

pojačanja zavisi od odnosa R_D i R_i . Na Sl. 3.8.4 prikazana je zavisnost modula pojačanja od odnosa R_D/R_i . Za $R_i \ll R_D$ pojačanje je približno jednako koeficijentu naponskog pojačanja μ . Ako je pak $R_i \gg R_D$ pojačanje postaje

$$(3.8.11) \quad A_T = -S \cdot R_D.$$

Realna je situacija u pojačavaču sa diskretnim komponentama da je $R_i \gg R_D$, tako da je pojačanje znatno manje od μ odnosno dato je sa (3.8.11).

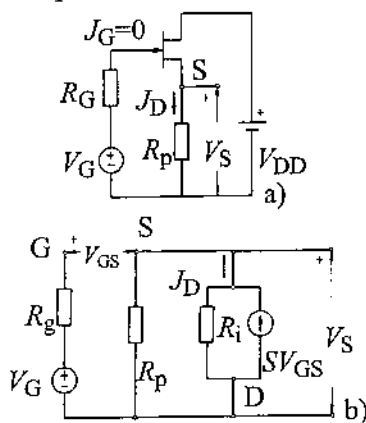
Ulazna otpornost tranzistora praktično je beskonačna s obzirom da smo zanemarili struju gejta. Ulaznu otpornost pojačavača određuje R_G .

Izlazna otpornost pojačavača sa zajedničkim sorsom, merena između drejna i sorsa, jednaka je unutrašnjoj otpornosti tranzistora. To se lako uočava ako se ima u vidu da prilikom određivanja izlazne otpornosti pobudni generator treba da se kratko spoji. Pod tim uslovom bilo bi $V_{GS} = 0$ pa je

$$(3.8.12) \quad R_{izT} = V_D / J_D = R_i.$$

Slično pojačavaču sa zajedničkim emitorom, pojačavač sa zajedničkim sorsom se najčešće koristi u odnosu na ostale konfiguracije sa FET-om. On ima veliko pojačanje napona i veliku izlaznu i ulaznu otpornost. Pojačanje struje u ovom slučaju nema smisla, s obzirom da je $J_G = 0$. Treba napomenuti da ako je $R_i \gg R_D$ pojačavač sa zajedničkim sorsom se ponaša kao pojačavač napona u struju odnosno kao transkonduktanski pojačavač.

Pojačavač sa zajedničkim drejnom prikazan je na Sl. 3.8.5a. Izostavljeno je kolo za polarizaciju gejta koje je prikazano na Sl. 2.2.8a s obzirom da ovo kolo ne utiče na naizmenični napon na gejtu. Na Sl. 3.8.5b prikazano je ekvivalentno kolo.



Sl. 3.8.5 Osnovni pojačavač u sprezi sa zajedničkim drejnom (a) i ekvivalentno kolo (b)

Za ekvivalentno kolo mogu da se postave sledeće jednačine

$$(3.8.13) \quad \left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_i} \right) \cdot V_S - S \cdot V_{GS} = 0$$

$$(3.8.14) \quad V_{GS} = V_G - V_S = V_g - V_s.$$

Eliminacijom V_{GS} dobija se sledeći izraz za pojačanje

$$(3.6.15) \quad A_T = \frac{V_S}{V_g} = A_T = \frac{V_S}{V_G} = \frac{SR}{1+SR} = \frac{SR_i R_p}{R_i + R_p + SR_i R_p} = \frac{\mu R_p}{R_i + (\mu + 1)R_p} = \frac{\mu}{\mu + 1} \frac{R_p}{R_p + R_i / (\mu + 1)}$$

gde je uzeto $R = R_i R_p / (R_i + R_p)$.

Pojačanje pojačavača sa zajedničkim drejnom je pozitivan broj manji od jedinice. Ovaj pojačavač odgovara pojačavaču sa zajedničkim kolektorom. Za $\mu \gg 1$ dobija se

$$(3.8.16) \quad A_T = \frac{SR_p}{1+SR_p}$$

Ukoliko je R_p veće pojačanje će težiti jedinici.

Ako se na mestu R_p , u kolu sa Sl. 3.8.5b priključi generator struje J orijentisan ka sorsu i odredi V_S pod uslovom da je $V_g = 0$, dobija se izlazna otpornost pojačavača sa zajedničkim drejnom. Tada imamo

$$(3.8.17) \quad J = \frac{V_S}{R_i} - S V_{GS}$$

$$(3.8.18) \quad V_{GS} = V_G - V_S = 0 - V_S = -V_S.$$

Kombinacijom ovih dveju jednačina dobija se

$$(3.8.19) \quad R_{izT} = \frac{V_S}{J} = \frac{R_i}{1+S \cdot R_i} = \frac{R_i}{1+\mu} \approx \frac{1}{S}$$

Izraz (3.8.19) predstavlja izlaznu otpornost stepena sa zajedničkim drejnom levo od otpornosti potrošača. S obzirom da je μ veliki broj izlazna otpornost je mala. Tako, kao i stepen sa zajedničkim kolektorom, stepen sa zajedničkim drejnom može biti upotrebljen kao transformator impedansi, odnosno ugradjen između generatora velike otpornosti i malog potrošača.

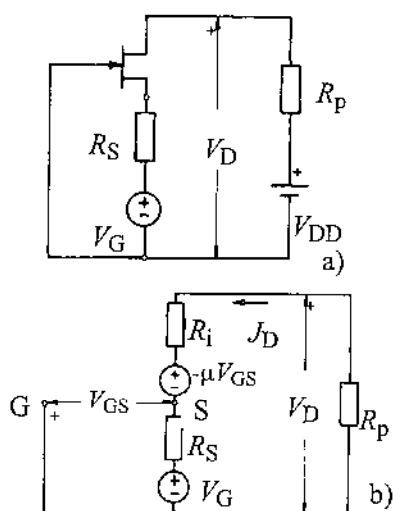
Principijelno i odgovarajuće ekvivalentno kolo pojačavača sa zajedničkim gejtom prikazana su na Sl. 3.8.6. Ovde je upotrebljen model JFET-a sa naponskim generatorom ne zato što je neophodno da se takav generator upotrebi ovde, već da bi se na jednom primeru pokazala njegova upotreba.

Za ovo kolo treba uzeti $V_{GS} = V_G - V_S = 0 - (J_D R_S + V_g)$. Analizom ekvivalentnog kola, dobija se

$$(3.8.20a) \quad A_T = \frac{V_D}{V_g} = \frac{(\mu + 1)R_p}{R_i + R_p + (\mu + 1)R_S}$$

Tabela 3.5 Pregled osobina osnovnih pojačavača sa FET-om

	Zajednički sors	Zajednički drejn	Zajednički gejt
A_T	$\frac{\mu R_p}{R_i + R_p}$	$\frac{\mu R_p}{R_i + (\mu + 1)R_p}$	$\frac{(\mu + 1)R_p}{R_i + R_p + (\mu + 1)R_S}$
R'_{ulT}	R_G	∞	$R_S + \frac{R_i + R_p}{\mu + 1}$
R_{izT}	R_i	$\frac{R_i}{1 + SR_i} = \frac{R_i}{\mu + 1}$	$R_i + (\mu + 1)R_S$



Sl. 3.8.6 Pojačavač sa zajedničkim gejtom (a) i ekvivalentno kolo (b)

$$(3.8.20b) \quad A_T = \frac{V_D}{V_S} = \frac{(\mu + 1)R_p}{R_i + R_p}$$

$$(3.8.21a) \quad R'_{ulT} = -\frac{V_g}{J_D} = R_S + \frac{R_i + R_p}{\mu + 1}$$

$$(3.8.21b) \quad R_{ulT} = -\frac{V_S}{J_D} = \frac{R_i + R_p}{\mu + 1}$$

$$(3.8.22a) \quad R_{izT} = V_D / J_D = R_i + (\mu + 1)R_S$$

$$(3.8.22b) \quad R'_{izT} = R_p \parallel R_{izT}$$

Ukoliko bi se umesto naponskog koristio strujni model tranzistora, za kolo sa Sl. 3.8.6b, nastao bi sledeći sistem jednačina po naponima čvorova:

$$(3.8.23) \quad \begin{cases} \left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i}\right)V_S - SV_{GS} - \frac{V_D}{R_i} - \frac{V_g}{R_g} = 0 \\ -\frac{V_S}{R_i} + \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_p}\right)V_D + SV_{GS} = 0 \\ V_{GS} = -V_S \end{cases}$$

Rešenjem ovog sistema dobijaju se rezultati identični sa onima koji su dobijeni upotrebom naponskog modela. Prilikom poredjenja ova dva postupka između ostalog treba uočiti i razliku u složenosti određivanja vrednosti V_{GS} .

Pojačavač sa zajedničkim gejtom ne unosi fazni pomeraj između ulaznog i izlaznog napona. Ulazna impedansa mu je mala (R_S pripada generatoru, μ je veliki broj, a $R_i \gg R_p$, pa je $R_{ulT} = 1/S$), a izlazna impedansa velika. Stoga se ovaj pojačavač može primeniti kao transformator impedansi pri čemu je na ulazu prilagodjen maloj impedansi generatora, a na izlazu velikoj impedansi potrošača.

Preglednosti radi u Tabeli 3.5 dati su do sada izvedeni izrazi za naponska pojačanja i ulazne i izlazne otpornosti pojačavača sa FET-om.

Primer 3.23

Dat je JFET čiji su parametri u izabranoj radnoj tački izmereni kao $R_i = 100 \text{ k}\Omega$ i $S = 5 \text{ mA/V}$. Ako je otpornost generatora $R_g = 1 \text{ k}\Omega$, a otpornost potrošača $R_p = 2 \text{ k}\Omega$, izračunati brojne vrednosti izraza iz Tabele 3.5. Poznato je i $R_G = 1 \text{ M}\Omega$.

Rešenje:

Ako se za pojačavač sa zajedničkim gejtom R_S smatra otpornošću generatora, dobija se sledeća tabela.

Tabela P.3.23.1 Tipične vrednosti svojstava osnovnih pojačavača sa FET-om

	Zajednički sors	Zajednički drejn	Zajednički gejt
A_T	-9.8	0.907	1.66
A_T	-9.8	0.907	9.8
R'_{ulT}	1 M Ω	∞	1.2 k Ω
R_{ulT}	∞	∞	200 Ω
R'_{izT}	2 k Ω	180 Ω	2 k Ω
R_{izT}	100 k Ω	200 Ω	601 k Ω

Analizom ove tabele zaključujemo da pojačavač sa zajedničkim sorsom ima najveće naponsko pojačanje koje može da se dobije i kod pojačavača sa zajedničkim gejtom ali pod uslovom da se takav pojačavač pobuđuje idealnim naponskim generatorom.

S druge strane, brojna vrednost pojačanja pojačavača sa zajedničkim sorsom govori o tome da je pojačanje pojačavača sa JFET-om manje od odgovarajućeg pojačanja pojačavača sa bipolarnim tranzistorom. To je uglavnom razlog što bipolarni tranzistor uvek ima prednost kada se projektuju diskretni pojačavači. ✓

Generisani modeli JFET-a kao i rezultati analize osnovnih pojačavača sa JFET-om bez izmena se koriste i u slučaju pojačavača sa MOSFET-om ako je podloga tranzistora vezana za sors. To znači da i MOSFET ima tri priključka te da nema nikake razlike sem u brojnim vrednostima parametara modela. U integrisanim kolima, međutim, često se dešava da je podloga na različitom potencijalu od sorsa pa onda MOSFET postaje komponenta sa četiri kraja i kao polazište za generisanje linearnog modela treba uzeti (1.5.26), ili (1.5.28.a) odnosno (1.5.37) koje daju izraz za struju drejna i kolo modela sa Sl. 1.5.18b. Ako se izuzmu kondenzatori iz ovog kola, za srednje frekvencije, ostaje strujni generator I_D i dve diode koje su obično inverzno polarisane.

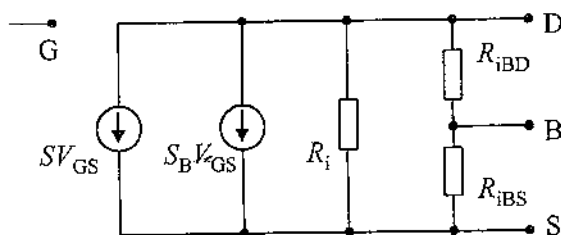
Postupak za generisanje modela se sada ponavlja. Naime model diode za naizmenične signale je njena unutrašnja otpornost. S obzirom da tranzistor sadrži dve diode, na Sl. 3.8.7, koja predstavlja model MOSFET-a za male signale, prikazane su dve otpornosti: R_{iBD} i R_{iBS} , za diodu između drejna i podloge i za diodu između sorsa i podloge, respektivno. Pri normalnoj polarizaciji ove otpornosti su vrlo velike i obično se izostavljaju.

Struja gejta je jednaka nuli i nema potrebe za modelovanjem njenog uticaja. Za struju drejna možemo da pišemo:

$$(3.8.24) \quad i_D = f(v_{GS}, v_{DS}, v_{BS}).$$

Saglasno ranijem postupku, posle određivanja totalnog diferencijala i smene priraštaja amplitudama naizmeničnih signala, nastaje sledeći izraz:

$$(3.8.25) \quad J_D = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} V_{GS} + \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} V_{DS} + \frac{\partial i_D}{\partial v_{BS}} V_{BS}.$$



Sl. 3.8.7 Linearni model MOSFET-a

Ako i sada, kao i ranije, uvedemo parametre modela

$$(3.8.26a) \quad S = \partial i_D / \partial v_{GS}$$

$$(3.8.26b) \quad S_B = \partial i_D / \partial v_{BS}$$

$$(3.8.26c) \quad 1/R_i = \partial i_D / \partial v_{DS}$$

amplituda naizmenične komponente struje drejna će biti data sa

$$(3.8.27) \quad J_D = S V_{GS} + S_B V_{BS} + \frac{1}{R_i} V_{DS}.$$

što je prikazano u linearnom modelu MOSFET-a sa Sl. 3.8.7.

Primer 3.24

Za jedan integrisani NMOS tranzistor kod koga je $L=10 \mu\text{m}$, $W=30 \mu\text{m}$, $\Phi_f=0.3 \text{ V}$, $t_{ox}=0.1 \mu\text{m}$ i $\lambda=0.02 \text{ V}^{-1}$, $B=0.5 \text{ V}^{-1}$ i $k'=16 \mu\text{A/V}$ pri $V_{SB}=2 \text{ V}$, $V_{DS}=5 \text{ V}$ i $I_D=100 \mu\text{A}$, iz (1.5.37) odrediti parametre modela tranzistora.

Rešenje:

Posle diferenciranja izračunavamo

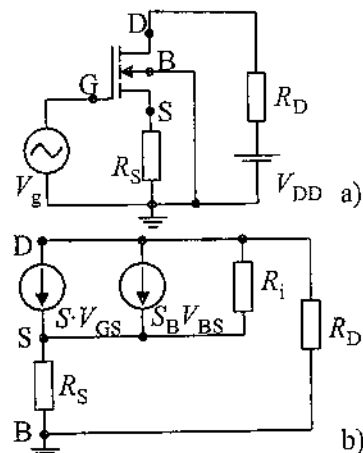
$$(3.8.28.a) \quad S = \sqrt{2k'I_D W/L} = 98 \mu\text{A/V},$$

$$(3.8.28.b) \quad S_B = \frac{B\sqrt{k'I_D W/L}}{\sqrt{2(2\Phi_f + V_{SB})}} = 15.2 \mu\text{A/V}$$

i

$$(3.8.28.b) \quad R_i = 1/(\lambda I_D) = 500 \text{ k}\Omega. \quad \checkmark$$

Radi ilustracije primene ovog modela biće izračunato pojačanje od gejta (ulaza) do potrošača za kolo sa Sl. 3.8.8a. Kolo sadrži otpornik u sorsu što je poznata tehnika polarizacije i temperaturske stabilizacije u diskretnim kolima. Podloga, međutim, sada je na potencijalu mase, a sors nije, pa mora da se koristi model sa Sl. 3.8.7. Ako se umesto tranzistora zameni model, imajući u vidu da su obe diode inverzno polarisane, nastaje ekvivalentno kolo sa Sl. 3.8.8b. Analizom ovog kola nastaje sledeći sistem jednačina:



Sl. 3.8.8 a) Osnovni pojačavač sa MOSFET-om i otpornikom u kolu sorsa, b) ekvivalentno kolo.

$$\frac{V_S}{R_i} + \frac{V_S}{R_S} - S \cdot V_{GS} - S_B V_{BS} - \frac{V_D}{R_i} = 0$$

$$(3.8.29) \quad S \cdot V_{GS} + S_B V_{BS} - \frac{V_S}{R_i} + \frac{V_D}{R_i} + \frac{V_D}{R_D} = 0$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_g - V_S$$

$$V_{BS} = V_B - V_S = -V_S.$$

Na osnovu ovog sistema dobija se sledeći izraz za pojačanje

$$(3.8.30a) \quad A_T = \frac{V_D}{V_g} =$$

$$= \frac{S R_i R_D}{R_D + R_i + R_S [1 + (S + S_B) R_i]}$$

Ovaj izraz omogućava procenu uticaja otpornika R_S i potencijala podloge na pojačanje pojačavača sa zajedničkim sorsom. Naime, pošto je $R_i \gg R_D, R_S$ za pojačanje može da se piše:

$$(3.8.30b) \quad A_T = -\frac{S \cdot R_D}{1 + (S + S_B) R_S},$$

pa zaključujemo da usled S_B pojačanje biva smanjeno s tim što je smanjenje delimično maskirano velikom vrednošću S . Sabirak $S \cdot R_S$ u imeniocu, međjutim, može znatno da smanji vrednost pojačanja. Ako je R_S istog reda veličine kao i R_D vrednost pojačanja postaje po modulu manja od jedinice.

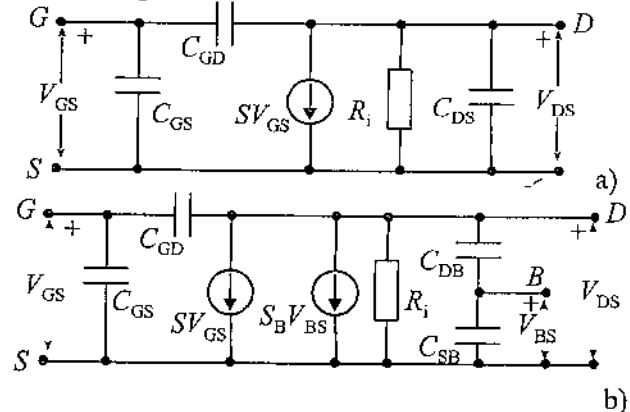
Najzad, prilikom razmatranja modela MOS tranzistora treba pomenuti i model MOSFET-a sa dva gejta. Drugi gejt kod ove komponente obično je na fiksnom potencijalu tako da kada je sors uzemljen i za ovaj tranzistor važi model sa Sl. 3.8.2.a. Ukoliko je međjutim jedna od ovih elektroda (drugi gejt ili sors) na promenljivom potencijalu onda je struja drejna funkcija i potencijalne razlike izmedju ovih dveju elektroda pa se model proširuje još jednim strujnim generatorom kao na Sl. 3.8.7 s tim što umesto $S_B V_{BS}$ treba da stoji $S_{G2} V_{G2S}$, gde je V_{G2S} naizmenični napon izmedju drugog gejta i sorsa. Pri tome se pretpostavlja da je MOSFET sa dva gejta diskretna komponenta te da je podloga vezana za sors. Ukoliko to nije slučaj strujni generator $S_{G2} V_{G2S}$ se naprosto dodaje kolu sa Sl. 3.8.7, a $S_B V_{BS}$ se ne isključuje. Inače, grubom procenom na osnovu Sl. 1.5.19, dobijaju se sledeće približne vrednosti $S=10$ mA/V za $V_{DS}=15$ V i $V_{G2S}=4$ V, i $S_{G2}=0.25$ mA/V za isto V_{DS} i za $V_{GS}=0$ V.

3.8.2 Linearni model FET-a za visoke frekvencije

U odeljku 1.4.4 definisane su kapacitivnosti JFET-a: C_{GS} -kapacitivnost izmedju gejta i sorsa, C_{GD} -kapacitivnost izmedju gejta i drejna i C_{DS} -kapacitivnost

izmedju drejna i sorsa. Pri visokim frekvencijama dolazi do sprege (prenosa signala) izmedju priključaka FET-a preko ovih kapacitivnosti tako da model koji je do sada razmatran ne može tačno da simulira ponašanje tranzistora. Kada se kapacitivnosti uvedu u račun nastaje model čije je kolo prikazano na Sl. 3.8.9a.

Ako se uključe u račun i efekti višeg reda dobija se složeniji model koji je prikazan na Sl. 3.8.10. Ovaj model se uglavnom odnosi na diskretni JFET.

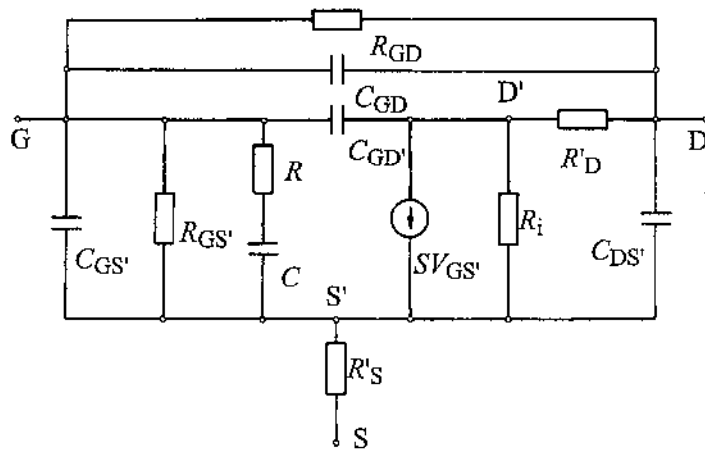


Sl. 3.8.9 Model FET-a za visoke frekvencije. a) JFET i slučaj MOSFET-a kada je sors vezan za podlogu, b) MOSFET

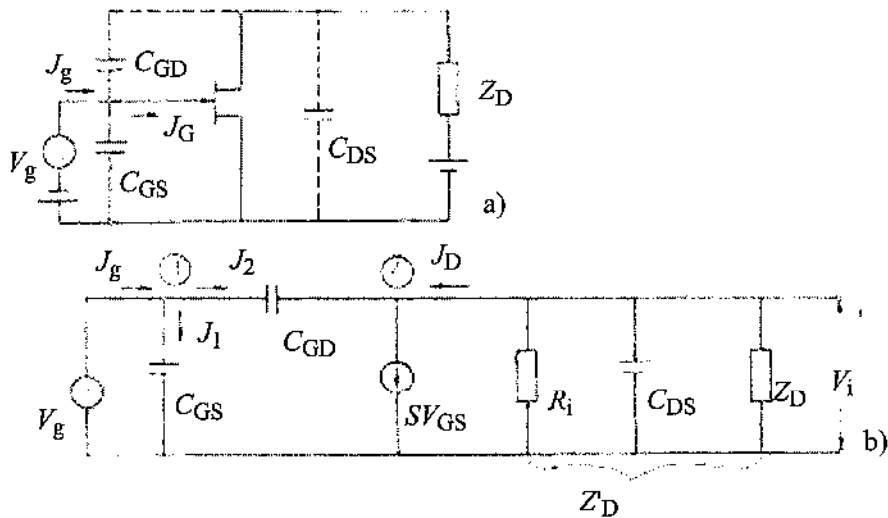
Razmotrimo najpre ulazni deo kola. Otpornost R_{GS} je cureća otpornost izmedju gejta i sorsa i njena vrednost je reda $10^8 \Omega$ za JFET i $10^{14} \Omega$ za MOSFET. RC kolo prikazano otpornikom R i kondenzatorom C predstavlja efekat konačnog vremena prostiranja naelektrisanja od sorsa do drejna. Naime, kada perioda signala postane meriva sa vremenom prelaska naelektrisanja od sorsa do drejna (ili obrnuto zavisno od tipa kanala) dolazi do redukcije pojačanja. RC kolom sa slike se redukuje ulazna impedansa JFET-a, a time i odnos ulazne impedanse i otpornosti generatora što ima za posledicu pad ukupnog pojačanja tranzistora (3.6.74).

Otpornost R_{GD} je cureća otpornost izmedju gejta i drejna i ima istu prirodu kao i R_{GS} , a kapacitivnost C_{GD} predstavlja parazitnu kapacitivnost izmedju uvođenika (žičica) gejta i drejna. Postoje još dve kapacitivnosti iste prirode, ali one nisu prikazani s obzirom da su male. Kapacitivnost C_{GD} , je takodje mala ali usled Miller-ovog efekta njen uticaj je značajniji.

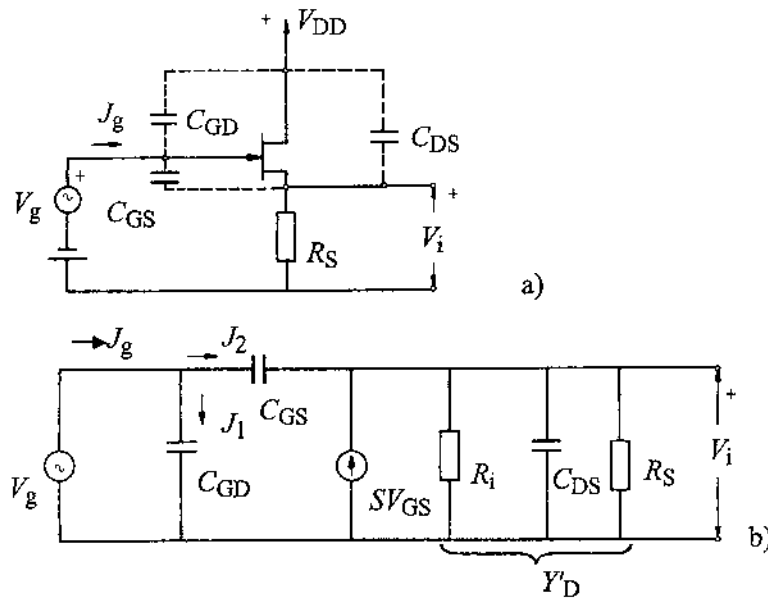
Sa Sl. 3.8.10 može se uočiti da su u ovom modelu uvedena dva interna čvora. Izmedju njih i spoljnih priključaka (sorsa i drejna) priključene su odgovarajuće otpornosti tela poluprovodnika od p-n spoja do omskog kontakta i otpornosti omskih kontakata za svaki priključak (R'_S i R'_D).



Sl. 3.8.10 Složeni linearni model JFET-a za visoke frekvencije



Sl. 3.8.11 (a) Osnovni pojačavač sa zajedničkim sorsom (b) odgovarajuće ekvivalentno kolo



Sl. 3.8.12 a) Osnovni pojačavač sa zajedničkim drejnom b) odgovarajuće ekvivalentno kolo

Najzad, kako je ranije rečeno, kod MOSFET-a, sors i drejn sa osnovom čine dva p-n spoja koji su (normalno) inverzno polarisani što je eksplicirano na Sl. 1.5.18b. Kada je osnova vezana za sors, što je naj-

češće slučaj, ostaje samo jedna dioda koja je vezana izmedju drejna i osnovne odnosno sorsa. Kapacitivnost ove diode (kapacitivnost prostornog naelektrisanja) prikazana je na Sl. 3.8.9a pomoću C_{DS} .

Kada podloga nije vezana za sors situacija se me-
nja utoliko što treba uvesti dva kondenzatora C_{DB} (iz-
među drejna i podloge) i C_{SB} između sorsa i podloge
kako je prikazano na Sl. 3.8.9b.

3.8.3. Primeri primene modela JFETa na visokim frekvencijama

Ilustracije radi linearni model JFET-a za visoke
frekvencije primenićemo za izračunavanje pojačanja i
ulazne admitanse (impedanse) osnovnog pojačavača
sa JFET-om u sprezi sa zajedničkim sorsom i zajed-
ničkim drejnom.

Ovakvo izračunavanje ne bi imalo naročiti značaj
za pojačavač sa zajedničkim gejtom zbog vrlo male
ulazne otpornosti tako da će uticaj parazitnih
kapacitivnosti na ulaznu admitansu biti primetan tek
pri vrlo visokim frekvencijama.

Na Sl. 3.8.11a prikazana je principijelna šema
osnovnog pojačavača sa JFET-om sa zajedničkim
sorsom, a na Sl. 3.8.11b njena ekvivalentna šema u
kojoj je FET zamenjen modelom sa Sl. 3.8.9a.

Na Sl. 3.8.11b sa $Z_D = 1/Y_D$ je označena ekvi-
valentna impedansa u izlaznom kolu koja se sastoji od
paralelne veze R_i , C_{DS} i Z_D . Z_D može da sadrži i
reaktivni deo.

Za čvor označen sa 2, ravnoteža struja je

$$(3.8.23) \quad J_2 + J_D + (-S \cdot V_{GS}) = 0$$

odnosno

$$(3.8.24) \quad j\omega C_{GD}(V_g - V_i) - Y'_D V_i - S V_g = 0.$$

Deobom zadnje jednačine sa V_g dobija se

$$(3.8.25) \quad j\omega C_{GD} - j\omega C_{GD} A_T - Y'_D A_T - S = 0.$$

Odavde se izračunava pojačanje pojačavača:

$$(3.8.26) \quad A_T = \frac{V_i}{V_g} = \frac{j\omega C_{GD} - S}{j\omega C_{GD} + Y'_D} = A_T + jA_j.$$

Zadnja jednačina pokazuje da je pojačanje komp-
leksna veličina, odnosno da sadrži svoj realni deo A_T i
imaginarni deo A_j . Realni deo pojačanja je negativan
broj jer, ako se zanemari uticaj impedansi, FET u
sprezi sa zajedničkim sorsom unosi fazni pomeraj od
 π . Treba primetiti da se pri niskim frekvencijama
($\omega \rightarrow 0$) izraz (3.8.26) svodi na ranije datu jednačinu
(3.8.10).

Za ravnotežu struja u čvoru 1, dobijamo

$$(3.8.27) \quad J_G = J_1 + J_2$$

odnosno

$$(3.8.28) \quad J_G = j\omega C_{GS} V_g + j\omega C_{GD}(V_g - V_i).$$

Deobom zadnje jednačine sa V_g dobijamo ulaznu
admitansu pojačavača sa zajedničkim sorsom

$$(3.8.29) \quad \frac{J_G}{V_g} = Y_{uT} = j\omega C_{GS} + j\omega C_{GD}(1 - A_T).$$

Smenom realnog i imaginarnog dela pojačanja u

zadnji izraz dobija se

$$(3.8.30) \quad Y_{uT} = \omega C_{GD} A_j + \\ + j\omega C_{GS} + C_{GD}(1 - A_T)].$$

Ulazna admitansa ima svoj imaginarni (ωC_u) i
realni ($1/R_u$) deo, tako da je:

$$(3.8.31) \quad C_u = C_{GS} + C_{GD}(1 - A_T).$$

$$(3.8.32) \quad R_u = 1/[\omega C_{GD} A_j]$$

Pošto je $A_T < 0$, ulazna kapacitivnost je znatno
povećana u odnosu na kapacitivnost C_{GS} .

Imaginarni deo pojačanja, kao što se može pokaza-
ti, biće pozitivan ako je impedansa Z_D kapacitivnog
karaktera i negativan ako je ta impedansa induktivnog
karaktera. U zavisnosti od toga ulazna otpornost može
biti pozitivna i negativna. Pozitivna ulazna otpornost
predstavlja potrošač i smanjuje ukupnu ulaznu
otpornost FET-a. Medjutim, negativna ulazna
otpornost predstavlja izvor energije u kolu između
gejta i zajedničkog sorsa.

Fizički to znači da se preko Miller-ove kapacitiv-
nosti (C_{GD}) sa izlaza pojačavača - drejna na ulaz po-
jačavača - gejt vraća signal koji ima isti fazni stav kao
pobudni napon V_g . Ako je ovaj vraćeni signal dovolj-
ne amplitude da zameni efekat pobude od strane
napona V_g na izlazu pojačavača će se generisati naiz-
menični signal i onda kada se pobudni napon V_g
ukloni. Tada nastaje samooscilovanje pojačavačkog
stepena. Frekvenciju ovih oscilacija određuju reak-
tance u kolu pojačavača. Ova pojava biće detaljno
razmotrena kasnije.

U slučaju pojačavača sa zajedničkim drejnom čija
je principijelna šema prikazana na Sl. 3.8.12a, a ekvi-
valentna šema na Sl. 3.8.12b, opasnost od samo-
oscilovanja je znatno smanjena, a ulazna impedansa
znatno povećana. No, pri tome, ne treba zaboraviti da
ovaj pojačavač ima naponsko pojačanje manje od je-
dinice.

Za pojačavač sa zajedničkim drejnom važi

$$(3.8.33) \quad j\omega C_{GS}(V_i - V_g) - S \cdot V_{GD} + Y'_D V_i = 0 \\ V_{GS} = V_g - V_i.$$

Posle rešavanja ovog sistema dobija se pojačanje

$$(3.8.34) \quad A_T = \frac{V_i}{V_g} = \frac{j\omega C_{GS} + S}{j\omega C_{GS} + Y'_D + S} = A_T + jA_j.$$

Ulazna admitansa pojačavača sa zajedničkim drej-
nom je

$$(3.8.35) \quad Y_{uT} = \frac{J_g}{V_g} = \frac{J_1 + J_2}{V_g}.$$

Kako je

$$(3.8.36) \quad J_1 = j\omega C_{GD} V_g$$

$$(3.8.35) \quad J_2 = j\omega C_{GS}(V_g - V_{SD}) = \\ = j\omega C_{GS} V_g (1 - A_T).$$

za ulaznu admitansu dobija se

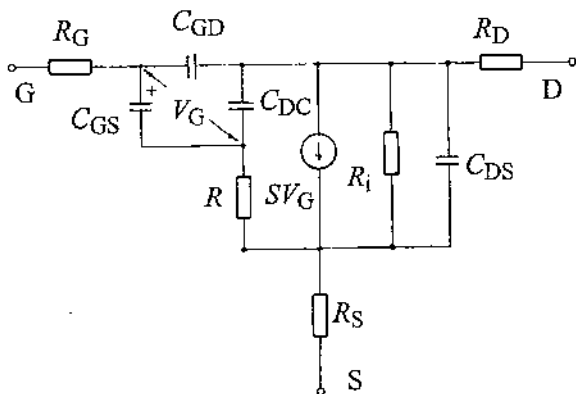
$$(3.8.37) \quad Y_{uT} = j\omega C_{GD} + j\omega C_{GS}(1 - A_T).$$

Kako je pojačanje pojačavača (A_T) sa zajedničkim drejnom manje, ali veoma blisko jedinici, ulazna admitansa praktično ima samo kapacitivni deo koji odredjuje Miller-ova kapacitivnost C_{GD} .

3.8.4 Linearni model MESFET-a

Ranije smo pokazali da su karakteristike MESFET-a vrlo slične sa karakteristikama FET-a uopšte pa ne postoji razlog da linearni model MESFET-a za niske frekvencije bude različit od onog sa Sl. 3.8.2.

Treba, međutim, imati na umu da je MESFET visokofrekventna komponenta tako da u frekvencijskom području primene obično ne zadovoljava ni model sa Sl. 3.8.9 već se koristi jedna modifikacija (varijanta) kola sa Sl. 3.8.10. Ona je prikazana na Sl. 3.8.13. Ovaj model je primenljiv i za frekvencije reda desetina GHz. Elementi u kolu odgovaraju onima sa Sl. 3.8.10 s tim što nisu prikazane spoljne parazitne kapacitivnosti. Pošto se radi sa vrlo visokim frekvencijama reaktanse kapacitivnosti su male tako da struja curenja gejta-sors postaje zanemarljiva. (R_{GS} je izostavljeno), a postaje značajan pad napona na telu provodnika gejta (R_{GG}) što je prikazano na slici. Tipične vrednosti parametara modela MESFET-a su: $S=30$ mS, $R_i=500$ Ω , $R=3$ Ω , $C=0.015$ pF, $C_{GS}=0.4$ pF, $C_{GD}=0.01$ pF, $C_{DS}=0.07$ pF, $R_G=2$ Ω , $R_S=5$ Ω i $R_D=5$ Ω . Ove veličine su dobijene pri $V_{DS}=5$ V, $V_{GS}=0$ V i $I_D=50$ mA.



Sl. 3.8.13 Linearni model MESFET-a

3.9 POJAČAVAČI SA RC SPREGOM

Posebnu klasu pojačavača napona čini ona vrsta pojačavača koja je namenjena pojačanju signala čija je frekvencija u području čujnih frekvencija. Ovakvi pojačavači se nazivaju niskofrekventnim (NF) ili audio pojačavači i njihov propusni opseg leži u području između 20 Hz i 20 KHz. Ova definicija je uslovna s obzirom da se nekad pod NF pojačavačima

podrazumevaju i oni specijalni slučajevi kada gornja granična frekvencija pojačavača može da bude i reda MHz. Sa stanovišta širine propusnog opsega niskofrekventni pojačavači su obično širokopojasni. U okviru propusnog opsega, u daljem tekstu, njegov donji deo biće karakterisan rečima: područje niskih frekvencija, srednji deo rečima: područje srednjih frekvencija, a gornji deo rečima: područje visokih frekvencija.

Najpre će biti ponovno razmotren kompletan skup osnovnih pojačavačkih stepena, ali sada sa potpunim električnim okruženjem na srednjim frekvencijama kao i sa kompletnom analizom na niskim i visokim frekvencijama. Zatim će biti razmotreni postupci analize višestepenih pojačavača kao i osobine dvostepenih pojačavača sa zajedničkim sorsom i zajedničkim emitorom. Ostale moguće kombinacije dvostepenih pojačavača biće razmotrene u drugim poglavljima saglasno njihovoj primeni.

Brojni primeri koji će biti navedeni odnose se na kola koja koriste bipolarni tranzistor BCY58 (parametri: $h_{11E}=2.7$ k Ω , $h_{12E}=1.5 \cdot 10^{-4}$, $h_{21E}=200$, $h_{22E}=18$ μ A/V, $g_m=77$ mA/V, $C_{B'C}=C_{\mu}=4$ pF, $C_{B'E}=C_{\pi}=45$ pF, $r_{B'E}=r_{\pi}=2.6$ k Ω , $r_{B'B}=r_b=100$ Ω , $r_{B'C}=r_{\mu}=17$ M Ω , $r_{CE}=r_C=56$ k Ω i $f_T=250$ MHz, u radnoj tački $I_C=10$ mA i $V_{CE}=5$ V) ili JFET 2N5163 (parametri: $I_{DSS}=14$ mA, $V_p=-3.7$ V, $S=5.5$ mA/V, $R_i=16.6$ k Ω , $C_{GS}=7.4$ pF, $C_{GD}=1.3$ pF, i $C_{DS} \approx 0$ pF, u radnoj tački sa $I_D=7$ mA i $V_{DS}=10$ V).

U narednom odeljku će biti izvedena analiza na niskim i visokim frekvencijama osnovnih pojačavačkih stepena. Pri tome će biti uzet u obzir doprinos kola za polarizaciju. Analiza na srednjim frekvencijama biće izvedena dva puta. Jednom će biti korišćen hibridni model, a zatim i hibridni- π model.

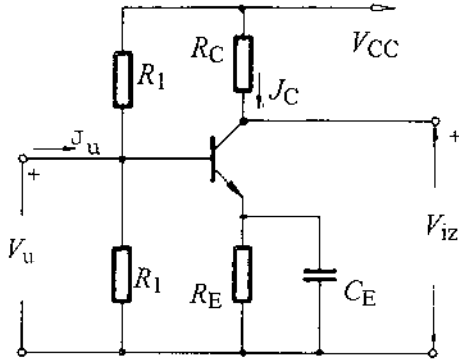
3.9.1 Osnovni pojačavač sa zajedničkim emitorom

na konfiguracija ovog pojačavačkog stepena prikazana na Sl. 3.9.1. Pri tome, pretpostavljeno je da se pojačavač direktno pobudjuje (unutrašnja otpornost generatora jednaka nuli) i da je izlaz na kolektoru tranzistora. Kondenzator C_E premošćuje, za naizmenični signal, otpornost R_E .

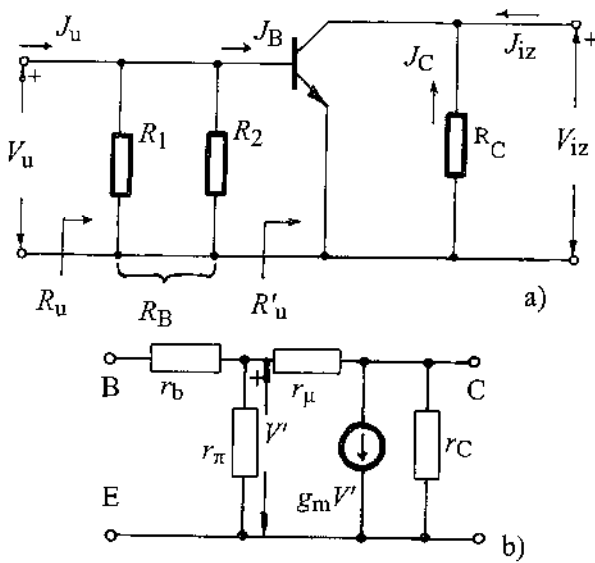
Razmotrimo najpre osobine ovog pojačavača na srednjim frekvencijama frekvencijskog područja koje je pojačavač namenjen. U ovom području važi (3.9.1) $R_E \gg 1/(\omega C_E)$,

što znači da se može smatrati da je reaktansa kondenzatora tako mala da se može zameniti kratkim spojem. Da bi se odredilo ponašanje pojačavača pri pobudi naizmeničnim signalom treba još da se uzme u obzir da je za ovaj signal otpornost baterije zane-

marivo mala pa se i baterija prikazuje kratkim spojem. Na taj način dobija se kolo za naizmenični signal koji pripada sredini propusnog opsega. Ovo kolo je prikazano na Sl. 3.9.2a. Treba imati u vidu da simbol za tranzistor koji je prikazan na ovoj slici nema više isti smisao kao i onaj na prethodnoj. Naime, sada ovaj simbol treba shvatiti kao oznaku da izmedju odgovarajućih priključaka treba zameniti linearni model tranzistora. Posle smene hibridnog modela lako dobijamo:



Sl. 3.9.1. Osnovni pojačavač sa zajedničkim emitorom ($V_{CC}=10\text{ V}$, $R_1=54\text{ K}\Omega$, $R_2=46\text{ K}\Omega$, $R_C=500\ \Omega$, $R_E=270\ \Omega$)



Sl. 3.9.2 Kolo za naizmenični signal a) i hibridni π -model za niske frekvencije b)

$$(3.9.2) \quad R'_u = \frac{h_{11E} + h_{21E} R_C}{1 + h_{22E} R_C} \approx h_{11E}$$

$$(3.9.3) \quad R_u = R'_u \parallel R_B = R_B R'_u / (R_B + R'_u)$$

$$(3.9.4) \quad A_s = \frac{J_C}{J_u} = \frac{J_C}{J_B} \cdot \frac{J_B}{J_u} = \frac{h_{21E}}{1 + h_{22E} R_C} \cdot \frac{R_u}{R'_u} \approx R_u h_{21E} / R'_u$$

ili

$$(3.9.5) \quad A_s = J_C / J_u \approx R_B h_{21E} / (R_B + h_{11E}),$$

$$(3.9.6) \quad A = V_{IZ} / V_u = -R_C A_s / R'_u = -\frac{R_C}{R'_u} \cdot \frac{h_{21E}}{1 + h_{22E} R_B} \approx -R_C h_{21E} / R'_u \approx -\frac{h_{21E}}{h_{11E}} \cdot R_C$$

$$(3.9.7) \quad R_{IZ} = \frac{V_{IZ}}{J_{IZ}|_{J_u=0}} = \frac{h_{11E} + R_B}{h_{22E} + h_{21E} R_B} \parallel R_C \approx \frac{1}{h_{22E}} \parallel R_C \approx R_C$$

Pri izvodjenju približnih izraza uzeto je $h_{22E} R_C \ll 1$ i $h_E R_C \ll h_{11E}$. Smenom brojnih vrednosti za pojačavač sa Sl. 3.9.1 dobijamo $R'_u=2.7\text{ k}\Omega$, $R_u \approx R'_u$, $A_s \approx 180$, $A=-37$ i $R_{IZ}=500\ \Omega$. Treba napomenuti da je izlazna otpornost pojačavača ovde izračunata smatrajući da se pojačavač pobudjuje idealnim strujnim generatorom J_u . Stoga $J_u=0$ u (3.9.7). Kada bi se smatralo da se pojačavač pobudjuje idealnim naponskim generatorom trebalo bi da stoji $V_u=0$, a u izrazu za izlaznu otpornost bilo bi $R_B=0$. Izabrani uslov ($J_u=0$) međjutim, obuhvata i realni generator (sa konačnim R_g) za obe vrste pobude time što zadržava R_B u izrazu za izlaznu otpornost. Naime, unutrašnja otpornost realnog generatora vezuje se paralelno sa R_B tako da se (3.9.7) može koristiti i u takvim slučajevima s tim što bi se umesto R_B stavila paralelna veza R_B i R_g .

Ako se umesto hibridnog modela upotrebi hibridni π -model sa Sl. 3.9.2b dobijaju se sledeći izrazi

$$(3.9.8) \quad R'_u = r_b + \frac{r_\pi (r_\mu + r'_c)}{r_\mu + r'_c + (1 + g_m r'_c) r_\pi} \approx r_b + r_\pi$$

$$(3.9.9) \quad R_u = r_{b1} \frac{r_\mu + r'_c + (1 + g_m r'_c) r'_b}{r_\mu + r'_c + (1 + g_m r'_c) r'_b} \approx r_{b1}$$

$$(3.9.10) \quad A_s = \frac{R_u}{R'_u} \frac{r'_c r_\pi (g_m r'_c - 1)}{R_C [r_\mu + r'_c + (1 + g_m r'_c) r_\pi]} \approx \frac{R_B}{R_B + r_b + r_\pi} \frac{g_m r'_c}{r'_c + R_C} \approx \frac{R_B g_m r_\pi}{R_B + r_\pi}$$

$$(3.9.11) \quad A = -R_C A_s / R'_u \approx -g_m r_\pi R_C / R'_u \approx -g_m R_C$$

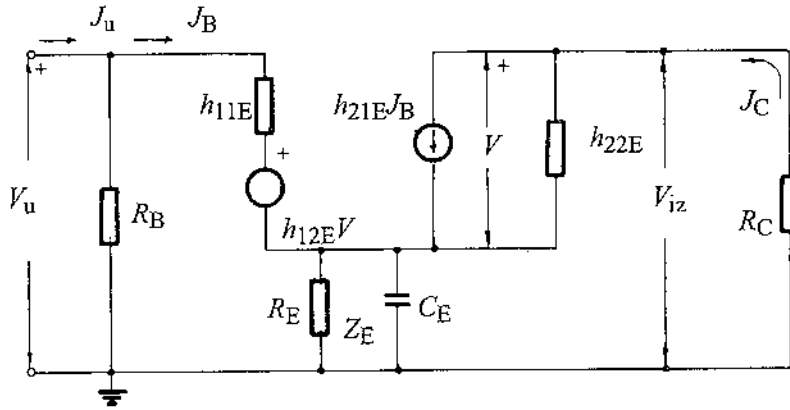
$$(3.9.12) \quad R_{IZ} = \frac{r'_c (r_\mu + r_{b2})}{r_\mu + r'_c + (1 + g_m r'_c) r_{b2}} \approx r'_c \approx R_C$$

pri čemu je upotrebljeno:

$$r_{b1} = R_B (r_b + r_\pi) / (R_B + r_b + r_\pi),$$

$$r_{b2} = (R_B + r_b) r_\pi / (R_B + r_b + r_\pi), \quad r'_b = r_b r_\pi / (r_b + r_\pi),$$

$r'_c = r_c R_C / (r_c + R_C)$, uslov da je r_μ mnogo veće od svih otpornosti u kolu, kao i uslov da je $r_c \gg R_C$.



Sl. 3.9.3 Ekvivalentno kolo osnovnog pojačavača sa zajedničkim emitorom na niskim frekvencija

Na niskim frekvencijama (ili, kada je frekvencija signala niska) impedansa kondenzatora C_E nije mala tako da se u kolu pojavljuje celokupna paralelna veza $R_E - C_E$, koja će biti označena sa Z_E . Za analizu pojačavača na niskim frekvencijama može poslužiti kolo sa Sl. 3.9.3. Očigledno, pojačanje sada postaje kompleksna veličina, a ulazna i izlazna otpornost postaju impedanse. Tačne vrednosti pojačanja i impedansi mogu da se odrede ako se u izrazima (3.9.2) - (3.9.7) umesto h_E parametara zamene modifikovani h_E parametri dati sa

$$(3.9.13) \quad h'_{11E} = h_{11E} + Z_E(1 + h_{21E}) \frac{1 - h_{12E}}{1 + Z_E h_{22E}} \approx h_{11E} + Z_E(1 + h_{21E})$$

$$(3.9.14) \quad h'_{12E} = \frac{h_{12E} + h_{22E} Z_E}{1 + h_{22E} Z_E} \approx h_{12E} + h_{22E} Z_E$$

$$(3.9.15) \quad h'_{21E} = \frac{h_{21E} - h_{22E} Z_E}{1 + h_{22E} Z_E} \approx h_{21E}$$

$$(3.9.16) \quad h'_{22E} = \frac{h_{22E}}{1 + h_{22E} Z_E} \approx h_{22E}$$

pri čemu je uzeto $h_{22E} Z_E \ll 1$ što je praktično uvek slučaj. Uzeto je i

$$(3.9.17) \quad Z_E = R_E \parallel \frac{1}{j\omega C_E} = \frac{R_E}{1 + j\omega C_E R_E}$$

Da bi pojednostavili analizu biće korišćeni aproksimativni izrazi za h'_E parametre i biće uzeto $h_{12E} \approx 0$. Tako, za ulaznu impedansu imamo (3.9.18a)

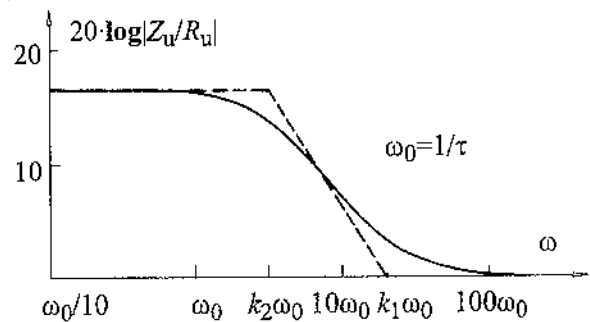
$$Z_{un} = \frac{R_B h_{11E}}{R_B + h_{11E}} \frac{1 + R_E \frac{1 + h_{21E}}{h_{11E}} + j\tau_E \omega}{1 + R_E \frac{1 + h_{21E}}{h_{11E} + R_B} + j\tau_E \omega} = R_u \cdot \frac{k_1}{k_2} \frac{1 + j\tau_E \omega / k_1}{1 + j\tau_E \omega / k_2} = R_u \cdot f_1(j\omega)$$

gde je

$$(3.9.18b) \quad \tau_E = R_E C_E, \quad k_1 = 1 + R_E(1 + h_{21E})/h_{11E},$$

$$(3.9.18c) \quad k_2 = 1 + R_E(1 + h_{21E})/(R_B + h_{11E}) \text{ i}$$

$$(3.9.18d) \quad f_1(\omega) = k_1(1 + j\omega\tau_E/k_1) \cdot k_2^{-1} (1 + j\omega\tau_E/k_2)^{-1}$$



Sl. 3.9.4 Zavisnost modula ulazne impedanse od frekvencije

Može se uočiti da na srednjim frekvencijama propusnog opsega ulazna impedansa teži svojoj nominalnoj vrednosti R_u . Na vrlo niskim frekvencijama ($\omega \rightarrow 0$) imamo

$$Z_{un}(j0) = \frac{R_B [h_{11E} + R_E(1 + h_{21E})]}{R_B + h_{11E} + R_E(1 + h_{21E})} > R_u$$

Ovde uočavamo da se paralelno otporniku R_B vezuje otpornik koji predstavlja rednu vezu h_{11E} i preslikane otpornosti iz emitora: $R_E(1 + h_{21E})$. Kada se zamene brojne vrednosti, za pojačavač sa Sl. 3.9.1, dobija se $Z_{un}(j0) = 20 \text{ k}\Omega$ što predstavlja znatno povećanje ulazne otpornosti. Na Sl. 3.9.4 je prikazana zavisnost ulazne impedanse od frekvencije u log-log razmeri zajedno sa asimptotskom aproksimacijom što u stvari predstavlja funkciju $f_1(j\omega)$. Imajući u vidu da je k_2/τ_E znatno manje od k_1/τ_E (što se vidi i sa Sl. 3.9.4) u najvećem delu karakteristike ulazne impedanse, sabirak $\omega\tau_E/k_1$ u brojiocu može se zanemariti pa je argument funkcije $f_1(j\omega)$ negativan što znači da je ulazna impedansa kapacitivnog karaktera.

Za strujno pojačanje na niskim frekvencijama dobija se

$$(3.9.19) \quad A_{sn} = \frac{R_B}{R_B + h'_{11E}} \frac{h'_{21E}}{1 + h'_{22E}R_C} \approx \frac{R_B}{R_B + h'_{11E}} h_{21E}$$

a za naponsko

$$(3.9.20a) \quad A_n = -R_C \frac{A_{sn}}{Z_{un}} = -\frac{R_C h'_{21E}}{h'_{11E}(1 + R_C h'_{22E})} \approx -\frac{R_C}{h'_{11E}} h_{21E} = A \frac{1 + j\tau_E \omega}{k_1(1 + j\tau_E \omega/k_1)} = A \cdot f_2(j\omega),$$

gde je k_1 kao i ranije, a

$$(3.9.20b) \quad f_2(j\omega) = \frac{1 + j\omega\tau_E}{k_1(1 + j\omega\tau_E/k_1)}$$

Analizom modula pojačanja na vrlo niskim frekvencijama dobijamo

$$(3.9.20c) \quad A_n(j0) = \frac{A}{k_1} = -\frac{R_C h_{21E}}{h_{11E} + R_E(1 + h_{21E})}$$

Imajući u vidu da je k_1 veće od jedinice, moduo pojačanja na nultoj frekvenciji manji je od modula pojačanja na srednjim frekvencijama. Za pojačavač sa Sl. 3.9.1 dobio bi se $A(j0) = -1.8$. Na Sl. 3.9.5 prikazana je zavisnost modula $f_2(j\omega)$ od frekvencije zajedno sa asimptotskom aproksimacijom. Lako se može uočiti da je k_1/τ_E mnogo veće od $1/\tau_E$ pa se na frekvencijama koje su bliske k_1/τ_E frekvencijski zavisni sabirak u brojiocu postaje mnogo veći od jedinice. Ako je tako, imajući u vidu izraz za pojačanje filtra propusnika visokih frekvencija (3.1.68) zaključujemo da je granična frekvencija pojačanja data sa

$$(3.9.20c) \quad f_n \approx \frac{\omega_g}{2\pi} = \frac{k_1}{2\pi\tau_E}$$

Za izlaznu impedansu na niskim frekvencijama imamo

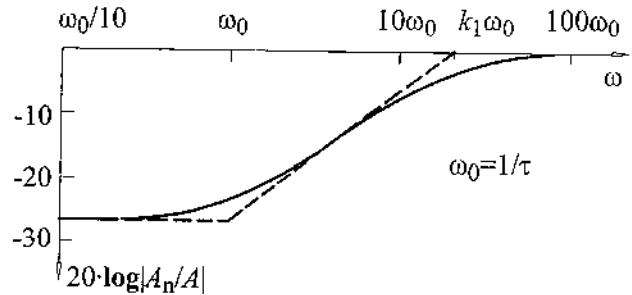
$$(3.9.21) \quad Z_{izn} = \frac{h'_{11E} + R_B}{h_E + h'_{22E}R_B} \parallel R_C \approx \frac{1}{h'_{22E}} \parallel R_C \approx \frac{1}{h_{22E}} \parallel R_C \approx R_C$$

što ukazuje na činjenicu da izlazna impedansa veoma malo zavisi od frekvencije ako su frekvencije signala niske.

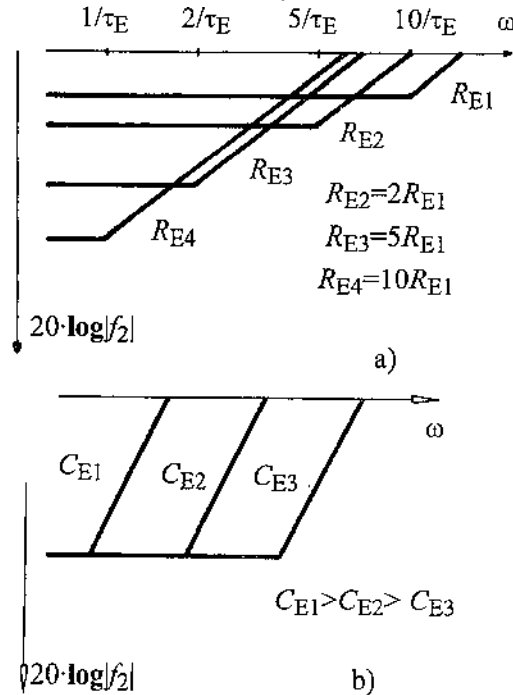
Pri izvodjenju opštih zaključaka o zavisnosti ulazne impedanse i pojačanja od frekvencije treba imati na umu sledeće činjenice. Promenom vrednosti kapacitivnosti C_E menja se samo vremenska konstanta τ_E što znači da se, slikovito rečeno, zavisnost translatorno pomera po x-osi. Ukoliko je kapacitivnost veća frekvencijska zavisnost se pomera ka području nižih frekvencija.

Promena vrednosti R_E ima, međutim, dvostruki

doprinos frekvencijskoj karakteristici. Najpre, promenom R_E menja se vremenska konstanta τ_E pa se postiže isti efekat kao i promenom C_E . Promena R_E , u isto vreme, doprinosi promeni konstanta k_1 i k_2 čime se menja vrednost pojačanja i ulazne otpornosti za $\omega=0$.

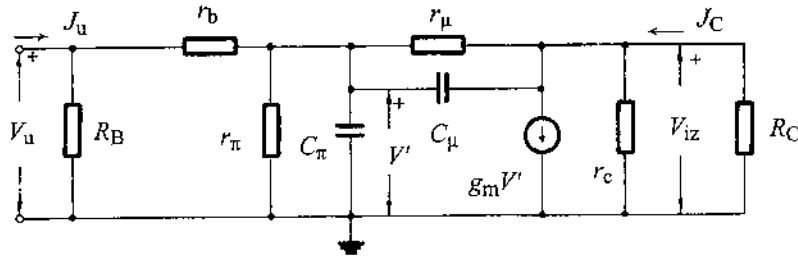


Sl. 3.9.5 Amplitudna karakteristika na niskim frekvencijama



Sl. 3.9.6 a) Uticaj R_E na frekvencijsku karakteristiku
b) Uticaj C_E na frekvencijsku karakteristiku

Ukoliko je R_E veće pojačanje na nultoj frekvenciji će biti manje, a ulazna otpornost veća. Na Sl. 3.9.6a prikazana je asimptotska karakteristika pojačanja za tri različite vrednosti R_E pri konstantnoj vrednosti C_E , a na Sl. 3.9.6b prikazana je ta ista zavisnost pri trima vrednostima C_E za konstantnu vrednost R_E . Može se uočiti da za vrednosti $R_E \gg 2h_{11B}$ donja granična frekvencija praktično više ne zavisi od R_E , pa se vrednost otpornosti R_E bira iz uslova o polarizaciji i temperaturskoj stabilizaciji osnovnog pojačavača, a ovde se može rasudjivati o izboru vrednosti C_E . Naime, vrednost kapacitivnosti određuje frekvencija



Sl. 3.9.7 Pojačavač sa zajedničkim emitorom na visokim frekvencijama

$$\begin{aligned}
 f_n = f_g &= \frac{k_1}{2\pi\tau_E} = \\
 &= \frac{h_{1E} + (1+h_{21E})R_E}{2\pi h_{1E} R_E C_E} = \\
 (3.9.22) \quad &= \frac{1}{2\pi C_E \frac{R_E h_{1E} / (1+h_{21E})}{R_E + h_{1E} / (1+h_{21E})}} \approx \\
 &\approx \frac{1}{2\pi C_E \frac{R_E h_{1B}}{R_E + h_{1B}}}
 \end{aligned}$$

što znači da je vremenska konstanta ovog kondenzatora određena paralelnom vezom otpornika R_E i otpornika $h_{1E}/(1+h_{21E})$ koji se još naziva preslikana otpornost iz baze u emitor. Ova otpornost je, očigledno, mala, pa je

$$(3.9.23a) \quad f_n = f_g = \frac{1+h_{21E}}{2\pi h_{1E} C_E}$$

Smenom brojnih vrednosti za pojačavač koji razmatramo dobija se

$$(3.9.23b) \quad f_n \approx 12 \cdot 10^{-3} / C_E \quad [\text{Hz}],$$

odakle se za datu donju graničnu frekvenciju može izračunati vrednost kapacitivnosti kondenzatora u emitoru. Primera radi za $f_n=40$ Hz, potrebno je $C_E=300$ μF .

Za analizu ovog pojačavača na visokim frekvencijama koristimo kolo sa Sl. 3.9.7. Za ulaznu impedansu pojačavača dobija se sledeći izraz

$$(3.9.24) \quad Z_{uv} = R_u \frac{1 + j\omega\tau_1 - \omega^2\tau_2^2}{1 + j\omega\tau_3 - \omega^2\tau_4^2}$$

gde je

$$\begin{aligned}
 \tau_1 &= [C_\mu r_\mu (R_X r_b + r_\pi r'_c) + (r'_c + r_\mu) r_b C_\pi r_\pi] / R_y^2 \approx \\
 &\approx C_\pi r'_b + C_\mu (1 + g_m r_b) r'_c \approx r_b [C_\pi + g_m r'_c C_\mu]
 \end{aligned}$$

$$\tau_2^2 = C_\mu r_\mu C_\pi r_\pi r_b r'_c / R_y^2 \approx C_\mu C_\pi r'_b r'_c$$

$$\begin{aligned}
 \tau_3 &= \{C_\mu r_\mu [R_X (r_b + R_B) + r_\pi r'_c] + \\
 &+ (r'_c + r_\mu) (r_b + R_B) C_\pi r_\pi\} / R_y^2 \approx \\
 &\approx r_b (C_\pi + g_m r'_c C_\mu)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \tau_4^2 &= C_\mu r_\mu C_\pi r_\pi (r_b + R_B) r'_c / R_y^2 \approx \\
 &\approx r_b r'_c C_\mu C_\pi
 \end{aligned}$$

$$R_X = r'_c + r_\pi (1 + g_m r'_c)$$

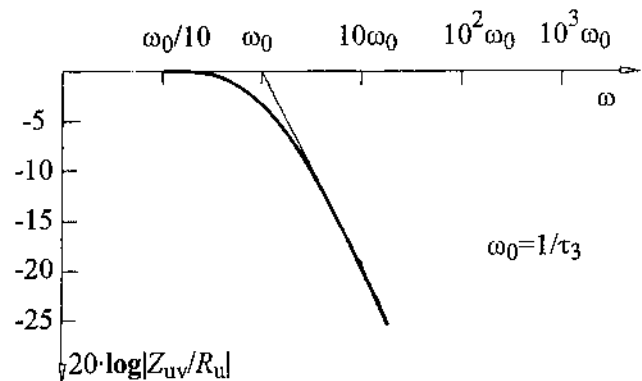
$$R_y^2 = r_b (R_X + r_\mu) + r_\pi (r_\mu + r'_c)$$

$$R_y^2 = (R_B + r_b) (R_X + r_\mu) + r_\pi (r_\mu + r'_c)$$

Smenom brojnih vrednosti za parametre modela i vrednosti elemenata sa Sl. 3.9.1 dobijaju se sledeće vrednosti za vremenske konstante i odgovarajuće frekvencije [$f=1/(2\pi\tau)$]: $\tau_1=21$ ns, $\tau_2=2.95$ ns, $\tau_3=469$ ns, $\tau_4=1.46$ ns, $f_1=7.5$ MHz, $f_2=54$ MHz, $f_3=338$ MHz i $f_4=109$ MHz.

Može se uočiti da su ispunjeni uslovi $\tau_1 \ll \tau_3$ i $\tau_4^2, \tau_2^2 \ll \tau_3^2$, odnosno $f_3 \ll f_1, f_2, f_4$, što upućuje na zaključak da ulazna impedansa ima otporni karakter samo na umereno visokim frekvencijama (u ovom slučaju do oko 330 kHz). Iznad tih frekvencija impedansa postaje kapacitivna i može da se aproksimira sa

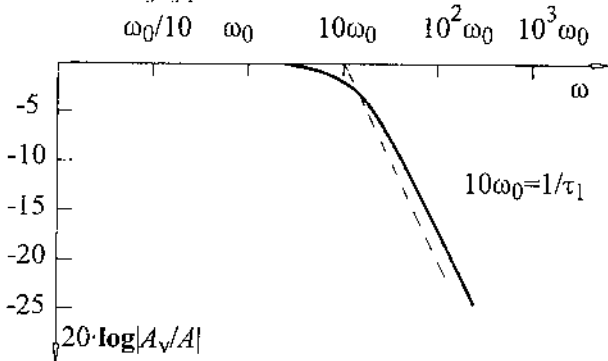
$$(3.9.25) \quad Z_{uv} = R_u \frac{1}{1 + j\omega\tau_3}$$



Sl. 3.9.8 Frekvencijska zavisnost modula ulazne impedanse stepena sa zajedničkim emitorom

Ovaj izraz odgovara izrazu za impedansu paralelnog RC kola, pa se na osnovu ekvivalencije ustanovljava da je paralelno sa R_u vezan kondenzator kapacitivnosti $C_u = \tau_3 / R_u = 173$ pF. Naravno da se ova vrednost u opštem obliku može ekstrahovati iz (3.9.24), a u direktnoj je vezi sa Miller-ovom odnosno ekviva-

lentnom kapacitivnosti u unilateralizovanom hibridnom- π modelu bipolarnog tranzistora kako je prikazano na Sl. 3.7.6 odnosno relacijom (3.7.38). Na Sl. 3.9.8 prikazana je zavisnost ulazne impedanse od frekvencije zajedno sa asimptotskom aproksimacijom. Kapacitivni karakter ulazne impedanse ostaje do frekvencije f_1 .



Sl. 3.9.9 Zavisnost modula pojačanja pojačavača sa zajedničkim emitorom na visokim frekvencijama

Za naponsko pojačanje na visokim frekvencijama dobija se sledeći izraz

$$(3.9.26a) \quad A_v = A \frac{1 - s\tau_\mu}{1 + s\tau_1 + s^2\tau_2^2}$$

gde je $s = j\omega$ i

$$(3.9.26b) \quad \tau_\mu = C_\mu r'_\mu / (g_m r_\mu - 1) \approx C_\mu / g_m.$$

Smenom brojnih vrednosti dobija se $\tau_\mu = 52$ ps odnosno $f_\mu = 3$ GHz.

Frekvencijska karakteristika zajedno sa asimptotskom aproksimacijom prikazana je na Sl. 3.9.9. U ovom slučaju može se uočiti da je $\tau_1 \gg \tau_4, \tau_2$ što znači da se pojačanje može približno prikazati (na umereno visokim frekvencijama) kao

$$(3.9.26c) \quad A_v = A \frac{1}{1 + j\omega\tau_1} = A \frac{1}{1 + j\omega/\omega_g}.$$

gde je $\omega_g = \omega_v = 2\pi f_1 \approx 1/(C_\pi r'_b) \approx 1/(C_\pi r_b)$.

Brojna vrednost ove frekvencije je ranije izračunata i iznosi 7.5 MHz. Značajno je uočiti da će nagib amplitudske karakteristike ostati jednak 6 dB/oct do frekvencije $f_2 = 54$ MHz, a doprinos nule dolazi do izražaja na ekstremno visokim frekvencijama. Kaže se da je nula *nedominantna*.

Izvedeni zaključci o ponašanju amplitudske karakteristike u izvesnoj meri će se promeniti ako se uzme u račun realni pobudni generator čija je unutrašnja otpornost R_g . U tom slučaju za pojačanje na visokim frekvencijama imamo:

$$(3.9.27a) \quad A'_v = \frac{V_{iz}}{V_g} = \frac{V_{iz}}{V_u} \cdot \frac{V_u}{V_g} = \frac{Z_u}{Z_u + R_g} \cdot A_v.$$

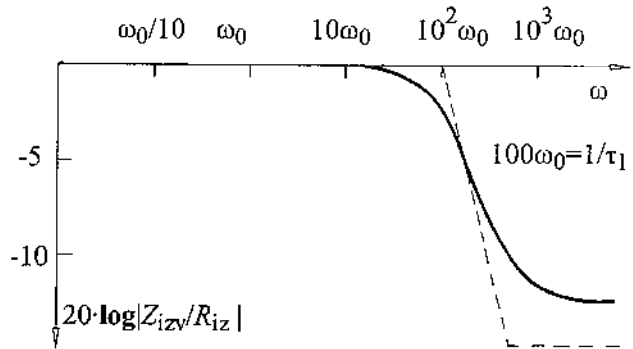
Smenom (3.9.25) i (3.9.26c) dobija se

$$(3.9.27b) \quad A'_v = A'_v \cdot \frac{1}{1 + j\omega/\omega_v} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega\tau_3 R_g}{R_g + R_u}}$$

gde je

$$(3.9.27c) \quad A'_v = A \cdot \frac{R_u}{R_u + R_g}.$$

Grafična frekvencija pojačavača sada zavisi od vrednosti otpornosti generatora (ili izlazne otpornosti prethodnog stepena). Naime kada je $R_g = 0$, grafična frekvencija je f_1 i iznosi 7.5 MHz. Kada je, međutim, $R_g \gg R_u$, poslednji faktor u (3.9.27b) postaje dominantan tako da grafična frekvencija teži ka f_3 , što je znatno manje od f_1 . Uzrok tome je nagli pad ulazne impedanse pojačavača sa zajedničkim emitorom na frekvencijama iznad f_3 . Primera radi, vrednost modula ulazne impedanse na frekvenciji f_1 je za oko 15 puta manja od nominalne vrednosti ulazne impedanse.



Sl. 3.9.10 Zavisnost modula izlazne impedanse od frekvencije

Poboljšanja, u ovakvoj situaciji, ne mogu da se postignu dodavanjem novih pojačavačkih stepena sa zajedničkim emitorom. Rešenje može biti izbor kvalitetnijeg tranzistora sa stanovišta primene na visokim frekvencijama (tranzistor sa manjim kapacitivnostima) ili ugradnja razdvojnog stepena koji ima veliku ulaznu i malu izlaznu impedansu, a čija je frekvencijska karakteristika ravna u širokom propusnom opsegu pa makar njegovo pojačanje bilo malo. Sve ove osobine ima (kako ćemo videti u narednom odeljku) pojačavač sa zajedničkim kolektorom, pa u situacijama kada je R_g veliko treba razmišljati o ugradnji ovakvog pojačavača između R_g i pojačavača sa zajedničkim emitorom.

Za izlaznu impedansu na visokim frekvencijama pod uslovom da se kolo pobudjuje idealnim strujnim generatorom ($R_g = \infty$) dobija se

$$(3.9.28) \quad Z_{izv} = R_{iz} \frac{1 + j\omega\tau_7}{1 + j\omega\tau_5 - \omega^2\tau_6^2}$$

gde je

$$(3.9.28a) \quad \tau_7 = r_\mu r_{b2} (C_\mu + C_\pi) / (r_\mu + r_{b2}) = r_{b2} (C_\mu + C_\pi) \approx \tau_3$$

$$(3.9.28b) \quad \tau_5 = \{ C_\mu r_\mu [r'_c + (1 + g_m r'_c) r_{b2}] + C_\pi r_{b2} (r_\mu + r'_c) \} / r_x \approx r_{b2} [C_\pi + g_m r'_c C_\mu] \approx \tau_3$$

$$(3.9.28c) \quad \tau_6^2 = C_\pi C_\mu r_{b2} r_\mu r'_c / r_x \approx C_\pi C_\mu r_{b2} r'_c = \tau_2^2$$

$$(3.9.28d) \quad r_x = r_\mu + r'_c + (1 + g_m r'_c) r_{b2}$$

Smenom brojnih vrednosti parametara dobija se $f_5 \approx f_3 = 338$ KHz, $f_6 \approx f_2 = 346$ MHz i $f_7 = 1,4$ MHz. Na Sl. 3.9.10 prikazana je frekvencijska zavisnost modula i asimptotska aproksimacija istog. Razmatranjem brojnih vrednosti vremenskih konstanta koje se pojavljuju u (3.9.28) može se zaključiti da se ovaj izraz može približno napisati kao

$$(3.9.29a) \quad Z_{izv} = R_{iz} \frac{1 + j\omega\tau_7}{1 + j\omega\tau_5}$$

I izlazna impedansa ima kapacitivni karakter na frekvencijama većim od f_5 što je blisko sa f_3 . Za vrednost kapacitivnosti dobijamo

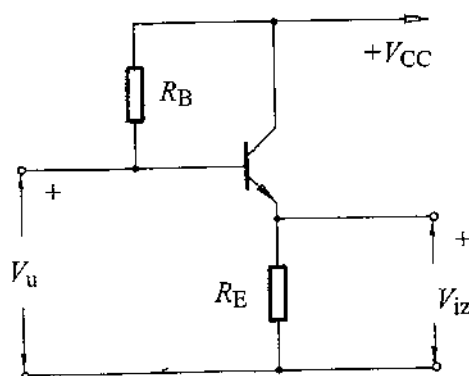
$$(3.9.29b) \quad C_{iz} = \tau_5 / R_{iz} \approx 469 \text{ ns} / 500 \Omega \approx 0,94 \text{ nF}$$

Ovakva zavisnost važi do frekvencije nule odnosno do $f_7 \approx 1,4$ MHz.

Ukoliko je unutrašnja otpornost pobudnog (strujnog ili naponskog) generatora konačna, njen uticaj se može lako ugraditi smenom paralelne veze R_B i R_g umesto R_B .

3.9.2 Osnovni pojačavač sa zajedničkim kolektorom

Osnovna konfiguracija ovog pojačavača prikazana je na Sl. 3.9.11. Analizom ovog kola na niskim i srednjim frekvencijama dobijamo



Sl. 3.9.11 Osnovni pojačavač sa zajedničkim kolektorom

$$(3.9.31) \quad R_u = \frac{V_u}{J_u} = \frac{h_{11C} + h_C R_E}{1 + h_{22C} R_E} \parallel R_B = \left[h_{11E} + \frac{(1 - h_{12E})(1 + h_{21E})}{1 + h_{22E} R_E} R_E \right] \parallel R_B \approx [h_{11E} + (1 + h_{21E}) R_E] \parallel R_B$$

odnosno

$$(3.9.32) \quad R_u = (r_b + r_\mu \parallel [r_\pi + (1 + g_m r_\pi) r'_e]) \parallel R_B \approx [r_b + r_\pi + (1 + g_m r_\pi) r'_e] \parallel R_B,$$

gde je $r'_e = R_E r_c (R_E + r_c)^{-1} \approx R_E$.

Za naponsko pojačanje na srednjim frekvencijama lako se dobija

$$(3.9.33) \quad A = \frac{V_{iz}}{V_u} = - \frac{h_{21C} R_E}{h_{11C} + h_C R_E} = \frac{(1 + h_{21E}) R_E}{h_{11E} + (1 + h_{21E}) R_E} = \frac{1}{1 + h_{11E} / [(1 + h_{21E}) R_E]} \approx \frac{R_E}{R_E + h_{11B}}$$

odnosno

$$(3.9.34) \quad A = \frac{(1 + g_m r_\pi) r'_e}{r_b + [r_\pi + r'_e (1 + g_m r_\pi)] (1 + r_b / r_\mu)} \approx \frac{(1 + g_m r_\pi) r'_e}{r_b + r_\pi + r'_e (1 + g_m r_\pi)} \approx \frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E}$$

Najzad, za izlaznu otpornost dobija se

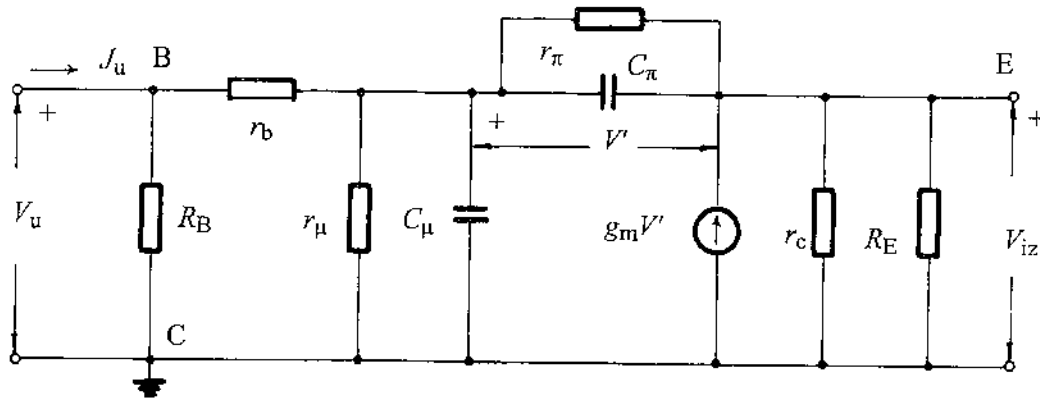
$$(3.9.35) \quad R_{iz} = \frac{h_{11C} + R_B}{h_C + h_{22C} R_B} \parallel R_E \approx \frac{h_{11E} + R_B}{1 + h_{21E}} \parallel R_E,$$

odnosno

$$(3.9.36) \quad R_{iz} = \frac{r_\pi + \frac{(r_b + R_B) r_\mu}{r_b + R_B + r_\mu}}{1 + g_m r_\pi} \parallel R_E \approx \frac{r_\pi + r_b + R_B}{1 + g_m r_\pi} \parallel R_E.$$

Smenom brojnih vrednosti parametara modela i elemenata kola dobijaju se sledeće vrednosti: $R_u = 47$ k Ω , $A = 0,975$ i $R_{iz} = 228 \Omega$.

Kada se radi o brojnoj vrednosti izlazne otpornosti treba naročito imati na umu da R_B u (3.9.35) i (3.9.36) predstavlja paralelnu vezu stvarnog otpornika R_B i unutrašnje otpornosti pobudnog generatora. Kako je, obično, otpornost generatora manja ili znatno manja od otpornika u bazi, može se očekivati i manja ili znatno manja izlazna otpornost. Primera radi ako je brojna vrednost paralelne veze otpornika u bazi i otpornosti generatora jednaka 1 k Ω , za izlaznu otpornost se dobija samo $R_{iz} = 17,7 \Omega$.



Sl. 3.9.12 Osnovni pojačavač sa zajedničkim kolektorom na visokim frekvencijama

Za analizu ovog pojačavača na visokim frekvencijama biće upotrebljeno kolo sa Sl. 3.9.12 koje nastaje zamenom hibridnog is π -modela tranzistora u kolo za naizmeničnu struju.

Analizom ovog kola za ulaznu impedansu dobijamo

$$(3.9.37) \quad Z_{uv} \approx R_u \frac{1 + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_2}$$

gde je

$$(3.9.37a) \quad \tau_1 = \frac{r_\pi C_\pi (r_b + r'_e)}{r_b + r'_e + (1 + g_m r'_e) r_\pi} \approx \frac{C_\pi}{g_m} (1 + r_b / R_E) \approx \frac{C_\pi}{g_m}$$

$$(3.9.37b) \quad \tau_2 = \frac{r_\pi C_\pi (r_b + R_B + r'_e)}{r_b + R_B + r'_e + (1 + g_m r'_e) r_\pi} \approx \frac{C_\pi r_\pi R_B}{R_B + g_m R_E r_\pi}$$

a uzeto je da važi

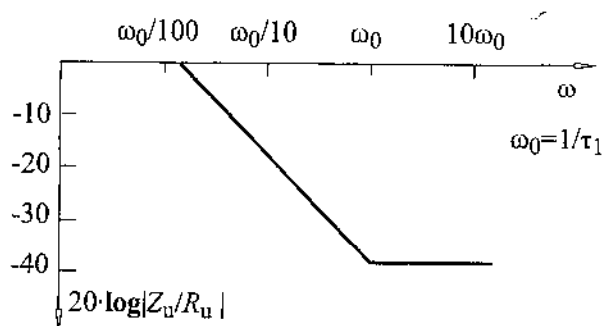
$$(3.9.38) \quad \left| \frac{r_\mu}{1 + j\omega\tau_\mu} \right| \gg \left| r'_e + \frac{(1 + g_m r'_e) r_\pi}{1 + j\omega\tau_\pi} \right|$$

a $\tau_\mu = C_\mu r_\mu$ i $\tau_\pi = C_\pi r_\pi$.

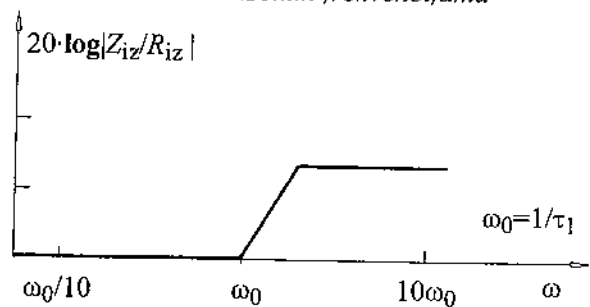
Poslednji izraz će važiti na umereno visokim frekvencijama. Pošto je

$$f_\mu = 1/(2\pi\tau_\mu) \ll f_\pi = 1/(2\pi\tau_\pi)$$

leva strana gornjeg izraza počinje znatno ranije da opada pa za vrlo visoke frekvencije treba izvesti novi, složeniji, izraz za ulaznu impedansu. Smenom brojnih vrednosti dobija se $\tau_1 \approx 0.68$ ns, $f_1 = 1/(2\pi\tau_1) \approx 234$ MHz, $\tau_2 \approx 54$ ns i $f_2 = 1/(2\pi\tau_2) \approx 2.95$ MHz. Razmatranjem karakterističnih frekvencija zaključujemo da je ulazna impedansa otpornog karaktera do frekvencija reda 3 MHz, a postaje kapacitivnog karaktera u vrlo velikom opsegu do 234 MHz. Vrednost ulazne kapacitivnosti dobijamo kao $C_u = \tau^2 / R_u = 1.15$ pF. Asimptotska karakteristika ulazne impedanse je prikazana na Sl. 3.9.13.



Sl. 3.9.13 Asimptotska aproksimacija modula ulazne impedanse pojačavača sa zajedničkim kolektorom na visokim frekvencijama



Sl. 3.9.14 Izlazna impedansa pojačavača sa zajedničkim kolektorom na visokim frekvencijama (asimptotska aproksimacija)

Vrednost otpornosti R_B utiče znatno na lokaciju pola ulazne impedanse $\omega_2 = 1/\tau_2$. Za $R_B \rightarrow 0$ i $1/\tau_2 \rightarrow 1/\tau_1$, što znači da bi ulazna impedansa vrlo malo zavisila od frekvencije. Treba imati na umu, međutim, da se u tom slučaju znatno degradira ulazna otpornost na niskim frekvencijama.

Naponsko pojačanje na umereno visokim frekvencijama (uz uslov (3.9.38)) dato je sa

$$(3.9.39a) \quad A_v = A \cdot \frac{1 + j\omega\tau_3}{1 + j\omega\tau_1}$$

gde je

$$(3.9.39b) \quad \tau_3 = r_\pi C_\pi / (1 + g_m r_\pi) \approx C_\pi / g_m$$

Smenom brojnih vrednosti dobija se $\tau_3 = 0.58$ ns i

$f_3=274$ MHz. Imajući u vidu odnos f_1 i f_3 možemo pisati da približno važi

$$(3.9.39c) \quad A_v \approx \frac{A}{1+j\omega\tau_1} = \frac{A}{1+j\omega/\omega_g}$$

pri čemu je $\omega_g = \omega_v = 2\pi f_1$. S druge strane, s obzirom da ulazna impedansa počinje da opada na znatno nižoj frekvenciji (f_2), možemo da smatramo da je pojačanje pojačavača praktično konstantno na svim frekvencijama od interesa.

Za izlaznu impedansu pri umereno visokim frekvencijama imamo

$$(3.9.40) \quad Z_{iz} = R_{iz} \frac{1+j\omega\tau_4}{1+j\omega\tau_2}$$

gde je

$$(3.9.40a) \quad \tau_4 = C_\pi r_\pi (r_b + R_B) / (r_\pi + r_b + R_B) \approx C_\pi r_\pi$$

Smenom brojnih vrednosti dobija se $\tau_4=117$ ns što odgovara frekvenciji $f_4=1.36$ MHz.

Asimptotska karakteristika izlazne impedanse na umereno visokim frekvencijama prikazana je na Sl. 3.9.14. Može se uočiti da u intervalu između frekvencija $f_4=1.36$ MHz i $f_2=2.95$ MHz izlazna impedansa raste sa porastom frekvencije što ukazuje na njen induktivni karakter. Naravno, induktivni karakter izlazne impedanse je posledica preslikavanja Miller-ove kapacitivnosti na izlaz (u ovom slučaju ulogu Miller-ove kapacitivnosti igra C_π) pojačavača kod koga je realni deo pojačanja pozitivan i manji od jedinice. Brojna vrednost induktivnosti može da se proceni na osnovu poredjenja izraza $Z_{iz}=R_{iz}+j\omega L_{iz}$ i $Z_{iz} \approx R_{iz}(1+j\omega\tau_4)$ iz čega sledi $L_{iz}=R_{iz}\tau_4=26.6$ μ H. I ovde treba biti oprezan sa tumačenjem rezultata s obzirom da u (3.9.40) i (3.9.40a) R_B predstavlja paralelnu vezu otpornika u bazi i unutrašnje otpornosti generatora. Primera radi ako, kao i ranije, za ovu paralelnu vezu uzmemo vrednost 1 k Ω , dobiće se $\tau_2=1.8$ μ s, $f_2=88$ MHz, $\tau_2=34$ ns, $f_4=4.6$ MHz i $L_{iz}=0.6$ μ H, pri čemu je uzeta nova vrednost za R_{iz} od 17.7 Ω . Dakle promenila se vrednost induktivnosti ali i frekventni opseg u kome je izlazna impedansa induktivnog karaktera.

O osobini pojačavača sa zajedničkim kolektorom da ispoljava induktivnu izlaznu impedansu treba voditi računa prilikom sprežanja sa narednim stepenom koji obično ima kapacitivnu ulaznu impedansu. Naime, već je pomenuto da se s obzirom na veliku ulaznu impedansu i veliku vrednost gornje granične frekvencije ulazne impedanse, pojačavač sa zajedničkim kolektorom može da upotrebi kao razdvojni stepen između generatora velike unutrašnje otpornosti i pojačavača sa zajedničkim emitorom. Kada se gleda ulaz-

no kolo pojačavača sa zajedničkim emitorom može se smatrati da bi se na ovaj način kompenzirao pad ulazne impedanse pa pojačanje istog ne bi opadalo zbog loše prilagodjenosti po naponu. Na izlazu pojačavača sa zajedničkim kolektorom koji sada pobudjuje pojačavač sa zajedničkim emitorom vidimo spregu izlazne impedanse koja je delimično induktivnog karaktera i ulazne impedanse koja je delimično kapacitivnog karaktera. Ako se frekvencijska područja poklope doći će do rezonantnog efekta pa će se ukupno pojačanje povećati za faktor dobrote oscilatornog kola koje nastaje na ovaj način. Za pojačavače koje smo razmatrali u ovom i prethodnom odeljku pojačavač sa zajedničkim emitorom ima kapacitivnu ulaznu impedansu između frekvencija $f_3=338$ kHz i $f_1=7.5$ MHz, a pojačavač sa zajedničkim kolektorom ima induktivnu izlaznu impedansu u opsegu od $f_4=1.36$ MHz do $f_2=2.95$ MHz. To znači da će sve vreme dok je induktivna izlazna impedansa pojačavača sa zajedničkim kolektorom da imamo prenapon na mestu sprege pojačavača. Stoga se može očekivati da će ukupna granična frekvencija da bude uvećana.

3.9.3 Osnovni pojačavač sa zajedničkom bazom

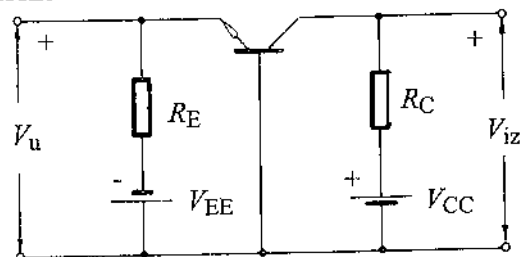
Principijelno kolo pojačavača sa zajedničkom bazom prikazano je na Sl. 3.9.15. Kolo za naizmeničnu struju na visokim frekvencijama koje nastaju smenom hibridnog π -modela prikazano je na Sl. 3.9.16. Analizom kola na niskim frekvencijama uz uslov da $r_\mu \rightarrow \infty$ dobija se

$$(3.9.41) \quad R_u = \frac{h_{11B} + h_B R_C}{h_B + h_{22B} R_C} \parallel R_E \approx \frac{h_{11E} + h_E R_C}{1 + h_{21E} + h_{22E} R_C} \parallel R_E \approx \frac{h_{11E}}{1 + h_{21E}} \parallel R_E,$$

$$(3.9.42) \quad A = - \frac{h_{21B} R_C}{h_{11B} + h_B R_C} \approx - \frac{h_{21E} R_C}{h_{11E} + h_E R_C} \approx - \frac{h_{21E}}{h_{11E}} \cdot R_C,$$

$$(3.9.43) \quad R_{iz} = \frac{h_{11B} + R_E}{h_B + h_{22B} R_E} \parallel R_C \approx \frac{1}{h_{22B}} \parallel R_C \approx R_C$$

odnosno



Sl. 3.9.15 Pojačavač sa zajedničkom bazom ($R_E=930$ Ω , $R_C=500$ Ω , $V_{CC}=10$ V, $V_{EE}=10$ V)

$$(3.9.44) \quad R_u = \frac{(R_C + r_c)(r_b + r_\pi)}{R_C + r_c + r_b + (1 + g_m r_c)r_\pi} \parallel R_E \approx \approx \frac{1}{g_m} \parallel R_E$$

$$(3.9.45) \quad A = \frac{R_C}{R_C + r_c} \cdot \frac{r_b + (1 + g_m r_c)r_\pi}{r_b + r_\pi} \approx g_m R_C$$

$$(3.9.46) \quad R_{iz} = \frac{R_E \left[1 + \frac{(1 + g_m r_\pi)r_c}{r_b + r_\pi} \right] + r_c}{1 + \frac{R_E}{r_b + r_\pi}} \parallel R_C \approx \approx \frac{g_m r_c r_\pi R_E}{R_E + r_\pi} \parallel R_C$$

Smenom brojnih vrednosti za konkretni pojačavač dobija se: $R_u=13 \Omega$, $A=33$ i $R_{iz}=500 \Omega$. Ovde se uočava minoran uticaj otpornika R_E i na ulaznu i na izlaznu impedansu. To je značajno zbog činjenice da u kolu za naizmjeničnu struju R_E , ako se koristi popudni generator sa konačnom unutrašnjom otpornošću, sadrži i otpornost generatora.

Na umereno visokim frekvencijama (kao i kod pojačavača sa zajedničkim kolektorom, ako se uzme da $Z_\mu \rightarrow \infty$), za ulaznu impedansu dobijamo

$$(3.9.47) \quad Z_{uv} = R_u \frac{1 + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_2}$$

gde je

$$(3.9.47a) \quad \tau_1 = C_\pi r_\pi r_b / (r_\pi + r_b) \approx C_\pi r_b$$

$$(3.9.47b) \quad \tau_2 = \frac{C_\pi r_\pi}{1 + \frac{r_\pi [R_C + r_c + R_E (1 + g_m r_c)]}{r_b (R_C + r_c) (1 + R_E / R)}} \approx \frac{C_\pi r_\pi (1 + R_E / R)}{1 + \frac{R_E}{r_b} + \frac{r_\pi R_E (1 + g_m r_c)}{r_b r_c}} \approx \frac{C_\pi r_\pi (1 + R_E / r_b)}{1 + R_E (1 + g_m r_c) / r_b} \approx C_\pi / g_m$$

a $R = r_b(r_c + R_C) / (r_b + r_c + R_C)$. Smenom brojnih vrednosti elemenata kola i parametara tranzistora dobija se $\tau_1=4.5$ ns, $f_1=35$ MHz, $\tau_2=0.58$ ns i $f_2=272$ MHz. Nominalna vrednost ulazne impedanse je dakle vrlo mala, a ostaje konstantna do f_1 . Asimptotska karakteristika ulazne impedanse na umereno visokim frekvencijama prikazana je na Sl. 3.9.17. Lako je uočiti da ulazna impedansa pojačavača sa zajedničkom bazom, kao i izlazna impedansa pojačavača sa zajedničkim kolektorom, u određenom opsegu ima induktivni karakter. Veličina ulazne induktivnosti dobija se kao $L_{ul} = \tau_1 R_u = 60$ nH.

Pojačanje na umereno visokim frekvencijama ($Z_\mu \rightarrow \infty$) je dato sa

$$(3.9.48) \quad A_v = A \cdot \frac{1 + j\omega\tau_3}{1 + j\omega\tau_1}$$

gde je

$$(3.9.48a) \quad \tau_3 = C_\pi r_\pi (r_b + r_c) / [r_b + (1 + g_m r_c)r_\pi] \approx \approx C_\pi / g_m \approx \tau_2$$

Asimptotska aproksimacija pojačanja pojačavača sa zajedničkom bazom na umereno visokim frekvencijama data je na Sl. 3.9.18. S obzirom da je $1/\tau_3 \gg 1/\tau_2$ pojačanje se može aproksimirati izrazom

$$(3.9.49) \quad A_v = A / (1 + j\omega\tau_1)$$

što znači da vremenska konstanta τ_1 istovremeno određuje i gornju graničnu frekvenciju pojačanja $\omega_g = \omega_v = 1/\tau_1$.

Izlazna impedansa pojačavača sa zajedničkom bazom (bez uzimanja u obzir R_C) na umereno visokim frekvencijama je tako velika da njeno razmatranje ne može pružiti neke naročite informacije, pa će biti izostavljeno. Izlaznu impedansu praktično čini R_C nezavisno od frekvencije.

3.9.4 Osnovni pojačavač sa zajedničkim sorsom

Kolo osnovnog pojačavača sa zajedničkim sorsom prikazano je na Sl. 3.9.19. Kondenzator C_E i ovde, za naizmjenični signal, premošćuje otpornost R_S . Na srednjim frekvencijama propusnog opsega imamo

$$(3.9.50) \quad R_u = R_G$$

$$(3.9.51) \quad R_{iz} = R_i R_D / (R_i + R_D)$$

$$(3.9.52) \quad A = \frac{V_{iz}}{V_u} = \frac{-S \cdot R_i R_D}{R_i + R_D}$$

Smenom brojnih vrednosti dobija se: $R_u=1$ M Ω , $R_{iz} \approx R_D = 1.5$ k Ω i $A=-8.25$.

Na niskim frekvencijama pojačanje postaje

$$(3.9.53) \quad A_n = A \frac{1 + j\omega\tau_E}{k \cdot (1 + j\omega\tau_E / k)}$$

gde je $\tau_E = R_S C_E$ i $k = 1 + (\mu + 1)R_S / (R_i + R_D)$. Imajući u vidu da je obično $R_i \gg R_D$ i $\mu \gg 1$, može se pisati $k \approx (1 + SR_S)$ i

$$(3.9.54) \quad A = -S R_D$$

Asimptotska karakteristika pojačanja na niskim frekvencijama po obliku odgovara karakteristikama prikazanim na Sl. 3.9.5 i Sl. 3.9.6 s tim što se, pri izračunavanju, umesto k_1 iz (3.9.20) koristi k iz (3.9.53). Pored toga umesto R_E treba uzeti R_S . Može se uočiti da je sada $A(j0) = A/k$ što pri smeni brojnih vrednosti iznosi $20 \cdot \log |A(j0)/A| = -20 \cdot \log(k) = -6.4$ dB. I ovde važi $k/\tau_E > \tau_E$, pa se na umereno niskim frekvencijama može uzeti