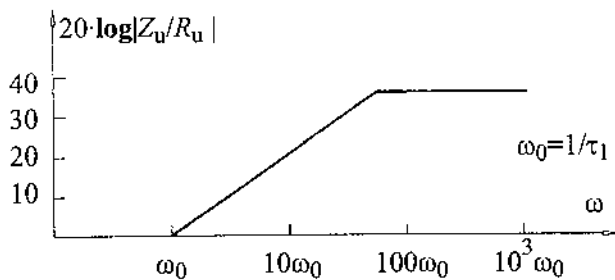
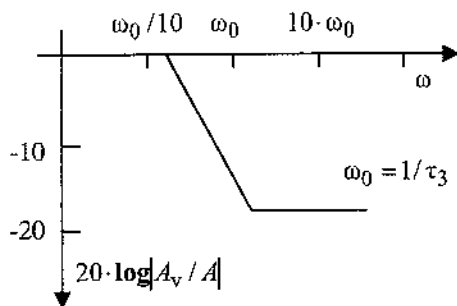


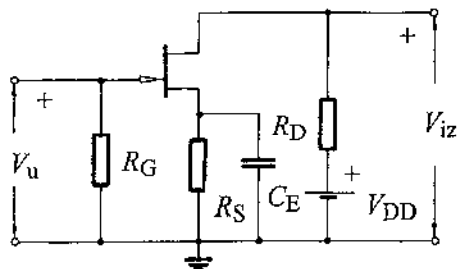
Sl. 3.9.16 Pojačavač sa zajedničkom bazom na visokim frekvencijama



Sl. 3.9.17 Ulazna impedansa na visokim frekvencijama (asimptotska aproksimacija)



Sl. 3.9.18 Pojaćanje pojačavača sa zajedničkom bazom na visokim frekvencijama (asimptotska aproksimacija)



Sl. 3.9.19 Pojačavač sa zajedničkim sorsom (\$R_G=1M\Omega\$, \$R_S=200\Omega\$ i \$R_D=1.5\Omega\$)

$$(3.9.55) \quad A_n \approx \frac{A}{1 + jk/(\omega\tau_E)}$$

što znači da je vremenska konstanta kondenzatora u emitoru data sa

$$\begin{aligned} \tau &= \tau_E / k = C_E \left(R_S \left\| \frac{R_i + R_D}{\mu + 1} \right. \right) \approx \\ &\approx C_E \left(R_S \left\| \frac{1}{S} \right. \right) = \frac{R_S}{1 + S \cdot R_S} C_E. \end{aligned}$$

Otpornost \$(R_i+R_D)/(\mu+1)\$ se često naziva preslikanom otpornošću iz drejna u sors. Ona se vezuje paralelno otporniku \$R_S\$.

Ulazna impedansa na niskim frekvencijama ne zavisi od frekvencije, a za izlaznu impedansu imamo

$$(3.9.56) \quad Z_{izn} = R_{iz} \frac{k_1}{k} \frac{1 + j\omega\tau_E/k_1}{1 + j\omega\tau_E/k}$$

gde je \$k\$ kao i ranije a

$$(3.9.56a) \quad k_1 = 1 + (\mu + 1)R_S / R_i.$$

Za \$R_i \gg R_D\$ dobijamo \$Z_{izn} \approx R_{iz}\$ što znači da izlazna impedansa na niskim frekvencijama praktično ne zavisi od frekvencije.

Za analizu ovog pojačavača na visokim frekvencijama biće upotrebljeno kolo sa Sl. 3.9.20. Analizom kola dobija se

$$(3.9.57) \quad A_v = A \cdot \frac{1 - j\omega\tau_4}{1 + j\omega\tau_3}$$

$$(3.9.58) \quad Z_{uv} = R_G \frac{1 + j\omega\tau_3}{1 + j\omega\tau_1 - \omega^2\tau_2^2}$$

$$(3.9.59) \quad Z_{izv} = R_{iz} \frac{1 + j\omega\tau_5}{1 + j\omega\tau_1 - \omega^2\tau_2^2}$$

gde je uvedeno

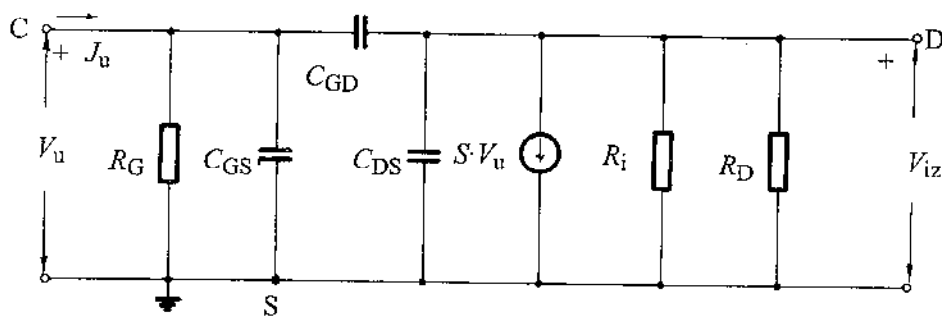
$$\tau_1 = R_G [C_{GS} + (1 - A)C_{GD}] + R_{iz} (C_{DS} + C_{GD})$$

$$\tau_2^2 = R_{iz} R_G [C_{GD} C_{DS} + C_{GD} C_{GS} + C_{DS} C_{GS}],$$

$$\tau_3 = R_{iz} (C_{DS} + C_{GD}),$$

$$\tau_4 = C_{GD} / S$$

$$\text{i } \tau_5 = R_G (C_{GS} + C_{GD}).$$



Sl. 3.9.20 Pojačavač sa zajedničkim sorsom na visokim frekvencijama

Frekvencijske zavisnosti modula pojačanja, ulazne i izlazne impedanse su prikazane na Sl. 3.9.21a, b i c, respektivno, zajedno sa asimptotskim aproksimacijama. Smenom brojnih vrednosti dolazi se do sledećeg: $\tau_1=19.4 \mu\text{s}$, $\tau_2=0.12 \mu\text{s}$, $\tau_3=2 \text{ ns}$, $\tau_4=0.24 \text{ ns}$ i $\tau_5=8.7 \mu\text{s}$ odnosno $f_1=8.2 \text{ KHz}$, $f_2=1.3 \text{ MHz}$, $f_3=79.6 \text{ MHz}$, $f_4=663 \text{ MHz}$ i $f_5=18 \text{ KHz}$. Uvodjenjem ovih brojeva, gornji izrazi, na umereno visokim frekvencijama mogu da se napišu u obliku

$$(3.9.60) \quad A_v \approx A/(1 + j\omega\tau_3),$$

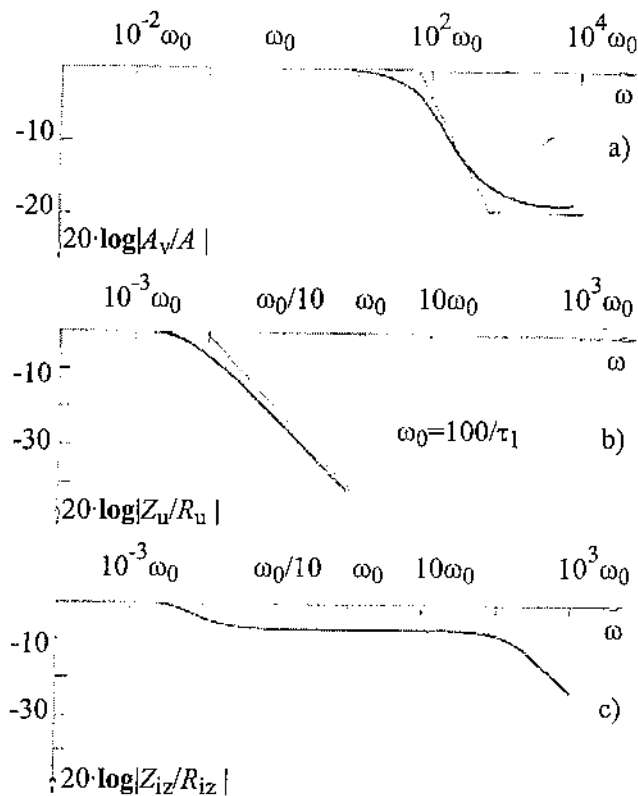
$$(3.9.61) \quad Z_{uv} \approx R_G/(1 + j\omega\tau_1)$$

i

$$(3.9.62) \quad Z_{izv} \approx R_{iz} \frac{1 + j\omega\tau_5}{1 + j\omega\tau_1}$$

Na osnovu ovih izraza (i na osnovu Sl. 3.9.21) zaključujemo da ulazna impedansa i pojačanje na umereno visokim frekvencijama opadaju sa nagibom od -6 dB/oktavi. Značajno je uočiti da usled delovanja Miller-ove kapacitivnosti frekvencija f_1 koja odgovara vremenskoj konstanti τ_1 , ima vrlo malu vrednost od svega 8.2 kHz. To znači da ulazna impedansa počinje vrlo rano da opada. Imajući u vidu, međjutim, da je nominalna vrednost ulazne otpornosti veoma velika degradacija pojačanja usled neprilagodjenosti po naponu neće biti značajna čak i za relativno visoke frekvencije. Primera radi na frekvenciji $f=f_3=79.6 \text{ MHz}$, što je za oko 3 dekade udaljeno od f_1 , moduo ulazne impedanse iznosi 136Ω .

Izlazna impedansa čija je zavisnost prikazana na Sl. 3.9.21c ne zavisi od frekvencije u vrlo širokom opsegu frekvencija. Treba, međjutim, imati na umu da je izlazna impedansa izvedena pod uslovom da je pobuda strujna. Ako se uzme u obzir i unutrašnja otpornost pobudnog generatora (koja je vezana paralelno sa R_G) vremenske konstante τ_1 i τ_5 bi se degradirale (umesto R_G imali bi $R_G \parallel R_g$) što znači da bi frekvencijska zavisnost bila manje izražena. Najzad, pomenimo još da su i ulazna i izlazna impedansa kapacitivnog karaktera.



Sl. 3.9.21 Pojačavač sa zajedničkim sorsom na visokim frekvencijama. a) moduo pojačanja, b) moduo ulazne impedanse i c) moduo izlazne impedanse

3.9.5 Osnovni pojačavač sa zajedničkim drejnom

Kolo pojačavača prikazano je na Sl. 3.9.22. Ono se odlikuje povećanom ulaznom otpornošću u odnosu na kolo u kome je R_G vezano od gejta do mase (u tom slučaju je $R_{S1}=0$). Analizom kola za naizmeničnu struju sa Sl. 3.9.23a za srednje frekvencije propusnog opsega dobijamo

$$(3.9.63) \quad A = \frac{(1 + SR_G)R}{R_G + (1 + SR_G)R} \approx \frac{SR}{1 + SR}$$

i

$$(3.9.64) \quad R_u = R_G + R \cdot (1 + SR_G).$$

gde je $R=R_i R_{S2}/(R_i + R_{S2})$. Pri odredjivanju izlazne impedanse posmatraće se slučaj pobude sa konačnom

unutrašnjom otpornošću R_g . Analizom kola pod ovim uslovom dobija se

$$(3.9.65) \quad R_{iz} = R(R_g + R_G) / R_{gg} \approx \approx RR_G / [R_G + (1 + SR_G)R] \approx \approx R / (1 + SR),$$

gde je $R_{gg} = R_G + R_g + (1 + SR_G)R$. Prilikom određivanja približnog izraza za izlaznu otpornost vodilo se računa o tome da je ipak unutrašnja otpornost generatora (ili izlazna otpornost prethodnog stepena) znatno manja od R_G . Smenom brojnih vrednosti dobija se $A=0.89$, $R_u=8.6 \text{ M}\Omega$ i $R_{iz}=160 \text{ }\Omega$. Može se uočiti enormna vrednost ulazne otpornosti koja nastaje usled specijalne sprege između ulaza i izlaza.

Analizom kola za niske frekvencije sa Sl. 3.9.23b za pojačanje dobijamo

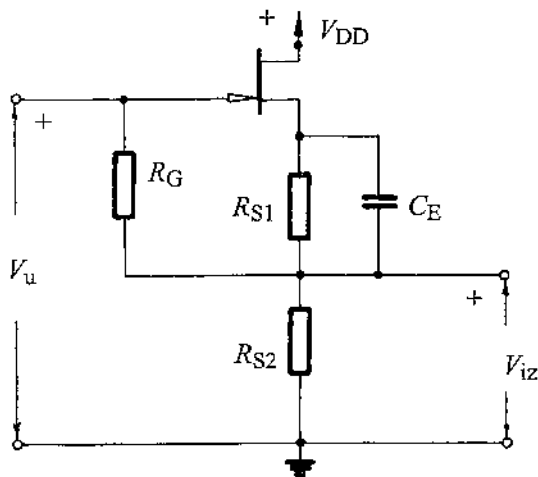
$$(3.9.66a) \quad A_n = A \frac{k_1}{k_2} \frac{1 + j\omega\tau_E / k_1}{1 + j\omega\tau_E / k_2}$$

gde je

$$(3.9.66b) \quad k_1 = 1 + \frac{(\mu + 1)R_{S1}}{R_i(1 + SR_G)} \approx \approx 1 + \frac{SR_{S1}}{1 + SR_G} \approx 1 + \frac{R_{S1}}{R_G} \approx 1$$

$$(3.9.66c) \quad k_2 = 1 + \frac{R_{S1}}{\frac{R_G R_{S2}}{R_G + R_{S2}} + \frac{R_i}{\mu + 1}} \approx \approx 1 + \frac{SR_{S1}}{SR_{S1} + 1} \approx 1 + R_{S1} / R_{S2}$$

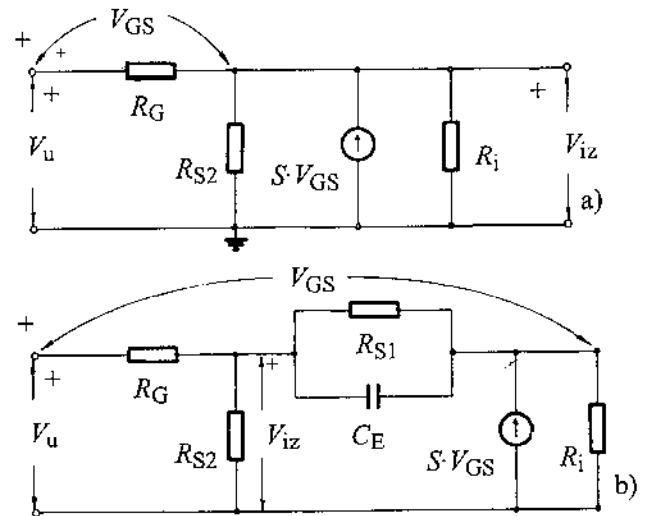
$$(3.9.66d) \quad \tau_E = C_E R_{S1}.$$



Sl. 3.9.22 Pojačavač sa zajedničkim drejnom ($R_G=1 \text{ M}\Omega$, $R_{S1}=200 \text{ }\Omega$ i $R_{S2}=1.5 \text{ k}\Omega$)

Pri izvodenju približnih izraza uzeto je $R_i, R_G \gg R_{S2}$ i $SR_{S2} \gg 1$. Na osnovu izraza za k_1 i k_2 može se lako zaključiti da pojačanje opada sa opadanjem frekvencije. Asimptotska aproksimacija je

slična onoj sa Sl. 3.9.5. Pri tome minimalna vrednost pojačanja je $A \cdot k_1 / k_2$ što je nezatno manje od A s obzirom da se R_{S1} i R_{S2} ne razlikuju u velikoj meri i da je $R_{S2} > R_{S1}$.



Sl. 3.9.23 Ekvivalentno kolo pojačavača sa zajedničkim drejnom a) na srednjim frekvencijama i b) na niskim frekvencijama

Za ulaznu impedansu dobija se

$$(3.9.67a) \quad Z_{un} = R_u \frac{k_1}{k_2} \frac{1 + j\omega\tau_E / k_1}{1 + j\omega\tau_E / k_2},$$

gde je

$$(3.9.67b) \quad k_1 = 1 + \frac{(\mu + 1)R_{S1}}{R_i + (\mu + 1)R'_G},$$

$$(3.9.67c) \quad k_2 = 1 + \frac{(\mu + 1)R_{S2}}{R_i + R_{S2}},$$

i $R'_G = R_G R_{S2} / (R_G + R_{S2}) \approx R_{S2}$. Može se lako uočiti da je $k_1 < k_2$ što znači da ulazna impedansa na niskim frekvencijama opada sa opadanjem frekvencije. Dakle, u jednom delu frekventnog opsega na niskim frekvencijama ulazna impedansa ima induktivni karakter. Za primer koji razmatramo važi $k_1/k_2 \approx 0.13$ ili -18 dB. To znači da na nultoj frekvenciji ulazna otpornost je za 18 dB manja od svoje nominalne vrednosti. Njena absolutna vrednost iznosi $Z_{un}(j0) = 1.12 \text{ M}\Omega$.

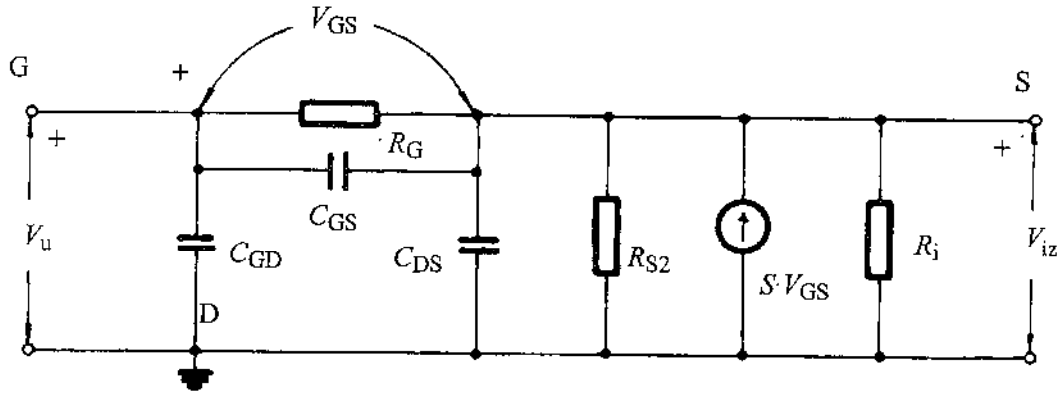
Izlazna impedansa na niskim frekvencijama će biti opet izvedena pod uslovom da se paralelno ulaznim priključcima poveže otpornost generatora R_g . Analizom kola dobija se

$$(3.9.68) \quad Z_{izn} = R_{iz} \frac{k_1}{k_2} \frac{1 + j\omega\tau_E / k_1}{1 + j\omega\tau_E / k_2},$$

gde je

$$(3.9.68a) \quad k_1 = 1 + (\mu + 1)R_{S1} / R_i \approx 1 + SR_{S1}$$

$$(3.9.68b) \quad k_2 = 1 + \frac{(\mu + 1)R_{S1}(R_g + R_G + R_{S2})}{(R_i + R_{S2})R_{gg}} \approx \approx 1 + R_{S1} / R_{S2}.$$



Sl. 3.9.24 Pojačavač sa zajedničkim drejnom na visokim frekvencijama

Razmatranjem ovih izraza zaključujemo da izlazna impedansa opada sa porastom frekvencije pri niskim frekvencijama odnosno da ima kapacitivan karakter. Njena najveća vrednost nastaje na nultoj frekvenciji i iznosi $Z_{izn}(j0) = R_{iz}(1 + SR_{S1}) / (1 + R_{S1}/R_{S2})$. Sa konkretnim brojnim vrednostima dobija se $Z_{izn}(j0) = 230 \Omega$.

Za analizu pojačavača sa zajedničkim drejnom na visokim frekvencijama koristi se kolo sa Sl. 3.9.24. Analizom ovog kola dobija se

$$(3.9.69) \quad A_v = \frac{V_{iz}}{V_u} = A \cdot \frac{1 + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_2}$$

$$(3.9.70) \quad Z_{uv} = R_u \frac{1 + j\omega\tau_2}{1 + j\omega\tau_3 - \omega^2\tau_4^2}$$

$$(3.9.71) \quad Z_{izv} = R_{iz} \frac{1 + j\omega\tau_5}{1 + j\omega\tau_6 - \omega^2\tau_7^2}$$

gde je $\tau_1 = C_{GS}R_G / (1 + SR_G) \approx C_{GS} / S$

$\tau_2 = (C_{GS} + C_{DS})RR_G / R_u \approx C_{GS}R / (1 + SR)$

$\tau_3 = R_G C_{GS} + RC_{DS} + R_u C_{GD}$

$\tau_4^2 = RR_G(C_{GS}C_{GD} + C_{GS}C_{DS} + C_{GD}C_{DS}) \approx \approx RR_G C_{GS}C_{GD}$

$\tau_5 = (C_{GS} + C_{GD})R_G R_g / (R_G + R_g)$

$\tau_6 = \{C_{GS}R_G(R_g + R) + C_{GD}R_g[R_G + (1 + SR_G)R] + C_{DS}R(R_G + R_g)\} / R_{gg}$

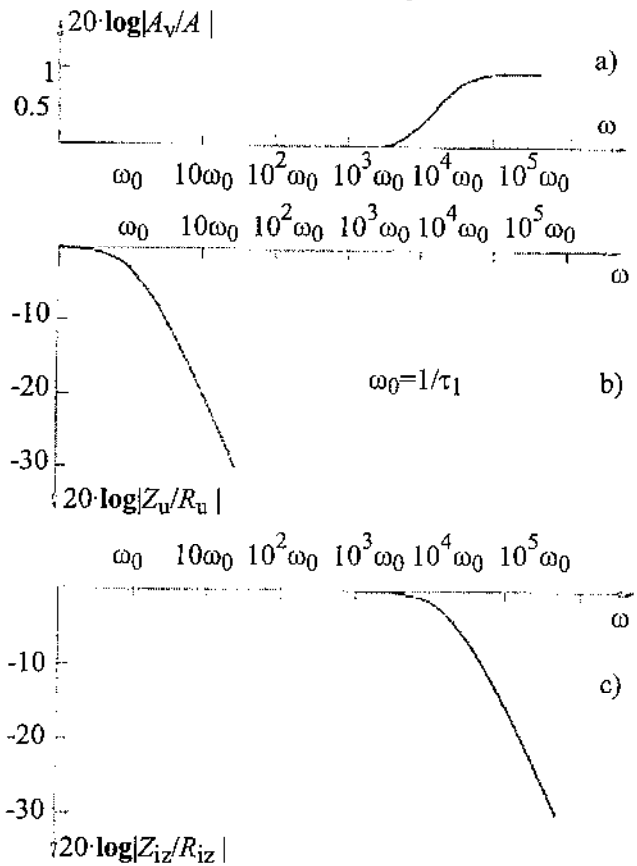
i

$$\tau_7^2 = \frac{RR_g R_G}{R_{gg}} (C_{GS}C_{GD} + C_{GS}C_{DS} + C_{GD}C_{DS}),$$

a R , R' i R_{gg} su definisani pri analizi na niskim frekvencijama.

Izlazna impedansa i_z ovde je izračunata pod uslovom da se pojačavač pobudjuje generatorom unutrašnje otpornosti R_g . Smenom brojnih vrednosti dobijaju sledeće veličine: $\tau_1 = 1.34 \text{ ns}$, $\tau_2 = 1.19 \text{ ns}$, $\tau_3 = 18$

μs , $\tau_4 = 115 \text{ ns}$, $\tau_5 = 1.3 \text{ ns}$, $\tau_6 = 3.35 \text{ ns}$, $\tau_7 = 39 \text{ ns}$, $f_1 = 118 \text{ MHz}$, $f_2 = 134 \text{ MHz}$, $f_3 = 8.6 \text{ KHz}$, $f_4 = 1.38 \text{ MHz}$, $f_5 = 120 \text{ MHz}$, $f_6 = 47.5 \text{ MHz}$ i $f_7 = 4 \text{ MHz}$.



Sl. 3.9.25 Pojačavač sa zajedničkim drejnom na visokim frekvencijama a) pojačanje, b) ulazna impedansa i c) izlazna impedansa.

Na Sl. 3.9.25 prikazane su zavisnosti modula ovih triju funkcija od frekvencije. Može se uočiti da naponsko pojačanje praktično ne zavisi od frekvencije. Izlazna impedansa opada sa porastom frekvencije s tim što je granična frekvencija relativno visoka. Poredeći izraze za f_2 , f_3 i f_4 može se lako zaključiti da se na umereno visokim frekvencijama može pisati

$$(3.9.72) \quad Z_u \approx R_u / (1 + j\omega\tau_3).$$

Za dati brojni primer granična frekvencija ulazne impedanse je svega 8.6 kHz. Ipak, s obzirom da je nominalna vrednost ulazne impedanse izuzetno velika, ovako niska gornja granična frekvencija ulazne impedanse ne utiče znatno na degradaciju pojačanja pojačavača koji je pobudjivan generatorom konačne unutrašnje otpornosti. Primera radi, može se izračunati da će ulazna impedansa ovog pojačavača opasti na vrednost od 10 kΩ na frekvenciji od 7.4 MHz.

3.9.6 Osnovni pojačavač sa zajedničkim gejtom

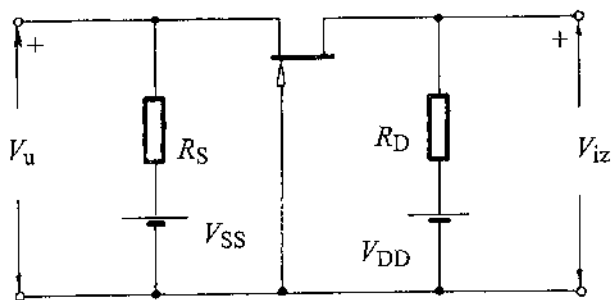
Kolo osnovnog pojačavača sa zajedničkim gejtom prikazano je na Sl. 3.9.26. Analizom ovog kola na srednjim frekvencijama propusnog opsega dobija se

$$(3.9.73) \quad A = \frac{V_{iz}}{V_u} = \frac{(\mu + 1)R_D}{R_i + R_D} \approx SR_D,$$

$$(3.9.74) \quad R_{iz} = \frac{R_D [R_i + (\mu + 1)R_S]}{R_D + R_i + (\mu + 1)R_S}$$

i

$$(3.9.75) \quad R_u = R_S \left\| \frac{R_i + R_D}{\mu + 1} = \frac{R_S (R_i + R_D)}{R_i + R_D + (\mu + 1)R_S} \right.$$



Sl. 3.9.26 Pojačavač sa zajedničkim gejtom ($R_S=200 \Omega$ i $R_D=1500 \Omega$)

Pri izračunavanju izlazne otpornosti smatralo se da se kolo pobudjuje idealnim strujnim izvorom. Smeonom brojnih vrednosti dobija se: $A=7.65$, $R_{iz}=1.44 \text{ k}\Omega$ i $R_u=99 \Omega$.

Za analizu na visokim frekvencijama koristi se kolo sa Sl. 3.9.27. Analizom ovog kola dobija se

$$(3.9.76) \quad A_v = A \cdot \frac{1 + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_2},$$

$$(3.9.77) \quad Z_{iz} = R_{iz} \frac{1 + j\omega\tau_3}{1 + j\omega\tau_4 - \omega^2\tau_5^2}$$

i

$$(3.9.78) \quad Z_u = R_u \frac{1 + j\omega\tau_2}{1 + j\omega\tau_4 - \omega^2\tau_5^2},$$

gde je

$$\tau_1 = C_{DS}R_i / (\mu + 1) \approx C_{DS} / S$$

$$\tau_2 = R_{iD} (C_{DS} + C_{GD})$$

$$\tau_3 = R_S R_i (C_{GS} + C_{DS}) / R_{Si} \approx C_{GS} R_S / (1 + SR_S)$$

$$\tau_4 = [C_{DS} R_i (R_S + R_D) + C_{GS} R_S (R_i + R_D) + C_{GD} R_D R_i] / (R_D + R_{Si})$$

$$\tau_5^2 = [R_S R_i R_D (C_{GS} C_{DS} + C_{GS} C_{GD} + C_{GD} C_{DS})] / (R_D + R_{Si})$$

$$R_{iD} = R_D R_i / (R_D + R_i) \approx R_D,$$

$$R_{Si} = R_i + R_S (\mu + 1) \approx R_i (1 + SR_S).$$

Aproksimacije u gornjim izrazima su zasnovane na pretpostavkama $\mu \gg 1$, $R_i \gg R_D$ i $C_{GS} \gg C_{DS}$. U konkretnom slučaju je $C_{DS}=0$, tako da se dobija $\tau_1=0$, $\tau_2=18 \text{ ns}$, $\tau_3=0.7 \text{ ns}$, $\tau_4=1.62 \text{ ns}$, $\tau_5=1.14 \text{ ns}$, $f_1=\infty$, $f_2=8.8 \text{ MHz}$, $f_3=227 \text{ MHz}$, $f_4=98 \text{ MHz}$ i $f_5=139 \text{ MHz}$.

Rešenjem polinoma imenioca u (3.9.77) dobijaju se polovi funkcije. Njihove vrednosti su međusobno bliske i istovremeno su bliske sa frekvencijom nule. Stoga se jedan od polova i nula krata tako da ostaje da deluje samo jedan pol.

Njegova vrednost je takva da izlazna impedansa počinje da opada tek na frekvencijama većim od 100 MHz. Imajući to u vidu na Sl. 3.9.28 su prikazane samo zavisnosti modula pojačanja i ulazne impedanse:

3.9.7 Osnovni pojačavač sa CMOS parom

Pojačavač sa parom komplementarnih MOS tranzistora prikazan je na Sl. 3.9.29. Kondenzator u kolu ima namenu da razdvoji, za naizmenični signal, ulaz i izlaz pojačavača i njegova vrednost je velika. Za analizu na srednjim frekvencijama biće upotrebljeno kolo sa Sl. 3.9.30. Jednostavnosti radi biće uzeto da su parametri tranzistora jednaki. Ako se ima u vidu da je $V_{GS1}=V_{GS2}=V_u$, analizom kola dobija se

$$(3.9.79) \quad A = \frac{V_{iz}}{V_u} = -\mu \frac{R_2}{R_2 + R_1 / 2},$$

$$(3.9.80) \quad R_u = R_1$$

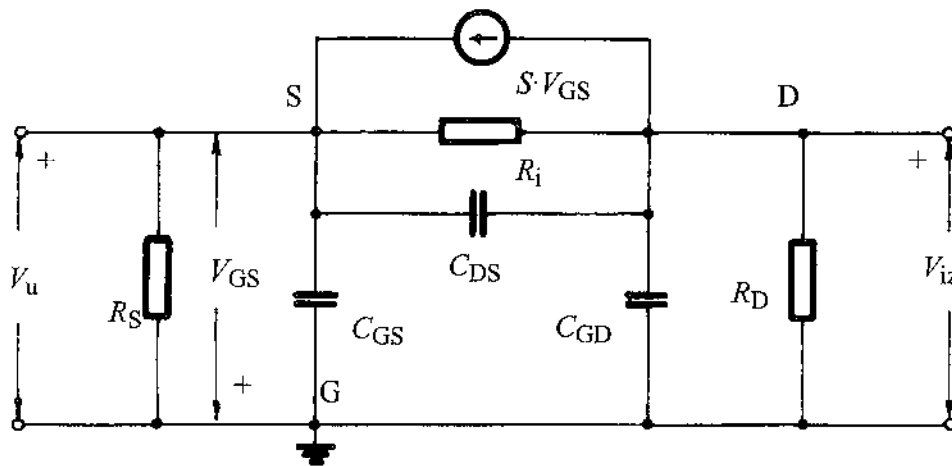
$$(3.9.81) \quad R_{iz} = \frac{R_2 R_i / 2}{R_2 + R_1 / 2}.$$

Izlazna otpornost, očigledno, ne zavisi od tipa pobude zahvaljujući odvojenosti ulaznog i izlaznog kola. Ako se uzme da je $R_2 \gg R_1 / 2$, što je sasvim realno, dobija se

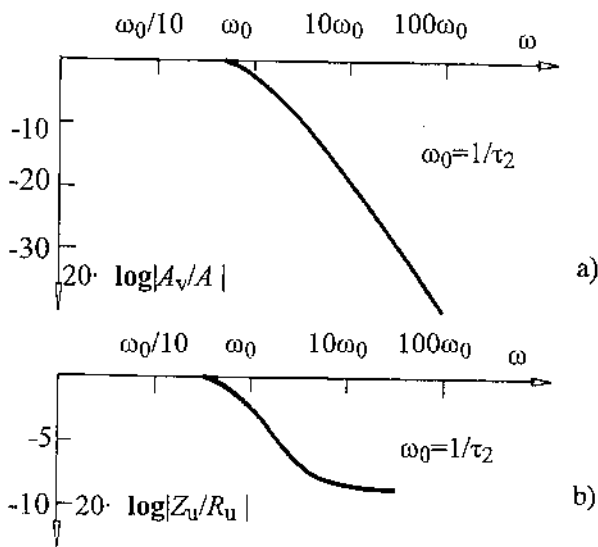
$$(3.9.82) \quad A \approx -\mu$$

$$(3.9.83) \quad R_{iz} \approx R_i / 2.$$

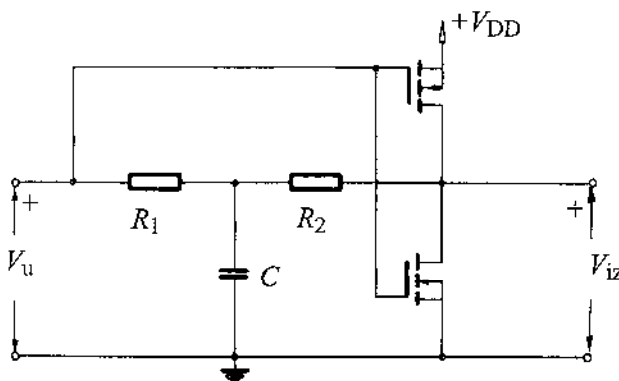
Poslednji izraz za pojačanje treba uporediti sa izrazom za naponsko pojačanje osnovnog pojačavača u sprezi sa zajedničkim sorsom (3.9.52) gde se pojačanje μ (po jednom tranzistoru) dobija pod uslovom $R_D \gg R_i$ što se praktično ne može ni izdaleka dostići.



Sl. 3.9.27 Pojačavač sa zajedničkim gejtom na visokim frekvencijama



Sl. 3.9.28 Osnovni pojačavač sa zajedničkim gejtom na visokim frekvencijama a) pojačanje i b) ulazna impedansa



Sl. 3.9.29 Osnovni pojačavač sa CMOS parom

Na niskim frekvencijama impedansa kondenzatora nije mala pa se za pojačanje dobija

$$(3.9.84) \quad A_n = A \cdot k \frac{1 + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_2}$$

gde je $k = \frac{(2R_2 + R_i)(2SR - 1)}{(2R + R_i)2SR} \approx R_2/R$,

$$\tau_1 = \frac{2SR_1R_2C}{2SR - 1} \approx C \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\tau_2 = \frac{R_1(2R_2 + R_i)C}{2R + R_i} \approx C \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} \approx \tau_1$$

i $R = R_1 + R_2$.

Pri izvodenju približnih izraza uzeto je $R_2 \gg R_i$. Pod ovim uslovom pojačanje na niskim frekvencijama praktično ne zavisi od frekvencije.

Ulazna impedansa na niskim frekvencijama je

$$(3.9.85) \quad Z_{un} = \frac{R_2 + R_i}{\mu + 1} \frac{1 + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_2}$$

gde je $\tau_1 = CR_1(R_2 + R_i/2)/(R_2 + R_i) \approx CR_1$

i $\tau_2 = C(R_2 + R_i/2)/(\mu + 1) \approx CR_2/(\mu + 1)$,

što ukazuje da ulazna impedansa sa opadanjem frekvencije biva degradirana na vrednost $(R_2 + R_i)/(\mu + 1) \approx R_2/(\mu + 1)$. Pri razmatranju brojnih vrednosti otpornika R_1 i R_2 treba voditi računa da je zbog frekvencijske zavisnosti poželjno da obe vrednosti budu što je moguće veće. Pored toga, R_1 određuje ulaznu otpornost pa je takodje potrebno da je što veća. Vrlo velike otpornosti, međjutim, generišu šumove velike amplitude i njihove vrednosti su nestabilne.

Izlazna impedansa (pod uslovom da se kolo pobudjuje idealnim naponskim generatorom) na niskim frekvencijama data je sa

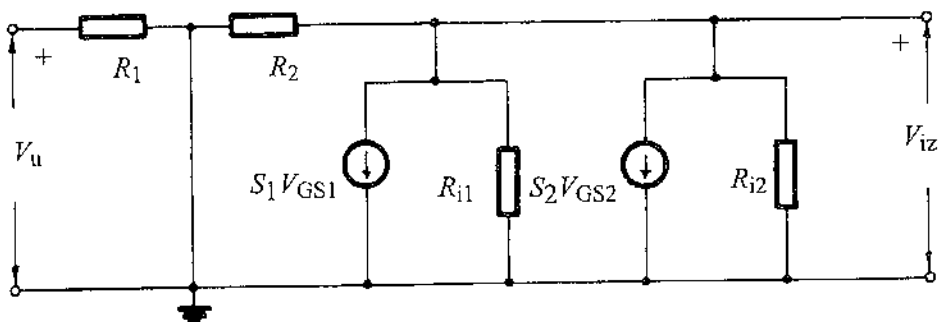
$$(3.9.86) \quad Z_{izm} = \frac{R \cdot R_i/2}{R + R_i/2} \frac{1 + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_2}$$

gde je $\tau_1 = CR_1R_2/(R_1 + R_2)$

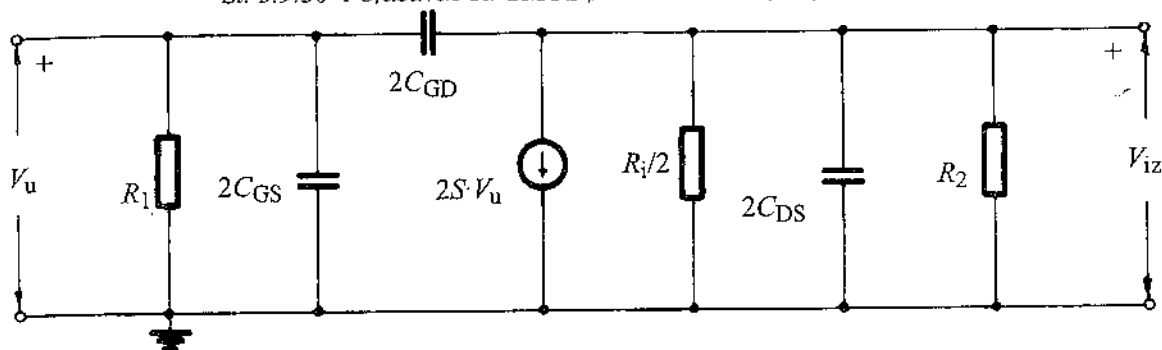
i $\tau_2 = CR_1(2R_2 + R_i)/(2R + R_i)$.

Iz poslednjeg izraza se lako vidi da, ako je $R_2 \gg R_i$, izlazna impedansa na niskim frekvencijama praktično ne zavisi od frekvencije.

Za analizu pojačavača sa CMOS parom na visokim frekvencijama pod pretpostavkom da su parametri tranzistora identični, služi kolo sa Sl. 3.9.31.



Sl. 3.9.30 Pojačavač sa CMOS parom na srednjim frekvencijama



Sl. 3.9.31 Pojačavač sa CMOS parom na visokim frekvencijama

Dobijeno kolo odgovara onom sa Sl. 3.9.20 koje važi za osnovni pojačavač sa zajedničkim sorsom. Lako je uočiti analogije (R_1, R_G) , $(2C_{GS}, C_{GS})$, $(2C_{GD}, C_{GD})$, $(2S, S)$, $(R_i/2, R_i)$, $(2C_{DS}, C_{DS})$ i (R_2, R_D) . Stoga izrazi koji važe za pojačavač sa zajedničkim sorsom će važiti i ovdje s tim što treba da se zamene analogne vrednosti.

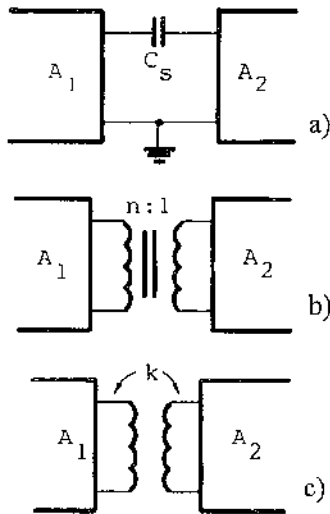
3.10 SPREZANJE POJAČAVAČA

Da bi se postiglo željeno pojačanje od generatora do potrošača obično nije dovoljno upotrebiti jedan (osnovni) pojačavački stepen. Spregom više osnovnih pojačavačkih stepeni može da se ostvari znatno veće pojačanje. Pored toga, pojedini pojačavački stepeni mogu biti upotrebljeni za prilagodjenje (naponsko ili strujno) sa generatorom i/ili potrošačem između kojih treba da se nadje osnovni pojačavač čija je glavna namena pojačanje napona. Između pojačavačkih stepeni, kao što je čitaocu već poznato, nalazi se kolo za spregu koje treba da posluži da jednosmerno odvoji prethodni i naredni stepen. Naravno, to isto kolo treba da predstavlja kratak spoj za vremenski promenljivu komponentu napona koja u stvari predstavlja signal. Osobinu da predstavlja beskonačnu impedansu za jednosmerni signal imaju idealni kondenzator, transformator i spregnute induktivnosti. Na Sl. 3.10.1 su simbolično prikazane sprege koje koriste ova tri elementa. U slučaju kada se koristi kondenzator kažemo da se radi o kapacitivnoj ili RC sprezi;

kada se koristi transformator o transformatorskoj, a kada se koriste spregnuta oscilatorna kola o induktivnoj sprezi. Najzad, pomenimo da je moguće i direktno sprezanje pojačavača. U tom slučaju, kako ćemo kasnije videti, potrebno je preduzeti posebne mere kako bi radna tačka aktivnog elementa u narednom pojačavačkom stepenu ostala u aktivnoj oblasti rada. Ovakvi pojačavači se nazivaju pojačavači sa direktnom spregom.

Koje će kolo za spregu biti upotrebljeno zavisi od više faktora. Primera radi, upotreba induktivne i transformatorske sprege omogućava da se istovremeno postigne i prilagodjenje po snazi prethodnog i narednog stepena. Pored toga, spregnute induktivnosti u isto vreme predstavljaju svaka za sebe delove selektivnih oscilatornih kola koja se nalaze u prethodnom i narednom stepenu. Tako se rade selektivni pojačavači napona. S druge strane, kod pojačavača malih signala zvučnih frekvencija realni kondenzator je mnogo bliži idealnom nego što je to slučaj sa realnim transformatorom pa je pogodnije koristiti RC umesto transformatorske sprege. Najzad, ako su frekvencije signala vrlo niske najpogodnije je direktno spregnuti pojačavače. Donja granična frekvencija u tom slučaju biće jednaka nuli. Dakle biće moguće da se pojačavaju i jednosmerni signali. Ova sprega je naročito važna sa stanovišta primene u integrisanim kolima imajući u vidu da se induktivnosti i velike kapacitivnosti ne mogu integrisati u monolitska kola. Sve ovo govori da se projektant mora odlučivati prema konkretnim zahtevima koje pojačavač treba da zadovolji. U daljim izla-

ganjima u ovom poglavlju biće reći samo o kapacitivnoj spregi. O ostalim spregama biće reći u odgovarajućim poglavljima.



Slika 3.10.1 Osnovni tipovi sprezanja pojačavača. a) RC sprega, b) transformatorska sprega i c) induktivna sprega

3.11 RC SPREGA

Naziv ove vrste sprezanja pojačavača proizilazi iz činjenice da se redno kondenzatoru za spregu priključuju izlazna otpornost prethodnog stepena i ulazna otpornost narednog. Za frekvencije signala koje pripadaju propusnom opsegu pojačavača impedansa kondenzatora treba da predstavlja kratak spoj. Na vrlo niskim frekvencijama, međutim, impedansa kondenzatora nije zanemariva tako da se na njemu stvara pad napona usled čega se smanjuje ulazni napon narednog pojačavačkog stepena, a time i ukupno pojačanje. Uticaj kondenzatora za spregu se najlakše uočava ako se razmotri kolo sa Sl. 3.11.1. U tom kolu prethodni stepen je prikazan ekvivalentnim Thevenin-ovim generatorom, a naredni stepen odgovarajućom ulaznom otpornošću. Za pojačanje se dobija

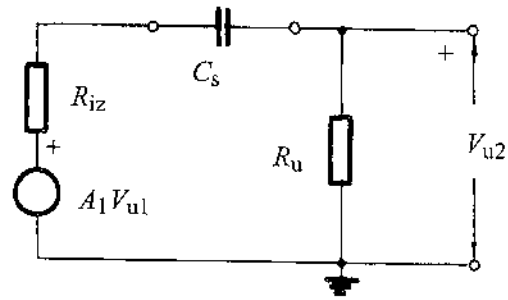
$$\begin{aligned}
 A_n &= \frac{V_{u2}}{V_{u1}} = A_1 \frac{R_u j\omega C_s}{1 + j\omega C_s (R_u + R_{iz})} = \\
 (3.11.1) \quad &= A_1 \frac{R_u}{R_u + R_{iz}} \frac{j\omega \tau_s}{1 + j\omega \tau_s} = \\
 &= A_0 \frac{j\omega \tau_s}{1 + j\omega \tau_s} = A_0 \frac{j/f f_n}{1 + j/f f_n} = \\
 &= A_0 / (1 - j/f_n / f)
 \end{aligned}$$

gde je uvedeno $A_0 = A_1 R_u / (R_u + R_{iz})$, $\tau_s = C_s (R_u + R_{iz})$ i $f_n = 1 / (2\pi \tau_s)$.

Frekvencijska karakteristika pojačanja za ovaj slučaj je identična kao i ona na Sl. 3.1.27 s tim što umesto τ treba staviti τ_s .

Prema tome, doprinos kondenzatora za spregu odgovara doprinosu filtra nepropusnika niskih frekvencija. Lako je uočiti da kondenzator za spregu sma-

njuje pojačanje na niskim frekvencijama, a granična frekvencija (3 dB) iznosi $\omega_n = \omega_g = 1 / \tau_s$.



Sl. 3.11.1 Uticaj kondenzatora za spregu

Razmotrimo sada uopšteni osnovni pojačavač kod koga je kolo generatora odvojeno od ulaza pojačavača kondenzatorom C_{s1} , a potrošač od izlaza kondenzatorom C_{s2} (Sl. 3.11.2.a). Jednostavnosti radi pretpostavljeno je da kod osnovnog pojačavača samo pojačanje može da zavisi od frekvencije. Kada se uopšteni pojačavač prikaže pomoću Thevenin-ove teoreme nastaje kolo koje je prikazano na Sl. 3.11.2.b. Analizom ovog kola dobijamo

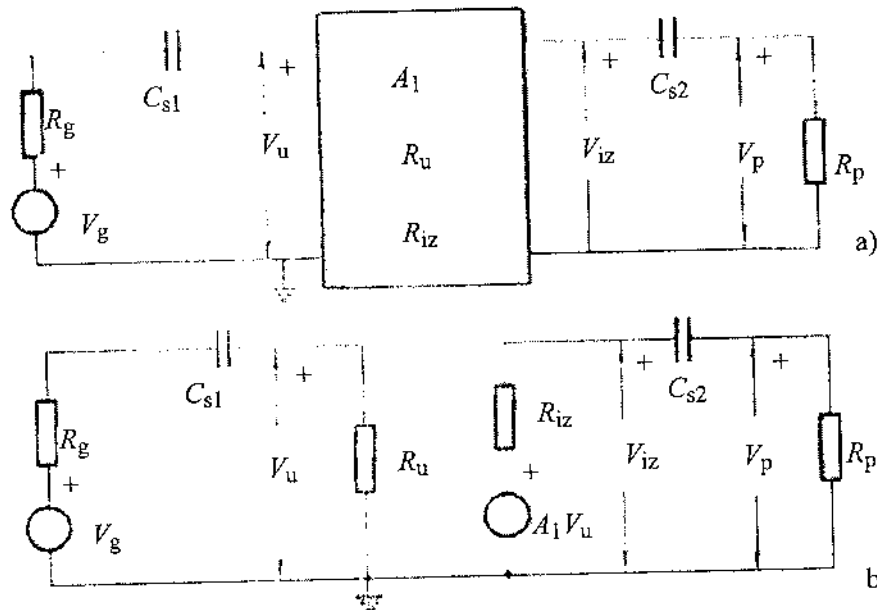
$$\begin{aligned}
 A_n &= \frac{V_p}{V_g} = \frac{R_u j\omega C_{s1}}{1 + j\omega C_{s1} (R_u + R_g)} \times \\
 (3.11.2) \quad &\times A_1 \frac{R_p j\omega C_{s2}}{1 + j\omega C_{s2} (R_p + R_{iz})} = \\
 &= A_0 \frac{j\omega \tau_{s1}}{1 + j\omega \tau_{s1}} \frac{j\omega \tau_{s2}}{1 + j\omega \tau_{s2}}
 \end{aligned}$$

gde je uvedeno $A_0 = A_1 R_u R_p (R_u + R_g)^{-1} (R_p + R_{iz})^{-1}$, $\tau_{s1} = C_{s1} (R_u + R_g)$ i $\tau_{s2} = C_{s2} (R_p + R_{iz})$. Zavisno od međusobnog odnosa R_g , R_u , R_p i R_{iz} (za jednake vrednosti C_{s1} i C_{s2}) moguće je da τ_{s1} bude veće ili manje od τ_{s2} . U svakom slučaju nagib asimptote na niskim frekvencijama iznosi 12 dB/oktavi što znači da svaki kondenzator unosi po 6 dB/oktavi.

U prethodnom primeru nije uzeta u račun zavisnost pojačanja osnovnog pojačavača od frekvencije. Ranije smo, međutim, videli da kod pojačavača sa zajedničkim sorsom ili pojačavača sa zajedničkim emitorom, pojačanje može biti funkcija frekvencije. Ako se uvede i ova zavisnost (izraz (3.9.20) za pojačavač sa zajedničkim emitorom ili izraz (3.9.53) za pojačavač sa zajedničkim sorsom), za ukupno pojačanje možemo pisati

$$(3.11.3) \quad A_n = A'_0 \frac{1}{k} \frac{j\omega \tau_{s1}}{1 + j\omega \tau_{s1}} \frac{j\omega \tau_{s2}}{1 + j\omega \tau_{s2}} \frac{1 + j\omega \tau_1}{1 + j\omega \tau_2}$$

gde je $A'_0 = A_0 (\omega \rightarrow \infty)$.



Slika 3.11.2 Sprezanje uopštenog pojačavača sa generatorom i potrošačem (a) i ekvivalentno kolo (b)

Treba uočiti sledeće. Otpornosti \$(R_g+R_u)\$ i \$(R_p+R_{iz})\$ koje se pojavljuju u vremenskim konstantama \$\tau_1\$ i \$\tau_2\$, respektivno, su obično znatno veće od odgovarajućih otpornosti koje se pojavljuju u \$\tau_1\$ i \$\tau_2\$ (obratiti pažnju na komentare koji slede izraze (3.9.22) i (3.9.55)).

To znači da ako se upotrebi kondenzator \$C_E\$ koji je približno iste vrednosti kao i \$C_{s1}\$ ili \$C_{s2}\$, vremenske konstante koje čini \$C_E\$ će biti manje od odgovarajućih konstanta koje čine \$C_{s1}\$ i \$C_{s2}\$ pa će odgovarajuća granična frekvencija biti mnogo veća. Kondenzator \$C_E\$ će, u ovom slučaju, imati dominantan uticaj na frekvencijsku karakteristiku na niskim frekvencijama. Drugim rečima frekvencijska karakteristika se neće bitno promeniti ako se upotrebe i manje vrednosti za kapacitivnosti \$C_{s1}\$ i \$C_{s2}\$. Naravno, upotreba manjih kapacitivnosti će pojeftiniti kolo i uticaće na smanjenje njegovih dimenzija.

Ravnopravan uticaj svih kapacitivnosti na frekvencijsku karakteristiku će se postići ako su sve vremenske konstante u kolu približno jednake. Ako se izabere \$\tau=\tau_1=\tau_2\$ za pojačavač sa JFET-om, imali bi

$$C_E = C_{s1} \frac{(R_g + R_u)(1 + SR_S)}{R_S} = C_{s2} \frac{(R_p + R_{iz})(1 + SR_S)}{R_S} \quad (3.11.4)$$

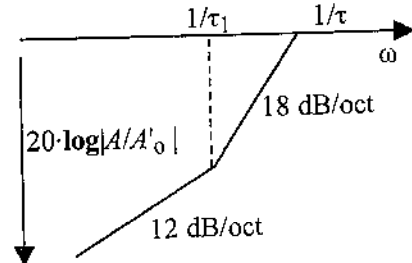
pošto su faktori koji množe \$C_{s1}\$ i \$C_{s2}\$ znatno veći od 1, i \$C_E \gg C_{s1}, C_{s2}\$.

Da bi lakše prikazali asimptotsku karakteristiku

izraza (3.11.3) pod uslovom (3.11.4) uzećemo još da važi \$R_g+R_u=R_p+R_{iz}\$ što ne mora biti slučaj. Pod ovim uslovom (3.11.3) postaje

$$A = A'_0 \frac{1}{k} \frac{(j\omega\tau)^2(1+j\omega\tau_1)}{(1+j\omega\tau)^3} \quad (3.11.5)$$

Asimptotska karakteristika je prikazana na Sl. 3.11.3.



Slika 3.11.3 Pojačanje pojačavača sa zajedničkim sorsom na niskim frekvencijama

Imajući u vidu da je \$\tau=\tau_1/k\$ i da je na graničnoj frekvenciji \$\omega\tau_1 \gg 1\$, za moduo pojačanja na graničnoj frekvenciji dobijamo

$$\left| \frac{A_n(\omega_g)}{A'_0} \right| = \sqrt{\frac{(\omega_g\tau)^6}{(1+\omega_g^2\tau^2)^3}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.11.6)$$

pa je

$$\omega_n = \omega_g = \frac{1}{\tau\sqrt{\sqrt{2}-1}} = \frac{1.96}{\tau} = 1.96 \cdot \omega_{g1} \quad (3.11.7)$$

gde je sa \$\omega_{g1}\$ označena granična frekvencija koja odgovara slučaju kada je samo jedan kondenzator u kolu, odnosno \$\omega_g=1/\tau\$. Izraz (3.11.7) ukazuje na čijenjenu da usled prisustva sva tri kondenzatora donja

granična frekvencija se uvećala skoro za dva puta. Relacija (3.11.4) i njoj slična koja bi važila za pojačavač sa bipolarnim tranzistorom zahtevaju pre primene izvesna razmatranja. Naime koeficijenti koji množe C_{s1} i C_{s2} mogu da dobiju tako velike vrednosti da postaje skupo da se u potpunosti zadovolji ova relacija. Stoga se obično bira razumno velika vrednost za C_E , a izračunata vrednost za C_s iz (3.11. 4) se uvećava u izvesnoj meri.

Na visokim frekvencijama kondenzatori C_s predstavljaju kratak spoj, veličine R_u i R_{iz} treba zameniti odgovarajućim impedansama, a pojačanje A_1 je kompleksna funkcija. Za pojačanje kola sa Sl. 3.11.2.a na visokim frekvencijama imamo

$$(3.11.8) \quad A_v = \frac{V_p}{V_g} = \frac{Z_u}{Z_u + R_g} A_1 \frac{R_p}{R_p + Z_{iz}}$$

Imajući u vidu ranije izvedene izraze za pojačanje, ulaznu i izlaznu impedansu pojačavača, može se lako doći do zaključka da čak i u slučaju relativno jednostavnog pojačavača sa jednim aktivnim elementom, pojačanje na visokim frekvencijama predstavlja veoma složen izraz. Stoga ovde neće biti činjeni naponi za preglednim prikazivanjem izraza za pojačanje jednostepenog pojačavača sa RC spregom. Poznajući odgovarajuće izraze za funkcije koje ulaze u (3.11.8) može se izračunati pojačanje celog pojačavača izračunavajući brojne vrednosti odgovarajućih veličina pojedinačno. Racionalnosti radi slična analiza u pojednostavljenom obliku biće data za dvostepeni pojačavač.

3.12 VIŠESTEPENI POJAČAVAČI SA RC SPREGOM

Na osnovu izlaganja iz prethodnih odeljaka može se zaključiti o tome kako se konstruišu višestepeni pojačavači sa RC spregom. To se čini tako što se osnovni pojačavački stepeni spregnu kondenzatorom velike kapacitivnosti. Imajući u vidu da se odgovarajući kondenzatori za spregu moraju postaviti između pobudnog generatora i prvog (ulaznog) stepena i između potrošača i poslednjeg (izlaznog) stepena u pojačavačkom lancu, ukupni broj kondenzatora za spregu je $N+1$ gde je N broj pojačavačkih stepeni. Treba imati na umu da će ovi kondenzatori imati bitan uticaj na ponašanje pojačavača na niskim frekvencijama. To je razlog da njihova kapacitivnost bude što je moguće veća. Kondenzatori velike kapacitivnosti, međutim, obično imaju i veliku zapreminu što može znatno da utiče na dimenzije celog kola kao i na njegovu cenu.

Ako se za analizu višestepenih pojačavača koristi pristup koji je do sada primenjivan tj. ako se koristi predstavljanje pojačavača preko Thevenin-ove teoreme, za pojačanje napona na srednjim frekvencijama

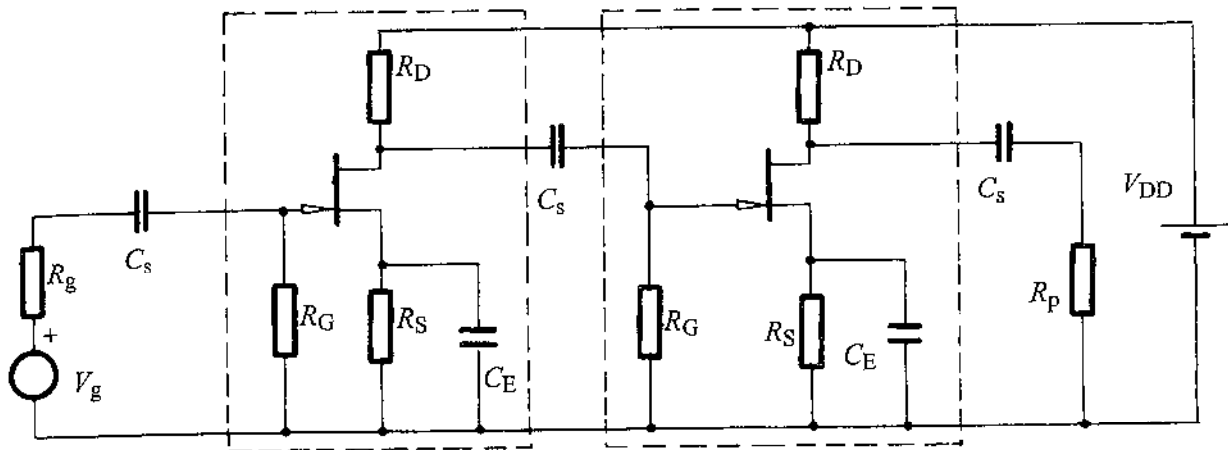
propusnog opsega (kondenzatori za spregu se mogu smatrati kratkim spojem) dobija se

$$(3.12.1) \quad A = \left(\prod_{k=1}^N A_k \right) \frac{R_{u1}}{R_{u1} + R_g} \frac{R_p}{R_p + R_{izN}} \times \\ \times \prod_{k=2}^N \frac{R_{uk}}{R_{uk} + R_{izk-1}}$$

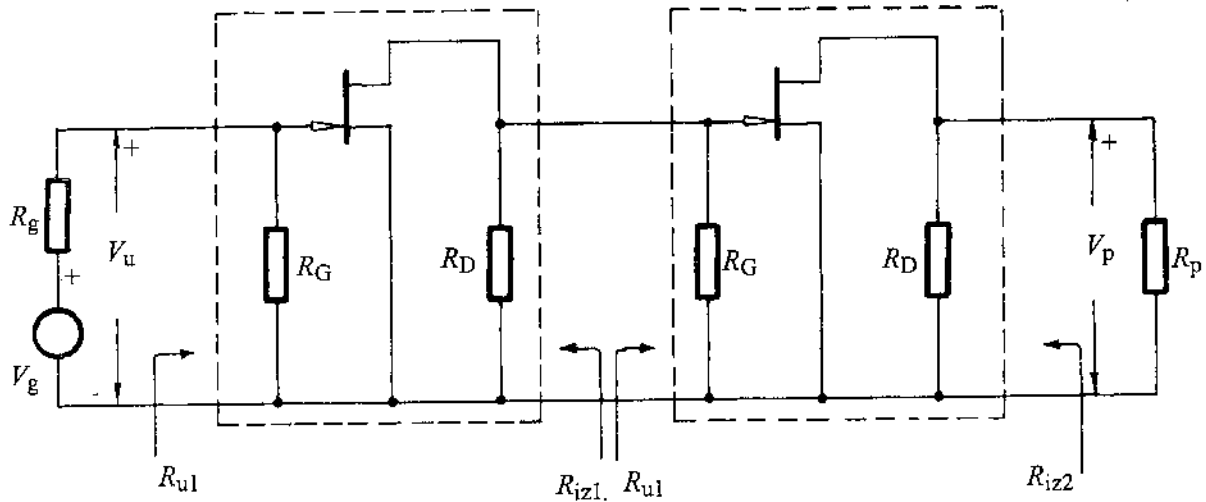
gde je R_g otpornost generatora, R_p otpornost potrošača, R_{uk} ulazna otpornost k -tog stepena i R_{izk} izlazna otpornost k -tog stepena. Za dvostepeni pojačavač ovaj izraz postaje jednostavniji

Ovaj metod analize, mada vrlo jednostavan, trpi određene nedostatke. Naime, kao što je i ranije pomenuto, u opštem slučaju, ulazna impedansa zavisi od impedanse potrošača (ulazne impedanse narednog stepena). Slično važi za izlaznu impedansu koja zavisi od impedanse generatora (izlazne impedanse prethodnog stepena). To znači da ukoliko se uvaži činjenica da pojačavač nije unilateralan, računaska realizacija navedenih izraza za pojačanje višestepenog pojačavača nije moguća. U takvom slučaju mora se postupiti formulaciji jednačina potencijala čvorova za celokupni pojačavač. Rešavanjem sistema jednačina koji je dobijen na ovaj način za datu frekvenciju mogu se odrediti odgovarajući naponi i struje, a zatim i elementi ekvivalentnog Thevenin-ovog kola za celokupni pojačavač. Iz ranijih izlaganja se može zaključiti da se u slučaju osnovnog pojačavača sa FETom može smatrati da ulazna impedansa ne zavisi od potrošača ako je ulazni priključak gejt i ako frekvencija signala nije suviše visoka. Sa malo manjom preciznošću se slično može kazati za pojačavač sa bipolarnim tranzistorom. Ulazna impedansa neće zavisiti od potrošača ako kolektor nije zajednička elektroda i ako frekvencije signala nisu suviše visoke.

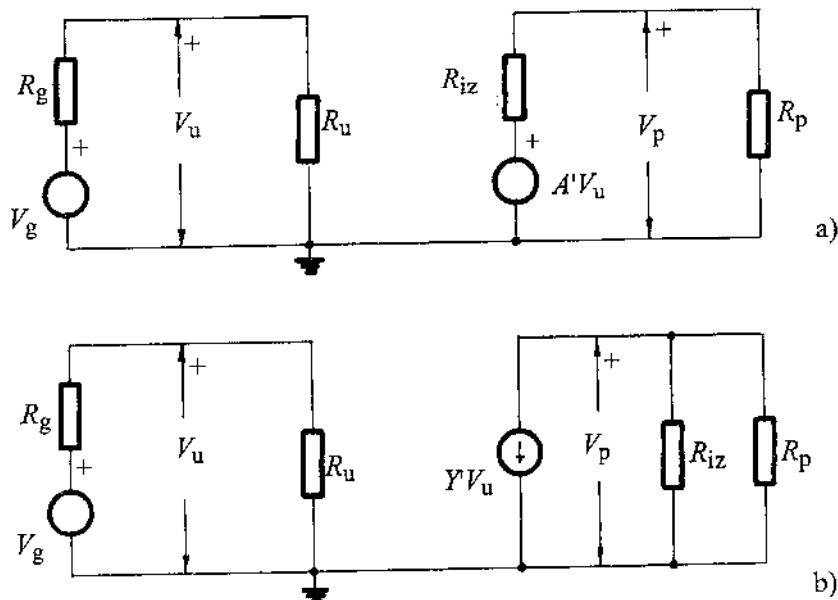
Pri konstruisanju višestepenih pojačavača projektantu stoji na raspolaganju veliki izbor kombinacija. Ako se želi postići što je moguće veće pojačanje napona na srednjim frekvencijama propusnog opsega treba koristiti spregu pojačavača sa zajedničkim emitorom (sorsom). Ako se želi postići širi propusni opseg po cenu izvesnog smanjenja pojačanja upotrebiće se pojačavači sa zajedničkim emitorom i zajedničkom bazom pri čemu se koristi osobina da je ulazna impedansa ovog drugog induktivnog karaktera. Slični efekt se postiže kada se spregnu pojačavač sa zajedničkim kolektorom i zajedničkim emitorom. U daljim izlaganjima će biti opisana samo prva od gore navedenih kombinacija. Ostale kombinacije će biti delimično razmatrane u poglavljima gde se razmatraju kola koja ih sadrže.



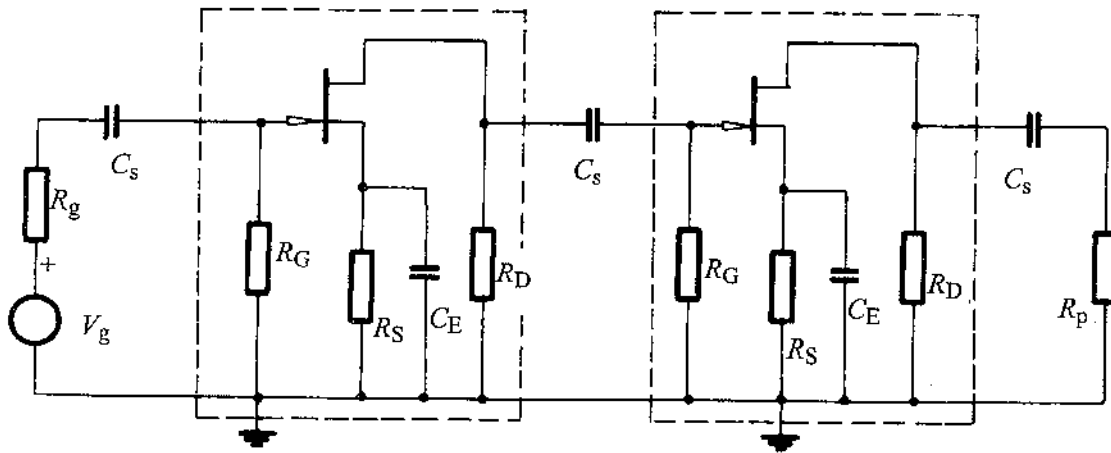
Slika 3.12.1 Dvostepeni pojačavač sa JFETima



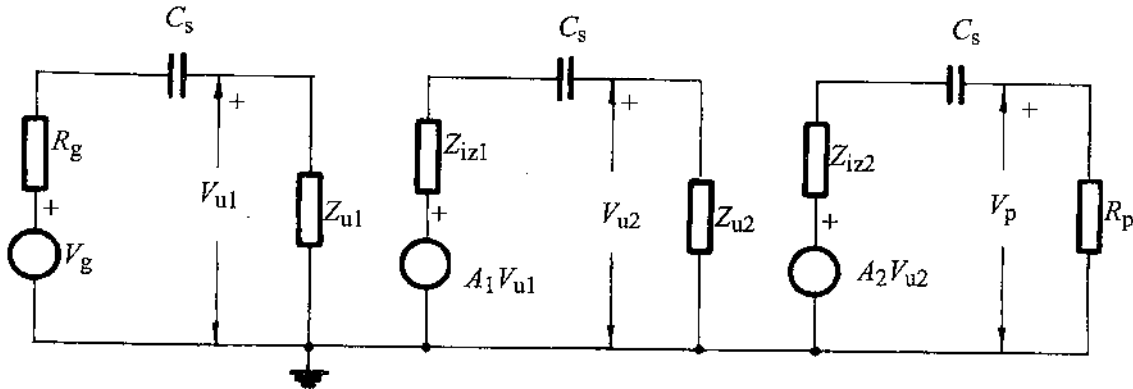
Slika 3.12.2 Kolo za naizmjeničnu struju dvostepenog pojačavača sa JFETima na srednjim frekvencijma



Slika 3.12.3 Predstavljanje dvostepenog pojačavača pomoću Thevenin-ove (a) i Nortonove (b) teoreme



Slika 3.12.4 Kolo za naizmeničnu struju dvostepenog pojačavača sa JFETima na niskim frekvencijama



Slika 3.12.5 Kolo za analizu dvostepenog pojačavača sa JFETima

3.12.1 Dvostepeni pojačavač sa JFET-ima

Ovde će biti razmotrena analiza dvostepenog pojačavača sa JFETima u sprezi sa zajedničkim sorsom koji je prikazan na Sl. 3.12.1. Brojne vrednosti elemenata u kolu su $R_g=1\text{ k}\Omega$, $R_G=1\text{ M}\Omega$, $R_S=200\ \Omega$, $R_D=1.5\text{ k}\Omega$, $R_p=1\text{ M}\Omega$, $C_s=0.1\ \mu\text{F}$ i $C_E=100\ \mu\text{F}$. Za analizu na srednjim frekvencijama propusnog opsega može se upotrebiti kolo sa Sl. 3.12.2. Na ovoj slici, kao i na prethodnoj, isprekidanim linijama su prikazana oba pojačavačka stepena. Polazeći od ranije izvedenih rezultata može se pisati

$$(3.12.2) \quad A = A_1 A_2 \frac{R_{u1}}{R_{u1} + R_g} \times \frac{R_p}{R_p + R_{iz2}} \frac{R_{u2}}{R_{u2} + R_{iz1}}$$

$$(3.12.3) \quad A_1 = A_2 = -\frac{S R_i R_D}{R_i + R_D}$$

$$(3.12.4) \quad R_{u1} = R_{u2} = R_g$$

$$(3.12.5) \quad R_{iz1} = R_{iz2} = R_D R_i / (R_D + R_i)$$

Smenom ovih izraza u (3.12.2) dobija se

$$(3.12.6) \quad A = \frac{\mu^2 R_D^2}{(R_i + R_D)^2} \frac{R_G}{R_G + R_g} \times \frac{R_p}{R_p + R_D R_i / (R_D + R_i)} \times \frac{R_G}{R_G + R_D R_i / (R_D + R_i)} = \frac{S^2 R_D^2 R_G^2 R_p / [R_p (R_D + R_i) + R_D R_i]}{(R_G + R_g) [R_G (R_D + R_i) + R_D R_i]}$$

Ako je $R_i, R_G \gg R_D$ (što obično važi), dobija se

$$(3.12.7) \quad A = \frac{S^2 R_i R_G R_D^2 R_p}{(R_G + R_g) [R_p (R_D + R_i) + R_D R_i]}$$

Ako je još i $R_p \gg R_D$, imamo

$$(3.12.8) \quad A = S^2 R_D^2 R_G / (R_G + R_g)$$

Najzad, za naponsku pobudu ($R_g \ll R_G$) dobija se

$$(3.12.9) \quad A = S^2 R_D^2,$$

što predstavlja kvadrat pojačanja osnovnog pojačavača.

Može se uočiti da odlučujući uticaj na vrednost pojačanja ima vrednost otpornosti R_D . Ukoliko je R_D veće biće veće i pojačanje. Sa druge strane R_D odre-

djuje i položaj radne tačke aktivnog elementa u svakom osnovnom pojačavaču. Veličina otpornosti R_D ograničava vrednost struje kroz aktivnu komponentu tako da pri velikoj vrednosti R_D može doći do redukcije vrednosti S (u suprotnom bila bi potrebna velika vrednost napona baterije za napajanje, a time bi se povećala i ukupna disipacija u kolu). Stoga, izbor veličine R_D mora da predstavlja kompromis između ovih dvaju suprotnih zahteva. Upotreba aktivne komponente (FETa) u ulozi otpornika R_D može znatno doprineti povećanju pojačanja s obzirom da je dinamička otpornost komponente R_i , a potrebna jednosmerna struja se obezbeđuje srazmerno malim padom napona na R_D odnosno na aktivnoj komponenti koja je preuzela njegovu ulogu. O ovakvoj primeni biće reči kasnije.

Na osnovu svega izloženog dvostepeni pojačavač sa FETima se može prikazati ekvivalentnim kolom dobijenim preko Thevenin-ove odnosno Norton-ove teoreme. Ova ekvivalentna kola su prikazana na Sl. 3.12.3.a i Sl. 3.12.3.b. Naravno da ova kola važe na srednjim frekvencijama propusnog opsega. Vrednosti elemenata u kolima sa Sl. 3.12.3 su

$$(3.12.10) \quad R_u = R_G$$

$$(3.12.11) \quad R_{iz} = R_i R_D / (R_i + R_D) \approx R_D$$

$$(3.12.12) \quad A' = A \Big|_{R_p \rightarrow \infty, R_g = 0} = \frac{S^2 R_i^2 R_D^2 R_G}{(R_i + R_D)(R_i R_D + R_i R_G + R_G R_D)} \cong \approx S^2 R_D^2$$

i

$$(3.12.13) \quad Y' = -\frac{A'}{R_{iz}} = -\frac{S^2 R_i R_D R_G}{(R_i R_D + R_i R_G + R_G R_D)} = -S^2 R_D$$

Na niskim frekvencijama dolazi do izražaja uticaj kapacitivnosti za spregu i kapacitivnosti u kolu sorsa tranzistora. Kolo pojačavača koje može poslužiti za izračunavanje pojačanja na niskim frekvencijama je prikazano na Sl. 3.12.4. Ovo kolo je, primenom Thevenin-ove teoreme, transformisano i prikazano na Sl. 3.12.5. Na osnovu poslednjeg kola za pojačanje na niskim frekvencijama dobijamo

$$(3.12.14) \quad A_n = \frac{V_p}{V_g} = \frac{V_{u1}}{V_g} \frac{V_{u2}}{V_{u1}} \frac{V_p}{V_{u2}}$$

ili

$$(3.12.15) \quad A_n = \frac{j\omega C_s Z_{u1}}{1 + j\omega C_s (Z_{u1} + Z_g)} A_1 \times \times \frac{j\omega C_s Z_{u2}}{1 + j\omega C_s (Z_{u2} + Z_{iz1})} A_2 \times \times \frac{j\omega C_s Z_p}{1 + j\omega C_s (Z_p + R_{iz2})}$$

pri tome važi: $Z_{u1}=Z_{u2}=R_G$, $Z_{iz1}=Z_{iz2}=R_{iz}$ (pogledati komentar izraza (3.9.56)) i $A_1=A_2$ s tim što su ova pojačanja data sa (3.9.53). Smenom u (3.12.15) dobija se

$$(3.12.16a) \quad A_n = \frac{(j\omega C_s)^3 R_G^2 R_p S^2 R_D^2}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)(1 + j\omega\tau_3)} \times \frac{(1 + j\omega\tau_E)^2 / k^2}{(1 + j\omega\tau_E / k)^2},$$

gde je $R_D=R_i R_D / (R_i + R_D)$, $\tau_1=C_s(R_g+R_G)$, $\tau_2=C_s(R_{iz}+R_G)$, $\tau_3=C_s(R_p+R_{iz})$, a veličine τ_E i k su definisane uz izraz (3.9.53). Za konkretne brojne vrednosti važi $\tau_1=C_s R_G$, $\tau_2=C_s R_G$, $\tau_3=C_s R_p$ i $R_p=R_G$ pa se može pisati

$$(3.12.16b) \quad A_n = A_0 \frac{(j\omega C_s)^3 R_G^2 R_p (1 + j\omega\tau_E)^2 / k^2}{(1 + j\omega\tau_1)^3 (1 + j\omega\tau_E / k)^2}$$

gde je $A_0=A_n(\omega \rightarrow \infty)$.

Za približno određivanje donje granične frekvencije ovog kola, uzećemo još da važi $\omega_g \tau_E \gg 1$, gde je ω_g granična kružna frekvencija koja se traži. Ovaj uslov je praktično ispunjen ako se ima u vidu da očekujemo da $\omega_g > k/\tau_E$ i $k/\tau_E > 1/\tau_E$. Najzad, usvojićemo uslov da je doprinos svih kondenzatora frekvencijskoj karakteristici, u okolini granične frekvencije, jednak, što se iskazuje kao $k/\tau_E \approx 1/\tau_E$. Imajući sve ovo u vidu može da se piše:

$$(3.12.17a) \quad A_n(j\omega_g) = A_0 \frac{(j\omega_g \tau_1)^5}{(1 + j\omega_g \tau_1)^5}$$

gde je A_0 pojačanje na srednjim frekvencijama. Sada se za graničnu frekvenciju dobija

$$(3.12.17b) \quad \omega_g = \omega_n = 1 / \left(\tau_1 \cdot \sqrt[5]{2-1} \right) = 2.6 / \tau_1$$

Za $\tau_1=R_G C_s=0.1$ s, dobilo bi se $\omega_n=26$ s⁻¹ ili $f_n=4.1$ Hz. U primeru sa Sl. 3.12.1. uslov $\tau_E/k=\tau_1$ nije ispunjen, a dominantan uticaj ima vremenska konstanta kondenzatora u emitoru. Stoga je granična frekvencija $f_n \approx 21$ Hz što je prikazano na Sl. 3.12.6.

Za određivanje pojačanja na visokim frekvencijama može se i dalje koristiti kolo sa Sl. 3.12.5 (C_s

kratko spojeno), a izraz za pojačanje postaje

$$(3.12.18) A_v = A_1 A_2 \frac{Z_{u1} Z_{u2}}{(Z_{u1} + R_g)(Z_{u2} + Z_{iz1})} \times \frac{R_p}{(R_p + Z_{iz2})}$$

Za pojačanje, ulaznu i izlaznu impedansu koji se pojavljuju u ovom izrazu treba koristiti (3.9.57), (3.9.58) i (3.9.59), respektivno. Treba još imati na umu da pojačavač neće zadugo (sa porastom frekvencije) ostati unilateralan, pa je upotreba ovakvog pristupa analizi ograničena. Naime, prilikom izračunavanja ulazne impedanse osnovnog pojačavača sa zajedničkim sorsom, smatralo se da naredni stepen (odnosno potrošač) ima samo otporni karakter. Sada se vidi, međutim, da ulazna impedansa Z_{u1} zavisi od Z_{u2} . Stoga u izrazu za Z_{u1} koji je dat sa (3.9.58), umesto R_D treba staviti $R_D || Z_{u2}$ što dramatično komplikuje situaciju. Na umereno visokim frekvencijama međutim, kada se može smatrati da je $1/(j\omega C_{GD})$ beskonačno veliko, moguće je direktno koristiti (3.12.18). Pod tim uslovom je $\tau_1 = R_G C_{GS}$, $\tau_2 = 0$, $\tau_3 = 0$, $\tau_4 = 0$, $\tau_5 = \tau_1$, pa je $A_v = A$, $Z_{izv} = R_{iz}$ i $Z_{uv} = R_G / (1 + j\omega\tau_1)$. Smenom u (3.12.18) dobija se

$$(3.12.18a) A_v = A_0^2 \frac{R_G}{(R_g + R_G + j\omega\tau_1 R_g)} \times \frac{R_G}{(R_{iz} + R_G + j\omega\tau_1 R_{iz})} \times \frac{R_p}{(R_{iz} + R_p)}$$

ili

$$(3.12.18b) A_v = A_{v0} \frac{1}{[1 + j\omega\tau_1 R_g / (R_g + R_G)]} \times \frac{1}{[1 + j\omega\tau_1 R_{iz} / (R_{iz} + R_G)]} = A_{v0} \frac{1}{(1 + j\omega\tau)^2}$$

gde je A_{v0} pojačanje dvostepenog pojačavača na srednjim frekvencijama, a uzeto je $\tau = C_{GS} R_G R_g / (R_G + R_g) \sim C_{GS} R_G R_D / (R_G + R_D)$. Smenom brojnih vrednosti za graničnu frekvenciju dobija se $f_v = (1/\tau_1) \sqrt{\sqrt{2} - 1} \approx 8.9$ MHz. Nešto tačnija slika će se dobiti ako se umesto C_{GS} u τ_1 stavi ulazna kapacitivnost data sa $C_u = C_{GS} + (1 - A_r) C_{GD}$, što je sastavni deo izvornog izraza za τ_1 . U konkretnom slučaju imali bi $f_v = 3.39$ MHz što je vrlo blizu stvarnoj gornjoj graničnoj frekvenciji ($f_v \sim 3.8$ MHz) koja je data na Sl. 3.12.16.

Tačnija analiza se može ostvariti upotrebom neke

od univerzalnih metoda za analizu električnih kola. Na Sl. 3.12.6 prikazana je kompletna amplitudska karakteristika pojačavača sa Sl. 3.12.1 koja je generisana metodom potencijala čvorova pomoću računara.

3.12.2 Dvostepeni pojačavač sa bipolarnim tranzistorima

Kolo pojačavača je prikazano na Sl. 3.12.7 i ono sadrži dva osnovna pojačavačka stepena u sprezi sa zajedničkim emitorom. Brojne vrednosti elemenata u kolu su $R_g = 1$ k Ω , $R_1 = 54$ k Ω , $R_2 = 46$ k Ω , $R_C = 500$ Ω , $R_E = 270$ Ω , $C_E = 100$ μ F i $C_S = 1$ μ F.

Za analizu na srednjim frekvencijama propusnog opsega može se upotrebiti kolo sa Sl. 3.12.8. Osnovni pojačavači su prikazani isprekidanim linijama.

Pretpostavimo za početak da je $1 \gg h_{22} R_C$ i $h_{11E} \gg h_{FE} R_C$. Pod ovim uslovima ulazna otpornost osnovnog pojačavača ne zavisi od otpornosti potrošača pa se može pisati

$$(3.12.19) A_0 = A_1 A_2 \frac{R_{u1}}{R_{u1} + R_g} \frac{R_{u2}}{R_{u2} + R_{iz1}} \frac{R_p}{R_p + R_{iz2}}$$

pri čemu $A_1 = A_2$ i dato je sa (3.9.6), $R_{u1} = R_{u2}$ i dato sa (3.9.3) i $R_{iz1} = R_{iz2} = R_C$.

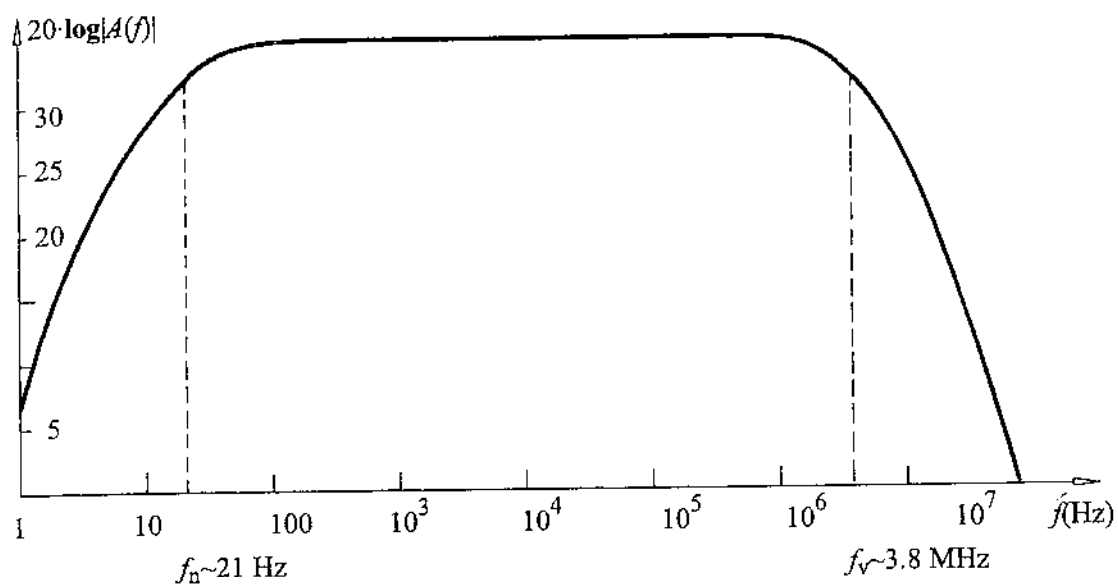
Slično kao i kod pojačavača sa JFETima, na niskim i visokim frekvencijama može se koristiti kolo sa Sl. 3.12.5 tako da za niske frekvencije važi

$$(3.12.20a) A_n = \frac{j\omega C_s Z_{u1}}{1 + j\omega C_s (R_g + Z_{u1})} A_1 \times \frac{j\omega C_s Z_{u2}}{1 + j\omega C_s (R_{iz1} + Z_{u2})} A_2 \times \frac{j\omega C_s R_p}{1 + j\omega C_s (R_p + Z_{iz2})}$$

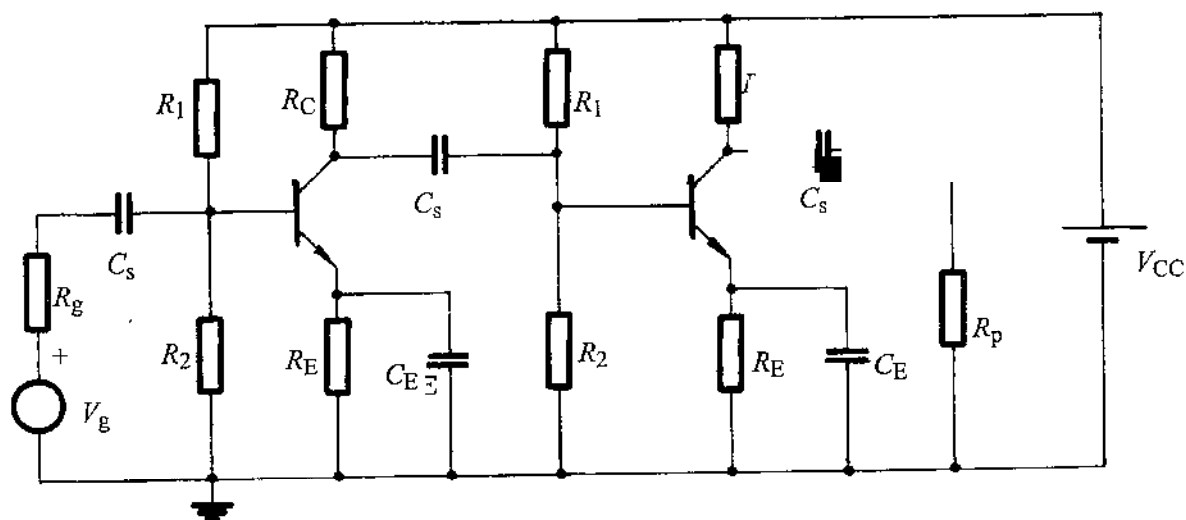
pri tome je $Z_{u1} = Z_{u2}$ dato sa (3.9.18), $A_1 = A_2$ dato sa (3.9.20) i $Z_{iz1} = Z_{iz2}$ dato sa (3.9.21). Može se uočiti da posle smene navedenih izraza dobijamo veoma komplikovan izraz za zavisnost pojačanja od frekvencije. Na umereno niskim frekvencijama, odnosno na frekvencijama signala koje su bliske donjoj graničnoj frekvenciji pojačavača, može se smatrati da ulazna impedansa ima otporni karakter što se vidi sa Sl. 3.9.4. Stoga za pojačanje na niskim frekvencijama u okolini donje granične frekvencije može da se koristi izraz sličan (3.12.16a), a koji glasi

$$(3.12.20.b) A_n = A_0 \frac{j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_1} \frac{j\omega\tau_2}{1 + j\omega\tau_2} \times \frac{j\omega\tau_3}{1 + j\omega\tau_3} \frac{(1 + j\omega\tau_E)^2 / k^2}{(1 + j\omega\tau_E / k)^2}$$

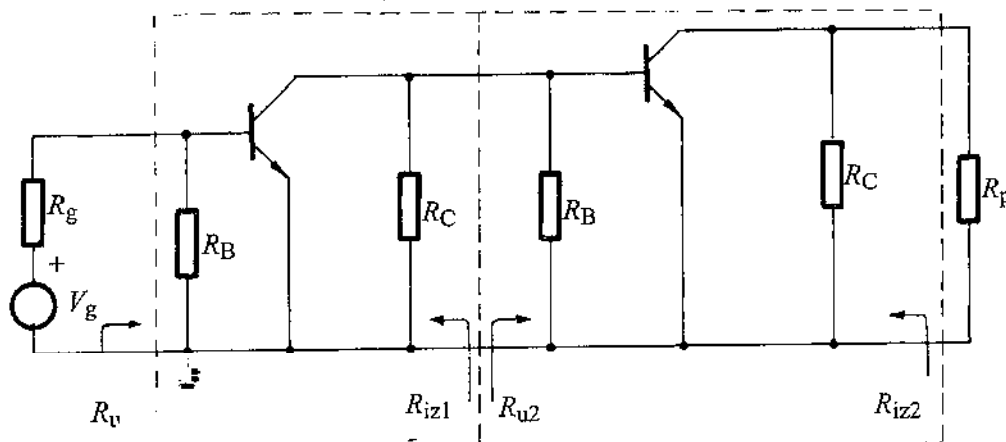
gde je $\tau_1 = (R_{u1} + R_g) C_s = (h_{11E} + R_g) C_s$,



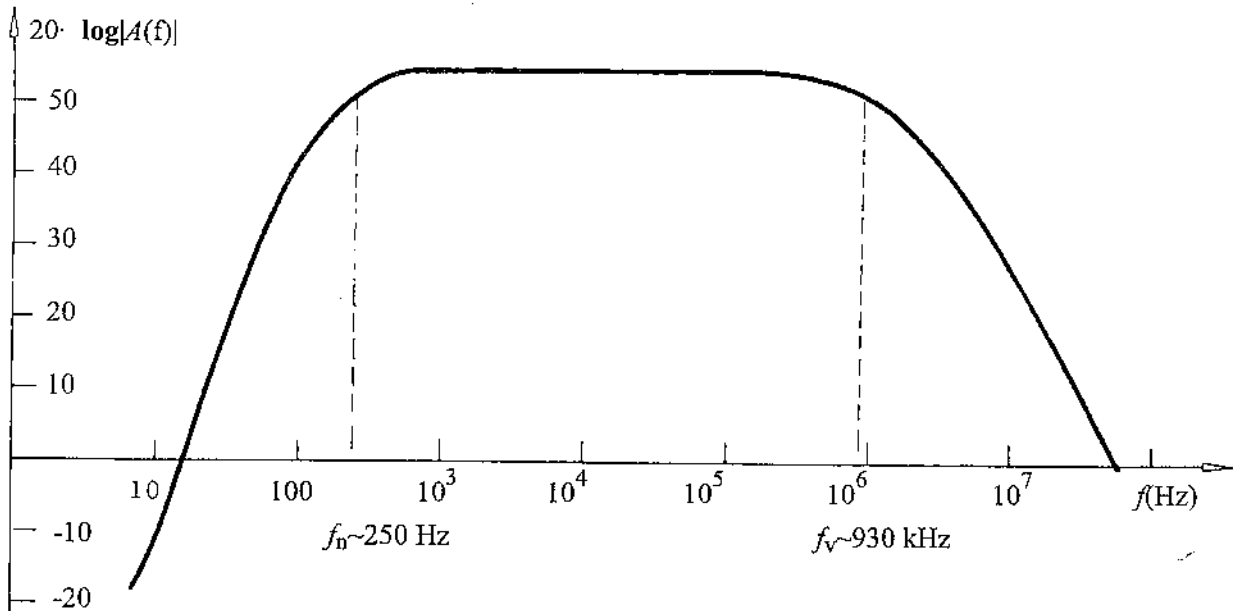
Slika 3.12.6 Amplitudska karakteristika dvostepenog pojačavača sa JFETima izračunata programom za analizu elektronskih kola.



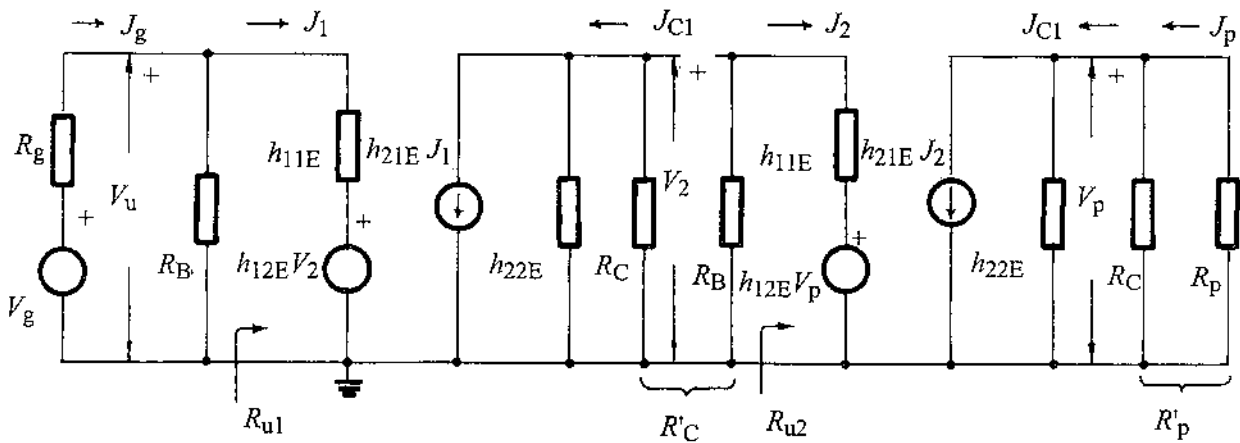
Slika 3.12.7 Dvostepeni pojačavač sa bipolarnim tranzistorima



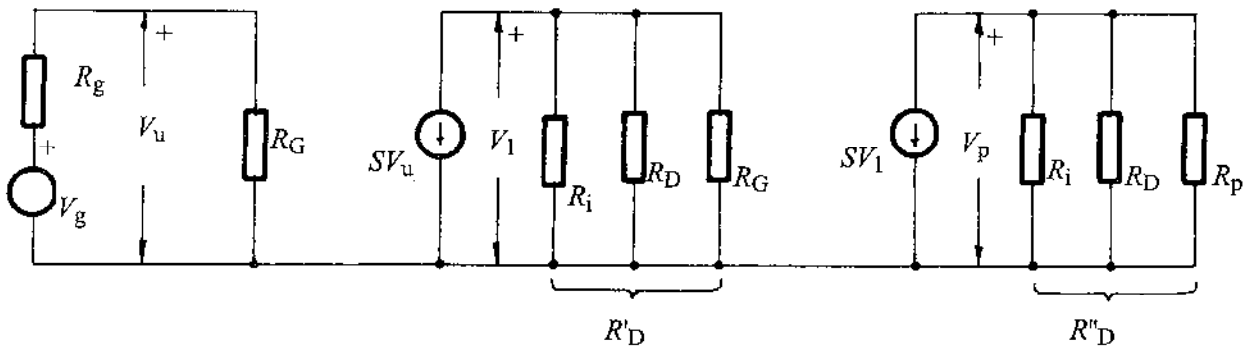
Slika 3.12.8 Kolo za srednje frekvencije propusnog opsega



Slika 3.12.9 Amplitudska karakteristika dvostepenog pojačavača sa bipolarnim tranzistorima dobijena programom za analizu elektronskih kola



Slika 3.12.10 Analiza neunilateralnog dvostepenog pojačavača



Slika 3.12.11 Alternativni pristup analizi dvostepenog pojačavača sa FETima

$$\tau_2 = (R_{u2} + R_C)C_s = (h_{11E} + R_C)C_s$$

$$\tau_3 = (R_C + R_p)C_s.$$

Ako se koristi uslov $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = \tau_E/k$, za graničnu frekvenciju dobija se izraz (3.9.11b). Pri tome, značajno je uočiti da τ_1 čini $(R_g + h_{11E})$ umesto $(R_g + R_G)$, pri čemu je R_G za oko tri reda veličine veće od h_{11E} . Stoga će pojačavač sa zajedničkim emitorom da

zahteva neuporedivo veću kapacitivnost C_s pri jednoj graničnoj frekvenciji u poređenju sa pojačavačem sa JFET-om. U konkretnom slučaju imamo $f_n = 2.6/[2\pi C_s(R_g + h_{11E})] = 113$ Hz.

Uslov da svaki kondenzator ima podjednak doprinos na donju graničnu frekvenciju, ako se ima u vidu i (3.9.23), može da se ispuni ako važi