

3.6.7d treba pisati jednačine potencijala čvorova. Imajući u vidu da je jedan generator kontrolisan strujom ($h_{21}J_1$) kontrolišuća struja treba da se uzme kao nova nepoznata. Tako, u ovom kolu imamo tri nepoznate: napone V_1 i V_2 i struju J_1 . Saglasno tome važi sledeći sistem jednačina

$$(3.6.82a) \quad (V_1 - V_g) / R_g + J_1 = 0$$

$$(3.6.82b) \quad h_{21}J_1 + h_{22}V_2 + V_2 / Z_p = 0$$

$$(3.6.82c) \quad J_1 = (V_1 - h_{12}V_2) / h_{11}$$

Posle rešenja ovog sistema, kombinacijom dobijenih rezultata i (3.6.58) mogu da se dobiju svi izrazi koje smo ranije izveli radi opisa pojačavača.

Ako se za opis koriste y-parametri, polazeći od Sl. 3.6.8 (uz $J=0$) i uz upotrebu modela sa Sl. 3.5.5a, dobija se sledeći sistem jednačina potencijala čvorova

$$(3.6.83.a) \quad (1/R_g + y_{11})V_1 + y_{12}V_2 = J_g$$

$$(3.6.83.b) \quad y_{21}V_1 + (y_{22} + 1/R_p)V_2 = 0$$

Rešenje ovih jednačina je:

$$(3.6.84.a) \quad V_1 = (y_{22} + 1/R_g)J_g / \Delta$$

$$(3.6.84.b) \quad V_2 = -y_{21}J_g / \Delta$$

gde je

$$(3.6.85) \quad \Delta = (1/R_g + y_{11})(1/R_p + y_{22}) - y_{12}y_{21}$$

pa je

$$(3.6.86) \quad A_T = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-y_{21}R_p}{1 + y_{22}R_p}$$

Ako se u izraz za V_2 zameni (3.6.58) određujemo strujno pojačanje od generatora do potrošača:

$$(3.6.87) \quad A_{sT} = J_2 / J_g = -y_{21} / (R_p \Delta)$$

Strujno pojačanje od ulaza do potrošača dobija se kao

$$(3.6.88) \quad A_{sT} = \frac{J_2}{J_1} = A_{sT} \Big|_{R_g \rightarrow \infty} = \frac{y_{21}}{y_{11} + R_p y}$$

gde je $y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}$.

Sada se može pristupiti određivanju ulazne otpornosti. Ona se dobija kao:

$$(3.6.89) \quad R_{uT} = \frac{V_1}{J_1} = \frac{V_1}{J_g} \Big|_{R_g \rightarrow \infty} = \frac{1 + y_{22}R_p}{y_{11} + y \cdot R_p}$$

Izlazna otpornost se dobija na malo složeniji način. Ako se paralelno izlazu priključi strujni generator J (kao na Sl. 3.6.8), a pobudni strujni generator J_g isključi, sistem jednačina (3.6.83) će se promeniti utoliko što će desna strana prve jednačine postati nula, a desna strana druge postati J . Rešenjem sistema po V_2 možemo da odredimo izlaznu otpornost kao

$$(3.6.90) \quad R_{izT} = \frac{V_2^c}{J_2} = \frac{V_2}{J} \Big|_{R_p \rightarrow \infty} = \frac{1 + y_{11}R_g}{y_{22} + y \cdot R_g}$$

Specijalan slučaj nastaje ako se pojačavač koji je opisan y-parametrima pobudjuje naponskim genera-

torom kao na Sl. 3.6.7d. Za izračunavanje naponskog pojačanja od generatora do potrošača u ovom slučaju, ako se upotrebi (3.6.71), (3.6.86) i (3.6.89), dobija se

$$(3.6.91) \quad A'_T = \frac{V_2}{V_g} = \frac{-y_{21}R_p}{1 + y_{22}R_p + y_{11}R_g + y \cdot R_p R_g}$$

Mada po strukturi kola modeli koji koriste h- i y-parametre su dosta različiti, ako se ima u vidu veoma mala vrednost h_{12} i y_{12} parametra kod tranzistora sa zajedničkim emitorom i zajedničkom bazom može se lako zaključiti da je ulazno kolo za četvorpol opisan h- i y-parametrima kod ova dva modela jednako. Ostaje da prostom konverzijom strujnog generatora kontrolisanog strujom ($h_{21}J_1$) u strujni generator kontrolisan naponom ($y_{21}V_1$), pomoću relacije (3.5.22) odnosno pomoću $y_{21} = h_{21}/h_{11}$, lako konvertujemo h- u y-model. Ova rasudjivanja imaju dvostruku važnost. Najpre, kao što je moglo već da se uoči na osnovu razlike u broju jednačina koji je bio potreban za formulaciju jednačina potencijala čvorova, y-model je pogodniji za analizu kola metodom čvorova. Drugo, kao što ćemo kasnije videti, linearni modeli ostalih komponentata za niske frekvencije kao i linearni modeli BJT za visoke frekvencije sadrže strujne generatore kontrolisane naponom, dakle jednaki su ili bliski y-modelu.

3.6.4 Poredjenje osobina različitih konfiguracija osnovnog pojačavačkog stepena sa bipolarnim tranzistorom

Pomenuto je da se vrednosti parametara bipolarnog tranzistora menjaju zavisno od toga koja je elektroda zajednička. To znači da će se menjati i vrednosti 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. Poredjenje osobina osnovnog pojačavača sa bipolarnim tranzistorom u trima mogućim spregama je predmet daljih izlaganja u ovom odeljku.

U Tabeli 3.2 date su vrednosti h-parametara za neku radnu tačku odnosno pri nekom jednosmernom režimu rada. Pomoću ovih vrednosti i obrazaca izvedenih u prethodnom odeljku izračunate su vrednosti pojačanja struje i napona, kao i ulazna i izlazna otpornost za različite konfiguracije osnovnog pojačavača. Pošto se sve ove veličine izračunavaju pri konkretnim vrednostima otpornosti potrošača i generatora, a mi želimo da izvedemo opšte zaključke o uporednim osobinama pojačavača, sve ove veličine su izračunate za iste ali ekstremne

(nula ili beskonačnost) vrednosti otpornosti potrošača i generatora.

Tabela 3.4 Osobine pojačavača sa bipolarnim tranzistorom

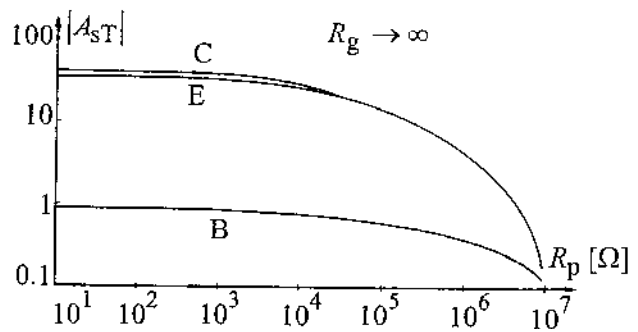
	Zajednička baza	Zajednički emitor	Zajednički kolektor
A'_{sT} ($R_p=0$, $R_g \rightarrow \infty$)	-0.995	200	-201
A'_T ($R_p \rightarrow \infty$, $R_g=0$)	776	$-10.75 \cdot 10^3$	0.9999
$R_{uT} (\Omega)$ ($R_p=0$)	13.43	2700	2700
$R_{uT} (\Omega)$ ($R_p \rightarrow \infty$)	$13.7 \cdot 10^3$	$1.033 \cdot 10^3$	$11.2 \cdot 10^6$
$R_{izT} (\Omega)$ ($R_g=0$)	$10.9 \cdot 10^3$	$145 \cdot 10^3$	13.43
$R_{izT} (\Omega)$ ($R_g \rightarrow \infty$)	$11.2 \cdot 10^6$	$55.6 \cdot 10^3$	$55.6 \cdot 10^3$

Dobijeni rezultati prikazani su u Tabeli 3.4. Vrednosti naponskog i strujnog pojačanja koje su date u Tabeli 3.4 su maksimalne (minimalne su jednake nuli), a za ulaznu i izlaznu impedansu su date maksimalne i minimalne vrednosti zajedno sa uslovima pod kojima one nastaju. Zbog neprilagodjenosti po napunu ili struji na ulazu i izlazu pojačavača, brojne vrednosti pojačanja mogu u velikoj meri da zavise od vrednosti otpornosti potrošača ili generatora. Zato će u daljem tekstu biti obavljena analiza promene vrednosti pojačanja i ulazne i izlazne otpornosti u funkciji otpornosti generatora i potrošača. Pri tome će biti upotrebljen tranzistor čiji parametri imaju sledeće vrednosti: $h_{11E}=1100 \Omega$, $h_{12E}=2.5 \cdot 10^{-4}$, $h_{21E}=50$ i $h_{22E}=25 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1}$.

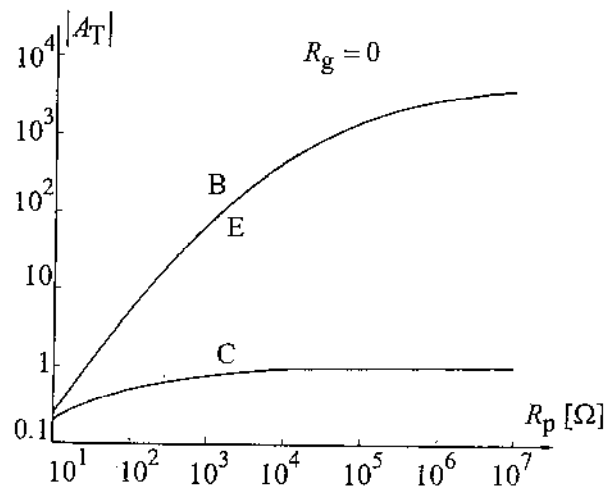
Narednih nekoliko slika sadrže zavisnosti veličina navedenih u Tabeli 3.4 od otpornosti potrošača i generatora. Na Sl. 3.6.9 prikazana je zavisnost strujnog pojačanja od otpornosti potrošača za sve tri vrste sprege. Pri tome je uzeto $R_g \rightarrow \infty$, dakle prikazano je pojačanje od ulaza do potrošača. Upotrebljene su oznake B -za spregu sa zajedničkom bazom, E -za spregu sa zajedničkim emitorom i C -za spregu sa zajedničkim kolektorom. 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.

Pre nego pristupimo analizi ovih dijagrama treba ustanoviti objektivnu vrednost otpornosti generatora i potrošača kod različitih konfiguracija. Brojna vrednost otpornosti potrošača u pojačavaču sa zajedničkom bazom ili zajedničkim emitorom, imajući u vidu brojne vrednosti izlazne otpornosti iz Tabele 3.4, biće mali broj tj. ovi pojačavači će uvek raditi u kratkom spoju. Stoga treba uzimati one vrednosti sa dijagrama koje odgovaraju malom R_p .

Kod pojačavača sa zajedničkim kolektorom situacija je obrnuta. Ovaj stepen ima malu izlaznu otpornost pa se može smatrati da skoro uvek radi u praznom hodu. Na sličan način zaključujemo da se kod pojačavača sa zajedničkim kolektorom u ulaznom koilu može smatrati da je otpornost generatora zanemarljiva u odnosu na ulaznu otpornost što znači da se pojačavač sa zajedničkim kolektorom uvek pobudjuje idealnim naponskim generatorom, a kod pojačavača sa zajedničkom bazom obrnuto. Kod zajedničke baze možemo smatrati da se pojačavač uvek pobudjuje idealnim strujnim generatorom. Kod pojačavača sa zajedničkim emitorom, u ulaznom koilu može da se smatra da su otpornost generatora i ulazna otpornost istog reda veličine. Sada se može pristupiti analizi osobina pojačavača.



Sl. 3.6.9 Zavisnost strujnog pojačanja od R_p



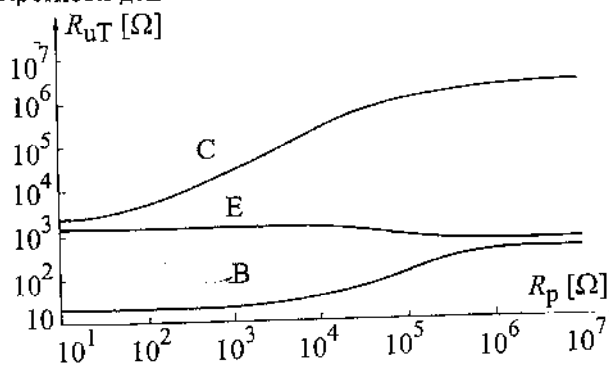
Sl. 3.6.10 Zavisnost naponskog pojačanja od R_p

Sl. 3.6.10 predstavlja zavisnost naponskog pojačanja od otpornosti potrošača. Pojačavač se pobudjuje idealnim naponskim generatorom. Sada je uze-

to $R_g=0$, što znači da se opet posmatra pojačanje od ulaza do potrošača. Stepeni sa zajedničkom bazom i emitorom imaju (po modulu) vrlo blisko pojačanje koje raste sa porastom vrednosti potrošača. Stepenski sa zajedničkim kolektorom ima naponsko pojačanje koje je manje od jedinice i, pri velikim vrednostima R_p , teži jedinici. Kao i u slučaju strujnog pojačanja ovde treba biti obazriv sa tumačenjem dobijenih rezultata. Naime, za konačne vrednosti R_g mogu se očekivati znatne razlike između A_T i A'_T naročito kod pojačavača sa zajedničkom bazom.

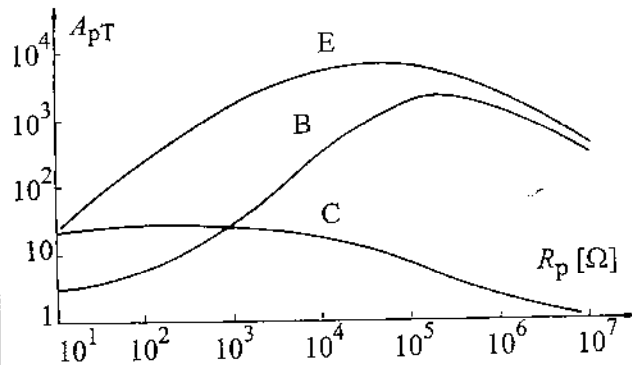
Zavisnost ulazne impedanse od otpornosti potrošača prikazana je na Sl. 3.6.11. Najveću ulaznu impedansu ima stepen sa zajedničkim kolektorom, a najmanju stepen sa zajedničkom bazom. U oba slučaja ulazna otpornost raste sa porastom otpornosti potrošača. Stepenski sa zajedničkim emitorom ima približno konstantnu ulaznu otpornost u posmatranom opsegu otpornosti potrošača.

Izlazna impedansa u funkciji od otpornosti generatora prikazana je na Sl. 3.6.12. Stepenski sa zajedničkom bazom ima najveću, a stepenski sa zajedničkim kolektorom najmanju ulaznu impedansu. Velika izlazna impedansa stepena sa zajedničkom bazom ukazuje na činjenicu da on praktično uvek radi u kratkom spoju. To znači da njegovo strujno pojačanje praktično ne zavisi od otpornosti potrošača. Zato se pojačavač sa zajedničkom bazom koristi za izolaciju potrošača čija je otpornost relativno velika od strujnog generatora čija unutrašnja otpornost nije tako velika. Dualna je situacija sa pojačavačem sa zajedničkim kolektorom. Mala izlazna impedansa stepena sa zajedničkim kolektorom ukazuje na činjenicu da on praktično uvek radi u praznom hodu. To znači da njegovo naponsko pojačanje praktično ne zavisi od otpornosti potrošača. Zato se pojačavač sa zajedničkim kolektorom koristi za izolaciju potrošača čija je otpornost relativno mala od naponskog generatora čija unutrašnja otpornost nije tako mala. Stepenski sa zajedničkim emitorom ima najmanje promene izlazne impedanse u funkciji otpornosti generatora.



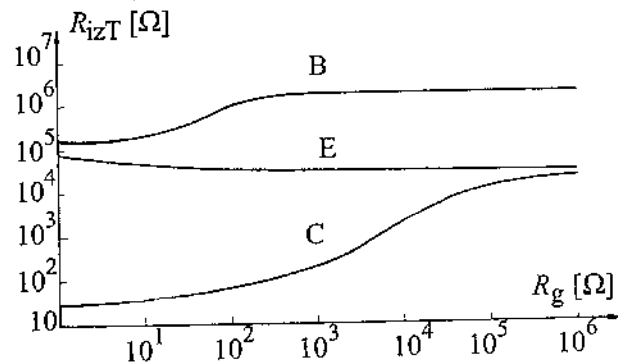
Sl. 3.6.11 Zavisnost ulazne otpornosti od R_p

Na Sl. 3.6.13 je prikazana zavisnost pojačanja snage od otpornosti potrošača. Ova se zavisnost dobija množenjem krivih naponskog i strujnog pojačanja. Očigledno, najveće pojačanje snage ima stepenski sa zajedničkim emitorom, a najmanje stepenski sa zajedničkim kolektorom. Tačke ekstremuma na ovim krivama ukazuju na vrednosti otpornosti potrošača za koje se postiže prilagodjenje po snazi na izlazu za svaki stepen pojedinačno.



Sl. 3.6.13 Zavisnost pojačanja snage od R_p

Najzad, pomenimo da, kako se vidi iz Tabele 4.3, pojačavački stepen sa zajedničkim emitorom obrće fazu napona (ulazni i izlazni napon su u protiv fazi) što nije slučaj kod ostala dva pojačavačka stepena. Obrnuto, pojačavač sa zajedničkim emitorom ne obrće fazu struje, a ostala dva to čine.



Sl. 3.6.12 Zavisnost izlazne otpornosti od R_g

Stepenski sa zajedničkim emitorom ima naponsko i strujno pojačanje veće od jedinice. Uz to, pojačanje snage ovog stepena je veće nego u obema ostalim konfiguracijama. Ulazna i izlazna otpornost malo variraju sa promenom otpornosti potrošača i generatora, respektivno. Stoga se u realizaciji pojačavača sa bipolarnim tranzistorima najčešće koristi pojačavač sa zajedničkim emitorom.

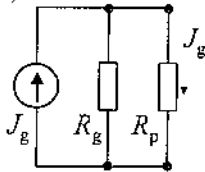
Stepenski sa zajedničkom bazom ima veliko naponsko pojačanje, a strujno pojačanje mu je manje od jedinice. Ulazna otpornost mu je najmanja, a izlazna najveća u odnosu na ostale dve konfiguracije. To znači da je ovaj pojačavač strujno prilagodjen i na ulazu i na izlazu. On može da posluži za sprezanje realnog

strujnog generatora male unutrašnje otpornosti za potrošač velike otpornosti kada je strujno pojačanje od interesa.

Primer 3.22

Dat je strujni generator čija unutrašnja otpornost dobija sledeće vrednosti: 1) $R_g=10 \Omega$, 2) $R_g=100 \Omega$, 3) $R_g=1 \text{ k}\Omega$, 4) $R_g=10 \text{ k}\Omega$ i 5) $R_g=100 \text{ k}\Omega$ i potrošač $R_p=100 \text{ k}\Omega$. Dat je i tranzistor čiji su parametri aproksimirani kao $h_{11E}=2 \text{ k}\Omega$, $h_{12E}=0$, $h_{21E}=200$ i $h_{22E}=50 \cdot 10^{-3} \text{ S}$. Odrediti strujna pojačanja $A'_{sT}=J_p/J_g$ sledećih kola:

- a) kolo koje se sastoji od pomunutog generatora kome je potrošač direktno spregnut kao na Sl. P.3.22.1,



Sl. P.3.22.1

- b) kolo kao na Sl. 3.6.8 (sa $J=0$), a da je tranzistor u sprezi sa zajedničkom bazom,
 c) kolo kao na Sl. 3.6.8 (sa $J=0$), a da je tranzistor u sprezi sa zajedničkim emitorom,
 d) kolo kao na Sl. 3.6.8 (sa $J=0$), a da je tranzistor u sprezi sa zajedničkim kolektorom.

Rešenje:

Tabela P.3.22.1

R_g (Ω)	$R_g/(R_g+R_p)$	A'_{sT}		
		ZB	ZE	ZC
10	10^{-4}	-0.490	0.285	$-1.4 \cdot 10^{-3}$
100	10^{-3}	-0.895	2.86	-0.014
1000	10^{-2}	-0.973	18.9	-0.144
10^4	0.1	-0.982	47.5	-1.38
10^5	0.5	-0.983	56.1	-11.4

Najpre ćemo odrediti h-parametre za ostale dve konfiguracije: $h_{11C}=2 \text{ k}\Omega$, $h_{12C}=1$, $h_{21C}=-201$, $h_{22C}=50 \cdot 10^{-3} \text{ S}$ i $h_{11B} \approx 10 \Omega$, $h_{12B}=250 \cdot 10^{-6}$, $h_{21B}=-0.995$, $h_{22B}=0.125 \cdot 10^{-6} \text{ S}$.

Za pojačavač sa ovim tranzistorom izraz za strujno pojačanje od generatora do potrošača (3.6.75) postaje

$$(P.3.22.1) \quad A'_{sT} = h_{21}R_g / [(R_g + R_u)(1 + h_{22}R_p)].$$

Smenom brojnih vrednosti dobija se Tabela P.3.22.1 koja govori o strujnom pojačanju pojačavača sa BJT pod uslovom da je otpornost potrošača velika. Analizom ove tabele dolazimo do sledećih zaključaka.

Umetanje pojačavača sa zajedničkom bazom između generatora i potrošača dovodi do povećanja ukupnog strujnog pojačanja i pored toga što je koefi-

cijent strujnog pojačanja BJT u sprezi sa zajedničkom bazom približno jednak jedinici. Pri $R_g=10 \Omega$, ovo povećanje je čak oko 4900 puta. Razlog ovome je strujno prilagođenje ovog pojačavača i na ulazu i na izlazu.

Iz istih razloga, pri ekstremno malim vrednostima otpornosti generatora, pojačavač sa zajedničkom bazom ima najveće strujno pojačanje od svih osnovnih pojačavača.

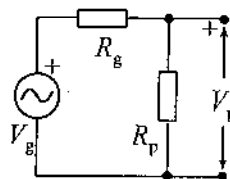
Ova prednost, međutim, ubrzo nestaje. Čak i pri relativno malim unutrašnjim otpornostima od svega 100Ω . Sada se degradacija strujnog pojačanja na ulazu pojačavača sa zajedničkim emitorom kompenzuje njegovim velikim strujnim pojačanjem tako da on postaje najpovoljnije rešenje. To, međutim, nikako ne važi za pojačavač sa zajedničkim kolektorom čija je ulazna otpornost tako velika da se degradacija strujnog pojačanja može kompenzovati tek pri relativno velikim otpornostima generatora.

Stepen sa zajedničkim kolektorom ima veliko strujno pojačanje, a naponsko pojačanje mu je manje od jedinice ali vrlo blisko jedinici. Od svih konfiguracija, stepen 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 vrlo mala.

Primer 3.23

Dat je naponski generator čija unutrašnja otpornost dobija sledeće vrednosti: 1) $R_g=10 \Omega$, 2) $R_g=100 \Omega$, 3) $R_g=1 \text{ k}\Omega$, 4) $R_g=10 \text{ k}\Omega$ i 5) $R_g=100 \text{ k}\Omega$ i potrošač $R_p=10 \Omega$. Dat je i tranzistor čiji su parametri aproksimirani kao $h_{11E}=2 \text{ k}\Omega$, $h_{12E}=0$, $h_{21E}=200$ i $h_{22E}=50 \cdot 10^{-3} \text{ S}$. Odrediti naponska pojačanja $A'_T=V_p/V_g$ sledećih kola:

- a) kolo koje se sastoji od pomunutog generatora kome je potrošač direktno spregnut kao na Sl. P.3.23.1,
 b) kolo kao na Sl. 3.6.7, a da je tranzistor u sprezi sa zajedničkom bazom,
 c) kolo kao na Sl. 3.6.7, a da je tranzistor u sprezi sa zajedničkim emitorom,
 d) kolo kao na Sl. 3.6.7, a da je tranzistor u sprezi sa zajedničkim kolektorom.



Sl. P.3.23.1

Rešenje:

h-parametri su izračunati u prethodnom primeru. Za pojačavač sa ovim tranzistorom izraz za na-

ponsko pojačanje od generatora do potrošača (3.6.71) postaje

$$(P.3.22.1) \quad A'_T = \frac{-h_{21}R_p}{(R_g + R_u)(1 + h_{22} \cdot R_p)}$$

Tabela P3.23.1

$R_g (\Omega)$	$R_p/(R_g+R_p)$	A'_T		
		ZB	ZE	ZC
10	0.5	0.5	-1	0.5
100	0.1	0.09	-0.95	0.49
1000	10^{-2}	10^{-2}	-0.67	0.40
10^4	10^{-3}	10^{-3}	-0.17	0.14
10^5	10^{-4}	10^{-4}	-0.02	0.02

Smenom brojnih vrednosti dobija se Tabela P.3.23.1 koja govori o naponskom pojačanju pojačavača sa BJT pod uslovom da je otpornost potrošača mala. Analizom ove tabele dolazimo do sledećih zaključaka.

Umetanjem pojačavača sa zajedničkim kolektorom između generatora i potrošača dovodi do povećanja ukupnog naponskog pojačanja i pored toga što je naponsko pojačanje BJT u sprezi sa zajedničkim kolektorom približno jednako jedinici. Pri $R_g=100 \text{ k}\Omega$, ovo povećanje je čak oko 200 puta. Razlog ovome je poboljšanje naponskog prilagođenja ovog pojačavača i na ulazu i na izlazu. Pojačavač sa zajedničkim kolektorom je, međutim, pri maloj vrednosti otpornosti potrošača, najpovoljnije rešenje samo pri ekstremnim ($R_g > 100 \text{ k}\Omega$) razlikama između otpornosti generatora i otpornosti potrošača. Naime, zbog većeg naponskog pojačanja i zbog povoljnih vrednosti ulazne i izlazne otpornosti pojačavač sa zajedničkim emitorom najčešće postaje najpovoljnije rešenje. Pojačavač sa zajedničkom bazom, ovde, nije pogodno rešenje ni pod kojim uslovima.

Prilikom poredjenja osobina osnovnih pojačavača treba imati na umu i njihove frekvencijske karakteristike. Stoga gornji opisi osnovnih pojačavača odnose se samo na srednje frekvencije kako je ranije naznačeno, a o frekvencijskim karakteristikama biće reči kasnije.

Na osnovu svega izloženog o poređenju osnovnih pojačavača sa bipolarnim tranzistorom, za rad na niskim i srednjim frekvencijama, možemo da kažemo da je jedino praktično rešenje pojačavač sa zajedničkim emitorom. Pojačavač sa zajedničkim kolektorom i zajedničkom bazom upotrebiće se izuzetno (izolacija potrošača) ili u sprezi sa nekim drugim stepenom gde će njihove specifične osobine i frekvencijski odziv doći do naročito izražaja. Poseban primer je primena pojačavača sa zajedničkim kolektorom kao pomerača jednosmernih nivoa. Naime, jednosmerni potencijali

na ulazu i izlazu pomereni su za 0.7 V, a da se amplitude naizmeničnih signala vrlo malo razlikuju.

3.6.5. Odredjivanje vrednosti h-parametara sa karakteristikama

Vrednosti h-parametara moguće je odrediti sa statičkih karakteristika tranzistora na osnovu definicionih obrazaca istih. Karakteristike tranzistora u sprezi sa zajedničkim emitorom su prikazane na Sl. 1.3.14 i Sl. 1.3.15. Da bi izlaganja bila jasnija one će ovde biti reprodukovane na Sl. 3.6.14 i Sl. 3.6.15.

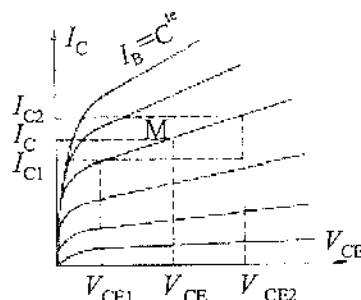
Radna tačka određena je na ranije opisani način i iskazana je veličinama I_C , V_{CE} , V_{BE} , i I_B , a prema (3.5.44) parametar h_{11E} se definiše kao

$$(3.6.82) \quad h_{11E} = \frac{\partial v_{ul}}{\partial i_{ul}} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} = \frac{dV_{BE}}{dI_B} \Big|_{V_{CE}=C^{te}}$$

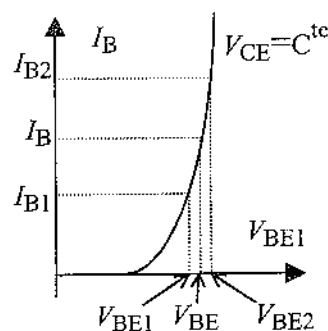
Prema tome h_{11E} predstavlja recipročnu vrednost nagiba ulazne karakteristike u radnoj tački. Aproksimativno može se odrediti grafički kao količnik kateta trougla čija je hipotenuza tangenta ulazne karakteristike u tački M:

$$(3.6.83) \quad h_{11E} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \Big|_{V_{CE}=C^{te}} = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{I_{B2} - I_{B1}}$$

Što je ilustrovano na Sl. 3.6.15.



Sl. 3.6.14 Izlazne karakteristike bipolarnog tranzistora u sprezi sa zajedničkim emitorom



Sl. 3.6.15 Izračunavanje h_{11E}

Parametar h_{12E} je definisan kao

$$(3.6.84) \quad h_{12E} = \frac{\partial v_{ul}}{\partial v_{iz}} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}} = \frac{dV_{BE}}{dV_{CE}} \Big|_{I_B=C^{te}}$$

i može približno da se odredi sa ulazne karakteristike kao količnik priraštaja napona

$$(3.6.85) \quad h_{12E} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \Big|_{I_B = C^{te}} = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_{CE2} - V_{CE1}}$$

Imajući u vidu da je uticaj V_{CE} na I_B veoma mali, ulazne karakteristike za dve vrednosti V_{CE} se malo razlikuju tako da je primena ove relacije veoma otežana.

S obzirom na (3.5.46) parametar h_{21E} definiše se kao

$$(3.6.86) \quad h_{21E} = \frac{\partial i_{iz}}{\partial i_{ul}} = \frac{\partial I_C}{\partial I_B} = \frac{dI_C}{dI_B} \Big|_{V_{CE} = C^{te}}$$

Sa izlaznih karakteristika dobija se približno

$$(3.6.87) \quad h_{21E} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \Big|_{V_{CE} = C^{te}} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}}$$

Najzad, parametar h_{22E} definiše se kao

$$(3.6.88) \quad h_{22E} = \frac{\partial i_{iz}}{\partial v_{iz}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} = \frac{dI_C}{dV_{CE}} \Big|_{I_B = C^{te}}$$

i predstavlja nagib izlaznih karakteristika u radnoj tački. Sa Sl. 3.6.14 imamo

$$(3.6.89) \quad h_{22E} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{V_{CE2} - V_{CE1}}$$

h-parametri u ostalim konfiguracijama mogu se dobiti iz odgovarajućih karakteristika tranzistora. Ukoliko se ne raspolaze tim karakteristikama moguće je da se, na osnovu obrazaca koje smo ranije naveli, pre računaju iz h_E parametara.

Opisana metoda određivanja h-parametara je jednostavna ali, za neke primene nedovoljno tačna. Izbor veličine priraštaja kod određivanja h_{12E} i h_{21E} je od ključnog uticaja za tačnost dobijenih rezultata, a veličinu h_{22E} je teško odrediti jer je, najčešće, nagib izlaznih karakteristika suviše mali. Stoga, kada se želi veća tačnost h-parametri tranzistora se moraju posebno meriti.

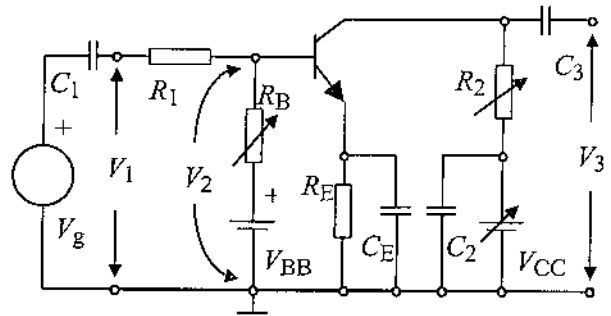
3.6.6 Merenje h-parametara

Parametri h_{11} i h_{21} su prema definicionim obrascima određeni pod uslovom $V_2=0$, odnosno pod uslovom da izlazni priključci budu u kratkom spoju za naizmjeničnu komponentu struje. Za slučaj stepena sa zajedničkim emitorom važi

$$(3.6.90) \quad h_{11E} = \frac{V_{BE}}{J_B} \Big|_{V_{CE}=0}$$

i

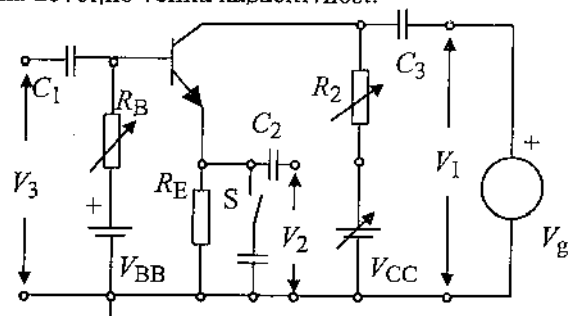
$$(3.6.91) \quad h_{21E} = \frac{J_C}{J_B} \Big|_{V_{CE}=0}$$



Sl. 3.6.16 Kolo za merenje parametara h_{11E} i h_{21E} na niskim frekvencijama

Merenje h_{11E} i h_{21E} uz ostvarivanje navedenog uslova, može se obaviti pomoću kola sa Sl. 3.6.16. Vrednosti željenih jednosmernih napona i struja, odnosno položaj radne tačke, određuje se promenom otpornosti R_B i napona izvora za napajanje V_{CC} . Za dobijanje jednosmerne struje baze koristi se izvor V_{BB} mada se on može izostaviti, a otpornik R_B vezati za V_{CC} . Upotreba baterije V_{BB} omogućava veću fleksibilnost u izboru radne tačke. Kolo se pobudjuje naizmjeničnim generatorom V_g . Kondenzatori C_1 i C_3 jednosmerno odvajaju ulaz i izlaz od tranzistora. Njihova kapacitivnost treba da bude dovoljno velika kako bi, za naizmjenični signal, na frekvenciji generatora, predstavljali kratak spoj.

Naizmjenični ulazni i izlazni napon treba da zavisi samo od pada napona na otporniku R_1 odnosno R_2 . Zato je potrebno da je $R_1 \gg R_u$. Kako je ulazna otpornost stepena sa zajedničkim emitorom relativno mala za R_1 su prihvatljive vrednosti od 100 k Ω do 1 M Ω . Sa druge strane R_2 treba da bude što manja otpornost kako bi se simulirao kratak spoj na izlazu. Uobičajene vrednosti za R_2 su od 50 do 100 Ω . Kondenzatorom C_2 je premošćen izvor za napajanje V_{CC} pošto ovaj može da ima znatnu rednu unutrašnju otpornost. Pri tome C_2 treba, kao i ostali kondenzatori u kolu, da ima dovoljno veliku kapacitivnost.



Sl. 3.6.17 Kolo za merenje parametara h_{12E} i h_{22E} na niskim frekvencijama

Ako je $R_1 \gg R_u$ i $R_B \gg R_u$ (odnosno, s obzirom na vrednosti h-parametara i R_2 i (3.6.64), $R_1 \gg h_{11E}$ i $R_B \gg h_{11E}$), vrednosti parametara h_{11E} i h_{21E} se dobijaju kao

$$(3.6.92) \quad h_{11E} = \frac{V_{ul}}{J_{ul}} = \frac{V_2}{(V_1 - V_2)/R_1} = \frac{R_1 V_2}{V_1 - V_2} \approx R_1 \frac{V_2}{V_1}$$

$$(3.6.93) \quad h_{21E} = \frac{J_{iz}}{J_{ul}} = \frac{V_3/R_2}{(V_1 - V_2)/R_1} \approx \frac{R_1}{R_2} \frac{V_3}{V_1}$$

Uobičajeno je da se, radi lakšeg očitavanja, uzme: $V_1 = 1 \text{ V}$, $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ i $R_2 = 100 \text{ }\Omega$. Tada je brojna vrednost V_2 u milivoltima jednaka vrednosti h_{11E} u stotinama oma (ako je $V_2 = 13 \text{ mV}$ onda je $h_{11E} = 13 \cdot 100 = 1300 \text{ }\Omega$), a brojna vrednost V_3 u milivoltima brojno jednaka h_{21E} (ako je $V_3 = 95 \text{ mV}$ onda je $h_{21E} = 95$). Veće vrednosti za V_1 nisu preporučljive jer su h-parametri definisani za male signale. Za frekvenciju generatora obično se uzima 1000 Hz .

Parametri h_{12} i h_{22} definišu se za uslov da je ulazna struja konstantna ili njena naizmjenična komponenta jednaka nuli ($J_1 = 0$). Kada se radi o tranzistoru sa zajedničkim emitorom onda taj uslov glasi $J_B = 0$:

$$(3.6.94) \quad h_{12E} = \frac{V_{BE}}{V_{CE}} \Big|_{J_B = 0}$$

i

$$(3.6.95) \quad h_{22E} = \frac{J_C}{V_{CE}} \Big|_{J_B = 0}$$

Merenjem parametara h_{12E} i h_{22E} može se ostvariti pomoću kola sa Sl. 3.6.17. Jednosmerni uslovi rada ovog kola određeni su pomoću V_{CC} , V_{BB} , R_B i R_C . Otpornost R_C mora biti velika kako ne bi opterećivala pobudni generator V_g . Takodje, R_B treba da bude velika otpornost kako bi simulirala prazan hod. Kondenzatori C_1 , C_2 i C_3 treba da predstavljaju kratak spoj za naizmjeničnu komponentu. Otpornik R_1 je u kolu samo kada se meri h_{22E} . Njegova vrednost je obično $100 \text{ }\Omega$.

Po definiciji parametra h_{12E} , kada je prekidač zatvoren, je

$$(3.6.96) \quad h_{12E} = V_3/V_1.$$

Kada je prekidač otvoren, po definiciji je

$$(3.6.97) \quad h_{22E} = \frac{V_2/R_1}{V_1} = \frac{1}{R_1} \frac{V_2}{V_1},$$

pri čemu se smatra da je pad napona na R_1 mali ($V_2 \ll V_1$) i da je emitorska struja približno jednaka

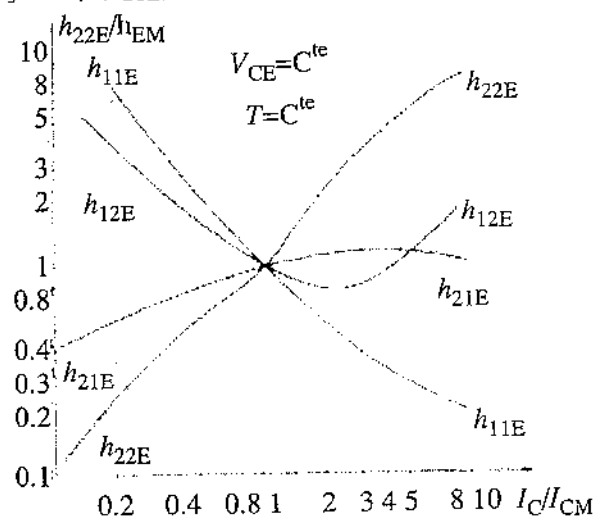
kolektorskoj ($R_B \rightarrow \infty$).

Pored navedenih šema za merenje h-parametara, mogu da se primene tzv. mostne šeme gde se koristi osobina mosta da u jednoj dijagonali predstavlja beskonačnu otpornost. Ove metode, međjutim, mada tačnije, zahtevaju više vremena zbog podešavanja mosta u ravnotežu pri svakom merenju.

3.6.7 Zavisnost hibridnih parametara od položaja radne tačke i temperature

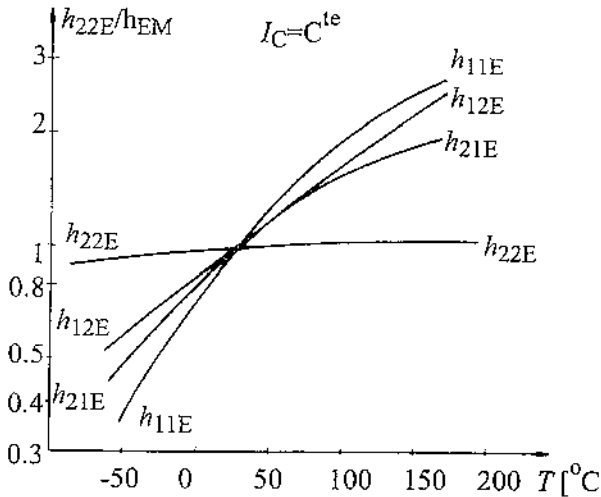
Hibridni parametri tranzistora definišu se kao izvodi karakteristika tranzistora i s obzirom da ove karakteristike nisu linearne, veličine h-parametara će zavistiti od položaja radne tačke odnosno od tačke u kojoj se izračunava izvod. To znači da od položaja radne tačke zavise i pojačanja i ulazna i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

Na Sl. 3.6.18 prikazane su zavisnosti h_E parametara tipičnog tranzistora od položaja radne tačke (kolektorske struje). Kolektorska struja je data u normalizovanom obliku: stvarna vrednost kolektorske struje I_C podeljena je sa strujom I_{CM} u radnoj tački M. I vrednosti h-parametara su normalizovane: stvarna vrednost h-parametara je podeljena sa vrednostima istih u tački M. Pri merenju h-parametara koji su prikazani na Sl. 3.6.18 održavana je stalna temperatura ambijenta i konstantan napon između kolektora i emitora. Mada je ovaj dijagram prikazan u dvostrukoj logaritamskoj razmeri (log-log razmera), pažljivi čitalac će lako uočiti da se zavisnost h_{21E} sa Sl. 3.6.18 i zavisnosti β sa Sl. 2.3.18, poklapaju. Razumljivo je da se, u praktičnom izvodjenju pojačavača, radna tačka M bira u onoj oblasti gde se može dobiti najveće β (h_{21E}). No, mogući su i drugačiji izbori.



Sl. 3.6.18 Zavisnost h_E parametara od kolektorske struje

Na primer, ako se želi veća ulazna otpornost, prema (3.6.64) i Sl. 3.6.18, 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 (3.6.67). Ako se, na primer, 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} (3.6.35). Naravno, s obzirom da h_{22C} ima dimenziju odvodnosti, sa porastom h_{22C} izlazna impedansa opada što se vidi iz (3.6.64).



Sl. 3.6.19 Zavisnost h_E parametara od temperature

Karakteristike bipolarnog tranzistora, kao što je već više puta spomenuto, zavise od temperature spojeva. Promena karakteristika će sigurno imati kao posledicu promenu h -parametara tranzistora.

Na Sl. 3.6.19 prikazane su zavisnosti h -parametara (stepena sa zajedničkim emitorom) od temperature. h -parametri su normalizovani svojim vrednostima pri temperaturi od 25°C . Na Sl. 3.6.19 pretpostavljeno je da se sa promenom temperature položaj radne tačke ne menja odnosno da je kolektorska struja stalno održavana konstantnom. Može se uočiti da sa porastom temperature rastu vrednosti svih h_E parametara.

U potpunijim katalogima 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, vrednosti h -parametara mogu znatno da variraju.

Da ne bi bilo zabune, treba reći da su promene h -parametara od uzorka do uzorka, posledica tolerancija u tehnološkim procesima proizvodnje tranzistora. Ako se želi tip tranzistora sa uжим tolerancijama, pristupa se merenju h -parametara i klasiranju prema njihovim vrednostima. Najčešće se meri samo h_{21E} . Naravno, ovako klasirani tranzistori mogu imati uže

tolerancije ali je ukupna proizvodnja skuplja s obzirom na odstranjeni deo proizvedenih tranzistora čiji parametri prekoračuju navedene strožije tolerancije.

3.7 LINEARNI MODELI BIPOLARNOG TRANZISTORA ZA VISOKE FREKVENCije

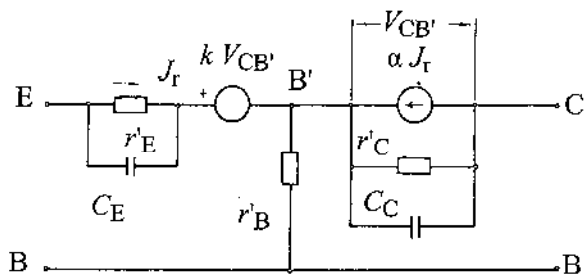
U prethodnim odeljcima dati su modeli tranzistora pri niskim frekvencijama koji su izvedeni na osnovu fizičkih razmatranja ili predstavljanja tranzistora kao četvoropola. Pri tome se smatralo da vrednosti parametara u modelu ne zavise od frekvencije. Vrednosti parametara su bile realne veličine. Razume se da ovo nije potpuno tačno. U ranijim razmatranjima smo, naime, već pomenuli da na spojevima tranzistora deluju kapacitivnosti spojeva, a pokazano je da i vrednosti strujnih pojačanja tranzistora zavise od frekvencije. Ovi se uticaji pri niskim frekvencijama ($f \ll f_a$) mogu zanemariti ali pri visokim to nije moguće. Stoga je potrebno razviti model BJT-a pomoću koga će biti, što je moguće tačnije, simulirano ponašanje tranzistora pri visokim frekvencijama signala.

3.7.1 Prirodni model bipolarnog tranzistora za visoke

Prirodni model bipolarnog tranzistora za visoke frekvencije može biti izveden direktno uz pomoć modela koji je prikazan na Sl. 3.6.2. Ako se uzme da je r'_E i r'_C mala otpornost i ako se paralelno spojevima priključe odgovarajuće kapacitivnosti dobija se električna šema modela kao na Sl. 3.7.1. Pri tome za ovu šemu treba imati na umu da je

$$(3.7.1) \quad \alpha = \alpha_0 / (1 + j \cdot f / f_a)$$

Otpornik r'_E , kao i ranije predstavlja otpornost emitorskog spoja. Paralelno ovoj otpornosti deluje kapacitivnost emitorskog spoja koja se sastoji iz paralelne veze kapacitivnosti prostornog naelektrisanja C_{dE} i difuzione kapacitivnosti C_{tE} . Pošto je emitorski spoj pri normalnoj polarizaciji direktno polarisan, obično je $C_{dE} \gg C_{tE}$. Ovo ne važi samo ako je emitorska struja vrlo mala. Tako imamo

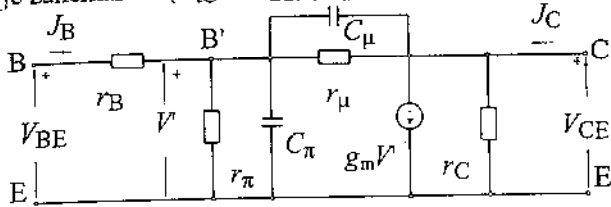


Sl. 3.7.1 Prirodni model za visoke frekvencije

$$(3.7.2a) \quad C_E = C_{dE} + C_{tE} \approx C_{dE}$$

Otpornost r'_C predstavlja, kao i ranije, otpornost

kolektorskog spoja. Paralelno kolektorskom spoju, odnosno ovoj otpornosti, deluje kapacitivnost kolektorskog spoja. I ova kapacitivnost se sastoji od dve komponente - kapacitivnosti prostornog naelektrisanja C_C i difuziona kapacitivnost C_{dC} . Kako je kolektorski spoj inverzno polarisan, difuziona kapacitivnost je zanemariva ($C_{dC} \gg C_C$) pa je



Sl. 3.7.2 Hibridni π -model

$$(3.7.2b) \quad C_C = C_{dC} + C_{tC} \approx C_{tC}.$$

Za r_B treba reći da je onaj isti otpornik sa Sl. 3.7.1 koji je bio obeležen sa r'_B .

Navedeni model može biti upotrebljen u relativno širokom frekventnom opsegu. Njegov osnovni nedostatak, u frekventnom području gde je primenljiv, je činjenica da se pojavljuje strujni generator kontrolisan strujom, kontrolišuća struja nije struja priključka tranzistora i koeficijent prenosa kontrolisanog generatora (α) je kompleksan. Ovi nedostaci su prevaziđeni u hibridnom π -modelu bipolarnog tranzistora koji je, pored ostalog, prilagodjen sprezi sa zajedničkim emitorom.

3.7.2 Hibridni π -model BJT-a za visoke frekvencije

Hibridni π -model bipolarnog tranzistora u sprezi sa zajedničkim emitorom za visoke frekvencije prikazan je na Sl. 3.7.2. Ovaj se model generiše na sledeći način. Najpre se kolo sa Sl. 3.7.1 transformiše u T-model onako kako je iz kola sa Sl. 3.6.2 izvedeno kolo sa Sl. 3.6.3. Zatim se iz T-modela izvode z-parametri na osnovu Sl. 3.5.4. Dobijeni parametri važe za zajedničku bazu pa zato treba preračunati z-parametre za zajednički emitor. Iz njih se određuju y-parametri na osnovu transformacija (3.5.22). Time je omogućena transformacija y-modela sa Sl. 3.5.5a u π -model sa Sl. 3.5.5b.

Hibridni π -model predstavlja poboljšanu aproksimaciju performansi BJT-a na visokim frekvencijama u odnosu na prethodna dva modela. Elementi u ovom modelu predstavljaju kombinaciju već ranije definisanih elemenata. Ovaj model se još, po autoru, naziva Giacoletto-ov model. Analiza kola pomoću ovog modela znatno je pojednostavljena s obzirom da možemo direktno pisati jednačinu potencijala čvorova bez uvođenja novih promenljivih. Rezultati koji se dobijaju analizom kola pomoću ovog modela

dobro se slažu sa merenim rezultatima u širokom opsegu frekvencije. Naravno, model daje dobre rezultate i pri vrlo niskim frekvencijama.

Neke od elemenata modela možemo identifikovati na osnovu prirodnog modela. To se najpre odnosi na r_B koje je identično sa r'_B iz kola sa Sl. 3.7.1. Otpornost r_μ treba da predstavlja prenos signala sa ulaza na ulaz odnosno Early-jev efekt. To se postiže razdelnikom napona $r_\pi r_\mu$ pa se time eliminiše posebni naponski generator kontrolisan naponom kV'_{CB} iz kola sa Sl. 3.7.1. Otpornost r_C se takodje lako prepoznaje sto važi i za kapacitivnost C_μ koja odgovara kapacitivnosti C_C .

Interni čvor B' ne predstavlja fizički dostupnu tačku. Međutim, svi otporni parametri hibridnog π -modela mogu da se dobiju na osnovu h-parametara za niske frekvencije za stepen sa zajedničkim emitorom tako da pristup u ovu tačku nije potreban.

Tipične vrednosti parametara hibridnog π -modela su $g_m=50$ mS, $r_B=80\Omega$, $r_\pi=800\Omega$, $C_\pi=100$ pF, $r_\mu=5$ M Ω , $C_\mu=3$ pF i $r_C=100$ k Ω .

Kao i svi parametri tranzistora i parametri hibridnog π modela zavise od položaja radne tačke. U narednom tekstu biće učinjen pokušaj da se te zavisnosti iskažu direktno ili preko zavisnosti h-parametara. Parametar g_m se određuje na osnovu fizičkih razmatranja. Jednačina (1.3.19), koja opisuje struju emitora, pri dovoljno velikim naponima polarizacije, za NPN tranzistor, redukuje se na

$$(3.7.3) \quad I_E \approx -I_s e^{V_{B'E}/V_T}$$

gde je V_{BE} zamenjeno sa $V_{B'E}$. Diferenciranjem ovog izraza po $V_{B'E}$ dobija se

$$(3.7.4) \quad \frac{dI_E}{dV_{B'E}} = \frac{I_E}{V_T} = \frac{1}{r'_E}.$$

Transkonduktansa g_m definiše se kao

$$(3.7.5) \quad g_m = \left. \frac{dI_C}{dV_{B'E}} \right|_{V_{CE}=C^{te}}$$

Ako se uzme $|\alpha_0 I_E| \approx |I_C|$ poslednji izraz se transformiše kao

$$(3.7.6) \quad g_m = \alpha_0 \frac{d|I_E|}{dV_{B'E}} = \alpha_0 \frac{|I_E|}{V_T} = \frac{\alpha_0}{r'_E}.$$

Može se uočiti da je transkonduktansa g_m srazmerna emitorskoj struji.

Parametar h_{21E0} , za kolo sa Sl. 3.7.2, dobija se (s obzirom da je $r_\mu \gg r_\pi$) kao

$$(3.7.7) \quad h_{21E0} = \left. \frac{I_C}{J_B} \right|_{V_{CE}=0} \approx \frac{g_m}{J_B} \cdot V' = g_m r_\pi,$$

pri čemu je još uzeto da je $r_\pi J_B = V'$.

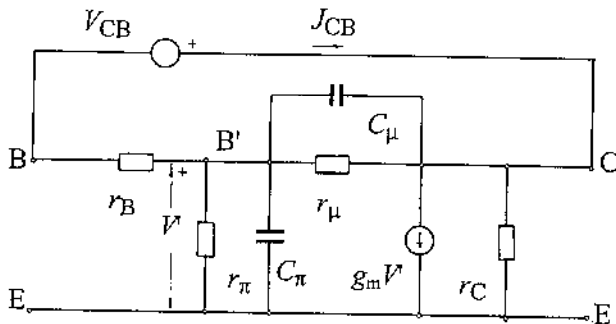
Pošto je $h_{21E0} = \beta$, smenom izraza za g_m (3.7.6) u (3.7.7), dobija se

$$(3.7.8) \quad r_{\pi} = \frac{\beta}{\alpha_0 / r'_E} = \frac{r'_E}{1 - \alpha_0}$$

što znači da iz α_0 i r'_E možemo odrediti g_m i r_{π} .

S obzirom da je $r_{\mu} \gg r_{\pi}$, po definiciji parametra h_{11E0} , sa Sl. 3.7.2, dobijamo

$$(3.7.9) \quad h_{11E0} = \left. \frac{V_{BE}}{J_B} \right|_{V_{CE}=0} = r_B + r_{\pi}.$$



Sl. 3.7.3 Principijelna šema kola za merenje C_{μ}

Pomoću ove relacije poznavajući α_0 , r'_E i h_{11E0} možemo odrediti r_B

$$(3.7.10) \quad r_B = h_{11E0} - r'_E / (1 - \alpha_0).$$

Sa Sl. 3.7.2, za parametar h_{12E0} dobijamo

$$(3.7.11) \quad h_{12E0} = \left. \frac{V_{BE}}{V_{CE}} \right|_{J_B=0} = \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + r_{\mu}} \approx \frac{r_{\pi}}{r_{\mu}}$$

Ova relacija omogućava određivanje

$$(3.7.12) \quad r_{\mu} = r_{\pi} / h_{12E0}.$$

Najzad, parametar r_C dobija se preko parametra h_{22E0} kao

$$(3.7.13) \quad r_C = \frac{r_{\mu} + r_{\pi}}{(r_{\mu} - r_{\pi})h_{22E0} - (1 + g_m r_{\pi})} \approx \frac{1}{[h_{22E0} - g_m h_{12E0}]}.$$

Na ovaj način su određeni svi otporni elementi hibridnog π -modela na osnovu h-parametara za niske frekvencije i I_E .

Preglednosti radi biće ponovljeni izrazi za parametre hibridnog π -modela

$$(3.7.14) \quad g_m = \frac{h_{21E0}}{1 + h_{21E0}} \frac{q}{kT} |I_E| \approx \frac{|I_E|}{V_T}$$

$$(3.7.15) \quad r_{\pi} = h_{21E0} / g_m = \beta / g_m$$

$$(3.7.16) \quad r_B = h_{11E0} - r_{\pi}$$

$$(3.7.17) \quad r_{\mu} = r_{\pi} / h_{12E0}$$

$$(3.7.18) \quad r_C = r_{\mu} / (r_{\mu} h_{22E0} - g_m r_{\pi}).$$

Kapacitivnost kolektorskog spoja (C_{μ}) dobija se merenjem izlazne kapacitivnosti stepena sa zajedničkom bazom kada je ulazno kolo otvoreno ($I_E=0$).

Vrednost ove kapacitivnosti može se odrediti i pomoću izraza koji su izvedeni u drugoj glavi za kapacitivnost inverzno polarisanog p-n spoja. Pored toga, ova je kapacitivnost najčešće naznačena u katalogima proizvođača.

Jedan od mogućih načina za merenje kapacitivnosti C_{μ} prikazan je na Sl. 3.7.3. Treba imati na umu da je frekvencija signala tako izabrana da impedansa kondenzatora C_{μ} bude mnogo veća od otpornosti r_B i istovremeno dovoljno manja od otpornosti r_{μ} . Pod tim uslovima količnik napona V_{CB} i struje J_{CB} sa Sl. 3.7.3 može da bude približno jednak impedansi kondenzatora C_{μ} . Napomenimo još da je na Sl. 3.7.3 prikazana samo principijelna šema koja sadrži samo elemente kola koji su od direktnog interesa.

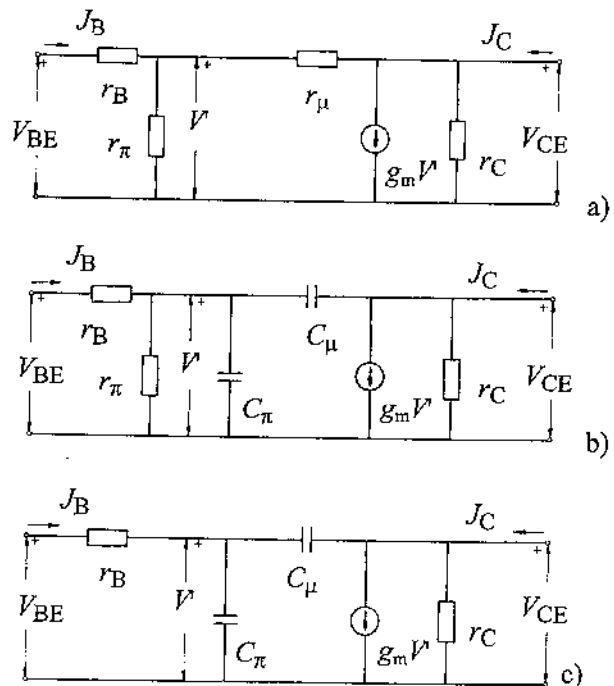
Kapacitivnost emitorskog spoja C_{π} je, praktično, difuziona komponenta ukupne kapacitivnosti na emitorskom spoju. Ranije je pokazano da je ona direktno srazmerna struji emitora. Ona se može odrediti iz vrednosti g_m i frekvencije f_T koja se navodi u katalogima na sledeći način.

Na frekvencijama za koje je reaktansa kondenzatora C_{μ} mnogo manja od r_{μ} možemo pisati

$$(3.7.19) \quad \left. \frac{V'}{J_B} \right|_{V_{CE}=0} = \frac{1}{1/r_{\pi} + j(C_{\pi} + C_{\mu})\omega}$$

Zamenjujući ovaj izraz u (3.7.7), dobija se za srednje i visoke frekvencije

$$(3.7.20) \quad h_{21E} = \frac{g_m r_{\pi}}{1 + j r_{\pi} (C_{\pi} + C_{\mu}) \omega}$$



Sl. 3.7.4 Uprošćeni hibridni model a) za niske frekvencije b) za umereno visoke frekvencije c) za visoke frekvencije

Iz ovog izraza možemo odrediti frekvenciju na kojoj $|h_{21E}|$ opadne za 3 dB:

$$(3.7.21) \quad f_{\beta} = 1/[2\pi \cdot r_{\pi}(C_{\pi} + C_{\mu})],$$

i smenjujući (3.7.7) dobijamo

$$(3.7.22) \quad f_T = h_{21E0} f_{\beta} = g_m / [2\pi(C_{\pi} + C_{\mu})].$$

Najzad, imamo

$$(3.7.23) \quad C_{\pi} + C_{\mu} = \frac{g_m}{2\pi f_T} \Rightarrow C_{\pi} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{\mu}.$$

Na taj način je opisano određivanje svih parametara hibridnog π -modela.

Imajući u vidu brojne vrednosti otpornih elemenata modela kao i frekvencijsku zavisnost reaktansi, hibridni π -model može biti pojednostavljen za primenu u različitim frekvencijskim područjima.

Tako, pri niskim frekvencijama, impedanse kondenzatora su velike pa ostaju samo otporne komponente u kolu. To je prikazano na Sl. 3.7.4a.

Na umereno visokim frekvencijama impedansa kondenzatora C_{μ} postaje mnogo manja od otpornosti r_{π} tako da se ova otpornost može izostaviti. Ovako uprošćen model je prikazan na Sl. 3.7.4b.

Na visokim frekvencijama i impedansa C_{π} postaje mnogo manja od r_{π} tako da se i ova otpornost može izostaviti. Odgovarajuće kolo je prikazano na Sl. 3.7.4.c.

Da bi procenili do koje frekvencije možemo koristiti određeno uprošćeno kolo, od onih prikazanih na Sl. 3.7.4, potrebno je da uporedimo reaktansu kondenzatora i otpornost otpornika. Tako za količnik reaktanse C_{μ} i otpornik r_{μ} imamo (brojne vrednosti su ranije navedene u ovom odeljku):

$$(3.7.24) \quad \frac{1}{r_{\mu} C_{\mu} \omega} = \frac{1}{f \cdot 2\pi \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 10^{-12}} = 10.6 \cdot 10^3 / f.$$

Za vrednosti frekvencije za koje je ovaj količnik mnogo veći od jedinice ($f \ll 10.6$ kHz), otpornost r_{μ} je dominantna i kapacitivnost C_{μ} se može izostaviti. U obrnutom slučaju ($f \gg 10.6$ kHz), može se izostaviti r_{μ} . Na sličan način postupamo i pri razmatranju r_{π} i C_{π} .

3.7.3 h_E -parametri u funkciji parametara hibridnog π -modela

Hibridni π -model je veoma pogodan za analizu elektronskih kola sa bipolarnim tranzistorima pri visokim frekvencijama. On, međutim, ne daje mogućnost direktne procene globalnih osobina tranzistora kao što su ulazna impedansa, strujno pojačanje i izlazna impedansa. Ove osobine na jednostavan način is-

poljava hibridni model. Pored toga, poznavanje hibridnih parametara za visoke frekvencije omogućava direktnu primenu ranije izvedenih obrazaca za izračunavanje pojačanja i otpornosti pojačavača. Zato ćemo, u ovom odeljku, odrediti h -parametre BJT-a u sprezi sa zajedničkim emitorom pri visokim frekvencijama na osnovu hibridnog π -modela.

Parametar h_{11E} definiše se kao

$$(3.7.25) \quad h_{11E} = \frac{V_{BE}}{J_B} \Big|_{V_{CE} = 0}.$$

Analizom kola sa Sl. 3.7.2 pri kratko spojenim izlaznim priključcima dobija se

$$(3.7.26) \quad h_{11E} = r_B + \frac{r_{\pi} r_{\mu}}{r_{\pi} + r_{\mu} + j r_{\pi} r_{\mu} (C_{\pi} + C_{\mu}) \omega}$$

ili (za $r_{\mu} \gg r_{\pi}$)

$$(3.7.27) \quad h_{11E} \approx r_B + \frac{r_{\pi}}{1 + j r_{\pi} (C_{\pi} + C_{\mu}) \omega}.$$

Parametar h_{21E} definiše se kao

$$(3.7.28) \quad h_{21E} = \frac{J_C}{J_B} \Big|_{V_{CE} = 0},$$

pa imamo

$$(3.7.29) \quad h_{21E} = \frac{r_{\pi} (g_m r_{\mu} - 1 - j C_{\mu} r_{\mu} \omega)}{r_{\pi} + r_{\mu} + j r_{\mu} r_{\pi} (C_{\pi} + C_{\mu}) \omega}.$$

Za $r_{\mu} \gg r_{\pi}$ važi

$$(3.7.30) \quad h_{21E} = g_m r_{\pi} \frac{1 - (1 + j C_{\mu} r_{\mu} \omega) / \beta}{1 + j r_{\pi} (C_{\pi} + C_{\mu}) \omega}.$$

Za razliku od jednačine (3.7.20) ovde nije učinjena aproksimacija da je reaktansa kondenzatora C_{μ} mnogo manje od r_{μ} .

Parametar h_{12E} definiše se kao

$$(3.7.31) \quad h_{12E} = \frac{V_{BE}}{V_{CE}} \Big|_{J_B = 0}.$$

Analizom kola sa Sl. 3.7.2 dobija se

$$(3.7.32) \quad h_{12E} = \frac{r_{\pi} (1 + j r_{\mu} C_{\mu} \omega)}{r_{\pi} + r_{\mu} + j r_{\pi} r_{\mu} (C_{\pi} + C_{\mu}) \omega}$$

ili u uprošćenom obliku

$$(3.7.33) \quad h_{12E} = \frac{r_{\pi}}{r_{\mu}} \frac{1 + j r_{\mu} C_{\mu} \omega}{1 + j r_{\pi} (C_{\pi} + C_{\mu}) \omega}.$$

Najzad, parametar h_{22E} dobija se kao

$$(3.7.34) \quad h_{22E} = \frac{J_C}{V_{CE}} \Big|_{J_B = 0}.$$

Analizom kola sa Sl. 3.7.2 dobija se

$$(3.7.35) \quad h_{22E} = \frac{1}{r_C} + \frac{(g_m r_{\pi} + 1 + j C_{\pi} r_{\pi} \omega)(1 + j C_{\mu} r_{\mu} \omega)}{r_{\pi} + r_{\mu} + j (C_{\mu} + C_{\pi}) r_{\pi} r_{\mu} \omega}$$

ili u nešto prostijem obliku

$$(3.7.36) \quad h_{22E} = \frac{1}{r_C} + \frac{1}{r_\mu} \frac{(\beta + 1 + jC_\pi r_\pi \omega)(1 + jC_\mu r_\mu \omega)}{1 + j(C_\mu + C_\pi)r_\pi \omega}$$

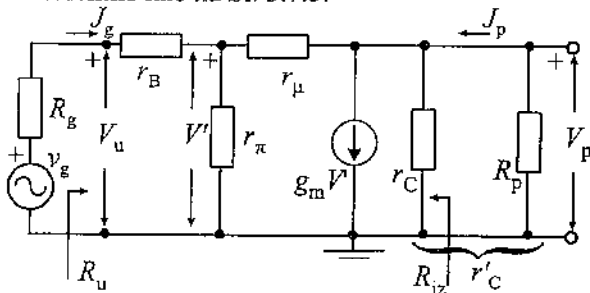
Dalja uprošćenja ovih izraza mogu da se dobiju ako se ima u vidu da je $C_\pi \gg C_\mu$. Pored toga može se uzeti i $C_\pi r_\pi \ll C_\mu r_\mu$.

3.7.4 Primena hibridnog π -modela za analizu osnovnih pojačavača sa bipolarnim tranzistorima

U ovom odeljku biće ponovljena analiza osnovnih pojačavača sa Sl. 3.6.7 ali sada uz upotrebu hibridnog- π modela. Rezultatai analize biće korisni sa stanovišta upotrebe izvedenih formula pri posedovanju seta parametara hibridnog- π modela.

3.7.4.1 Osnovni pojačavač sa zajedničkim emitorom

Na srednjim frekvencijama, onima na kojima su otpornosti $1/(\omega C_\pi)$ i $1/(\omega C_\mu)$ znatno veće od ostalih otpornosti u modelu tranzistora, posle smene modela sa Sl. 3.7.4a u kolo pojačavača sa Sl. 3.6.7a, nastaje ekvivalentno kao na Sl. 3.7.5.



Slika 3.7.5 Ekvivalentno kolo osnovnog pojačavača sa zajedničkim emitorom

Da bi pojednostavili analizu, najpre ćemo odrediti strujno pojačanje $A_s = J_p/J_g$ tako što ćemo pretpostaviti da se kolo pobuđuje strujom J_g . U tom slučaju važi sledeći sistem jednačina potencijala čvorova:

$$(3.7.37) \quad \begin{aligned} V'/r_\pi + (V' - V_p)/r_\mu &= J_g \\ -(V' - V_p)/r_\mu + g_m V' + V_p/r'_C &= 0. \end{aligned}$$

gde je $r'_C = r_C \parallel R_P$. Rešavanjem ovog sistema dobijamo transimpedansu pojačavača sa zajedničkim emitorom na srednjim frekvencijama kao:

$$(3.7.38a) \quad Z_T = \frac{V_p}{J_g} = -\frac{r_\pi r'_C (g_m r_\mu - 1)}{r_\pi + r_\mu + r'_C (g_m r_\pi + 1)}$$

ili, približno,

$$(3.7.38b) \quad Z_T = -g_m r_\pi \frac{r'_C}{1 + (g_m r_\pi) r'_C / r_\mu}$$

Sada se za strujno pojačanje lako dobija

$$(3.7.39a) \quad A_s = J_p/J_g = [-V_p/R_p]/J_g = \frac{r_\pi r'_C (g_m r_\mu - 1)/(r_C + R_p)}{r_\pi + r_\mu + r'_C (g_m r_\pi + 1)}$$

ili, približno,

$$(3.7.39b) \quad A_s = g_m r_\pi \frac{r_C/(r_C + R_p)}{1 + (g_m r_\pi) r'_C / r_\mu}$$

Za ulaznu otpornost koristimo ponovo sistem (3.7.37) s tim što ga rešavamo po V' . Tako dobijamo

$$(3.7.40a) \quad R_u = \frac{V_u}{J_g} = \frac{r_B J_g + V'}{J_g} = r_B + \frac{V'}{J_g}$$

odnosno

$$(3.7.40b) \quad R_u = r_B + r_\pi / [1 + \frac{r_\pi (1 + g_m r'_C)}{r_\mu + r'_C}]$$

Posle zanemarivanja dobija se

$$(3.7.40c) \quad R_u \approx r_B + r_\pi / [1 + g_m r_\pi r'_C / r_\mu] \approx r_B + r_\pi$$

Pri određivanju naponskog pojačanja koristimo

$$(3.7.41a) \quad A = \frac{V_p}{V_g} = \frac{V_p}{(R_g + R_u) J_g} = \frac{Z_T}{R_g + R_u}$$

Posle smene (3.7.38) i (3.7.40) dobija se

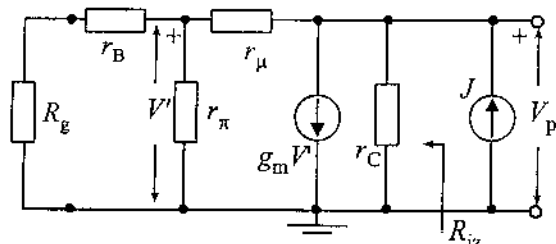
$$(3.7.41b) \quad A = -\frac{r_\pi r'_C (g_m r_\mu - 1)/(r'_C + r_\mu)}{r_\pi + (R_g + r_B) [1 + \frac{(g_m r'_C + 1) r_\pi}{r'_C + r_\mu}]}$$

što posle zanemarivanja daje

$$(3.7.41c) \quad A \approx -\frac{(g_m r_\pi) r'_C}{r_\pi + (R_g + r_B) [1 + (g_m r_\pi) r'_C / r_\mu]}$$

ili

$$(3.7.41d) \quad A \approx -\frac{(g_m r_\pi) r'_C}{R_g + r_B + r_\pi}$$



Slika 3.7.6 Određivanje izlazne otpornosti osnovnog pojačavača sa zajedničkim emitorom

Za određivanje izlazne otpornosti korišćemo kolo sa Sl. 3.7.6. Za ovo kolo važi sledeći sistem jednačina

$$(3.7.42) \quad \left(\frac{1}{R_g + r_B} + \frac{1}{r_\pi} \right) \cdot V' + \frac{1}{r_\mu} (V' - V_p) = 0$$

$$-\frac{1}{r_\mu} (V' - V_p) + g_m V' + \frac{1}{r_C} V_p = J.$$

Posle rešavanja i sređivanja dobija se

$$(3.7.43a) \quad R_{iz} = \frac{J}{V_p} = \frac{1}{r_C} + \frac{1}{r_\mu} \left[1 + \frac{g_m r_\mu - 1}{1 + r_\mu \left(\frac{1}{R_g + r_B} + \frac{1}{r_\pi} \right)} \right]$$

ili

$$(3.7.43b) \quad R_{iz} \approx \frac{1}{r_C} + \frac{1}{r_\mu} \left(1 + \frac{g_m}{1 + r_\mu / r'_\pi} \right) \approx \frac{1}{r_C},$$

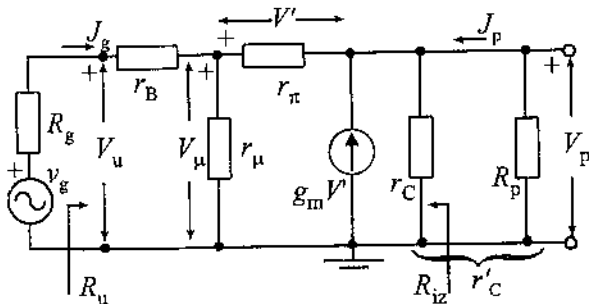
gde je $r'_\pi = r_\pi \parallel (R_g + r_B)$.

3.7.4.2 Osnovni pojačavač sa zajedničkim kolektorom

Na srednjim frekvencijama, posle smene modela sa Sl. 3.7.4a u kolo pojačavača sa Sl. 3.6.7c, nastaje ekvivalentno kao na Sl. 3.7.7.

I ovde, kao i kod pojačavača sa zajedničkim emitorom, da bi pojednostavili analizu, najpre ćemo odrediti strujno pojačanje $A_s = J_p / J_g$ tako što ćemo pretpostaviti da se kolo pobuđuje strujom J_g . Važi sledeći sistem jednačina potencijala čvorova:

$$(3.7.44) \quad \begin{aligned} V_\mu / r_\mu + V' / r_\pi &= J_g \\ -V' / r_\pi - g_m V' + V_p / r_C &= 0 \\ V' &= V_\mu - V_p. \end{aligned}$$



Slika 3.7.7 Ekvivalentno kolo osnovnog pojačavača sa zajedničkim kolektorom

Rešavanjem ovog sistema dobija se transimpedansa

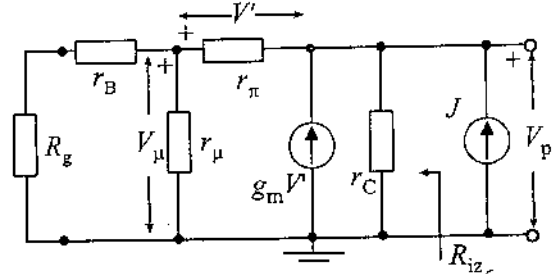
$$(3.7.45) \quad Z_T = \frac{V_p}{J_g} = \frac{(g_m r_\pi + 1) r'_C}{1 + [r_\pi + (g_m r_\pi + 1) r'_C] / r_\mu}$$

Na osnovu ovog za strujno pojačanje dobijamo

$$(3.7.46a) \quad A_s = \frac{J_p}{J_g} = \frac{-V_p / R_p}{J_g} = \frac{-(g_m r_\pi + 1) r_C / (r_C + R_p)}{1 + [r_\pi + (g_m r_\pi + 1) r'_C] / r_\mu}$$

ili

$$(3.7.46b)$$



Slika 3.7.8 Određivanje izlazne otpornosti osnovnog pojačavača sa zajedničkim kolektorom

$$A_s \approx -(g_m r_\pi) r_C / (r_C + R_p).$$

Dalje, za ulaznu otpornost, važi

$$(3.7.47a) \quad R_u = \frac{V_u}{J_g} = \frac{r_B J_g + V_\mu}{J_g} = r_B + \frac{V_\mu}{J_g},$$

tako da se posle rešavanja (3.7.44) po V_μ , dobija

$$(3.7.47b) \quad R_u = r_B + \frac{r_\mu}{r_\pi + r_\mu} \left[r_\pi + \frac{(1 + g_m r_\pi) r'_C}{1 + \frac{(1 + g_m r_\pi) r'_C}{r_\mu}} \right]$$

ili, približno,

$$(3.7.47a) \quad R_u = r_B + r_\pi + (1 + g_m r_\pi) r'_C.$$

Za određivanje izlazne otpornosti upotrebicemo kolo sa Sl. 3.7.8. Za ovo kolo važi sledeći sistem jednačina potencijala čvorova:

$$(3.7.48) \quad \begin{aligned} V_\mu / r'_\mu + V' / r_\pi &= 0 \\ -V' / r_\pi - g_m V' + V_p / r_C &= J \end{aligned}$$

gde je $r'_\mu = r_\mu \parallel (r_B + R_g)$.

Rešavanjem ovog sistema dobija se

$$(3.7.49) \quad R_{iz} = \frac{V_p}{J} = r_C \parallel \frac{r'_\mu + r_\pi}{1 + g_m r_\pi} \approx \frac{R_g + r_B + r_\pi}{1 + g_m r_\pi}$$

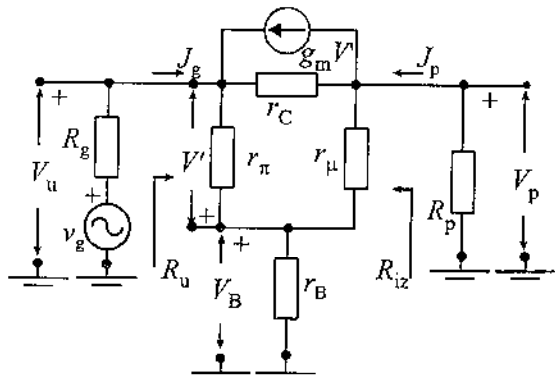
3.7.4.3 Osnovni pojačavač sa zajedničkom bazom

Na srednjim frekvencijama, posle smene modela sa Sl. 3.7.4a u kolo pojačavača sa Sl. 3.6.7b, nastaje ekvivalentno kao na Sl. 3.7.9. Ponovo, da bi pojednostavili analizu, najpre ćemo odrediti strujno pojačanje $A_s = J_p / J_g$ tako što ćemo pretpostaviti da se kolo pobuđuje strujom J_g . Važi sledeći sistem jednačina potencijala čvorova:

$$(3.7.50) \quad \begin{aligned} -\frac{V'}{r_\pi} - g_m V' + \frac{V_u - V_p}{r_C} &= J_g \\ \frac{V'}{r_\pi} + \frac{V_B}{r_B} + \frac{V_B - V_p}{r_\mu} &= 0 \\ -\frac{V_u - V_p}{r_C} + g_m V' - \frac{V_B - V_p}{r_\mu} + \frac{V_p}{R_p} &= 0 \\ V' &= V_B - V_u \end{aligned}$$

Analizom električne šeme modela kao i sistema (3.7.50) zaključujemo da kolo sadrži tri čvora i da će izvođenje izraza u zatvorenom obliku biti suviše složeno i nepregledno. Zato ćemo na samom startu da uvedemo pretpostavku da je r_μ dovoljno velika otpornost da možemo da je smatramo beskonačnom. Naime, uticaj ove otpornost treba da posmatramo najpre u paraleli sa Miller-ovom otpornošću na izlazu: $-A r_C / (1-A)$. Pošto je moduo ovog broja znatno manji od r_μ lako zaključujemo o zanemarivanju. Dalje, ako posmatramo prenos signala u inverznom smeru preko razdelnika $r_\mu - r_B$, lako zaključujemo da je neznatan u odnosu na prenos signala preko razdelnika $r_C - r_\pi$. Sve to opravdava predloženo zanemarivanje. Sa ovom pretpostavkom umesto (3.7.50), biće

$$(3.7.51) \quad \begin{aligned} -\frac{V'}{r_\pi} - g_m V' + \frac{V_u - V_p}{r_C} &= J_g \\ -\frac{V_u - V_p}{r_C} + g_m V' + \frac{V_p}{R_p} &= 0 \\ V' &= -r_\pi V_u / (r_\pi + r_B). \end{aligned}$$



Slika 3.7.9 Ekvivalentno kolo osnovnog pojačavača sa zajedničkom bazom

Rešavanjem ovog sistema, najpre, nalazimo transimpedansu kao

$$(3.7.52a) \quad Z_T = \frac{V_p}{J_g} = \frac{R_p}{1 + (r_C + R_p) / R_0}$$

ili

$$(3.7.52b) \quad Z_T \approx \frac{R_p}{1 + 1 / (g_m r_\pi)} \approx R_p,$$

gde je uvedeno $R_0 = r_\pi + r_B + (g_m r_\pi) r_C$.

Za strujno pojačanje se lako dobija

$$(3.7.53a) \quad \begin{aligned} A_s &= \frac{J_p}{J_g} = \frac{-V_p / R_p}{J_g} = -\frac{Z_T}{R_p} = \\ &= -1 / [1 + (r_C + R_p) / R_0] \end{aligned}$$

ili

$$(3.7.53b) \quad A_s \approx \frac{-g_m r_\pi}{1 + g_m r_\pi}.$$

Ulaznu otpornost dobijamo posle ponovnog rešavanja sistema (3.7.51):

$$(3.7.54) \quad R_u = \frac{V_u}{J_g} = \frac{(r_\pi + r_B)(r_C + R_p)}{R_p + r_C + R_0} \approx \frac{r_\pi + r_B}{1 + g_m r_\pi}.$$

Sada se za naponsko pojačanje od ulza do potrošača dobija:

$$(3.7.55) \quad A = \frac{V_p}{V_u} = \frac{R_p}{r_C + R_p} \frac{R_0}{r_\pi + r_B} \approx \frac{g_m r_\pi R_p}{r_\pi + r_B},$$

a za ukupno naponsko pojačanje:

$$(3.7.55a) \quad \begin{aligned} A_u &= \frac{V_p}{V_g} = \\ &= \frac{R_p R_0}{R_g (R_p + r_C + R_0) + (r_\pi + r_B)(r_C + R_p)} \end{aligned}$$

ili

$$(3.7.55a) \quad A_u \approx \frac{R_p}{R_g + (r_\pi + r_B) / (g_m r_\pi)}.$$

Može se uočiti dramatičan uticaj otpornosti generatora na ukupno naponsko pojačanje. Razlog tome je veoma mala ulazna otpornost ovog pojačavača.

Za određivanje izlazne otpornosti biće upotrebjeno kolo sa Sl. 3.7.10. Ovde se odmah smatra da je r_μ suviše veliko i nije uzeto u razmatranje. Važi sledeći sistem jednačina

$$(3.7.56) \quad \begin{aligned} \left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{r_B + r_\pi} \right) V_u - g_m V' + \frac{V' - V_p}{r_C} &= 0 \\ -\frac{V' - V_p}{r_C} + g_m V' &= J \\ V' &= -r_\pi V_u / (r_\pi + r_B). \end{aligned}$$

Rešavanjem ovog sistema po V_p dobijamo izlaznu otpornost kao

$$(3.7.57a) \quad R_{iz} = V_p / J = r_C + R_0 R_g / (R_g + r_B + r_\pi),$$

gde je i dalje $R_0 = r_\pi + r_B + (g_m r_\pi) r_C$.

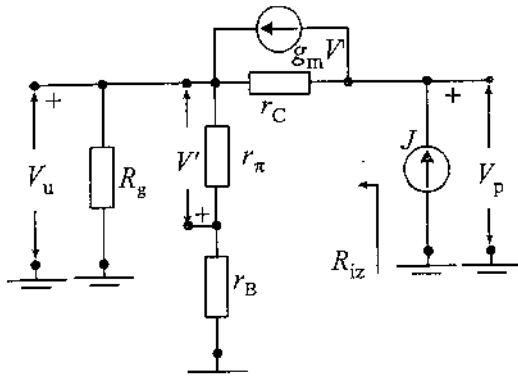
Posle zanemarivanja dobija se

$$(3.7.57b) \quad R_{iz} = r_C + [1 + g_m r_\pi R_g / (R_g + r_B + r_\pi)].$$

3.7.5 Primer primene hibridnog π -modela

Analiza osnovnih i drugih pojačavača na visokim frekvencijama biće data nešto kasnije u ovom poglavlju. Ovde će, ilustracije radi, ali i radi sagledavanja

načina primene hibridnog π -modela, biti prikazana primena ovog modela na primeru osnovnog pojačavača sa zajedničkim emitorom. Električna šema ovakvog kola bi odgovarala onoj sa Sl. 3.7.2 s tim što bi se paralelno sa r_C pojavilo još i R_C .



Slika 3.7.10 Određivanje izlazne otpornosti osnovnog pojačavača sa zajedničkom bazom

Ako uvedemo $A' = V_{CE}/V'$, na osnovu Miller-ove teoreme dobija se ekvivalentno kolo sa Sl. 3.7.11. Ovo kolo je relativno složeno s obzirom da generiše dva pola u izrazu za pojačanje pojačavača. Oni se odnose na vremenske konstante ulazne i izlazne kapacitivnosti.

Ovde će biti uzeto u račun da u većini praktičnih situacija izlazna vremenska konstanta je zanemariva u odnosu na ulaznu, odnosno odgovarajući visokofrekventni pol je nedominantan. Ova pretpostavka se objašnjava činjenicom da je $|A'| \gg 1$ što treba očekivati od pojačanja pojačavača sa zajedničkim emitorom. Ako se računa sa niskim frekvencijama i za $r_C \gg R_C$ dobijamo

$$(3.7.37) \quad A' = g_m R_C$$

Za $g_m = 50 \text{ mS}$ i $R_C = 2 \text{ k}\Omega$ dobijamo $A' = 100$. Pored ovog, možemo uzeti u račun i da je $r_\mu / (1 - A') \gg r_\pi$ tako da se kolo sa Sl. 3.7.11 može aproksimirati kolom sa Sl. 3.7.12. Sada važi

$$(3.7.38) \quad C_{ek} = C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_C).$$

Ovo kolo se često naziva *unilateralizovanim* ekvivalentnim kolom osnovnog pojačavača sa zajedničkim emitorom. Njegova važnost je ograničena na frekvencije kada je imaginarni deo ulazne admitanse narednog stepena dovoljno mali tako da bude zanemariv u odnosu na realni (ovaj poslednji je ovde prikazan kroz $1/R_C$)

Ulazna admitansa pojačavača sa zajedničkim emitorom sada može da se aproksimira izrazom

$$(3.7.39) \quad Y_u = Y' / (1 + r_B Y')$$

gde je

$$(3.7.40) \quad Y' = (1 + j\omega r_\pi C_{ek}) / r_\pi.$$

Ukupno pojačanje je

$$(3.7.41) \quad A = \frac{V_{CE}}{V_{BE}} = \frac{-(g_m r_\pi) R_C / (r_\pi + r_B)}{1 + j\omega C_\pi [r_\pi r_B / (r_\pi + r_B)]}$$

Iz ovog izraza lako zaključujemo da je gornja granična frekvencija osnovnog pojačavača sa zajedničkim emitorom koji se pobuđuje idealnim naponskim generatorom i pri otpornom opterećenju, određena vremenskom konstantom kondenzatora C_π i data sa

$$(3.7.42) \quad f_v = 1 / [2\pi \cdot C_\pi (r_B \parallel r_\pi)].$$

3.8 LINEARNI MODEL FETA

Na Sl. 3.8.1 prikazan je osnovni pojačavač sa JFET-om u spoju sa zajedničkim sorsom. Spoj gejtsors je inverzno polarisan tako da je struja gejta jednaka nuli. Zato se primenom (3.5.36) i (3.5.37) za y-model aktivnog elementa dobija

$$(3.8.1) \quad J_G = 0$$

$$(3.8.2) \quad J_D = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} V_{GS} + \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} V_{DS}.$$

Ako se u (3.8.2) umesto parcijalnih izvoda izlaznih karakteristika uvedu karakteristični parametri JFET-a (1.4.24) i (1.4.25), poslednja jednačina transformiše se u

$$(3.8.3) \quad J_D = S \cdot V_{GS} + \frac{1}{R_i} V_{DS}$$

koja, kako je ranije rečeno, predstavlja osnovnu jedinačinu pojačanja.

Poredjenjem sistema (3.5.36) i (3.5.37) i sistema (3.8.1) i (3.8.3), možemo odrediti y-parametre linearnog modela JFET-a:

$$(3.8.4) \quad y_{11} = 0$$

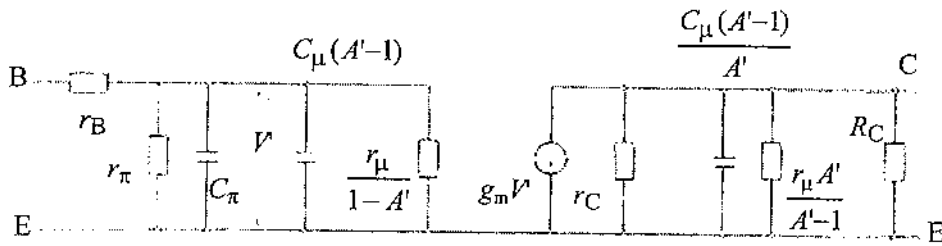
$$(3.8.5) \quad y_{12} = 0$$

$$(3.8.6) \quad y_{21} = S$$

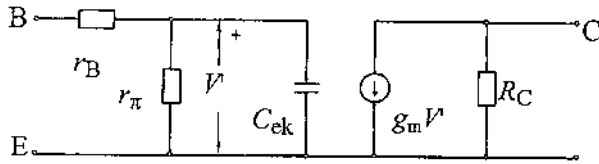
$$(3.8.7) \quad y_{22} = 1 / R_i.$$

Električno kolo koje predstavlja model JFET-a prikazano je na Sl. 3.8.2a. Na Sl. 3.8.2b prikazan je i ekvivalentni model koji sadrži kontrolisani naponski generator. JFET je predstavljen strujnim generatorom kontrolisanim naponom ($S V_{GS}$) odgovarajućom izlaznom otpornošću (R_i) ili naponskim generatorom kontrolisanim naponom (μV_{GS}) i istom izlaznom otpornošću.

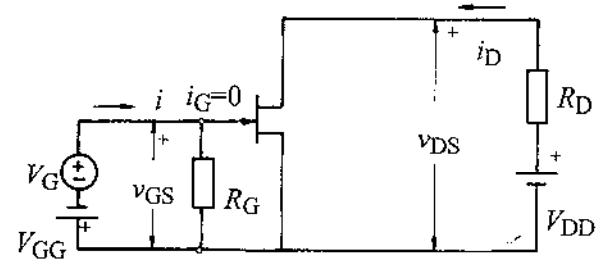
Prirodno, pretpostavka da ne teče struja gejta nije potpuno tačna. Vrednost otpornosti izmedju gejta i sorsa je reda $10^8 \Omega$ kod JFET-a i $10^{14} \Omega$ kod MOSFET-a. Za eventualna tačnija izračunavanja ove otpornosti mogu se priključiti izmedju gejta i sorsa. Napomenimo još da su izostavljene kapacitivnosti tranzistora. O njima će biti više reči kod razmatranja ponašanja FET-a na visokim frekvencijama.



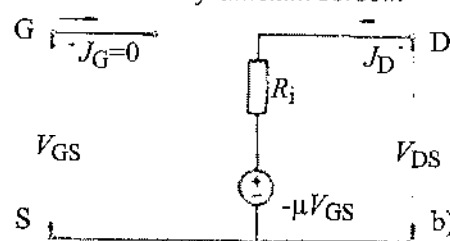
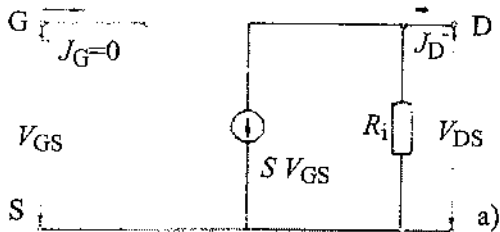
Sl. 3.7.11 Transformisano hibridno π -kolo



Sl. 3.7.12 Unilateralizovan osnovni pojačavač sa zajedničkim emitorom



Sl. 3.8.1 Osnovni pojačavač sa JFET-om u sprezi sa zajedničkim sorsom



Sl. 3.8.2 Model JFET-a, a) strujni, b) naponski

3.8.1 Analiza različitih konfiguracija osnovnog pojačavačkog stepena

U ovom odeljku biće izvedena analiza svih triju konfiguracija osnovnog pojačavača sa JFET-om. Kao rezultat dobiće se izrazi koji opisuju osnovne pojačavače kao četvoropole. I ovde, kao i kod osnovnih pojačavača sa BJT-om, biće razmatrana uglavnom principijelne šeme pojačavača tako da će dobijeni rezultati da budu vezani za osobine tranzistora sa uprošćenim električnim okruženjem i biće označene oznakom T.

Struja potrošača je

$$(3.8.8) \quad J_D = S \cdot V_{GS} \frac{R_i}{R_i + R_D} = \frac{\mu}{R_i + R_D} V_{GS}$$

Napon na potrošaču je

$$(3.8.9) \quad V_D = -R_D J_D$$

pa se za pojačanje dobija

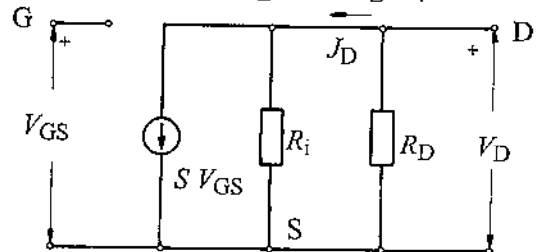
$$(3.8.10a) \quad A'_T = \frac{V_D}{V_G} = A_T = \frac{V_D}{V_{GS}} = -\frac{\mu R_D}{R_i + R_D}$$

ili

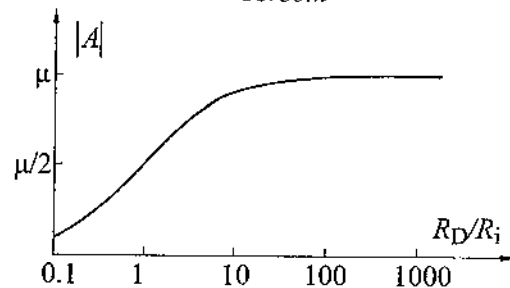
$$(3.8.10b) \quad A'_T = -\frac{S R_D}{1 + R_D / R_i} = -\frac{\mu}{1 + R_i / R_D}$$

Pojačanje je negativan broj jer su naponi V_{GS} i

V_D suprotni po fazi. Kada je potrošač čisto otporan, stepen sa zajedničkim sorsom unosi fazni pomeraj od 180° između izlaznog i ulaznog napona.



Sl. 3.8.3 Ekvivalentno kolo stepena sa zajedničkim sorsom



Sl. 3.8.4 Zavisnost pojačanja od odnosa R_D/R_i

Iz (3.8.10) vidimo da je μ najveća moguća vrednost pojačanja. Koliko će biti naponsko pojačanje pojačavača u odnosu na koeficijent naponskog