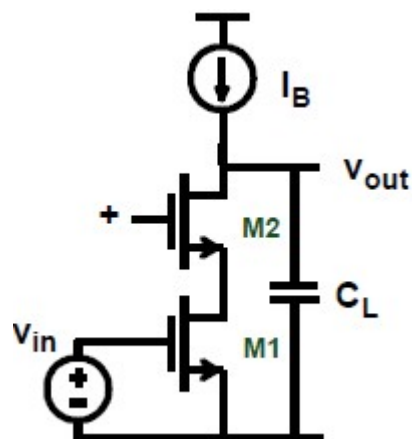


OTA_2

Three-stage amplifier

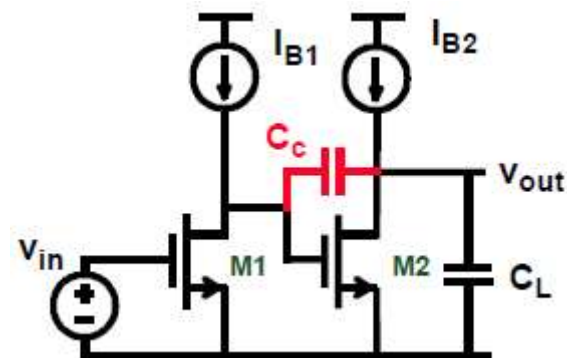
- U mnogim aplikacijama potrebni su operacioni pojačavači sa tri stepena. Na primer, pojačavač sa izlaznim stepenom u klasi AB imaju izlazni stepen sa malim naponskim pojačanjem, ali sa velikim strujnim pojačanjem. Prethodna dva pojačavačka stepena treba da obezbede veliko naponsko pojačanje, što je karakterističan slučaj u konvencionalnom operacionom pojačavaču.
- Kada je napon napajanja manji od 1V, potrebno je više kaskadno povezanih pojačavača, jer kaskodiranje više nije moguće.
- Kaskodno ili kaskadno?



$$A_v = (g_m r_{DS})_1 (g_m r_{DS})_2$$

$$GBW = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

High voltage, low power

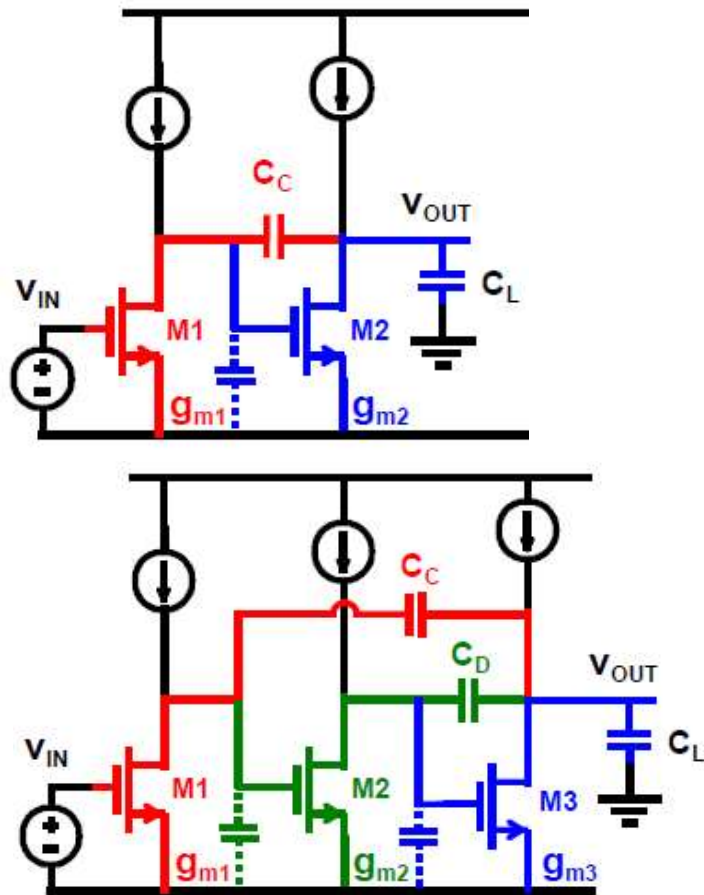


$$A_v = (g_m r_{DS})_1 (g_m r_{DS})_2$$

$$GBW = \frac{g_{m1}}{2\pi C_c} < \frac{g_{m2}}{2\pi C_L}$$

Low-voltage, high power

- Jednostepeni pojačavač ima jednu tačku visoke impedanse na izlazu. Izlazni kapacitet C_L određuje GBW.
- U slučaju promenljivih opterećenja, ne želimo da GBW zavisi od opterećenja. Tada je bolje koristi dvostepeni opamp.
- Nekompenzovani dvostepeni pojačavač ima dve tačke visoke impedanse. One moraju biti povezane kompenzacionim kapacitetom C_c da bi se obezbedilo razdvajanje polova i da bi se stvorio dominantan pol. GBW određuje kompenzaciona kapacitivnost C_c .



✓Nedominantni pol je sada određen kapacitivnošću C_L , koja mora biti dovoljno velika u poređenju sa GBW, da bi se obezbedila dovoljna fazna margina. Odnos tri uzima se za faznu marginu od oko 70° .

$$GBW = \frac{g_{m1}}{2\pi C_c} \quad f_{nd1} = \frac{g_{m2}}{2\pi C_L} \quad f_{nd1} = 3 GBW$$

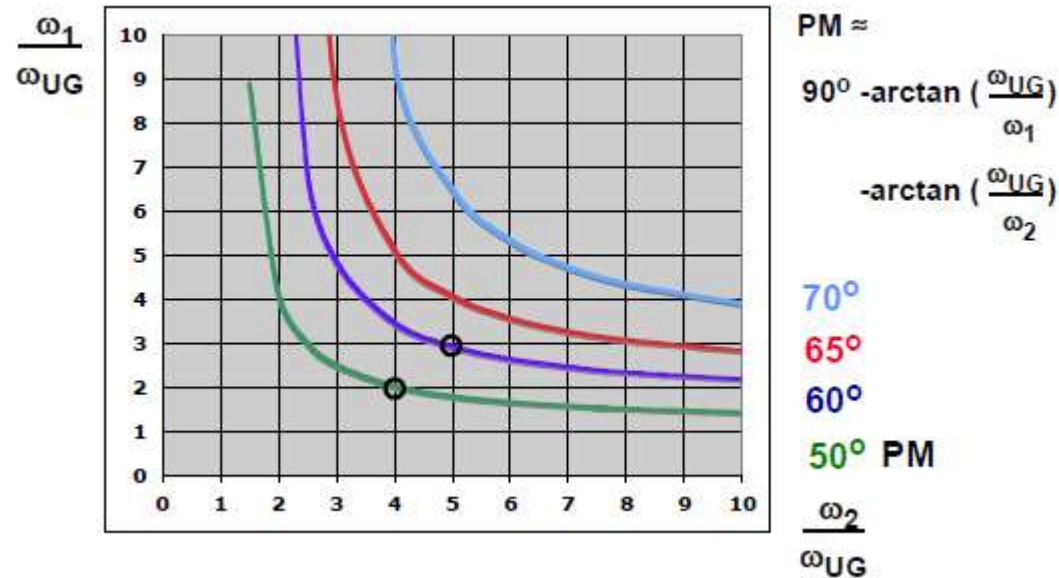
✓S obzirom da su prisutne tri tačke visoke impedanse, za stabilnost su potrebne dva kompenzaciona kondenzatora. Oba su povezana na izlaz. Ovo se naziva ugnježdena-Milerova kompenzacija.

$$GBW = \frac{g_{m1}}{2\pi C_c} \quad f_{nd1} = \frac{g_{m2}}{2\pi C_D} \quad f_{nd2} = \frac{g_{m3}}{2\pi C_L}$$

$$f_{nd1} = 3 GBW \quad f_{nd2} = 5 GBW$$

•Kao rezultat kompenzacije postoje dva nedominantna pola. Oba moraju biti postavljena dovoljno daleko od GBW, tako da zajedno obezbede razumnu faznu marginu.

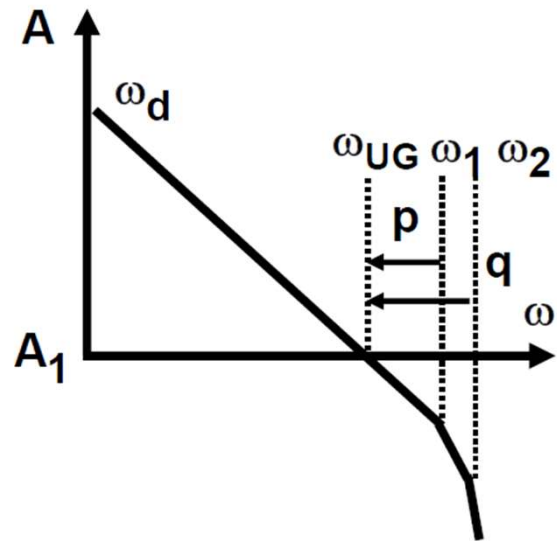
3-pole op amp : phase margin PM



•Odnosi 2,5 i 7 takođe bi bili prihvatljivi, ali pozicioniranje nedominantnog pola na 7 puta veću učestanost od GBW bi zahtevalo previše snage (veće gm). Ovu kombinaciju je bolje izbegavati.

•Takođe je jasno da je PM od oko 60 ° dovoljno visoka, čak i ako dođe do malo premašaja. PM od 70 ° bi zahtevala nedominantne polove na previsokim frekvencijama i trošilo bi se previše snage u kolu.

•Mnogi dizajneri uzimaju PM od samo 50°. Nedominantni polovi se tada mogu postaviti samo 2 i 4 puta više od GBW! Ovo se naziva Butterworth-ov odgovor. Pruža maksimalno ravan odziv nakon što se petlja povratnih informacija zatvori ka pojačanju jedinstva.

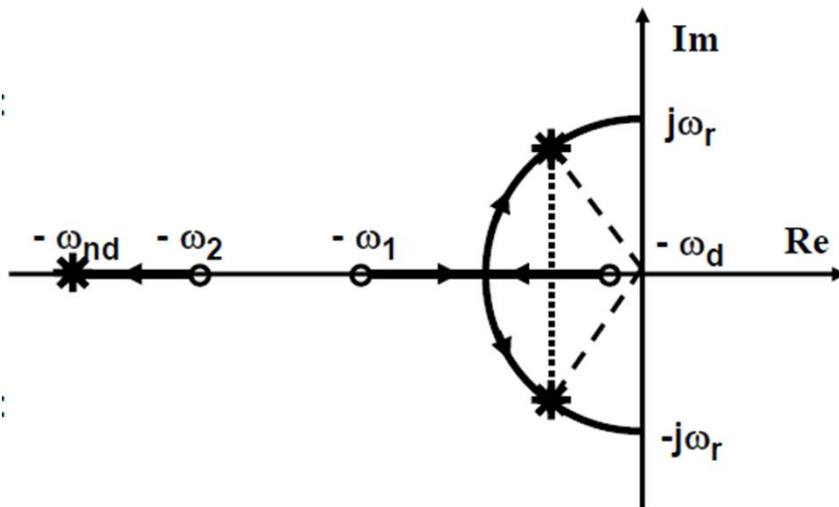


Open Loop Gain:

$$A = \frac{\omega_{UG}}{s} \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right)}$$

Closed Loop:

$$A_1 = \frac{A}{1+A} \approx \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{UG}} + \left(\frac{s}{\omega_{UG}}\right)^2 \left(\frac{1}{p} + \frac{1}{q}\right) + \frac{1}{pq} \left(\frac{s}{\omega_{UG}}\right)^3}$$

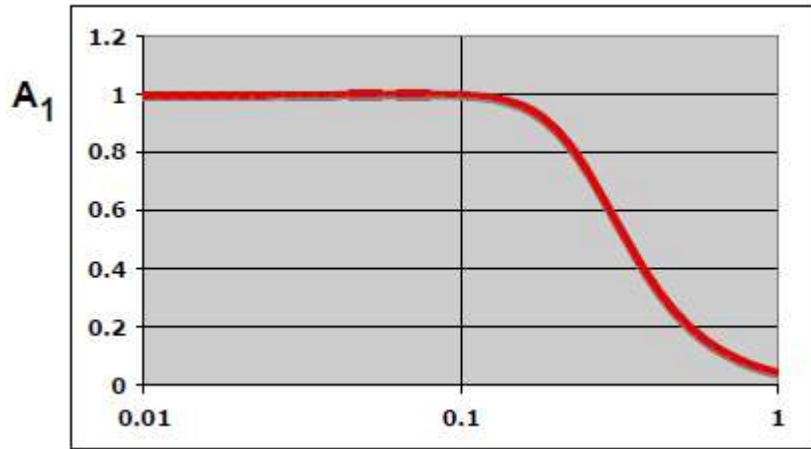


- Dva pola ω_d i ω_1 postaju konjugovano-kompleksni, dok treći pol ω_2 ostaje na realnoj osi

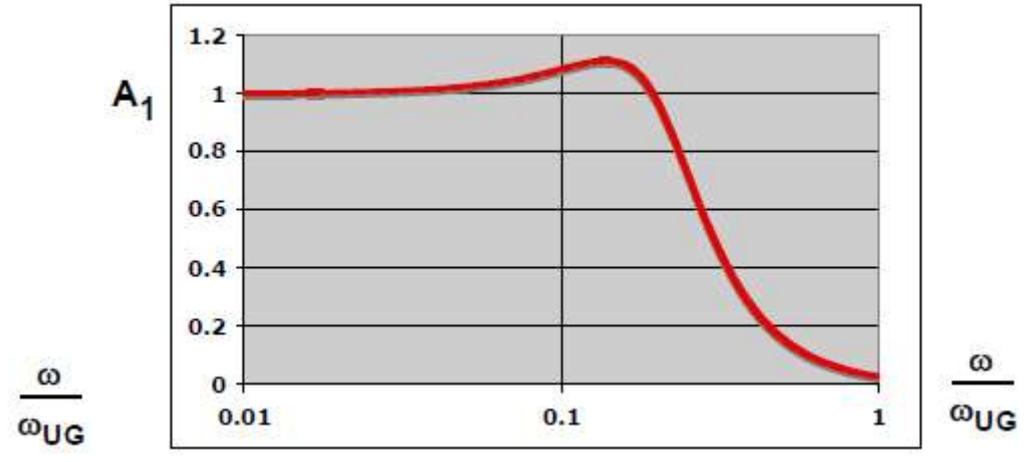
- Open loop

ω_d	
ω_1	3x
ω_2	5x
- Closed loop

ω_d	
ω_{nd}	6x
ω_r	$1 \pm j1.2$ x
	(1.6 50°)



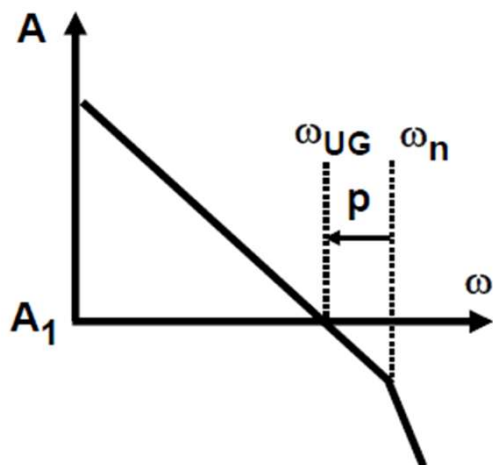
Three-stage with 3/5 on 60° PM



Three-stage with 2/4 on 50° PM

Maksimalno ravna karakteristika u zatvorenoj sprezi kada je $\omega_1=3\text{GBW}$ i $\omega_2=5\text{GBW}$

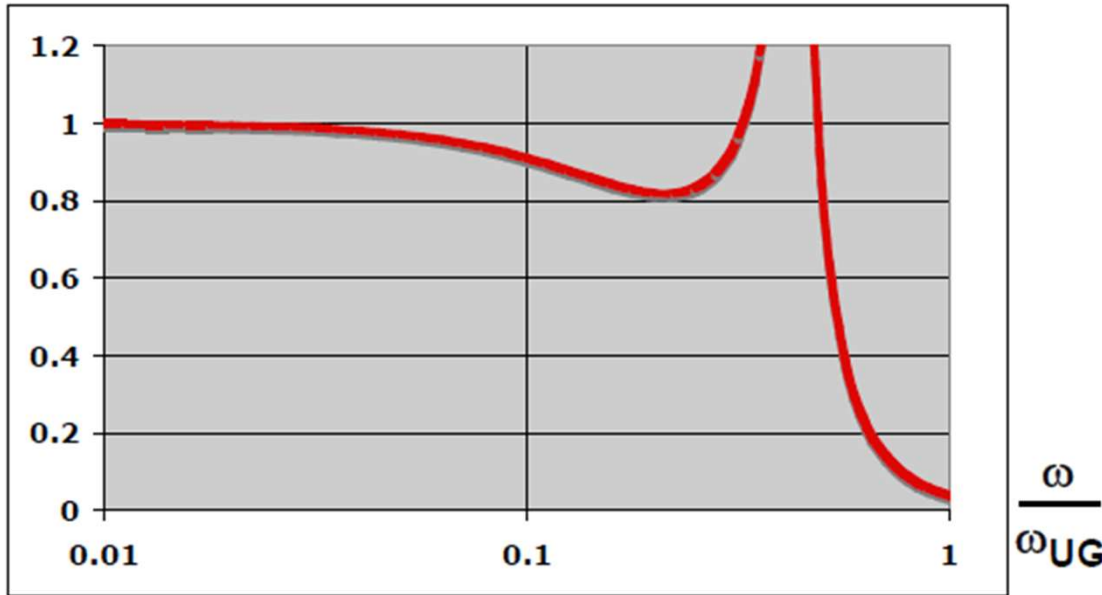
Kada su nedominantni polovi u otvorenoj sprezi konjugovano-kompleksni



$$A = \frac{\omega_{UG}}{s} \frac{1}{1 + 2\zeta \frac{s}{\omega_n} + \left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2} \quad \zeta = \frac{1}{2Q}, p = \frac{\omega_n}{\omega_{UG}}$$

$$A_1 = \frac{A}{1+A} \approx \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{UG}} + \frac{2\zeta}{p} \left(\frac{s}{\omega_{UG}}\right)^2 + \frac{1}{p^2} \left(\frac{s}{\omega_{UG}}\right)^3}$$

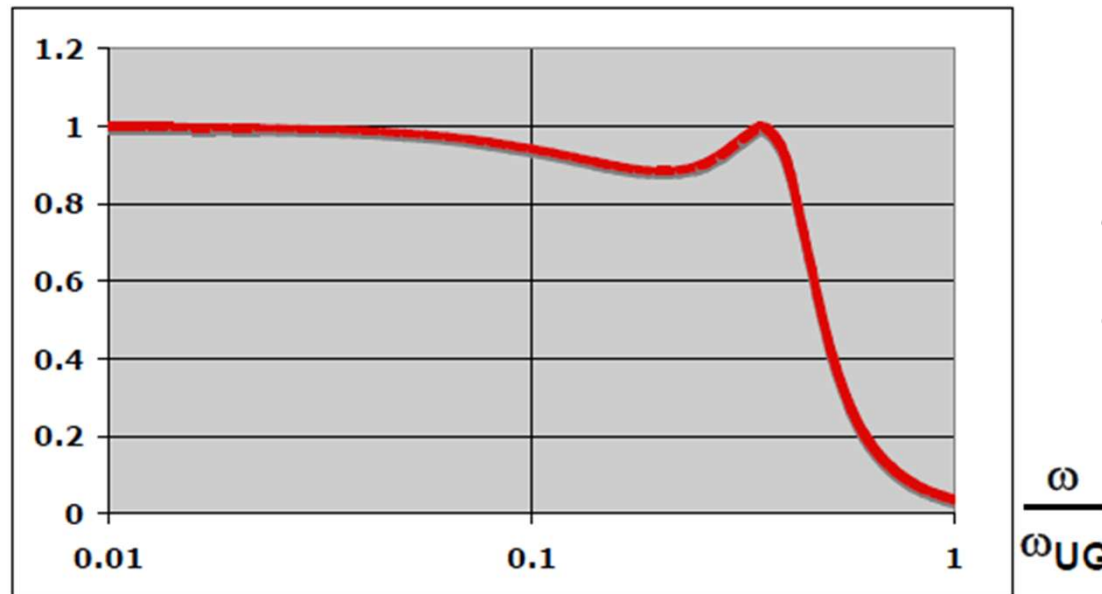
A_1



$$\zeta = \frac{1}{2Q} = 0.28, p = \frac{\omega_n}{\omega_{UG}} = 2.828$$

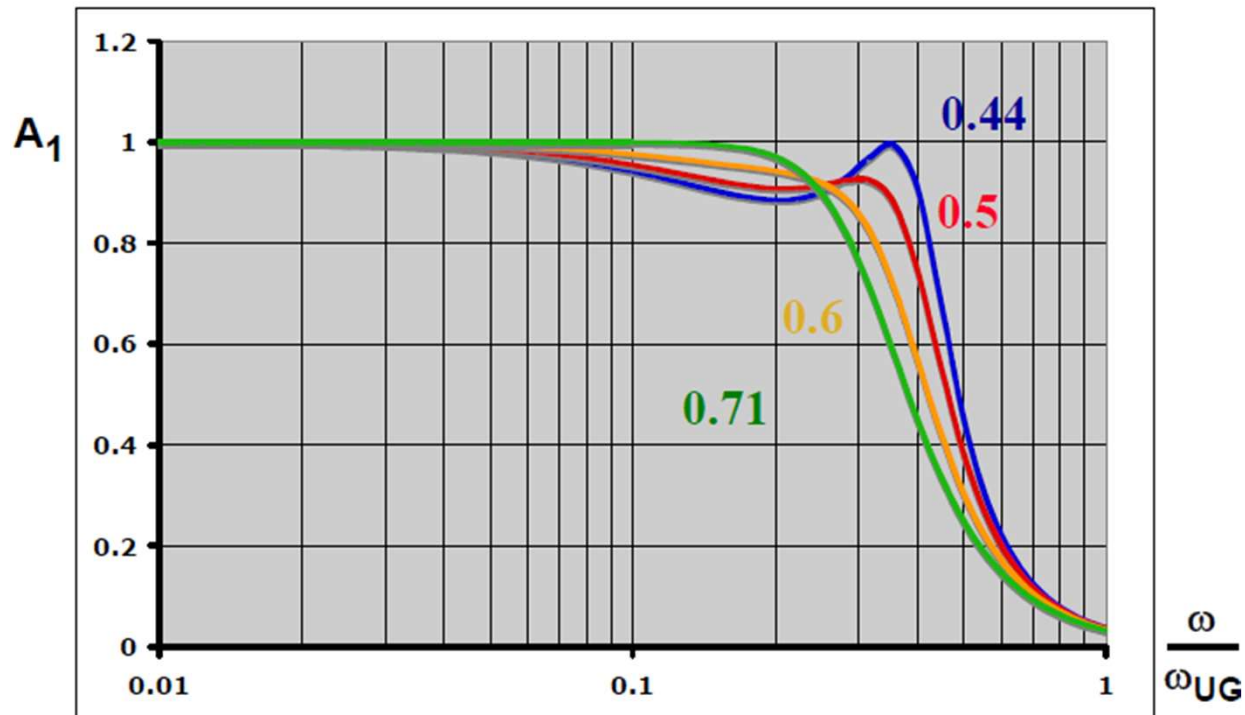
Prigušenje je suviše malo!

A_1

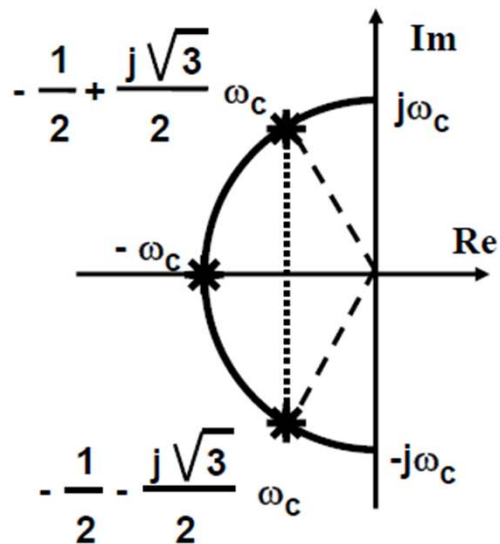


$$\zeta = \frac{1}{2Q} = 0.44, p = \frac{\omega_n}{\omega_{UG}} = 2.828$$

$$\omega_{3dB} \approx 0.43 \cdot GBW$$



$$\zeta = \frac{1}{2Q} = \dots, p = \frac{\omega_n}{\omega_{UG}} = 2.828$$



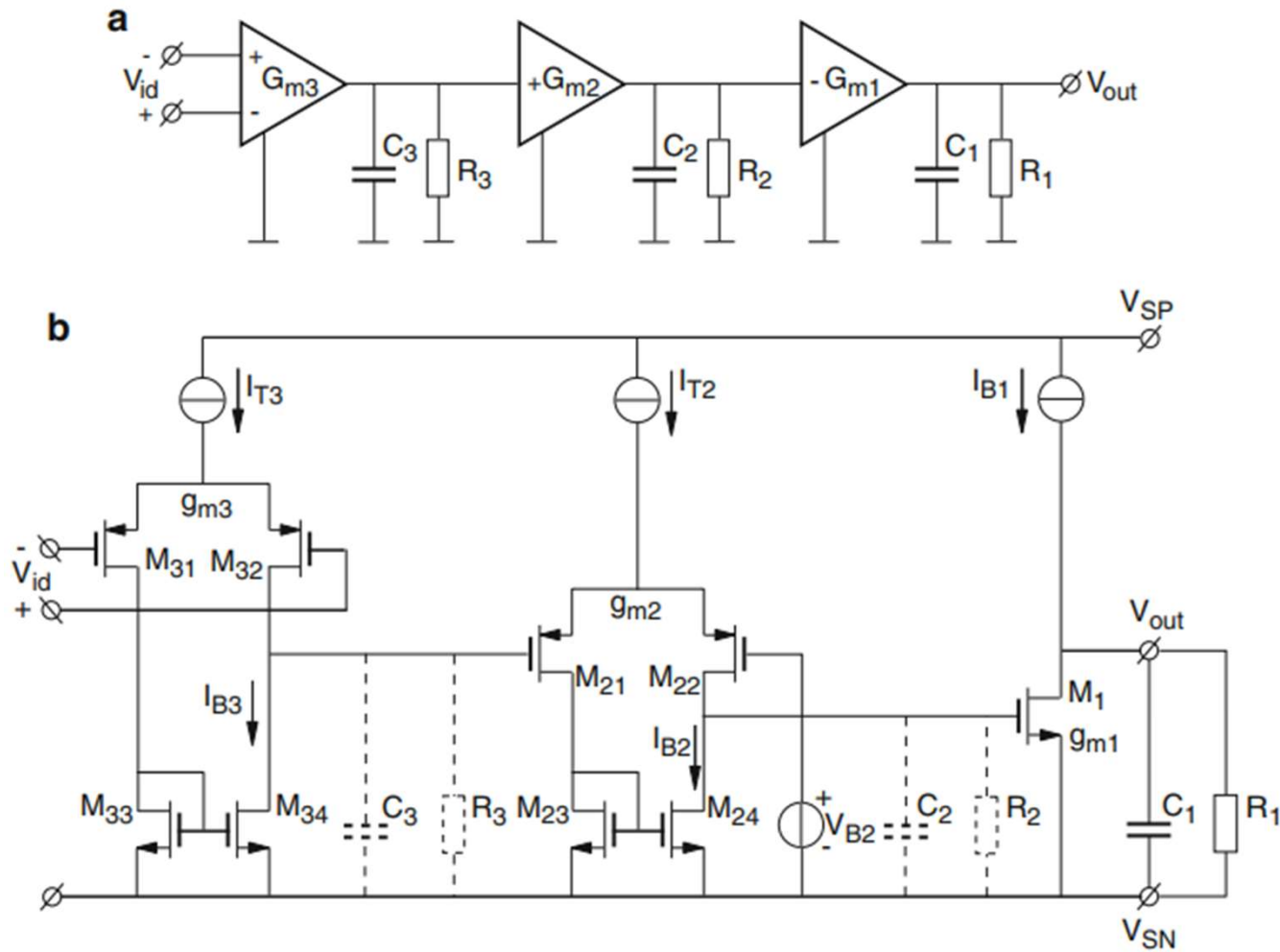
Maksimalno ravna frekvencijska karakteristika (Butterworth)

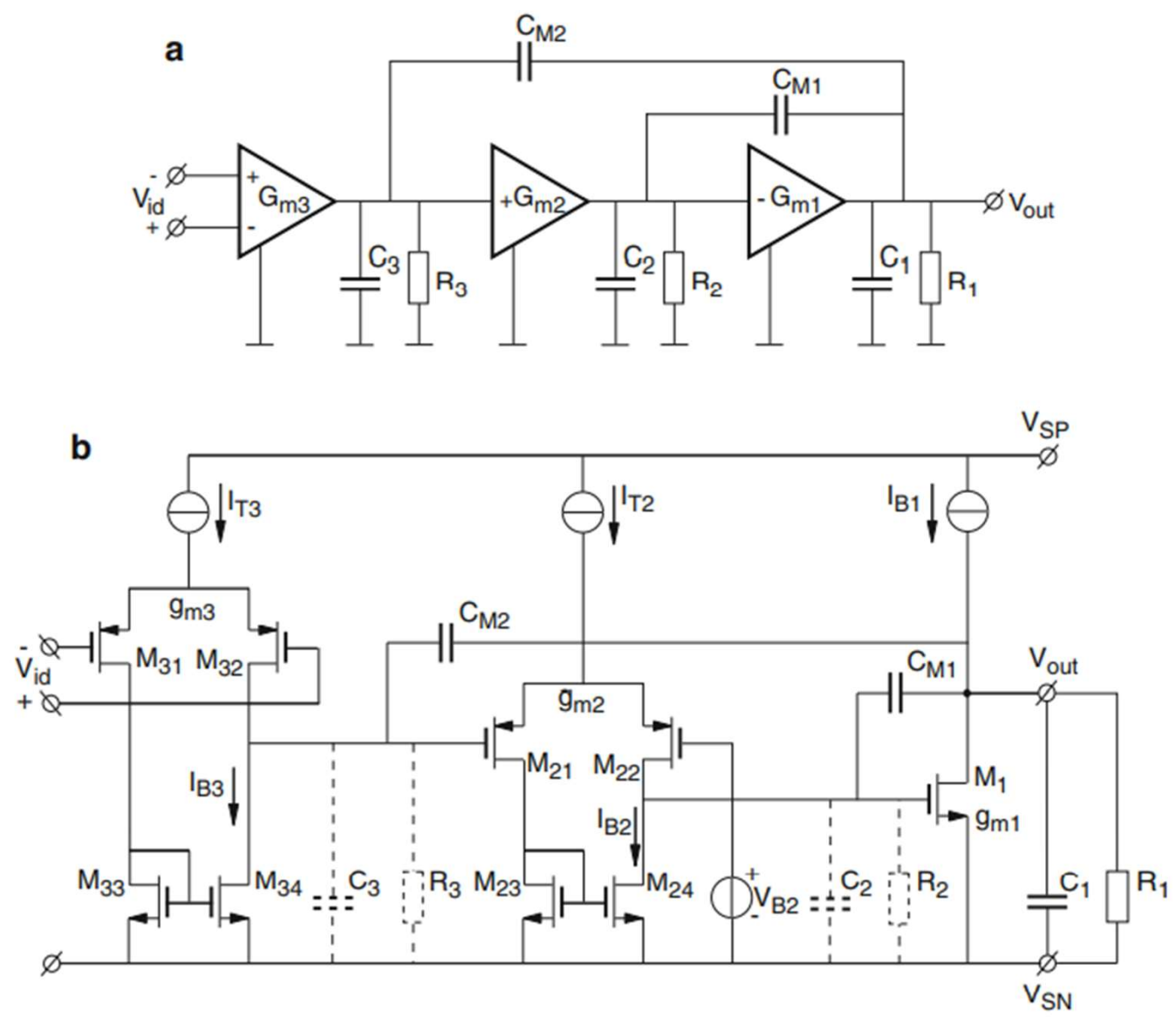
$$\zeta = \frac{1}{2Q} = \frac{1}{\sqrt{2}}, p = \frac{\omega_n}{\omega_{UG}} = 2.828(2\sqrt{2})$$

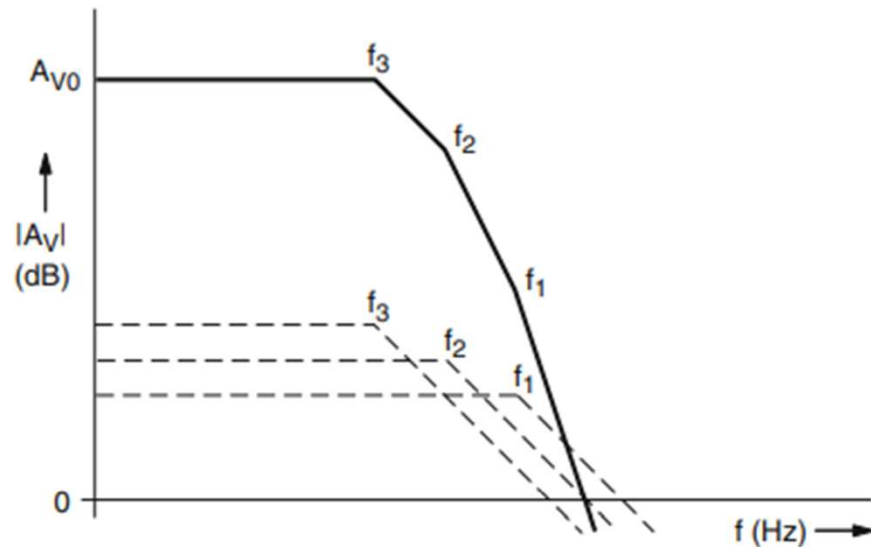
$$\omega_{3dB} = \frac{\omega_c}{2} \approx 0.3 \cdot GBW$$

❖ Nested-Miller Frequency compensation – NMC

- Drugi pojačavački stepen mora biti neinvertujući

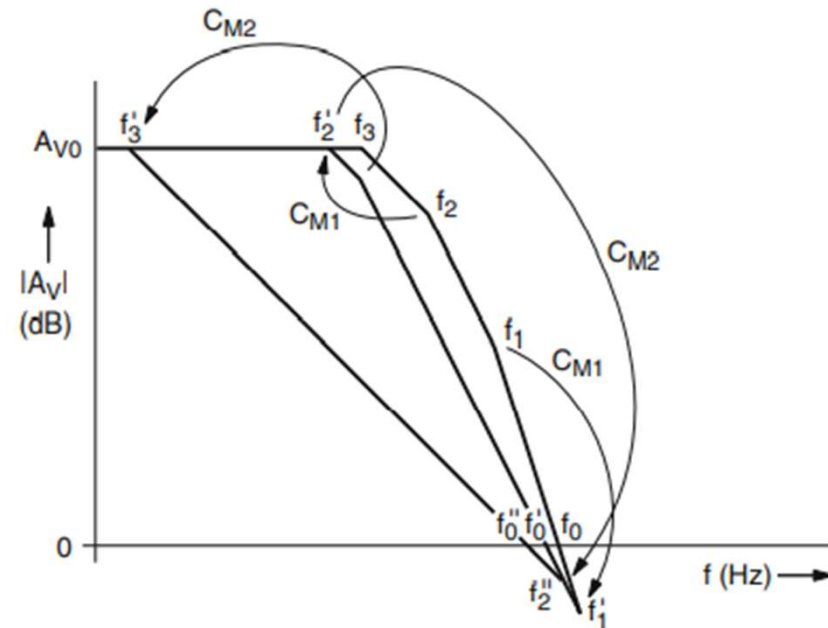






- Milerova kompenzacija se primenjuje dva puta – ugnježdjena Milerova kompenzacija.
- Da bi se ovo realizovalo, međustepen se realizuje kao neinvertujući.
- U oba koraka se podešava približno $FM=60^\circ$ tj da jedinična učestanost bude dva puta manja od nedominantnog pola.

- Prvo se razdvajaju polovi f_1 i f_2 pomoću Millerovog kompenzacionog kondenzatora C_{M1} .
- Nove pozicije polova f_1 i f_2 su f'_1 i f'_2
- Potom se udaljavaju polovi f'_2 i f_3 pomoću druge, ugnježdene Millerove kapacitivnosti C_{M2} do njihovih finalnih pozicija f''_2 i f'_3



- Nedominantni pol posle prve Millerove kompenzacije

$$f_1' = \frac{g_{m1}}{2\pi C_1}$$

- Da bi se ostvarila fazna margina od 60 stepeni za neinvertujući i izlazni stepen, treba da je

$$GBW' = f_0' = \frac{1}{2} f_1' = \frac{g_{m1}}{4\pi C_1}$$

- Budući da je

$$f_0' = \frac{g_{m2}}{2\pi C_{M1}} \Rightarrow C_{M1} = \frac{g_{m2}}{2\pi f_0'} = \frac{2g_{m2}}{g_{m1}} C_1$$

- Potom se pomoću C_{M2} razdvajaju polovi, a finalna 0dB učestanost je

$$f_0'' = \frac{1}{2} f_0' = \frac{1}{4} f_1' = \frac{g_{m1}}{8\pi C_1}$$

$$f_0'' = \frac{g_{m3}}{2\pi C_{M2}} \Rightarrow C_{M2} = \frac{g_{m3}}{2\pi f_0''} = \frac{g_{m3}}{2\pi \frac{g_{m1}}{8\pi C_1}} = 4 \frac{g_{m3}}{g_{m1}} C_1$$

- Pojačanje u propusnom opsegu je

$$A_{v0} = g_{m3} R_3 g_{m2} R_2 g_{m1} R_1$$

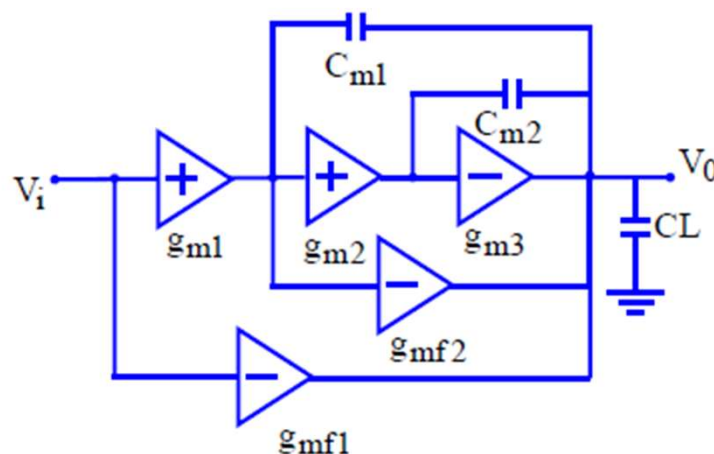
- dok je učestanost dominantnog pola

$$f_3' = f_0'' / A_{v0} = \frac{4 \frac{g_{m3}}{g_{m1}} C_1}{g_{m3} R_3 g_{m2} R_2 g_{m1} R_1} = \frac{4C_1}{R_3 g_{m2} R_2 g_{m1}^2 R_1}$$

- Ostvaruje se veće pojačanje, ali i dva puta manji propusni opseg (jedinična učestanost) kao i odnos propusnog opsega i snage izvora za napajanje nego kod dvostepenog pojačavača
- Optimalan izbor za struje u tri stepena grubo je određen sledećom relacijom

$$f_{03} = \frac{f_{02}}{2} = \frac{f_{01}}{4} \Rightarrow \frac{g_{m3}}{2\pi C_3} = \frac{1}{2} \frac{g_{m2}}{2\pi C_2} = \frac{1}{4} \frac{g_{m1}}{2\pi C_1}$$

Nested Gm-C Compensation Amplifier-NGCC



$$A(s) = \frac{V_0(s)}{V_i(s)} = - \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3} + s g_{m1}(g_{mf2} - g_{m2})C_{m2} + (g_{mf1} - g_{m1})C_{m1}C_{m2}}{g_{01}g_{02}g_{03} + s g_{m2}g_{m3}C_{m1} + s^2(g_{m3} + g_{mf2} - g_{m2})C_{m1}C_{m2} + s^3 C_L C_{m1}C_{m2}}$$

$$g_{mf1} = g_{m1}, g_{mf2} = g_{m2} \Rightarrow$$

$$A(s) = \frac{-g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{g_{01}g_{02}g_{03} + s g_{m2}g_{m3}C_{m1} + s^2 g_{m3}C_{m1}C_{m2} + s^3 C_L C_{m1}C_{m2}}$$

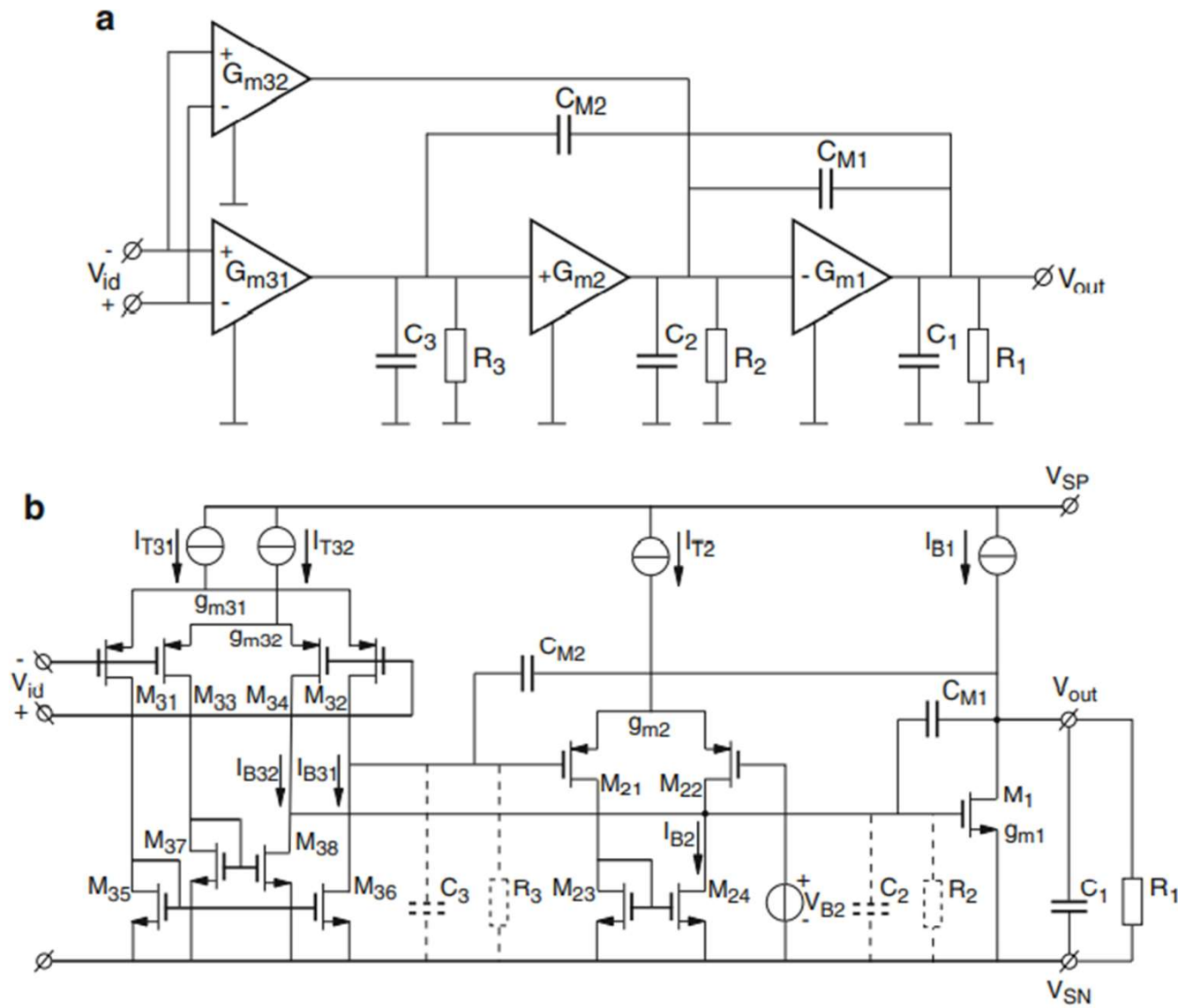
$$A(s) = \frac{-A_0}{\left(1 + s \frac{A_0}{f_1}\right) \left(1 + \frac{s}{f_2} + \frac{s^2}{f_2 f_3}\right)}$$

$$A_0 = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{g_{01}g_{02}g_{03}}, f = GB = \frac{g_{m1}}{C_{m1}}, f_2 = \frac{g_{m2}}{C_{m2}}, f_2 f_3 = \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_{m2}C_L}$$

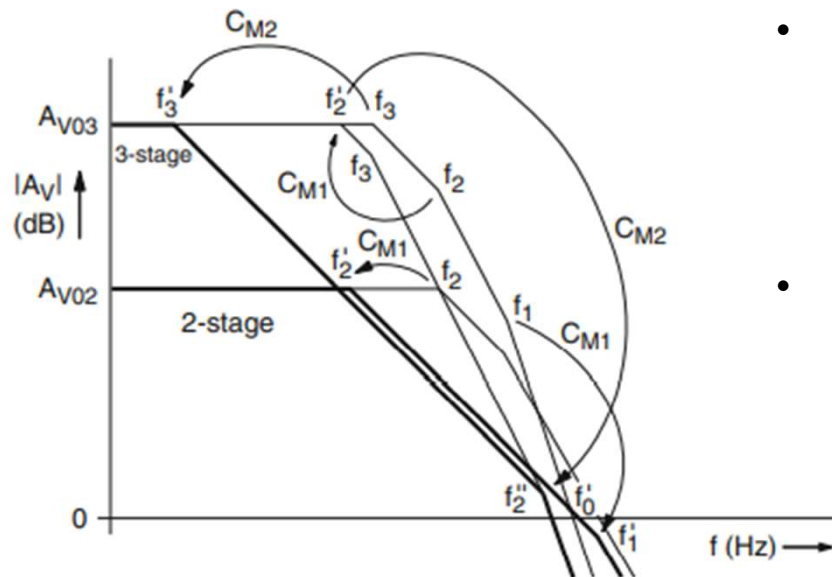
Dominantni pol je na učestanosti

$$\omega_{P1} = \frac{f_1}{A_0} = \frac{\frac{g_{m1}}{C_{m1}}}{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{g_{01}g_{02}g_{03}}} = \frac{g_{01}g_{02}g_{03}}{g_{m2}g_{m3}C_{m1}} = \frac{g_{01}}{C_{m1}} \frac{1}{A_{v02}A_{v03}}$$

Ugneždjena Milerova kompenzacija sa više putanja za OP sa tri stepena
 Multipath Nested Miller Compensation (MNMC)



- Nadoknađuje se izgubljeni faktor 2 u propusnom opsegu. Ulazni stepen je dvostruki, sa transkonduktansama g_{m31} i g_{m32} , pri čemu je ovaj drugi ulazni stepen povezan preko ulaznog stepena i međustepena i priključen je na ulaz izlaznog stepena. Efekat je kao paralelna veza pojačavača sa dva pojačavačka stepena i glavnog pojačavača sa tri tepena.
- Na niskim frekvencijama, trostepeni pojačavač dominira svojim velikim pojačanjem, dok na visokim frekvencijama dominira dvostepeni pojačavač. U srednjem opsegu frekvencija obe putanje imaju jednake funkcije prenosa, bez dodavanja njihovih prenosa. Dodavanje bi rezultiralo dubletom pol-nula, što u ovom slučaju ne postoji.



- Nedominantni pol posle prve Millerove kompenzacije je

$$f'_1 = \frac{g_{m1}}{2\pi C_1}$$

- Da bi se ostvarila fazna margina od 60 stepeni za neinvertujući i izlazni stepen, treba da je

$$GBW' = f'_0 = \frac{1}{2} f'_1 = \frac{g_{m1}}{4\pi C_1}$$

- Dodatni ulazni stepen sa g_{m32} i f'_0 kompenzuje se sa kapacitivnošću C_{M1} , kao da je prvi stepen dvostepenog pojačavača

$$C_{M1} = \frac{g_{m32}}{2\pi f'_0} = 2 \frac{g_{m32}}{g_{m1}} C_1$$

- Međustepen g_{m2} omogućava razdvajanje između dve putanje ako je njegova provodnost relativno mala, ili ako veštački povećamo parazitnu kapacitivnost C_3 na njegovom ulazu.
- Unutrašnja povratna sprega oko G_{m2} kroz C_{M2} potiskuje karakteristiku dvostepenog pojačavača od dominantnog pola f_3' do f_2'' , gde se ta petlja prekida zbog smanjenog pojačanja.
- Razdvajanje dve putanje omogućava da dobijemo pravu frekvencijsku karakteristiku pod uslovom da su pojačanja srednjeg opsega trostepene putanje g_{m31}/C_{M2} i dvostepene putanje g_{m32}/C_{M1} jednaka.

$$f_0'' = f_0' = \frac{1}{2} f_1' = \frac{g_{m1}}{4\pi C_1}$$

- Originalni ulazni stepen sa g_{m31} je sada kompenzovan sa C_{M2} , na istoj 0dB frekvenciji f_0' kao i g_{m32} sa C_{M1}

$$C_{M2} = \frac{g_{m31}}{2\pi f_0''} = 2 \frac{g_{m31}}{g_{m1}} C_1$$

- To podrazumeva da se kompenzovane karakteristike dvo- i trostepenih pojačavača dodiruju u širokom frekvencijskom opsegu. Na gornjem kraju frekvencije dvostepeni pojačavač se proteže do granične frekvencije limitirajućeg, nedominantnog pola f_1'
- Na niskim frekvencijama je dominantan pol

$$f_3' = f_0'' / A_{v0} \quad A_{v0} = (g_{m31} R_3 g_{m2} + g_{m32}) R_2 g_{m1} R_1$$

- dok je ukupna karakteristika u ovom opsegu učestanosti jednopolna

- Nema sumiranja dve karakteristike u srednjem opsegu zbog nezavisne prirode dve karakteristike odvojene malom transkonduktansom g_{m2}
- Dvostepeni i trostepeni pojačavač imaju iste učestanosti jediničnog pojačanja

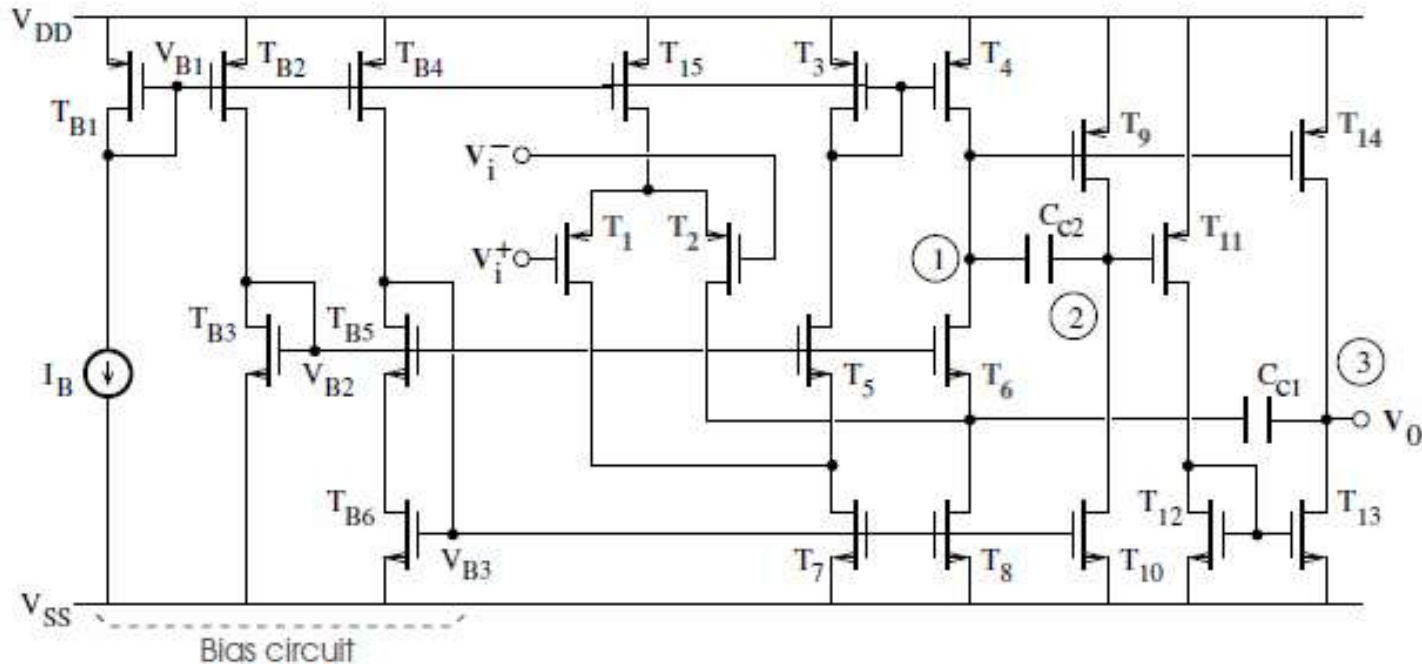
$$f_0' \approx \frac{g_{m32}}{2\pi C_{M1}} \quad f_0' \approx \frac{g_{m31}}{2\pi C_{M2}}$$

- Izjednačavanjem članova g_{m31}/C_{M2} i g_{m32}/C_{M1} postiže se pole-zero kompenzacija, što se postiže upotrebom istog tipa kapacitivnosti C_{M1} i C_{M2} , budući da su ulazni stepeni simetrični (moguće i identični)
- Jednostavno postizanje uparenosti pola i nule daje prednost ovoj metodi kompenzacije u odnosu na slične metode sa pole-zero kompenzacijom.
- Vrednost transkonduktanse g_{m2} još uvek nije određena. Poželjno je da frekvencijsku karakteristiku određuje drugi ulazni stepen g_{m32} , a ne srednji stepen g_{m2} , i da pri 0dB pojačanju učestanost bude f_0' . Zbog toga se uzima da je

$$g_{m2} < \frac{g_{m32}}{3}$$

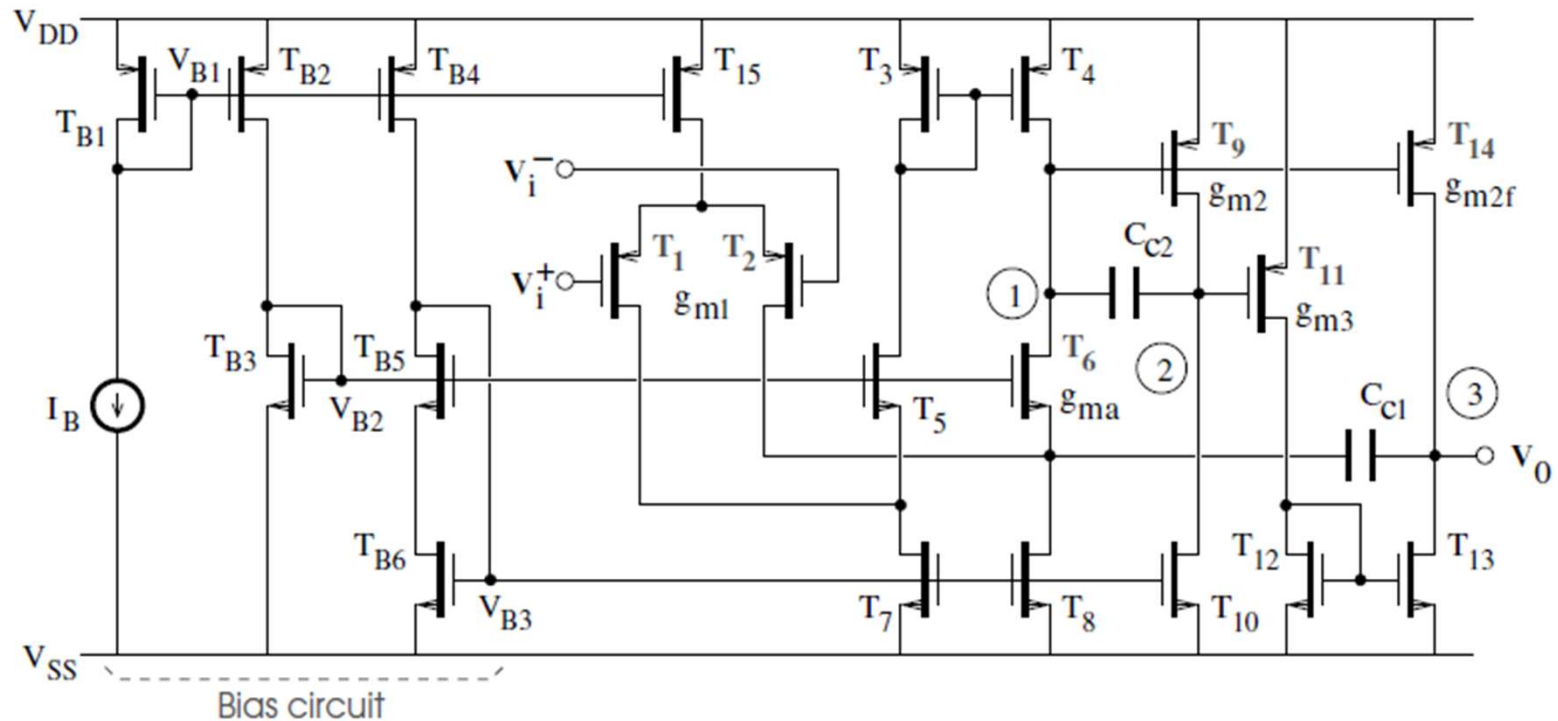
- Rezultat je trostepeni OpAmp sa velikim pojačanjem i gotovo istim odnosom propusni opseg snaga (što je ekvivalent proizvodu snage disipacije i kašnjenja u digitalnim kolima) kao dvostepeni pojačavač sa Millerovom kompenzacijom. Dodavanje drugog ulaznog stepena G_{M32} povećava površinu na čipu i snagu disipacije.

Three-stage reversed active feedback frequency compensation (RAFFC) amplifier



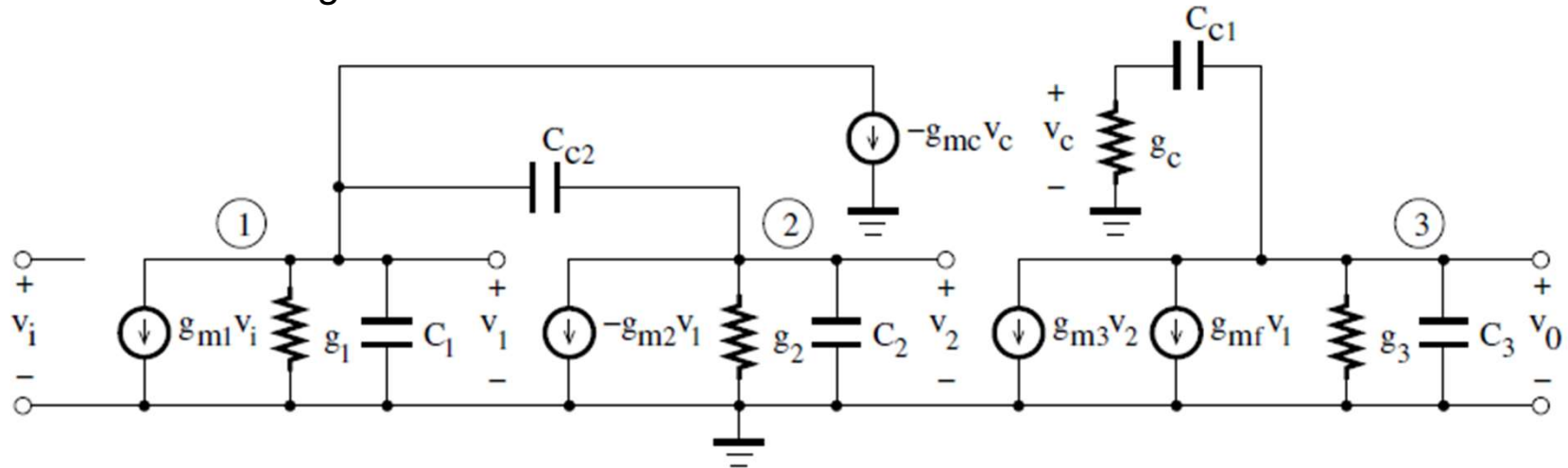
- Pojačavač se sastoji od ulaznog folded-cascode stepena, a common-source invertujućeg stepena (T_9), i neinvertujućeg izlaznog stepena. Feed-forward transkonduktansa je realizovana povezivanjem gejtja tranzistora T_{14} sa izlazom prvog stepena, dok je feedback transkonduktansa dobijena povezivanjem C_{c1} na sors T_6 umesto na izlaz prvog stepena.

➤ Three-stage reversed active feedback frequency compensation (RAFFC) amplifier



- Pojačavač se sastoji od ulaznog folded-cascode stepena, a common-source invertujućeg stepena (T_9), i neinvertujućeg izlaznog stepena (T_{11} - T_{13}). Feed-forward transkonduktansa je realizovana povezivanjem gejta tranzistora T_{14} sa izlazom prvog stepena, dok je feedback transkonduktansa dobijena povezivanjem C_{c1} na sors T_6 umesto na izlaz prvog stepena.

- Šema za male signale



$$\begin{aligned}
 g_{m1}V_i(s) + V_1(s)(g_1 + sC_1) - g_{m_c}V_c(s) - (V_2(s) - V_1(s))sC_{c2} &= 0 \\
 -g_{m2}V_1(s) + V_2(s)(g_2 + sC_2) + (V_2(s) - V_1(s))sC_{c2} &= 0 \\
 g_{m3}V_2(s) + g_{m_f}V_1(s) + V_0(s)(g_3 + sC_3) + (V_0(s) - V_c(s))sC_{c1} &= 0
 \end{aligned}$$

$$C_1 = C_{gd4} + C_{gb4} + C_{gd6} + C_{gb6} + C_{gs9}$$

$$C_2 = C_{gd9} + C_{gb9} + C_{gd10} + C_{gb10} + C_{gs11}$$

$$C_3 = C_{gd13} + C_{gb13} + C_{gd14} + C_{gb14} + C_L$$

$$V_c(s) = \frac{sC_{c1}V_0(s)}{g_{m_c} + sC_{c1}}$$

- Smatrajući da je $g_{mk} \gg g_k$ ($k = 1, 2, 3$) i $C_{c1}, C_{c2}, C_3 \gg C_1, C_2$, dobija se

$$A(s) = \frac{V_0(s)}{V_i(s)} \simeq A_0 \frac{1 + ds + cs^2}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + bs + as^2)}$$

$$A_0 = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{g_1g_2g_3} \quad \omega_{p1} = \frac{g_1g_2g_3}{g_{m2}g_{m3}C_{c1}}$$

$$a = \frac{C_{c2}C_{c3}}{g_{m_c}g_{m3}}$$

$$b = \frac{(g_{m2} + g_{m_f} - g_{m3})C_{c1}C_{c2} + g_{m2}C_{c2}C_{c3}}{g_{m2}g_{m3}C_{c1}}$$

$$c = \frac{(g_{m_f} - g_{m3})C_{c1}C_{c2}}{g_{m2}g_{m3}g_{m_c}}$$

$$d = \frac{C_{c1}}{g_{m_c}} + \frac{(g_{m_f} - g_{m3})C_{c2}}{g_{m2}g_{m3}}$$

- Kada je $g_{m2f} = g_{m3}$ koeficijent c jednak je nuli, što znači da funkcija prenosa, pored tri pola, sada ima jednu realnu nulu u levoj poluravni.
- Pogodnim izborom g_{m_c} , preostala nula se može postaviti daleko od propusnog opsega pojačavača i tako umanjiti njen uticaj.
- Stabilnost pojačavača se tada može osigurati uzimajući u obzir da je imenilac prenosne funkcije u konfiguraciji zatvorene petlje sa jediničnim pojačanjem Butterworth-ov polinom trećeg reda sa graničnom frekvencijom ω_C .

$$\frac{2}{\omega_c} = \frac{1}{A_0 \omega_{p1}} \simeq \frac{C_{c1}}{g_{m1}}$$

$$\frac{1}{\omega_c} = b \simeq \frac{(C_{c1} + C_3)C_{c2}}{g_{m3}C_{c1}}$$

$$\frac{1}{2\omega_c^2} = a = \frac{C_{c2}C_3}{g_{mc}g_{m3}}$$

- Rešavajući prethodni sistem jednačina dobija se

$$C_{c1} = \frac{1}{2} \left(\frac{4g_{m1}}{g_{mc}} - 1 \right) C_3 \quad C_{c2} = \frac{g_{mc}g_{m3}}{8} \left[\frac{1}{g_{m1}} \left(\frac{4g_{m1}}{g_{mc}} - 1 \right) \right]^2 C_3$$

i $g_{m1} > g_{mc}/4$.

- Proizvod pojačanja i propusnog opsega je

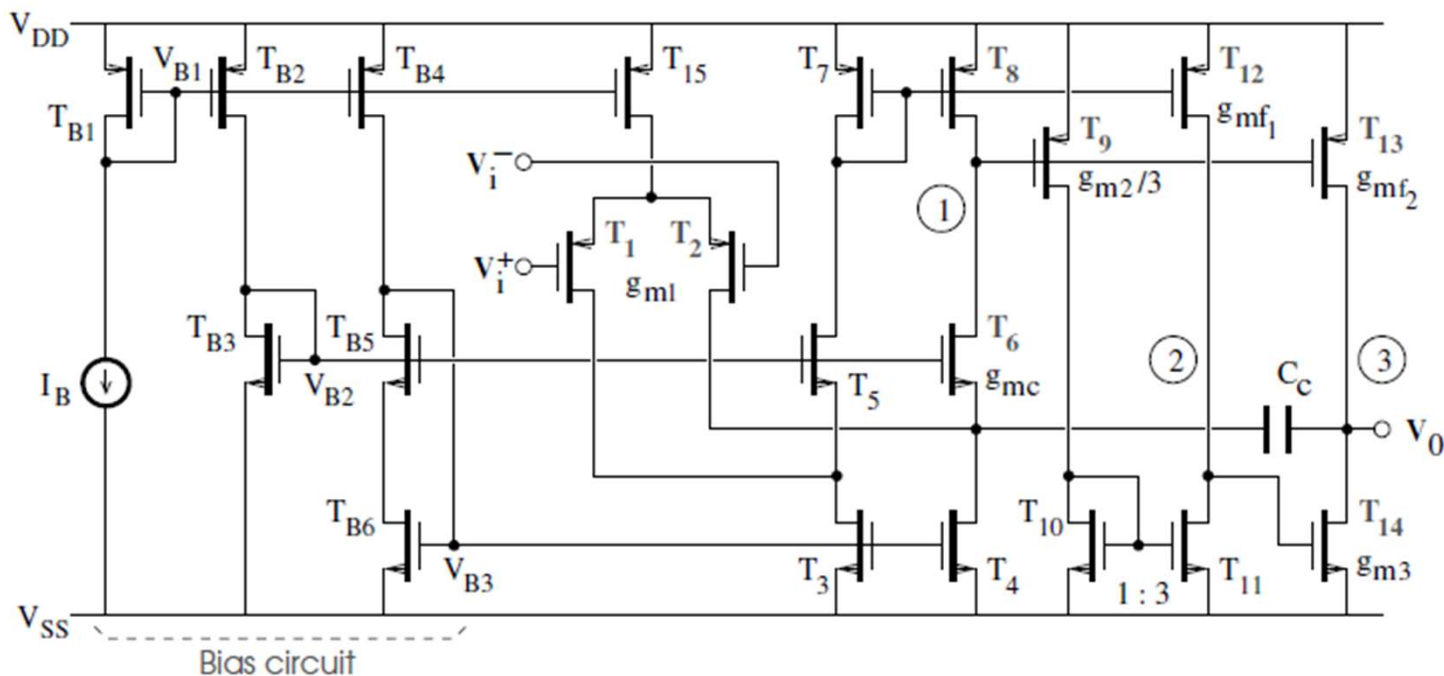
$$GBW \simeq \frac{g_{m1}}{C_{c1}} = N \frac{1g_{m3}}{4C_3} \quad N = \frac{2}{g_{m3} \left(\frac{1}{g_{mc}} - \frac{1}{4g_{m1}} \right)}$$

- Pošto je $N > 1$, GBW RAFFC pojačavača je mnogo veći od GBW pojačavača sa NMC kompenzacijom.
- Fazna margina pojačavača

$$\phi_M = 180^\circ - \arg \left[j(A_0 \omega_{p1}) \right] \simeq 60^\circ + \arctan \left[A_0 \omega_{p1} \frac{C_{c1}}{g_{mc}} \right] \simeq 60^\circ + \arctan \left[\frac{g_{m1}}{g_{mc}} \right] > 74^\circ$$

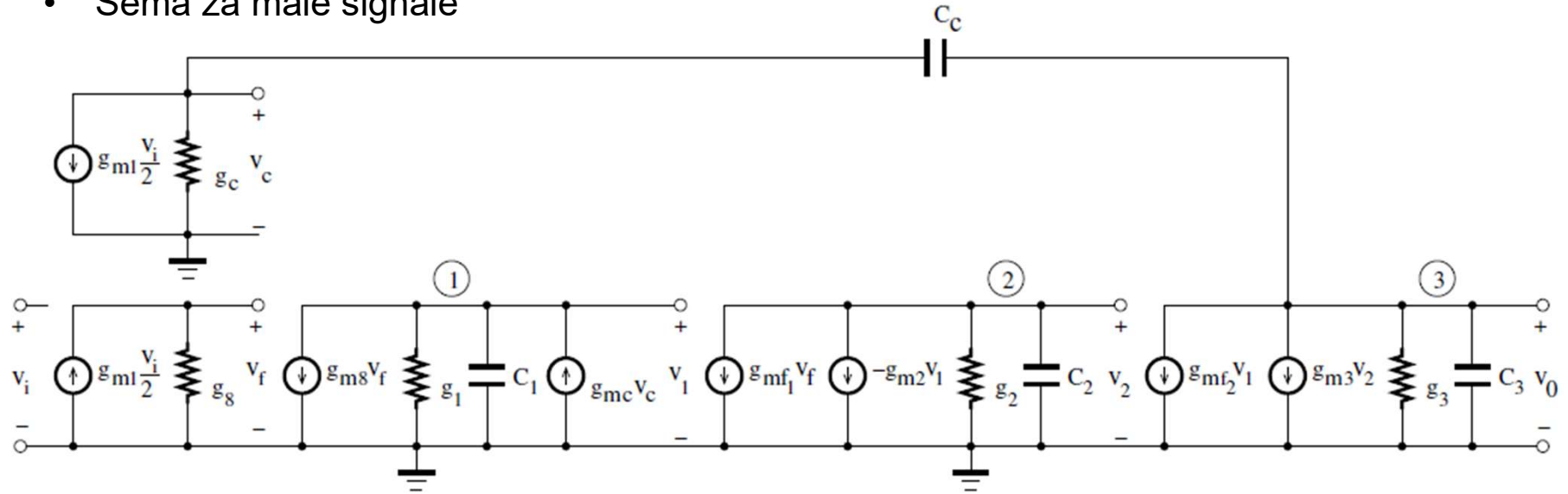
- Zbog doprinosa nule u levoj ravni, fazna margina je veća od vrednosti 60° dobijene kod NMC pojačavača.
- Slew-rate zavisi od vrednosti kompenzacionih kondenzatora i polarizacionih struja

Three-stage amplifier with cross feedforward cascode compensation



- Tri transkonduktanse g_{m1} , g_{m2} i g_{m3} , feedforward transkonduktanse g_{mf1} i g_{mf2} i feedback mreža sa transkonduktansom g_{mc} i kompenzacionom kapacitivnošću C_c čine strukturu ovog pojačavača
- Stabilnost pojačavača se postiže pomoću realnih nula u levoj poluravni u kolu feedback mreže i u feedforward stepenu g_{mf1}

- Šema za male signale



$$g_{m1} \frac{V_i}{2} + g_{mc} V_c + sC_c [V_c - V_0] = 0 \quad sC_c [V_c - V_0] - g_{m3} V_2 - g_{mf2} V_1 - (sC_3 + g_3) V_0 = 0$$

$$V_2 = -\frac{g_{mf1} V_f - g_{m2} V_1}{g_2 + sC_2}, \quad V_1 = -\frac{g_{mc} V_c - g_{m8} V_f}{g_1 + sC_1} \quad V_f = \frac{g_{m1}}{g_{m8}} \frac{V_i}{2}$$

$$\frac{g_{mk}}{g_{0k}} \gg 1, k = 1, 2, 3 \Rightarrow A(s) = \frac{V_0(s)}{V_i(s)} \approx A_0 \frac{1 + \frac{s}{\omega_{z1}} + \frac{s^2}{\omega_{z1}\omega_{z2}} - \frac{s^3}{\omega_{z1}\omega_{z2}\omega_{z3}}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} + \frac{s^2}{\omega_{p1}\omega_{p2}}\right) \left[1 + 2\zeta \frac{s}{\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2\right]}$$

$$A_0 = \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{g_1 g_2 g_3} \quad \omega_{z1} = \frac{2g_{mc}}{C_c} \quad \omega_{z2} = \frac{g_{m2} g_{m8}}{g_{mf1} C_1} \quad \omega_{z3} = \frac{g_{mf1} g_{m3}}{g_{m8} C_2}$$

$$\omega_{p1} = \frac{g_1 g_2 g_3}{g_{m2} g_{m3} C_c} \quad \omega_{p2} = \frac{g_2}{C_2}$$

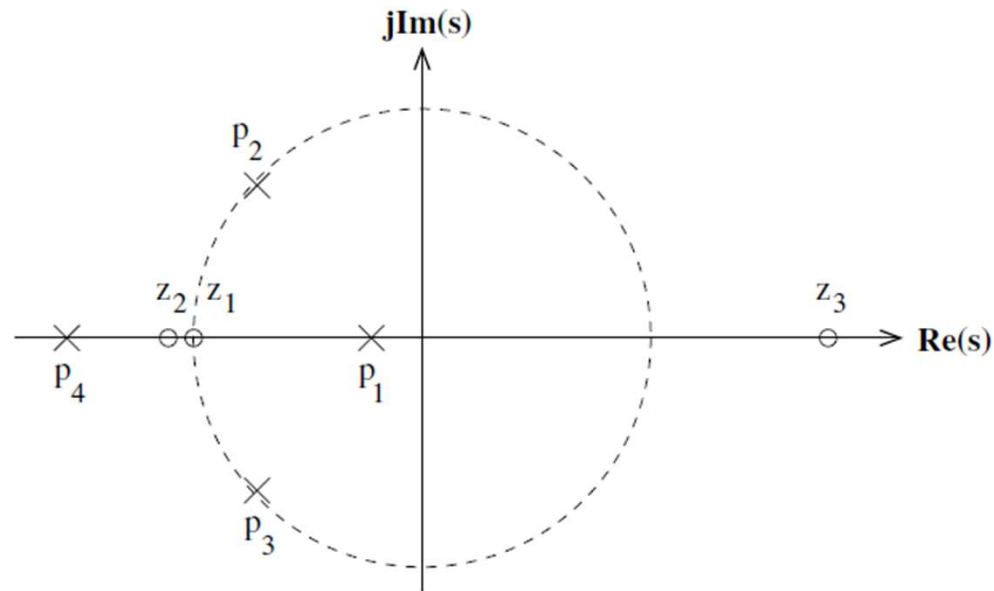
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2} g_{m3} g_{mc}}{g_2 C_1 C_3}} \quad \zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g_{mc} g_2 C_1}{g_{m2} g_{m3} C_3}}$$

$$\frac{1}{g_{m2}} \left(\frac{g_{mf1} g_1}{2 g_{m8}} + \frac{g_{mf2} g_2}{g_{m3}} \right) \ll 1$$

- Kada su nule i polovi, svako za sebe, dovoljno razmaknuti

$$A(s) = A_0 \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{z3}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right) \left[1 + 2\zeta \frac{s}{\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2\right]}$$

- Učestanost nule na realnoj osi u desnoj poluravni je mnogo veća od učestanosti polova i ne utiče značajnije na propusni opseg i faznu marginu
- Nule u levoj poluravni mogu da kompenzuju negativni fazni pomeraj od nedominantnog kompleksnog pola
- Na sledećoj slici je prikazan položaj karakterističnih učestanosti



- Položaj nula i polova se podešava prema željenom nivou stabilnosti, odnosno faznoj margini

$$\phi_M = 180^\circ - \arctan\left(\frac{GBW}{\omega_{p1}}\right) - \arctan\left(\frac{2\zeta \frac{GBW}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{GBW}{\omega_0}\right)^2}\right) + \arctan\left(\frac{GBW}{\omega_{z1}}\right)$$

$$+ \arctan\left(\frac{GBW}{\omega_{z2}}\right) - \arctan\left(\frac{GBW}{\omega_{p4}}\right)$$

- Polove ćemo postaviti tako da amplitudska karakteristika u zatvorenoj sprezi, sa jediničnim pojačanjem, budemaksimalno ravna (Butterwoth). Tada faktor prigušenja treba da iznosi

$$\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$$

dok je gain-bandwidth

$$GBW = \frac{\omega_0}{2}$$

- GBW se povećava kada se koriste obe nule u levoj poluravni za kompenzaciju nedominantnih konjugovano-kompleksnih polova

$$\omega_{z1} = 2 \cdot GBW \quad \omega_{z2} = 3 \cdot GBW$$

- Tada je fazna margina

$$\phi_M = 180^\circ - \arctan\left(\frac{GBW}{\omega_{p1}}\right) - \arctan\left(\frac{GBW}{\omega_{p4}}\right)$$

- Veza između parametara pojačavača

$$g_{mc} = g_{m1}$$

$$C_c = 2 \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} C_1 C_3}{g_{m2} g_{m3}}} \quad g_{mf1} = \frac{g_{m2} g_{m8}}{3 g_{m1}} \frac{C_c}{C_1}$$

- U praksi je teško obaviti potpunu kompenzaciju nula i polova i pojavljuju se pole-zero dubleti. Da bi njihov uticaj bio što manji, faktor prigušenja treba da je što manji, dok se prirodna učestanost ω_0 drži i dalje dovoljno visoko, zbog želje za što manjim uticajem na propusni opseg pojačavača.
- Feedforward transkonduktansa g_{mf2} i poslednji stepen transkonduktanse g_{m3} formiraju push-pull izlazni stepen, koji ima veliki strujni kapacitet. Zbog toga je slew-rate ograničen ulaznim stepenom pojačavača

$$SR = \frac{I_1}{C_c}$$

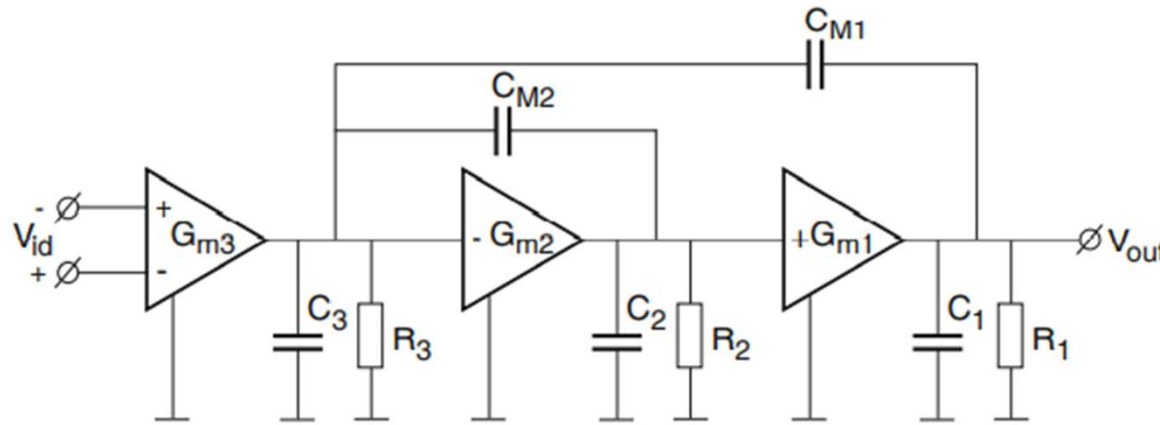
gde je I_1 struja koja puni odnosno prazni kapacitivnost C_c pri velikim promenama ulaznog napona.

- Primer: pojačavač sa cross feedforward kaskodnom kompenzacijom ima

$$C_L = 300 \text{ pF} \Rightarrow SR = \frac{I_1}{C_c} = 1.1 \text{ V}/\mu\text{s}, GBW = 2.5 \text{ MHz}, \phi_M = 60^\circ$$

Reversed Nested Miller Compensation (RNMC) for Low Power and High Capacitive Load

- Jedan od najzanimljivijih načina je Millerova kompenzacija sa gnežđenjem unapred, odnosno inverzna Millerova kompenzacija (RNMC) u kojoj se uticaj velike izlazne kapacitivnosti može kompenzovati sa malim strujama potrošnje, odnosno snagama disipacije.



- Centar gnežđenja je izlaz ulaznog stepena i prostire se ka izlazu pojačavača.
- Snaga ove arhitekture za velika kapacitivna opterećenja zasniva se na dva stava: Prvo, prema kapacitivnom opterećenju kolo izgleda kao dvostepeni pojačavač sa jednim Millerovim kondenzatorom C_{M1} . Kao što smo ranije videli, ovaj se može učiniti pogodnim za veliko kapacitivno opterećenje s obzirom na struju u mirnoj radnoj tački izlaznog stepena.
- Drugo, srednji stepen stvara dodatno kružno pojačanje oko izlaznog stepena da bi povećao učestanost nedominantnog pola kada je odnos C_{M1}/C_{M2} veći od 1. Lako se može videti da je srednji stepen povezan u povratnu spregu sa izlaznim stepenom, kao invertujući pojačavač sa ulaznom impedansom C_{M1} i feedback impedansom C_{M2} .

- Dominantni pol je na učestanosti

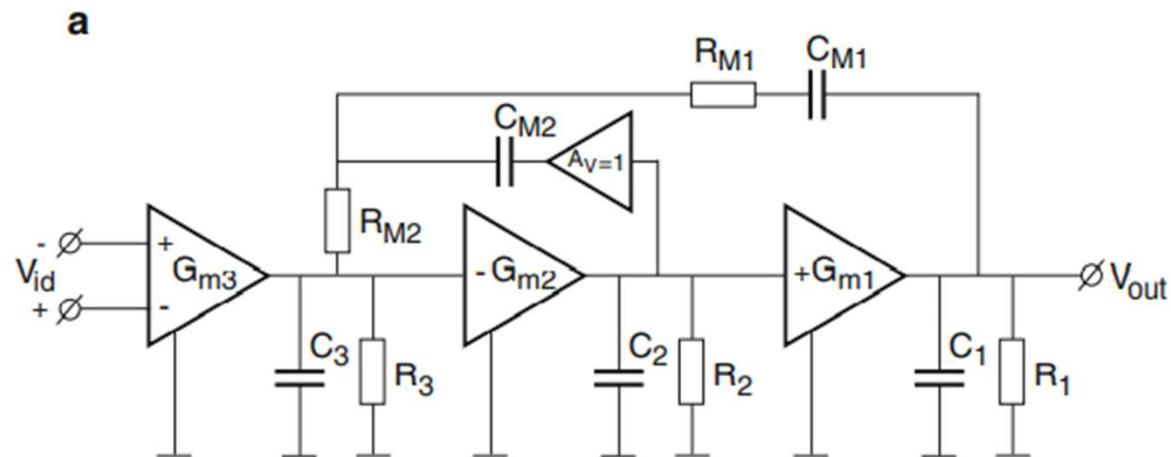
$$f_2' = \frac{g_{m2}}{2\pi C_2}$$

zavisi od kapacitivnosti na izlazu međustepena, a ne od kapacitivnosti potrošača.

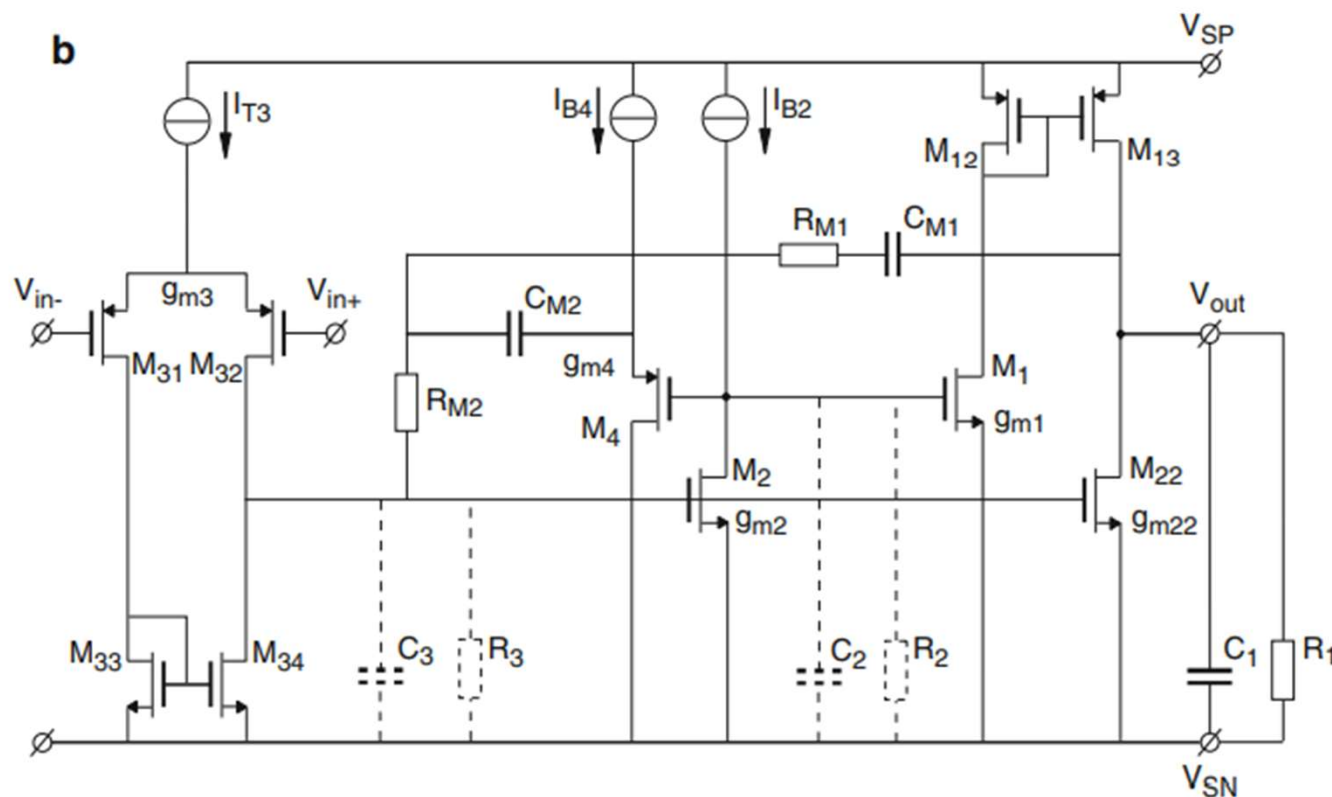
- To znači da može imati veliku vrednost i da je snaga disipacije u kolu mala
- Za faznu marginu od 60 stepeni potrebno je da bude

$$f_1' = \frac{1}{2} \frac{g_{m1}}{2\pi} \frac{C_{m1}}{C_{m2}}$$

- Korišćenje otpornosti R_{M1} i R_{M2} za nuliranje nula u desnoj poluravni i jediničnog bafera za unilateralizaciju povratne sprege i smanjenje kapacitivnog opterećenja u međustepenu pojačavača



Realizacija:

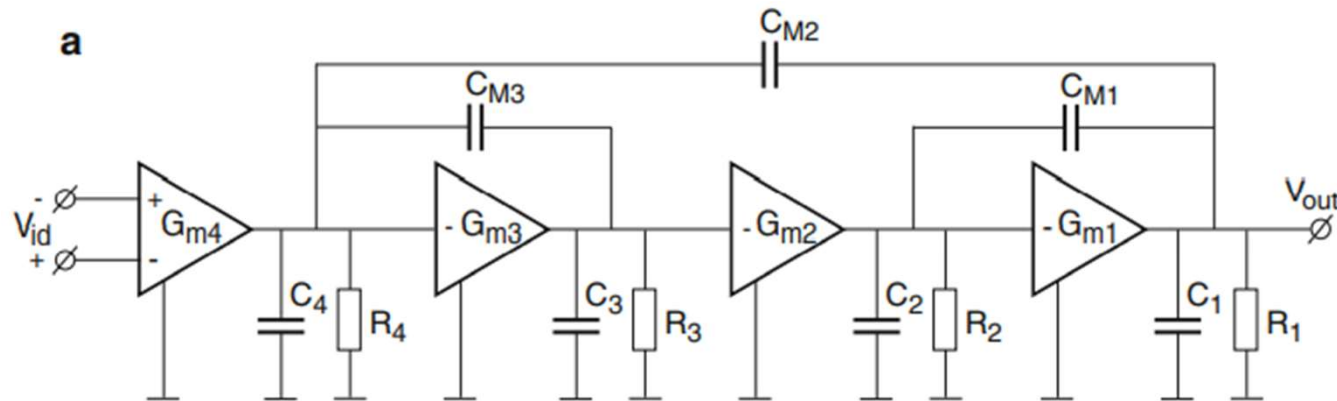


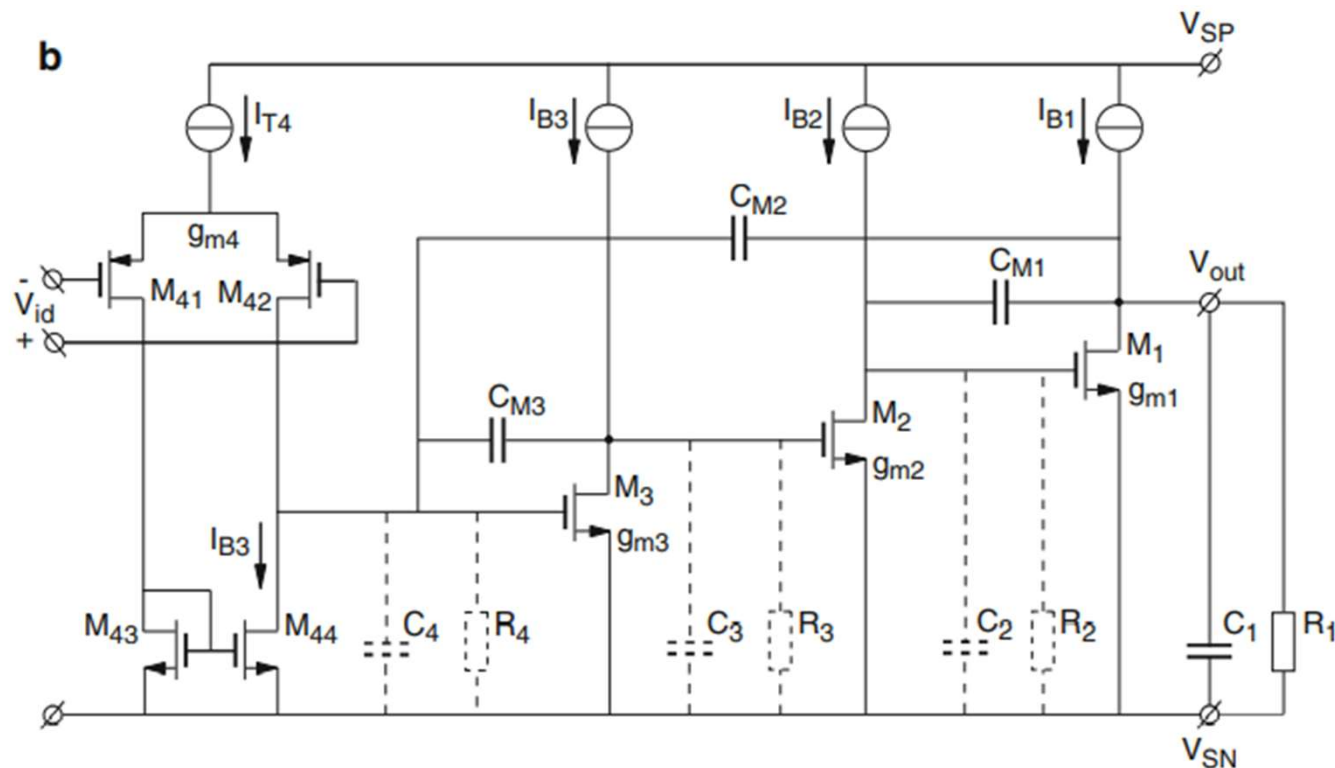
- Potencijalna sposobnost da kolo bude stabilno pri bilo kojoj vrednosti kapacitivnog potrošača
- $C1=1\text{nF}$, propusni opseg 3MHz , $PM=70^\circ$, struja potrošnje $33\mu\text{A}$
- Pseudo class-AB polarizacija preko M22, slew-rate $2\text{V}/\mu\text{s}$

Milerova kompenzacija OPAMP-a sa četiri stepena

- Kada nam treba veće pojačanje možemo dodati četvrti stepen ili čak i više pojačavačkih stepeni. Glavno pitanje je kako pouzdano kompenzovati ovaj višestepeni pojačavač.
- Pored paralelne kompenzacije, koja postaje vrlo nepraktična sa četiri ili više stepena, ugnežđena Millerova metoda kompenzacije može se proširiti. Međutim, bez višestruke putanje gubimo faktor 2 u propusnom opsegu sa svakim novim gnežđenjem.
- Sa više paralelnih putanja od ulaza do izlaza kolo postaje složeno i teško je predvideti njegovo ponašanje u uslovima PVT varijacija. Da bismo pojednostavili gnežđenje i ne izgubili faktor 2 pri svakom gnežđenju, možemo koristiti hibridnu ugnežđenu Millerovu kompenzaciju.

Hibridna ugnežđena Milerova kompenzacija pojačavača sa četiri stepena (HNMC)

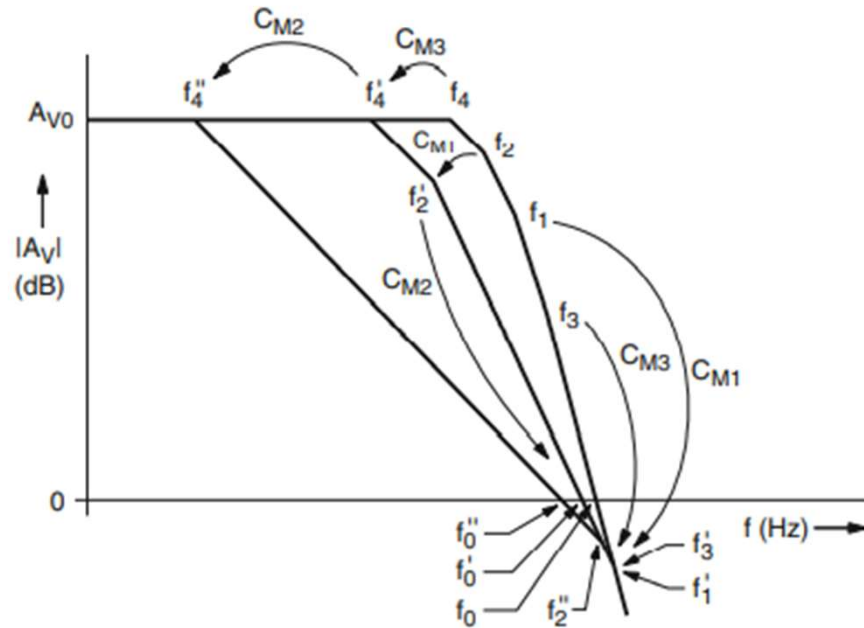




- Omogućava da se ne gubi faktor 2 u propusnom opsegu pri svakom gnežđenju, a da se ne dodaje mnogo paralelnih stepena za MNMC. HNMC je pogodna za mali napon napajanja ($V_{GS} + V_{SAT}$).
- Tri invertora su povezana kaskadno i kompenzuju se Milerovim kondenzatorom C_{M1} . Nove pozicija nedominantnog pola f_1 je

$$f_1' = \frac{g_{m1}}{2\pi C_1}$$

- Treći i četvrti pojačavački stepen ima polove f_3 i f_4 , a posle primene Millerove kapacitivnosti C_{M3} polovi se razdvajaju do novih učestanosti, nedominanti f_3' i dominantni f_4'



- Sada imamo dva kaskadno povezana pojačavača $g_{m1,2}$ i $g_{m3,4}$ sa dva dominantna pola f_2' i f_4'
- Razlika faza tri kaskadna invertujuća pojačavača je 180 stepeni, tako da može da se primeni razdvajanje polova pomoću kondenzatora C_{M2} . Finalne pozicije polova f_2' i f_4' su f_2'' i f_4''
- Za faznu margin od 60 stepeni potrebno je da bude

$$f_0' \frac{C_{M2}}{C_{M3}} = \frac{1}{2} f_1'$$

$$\Rightarrow \frac{g_{m2}}{2\pi C_{M1}} \frac{C_{M2}}{C_{M3}} = \frac{1}{2} f_1'$$

- Prethodna relacija je moguća samo ako je nedominantni pol invertujućeg stepena M_3 , f_3' jednak, ili veći od f_1'

$$\frac{g_{m3}}{2\pi C_{M2}} \geq f_1'$$

- Dobija se jedinična učestanost četiri puta manja od učestanosti nedominantnog pola izlaznog stepena f_1' .

$$f_0'' = \frac{1}{4} f_1' = \frac{g_{m1}}{8\pi C_1}$$

- Iz prethodnog uslova se dobija vrednost kompenzacione kapacitivnosti C_{M2}

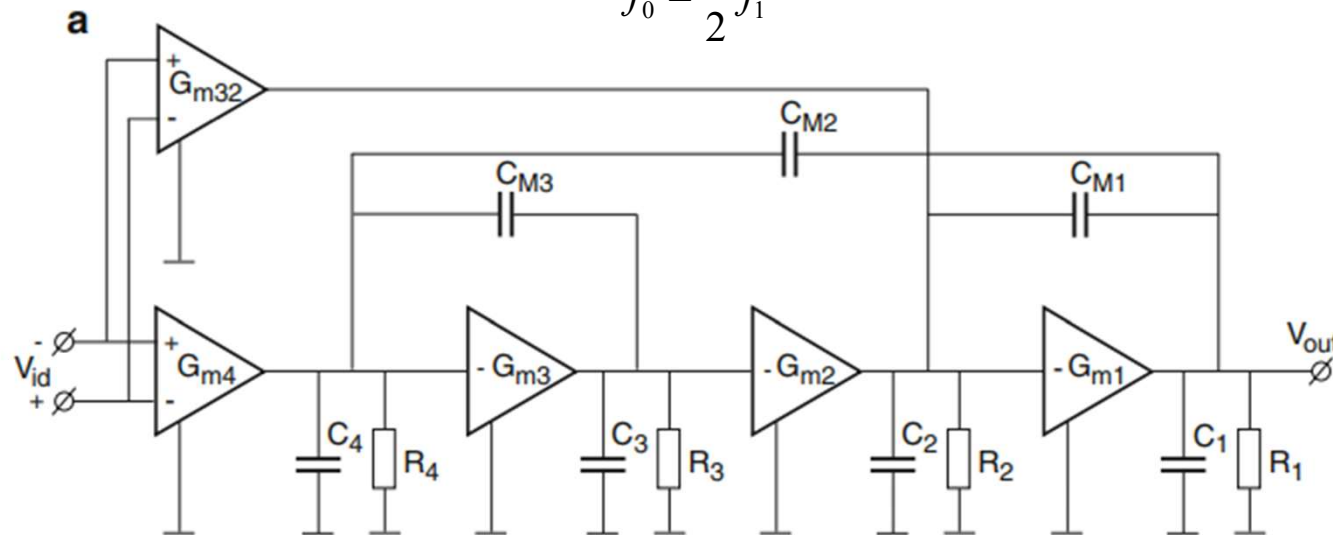
$$\frac{g_{m4}}{2\pi C_{M2}} = \frac{1}{4} f_1' = \frac{g_{m1}}{8\pi C_1} \Rightarrow C_{M2} = 4 \frac{g_{m4}}{g_{m1}} C_1$$

- Da bi se dobio što širi propusni opseg potrebno je da izlazna kapacitivnost bude što manja

Hibridna ugnežđena Millerova kompenzacija sa više putanja Multipath Hybrid Nested Miller Compensation (MHNMC)

- Poboljšava propusni opseg za faktor 2 dodavanjem paralelnog ulaznog stepena. Ima veliko pojačanje, a odnos propusnog opsega i snage izvora je skoro kao kod dvostepenog pojačavača.

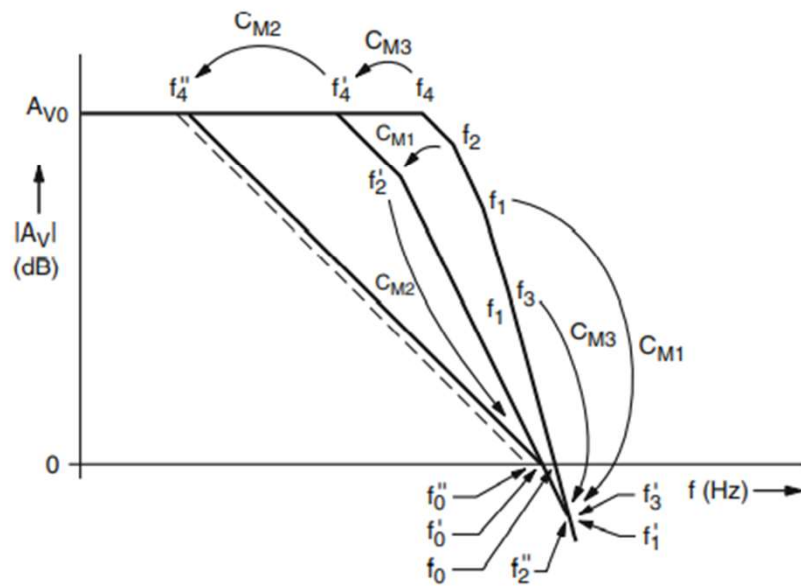
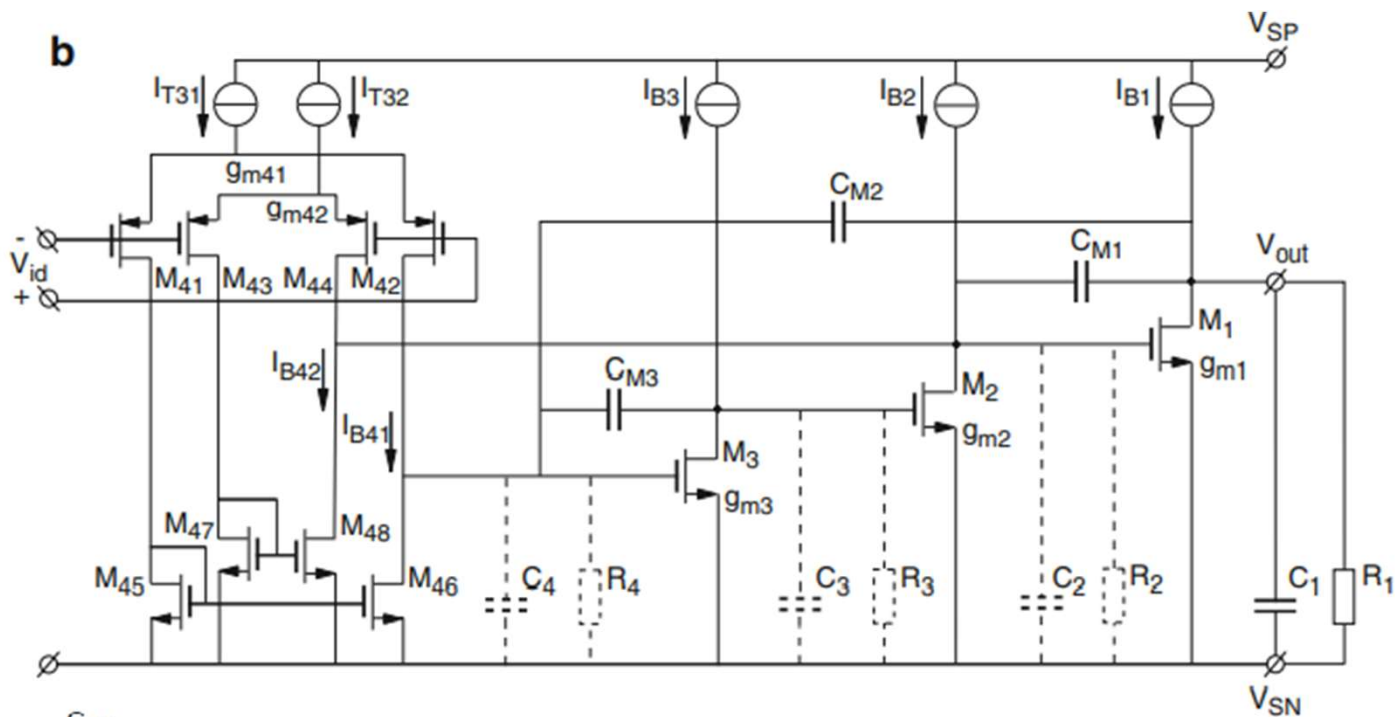
$$f_0'' = \frac{1}{2} f_1'$$



- Mora da se zadovolji uslov

$$\frac{g_{m41}}{2\pi C_{M2}} = \frac{g_{m42}}{2\pi C_{M1}}$$

da ne bi došlo do pojave dubleta



$$\Rightarrow \frac{g_{m41}}{2\pi C_{M2}} = \frac{1}{2} f_1'$$

- Dominaciju VF putanje putem pojačanja treba sprečiti na visokim frekvencijama. To znači da pojačanje kroz stepen drivera mora biti manje od pojačanja direktne putanje:

$$\frac{C_{M2}}{C_{M3}} \frac{g_{m2}}{2\pi C_{M1}} \leq \frac{1}{3} \frac{g_{m42}}{2\pi C_{M1}}$$

- To znači da i nedominantni pol međustepena f_3' mora zadovoljavati uslov

$$\frac{g_{m2}}{2\pi C_{M2}} \leq \frac{1}{3} f_1'$$