovara glavnih nosilaca u bazi. Dakle,

$$(1.3a) \quad i_{bq} = \frac{d\Delta Q_p}{dt}$$

gdje je  $\Delta Q_p$  proporcionalno promjeni napona  $\Delta V_{BE}$ , jer je  $\Delta Q_p = \Delta Q_n$ , tj.

$$(1.3b) \quad \Delta Q_n = C_b \Delta V_{BE}$$

Koeficijent proporcionalnosti  $C_b$  ima prirodu kapacitivnosti koja je posljedica konačnog trajanja difuzionih procesa u bazi. Zato se naziva difuziona kapacitivnost ili tačnije ulazna difuziona kapacitivnost, jer djeluje između baze i emitora.

Zamjenom priraštaja u posljednje dvije jednačine odgovarajućim malim varijacijama, kapacitivna komponenta bazne struje će biti:

$$(1.3c) \quad i_{bq} = C_b \frac{dv_{be}}{dt}$$

Izraz za ulaznu difuzionu kapacitivnost iznosi

$$(1.4a) \quad C_b = \tau_F g_m$$

$$(1.4b) \quad C_b = \tau_F \frac{|I_C|}{V_T}$$

Veličina  $\tau_F$  ima dimenziju vremena i naziva se vrijeme preleta kroz bazu u direktnom smjeru. Naime, pošto  $\tau_F = Q_n / I_C$  predstavlja odnos količine naelektrisanja viška sporednih nosilaca  $Q_n$  u bazi i struje  $I_C$  kojom ovo naelektrisanje otiče iz baze, to se  $\tau_F$  može interpretirati kao prosječno vrijeme koje sporedni nosilac na putu od emitora do kolektora provede u bazi. Tipične vrijednosti  $\tau_F$  su u granicama od 0,1 ns do 1 ns za diskretne i integrisane tranzistore, odnosno 20 ns do 40 ns za lateralne PNP tranzistore.

### 1.1.3. Ulazna otpornost

Pored kapacitivne komponente bazne struje, čija vrijednost zavisi od brzine promjena ulaznog napona  $d(\Delta V_{BE})/dt$ , postoji i druga otporna komponenta koja je proporcionalna samoj varijaciji  $\Delta V_{BE}$ . Za nalaženje konstante proporcionalnosti između varijacija bazne struje i ulaznog napona, podimo od dobro poznatog izraza:

$$(1.5a) \quad I_B = \frac{I_C}{\beta_F}$$

na osnovu čega možemo pisati

$$(1.5b) \quad \Delta I_B = \frac{\Delta I_C}{\beta_F}$$

pod pretpostavkom da je  $\beta_F$  nezavisno od  $I_C$ . Ekvivalentna šema koja se može koristiti za izračunavanje izlaznog napona u funkciji ulaznog, za sve vrijednosti napona pobudnog generatora, je poznata pod nazivom model za velike signale. Model za velike signale se izvodi na osnovu poznate zavisnosti struje kolektora od napona između baze i emitora. Dakle,  $\beta_F$  je koeficijent strujnog pojačanja za velike signale.

Kako smo već koeficijentu  $\beta_F$  dali značenje parametra za velike signale, uvedimo

$$(1.6) \quad \beta_o = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{i_c}{i_b}$$

kao koeficijent za male signale. Za brojne primjene tranzistora ovakva zamjena je dopuštena s obzirom da je greška koja se pri tome čini manja od tačnosti s kojom se strujno pojačanje može unaprijed da zna. Zato se u daljem tekstu o ovim razlikama neće voditi računa.

Neka je ulazna otpornost tranzistora

$$(1.7a) \quad r_\pi = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{v_{be}}{i_b}$$

$$(1.7b) \quad r_\pi = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_C} \times \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

odakle je

$$(1.8) \quad r_\pi = \frac{\beta_o}{g_m}$$

ili

$$(1.9) \quad g_m = \frac{g_m}{\beta_o}$$

Iz posljednjeg izraza se vidi da je ulazna provodnost

$$(1.10) \quad g_{\pi} \ll g_m$$

pošto je koeficijent strujnog pojačanja često veći od 100.

Ukupna varijacija struje baze jednaka je zbiru otporne i kapacitivne komponente, dakle,

$$(1.11) \quad i_b = g_{\pi} v_{be} + C_b \frac{dv_{be}}{dt}$$

#### **1.1.4. Kapacitivnost prostornog tovara**

Paralelno difuzionoj kapacitivnosti baze  $C_b$ , koja se u ekvivalentnoj šemi nalazi između B-E priključka, djeluje kapacitivnost oblasti prostornog tovara spoja emitor-baza  $C_{Teb}$ , čiji je uticaj dominantan pri malim emitorskim strujama na kojima  $C_b$  ima malu vrijednost ([jed. 1.4b](#)). Zbirna kapacitivnost između B-E priključka  $C_b + C_{Teb}$  označena je sa  $C_{\pi}$ .

Između kolektorskog i baznog priključka vezana je kapacitivnost  $C_{\mu}$  koja predstavlja kapacitivnost prostornog tovara inverzno polarisanog spoja kolektor-baza. Ona se smanjuje kada  $V_{CB}$  raste i računa se prema sljedećem približnom obrascu

$$(1.12) \quad C_{\mu} = C_{\mu o} \left( 1 + \frac{|V_{CB}|}{\psi_o} \right)^{-1/2}$$

gdje  $\psi_o$  predstavlja napon potencijalne barijere, odnosno potencijalnu barijeru.

#### **1.1.5. Izlazna otpornost**

Paralelno izlaznim priključcima vezana je izlazna otpornost tranzistora  $r_{ce}$  koja se definiše

$$(1.13a) \quad r_{ce} = \frac{1}{dI_C / dV_{CE}}$$

u mirnoj radnoj tački Q. Prema jednačini  $\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} = -\frac{I_C}{V_A} = \frac{I_C}{|V_A|}$  biće

$$(1.13b) \quad r_{ce} = \frac{V_A}{|I_{CQ}|}$$

Napon  $V_A$  je u granicama od 50 V do 100 V, pa je za  $I_{CQ} = 1$  mA, izlazna otpornost u granicama od 50 k $\Omega$  do 100 k $\Omega$ . Kombinovanjem prethodne jednačine i jednačine ([1.2](#)) imamo:



$$(1.13c) \quad r_{ce} = \frac{1}{\eta g_m}$$

gdje je

$$(1.13d) \quad \eta = \frac{V_T}{V_A}$$

tj.  $\eta = 2,6 \times 10^{-4}$  na  $25^\circ\text{C}$ , ako se usvoji  $V_A = 100 \text{ V}$ .

Napon  $V_A$  je konstanta nezavisna od struje  $I_C$  i napona inverzne polarizacije  $V_{CE}$ . Uticaj izlaznog napona na struju kolektora naziva se *Earlyjev efekat*, po autoru koji ga je prvi opisao. Iz istog razloga se za napon  $V_A$  kaže da je *Earlyjev napon*.

Izlazna otpornost modelira, u stvari, nagib izlaznih karakteristika. Što je nagib veći ova otpornost je manja.

### 1.1.6. Modeliranje reakcije kolektora

Uticaj izlaznog napona na ulaznu struju, pri fiksnom naponu polarizacije ulaznog kola modelira se otpornošću  $r_\mu$  između kolektora i baze (sl. 1.2). Naime, povećanjem napona inverzne polarizacije  $V_{CE}$ , oblast prostornog tovara se širi na spoju kolektor-baza što dovodi do smanjenja ukupnog tovara sporednih nosilaca u bazi. Zato se smanjuje  $I_{BR}$  komponenta u baznoj struji kojom se uravnotežava rekombinacija u bazi, čime se smanjuje ukupna bazna struja. Uticaj porasta  $V_{CE}$  za  $\Delta V_{CE}$  na smanjivanje  $I_B$  za  $\Delta I_B$  može se, prema tome, iskazati preko otpornosti

$$(1.14) \quad r_\mu = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_{BR}} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{BR}}$$

Ovo je donja granica  $r_\mu$ , jer bazna struja osim komponente rekombinacije u bazi  $I_{BR}$  sadrži i komponentu rekombinacije u emitoru  $I_{BE}$ . Kako je tipično  $I_{BR} = 0,1 I_B$  to je najčešće  $r_\mu$  veće od  $10 \beta_0 r_{ce}$ .

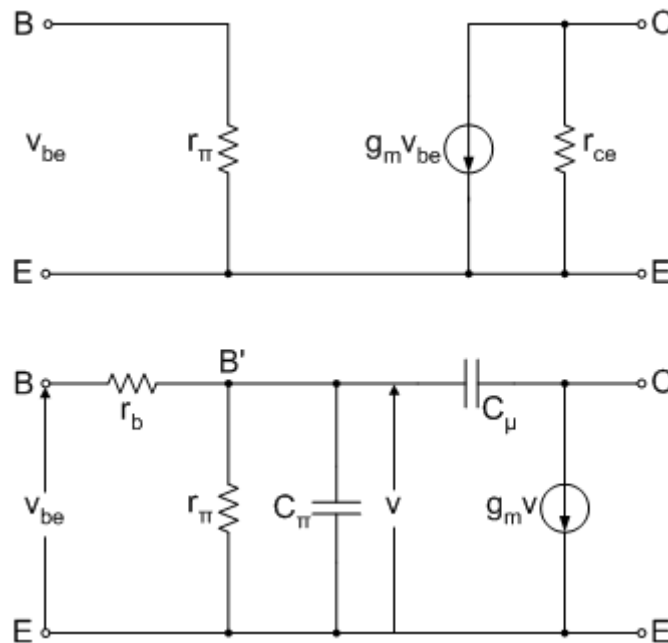
### 1.1.7. Otpornost tijela baze

Zbog protoka glavnih nosilaca kroz područje baze od spoljnih priključaka ka aktivnoj oblasti, kojima se nadoknađuju izgubljeni glavni nosioci u toku procesa rekombinacije, u bazi će se javiti transverzalna komponenta električnog polja (longitudinalna djeluje od kolektora ka emitoru) usmjerena od spoljašnjeg ka unutrašnjem dijelu baze. Zato je ivični dio baze na višem potencijalu od središnjeg dijela, pa je napon  $V_{BE}$  u aktivnom području manji nego na periferiji baze. Usljed toga dolazi do "nagomilavanja" emitorske struje u ivičnom području i to utoliko više što su napon polarizacije odnosno struja emitora  $I_E$  (time i struja baze  $I_B$ ) veći. Drugim riječima, stujom kolektora se ne upravlja direktno spoljnim naponom  $V_{BE}$  već nekom modifikovanom vrijednošću  $V_{BE} - r_b I_B$ . Pošto se pri većim  $I_C$ , odnosno većim  $I_B$ , aktivno područje pomjera ka periferiji (baza se skraćuje) dolazi do smanjivanja otpornosti  $r_b$ . Ako se, na primjer,  $I_C$  poveća od 0,1 mA na 10 mA,  $r_b$  se smanji za 50%.

Što se tiče uticaja kolektorskog napona na otpornost tijela baze  $r_b$  prirodno je očekivati da se sa porastom ovog napona,  $r_b$  povećava usljed smanjenja efektivne širine baze. Ovaj zaključak važi, međutim, samo za male vrijednosti struje kolektora. Kod većih  $I_C$  dolazi do smanjivanja otpornosti  $r_b$  zbog efekta nagomilavanja emitorske struje, pa se uticaji povećanih  $V_{CB}$  i struje  $I_C$  približno poništavaju. Za rad na višim učestanostima neophodno je da  $r_b$  bude što je moguće manje, te se u tu svrhu prave emitori specijalnih geometrija. Opseg vrijednosti  $r_b$  u tranzistorima male snage je 20  $\Omega$  do 500  $\Omega$ .

## 1.2. Uprošćeni II modeli

U praksi se rijetko koristi potpuni model sa [slike 1.2](#) osim u slučajevima kada se vrši analiza pojačavačkih mreža uz pomoć računara. No, čak ni na toj šemi nisu modelirani svi uticaji, kao na primjer parazitne kapacitivnosti između pojedinih priključaka, otpornosti tijela kolektora, itd. Za proučavanje rada pojačavača na niskim učestanostima, model sa slike 1.3a, u kojem su izostavljene sve kapacitivnosti, a za  $r_\mu$  i  $r_{ce}$  pretpostavljeno da imaju beskonačno velike vrijednosti, za najveći broj primjena predstavlja dovoljno dobar ekvivalent realnog tranzistora. Slično važi za model sa slike 1.3b za rad na visokim učestanostima.



*Sl. 1.3. Uprošćene ekvivalentne II šeme: (a) na niskim učestanostima, (b) na visokim učestanostima.*

### 1.3. Hibridni ekvivalentni model bipolarnog tranzistora

Za razliku od hibridnog  $\Pi$  modela u kome je svaki fizički proces u tranzistoru modeliran odgovarajućim linearnim elementom, hibridna ekvivalentna šema je zasnovana na jednom četvoropolu, čiji se parametri mogu lako da izmjere na tranzistoru ili jednostavno odrede sa ulazno-izlaznih karakteristika. I ovaj model važi, naravno, samo za male signale u okolini mirne radne tačke.

Opredjelimo se za sljedeću kombinaciju promjenljivih:

$$(1.15a) \quad V_{BE} = V_{BE}(I_B, V_{CE})$$

$$(1.15b) \quad I_C = I_C(I_B, V_{CE})$$

Razvijanjem prethodnih izraza u Taylorov red u okolini mirne radne tačke, pod pretpostavkom da se članovi višeg reda mogu zanemariti, dobijamo

$$(1.16a) \quad \Delta V_{BE} = \left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \right|_{V_{CEQ}} \Delta I_B + \left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}} \right|_{I_{BQ}} \Delta V_{CE}$$

$$(1.16b) \quad \Delta I_C = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_{V_{CEQ}} \Delta I_B + \left. \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right|_{I_{BQ}} \Delta V_{CE}$$

Parcijalni izvodi se, kao što je poznato, traže uz uslov da su ostale promjenljive konstantne. Upravo je to iskazano u prethodnim jednačinama simbolima  $V_{CEQ}$  i  $I_{BQ}$  uz izvodne veličine, kojima se naglašava da pri formiranju količnika priraštaja, kao prve aproksimacije izvoda, treba u mirnoj radnoj tački održavati izlazni napon, odnosno ulaznu struju, konstantnim.

Ako se varijacije jednosmjernih veličina shvate kao mali signali, sistem jednačina (1.16a) i (1.16b) se može napisati u sljedećem obliku:

$$(1.17a) \quad v_{be} = h_{11e} i_b + h_{12e} v_{ce}$$

$$(1.17b) \quad i_c = h_{21e} i_b + h_{22e} v_{ce}$$

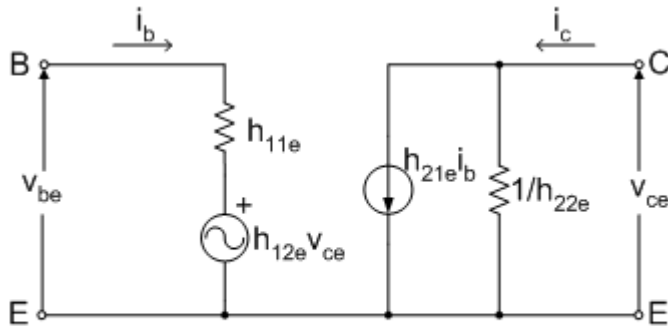
gdje su izvodi zamjenjeni skupom takozvanih hibridnih parametara

$$(1.18a) \quad h_{11e} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{v_{ce}=0}; \quad h_{12e} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \right|_{i_b=0};$$

$$(1.18b) \quad h_{21e} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{v_{ce}=0}; \quad h_{22e} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} \right|_{i_b=0}.$$

Uslov konstantnosti odgovarajućeg napona, odnosno struje, zamjenjen je zahtjevom za nulom varijacijom tog napona, odnosno struje. Na primjer,  $V_{CEQ}$  iskazuje isto što i  $v_{ce} = 0$ .

Prema jednačinama (1.17a) i (1.17b) moguće je sastaviti četvoropol s razdvojenim konturama ulaznog i izlaznog kola, kao što je pokazano na slici 1.4.



Sl. 1.4. Hibridni model tranzistora u spoju sa zajedničkim emitorom.

U ulaznom kolu djeluje naponsko zavisani naponski generator  $h_{12e}v_{ce}$ . Slično, u izlaznom kolu postoji strujno zavisani strujni generator  $h_{21e}i_b$ , jer na njegovu vrijednost ne utiče izlazni napon.

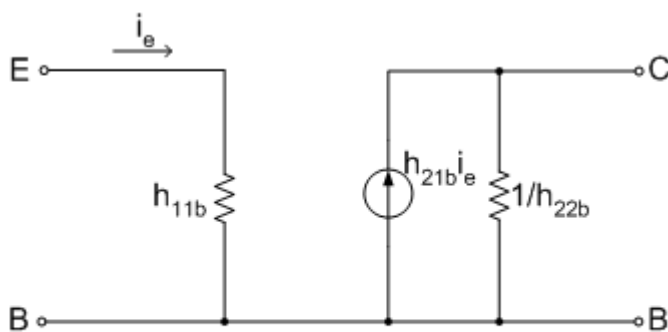
Smisao pojedinih parametara može da se vidi bilo iz definicionih obrazaca, bilo sa samog hibridnog modela. Parametar  $h_{11e}$  predstavlja ulaznu otpornost tranzistora kada je izlaz

u kratkom spoju. U istim uslovima, dakle, pri kratkospojenim izlaznim krajevima, mjeri se strujno pojačanje  $h_{21e}$ . Preostala dva parametra  $h_{12e}$  i  $h_{22e}$  se određuju pri otvorenom ulaznom kolu. Prema tome,  $h_{22e}$  označava izlaznu provodnost kada je ulazno kolo otvoreno. Generator  $h_{12e}v_{ce}$  pokazuje uticaj izlaznog napona na ekvivalentni pobudni napon, pa se zato često naziva reakcijskim generatorom. Koeffcijent  $h_{12e}$  uz  $v_{ce}$  predstavlja, u stvari, mjeru reakcije kolektora na ulaz. Njegova vrijednost je gotovo uvijek manja od  $5 \times 10^{-4}$ , pa je često opravdano smatrati ga nulom. Neka je naponsko pojačanje od baze do kolektora  $v_{ce} / v_{be} = A_{bc}$ , tada je s obzirom na sliku 1.4

$$(1.19) \quad i_b = \frac{v_{be} - A_{bc}h_{12e}v_{be}}{h_{11e}} = \frac{v_{be}}{h_{11e}}(1 - A_{bc}h_{12e})$$

Zanemarivanje drugog člana u zagradi unosi grešku u određivanju ulazne struje, a time i izlaznog napona, manju od 10% za pojačanja  $A_{bc} \leq 200$ . Ovoliko pojačanje u jednom tranzistorskom stepenu je ekstremno veliko, osim u slučajevima kada je u kolektoru aktivno opterećenje.

Uprošćeni hibridni model tranzistora sa zajedničkom bazom pokazan je na slici



Sl. 1.5. Uprošćena šema h modela tranzistora u spoju sa zajedničkom bazom.

1.5. Ekvivalencija sa ZE uprošćenim hibridnim modelom se može lako izvesti. Naime,

$$(1.20) \quad v_{be} = h_{11e}i_b = h_{11b}i_e$$

odatle je

$$(1.21) \quad h_{11b} = \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}}$$

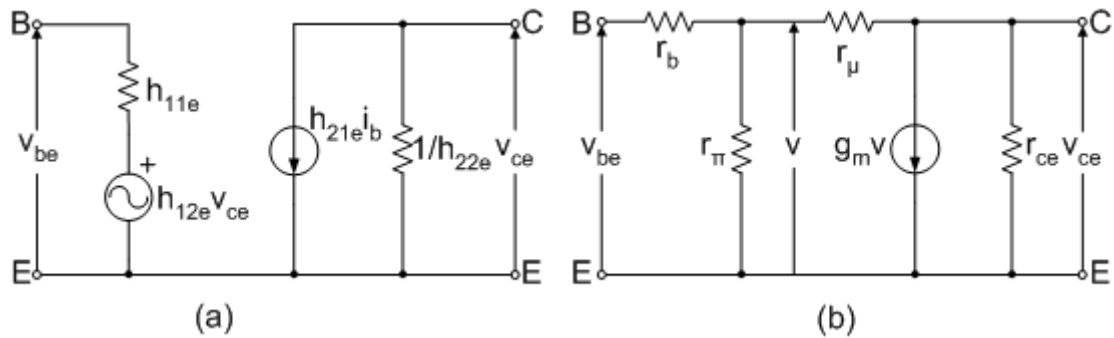
jer je  $i_e = (1 + h_{21e})i_b$ . Iz istog

razloga je strujno pojačanje  $i_c / i_e$

$$(1.22) \quad h_{21b} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}} \approx 1$$

### 1.3.1. Ekvivalentiranje h i II modela

Radi lakšeg poređenja, na slici 1.6 predstavljeni su (a) potpuni hibridni model i (b) potpuni hibridni II model na niskim učestanostima.



*Sl. 1.6. Potpuni hibridni model (a) i potpuni hibridni II model (b) na niskim učestanostima.*

Za  $h_{11e}$  znamo da predstavlja ulaznu otpornost tranzistora sa izlazom u kratkom spoju, te je prema tome (uzimajući u obzir da je  $r_{\pi} \ll r_{\mu}$ )

$$(1.23) \quad h_{11e} = r_b + r_{\pi} \approx r_{\pi}$$

Takođe znamo ([jed. 1.11](#))

$$(1.24) \quad h_{21e} = g_m r_{\pi} = \beta_o$$

Reakcijski koeficijent  $h_{12e}$  se definiše pri otvorenom baznom kolu, pa je prema slici

$$(1.25) \quad h_{12e} = \frac{r_{\pi}}{r_{\mu}}$$

I izlazna provodnost  $h_{22e}$  se isto tako definiše pri otvorenom baznom kolu ( $i_b = 0$ ), te se odmah može pisati

$$(1.26a) \quad i_c = \left( g_{ce} + g_m \frac{r_{\pi}}{r_{\mu}} \right) v_{ce}$$

odnosno

$$(1.26b) \quad h_{22e} = g_{ce} + \beta_o g_{\mu} \approx g_{ce}$$

### 1.3.2. Eksperimentalno određivanje parametara modela za male signale

Kataloški podaci o tranzistorima najčešće su dovoljno iscrpno dati da posebna mjerenja parametara tranzistora nisu neophodna. Ponekad je, međutim, potrebno ove podatke provjeriti, pa je korisno znati kako se koji parametar može eksperimentalno odrediti.

Za nalaženje strujnog pojačanja, vidjeli smo, dovoljno dobra aproksimacija je  $\beta_o (=h_{21e}) \cong h_{FE} = I_C / I_B$ . Preciznije,  $\beta_o$  je strujno pojačenje kada je kolektor tranzistora u kratkom spoju za naizmjeničnu struju ( $V_{CE} = \text{const.}$ ). Pri tome se pretpostavlja da je učestanost ispitnog generatora dovoljno niska da se uticaj reaktivnih komponenata u mjernom kolu može zanemariti.

Na osnovu poznate vrijednosti transkonduktanse u mirnoj tački ( $g_m = |I_C| / V_T$ ) lako se nalazi otpornost  $r_\pi$  s obzirom da je  $r_\pi = \beta_o / g_m$ . Odatle slijedi da se otpornost tijela baze  $r_b$  nalazi kao razlika ulazne otpornosti tranzistora kada je izlaz u kratkom spoju ( $h_{11e}$ ) i otpornosti  $r_\pi$ . Dovoljno dobra aproksimacija za kratkospojeni kolektor je  $R_C$  reda  $r_\pi / \beta_o$  pošto je tada  $v_{ce}$  približno jednako  $-v$ , pa se uticaj otpornosti  $r_\mu$  može zanemariti.

Reakcijska otpornost  $r_\mu$  se određuje pri otvorenom baznom kolu kada se ispitni generator veže između izlaznih krajeva. U stvari, ovaj parametar se nalazi posredno na osnovu  $h_{12e} = r_\pi / r_\mu$  koji predstavlja količnik  $v_{be} / v_{ce}$ .

Izlazne otpornosti  $r_{ce}$  i  $1/h_{22e}$  mjere se u različitim uslovima: prvi, pri kratkospojenoj bazi, a drugi pri otvorenoj. Ako se pretpostavi da je riječ o tranzistoru u kome je rekombinacija u bazi zanemarljivo mala prema rekombinaciji u emitoru ( $I_{BR} \ll I_{BE}$ ), onda ukupna bazna struja ne zavisi od napona  $V_{CE}$ , pa se rezultati mjerenja ne razlikuju.

Za određivanje kapacitivnih komponenata hibridne  $\pi$  šeme pođimo od poznavanja granične učestanosti koeficijenta strujnog pojačanja  $\omega_\beta$  na osnovu čega se može izračunati  $\omega_T$ . Odatle se lako nalazi  $C_\pi$  ako je poznato  $C_\mu$ , jer je  $\omega_T (C_\pi + C_\mu) = g_m$ . Kapacitivnost  $C_\mu$  se mjeri na spoju između kolektora i baze kada je emitorski priključak slobodan.

## **2. Osnovne sprege pojačavača**

U najvećem broju primjena potrebne karakteristike pojačavača ostvaruju se korišćenjem većeg broja tranzistora. U svakoj složenoj strukturi lako se mogu identifikovati prostija kola koja se kao zasebne cjeline mogu posmatrati.

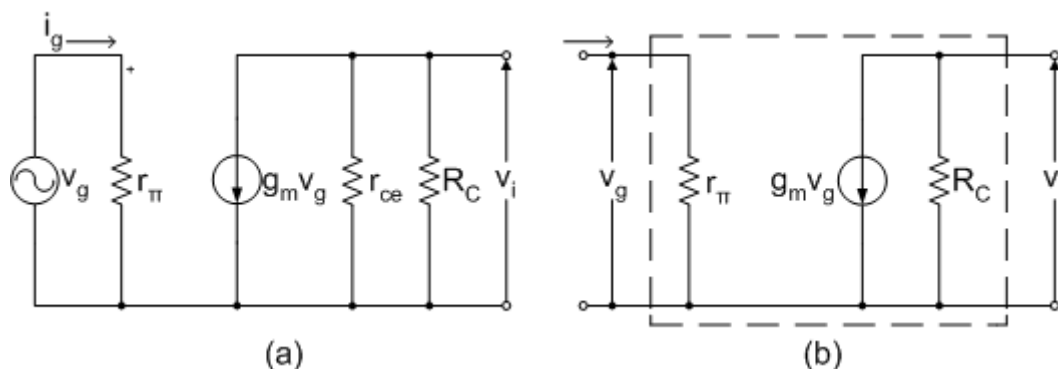
### **2.1. Pojačavači sa bipolarnim tranzistorima**

U analizi rada pojačavača pri malim signalima pogodno je tranzistor zamijeniti modelom za male signale. Iz mnoštva ekvivalentnih šema kojima se tranzistor predstavlja kao linearna pojačavačka naprava mi smo se još ranije opredjelili samo za dvije i to: hibridnu  $\Pi$  šemu i šemu sa hibridnim (h) parametrima. Međutim, u analizi pojačavača, osobito integrisanih, hibridni  $\Pi$  model je superioran u odnosu na model sa h parametrima. U hibridnom  $\Pi$  modelu nema frekventno zavisnih parametara kao što je to, na primjer, slučaj sa strujnim pojačanjem  $h_{21}$  kod hibridne šeme. Osim toga, parametri  $\Pi$  šeme su iskazani u funkciji struje u radnoj tački, pa se ovaj model može koristiti u znatno širem području karakteristika tranzistora od modela s hibridnim parametrima. Na taj način, znatno preciznije se može predvidjeti ponašanje pojačavača, pogotovo kada se analiza izvodi pomoću računara.

U razmatranjima osnovnih pojačavačkih konfiguracija tražićemo parametre četvoropola kojim se pojačavač može ekvivalentirati. To su ulazna i izlazna otpornost, strujno i naponsko pojačanje.

## 2.2. Pojačavač sa zajedničkim emitorom

Ekvivalentni četvoropol pojačavača sa zajedničkim emitorom pokazan je na slici 2.1. Za modeliranje tranzistora korišćena je uprošćena hibridna  $\Pi$  šema.



Sl. 2.1. Model pojačavača sa zajedničkim emitorom (a), ekvivalentni četvoropol (b).

Izlazni napon je

$$(2.1a) \quad v_i = -g_m v_g r_{ce} || R_C \approx -g_m R_C v_g$$

te je naponsko pojačanje

$$(2.1b) \quad A_n = \frac{v_i}{v_g} = -g_m R_C$$

Strujno pojačanje

$$(2.2) \quad A_i = \frac{i_p}{i_g} = \frac{g_m \frac{r_{ce}}{R_C + r_{ce}} v_g}{\frac{v_g}{r_\pi}} \approx g_m r_\pi = \beta_o$$

Ulazna otpornost, prema istoj slici je:

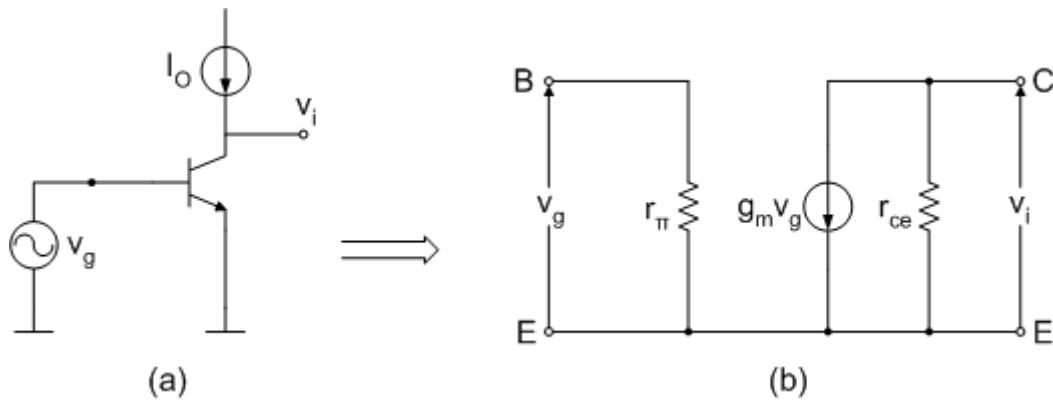
$$(2.3) \quad R_u = r_\pi$$

Izlazna otpornost

$$(2.4) \quad R_i = r_{ce} || R_C \approx R_C$$



Iz izraza za izlazni napon (jed. 2.1a) i naponsko pojačanje (jed. 2.1b) vidimo da ovaj pojačavač obrće fazu i da pojačanje raste kada se kolektorska otpornost povećava. Maksimalna vrijednost se dobija kada  $R_C \rightarrow \infty$ , tj. kada se kolektor napaja iz izvora konstantne struje (sl. 2.2).



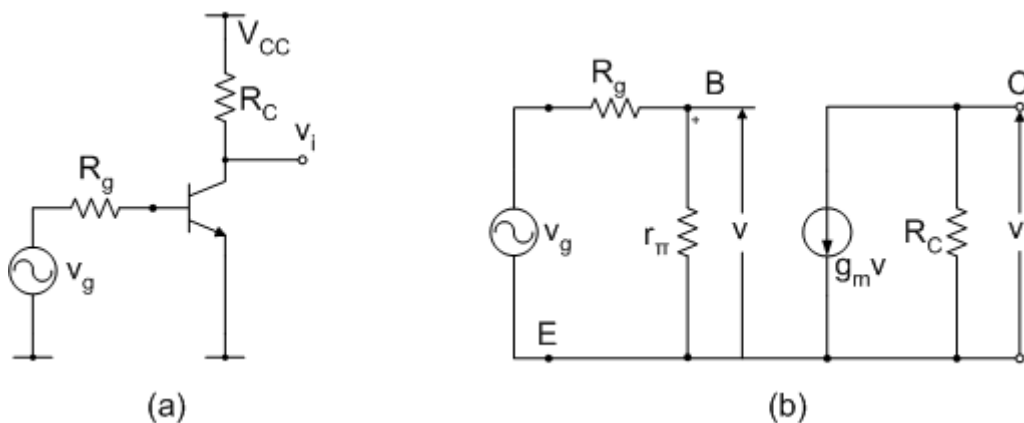
Sl. 2.2. Pojačavač maksimalnog naponskog pojačanja u spoju sa zajedničkim emitorom (a), ekvivalentna šema (b).

U tom slučaju

$$(2.5) \quad A_n \Big|_{R_C \rightarrow \infty} = -g_m r_{ce} = -\frac{1}{\eta}$$

gdje je  $\eta$  definisano jednačinom (1.13d). Sa tipičnim NPN tranzistorima granična vrijednost pojačanja iznosi reda 5000.

Dodavanjem otpornika u bazu tranzistora smanjuje se, pri istom naponu pobudnog generatora, struja baze. Zbog toga će biti manji i struja kolektora i izlazni napon. Drugim riječima, rednim vezivanjem neke otpornosti u baznom kolu smanjuje se naponsko pojačanje. Strujno, naravno, ostaje nepromjenjeno.



Sl. 2.3. Pojačavač u spoju sa zajedničkim emitorom sa otpornikom u bazi (a), ekvivalentna šema (b).

Prema slici 2.3

$$(2.6) \quad i_c = g_m \frac{r_\pi}{R_g + r_\pi} v_g$$

te je naponsko pojačanje

$$(2.7) \quad A_n = -g_m R_C \frac{r_\pi}{R_g + r_\pi}$$

Primjer: U pojačavaču na slici 2.3 u mirnoj radnoj tački  $I_{CQ} = 100 \mu\text{A}$ ,  $\beta_o = 100$ . Otpornik u kolektoru  $R_C = 5 \text{ k}\Omega$ , a u bazi  $R_g = 26 \text{ k}\Omega$ . Odrediti strujno i naponsko pojačanje.

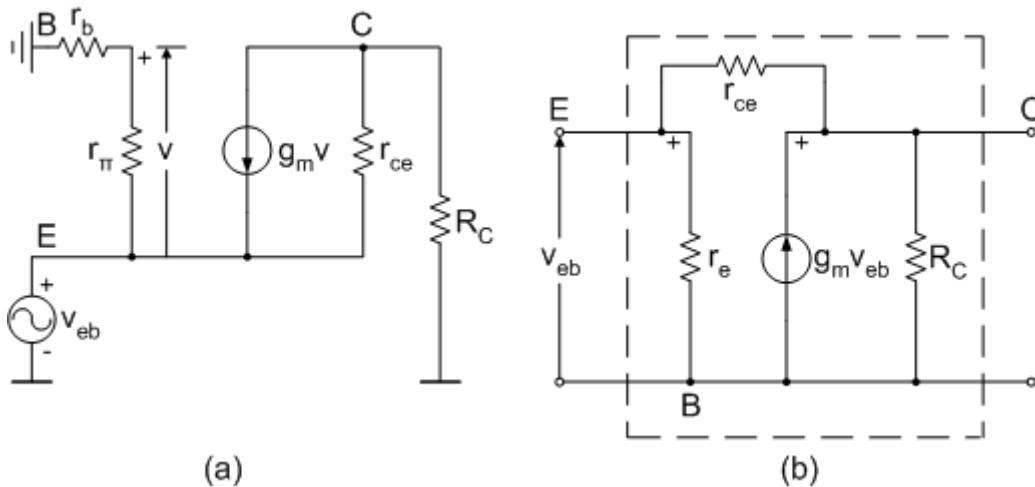
Najprije nalazimo  $r_\pi = \frac{\beta_o}{g_m}$ . Kako je  $g_m = \frac{I_C}{V_T}$ , to je u datom slučaju  $g_m = \frac{0,1 \text{ mA}}{26 \text{ mV}}$ ,

pa je  $r_\pi = 26 \text{ k}\Omega$ . Strujno pojačanje je  $A_i = \beta_o = 100$ . Kolektorska struja  $i_c = g_m v =$

$g_m v_g / 2$  (jer je  $r_\pi = R_g$ ), a naponsko pojačanje  $A_n = -g_m R_C / 2$ , odnosno  $A_n \approx -10$ .

### 2.3. Pojačavač sa zajedničkom bazom

Za nalaženje ekvivalentnog četvoropola pojačavača u spoju sa zajedničkom bazom poslužićemo se ekvivalentnom  $\Pi$  šemom sa slike 2.4a.



Sl. 2.4. Pojačavač u spoju sa zajedničkom bazom (a), ekvivalentni četvoropol (b).

Pobudni generator je priključen između emitora i baze, a izlazni napon se mjeri između kolektora i baze. Ulazna otpornost (otpornost koju "vidi" pobudni generator) prema definiciji je:

$$(2.8a) \quad R_u = (r_\pi + r_b) \parallel (r_{ce} + R_C) \parallel \frac{v_{eb}}{-g_m v}$$

Prema slici

$$(2.8b) \quad v = -\frac{r_\pi}{r_\pi + r_b} v_{eb}$$

te je

$$(2.8c) \quad R_u = (r_\pi + r_b) \parallel (r_{ce} + R_C) \parallel \frac{1}{g_m} \left(1 + \frac{r_b}{r_\pi}\right)$$

Imajući u vidu da je  $r_{ce} \gg (r_\pi + r_b)$ , kao i da je u kolima malih struja  $r_\pi \gg r_b$  ( u tranzistoru čije je  $\beta_o = 100$ , a  $r_b = 100 \Omega$ , tek na struji  $I_C = 26 \text{ mA}$   $r_\pi = r_b$  ) ulazna otpornost iznosi:

$$(2.8d) \quad R_u = \frac{r_\pi}{1 + \beta_o} = \frac{\alpha_o}{g_m} \approx r_e$$

Do istog rezultata mogli smo doći traženjem otpornosti između emitora i baze preko poznate zavisnosti struje emitora od napona  $V_{EB}$  u mirnoj radnoj tački, prema definiciji otpornosti za male signale

$$(2.9) \quad r_e = \frac{1}{(dI_E/dV_{EB})^{-1}}$$

pretpostavljajući da je  $r_b \gg r_e$  i  $I_E = I_{ES} e^{V_{BE}/V_T}$   
Strujno pojačanje iznosi

$$(2.10) \quad A_i = -g_m r_e = \alpha_o$$

Naponsko pojačanje je jednako

$$(2.11) \quad A_n = \frac{\alpha_o R_C}{r_e} = g_m R_C$$

Dakle, naponsko pojačanje ima istu vrijednost kao kod stepena sa zajedničkim emitorom, što je i razumljivo s obzirom da i kod pojačavača sa zajedničkom bazom generator djeluje između B-E priključka.

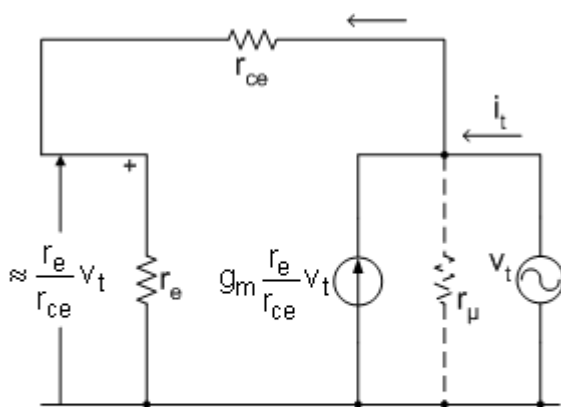
Izlazna otpornost je:

$$(2.12) \quad R_i = R_C$$

Na osnovu ovih vrijednosti napravljena je šema ekvivalentnog četvoropola kao na slici 2.4b. U slučaju kada je kolektorska otpornost  $R_C$  velika, potrebno je izlazne krajeve četvoropola premostiti otpornošću  $r_{ce}$ .

Granična vrijednost naponskog pojačanja se dobija kada  $R_C \rightarrow \infty$ . Da bismo je odredili potrebno je znati veličinu otpornosti koju "vidi" strujni generator  $g_m v_{eb}$ . A to je upravo izlazna otpornost neopterećenog pojačavača. S obzirom na sliku 2.4b očigledno je da na vrijednost izlazne otpornosti u ovom ekstremnom slučaju utiče način pobuđivanja pojačavača. Naime, ako je pobuda naponska, izlazna otpornost iznosi

$$(2.13) \quad R_i = r_{ce}$$



*Sl. 2.5. Određivanje izlazne otpornosti pojačavača u spoju sa zajedničkom bazom.*

Pod pretpostavkom da je pobuda strujna, izlaznu otpornost treba tražiti kao količnik napona generatora  $v_t$  priključenog između kolektora i baze i odgovarajuće struje  $i_t$  (sl. 2.5). Ovakva procedura je neophodna, jer postoji, preko otpornika  $r_{ce}$ , reakcija izlaza na ulaz.

$$(2.14a) \quad i_t = \frac{v_t}{r_{ce}} - \frac{g_m r_e}{r_e + r_{ce}} v_t$$

Kako je  $r_{ce} \gg r_e$ , a  $g_m r_e = \alpha_o$

$$(2.14b) \quad i_t = v_t \frac{1 - \alpha_o}{r_{ce}}$$

Odatle je

$$(2.15) \quad R_i = r_{ce}(1 + \beta_o)$$

U sprovedenoj analizi uticaj otpornosti između kolektora i baze  $r_\mu$  smo zanemarili. U najgorem slučaju kada bi se bazna struja sastojala isključivo od rekombinacione komponente u bazi, onda bi bilo  $r_\mu = \beta_o r_{ce}$ , pa bi izlazna otpornost nađena u jednačini (2.15) bila smanjena dva puta. Ako se posmatra drugi granični slučaj kada je rekombinacija u bazi zanemarljivo mala u odnosu na rekombinaciju u emitorskom području, onda  $r_\mu$  višestruko premašuje  $\beta_o r_{ce}$  te se njegov uticaj na izlaznu otpornost može zanemariti. Da je izlazna otpornost stepena sa zajedničkom bazom znatno veća nego stepena sa zajedničkim emitorom lako se možemo uvjeriti upoređivanjem nagiba izlaznih karakteristika. Promjenom napona između kolektora i baze pri konstantnoj struji emitora, što odgovara djelovanju ispitnog napona između izlaznih priključaka modela za male signale sa otvorenim ulaznim krajevima ( $i_e = 0$ ), varijacije kolektorske struje su neuporedivo manje nego kada se mijenja  $V_{CE}$ , a bazna struja održava konstantnom. Otuda je i konfiguracija sa zajedničkom bazom pogodna za gradnju izvora konstantne struje.

Maksimalno raspoloživo naponsko pojačanje stepena sa uzemljenom bazom iznosi, dakle,

$$(2.16) \quad A_n \Big|_{R_C \rightarrow \infty} = g_m \beta_o r_{ce} = \frac{\beta_o}{\eta}$$

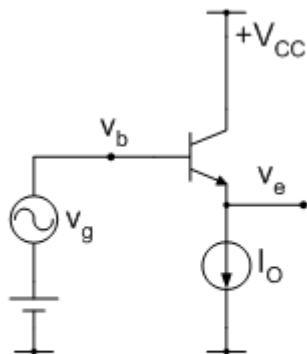
Na osnovu sprovedene analize rada pojačavača u spoju sa zajedničkom bazom mogu se izvesti sljedeći zaključci:

- fazni stav između izlaznog i pobudnog napona pri otpornom opterećenju u izlaznom kolu je nula, tj. pojačavač ne obrće fazu,
- naponsko pojačanje je, pri malim vrijednostima potrošača, isto kao kod pojačavača sa zajedničkim emitorom,
- strujno pojačanje je malo manje od jedinice,
- ulazna otpornost je  $\beta_o$  puta manja, a izlazna  $\beta_o$  puta veća od odgovarajućih otpornosti pojačavača sa zajedničkim emitorom (za  $R_C \rightarrow \infty$ ).

Pojačavači sa zajedničkom bazom se, zbog strujnog pojačanja manjeg od 1, nikada direktno ne vezuju u kaskadu, jer bi rezultujuće naponsko pojačanje bilo manje nego sa jednim tranzistorom.

## 2.4. Pojačavač sa zajedničkim kolektorom

U analizi pojačavača sa zajedničkim kolektorom razmotrimo najprije uprošćeni slučaj kada se emitor napaja konstantnom strujom  $I_E = I_O$ , kao što je pokazano na slici 2.6.



Promjenama napona na bazi usljed djelovanja pobudnog generatora  $v_g$  odgovaraju identične promjene napona na emitoru. Naime, zbog konstantne struje emitora, napon  $V_{BE}$  između baze i emitora ostaje konstantan, te iz

$$(2.17a) \quad V_E = V_B - V_{BE}$$

odnosno

$$(2.17b) \quad v_e = v_b$$

Sl. 2.6. ZC pojačavač sa strujnim izvorom u emitoru.

za svaku vrijednost napona na bazi. Odatle slijedi da je maksimalno naponsko pojačanje jedan.

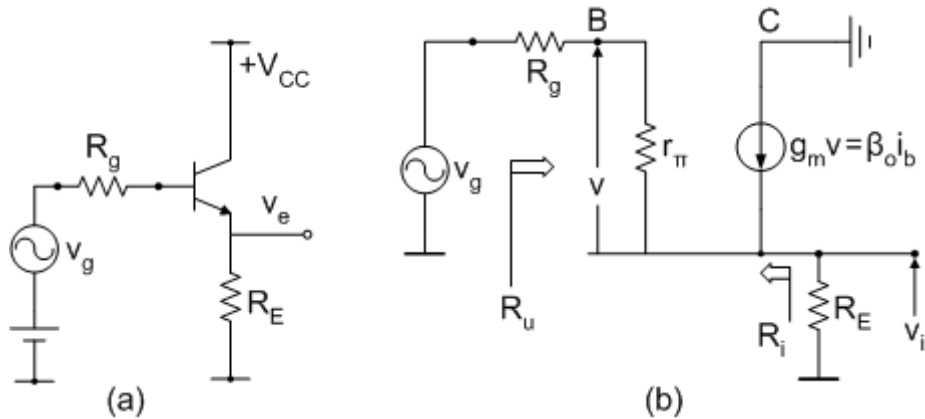
Još jedan interesantan zaključak koji se tiče ulazne i izlazne otpornosti se može izvući. Lako se vidi da je ulazna struja (struja baze) nezavisna od ulaznog napona, jer konstantnoj struji emitora odgovara konstantna struja baze. A to znači da je ulazna otpornost beskonačno velika

$$(2.18) \quad R_u = \infty$$

Izlazna otpornost se mjeri tako da što se između emitora i mase priključi ispitni generator, a ulaz kratko spoji sa masom. Vidimo da je tako tražena otpornost, u stvari, ulazna otpornost stepena sa zajedničkom bazom:

$$(2.19) \quad R_i = \frac{r_\pi}{1 + \beta_o}$$

Posmatrajmo sada realni pojačavač kod koga je umjesto strujnog generatora vezan otpornik  $R_E$ . Porastom ulaznog napona, na primjer, povećava se struja emitora, a time i napon  $V_{BE}$ . To znači da je porast napona na emitoru manji od porasta napona na bazi, drugim riječima, pojačanje je manje od jedan. Ni ulazna struja nije više konstantna, zbog čega ulazna otpornost prestaje da bude beskonačna. Detaljnu analizu možemo izvesti uz pomoć ekvivalentne šeme sa slike 2.7, u kojoj je na red sa generatorom vezan otpornik  $R_g$ .



Sl. 2.7. Stepen u spoju sa zajedničkim kolektorom sa otpornikom u baznom kolu (a) i odgovarajuća ekvivalentna šema (b).

Odredimo najprije ulaznu otpornost pojačavača, tj. onu otpornost koja se vidi kada se iz baznih priključaka gleda prema tranzistoru. Ili, još preciznije rečeno, treba odrediti veličinu otpornosti na kojoj bi bazna struja pravila pad napona jednak naponu na baznom priključku. Uočimo da se od baze do mase nalaze redno vezane otpornosti  $r_{\pi}$  i  $R_E$ . Kroz otpornost  $r_{\pi}$  teče bazna struja, ali kroz  $R_E$  teče emitorska struja koja je  $(1+\beta_o)$  puta veća od bazne struje. Stoga je na ovoj otpornosti pad napona  $(1+\beta_o)$  puta veći nego što bi bio da kroz nju teče bazna struja. Ali ako  $R_E$  uvećamo  $(1+\beta_o)$  puta, a isto toliko puta smanjimo struju kroz  $R_E$ , napon na emitoru će ostati nepromjenjen. A tako modifikovana vrijednost emitorske struje je bazna struja. Slijedi, dakle,

$$(2.20) \quad R_u = r_{\pi} + (1 + \beta_o)R_E$$

Sličnim razmišljanjima može se doći do izraza za izlaznu otpornost, tj. otpornost koja se vidi gledano sa emitorskog priključka prema tranzistoru. Pošto kroz ispitni generator teče emitorska struja, problem nalaženja izlazne otpornosti svodi se na traženje one otpornosti na kojoj je pad napona usljed proticanja emitorske struje jednak naponu na emitoru, odnosno naponu ispitnog generatora. Od emitora do baze imamo otpornost  $r_{\pi}$ , a od baze do mase otpornost  $R_g$ . Kroz ove otpornosti teče bazna struja. Kako je bazna struja  $(1+\beta_o)$  puta manja od emitorske, to doprinos otpornosti u kolu baze treba za isti iznos smanjiti. Otuda

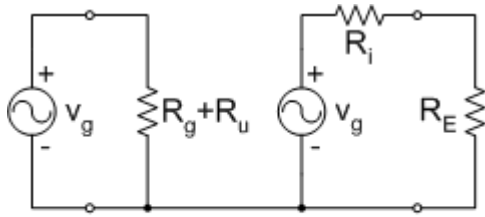
$$(2.21) \quad R_i = \frac{r_{\pi} + R_g}{1 + \beta_o}$$

Strujno pojačanje je:

$$(2.22) \quad A_i = 1 + \beta_o$$

Na osnovu dobijenih rezultata moguće je pojačavač sa zajedničkim kolektorom sa slike 2.7 predstaviti ekvivalentnim četvoropolom kao na slici 2.8.

Koristeći se ovom šemom može se lako odrediti naponsko pojačanje u funkciji emitorske otpornosti, pošto smo još ranije utvrdili da za  $R_E \rightarrow \infty$ ,  $A_n \rightarrow 1$ .



Sl. 2.8. Ekvivalentni četvorpol pojačavača sa zajedničkim kolektorom sa slike 2.7.

Naponsko pojačanje iznosi:

$$(2.23a) \quad A_n = \frac{R_E}{R_i + R_E}$$

ili, eksplicitno u funkciji parametara kola

$$(2.23b) \quad A_n = \frac{1}{1 + \frac{r_\pi + R_g}{(1 + \beta_o)R_E}}$$

U slučaju kada je  $R_g = 0$ , izraz za naponsko pojačanje dobija znatno prostiji oblik

$$(2.23c) \quad A_n = \frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E}$$

Odavde se vidi da je pojačanje utoliko veće ukoliko  $g_m R_E$ , odnosno  $\frac{I_E R_E}{V_T}$ , ima veću vrijednost. Povećanje otpornika  $R_E$  u kolu sa fiksnom polarizacijom ne doprinosi povećanju pojačanja jer se proporcionalno smanjuje emitorska struja. Treba, međutim, voditi računa da izvedeni izraz za pojačanje važi samo na malim strujama emitora na kojima se uticaj otpornosti tijela baze može zanemariti. Kada to nije slučaj, onda umjesto  $g_m$  treba staviti modifikovanu vrijednost

$$(2.24) \quad \frac{g_m r_\pi}{r_b + r_\pi} \approx \frac{\beta_o}{r_b} ; \text{ za } r_b \gg r_\pi$$

koja se lako izračunava uz pomoć  $\Pi$  modela u kome je uključena otpornost tijela baze  $r_b$ . Ako se  $g_m$  u izrazu za naponsko pojačanje zamjeni ekvivalentom iz prethodne jednačine dobija se

$$(2.25) \quad A_n = \frac{\frac{\beta_o}{r_b} R_E}{1 + \frac{\beta_o}{r_b} R_E}$$

iz koga se vidi da na strujama emitora na kojima je  $r_\pi \gg r_b$  pojačanje raste sa porastom emitorskog otpornika. Ovaj rezultat možemo proširiti na pojačavač koji se pobuđuje iz generatora velike unutrašnje otpornosti čije je  $R_g$  redno vezano sa otpornošću tijela baze.

Pojačavač sa zajedničkim kolektorom, recimo u zaključku, ima veliku ulaznu otpornost, malu izlaznu otpornost i naponsko pojačanje blizu jedan. Na taj način pojačavač sa zajedničkim kolektorom radi kao transformator impedansi, te se zato najčešće primjenjuje kao razdvojni pojačavač u kolima gdje potrošač male otpornosti treba vezati za generator velike unutrašnje otpornosti. Svojom velikom ulaznom otpornošću pojačavač opterećuje znatno manje pobudni generator nego direktno vezani potrošač. S druge strane, mala izlazna otpornost pruža mogućnost priključenja potrošača malih vrijednosti, bez bitnih promjena izlaznog napona.



## 2.5. Pojačavač u spoju sa zajedničkim emitorom s otpornikom u emitoru

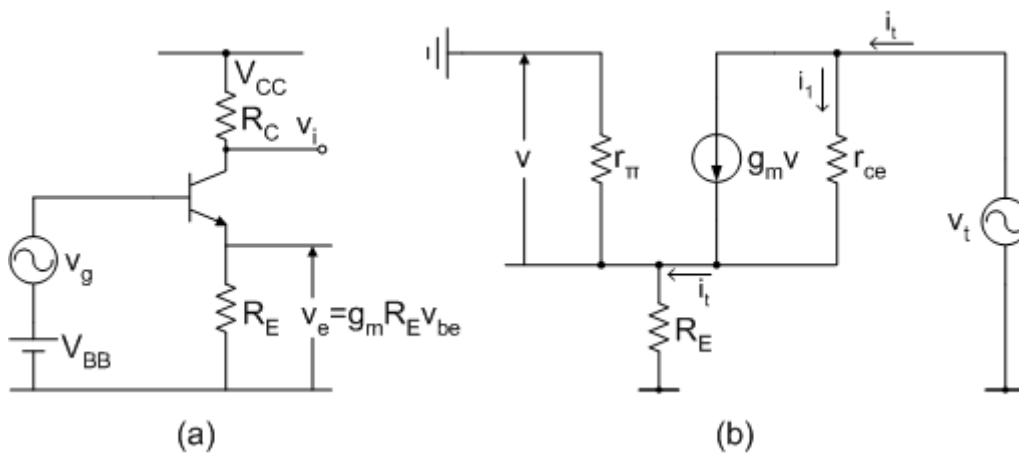
Često se u pojačavaču sa zajedničkim emitorom u kolo emitora vezuje otpornost  $R_E$ , kao na slici 2.9. Značajno je stoga ispitati uticaj ovakve modifikacije na parametre pojačavača. Na osnovu rezultata analize konfiguracije sa zajedničkim kolektorom odmah možemo pisati izraz za ulaznu otpornost:

$$(2.26) \quad R_u = r_\pi + (1 + \beta_o)R_E$$

Naponsko pojačanje se takođe može lako odrediti na osnovu prethodnih rezultata. Iz jednačine (2.23c) vidimo da je struja emitora

$$(2.27) \quad i_e = \frac{g_m}{1 + g_m R_E} v_g,$$

a tolika je približno i struja kolektora.



Sl. 2.9. Pojačavač u spoju sa zajedničkim emitorom s otpornikom u emitoru (a), ekvivalentna šema za izračunavanje izlazne otpornosti (b).

Pošto je izlazni napon

$$(2.28) \quad v_i = -R_C i_c$$

pojačanje iznosi

$$(2.29) \quad A_n = \frac{-g_m R_C}{1 + g_m R_E}$$

Prema tome, vezivanjem otpornika  $R_E$  u emitorsko kolo smanjuje se naponsko pojačanje  $(1+g_m R_E)$  puta. Do istog zaključka mogli smo doći i jednim drugačijim putem. Znamo, naime, da je u pojačavaču sa zajedničkim emitorom izlazni napon proporcionalan naponu između baze i emitora. Kada se emitor nalazi na fiksnom potencijalu, onda je  $v_{be} = v_g$ . No kako u pojačavaču sa slike 2.9 napon na emitoru približno slijedi napon na bazi, jasno je da će pobudni napon biti manji a takođe i kolektorska struja, odnosno izlazni napon.

U posmatranom slučaju imamo

$$(2.30a) \quad v_{be} = v_b - v_e$$

ili prema jednačini (2.27)

$$(2.30b) \quad v_{be} = \frac{v_g}{1 + g_m R_E}$$

Pobudni napon je, znači, smanjen tačno onoliko puta za koliko puta je smanjeno pojačanje koje smo ranije našli.

Za određivanje izlazne otpornosti poslužiće šema sa slike 2.9b, prema kojoj je:

$$(2.31a) \quad v = -i_t (r_\pi \parallel R_E)$$

a struja

$$(2.31b) \quad i_1 = i_t - g_m v$$

$$(2.31c) \quad = i_t + i_t g_m r_\pi \parallel R_E$$

Kako je

$$(2.31d) \quad v_t = -v + i_1 r_{ce}$$

uz pomoć (2.31a) i (2.31b) dobijamo

$$(2.31e) \quad R_i = \frac{v_t}{i_t} = r_\pi \parallel R_E + r_{ce}(1 + g_m r_\pi \parallel R_E)$$

Prvi član je znatno manji od drugog, te se posljednji izraz može uprostiti:

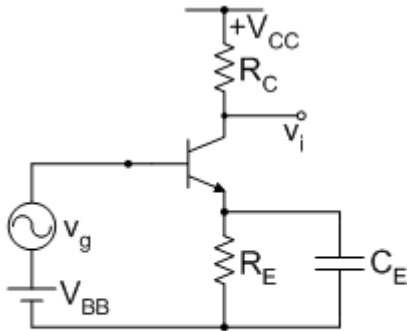
$$(2.31f) \quad R_i \approx \frac{1 + g_m R_E}{1 + \frac{g_m R_E}{\beta_o}} r_{ce}$$

Ako je pri tome  $g_m R_E \ll \beta_o$ , tada je

$$(2.31g) \quad R_i \approx (1 + g_m R_E) r_{ce}$$

Iz posljednjeg izraza se vidi da izlazna otpornost raste s povećanjem otpornosti u emitoru, što treba svakako imati u vidu pri gradnji izvora konstantne struje. Naime, pojačavač sa slike 2.9a prerasta u izvor konstantne struje kada se ukine pobuda  $v_g$ . Kada  $R_E \rightarrow \infty$  izlazna otpornost postiže graničnu vrijednost (jed. 2.31e):

$$(2.31h) \quad R_{i\infty} = r_{ce}(1 + \beta_o)$$



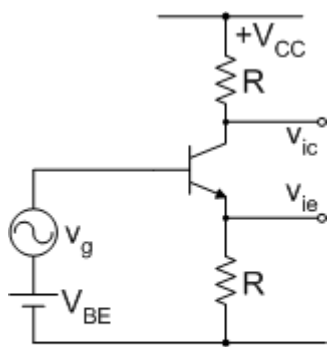
Sl. 2.10. Vezivanjem kondenzatora  $C_E$  u kolo emitora povećava se naponsko pojačanje.

koja je jednaka izlaznoj otpornosti pojačavača sa zajedničkom bazom čiji su ulazni krajevi otvoreni ([jed. 2.15](#)).

Mada prisustvo otpornika u emitoru utiče na smanjivanje naponskog pojačanja ([jed. 2.29](#)) on se rijetko kada izostavlja iz kola, jer djeluje povoljno na stabilnost radne tačke. Kompromisno rješenje se nalazi u premošćivanju  $R_E$  kondenzatorom  $C_E$  velike kapacitivnosti ([sl. 2.10](#)), tako da i na najnižoj učestanosti pobudnog signala reaktansa u emitoru bude zanemarljivo mala, tačnije  $g_m Z_E \ll 1$ .

## 2.6. Obrtač faze

Obrtač faze je pojačavač sa dva izlazna priključka na kojima se javljaju naponi jednakih amplituda, a suprotnih faza. Najprostija šema kojom se ovakva funkcija može realizovati pokazana je na slici 2.11.



Sl. 2.11. Obrtač faze s jednim tranzistorom.

Pošto su struje kolektora i emitora približno jednake to će i naponi na kolektoru i emitoru biti približno jednaki, ako su otpornosti u kolektoru i emitoru istih vrijednosti. Kako je napon na emitoru u fazi sa naponom na bazi, a napon na kolektoru u protivfazi sa naponom na bazi, slijedi da će naponi na ova dva izlaza biti suprotnih faza.

Naponi na izlaznim krajevima mogu se odrediti adaptacijom izraza za pojačanje ZE pojačavača s otpornikom u emitoru ([jed. 2.29](#))

$$(2.32a) \quad v_{ic} = -\frac{g_m R}{1 + g_m R} v_g$$

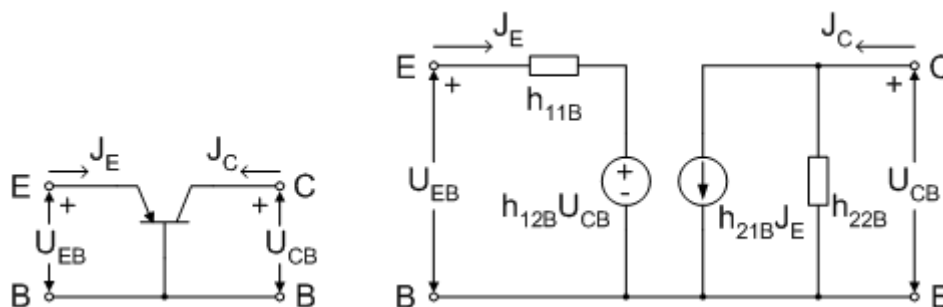
$$(2.32b) \quad v_{ie} = \frac{g_m R}{1 + g_m R} v_g$$

Moduo pojačanja, kao što smo mogli i da pretpostavimo je približno jednak jedan.

### 3. Hibridni modeli

#### 3.1. Hibridni model bipolarnog tranzistora za niske frekvencije

Prije nego pređemo na razmatranje modela tranzistora ovdje ćemo još jednom da se osvrnemo na termin "niske frekvencije". Kada se radi o samom tranzistoru niskim frekvencijama se smatraju one na kojima ne dolazi do izražaja zavisnost  $\alpha$  od frekvencije (dakle frekvencije za koje važi  $f \ll f_\alpha$ ) i na kojima se može smatrati da su impedanse kapacitivnosti spojeva mnogo veće od svih ostalih otpornosti u kolu, odnosno u modelu.



Sl. 3.1. Tranzistor sa zajedničkom bazom i njegov hibridni model.

Hibridni model se najčešće koristi za modeliranje bipolarnog tranzistora, a naročito na niskim frekvencijama signala. Posebna prednost hibridnog modela je i u tome što se h-parametri bipolarnog tranzistora mogu lako izmjeriti.

Uobičajeno je da se, nezavisno od toga koja je elektroda upotrebljena kao zajednička, struktura modela ne mijenja. Vrijednosti parametara modela će međutim, zavisiti od toga koja je elektroda zajednička. Da bi bilo jasnije, razmotrimo vrijednost parametara  $h_{21}$  za model koji predstavlja tranzistor u sprezi sa zajedničkom bazom i u sprezi sa zajedničkim emitorom. U prvom slučaju, zaključujemo da je  $h_{21B}$  (zajednička baza) reda  $\alpha$  (ili tačnije jednako  $-\alpha$ ). U drugom slučaju, prirodno je očekivati da će količnik izlazne i ulazne struje  $-(J_C/J_B)$  biti reda  $\beta$ . Stoga se  $h_{21B}$  i  $h_{21E}$  razlikuju.

Imajući sve ovo u vidu biće uvedeni indeksi E, B i C kako bi se označili h-parametri bipolarnog tranzistora u sprezi sa zajedničkim emitorom, bazom i kolektorom, respektivno. Napomenimo da je linearni model tranzistora potpuno opisan poznavanjem

samo jednog od ova tri skupa parametara. O vezama između  $h_E$ ,  $h_B$  i  $h_C$  parametara biće kasnije riječi.

Na slici 3.1 prikazan je tranzistor sa zajedničkom bazom i električno kolo koje predstavlja hibridni model opisan jednačinama

$$(3.1) \quad U_{EB} = h_{11B} J_E + h_{12B} U_{CB}$$

$$(3.2) \quad J_C = h_{21B} J_E + h_{22B} U_{CB} .$$

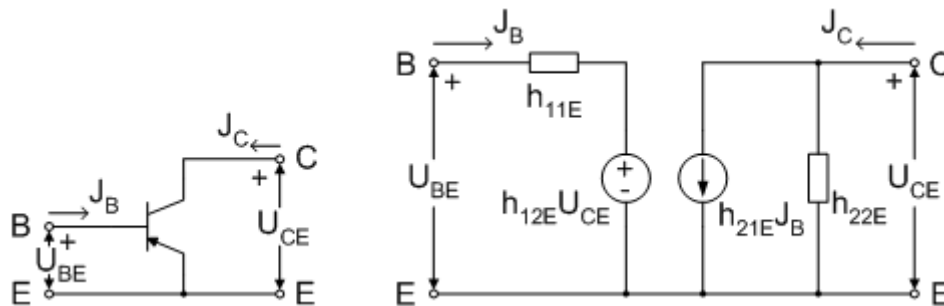
Lako je zaključiti da h-parametri tranzistora zavise od osobina tranzistora i položaja radne tačke.

Hibridni model bipolarnog tranzistora u sprezi sa zajedničkim emitorom prikazan je sljedećim jednačinama

$$(3.3) \quad U_{BE} = h_{11E} J_B + h_{12E} U_{CE}$$

$$(3.4) \quad J_C = h_{21E} J_B + h_{22E} U_{CE} .$$

Tranzistor i električno kolo modela prikazani su na slici 3.2.

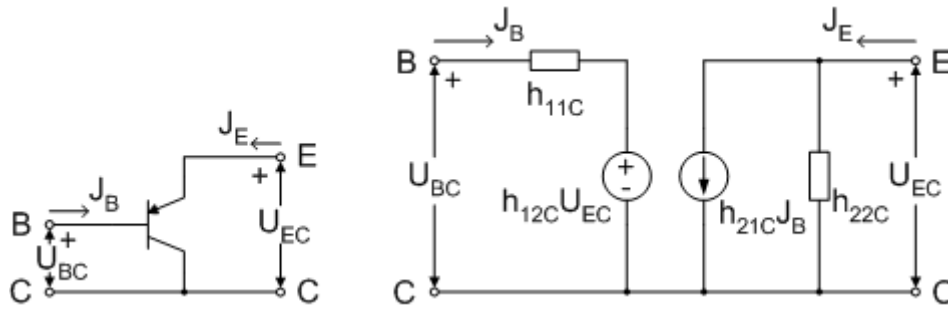


*Sl. 3.2. Tranzistor sa zajedničkim emitorom i njegov hibridni model.*

Najzad na slici 3.3 prikazan je tranzistor sa zajedničkim kolektorom i odgovarajući hibridni model koji je opisan jednačinama

$$(3.5) \quad U_{BC} = h_{11C} J_B + h_{12C} U_{EC}$$

$$(3.6) \quad J_E = h_{21C} J_B + h_{22C} U_{EC} .$$



Sl. 3.3. Tranzistor sa zajedničkim kolektorom i njegov hibridni model.

Kao što je već pomenuto h-parametri jedne konfiguracije mogu da se prikažu preko h-parametara druge i obrnuto. Zato je potrebna odgovarajuća transformacija sistema koji opisuje jedan model u sistem koji opisuje drugi. Tako, na primjer, da bi se dobila veza između h-parametara tranzistora sa zajedničkim emitorom i zajedničkom bazom u (3.1) i (3.2) treba unijeti sljedeće relacije:

$$(3.7) \quad U_{EB} = -U_{BE} ,$$

$$(3.8) \quad U_{CB} = U_{CE} - U_{BE}$$

i

$$(3.9) \quad J_E = -(J_C + J_B) .$$

Sređivanjem ovih jednačina i svođenjem na oblik prikazan sistemom (3.3) i (3.4) dobija se

$$(3.10) \quad U_{BE} = \frac{h_{11B}}{(1+h_{21B})(1-h_{12B})+h_{11B}h_{22B}} J_B + \frac{h_{11B}h_{22B}-h_{12B}(1+h_{21B})}{(1+h_{21B})(1-h_{12B})+h_{11B}h_{22B}} U_{CE}$$

$$(3.11) \quad J_C = \frac{-h_{21B}h_{22B}-h_{21B}(1+h_{12B})}{(1+h_{21B})(1-h_{12B})+h_{11B}h_{22B}} J_B + \frac{h_{22B}}{(1+h_{21B})(1-h_{12B})+h_{11B}h_{22B}} U_{CE}$$

Poređenjem sistema (3.3) i (3.4) sa posljednjim sistemom jednačina mogu se odrediti parametri tranzistora sa zajedničkim emitorom iz poznatih parametara tranzistora sa zajedničkom bazom:

$$(3.12) \quad h_{11E} = \frac{h_{11B}}{(1+h_{21B})(1-h_{12B})+h_{11B}h_{22B}}$$

$$(3.13) \quad h_{12E} = \frac{h_{11B} h_{22B} - h_{12B}(1 + h_{21B})}{(1 + h_{21B})(1 - h_{12B}) + h_{11B} h_{22B}}$$

$$(3.14) \quad h_{21E} = \frac{-h_{21B} h_{22B} - h_{21B}(1 + h_{12B})}{(1 + h_{21B})(1 - h_{12B}) + h_{11B} h_{22B}}$$

$$(3.15) \quad h_{22E} = \frac{h_{22B}}{(1 + h_{21B})(1 - h_{12B}) + h_{11B} h_{22B}}$$

Na sličan način mogu se izvesti relacije pomoću kojih se  $h_E$ -parametri određuju iz  $h_C$ -parametara:

$$(3.16) \quad h_{11E} = h_{11C}$$

$$(3.17) \quad h_{12E} = 1 - h_{12C}$$

$$(3.18) \quad h_{21E} = -(1 + h_{21C})$$

$$(3.19) \quad h_{22E} = h_{22C} \cdot$$

$h_B$ -parametre možemo odrediti, ako su poznati  $h_E$  ili  $h_C$  parametri iz sljedećih relacija:

$$(3.20) \quad h_{11B} = \frac{h_{11E}}{(1 + h_{21E})(1 - h_{12E}) + h_{11E} h_{22E}} = \frac{h_{11C}}{h_C}$$

$$(3.21) \quad h_{12B} = \frac{h_{11E} h_{22E} - h_{12E}(1 + h_{21E})}{(1 + h_{21E})(1 - h_{12E}) + h_{11E} h_{22E}} = 1 - \frac{h_{21C}}{h_C}$$

$$(3.22) \quad h_{21B} = \frac{-h_{11E} h_{22E} - h_{21E}(1 - h_{12E})}{(1 + h_{21E})(1 - h_{12E}) + h_{11E} h_{22E}} = \frac{h_{12C}}{h_C} - 1$$

$$(3.23) \quad h_{22B} = \frac{h_{22E}}{(1 + h_{21E})(1 - h_{12E}) + h_{11E} h_{22E}} = \frac{h_{22C}}{h_C}$$

gdje je uvedeno  $h_C = h_{11C} h_{22C} - h_{12C} h_{21C}$ .

Ove komplikovane relacije, posebno za vezu  $h_B$ -parametara, mogu se uprostiti ako se uzmu u obzir praktične vrijednosti  $h$ -parametara tipičnog tranzistora, koje su date u tabeli 3.1.



Tabela 3.1 Vrijednosti h-parametara silicijumskog tranzistora

Parametar	Zajednička baza	Zajednički emitor	Zajednički kolektor
$h_{11}$ ( $\Omega$ )	13	2700	2700
$h_{12}$	$0,9 \times 10^{-4}$	$1,5 \times 10^{-4}$	1
$h_{21}$	-0,995	200	-201
$h_{22}$ ( $\Omega^{-1}$ )	$0,06 \times 10^{-6}$	$18 \times 10^{-6}$	$18 \times 10^{-6}$

I, najzad,  $h_C$ -parametri se mogu odrediti iz relacija:

$$(3.24) \quad h_{11C} = \frac{h_{11B}}{(1+h_{21B})(1-h_{12B})+h_{11B}h_{22B}} = h_{11E}$$

$$(3.25) \quad h_{12C} = \frac{1+h_{21B}}{(1+h_{21B})(1-h_{12B})+h_{11B}h_{22B}} = 1-h_{12E}$$

$$(3.26) \quad h_{21C} = \frac{h_{12B}-1}{(1+h_{21B})(1-h_{12B})+h_{11B}h_{22B}} = -(1+h_{21E})$$

$$(3.27) \quad h_{22C} = \frac{h_{22B}}{(1+h_{21B})(1-h_{12B})+h_{11B}h_{22B}} = h_{22E} .$$

Na osnovu vrijednosti u tabeli se vidi da je:

$$(3.28) \quad h_{12E} \ll 1$$

$$(3.29) \quad h_{11E}h_{22E} \ll 1$$

$$(3.30) \quad h_{12B} \ll 1$$

$$(3.31) \quad h_{11B}h_{22B} \ll 1$$

$$(3.32) \quad h_{12C} \approx 1$$

i

$$(3.33) \quad h_{11C}h_{22C} \ll 1 .$$

Imajući u vidu zadnje relacije, skup jednačina od (3.12) do (3.27) može se prikazati u približnom obliku kao

$$(3.34) \quad h_{11E} \approx \frac{h_{11B}}{1+h_{21B}}$$

$$(3.35) \quad h_{12E} \approx \frac{h_{11B}h_{22B}}{1+h_{21B}} - h_{12B} = \frac{h_B - h_{12B}}{1+h_{21B}}$$

$$(3.36) \quad h_{21E} \approx \frac{-h_{21B}}{1+h_{21B}}$$

$$(3.37) \quad h_{22E} \approx \frac{h_{22B}}{1+h_{21B}}$$

$$(3.38) \quad h_{11B} \approx \frac{h_{11E}}{1+h_{21E}} \approx \frac{h_{11C}}{h_{21C}}$$

$$(3.39) \quad h_{12B} \approx \frac{h_{11E}h_{22E}}{1+h_{21E}} - h_{12E}$$

$$(3.40) \quad h_{21B} \approx -\frac{h_{21E}}{1+h_{21E}} \approx -\frac{1+h_{21C}}{h_{21C}}$$

$$(3.41) \quad h_{22B} \approx \frac{h_{22E}}{1+h_{21E}} \approx -\frac{h_{22C}}{h_{21C}}$$

$$(3.42) \quad h_{11C} \approx \frac{h_{11B}}{1+h_{21B}}$$

$$(3.43) \quad h_{12C} \approx 1$$

$$(3.44) \quad h_{21C} \approx \frac{-1}{1+h_{21B}}$$

$$(3.45) \quad h_{22C} \approx \frac{h_{22B}}{1+h_{21B}} .$$

Pri tome sprega između  $h_E$  i  $h_C$  parametara je jednostavna i nisu potrebne aproksimacije.

S obzirom da je  $h_{21B} = -\alpha$ , lako dobijamo

$$(3.46) \quad h_{21E} = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta$$

$$(3.47) \quad h_{21C} = -\frac{1}{1-\alpha} = -(\beta+1)$$

gdje je  $\beta$  koeficijent strujnog pojačanja.

### 3.2. Analiza osnovnog pojačavačkog stepena pomoću h-parametara

Modeli bipolarnog tranzistora koji su izvedeni u prethodnom odjeljku omogućavaju da se odrede naizmjenični naponi i struje u pojačavačima sa bipolarnim tranzistorima. Kada se govori o analizi pomoću h-parametara treba imati na umu da raspored elemenata u modelu tranzistora ostaje uvijek isti nezavisno od toga koja je elektroda zajednička, a vrijednosti parametara se mijenjaju. Ova osobina hibridnog modela može se iskoristiti da se generišu opšti izrazi za naponsko, strujno i pojačanje snage kao i za ulaznu i izlaznu otpornost pojačavačkog stepena. Pri tome, za konkretni pojačavač, umjesto uopštenih h-parametara će se zamijeniti odgovarajuće brojne vrijednosti parametara, zavisno od toga koja je elektroda zajednička.

Ova osobina h-modela je ilustrovana na slici 3.4 gdje je prikazan osnovni pojačavač sa bipolarnim tranzistorom u sprezi sa zajedničkim emitorom (a), u sprezi sa zajedničkom bazom (b) i u sprezi sa zajedničkim kolektorom (c) i ekvivalentno (d) kolo koje se može koristiti za analizu sva tri stepena. Naročito je važno uočiti da su kola sa slika 3.4 a) - c) samo principijelna. U uobičajenoj tehnici sprezanja pojačavača i generatora struja baterije ne protiče kroz generator. Pored toga, polarizacija se obično ne izvodi pomoću dvije baterije već samo jednom. Najzad, u uobičajenoj tehnici, za naizmjenični režim, električna okolina tranzistora je složenija nego što je na slikama prikazano. Naime, ove slike sadrže samo najjednostavniju električnu okolinu koja se sastoji od generatora i potrošača. Stoga će ova kola prije da posluže za ustanovljavanje ponašanja tranzistora nego ponašanja pojačavača, pa će u ovom i u sljedećem odjeljku dobijene osobine ovih pojednostavljenih pojačavača da budu označene indeksom T. Time će se napraviti razlika u odnosu na osobine kompletnih pojačavača.

Strujno pojačanje ili pojačanje struje se definiše kao

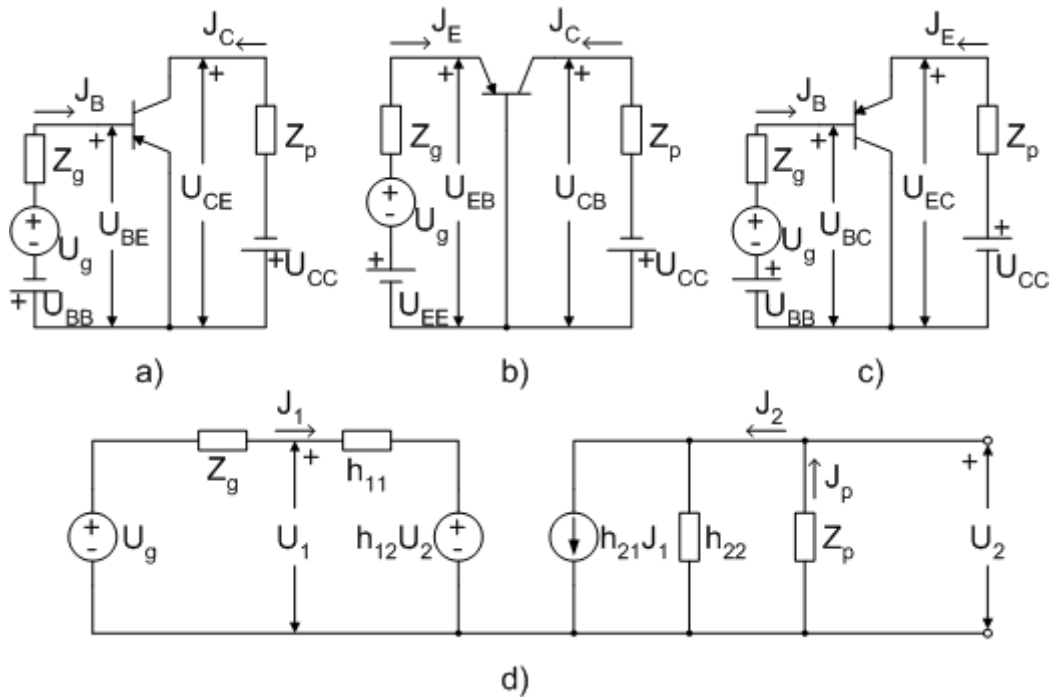
$$(3.48) \quad A_{sT} = J_2 / J_1 .$$

Sa slike 3.4d) imamo

$$(3.49) \quad J_2 = h_{21}J_1 + h_{22}U_2$$

i

$$(3.50) \quad U_2 = -J_2Z_p .$$



Sl. 3.4. Osnovni pojačavač u sprezi sa zajedničkim a) emitorom, b) bazom, c) kolektorom i d) uopšteno ekvivalentno kolo sa h-parametrima za naizmjeničnu struju.

Kombinacijom posljednje dvije jednačine dobija se

$$(3.51) \quad J_2 = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}Z_p} J_1$$

pa je strujno pojačanje

$$(3.52) \quad A_{sT} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}Z_p} .$$

Ulazna impedansa pojačavača se definiše kao

$$(3.53) \quad Z_{uT} = U_1 / J_1 .$$

Da bi odredili ulaznu impedansu napisaćemo jednačinu po ulaznoj konturi

$$(3.54) \quad U_1 = h_{11}J_1 + h_{12}U_2 .$$

Kombinacijom (3.54), (3.50), (3.51) i (3.52) dobija se

$$(3.55) \quad Z_{uT} = U_1 / J_1 = h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{1 + h_{22}Z_p} Z_p = h_{11} - A_{sT}h_{12}Z_p$$

ili

$$(3.56) \quad Z_{uT} = \frac{h_{11} + hZ_p}{1 + h_{22}Z_p}$$

gdje je

$$(3.57) \quad h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21} .$$

Naponsko pojačanje se definiše kao

$$(3.58) \quad A_T = U_2/U_1 .$$

Kombinacijom (3.58), (3.50), (3.52), (3.53) i (3.56) dobija se

$$(3.59) \quad A_T = -\frac{Z_p}{Z_{uT}} A_{sT} = -\frac{h_{21}Z_p}{h_{11} + hZ_p} .$$

Najzad, izlazna impedansa definiše se kao

$$(3.60) \quad Z_{izT} = \frac{1}{Y_{izT}} = \frac{U_2}{J_2} \Big|_{U_g=0} .$$

Ovaj izraz pretpostavlja da se na izlazu priključi generator  $U_2$  i da se odredi struja  $J_2$ . Pri tome je potrebno da nema pobude ( $U_g = 0$ ) budući da  $Z_{izT}$  predstavlja impedansu Theveninovog generatora.

Za ulazno kolo sada možemo pisati

$$(3.61) \quad h_{12}U_2 + (Z_g + h_{11})J_1 = 0 ,$$

a za izlazno (3.49). Kombinacijom ovih dviju jednačina da bi se eliminisalo  $J_1$  dobija se

$$(3.62) \quad Y_{izT} = \frac{1}{Z_{izT}} = h_{22} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11} + Z_g} = \frac{h + h_{22}Z_g}{h_{11} + Z_g} .$$

Treba uočiti da ulazna impedansa pojačavača zavisi od impedanse potrošača, a izlazna od impedanse generatora.

Često se pri analizi pojačavača zahtjeva da se pojačanje izrazi kao količnik izlaznog signala i signala generatora (a ne ulaznog signala). U tom slučaju bi se naponsko pojačanje definisalo na sljedeći način

$$(3.63) \quad A'_T = U_2/U_g .$$

Da bi odredili vrijednost pojačanja  $A'_T$  postupićemo na sljedeći način. Pojačanje  $A'_T$  će biti prikazano kao proizvod dvije veličine

$$(3.64) \quad A'_T = \frac{U_2}{U_g} = \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{U_1}{U_g} = A_T \cdot \frac{U_1}{U_g} ,$$

od kojih je prva jednaka pojačanju od ulaza do izlaza, a druga predstavlja pad napona od generatora do ulaza. Sa slike 3.4 imamo

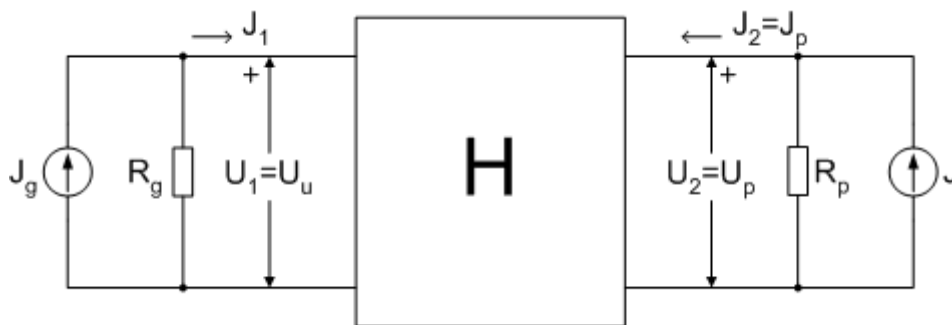
$$(3.65) \quad \frac{U_1}{U_g} = \frac{Z_u}{Z_g + Z_u}$$

pa je

$$(3.66) \quad A'_T = \frac{A_T Z_u}{Z_g + Z_u} .$$

Ako se tranzistor pobuđuje strujnim generatorom čija je unutrašnja impedansa  $Z_g$ , može biti od interesa pojačanje struje od generatora do potrošača (a ne od ulaza do potrošača)

$$(3.67) \quad A'_{sT} = J_2 / J_g .$$



Sl. 3.5. Strujna pobuda i uopšteni četvoropol.

Slika 3.5 predstavlja pobudni strujni generator zajedno sa četvoropolom koji se pobuđuje. Oznaka H odnosi se na opis četveropola preko h-parametara. Ovo kolo će poslužiti za određivanje  $A'_{sT}$ . Transformacijom (3.67) možemo pisati

$$(3.68) \quad A'_{sT} = \frac{J_2}{J_g} = \frac{J_2}{J_1} \cdot \frac{J_1}{J_g} = A_{sT} \frac{J_1}{J_g} .$$

Količnik  $J_1 / J_g$  izračunavamo na osnovu razdjelnika struje sa slike 3.5, pa imamo

$$(3.69) \quad \frac{J_1}{J_g} = \frac{R_g}{R_g + Z_u} .$$

Za  $A'_{sT}$  možemo pisati

$$(3.70) \quad A'_{sT} = \frac{A_{sT} R_g}{R_g + Z_u} .$$

Snaga koja se razvija na otpornosti potrošača  $R_p$  dobija se iz izraza

$$(3.71) \quad P_p = |U_2 J_p| ,$$

a snaga na ulazu je

$$(3.72) \quad P_u = |U_1 J_1| ,$$

pri čemu je pretpostavljeno da je potrošač realna otpornost. Pojačanje snage će biti

$$(3.73) \quad A_{pT} = \frac{P_p}{P_u} = \frac{|U_2 J_p|}{|U_1 J_1|} = |A_{sT} A_T| = A_{sT}^2 \frac{R_p}{R_u}$$

pri čemu je upotrebljena relacija (3.59).

Za pojačanje snage od generatora do potrošača lako se dobija

$$(3.74) \quad A'_{pT} = \frac{P_p}{P_g} = \frac{|U_2 J_p|}{|U_g J_1|} = \frac{R_p}{R_g + R_u} A_{sT}^2 .$$

Na kraju, napomenimo da bipolarni tranzistor nije unilateralan element što se vidi po prisustvu generatora  $h_{12}U_2$  u modelu. To znači da prikazivanje ulaznog kola samo preko ulazne otpornosti nije potpuno korektno. Međutim, vrijednost parametra  $h_{12}$  je obično tako mala da je prenos signala od izlaza ka ulazu zanemariv, te se odgovarajući generator u ulaznom kolu, u praktičnim izračunavanjima, najčešće, izostavlja.

### 3.3. Poređenje osobina različitih konfiguracija osnovog pojačavačkog stepena sa bipolarnim tranzistorom

Pomenuto je da se vrijednosti parametara bipolarnog tranzistora mijenjaju zavisno od toga koja je elektroda zajednička. To znači da će se mijenjati i vrijednosti ulazne i izlazne otpornosti kao i pojačanja pojačavača zavisno od toga koja je elektroda zajednička. Prema tome, da bi se odlučili koju ćemo elektrodu izabrati kao zajedničku potrebno je poznavati uporedne osobine pojačavača koji nastaju na ovaj način.

**Tabela 3.2 Osobine pojačavača sa bipolarnim tranzistorom**

	Zajednička baza B	Zajednički emitor E	Zajednički kolektor C
$A'_s (R_p = 0, R_g \rightarrow \infty)$	-0,995	200	-201
$A'_i (R_p \rightarrow \infty, R_g = 0)$	776	$-10,75 \times 10^3$	0,9999
$R_u (\Omega) (R_p = 0)$	13,43	2700	2700
$R_u (\Omega) (R_p \rightarrow \infty)$	$13,7 \times 10^3$	$1,033 \times 10^3$	$11,2 \times 10^6$
$R_{iz} (\Omega) (R_g = 0)$	$10,9 \times 10^3$	$145 \times 10^3$	13,43
$R_{iz} (\Omega) (R_g \rightarrow \infty)$	$11,2 \times 10^6$	$55,6 \times 10^3$	$55,6 \times 10^3$

U tabeli 3.1 date su vrijednosti h-parametara za neku radnu tačku odnosno pri nekom jednosmjernom režimu radu. Pomoću ovih vrijednosti i prethodno izvedenih obrazaca izračunate su vrijednosti pojačanja struje i napona, kao i ulazna i izlazna otpornost za različite konfiguracije osnovnog pojačavača. Pošto se sve ove veličine izračunavaju pri konkretnim vrijednostima otpornosti potrošača i generatora, a želimo da izvedemo opšte zaključke o uporednim osobinama pojačavača, sve ove veličine su izračunate za iste ali ekstremne (nula ili beskonačnost) vrijednosti otpornosti potrošača i generatora. Dobijeni rezultati su prikazani u tabeli 3.2. Vrijednosti naponskog i strujnog pojačanja koje su date u toj tabeli su maksimalne (minimalne su jednake nuli), a za ulaznu i izlaznu impedansu su date maksimalne i minimalne vrijednosti zajedno sa uslovima pod kojima one nastaju. Zbog neprilagođenosti po naponu ili struji na ulazu i izlazu pojačavača brojne vrijednosti pojačanja mogu u velikoj mjeri da zavise od vrijednosti otpornosti potrošača ili generatora.

Stepeni sa zajedničkim emitorom i zajedničkim kolektorom imaju (po modulu) približno isto strujno pojačanje koje opada sa porastom otpornosti potrošača. Moduo



strujnog pojačanja stepena sa zajedničkom bazom je manji od jedinice. Pri tome je uzeto  $R_g \rightarrow \infty$ , dakle prikazano je pojačanje od ulaza do potrošača.

Stepeni sa zajedničkom bazom i zajedničkim emitorom imaju (po modulu) vrlo blisko naponsko pojačanje koje raste sa porastom vrijednosti potrošača. Stepenu sa zajedničkim kolektorom ima naponsko pojačanje koje je manje od jedinice i, pri velikim vrijednostima  $R_p$ , teži jedinici. Sada je uzeto  $R_g = 0$ , što znači da se opet posmatra pojačanje od ulaza do potrošača.

Najveću ulaznu impedansu ima stepen sa zajedničkim kolektorom, a najmanju stepen sa zajedničkom bazom. U oba slučaja ulazna otpornost raste sa porastom otpornosti potrošača. Stepenu sa zajedničkim emitorom ima približno konstantnu ulaznu otpornost u posmatranom opsegu otpornosti potrošača ( $R_p = 10^1 \div 10^7 [\Omega]$ ).

Stepenu sa zajedničkom bazom ima najveću, a stepenu sa zajedničkim kolektorom najmanju izlaznu impedansu. Obje rastu sa porastom otpornosti generatora. Stepenu sa zajedničkim emitorom ima najmanje promjene izlazne impedanse u funkciji otpornosti generatora.

Najveće pojačanje snage ima stepen sa zajedničkim emitorom, a najmanje stepen sa zajedničkim kolektorom.

Najzad, pomenimo da, kako se vidi iz tabele 3.2, pojačavački stepen sa zajedničkim emitorom obrće fazu napona (ulazni i izlazni napon su u protivfazi), što nije slučaj kod ostala dva pojačavačka stepena. Obrnuto, pojačavač sa zajedničkim emitorom ne obrće fazu struje, a ostala dva to čine.

Stepenu sa zajedničkim emitorom ima naponsko i strujno pojačanje veće od jedinice. Uz to, pojačanje snage ovog stepena je veće nego u ostale dvije konfiguracije. Ulazna i izlazna otpornost malo variraju sa promjenom otpornosti potrošača i generatora, respektivno. Stoga se u realizaciji pojačavača sa bipolarnim tranzistorima najčešće koristi pojačavač sa zajedničkim emitorom.

Stepenu sa zajedničkom bazom ima veliko naponsko pojačanje, a strujno pojačanje mu je manje od jedinice. Ulazna otpornost mu je najmanja, a izlazna najveća u odnosu na ostale dvije konfiguracije. To znači da je ovaj pojačavač strujno prilagođen i na ulazu i na izlazu. On može da posluži za sprezanje realnog strujnog generatora za potrošač velike otpornosti, kada je strujno pojačanje od interesa.

Stepenu sa zajedničkim kolektorom ima veliko strujno pojačanje, a naponsko pojačanje mu je manje od jedinice, ali vrlo blisko jedinici. Od svih konfiguracija, stepenu sa zajedničkim kolektorom ima najveću ulaznu, a najmanju izlaznu impedansu. Stoga se i pojačavač sa zajedničkim kolektorom koristi kao transformator impedansi, pri čemu se postavlja između generatora koji ima veliku unutrašnju otpornost i potrošača čija je otpornost mala.

Prilikom poređenja osobina osnovnih pojačavača treba imati na umu i njihove frekventne karakteristike. Stoga gornji opisi osnovnih pojačavača odnose se samo na srednje frekvencije.

### 3.4. Zavisnost hibridnih parametara od položaja radne tačke i temperature

Hibridni parametri tranzistora definišu se kao izvodi karakteristika tranzistora i s obzirom do ove karakteristike nisu linearne, veličine h-parametara će zavistiti od položaja radne tačke, odnosno od tačke u kojoj se izračunava izvod. To znači da od položaja radne tačke zavise i pojačanja i ulazna i izlazna otpornost tranzistora. Stoga je od značaja poznavati zavisnost h-parametara od položaja radne tačke.

Razumljivo je da se, u praktičnom izvođenju pojačavača, radna tačka M bira u onoj oblasti gdje se može dobiti najveće  $\beta$  ( $h_{21E}$ ). No, mogući su i drugačiji izbori. Na primjer, ako se želi veća ulazna otpornost treba uzeti što manju kolektorsku struju, jer je tada  $h_{11E}$  veće, a pri tome je  $h_{21E}$  manje što znači da će i pojačanje biti manje (relacije [3.56](#) i [3.59](#), respektivno). Ako se, na primjer, kod pojačavača sa zajedničkim kolektorom želi što manja izlazna impedansa, radnu tačku treba birati pri što većim kolektorskim strujama, jer je tada  $h_{22E}$  najveće, a samim tim i  $h_{22C}$  (relacija [3.27](#)). Naravno, s obzirom da  $h_{22C}$  ima dimenziju provodnosti, sa porastom  $h_{22C}$  izlazna impedansa opada (relacija [3.62](#)).

Karakteristike bipolarnog tranzistora zavise od temperature spojeva. Promjena karakteristika će sigurno imati, kao posljedicu, promjenu h-parametara tranzistora.

Može se uočiti da sa porastom temperature rastu vrijednosti svih  $h_E$  parametara, uz pretpostavku da se sa promjenom temperature položaj radne tačke ne mijenja, odnosno da je kolektorska struja stalno održavana konstantnom.

U potpunijim katalozima proizvođača poluprovodničkih komponenata obično se mogu naći zavisnosti  $h_E$  parametara od temperature i od radne tačke. Treba imati na umu, međutim, da se daju zavisnosti jednog karakterističnog uzorka jednog tipa tranzistora. U okviru datog tipa, od uzorka do uzorka, vrijednosti h-parametara mogu znatno da variraju.

Da ne bi bilo zabune, treba reći da su promjene h-parametara od uzorka do uzorka, posljedica tolerancija u tehnološkim procesima proizvodnje tranzistora. Ako se želi tip tranzistora sa užim tolerancijama, pristupa se mjerenju h-parametara i klasiranju prema njihovim vrijednostima. Najčešće se mjeri samo  $h_{21E}$ . Naravno, ovako klasirani tranzistori mogu imati uže tolerancije, ali je ukupna proizvodnja skuplja s obzirom na odstranjeni dio proizvedenih tranzistora, čiji parametri prekoračuju navedene strožije tolerancije.

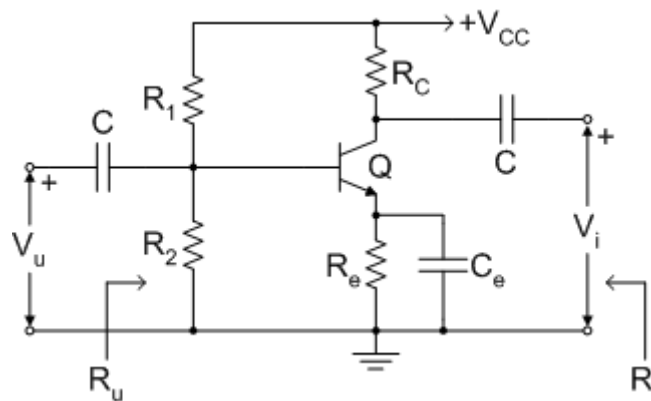
## 4. Primjeri osnovnih pojačavačkih sprega

### 4.1. Primjer pojačavača sa zajedničkim emitorom

Za kolo pojačavača sa zajedničkim emitorom, prikazano na slici 4.1, izračunati pojačanje  $A_v = \frac{V_i}{V_u}$ , ulaznu otpornost  $R_u$  i izlaznu otpornost  $R_i$  u sljedećim slučajevima:

- $C_e = \infty$
- $C_e$  isključeno iz kola.

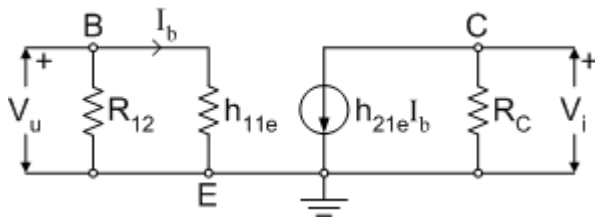
Poznato je:  $R_1 = R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_e = 0,5 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{11e} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{12e} = h_{22e} \approx 0$ ,  $h_{21e} = 100$ ,  $C = \infty$ .



Sl. 4.1.

RJEŠENJE:

a) Kada je  $C_e = \infty$  pojačavač sa slike 4.1 se može predstaviti kolom prikazanim na slici 4.2, gdje je tranzistor zamjenjen uprošćenom h ekvivalentnom šemom, a baterija  $V_{CC}$  kratkim spojem.



Sl. 4.2.

Otpornost  $R_{12}$  na slici 4.2 je data sa:

$$R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 10 \text{ k}\Omega.$$

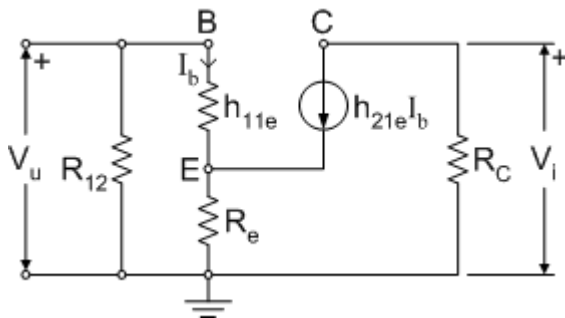
Pomoći slike 4.2 se izračunava:

$$A_v = \frac{V_i}{V_u} = -\frac{R_C h_{21e} I_b}{h_{11e} I_b} = -\frac{R_C h_{21e}}{h_{11e}} = -200,$$

$$R_u = \frac{R_{12} \cdot h_{11e}}{R_{12} + h_{11e}} \cong h_{11e} = 1 \text{ k}\Omega,$$

$$R_i = R_C = 2 \text{ k}\Omega.$$

b) Koristeći isti ekvivalentnu šemu tranzistora, pojačavač sa slike 4.1 se, u ovom slučaju, može predstaviti kolom prikazanim na slici 4.3.



Sl. 4.3.

Pomoću slike 4.3 se može izračunati:

$$V_u = [h_{11e} + R_e(1 + h_{21e})] I_b = R I_b,$$

$$A_v = \frac{V_i}{V_u} = -\frac{R_C h_{21e}}{h_{11e} + R_e(1 + h_{21e})} \cong -4,$$

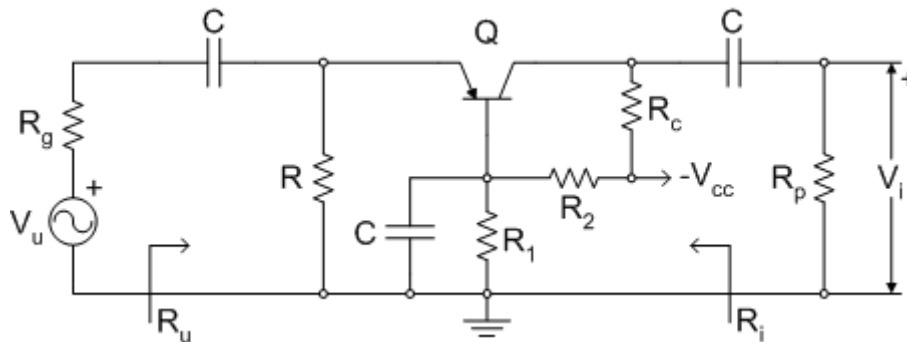
$$R_u = \frac{R_{12} \cdot R}{R_{12} + R} \cong 8 \text{ k}\Omega,$$

$$R_i = R_C = 2 \text{ k}\Omega.$$

## 4.2. Primjer pojačavača sa zajedničkom bazom

Za kolo pojačavača sa zajedničkom bazom, prikazano na slici 4.4, izračunati pojačanje  $A_v = \frac{V_i}{V_u}$ , ulaznu otpornost  $R_u$  i izlaznu otpornost  $R_i$ .

Poznato je:  $R_C = 8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_l = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$ ,  $R_p = 30 \text{ k}\Omega$ ,  $R = 2,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_g = 100 \Omega$ ,  $C = \infty$ ,  $h_{11b} = 10 \Omega$ ,  $h_{12b} = 0$ ,  $h_{22b} = 0$ ,  $h_{21b} = 0,99$ .



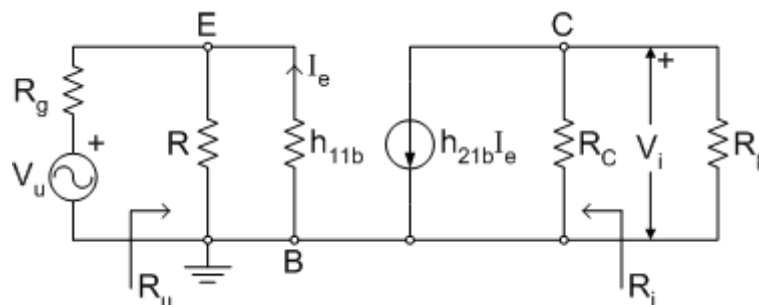
Sl. 4.4.

RJEŠENJE:

Kolo sa slike 4.4 se, za naizmjenični režim, može predstaviti šemom prikazanom na slici 4.5, gdje je tranzistor zamjenjen odgovarajućom ekvivalentnom šemom.

Sa slike 4.5 se ima:

$$R_u = \frac{R \cdot h_{11b}}{R + h_{11b}} \cong h_{11b} = 10 \Omega,$$



Sl. 4.5.

$$A_v = \frac{V_i}{V_u} = \frac{R_C' h_{21b}}{h_{11b}} \frac{R_u}{R_g + R_u} = 56.8,$$

gdje je:

$$R_C' = \frac{R_C R_p}{R_C + R_p} = 6.3 \text{ k}\Omega,$$

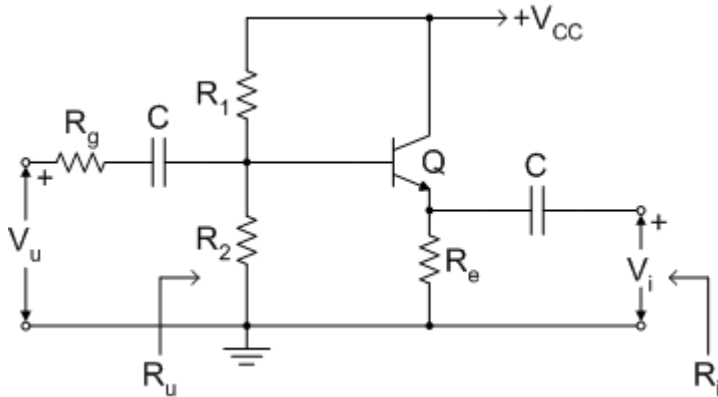
i

$$R_i = R_C = 8 \text{ k}\Omega.$$

### 4.3. Primjer pojačavača sa zajedničkim kolektorom

Za kolo pojačavača sa zajedničkim kolektorom (emitter follower), prikazano na slici 4.6, izračunati pojačanje  $A_v = \frac{V_i}{V_u}$ , ulaznu otpornost  $R_u$  i izlaznu otpornost  $R_i$ .

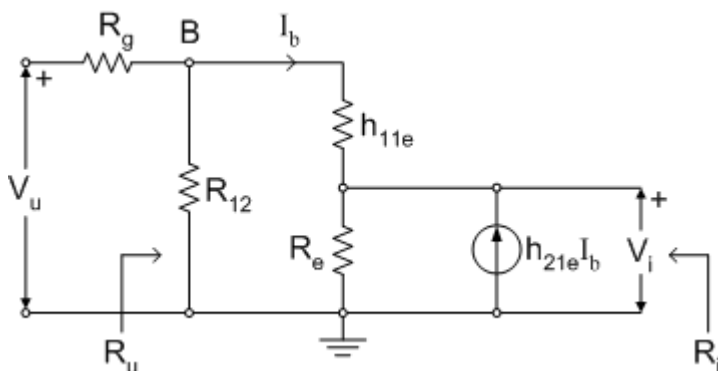
Poznato je:  $R_1 = R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $R_e = 0,5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $C = \infty$ ,  $h_{11e} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{21e} = 100$ ,  $h_{12e} = 0$ ,  $h_{22e} = 0$ .



Sl. 4.6.

RJEŠENJE:

Ekvivalentna šema kola sa slike 4.6 data je na slici 4.7, gdje je tranzistor predstavljen svojom ekvivalentnom šemom.



Sl. 4.7.

Otpornost  $R_{12}$  sa slike 4.7 predstavlja paralelnu vezu otpornika  $R_1$  i  $R_2$ .

Napon na bazi tranzistora  $V_b$  je prema slici 4.7:

$$V_b = [h_{11e} + R_e(1 + h_{21e})] I_b$$

a

$$A_v = \frac{V_i}{V_u} = \frac{R_e(1 + h_{21e})}{h_{11e} + R_e(1 + h_{21e})} \frac{R_u}{R_u + R_g} = 0.875,$$

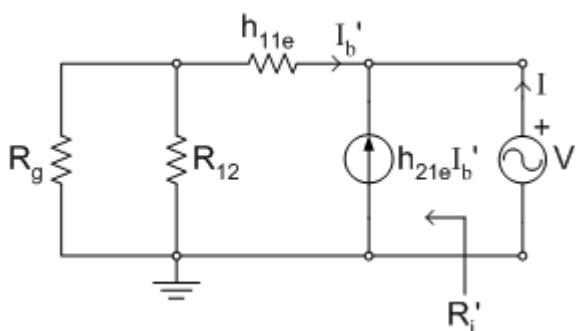
gdje je:

$$R_u = \frac{R_{12}[h_{11e} + R_e(1 + h_{21e})]}{R_{12} + h_{11e} + R_e(1 + h_{21e})} = 8,38 \text{ k}\Omega.$$

Sa slike 4.7 se vidi da se izlazna otpornost pojačavača može izračunati kao paralelna veza otpornosti  $R_e$  i izlazne otpornosti tranzistora  $R_i'$ , koja se može izračunati po definiciji pomoću ekvivalentne šeme prikazane na slici 4.8.

Prema slici 4.8 se ima:

$$R_i' = \frac{V}{I} = \frac{h_{11e} + R_g'}{1 + h_{21e}} = 20 \text{ }\Omega,$$



Sl. 4.8.

gdje je sa  $R_g'$  označena paralelna veza otpornosti  $R_g$  i  $R_{12}$ :

$$R_g' = \frac{R_g R_{12}}{R_g + R_{12}} \cong 1 \text{ k}\Omega.$$

Sada se može izračunati  $R_i$  kao:

$$R_i = \frac{R_i' R_e}{R_i' + R_e} = 20 \text{ }\Omega.$$



## 5. Literatura

- 📖 Marjanović, S., **ELEKTRONIKA – DISKRETNA I INTEGRISANA ANALOGNA KOLA**, Naučna knjiga, Beograd, 1984.
- 📖 Litovski, V.B. i Lazović, S.M., **ELEKTRONIKA I**, Naučna knjiga, Beograd, 1989.
- 📖 Hribšek, M., Vasiljević, D. Drakulić B., **ELEKTRONIKA I – PROBLEMI I REŠENJA**, Naučna knjiga, Beograd, 1984.
- 📖 Popović M., **OSNOVI ELEKTRONIKE za studente Odseka za softversko inženjerstvo**, Elektrotehnički fakultet Beograd, 2004.
- 📄 Đurić, R., **Kratko uputstvo za PSPICE**, ETF u Beogradu, Odsek za elektroniku, 2005.
- 📄 Matter, Nate, **PSPICE Tutorial**, Stanford University, Oct 8, 2000.