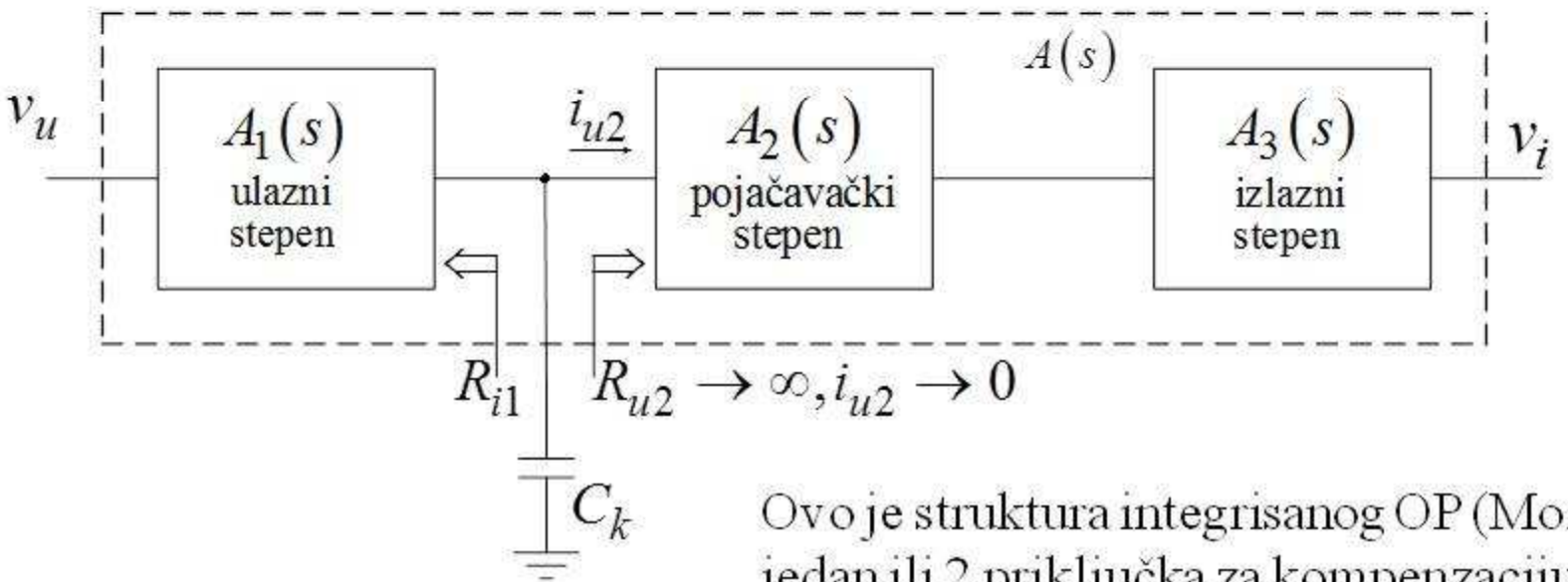
2. Kompenzacija u kolu pojačavača

2.1 Kompenzacija dominantnim polom

- ideja je da se ubaci dodatni pol na vrlo niskoj učestanosti (dominantan) koji obara amplitudsku karakteristiku $\beta A_k(j\omega)$ i postavlja ω_{Tk} u oblast velikih vrednosti FM

- blok šema pojačavača



Ovo je struktura integrisanog OP (Može da ima jedan ili 2 priključka za kompenzaciju. Noviji OP obično su interno kompenzovani i nemaju priključke za spoljašnju kompenzaciju.)

- Nekompenzovan pojačavač:

$$A(s) = A_1(s) \cdot A_2(s) \cdot A_3(s)$$

Najčešće je $A_3(j\omega) \approx 1$ za širok opseg učestanosti, a prva dva stepena unose po jedan pol

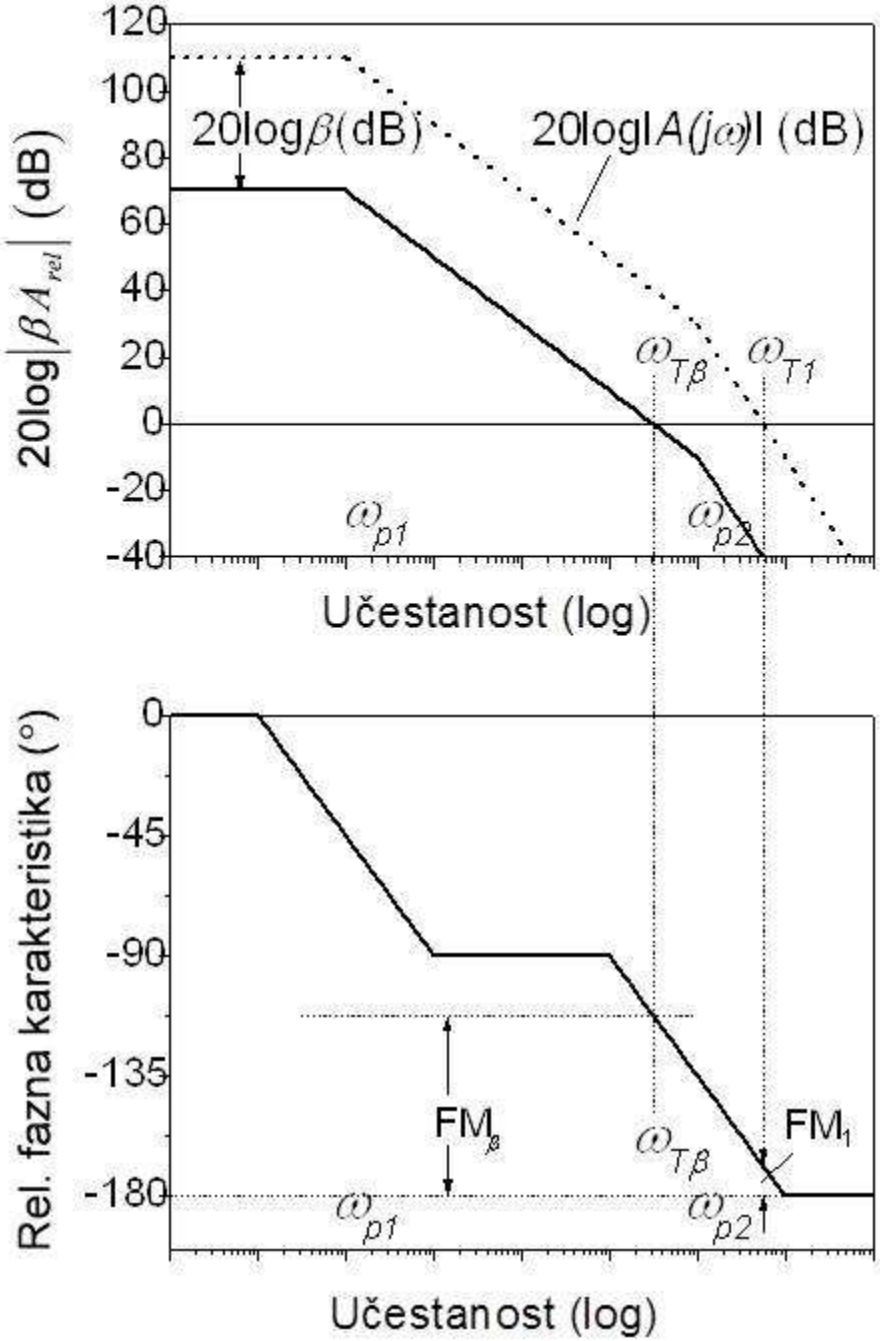
Ako je β kolo rezistivno važi

$$|\beta| \le 1 \Rightarrow 20\log|\beta| \le 0$$

$\Rightarrow$Amplitudska karakteristika $|\beta A(j\omega)|$ se dobija spuštanjem $|A(j\omega)|$, a fazna je ista

$$\Rightarrow \omega_T \searrow \Rightarrow \text{FM} \nearrow$$

Zaključak: Najmanja FM se dobija za $|\beta|=1$. Ako se projektuje FM=45° za $|\beta|=1$, za ostale vrednosti $|\beta|$ FM će biti veća.



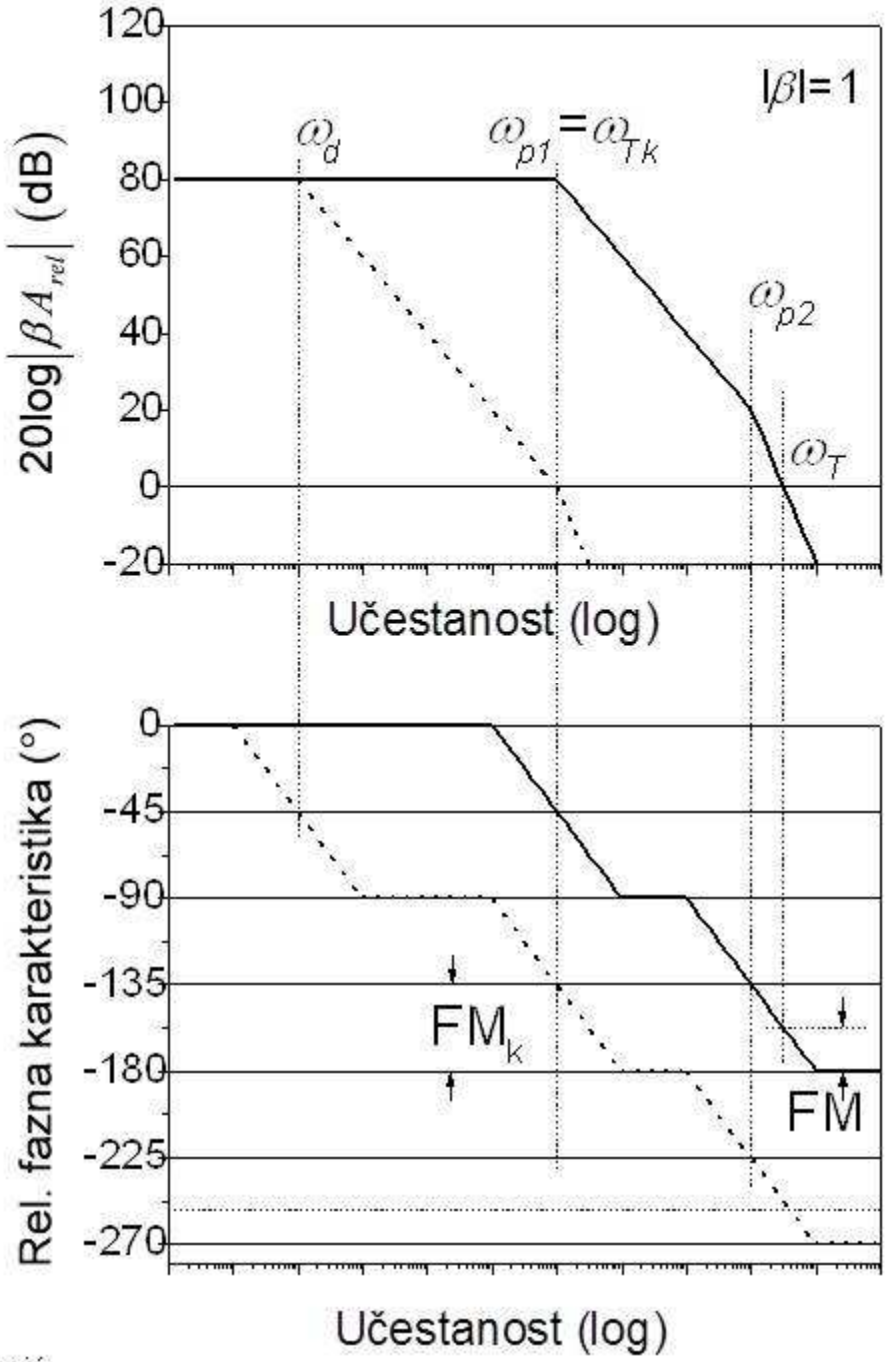
- Kompenzovan pojačavač

$$A_k(s) = A_1(s)\cdot\frac{\frac{1}{sC_k}}{R_{i1}+\frac{1}{sC_k}}\cdot A_2(s)\cdot A_3(s)$$

$$= A(s)\cdot\frac{1}{1+sR_{i1}C_k} = A(s)\cdot\frac{1}{1+\frac{s}{\omega_d}}$$

$$\omega_d = \frac{1}{R_{i1}C_k}$$

C_k se bira tako da bude $\omega_d \ll \omega_{p1}$ (dominantan pol)

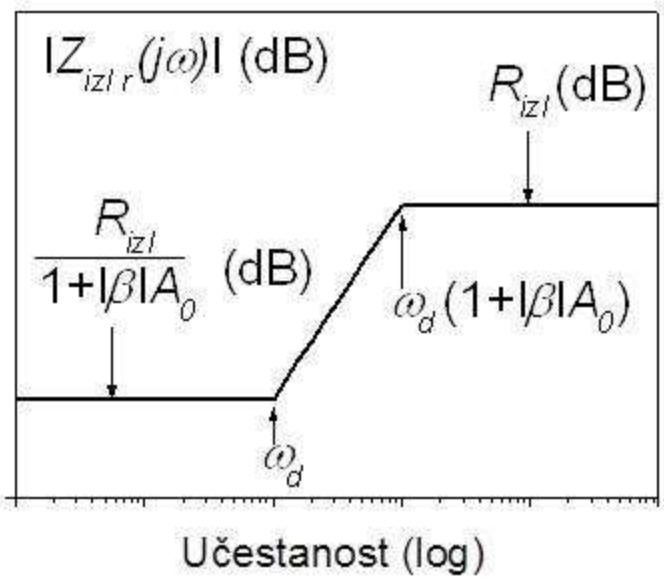


Loše osobine:

- bitno sužen propusni opseg celog pojačavača sa povratnom spregom
- βA ima lošije karakteristike već na srednjim učestanostima, a to se odražava na karakteristike pojačavača , na primer kod paralelne naponske NPS bi trebalo da se ulazna i izlazna impedansa redukuju

$$Z_{izl\,r}(j\omega) = \cdot \frac{Z_{izl}(j\omega)}{1+|\beta|A(j\omega)} \qquad |\beta A(j\omega)| \searrow \;\Rightarrow\; Z_{izl\,r}(j\omega) \nearrow$$

$$Z_{izl\,r}(j\omega) = R_{izl} \cdot \frac{1}{1+|\beta|\dfrac{A_0}{1+\dfrac{s}{\omega_d}}} = \frac{R_{izl}}{1+|\beta|A_0} \cdot \frac{1+\dfrac{s}{\omega_d}}{1+\dfrac{s}{\omega_d\left(1+|\beta|A_0\right)}}$$



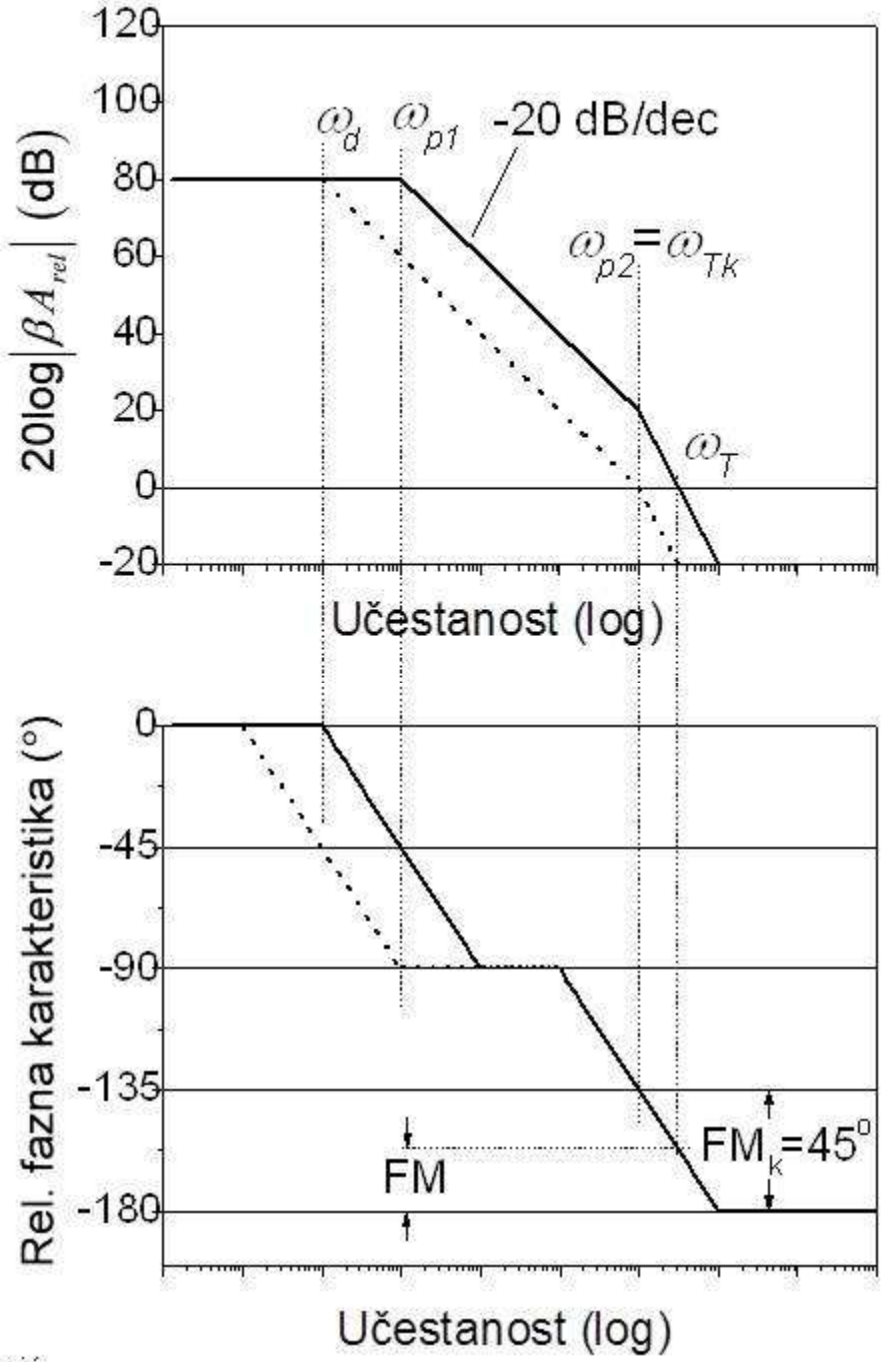
$Z_{izl\,r}$ ima induktivni karakter u određenom intervalu učestanosti, pa sa kapacitivnim opterećenjem može da proosciluje.

- Da bi pol ω_d bio dominantan potrebna je velika vrednost C_k (do 100nF) što je veliki problem u integrisanoj tehnologiji.

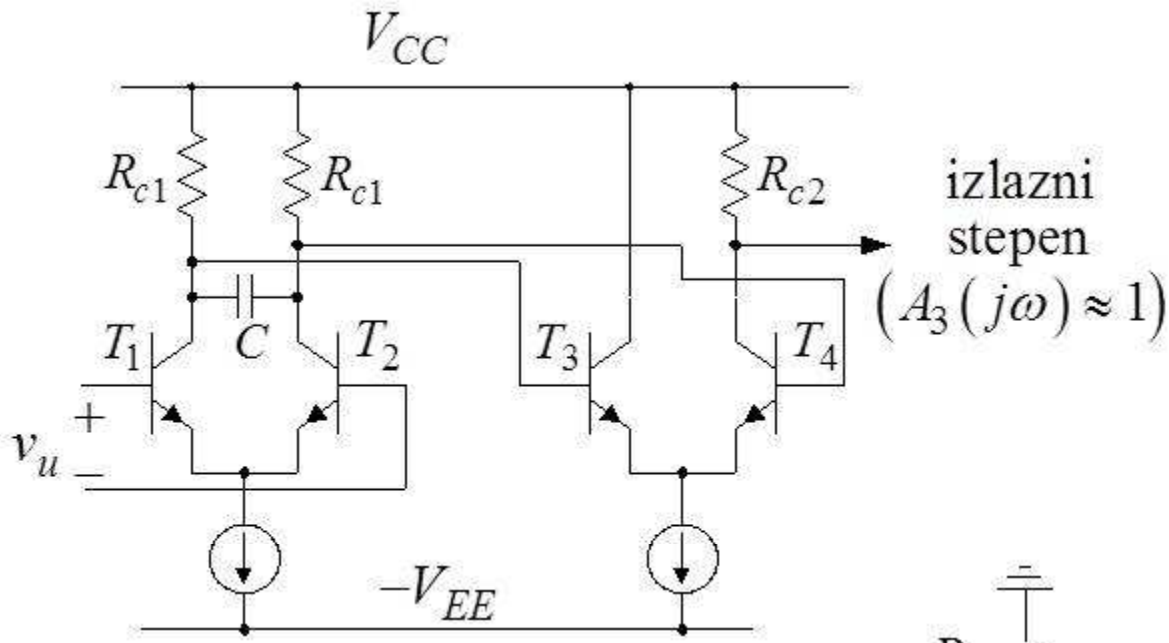
Praktična rešenja:

- pojačavač se projektuje tako da za određeno $A_r(0)$ tj. β ($A_r(0) \approx 1/\beta$) ima specificiranu FM, jer je tada propusni opseg optimalan za te uslove, (na ovaj način se sprečava nepotrebno sužavanje propusnog opsega do kojeg dolazi ako se pojačavač projektuje za $|\beta|=1$).

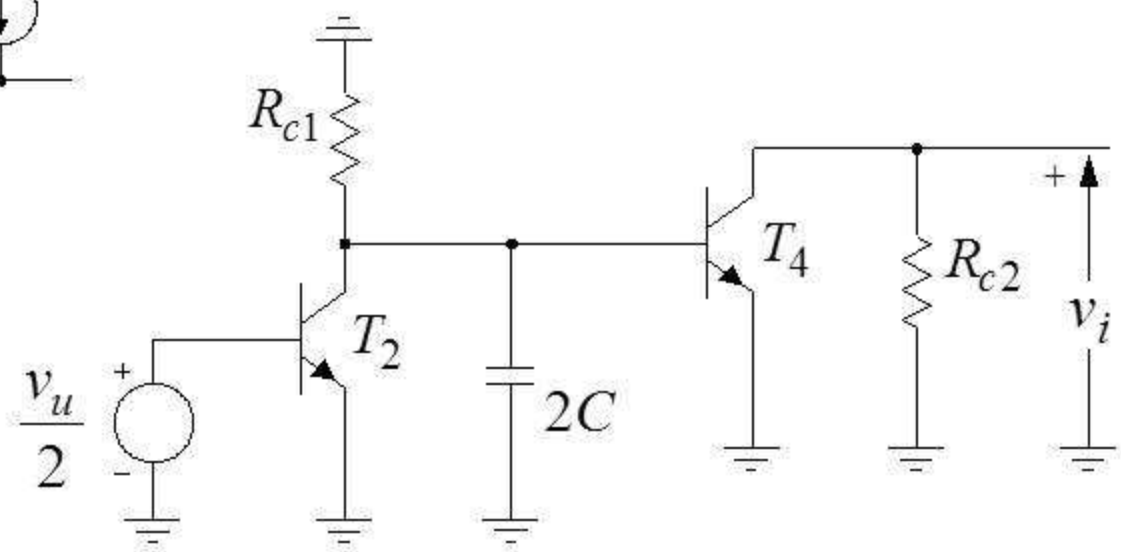
- Uvođenje dominantnog pola najčešće utiče na položaj ostalih polova $A(s)$, a vrlo često se ω_d dobija pomeranjem ω_{p1} ubacivanjem kapacitivnosti u određeni čvor kola. U ovom slučaju se za istu faznu marginu dobija znatno širi propusni opseg i bolja amplitudska karakteristika $\beta A(j\omega)$, pošto ovako dobijena ne mora da bude u oblasti veoma niskih učestanosti kao u osnovnoj varijanti ove kompenzacije. →



- Primer za kompenzaciju dominantnim polom



bisekcionom teoremom:

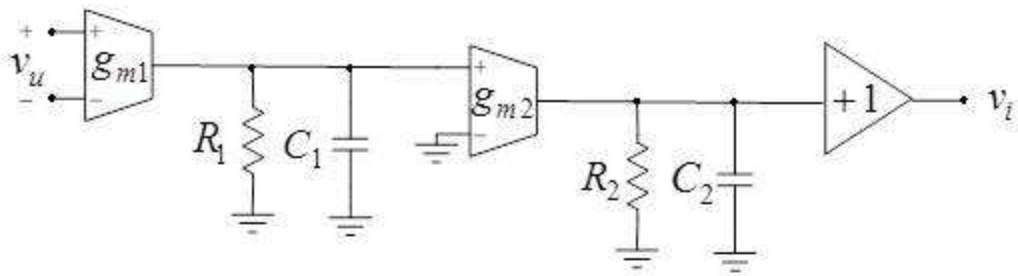


Pretpostavka $r_{ce3} \rightarrow \infty$, pa nije bitno da li u kolektoru T_3 postoji R_{c2} ili ne, bitna je samo struja te grane $g_m v_{be3}$

Pošto se bira velika vrednost C, dominantan pol određuje $2C+C_{\pi 4}+C_{M4}'$ gde je C_{M4}' Milerova kapacitivnost T_4 preslikana na ulaz. Dakle, pomera se ω_{p1}. Ako se zanemare ostale kapacitivnosti u odnosu na $2C$:

$$\omega_d \simeq \frac{1}{2C} \cdot \frac{1}{R_{c1} \parallel \left(r_{b4} + r_{\pi 4} \right)}$$

Obično je $C > 1$nF, što je problem za realizaciju u integrisanoj tehnologiji (standardno do 50pF).



Povoljniji rezultat se dobija ako se umesto samog kompenzacionog kondenzatora C (tj. C_k) od čvora između prvog i drugog stepena do mase priključi redna veza C_k i R_k. Ovo se naziva paralelnom kompenzacijom . Uključivanjem R_k redno sa C_k dobija se u prenosnoj funkciji još jedan pol i nula. Nulom se poništava pol drugog stepena: $R_k=1/(2\pi f_{p2}C_k)$. Ako se komponente izaberu tako da budu zadovoljeni uslovi

$$C_k = R_2\sqrt{2C_1C_2g_{m1}g_{m2}} \quad \text{i} \quad R_k = \sqrt{C_2/(2C_1g_{m1}g_{m2})}$$

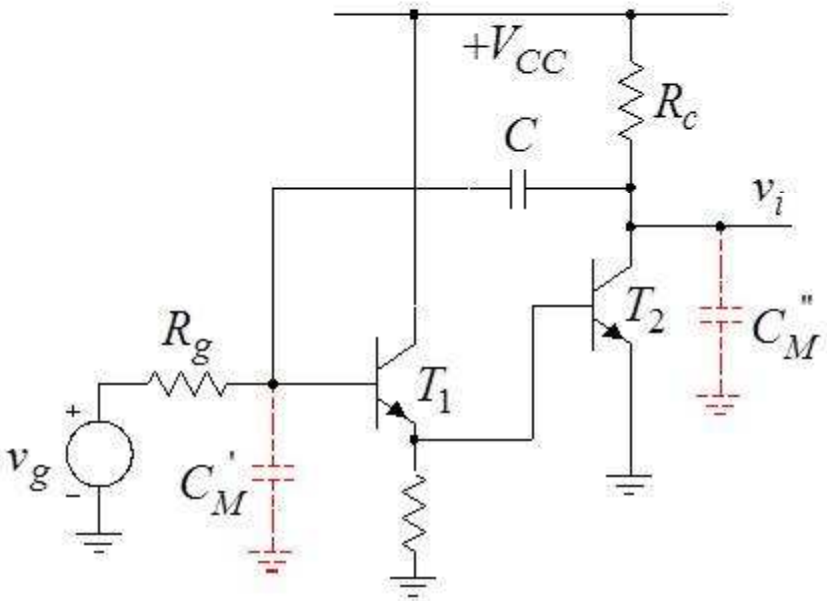
dobija se dvopolna prenosna funkcija kompenzovanog pojačavača sa jediničnim nagibom između polova f_{1k} i f_{2k} koja ima jediničnu učestanost f_{ck} dva puta manju od višeg pola f_{2k}

$$f_{ck} = \sqrt{\frac{1}{2}\frac{g_{m1}}{2\pi C_1}\frac{g_{m2}}{2\pi C_2}}$$

Ova jedinična učestanost je svega $\sqrt{2}$ puta manja od teorijskog maksimuma, tj. od jedinične učestanosti nekompenzovanog pojačavača (koja je jednaka geometrijskoj sredini jediničnih učestanosti prvog i drugog stepena, tj. geometrijskoj sredini između $g_{m1}/(2\pi C_1)$ i $g_{m2}/(2\pi C_2)$). Mane paralelne kompenzacije su slične kao kod kompenzacije dominantnim polom.

2.2 Kompenzacija razdvajanjem polova (pole splitting)

- koristi se Milerov efekat za dobijanje velike efektivne kapacitivnosti realizacijom relativno malog kondenzatora
- kompenzacioni kondenzator se veže između ulaza i izlaza pojačavačkog stepena (2. stepen u trostepenom OP) jer je tu Milerov efekat najizraženiji



←Pojačavač sa kompaundovanom spregom

$C_M' \approx C(1+g_m R_c) \rightarrow$ određuje ω_d

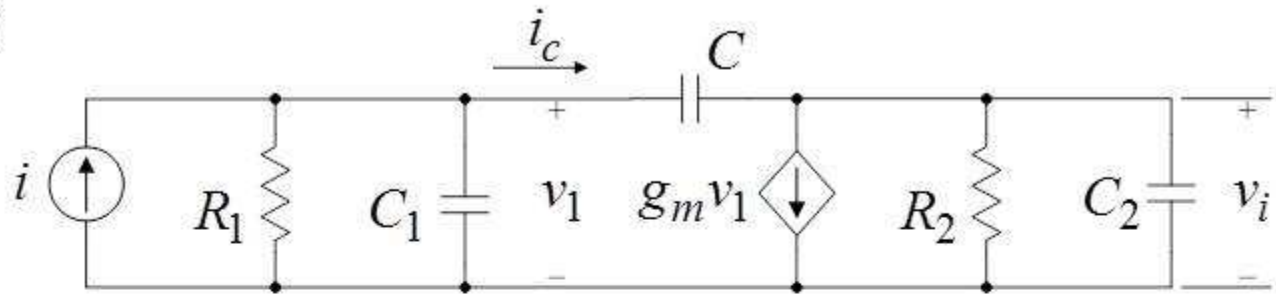
$C_M'' \rightarrow$ mala kapacitivnost, ali utiče na položaj ω_{p2}

$C \nearrow \;\rightarrow\; \omega_d\ (\omega_{p1}) \searrow \;\rightarrow\; \omega_{p2} \nearrow$

$\Rightarrow$ razdvajaju se polovi što daje veću FM

- Drugi (nedominantan) pol je važan jer njegov položaj određuje FM.

- model pojačavača (slično kolo se koristi za uprošćeni OP, ali i za jednostepeni pojačavač)



$$i = \frac{v_1}{R_1} + sC_1 v_1 + (v_1 - v_i) sC \quad \Rightarrow \quad v_1 = \frac{R_1 i + sCR_1 v_i}{1 + s(C_1 + C)R_1} \quad ...(1)$$

$$g_m v_1 + \frac{v_i}{R_2} + sC_2 v_i - (v_1 - v_i) sC = 0 \quad \Rightarrow \quad v_1 = -\frac{1 + s(C_2 + C)R_2}{(g_m - sC)R_2} v_i \quad ...(2)$$

$$(1) = (2): \qquad \frac{R_1 i + sCR_1 v_i}{1 + s(C_1 + C)R_1} = -\frac{1 + s(C_2 + C)R_2}{(g_m - sC)R_2} v_i$$

$$\frac{v_i}{i} = -\frac{(g_m - sC)R_1 R_2}{sCR_1 R_2 (g_m - sC) + [1 + s(C_1 + C)R_1][1 + s(C_2 + C)R_2]}$$

$$D(s) = sCR_1 R_2 (g_m - sC) + [1 + s(C_1 + C)R_1][1 + s(C_2 + C)R_2]$$

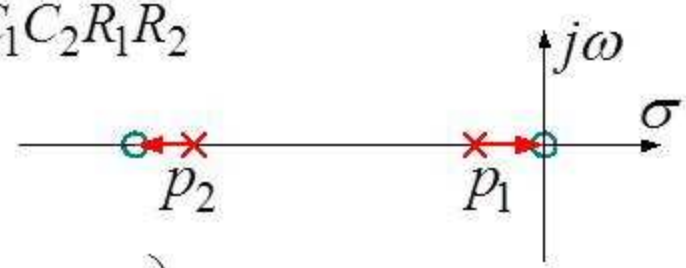
$$D(s)=Q(s)+C\times P(s)=\left[1+s\left(C_1R_1+C_2R_2\right)+s^2C_1C_2R_1R_2\right]+$$

$$C\left[s\left(R_1+R_2+g_mR_1R_2\right)+s^2\left(C_1+C_2\right)R_1R_2\right]$$

$$1+C\frac{P(s)}{Q(s)}=1+C\frac{s\dfrac{(C_1+C_2)}{C_1C_2}\left[s+\dfrac{(R_1+R_2+g_mR_1R_2)}{(C_1+C_2)R_1R_2}\right]}{s^2+s\dfrac{(C_1R_1+C_2R_2)}{C_1C_2R_1R_2}+\dfrac{1}{C_1C_2R_1R_2}}$$

$$1+C\frac{P(s)}{Q(s)}=1+\frac{C}{\dfrac{C_1C_2}{C_1+C_2}}\times\frac{s\left[s+\dfrac{1}{C_1+C_2}\left(\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{1}{R_2}+g_m\right)\right]}{s^2+s\left(\dfrac{1}{C_1R_1}+\dfrac{1}{C_2R_2}\right)+\dfrac{1}{C_1C_2R_1R_2}}$$

Ako je $C=0$: $\quad |p_1|=\dfrac{1}{R_1C_1} \qquad |p_2|=\dfrac{1}{R_2C_2}$



Ako je $C=\infty$: $\quad |p_1|=0 \qquad |p_2|=\dfrac{1}{C_1+C_2}\left(\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{1}{R_2}+g_m\right)$

$$D(s)=\left(1-\frac{s}{p_1}\right)\left(1-\frac{s}{p_2}\right)\approx 1-\frac{s}{p_1}+\frac{s^2}{p_1 p_2} \qquad \text{za } |p_1| \ll |p_2|$$

$$D(s)=1+s\left[(C_2+C)R_2+(C_1+C)R_1+g_m R_2 R_1 C\right]+s^2 R_1 R_2 (C_2 C_1+C C_2+C C_1)$$

Ako je $C \neq 0$, $C \gg C_1, C_2$:

$$|p_1|=\frac{1}{\left[R_1+(1+g_m R_1)R_2\right]C}\approx\frac{1}{R_1(1+g_m R_2)C}\to 0 \text{ za } C\to\infty$$

Dominantni pol se pomera ka (0, 0)

Kod kompenzacija gde postoji dominantan pol metoda NVK daje dobre rezultate u proceni ω_d.

Za određivanje ω_{p2} se mora iz tačne analize uzeti član uz s^2

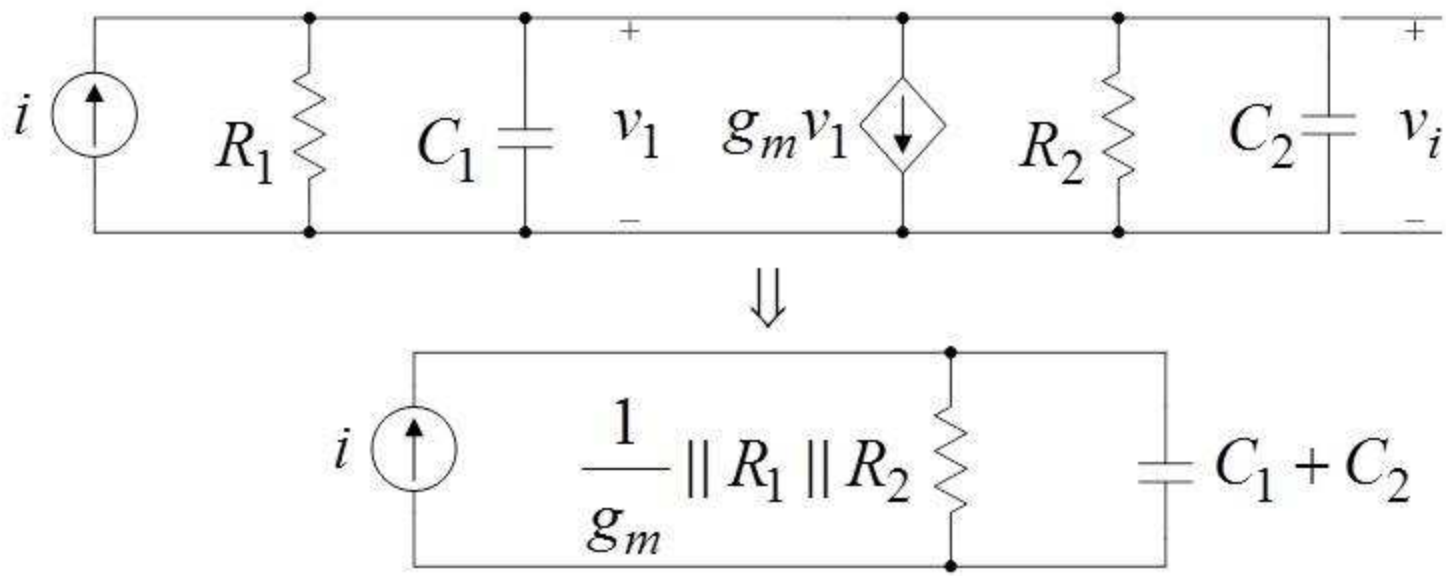
C se projektuje tako da C_1, $C_2 \ll C$ i, ako je izražen Milerov efekat:

$$|p_1| \cong \frac{1}{g_m R_1 R_2 C} \quad \Rightarrow \quad |p_2| \cong \frac{g_m C}{C_1 C_2 + C(C_1 + C_2)} = \frac{g_m}{\frac{C_1 C_2}{C} + C_1 + C_2}$$

$$C \nearrow \quad \Rightarrow \quad |p_1| \searrow \quad |p_2| \nearrow \qquad\qquad C \to \infty: \quad |p_2| \cong \frac{g_m}{C_1 + C_2}$$

Fizička interpretacija:

ω_{p2} je visoka učestanost, a C velika kapacitivnost $\Rightarrow$ kratak spoj



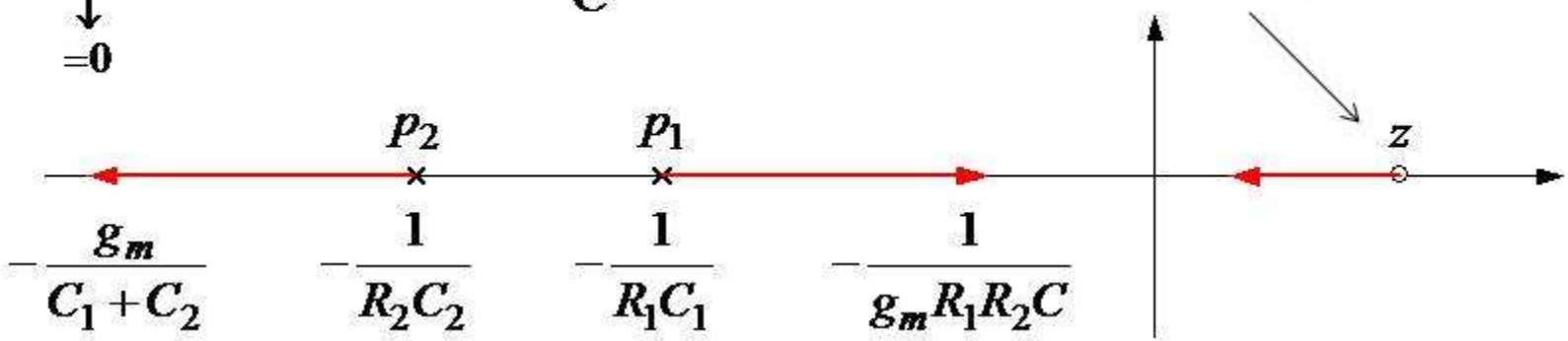
Kod bipolarnih tranzistora je najčešće

$$g_m \gg \frac{1}{R_1 \parallel R_2} \quad \Rightarrow \quad |p_2| \cong \frac{1}{\frac{1}{g_m}(C_1 + C_2)} = \frac{g_m}{C_1 + C_2}$$

sa slike ↗

$$s_z \cdot C \cdot (v_1 - \underbrace{v_i}_{=0}) = g_m v_1 \quad \Rightarrow \quad z = \frac{g_m}{C} \quad \leftarrow$$

nula u desnoj poluravni



! Pomeranje nule ka koordinatnom početku je loše jer postaje $|z| < \omega_T$ i nepovoljno utiče na fazu relativnog kružnog pojačanja:

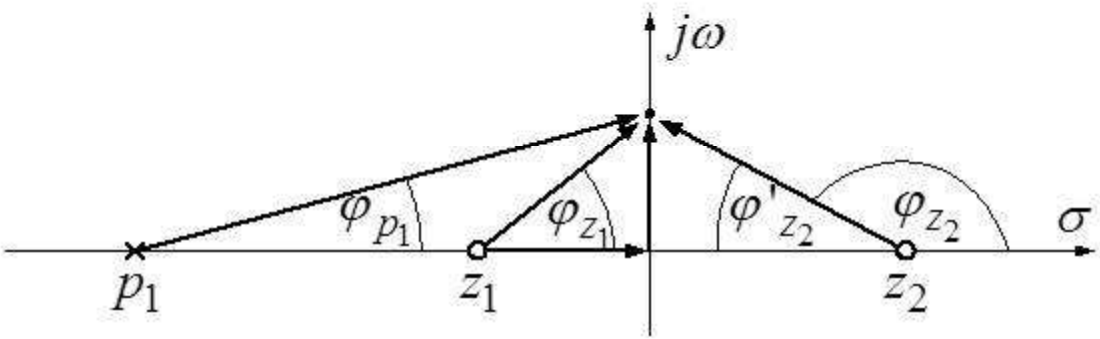
$$H_z(j\omega) = \left(1 - \frac{j\omega}{z}\right) = \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{z^2}} \cdot e^{arctg\left(-\frac{\omega}{z}\right)} \quad \Leftarrow$$

Amplitudska karakteristika kao za nulu u levoj poluravni, a fazna kao za pol u levoj poluravni.

Grafička interpretacija frekventnih karakteristika

$$H(s)=\frac{(s-z_1)(s-z_2)}{(s-p_1)} \qquad z_1,\ z_2,\ p_1 \text{ su realni, } z_1,\ p_1<0;\ z_2>0$$

$$H(j\omega)=\frac{(j\omega-z_1)(j\omega-z_2)}{(j\omega-p_1)} \quad \rightarrow \quad \begin{array}{l}\text{svaki član je vektor u } s \text{ - ravni}\\ \left(\text{vektor } -z_1 \text{ plus vektor } j\omega\ldots\right)\end{array}$$



$$\varphi\left(H(j\omega)\right)=\sum\varphi_{z_i}-\sum\varphi_{p_i}$$
$$=\varphi_{z_1}+\varphi_{z_2}\underbrace{-\varphi_{p_1}}$$

$$\omega\nearrow(0\div\infty):\qquad 0^\circ\rightarrow 90^\circ \qquad 180^\circ\rightarrow 90^\circ \qquad 0^\circ\rightarrow -90^\circ$$

$$\varphi\big(H(j\omega)\big) = \varphi_{z_1} + \pi - \varphi'_{z_2} - \varphi_{p_1}$$

$\downarrow$

kao pol u levoj poluravni

početna faza $\varphi\big(H(j0)\big) = \varphi\left(\dfrac{-z_1 \cdot (-z_2)}{-p_1}\right) = \varphi(-z_2) = \pi$ za ovaj primer,

praktično $\varphi(K)$, jer je ovde $K < 0$.

- Poređenje sa kompenzacijom dominantnim polom

$C_1 \gg C, C_2$

Procena na osnovu metode NVK: $|p_1| = \dfrac{1}{R_1 C_1}$ dominantan pol

iz $D(s)$: $|p_2| = \dfrac{1}{|p_1|} \cdot \dfrac{1}{R_1 R_2 (C_2 C_1 + C C_2 + C C_1)}$

$$|p_2| \cong R_1 C_1 \cdot \frac{1}{R_1 R_2 C_1 (C_2 + C)} = \frac{1}{R_2 (C_2 + C)}$$

$\Rightarrow$ Kod komp. dominantnim polom potrebno je mnogo veće C_1 nego C kod razdvajanja polova za isto $|p_1|$, a $|p_2|$ je za $C \neq 0$ manje od $1/(R_2 C_2)$, tj. od početnog položaja p_2 za kompenzaciju razdvajanjem polova.

Paralelnom kompenzacijom može da se ostvari ista jedinična učestanost za FM=60° kao i razdvajanjem polova.

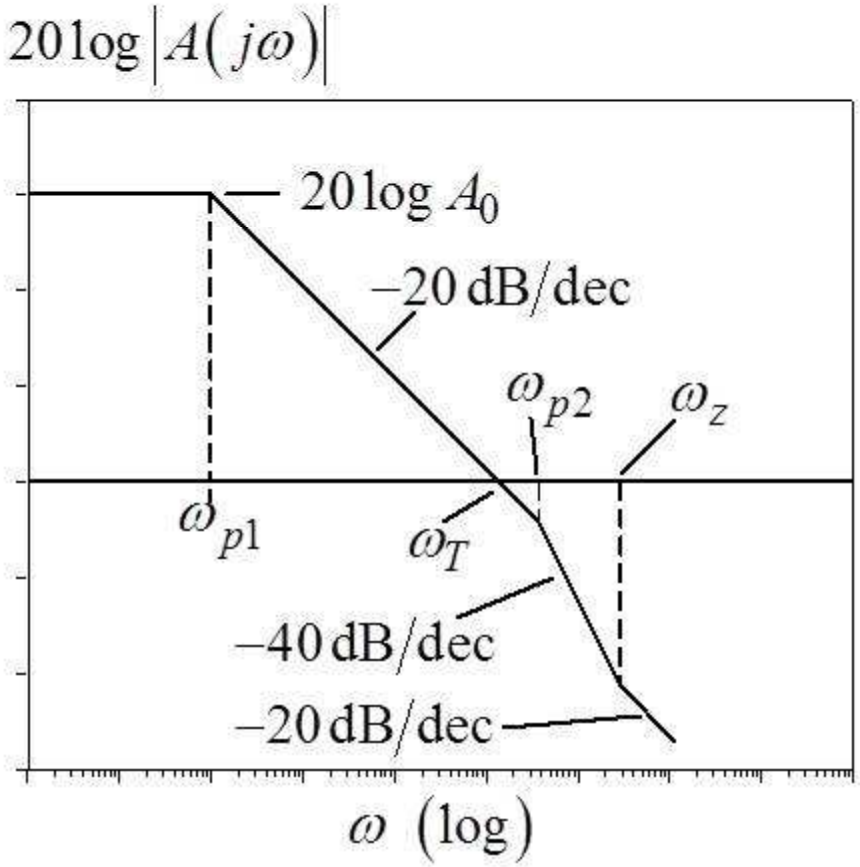
Paralelna i kompenzacija dominantnim polom samo unose dodatno slabljenje na nekim učestanostima, a razdvajanje polova predstavlja primenu lokalne povratne sprege, što poboljšava linearnost i druge karakteristike pojačavača.

- Kompenzacija dvostepenog MOS pojačavača [1/9], [2/4]

Važi model i izrazi za p_1, p_2 i z iz prethodne analize

Problem je $g_{m\,\mathrm{MOS}} < g_{m\,\mathrm{BPT}}$, pa su p_2 i z na nižim učestanostima

- ako je potrebna FM > 45° $\Rightarrow$ $|p_2| > \omega_T$ i $|z| > \omega_T$



$$A_0 \approx g_{mu} R_1 \cdot g_m R_2$$

$$i = g_{mu} \cdot v_u$$

$$A \cdot B = A_0 \cdot \omega_{p1} = 1 \cdot \omega_T \quad \leftarrow \text{ kada je } \omega_T < \omega_{p2}$$

$$\overbrace{g_{mu} R_1 \cdot g_m R_2} \cdot \frac{1}{R_1 C \, g_m R_2} = 1 \cdot \omega_T \quad \Rightarrow \quad \omega_T = \frac{g_{mu}}{C}$$

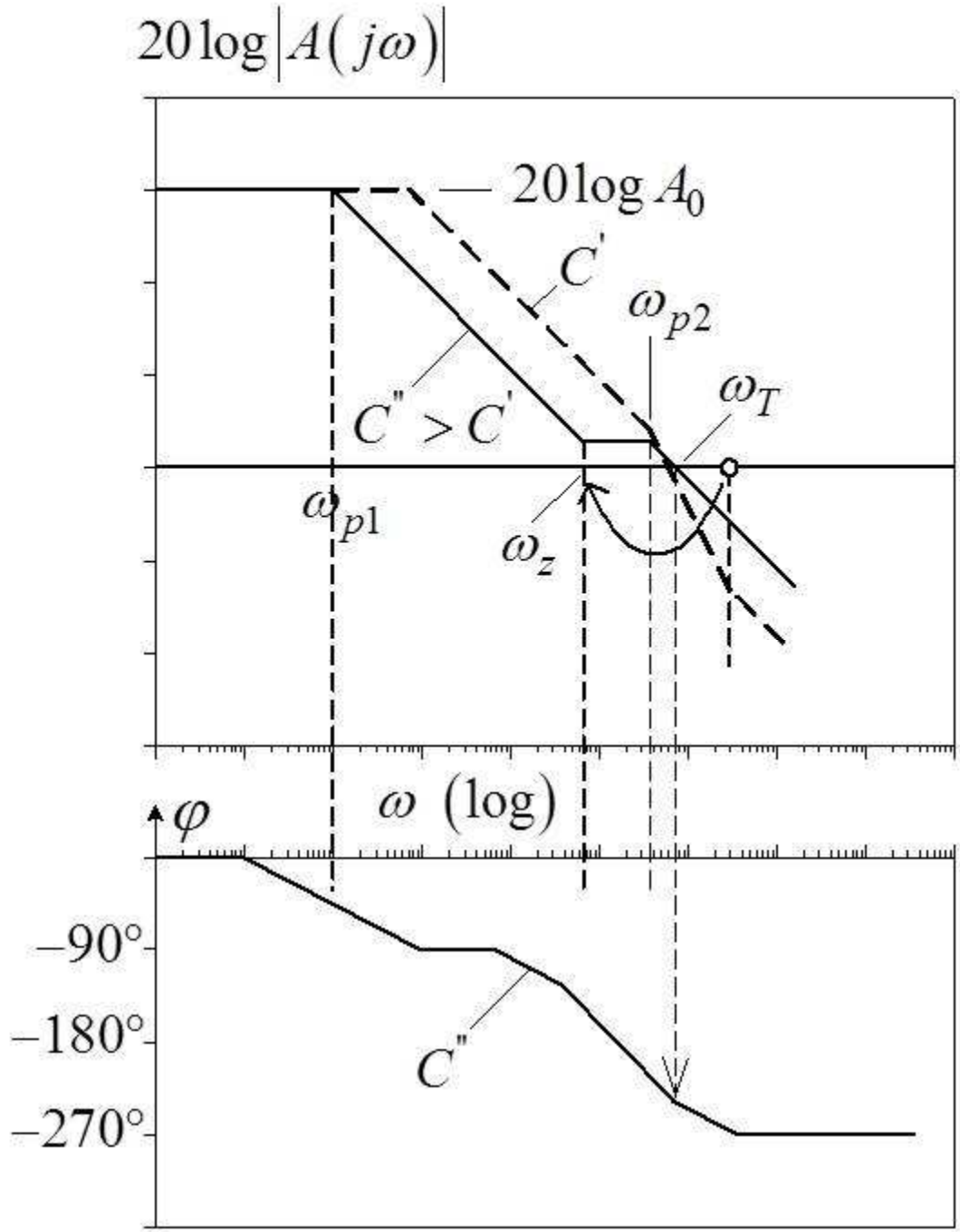
$$\frac{\omega_{p2}}{\omega_T} \cong \frac{\dfrac{g_m}{C_1 + C_2}}{\dfrac{g_{mu}}{C}} = \frac{g_m}{g_{mu}} \cdot \frac{C}{C_1 + C_2} \quad \Rightarrow$$

Drugi stepen treba projektovati tako da ima veće pojačanje ($g_m > g_{mu}$), obično se u tom stepenu uzimaju tranzistori sa većim odnosom W/L

$$\frac{\omega_z}{\omega_T} \cong \frac{\dfrac{g_m}{C}}{\dfrac{g_{mu}}{C}} = \frac{g_m}{g_{mu}} \quad \Rightarrow$$

$$\frac{\omega_{p2}}{\omega_z} \cong \frac{\dfrac{g_m}{C_1 + C_2}}{\dfrac{g_m}{C}} = \frac{C}{C_1 + C_2}$$

Ako C raste nula se smanjuje, a potrebno je da bude $|z| > \omega_T$. Ovo se takođe obezbeđuje izborom $g_m > g_{mu}$.
Izbor $g_m > g_{mu}$ loše utiče na neke druge osobine (npr. pojavi se ofset).



←ω_z je palo ispod ω_{p2}, na slici je $\omega_T > \omega_{p2}$

←Nula u desnoj poluravni utiče na fazu kao pol u levoj poluravni ⇒ na ω_T je $\varphi < -180°$ tj. kolo je nestabilno

Eliminacija nule u desnoj poluravni [1/9], [2/4]

$$i_c = sC\left(v_1 - v_i\right) = i_{cd} - i_{cr}$$

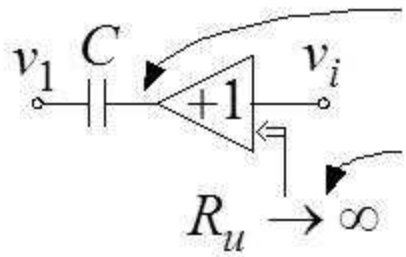
Ovu struju čine direktna komponenta koja prenosi signal od ulaza ka izlazu i reakcija od izlaza ka ulazu

U izlaznom čvoru postoji još struja $g_m v_1$ koja modeluje prenos od ulaza $\Rightarrow$ ukupan uticaj ulaza u čvoru v_i se odražava preko struje

$$i_{v_1} = g_m v_1 - sCv_1 = \left(g_m - sC\right) v_1$$

Nula *H(s)* je na učestanosti s za koju je ova struja jednaka nuli.

1) Eliminacija prenosa signala kroz C od ulaza ka izlazu (i_{cd}=0) primenom naponskog bafera



Napon ovog čvora je jednak v_i, tj. jednačine za ulazni deo kola su iste

Nema ulazne struje u bafer – menja se zbir struja u čvoru v_i.

$$g_m v_1 + \frac{v_i}{R_2} + sC_2 v_i = 0$$

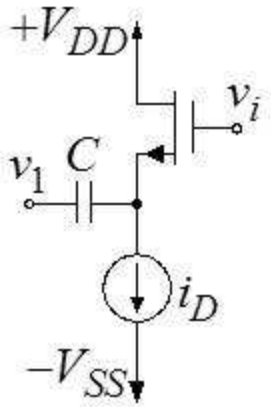
nula je eliminisana

$$\frac{v_i}{i} = -\frac{g_m R_1 R_2}{1 + s\left[R_1\left(C_1 + C\right) + R_2 C_2 + g_m R_1 R_2 C\right] + s^2 R_1 R_2 C_2 \left(C_1 + C\right)}$$

$$p_1 = -\frac{1}{g_m R_1 R_2 C} \qquad p_2 = -\frac{g_m C}{\left(C_1 + C\right) C_2} \approx -\frac{g_m}{C_2}$$

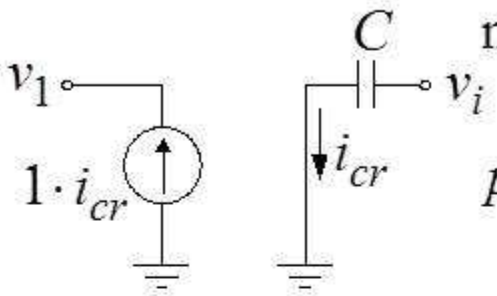
↑ p_1 je nepromenjen, a to važi i za p_2 ako je $C \gg C_1,\ C_2 > C_1$

praktična realizacija:



Problem je što ZD ima pad napona između ulaza i izlaza (ovo ograničava opseg izlaznog napona), kao i što zahteva polarizaciju

2) Eliminacija nule primenom strujnog bafera (ZG)



nula je eliminisana

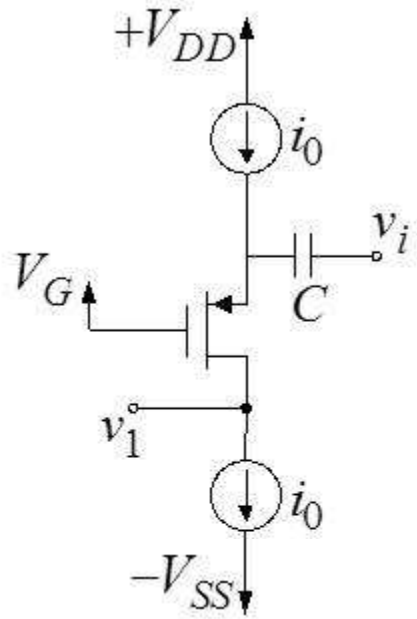
$$p_1 \approx -\frac{1}{g_m R_1 R_2 C} \leftarrow$$ nepromenjen

$$p_2 \approx -\frac{g_m}{C + C_2} \cdot \frac{C}{C_1}$$

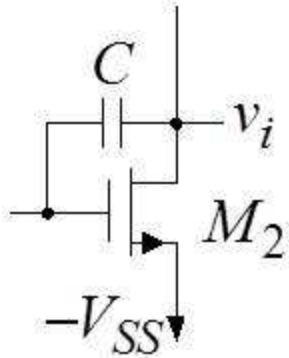
obično je $C \gg C_1$ i $C_2 > C_1$ jer je drugi stepen veće geometrije $(g_m > g_{mu})$; takođe, u C_2 je uracunato kapacitivno opterećenje

Ako su C i C_2 poredivi $|p_2| \sim g_m/C_1 \Rightarrow$ veća učestanost nego pre što je dobro, a to znači da C može da bude manje nego u prethodnim slučajevima, da bi se dobila ista FM (tj. p_1 može da bude veći)

realizacija:

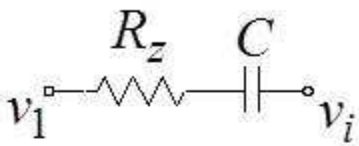


- U drejnu je jako velika otpornost, ali je problem što se struja ne preslikava idealno.
- Dodatni MOSFET – polarizacija.
- Dobro je što se eliminiše uticaj promene $-V_{SS}$ na v_i u drugom stepenu.



← C je ovako vezan kada se ne poništava nula u desnoj poluravni ⇒ kada učestanost raste G i D se kratko spoje. Ako je v_{GS} konstantno, promena $\Delta(-V_{SS}) \approx \Delta v_I$

3) Uvođenje otpornika za podešavanje nule



Ne eliminiše se i_{cd}, nego se otpornikom R_z podesi da $z \to \infty$.

$$\Rightarrow \; i_{v_1} = 0\Big|_{\omega\to\infty} \qquad i_{cd}\Big|_{\omega\to\infty} = \frac{v_1}{R_z}$$ jer je C kratak spoj za $\omega \to \infty$

$$i_{v_1}\Big|_{\omega\to\infty} = \left(g_m - \frac{1}{R_z}\right)v_1 \Rightarrow$$ za $R_z = \dfrac{1}{g_m}$ je $i_{v_1} = 0$ za $\omega \to \infty$, a to

znači da je nula u ∞

tačnom analizom se dobija:

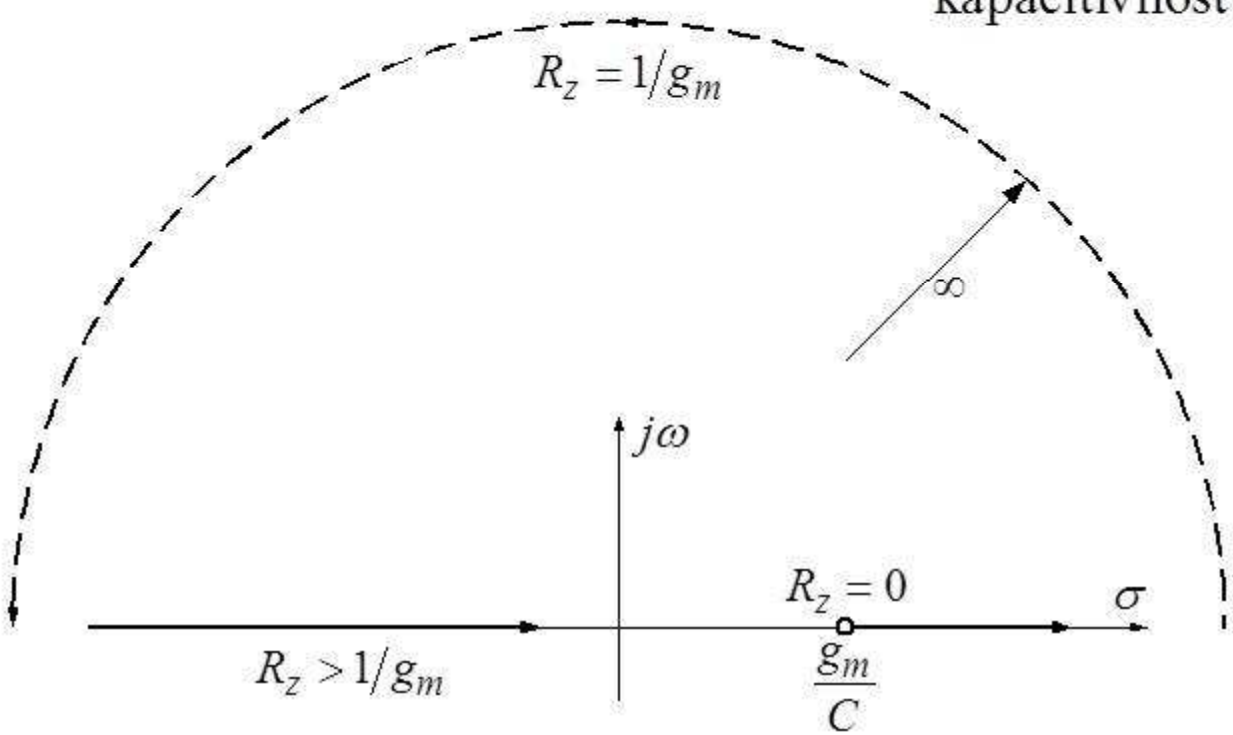
$$\frac{v_i}{i} = -g_m R_1 R_2 \frac{1 - sC\left(\dfrac{1}{g_m} - R_z\right)}{1 + bs + cs^2 + ds^3} \leftarrow$$! ima 3 pola

$$p_1 \approx -\frac{1}{g_m R_1 R_2 C}; \quad p_2 \approx -\frac{g_m}{C_1 + C_2}; \quad p_3 \approx -\frac{1}{R_z C_1}.$$ p_1 i p_2 su nepromenjeni

$\downarrow$

za $R_z = 1/g_m$ $|p_3| > |p_2|$ jer je $C_1 < C_2$ (obično je C_1 parazitni, a C_2 kapacitivnost opterećenja: $C_2 \gg C_1$)

kretanje nule:

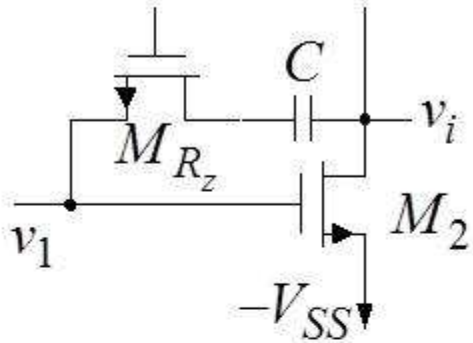


$$z = \frac{1}{C(1/g_m - R_z)}$$

$\uparrow$

Za $R_z > 1/g_m$ nula prelazi u levu poluravan i može da unese pozitivnu promenu faze $\rightarrow$ veća FM

realizacija:



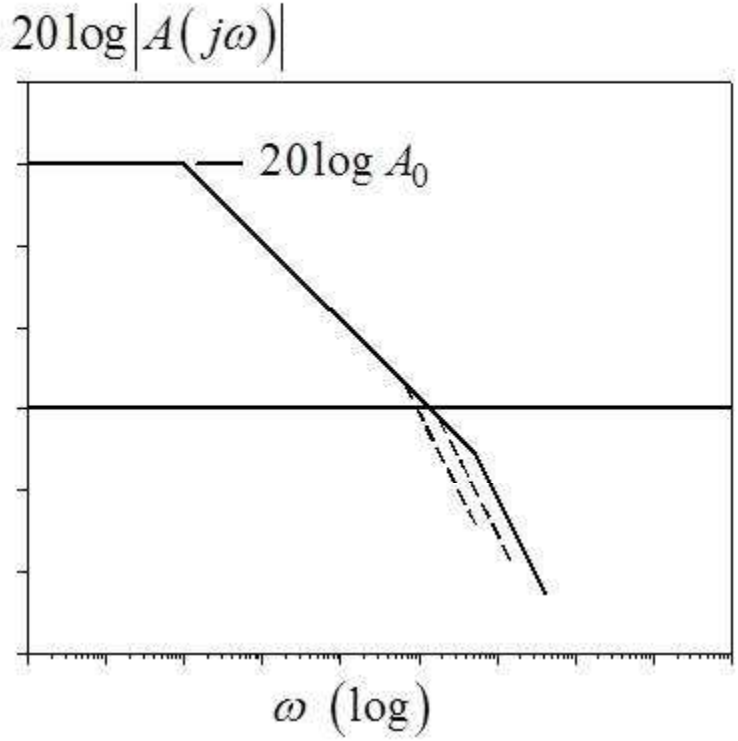
M_{Rz} – polariše se u triodnoj oblasti i tada se ponaša kao linearan otpornik

Za $V_{GS\,Rz} - V_T = V_{GS\,2} - V_T$ i iste dimenzije tranzistora je približno
$R_z \cong 1/g_{m\,Rz} = 1/g_{m\,2}$

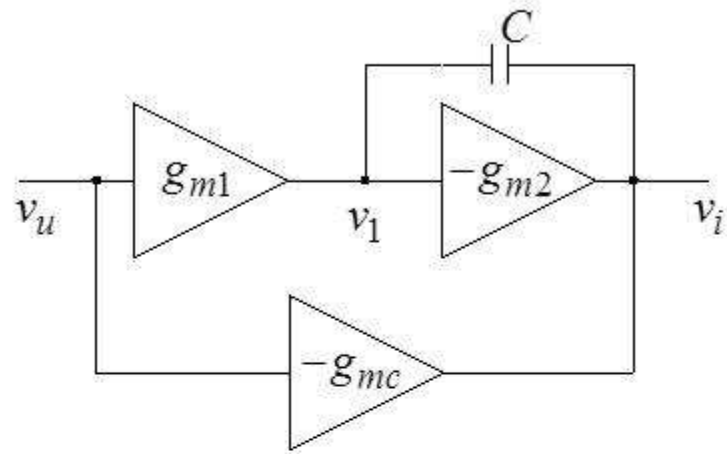
-Ako je realizacija R_z preko MOSFET-a bolje je da on bude "levo" od C (sors na v_1), jer je za $V_{GS\,2}$ = const. sors M_{Rz} na konstantnom naponu, pa njegov gejt ide na odgovarajući jednosmerni potencijal za koji se ostvaruje vrednost $R_z = 1/g_{m\,2}$

<u>Zaključak:</u> U svim prikazanim kompenzacijama C određuje dominantni pol, tj. p_1 ne zavisi od C_2 (opterećenja)
- p_2 je funkcija C_2, tako da isti pojačavač u različitim aplikacijama mora imati različite kompenzacione kondenzatore da bi FM bila prihvatljiva

Kada C_2 raste učestanost pola p_2 opada, pa opada i fazna margina



4) Poništavanje nule u desnoj poluravni premošćavanjem ("feedforward")



$\underline{z = \infty:}$

$$\Rightarrow \; V_i(\infty) = 0;$$

$$\Rightarrow \; \frac{1}{zC} = 0 \Rightarrow V_1(\infty) = V_i(\infty) = 0$$

$$\Rightarrow \; -g_{m2}V_1(\infty) = 0 \;\; \Rightarrow \;\; -g_{mc}V_u(\infty) + I_c(\infty) = 0$$

$$-g_{mc}V_u(\infty) + g_{m1}V_u(\infty) = 0 \;\; \Rightarrow \;\; g_{mc} = g_{m1}$$

$\uparrow$

uslov za poništavanje nule u desnoj poluravni

Feedforward tehnika se ne koristi samo za ponistavanje nule u desnoj poluravni, nego i kao metod kompenzacije u kojem se nulom u levoj poluravni povećava fazna margina.