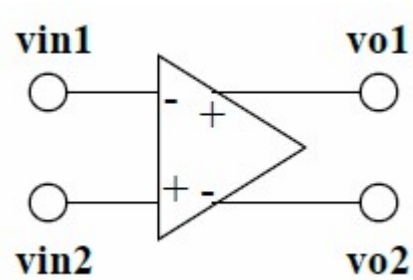


Fully Differential OTA

Fully-Differential Circuits



$$v_{o1} = \frac{v_{o1} - v_{o2}}{2} + \frac{v_{o1} + v_{o2}}{2} = \frac{v_{od}}{2} + v_{oc}$$

$$v_{o2} = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{2} + \frac{v_{o1} + v_{o2}}{2} = -\frac{v_{od}}{2} + v_{oc}$$

$$v_{o2} = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{2} + \frac{v_{o1} + v_{o2}}{2} = -\frac{v_{od}}{2} + v_{oc}$$

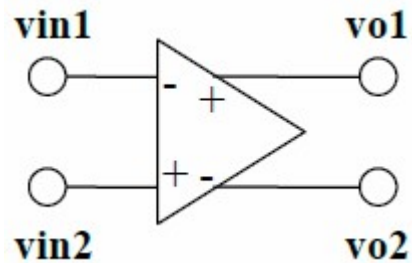
- Differential-mode output

$$A_{dd} = \left. \frac{V_{od}}{V_{id}} \right|_{V_{ic}=0}, \quad A_{dc} = \left. \frac{V_{od}}{V_{ic}} \right|_{V_{id}=0}$$

- Common-mode output

$$A_{cd} = \left. \frac{V_{oc}}{V_{id}} \right|_{V_{ic}=0}, \quad A_{cc} = \left. \frac{V_{oc}}{V_{ic}} \right|_{V_{id}=0}$$

Fully-Differential Filter: uticaj razdešenosti i impedanse strujnog izvora

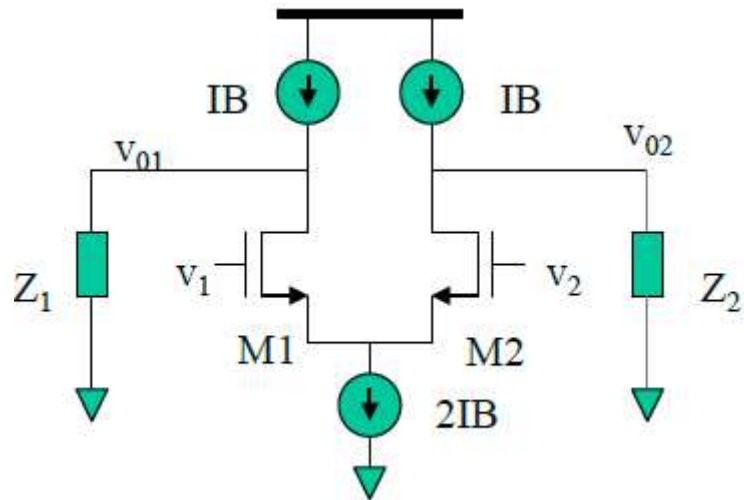


Važan parametar CMRR:

$$CMRR = \frac{A_{dd}}{A_{dc}}$$

$$v_{id} = v_{i2} - v_{i1} \quad v_{ic} = \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2}$$

Primenom superpozicije se dobija:



$$v_{o1} = \frac{g_{m1}g_{m2}Z_1}{g_{m1} + g_{m2} + Y_s} \left[\left(1 + \frac{Y_s}{2g_{m2}} \right) v_{id} - \left(\frac{Y_s}{g_{m2}} \right) v_{ic} \right]$$

$$v_{o2} = \frac{g_{m1}g_{m2}Z_2}{g_{m1} + g_{m2} + Y_s} \left[- \left(1 + \frac{Y_s}{2g_{m1}} \right) v_{id} - \left(\frac{Y_s}{g_{m1}} \right) v_{ic} \right]$$

Y_s je admitansa izvora $2I_B$

Naponsko pojačanje:

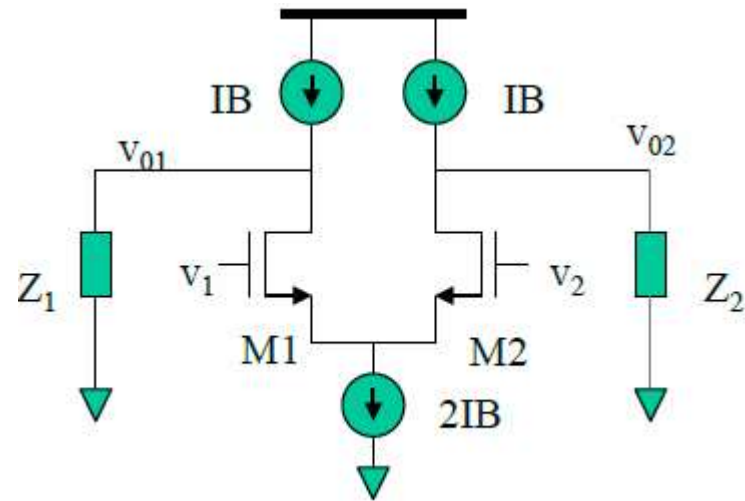
$$A_{dd} = \frac{V_{od}}{V_{id}} \Big|_{V_{ic}=0} = \frac{V_{o1} - V_{o2}}{V_{id}} \Big|_{V_{ic}=0} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2} + Y_s} \left[Z_1 + Z_2 + \frac{Y_s}{2} \left(\frac{Z_1}{g_{m2}} + \frac{Z_2}{g_{m1}} \right) \right]$$

$$A_{dc} = \left. \frac{V_{od}}{V_{ic}} \right|_{V_{id}=0} = \left. \frac{V_{o1} - V_{o2}}{V_{ic}} \right|_{V_{id}=0} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2} + Y_s} \left[Y_s \left(\frac{Z_2}{g_{m1}} - \frac{Z_1}{g_{m2}} \right) \right]$$

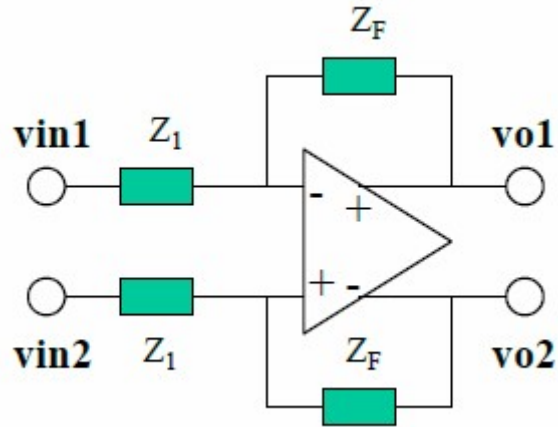
$$A_{cd} = \left. \frac{V_{oc}}{V_{id}} \right|_{V_{ic}=0} = \left. \frac{0.5(V_{o1} + V_{o2})}{V_{id}} \right|_{V_{ic}=0} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2} + Y_s} \frac{1}{2} \left[Z_1 - Z_2 + \frac{Y_s}{2} \left(\frac{Z_1}{g_{m2}} - \frac{Z_2}{g_{m1}} \right) \right]$$

$$A_{cc} = \left. \frac{V_{oc}}{V_{ic}} \right|_{V_{id}=0} = \left. \frac{0.5(V_{o1} + V_{o2})}{V_{ic}} \right|_{V_{id}=0} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2} + Y_s} \frac{Y_s}{2} \left(\frac{Z_1}{g_{m2}} - \frac{Z_2}{g_{m1}} \right)$$

$$CMRR = \frac{A_{dd}}{A_{dc}} \cong \frac{g_{m1} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right)}{Y_s \left(1 - \frac{g_{m1}Z_1}{g_{m2}Z_2} \right)}$$



Fully-Differential Circuits



• Idealno naponsko pojačanje:

$$A_{dd} = \frac{V_{o1} - V_{o2}}{V_{in2} - V_{in1}} = \frac{Z_f}{Z_1}$$

U idealnom slučaju se poništavaju izobličenja parnog reda i potiskuje common mode signal sa ulaza

• Dvostepeni potpuno diferencijalni OTA sa Millerovom kompenzacijom

$$OCMR = V_{DD} + |V_{SS}| - V_{DSsatN} - V_{DSsatP}$$

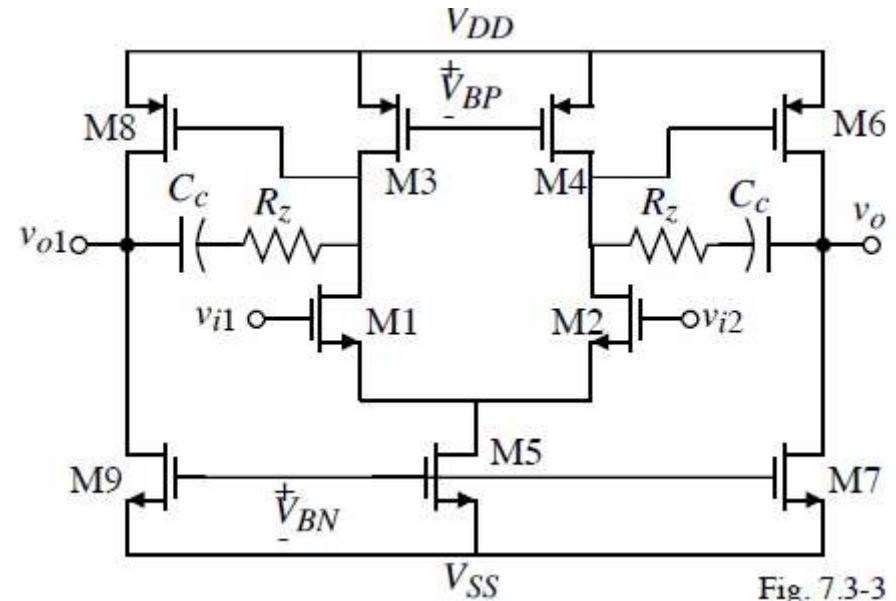


Fig. 7.3-3

- Dvostepeni potpuno diferencijalni Push-Pull OTA sa Millerovom kompenzacijom

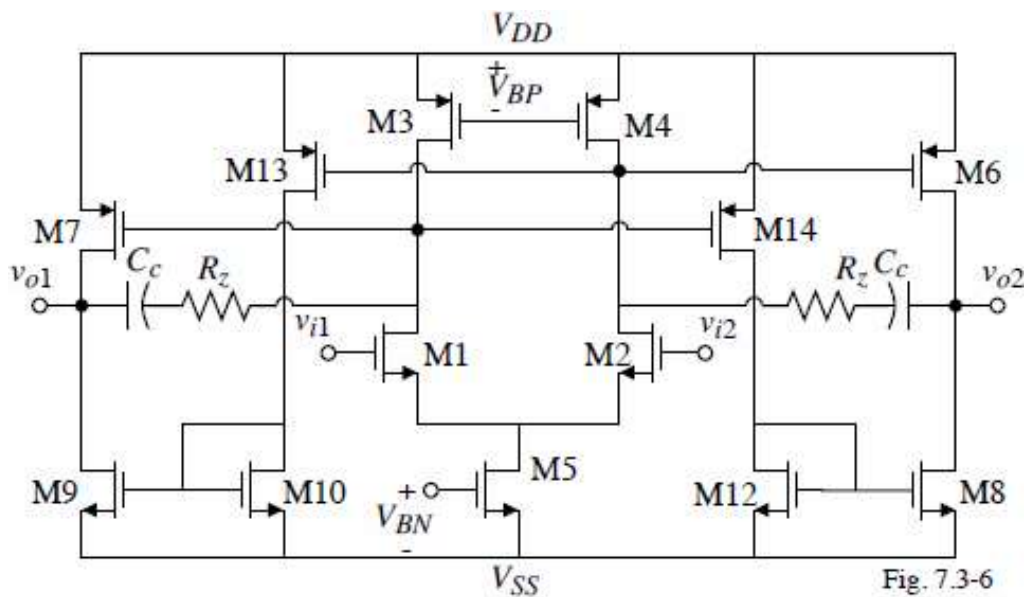
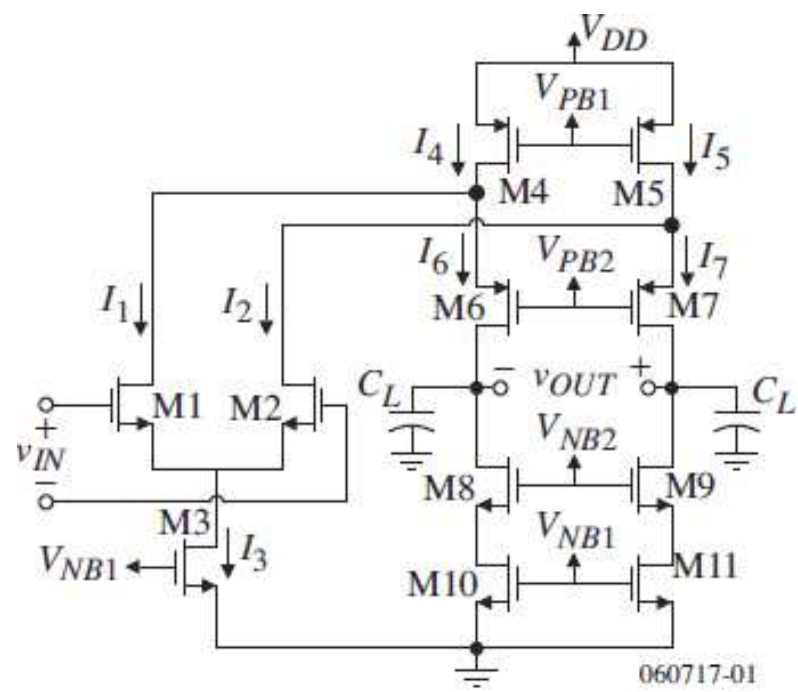


Fig. 7.3-6

$$OCMR = V_{DD} + |V_{SS}| - V_{DSsatN} - V_{DSsatP}$$

- Potpuno diferencijalni Folded-Cascode, OTA

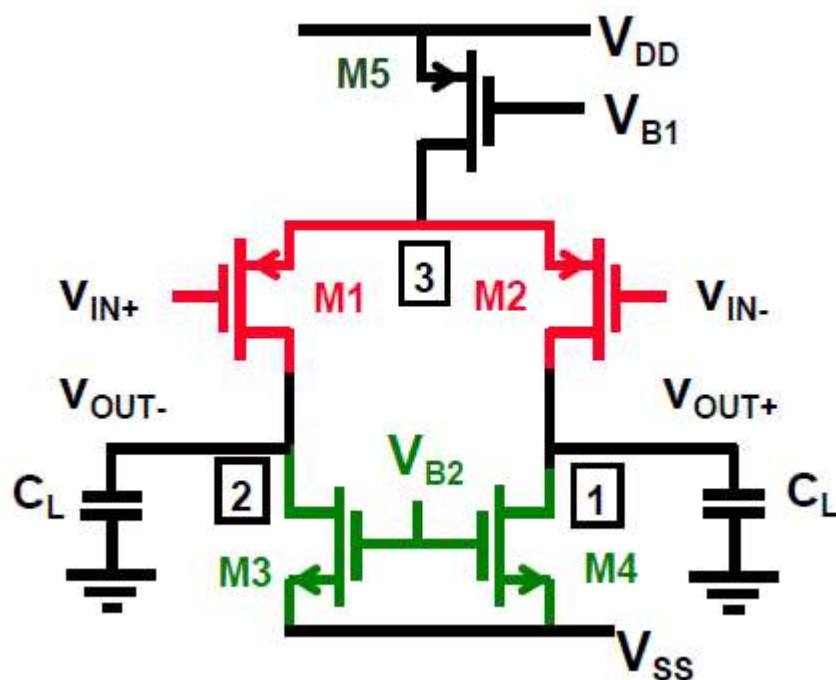


060717-01

$$OCMR = V_{DD} + |V_{SS}| - 2V_{DSsatN} - 2V_{DSsatP}$$

- Potpuno diferencijalni pojačavači se široko koriste zbog velikog raspoloživog swinga izlaznog signala i velike imunosti na promenu signala po napajanju i interferirajućih signala iz substrata.
- Potrebni su da bi mogli da suzbiju smetnje koje generišu digitalna kola, driveri u klasa AB, driver signala takta, itd.
- Kao posledica smetnji, sva mixed-signal kola zahtevaju da pojačavači budu realizovani kao potpuno diferencijalni pojačavači. Međutim, cena koja se plaća je u povećanoj disipaciji i dodavanju dodatnog kola (CMFB), koje unosi dodatnu disipaciju u kolo i treba da obezbedi potpunu simetriju potpuno diferencijalnih pojačavača.

▪ Jednostavan CMOS potpuno diferencijalni OTA

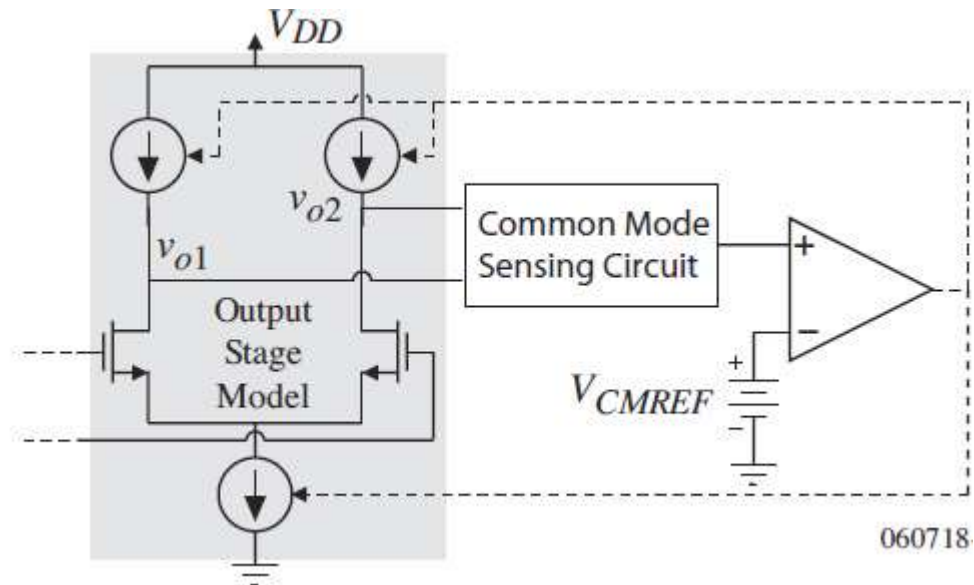


- Svi tranzistori treba da su u zasićenju, a to se postiže izborom polarizacionih napona V_{B1} i V_{B2}
- U idealizovanom slučaju naponi na drejnovima tranzistora M_1 i M_2 su jednaki
- Usled razdešenosti naponi na izlazima nisu jednaki, a kada je mali uticaj Earlyjevog efekta, odnosno veliko pojačanje pojačavača, jedan od pojačavačkih tranzistora može preći u triodnu oblast
- Kontrola izlaznog napona se može obavljati pomoću kola sa povratnom spregom (CMFB)

❖ Stabilizacija Common mode izlaznog napona

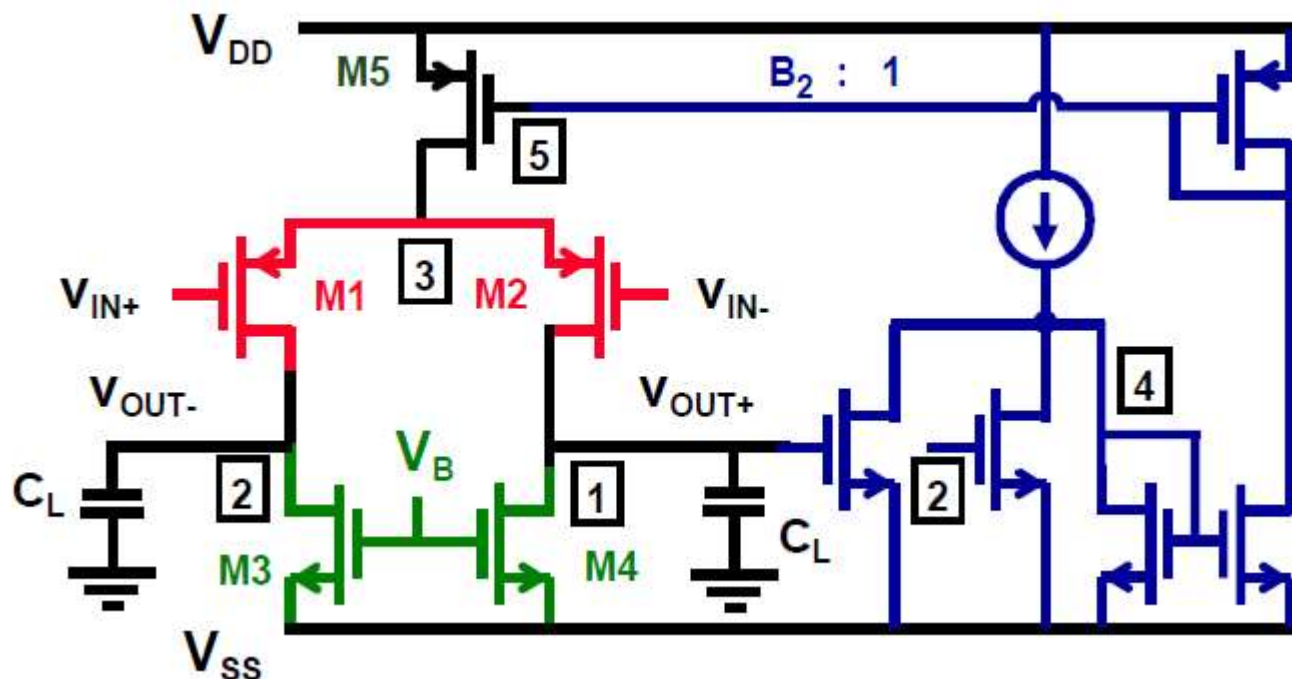
➤ Kolo povratne sprege po signalu srednje vrednosti izlaznih napona (Common Mode Feedback)

• Srednja vrednost izlaznog napona stabilizuje je senziranjem izlaznog napona i upotrebom negativne povratne sprege za podešavanje ove vrednosti napona na željenu vrednost.



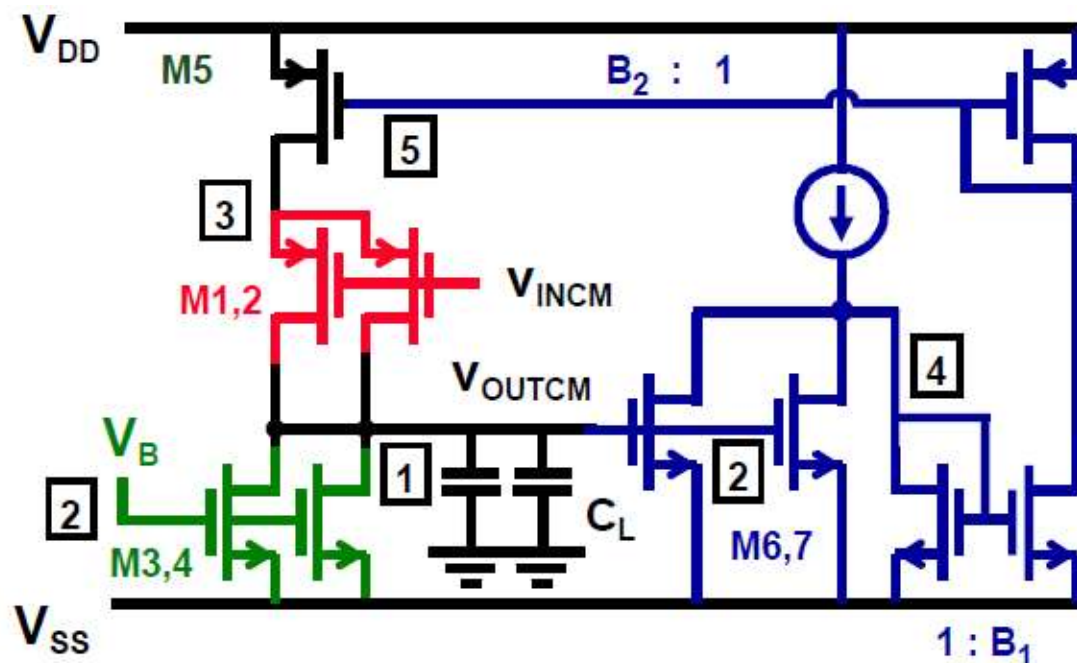
- Ako se izlazni napon poveća, treba smanjiti struje strujnih izvora u drevnu, ili povećati struju strujnog izvora u sorsovima.
- Kada je negativna povratna sprega po zajedničkom signalu jaka, srednja vrednost izlaznih napona jednaka je V_{CMREF} .

- Jednostavan potpuno diferencijalni OTA sa negativnom povratnom spregom, CMFB-2



- Izlazni naponi se mere na isti način kao u prethodnom slučaju i diferencijalni signal se svodi na nulu u čvoru 4. Signal srednje vrednosti podešava struju drejna tranzistora M5 tako da se izjednače naponi na izlazima pojačavača
- Tranzistori M_1 i M_2 zajednički su za diferencijalni signal i za signal srednje vrednosti u povratnoj sprezi.
- Za diferencijalni signal ova dva tranzistora su u spoju sa zajedničkim sorsom i virtuelnom masom na zajedničkom sorsu.
- Za signal srednje vrednosti u povratnoj sprezi tranzistori M_1 i M_2 sa tranzistorom M_5 i tranzistorima M_3 i M_4 čine kaskodni pojačavač sa aktivnim opterećenjem (M_3 i M_4)

▪ Ekvivalentno kolo za signal srednje vrednosti



- Kružno pojačanje za signal srednje vrednosti je

$$LG_{cm} \cong 2g_{m6,7} \frac{1}{g_{m4}} g_{m4} B_1 B_2 \frac{1}{2g_{m3,4}} = g_{m6,7} B_1 B_2 \frac{1}{g_{m3,4}}$$

- Stabilizacija izlaznog CM napona ne mora biti precizna
- Propusni opseg CM signala je određen polom

$$\omega_{pcm} \cong \frac{2g_{m6,7}}{2C_L} \Rightarrow GBW_{cm} \cong T_{0cm} \omega_{pcm} = \frac{g_{m6,7} B_1 B_2}{C_L}$$

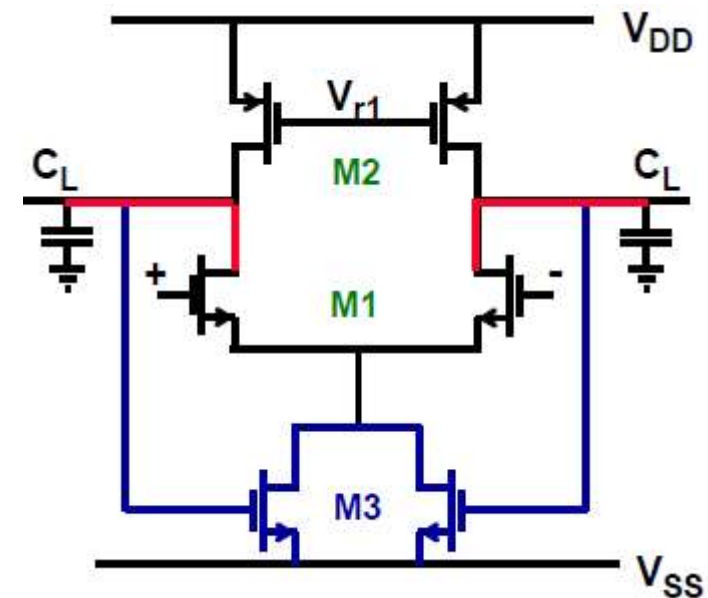
- Propusni opseg se može učiniti velikim, ali je tada veća disipacija u kolu
- Sa dodatnom povratnom spregom po CM signalu povećava se CMRR

▪ Zahtevi koji se postavljaju potpuno diferencijalnim OTA

- Za veliku brzinu je potrebno da bude $GBW_{CM} > GBW_{DM}$. Ovaj zahtev je veoma važan kako bi brzi spajkovi po napajanju ili putem supstrata bili potisnuti pre nego što odvedu pojačavačke, ili opteretne tranzistore u omsku oblast. Spora povratna sprega u prelaznom režimu rekonstruiše polarizaciju sporo i time onemogućava pojačanje diferencijalnog signala
- Što veći opseg diferencijalnog signala, opseg ulaznog CM napona i mala dodatna disipacija usled CMFB, $P_{CM} < P_{DM}$.
- Zahtev za što većim GBW_{CM} suprotan je zahtevu za malom disipacijom, pa se pri projektovanju mora napraviti kompromis. U praksi je obično duplirana disipacija u kolu usled dodatnog kola za CMFB

▪ CMFB sa tranzistorima u omskoj oblasti-1

- Ovo je za sada najjednostavnije kolo za CMFB
- Tranzistori u strujnom izvoru (M_3) su u omskoj oblasti $V_{DS3} < V_{DSsat}$.
- Tri funkcije CMFB se jasno izdvajaju
- Srednja vrednost izlaznog napona se meri pomoću dva tranzistora M_3 . Napon na njihovim drejnovima (zbog simetrije) ima nulti diferencijalni napon, dok je na ovaj način ostvarena negativna reakcija za CM signal.



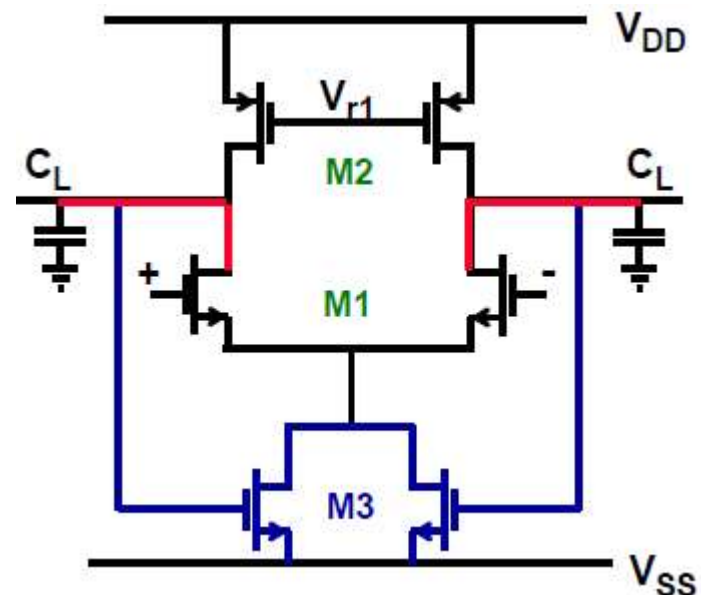
- Ulazni diferencijalni tranzistori M_1 sa tranzistorima M_3 čine kaskodni stepen za CM signal.

$$V_{DS} \approx 200\text{mV}, I_{DS} = \beta V_{DS} (V_{GS} - V_T)$$

$$g_{m3} = \beta V_{DS}$$

$$GBW_{DM} = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

$$GBW_{CM} = \frac{g_{m3}}{2\pi C_L}$$



- Transkonduktansa tranzistora je manja u triodnoj oblasti nego u zasićenju, pa je otuda jasno da je $GBW_{CM} < GBW_{DM}$, što je nedostatak ove konfiguracije.
- Iako CMFB kolo ne zahteva dodatnu disipaciju, mirna radna tačka nije nezavisna, već zavisi od parametara tranzistora M_3
- Zašto je potrebno da tranzistori M_3 budu u omskoj oblasti?
- Postoje dva važna razloga za to:
 - ✓ Za veliki opseg izlaznog napona potreban je veliki napon V_{GS3} i mali napon na sorsu tranzistora M_1 , odnosno mali napon V_{DS3} . Jasno je da tranzistor M_3 mora biti u omskoj oblasti.
 - ✓ Drugi razlog je linearnost za poništavanje diferencijalnog signala na sorsu tranzistora M_1 , odnosno izbegavanje smanjenja diferencijalnog pojačanja uvođenjem CMFB. Tranzistori u omskoj oblasti imaju linearnu zavisnost struje drejna u funkciji napona gejt-sors!

▪ CMFB sa tranzistorima u omskoj oblasti u dvostepenom diferencijalnom pojačavaču

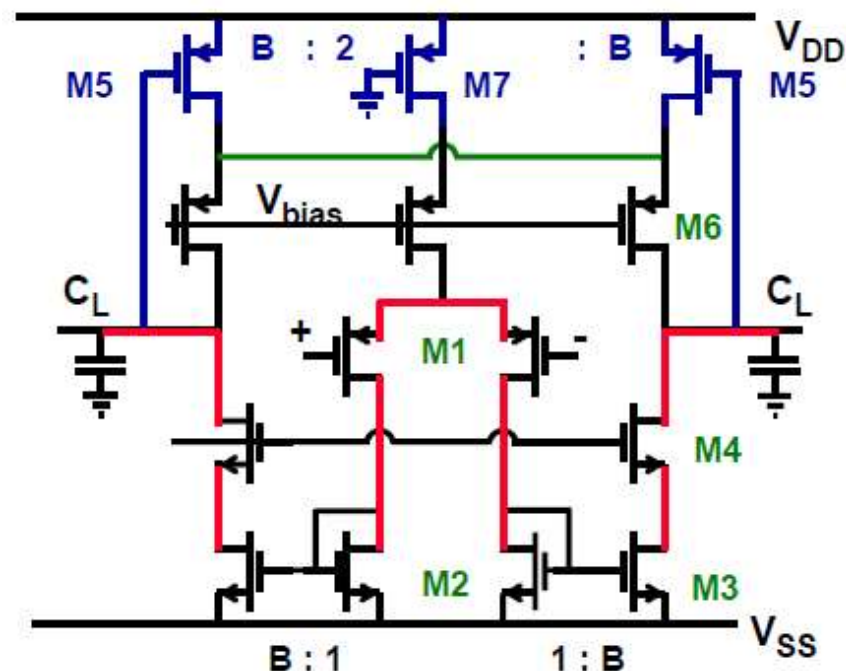
- Potpuni diferencijalni pojačavač je simetričan, a CMFB pojačavač koristi dva tranzistora M_5 u omskoj oblasti.
- Uparivanjem odnosa geometrija tranzistora M_5 i M_7 ($B:2$) postiže se da je izlazni napon na svakom izlazu jednak nuli. Pretpostavimo da je $B=3$. Tada je odnos geometrija tranzistora M_5 $3/2$ puta veći nego kod tranzistora M_7 , $(W/L)_5=1.5 (W/L)_7$. Njegova struja drejna je takođe 1.5 puta veća od struje drejna tranzistora M_7 , dok su naponi V_{SD} i V_{SG} isti zbog kaskodne veze preko tranzistora M_6 i CMFB. Pošto je gejt tranzistora M_7 na masi, izlazni napon je zbog CMFB približno na nultom potencijalu, i ne zavisi od dimenzija tranzistora, već samo od njihovog odnosa.

$$V_{SD5} \approx 200 \text{ mV}, I_{SD5} = \beta V_{SD5} (V_{SG5} - |V_{TP}|)$$

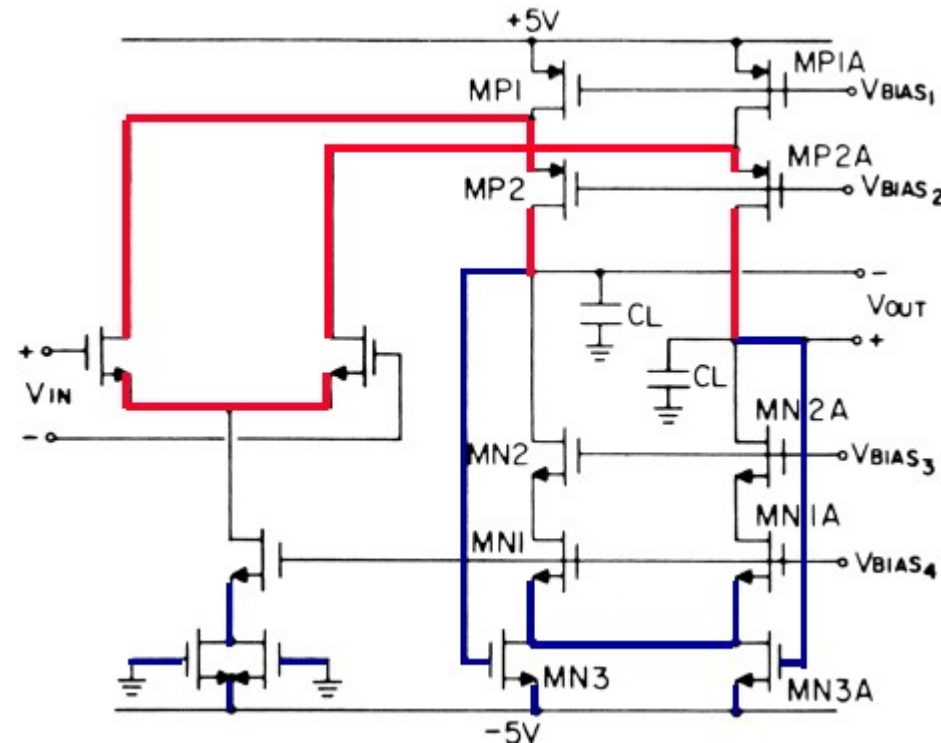
$$g_{m5} = \beta V_{SD5}$$

$$GBW_{DM} = B \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

$$GBW_{CM} = \frac{g_{m5}}{2\pi C_L} < GBW_{DM}$$



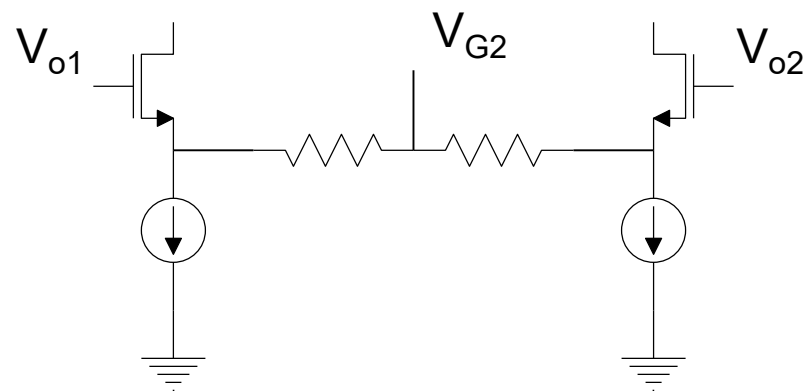
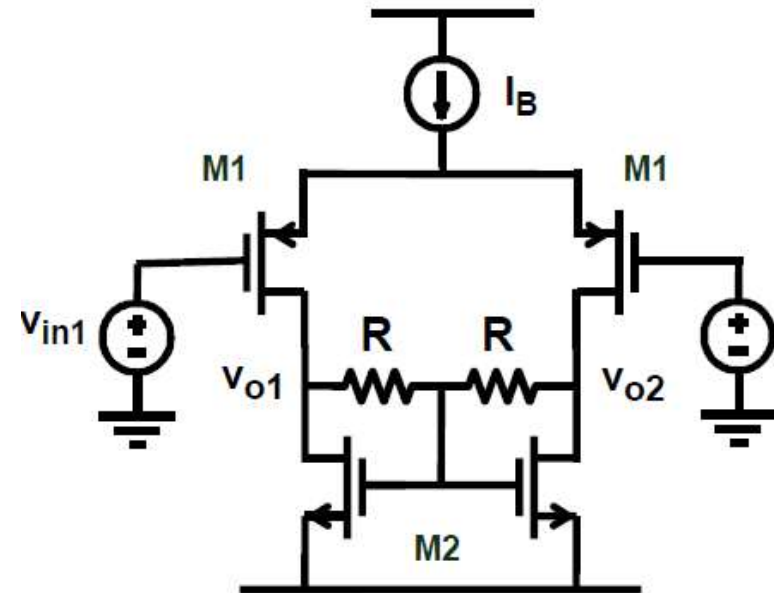
- Isti CMFB može se upotrebiti i u fully differential folded cascode pojačavaču.
- Tranzistori MN3 su u omskoj oblasti.
- Izlazni napon je u okolini nule jer su tranzistori MN3 uparenih karakteristika sa tranzistorima koju povezani na red sa strujnim izvorom koji polariše ulazni diferencijalni par. Budući da su im struje drejna iste i da su istih geometrija, izlazni naponi su u idealnom slučaju jednaki nuli.



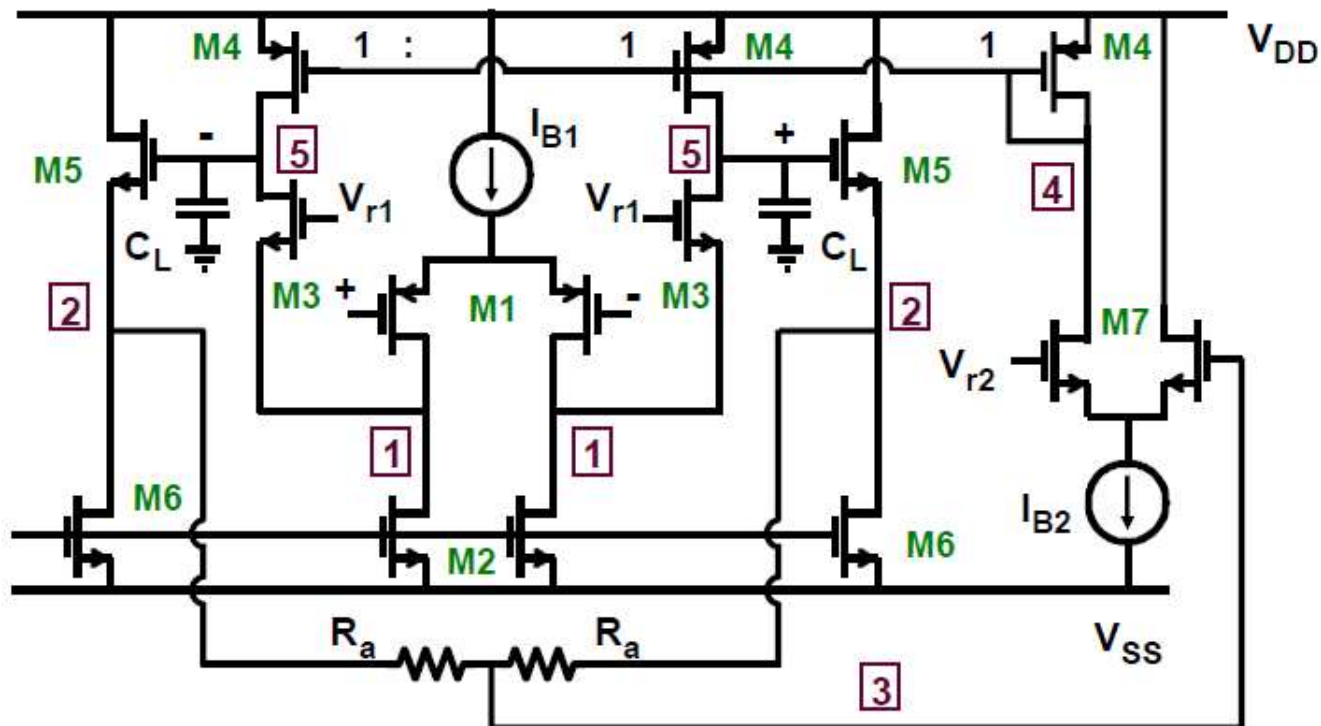
- ✓ Glavna prednost ovakvog korišćenja CMFB je što nema dodatne disipacije u kolu.
- ✓ Nedostatak je što je propusni opseg relativno mali (mali g_m tranzistora u triodnoj oblasti), pa odziv nije dovoljno brz. Pored toga, ni kružno pojačanje na niskim učestanostima nije veliko, pa je izlazni napon u okolini nule (greška ustaljenog stanja je različita od nule)

➤ Potpuni diferencijalni pojačavač sa otpornicima u CMFB

- Ovaj pojačavač koristi dva jednaka otpornika R za poništavanje diferencijalnog signala u povratnoj sprezi.
- Glavni nedostatak je što su za veliko diferencijalno pojačanje potrebne velike otpornosti.
- Jednostavno rešenje da se smanje otpornosti R , odnosno da se smanji zauzeta površina, je u dodavanju jediničnog bafera sa MOS tranzistorima. Tada se u kolu disipira dodatna snaga, ali se mogu upotrebiti znatno manje otpornosti. Pored toga se povećava jednosmerni napon na izlazima V_{o1} i V_{o2} .



Primer: Potpuno diferencijalni folded cascode pojačavač sa stepenom sa zajedničkim drejnom u CMFB kolu



$$L_{\min} = 0.8 \mu\text{m} ; V_T = 0.7 \text{ V}$$

$$K'_n = 60 \mu\text{A/V}^2 \text{ \& } K'_p = 30 \mu\text{A/V}^2$$

$$V_{En} = 4 \text{ V}/\mu\text{m} \text{ \& } V_{Ep} = 6 \text{ V}/\mu\text{m}$$

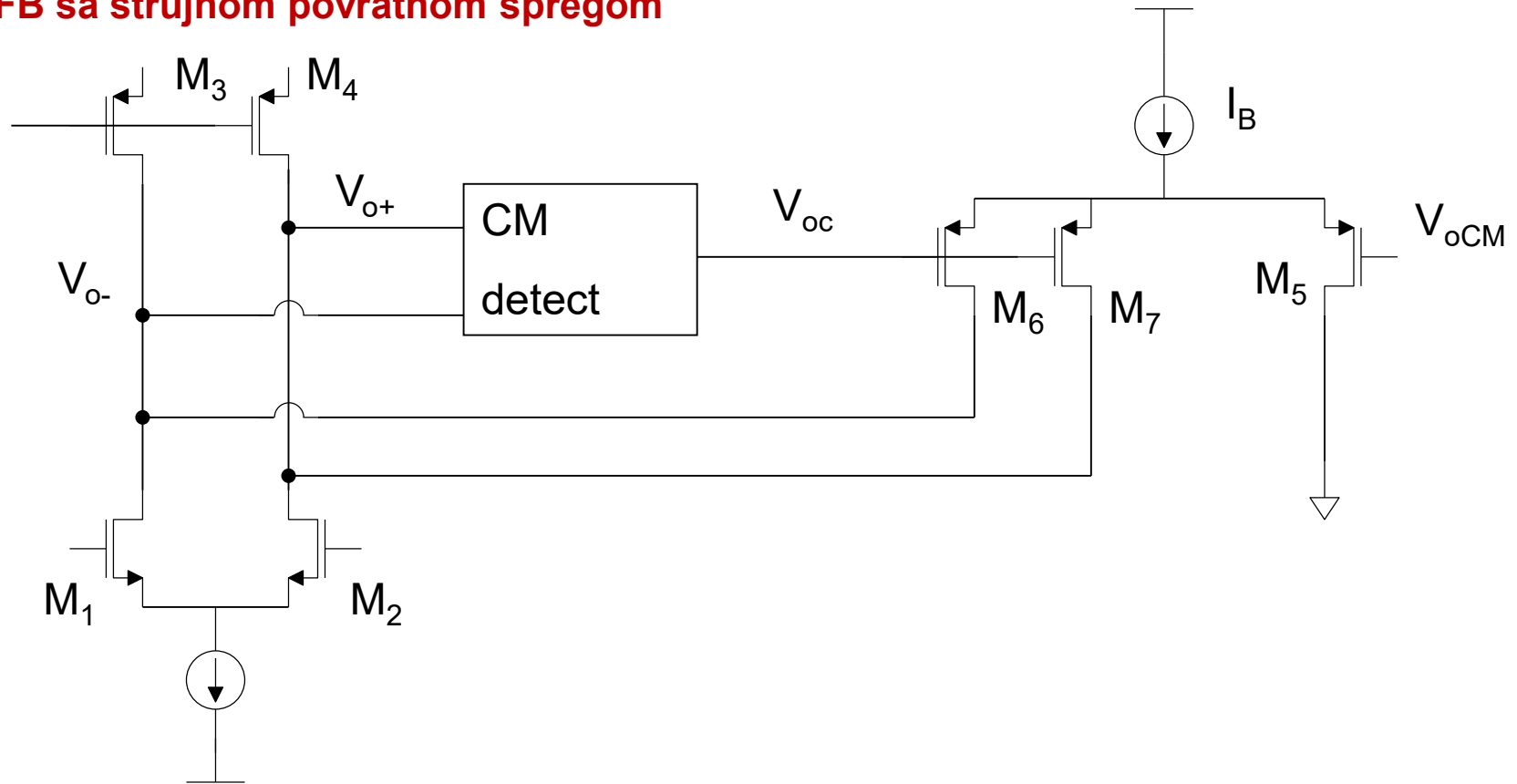
$$GBW_{DM} = 10 \text{ MHz} \quad C_L = 3 \text{ pF}$$

$$GBW_{CM} = 20 \text{ MHz}$$

$$\text{all PM} > 70^\circ$$

$$V_{DD}/V_{SS} = \pm 1.5 \text{ V}$$

➤ **CMFB sa strujnom povratnom spregom**

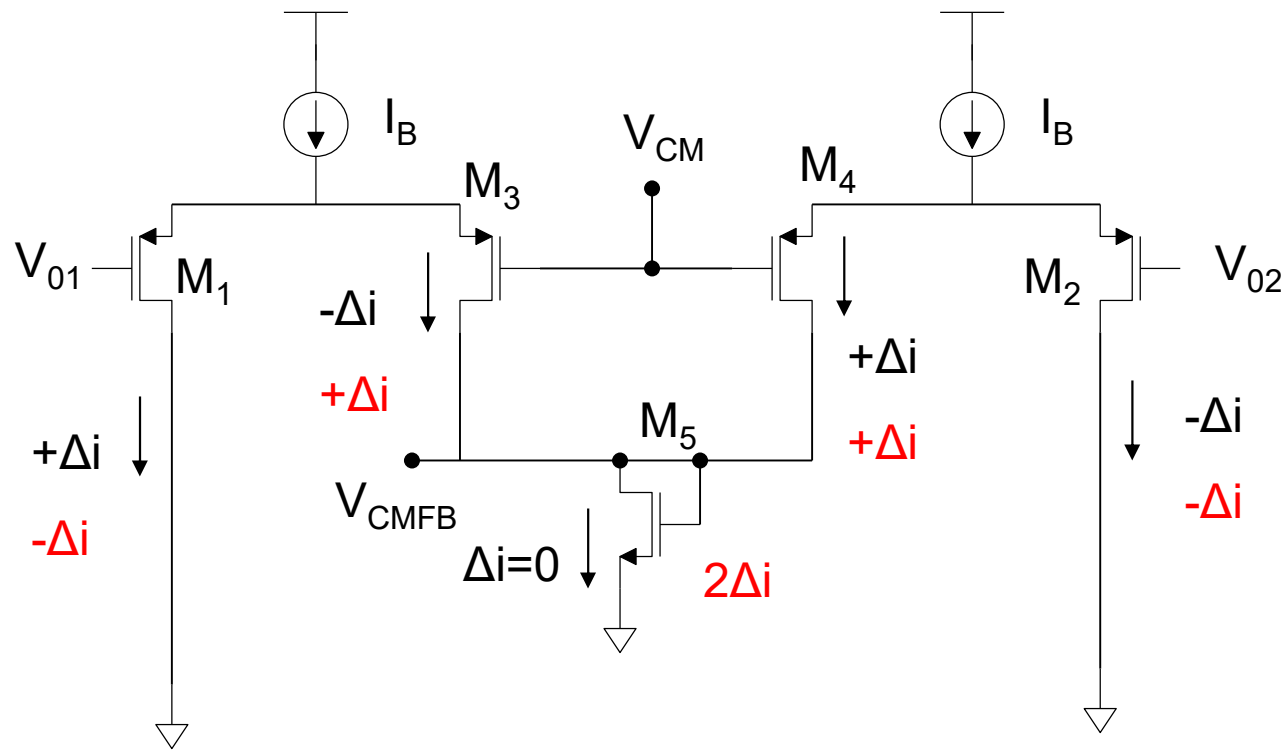


- Tranzistori M_6, M_7
$$I_{D6,7} = \frac{I_B}{4} - \frac{g_{m6}}{2}(V_{oc} - V_{0cm})$$

- CMFB podešava $I_{D6,7}$ tako da bude $|I_{D3}| + |I_{D4}| + 2I_{D6,7} = I_{D5}$

$$V_{oc} = V_{0cm} \Rightarrow 2I_{D6,7} = I_B / 2 \Rightarrow |I_{D3}| + |I_{D4}| + I_B / 2 = I_{D5}$$

➤ CMFB sa dva dodatna diferencijalna pojačavača

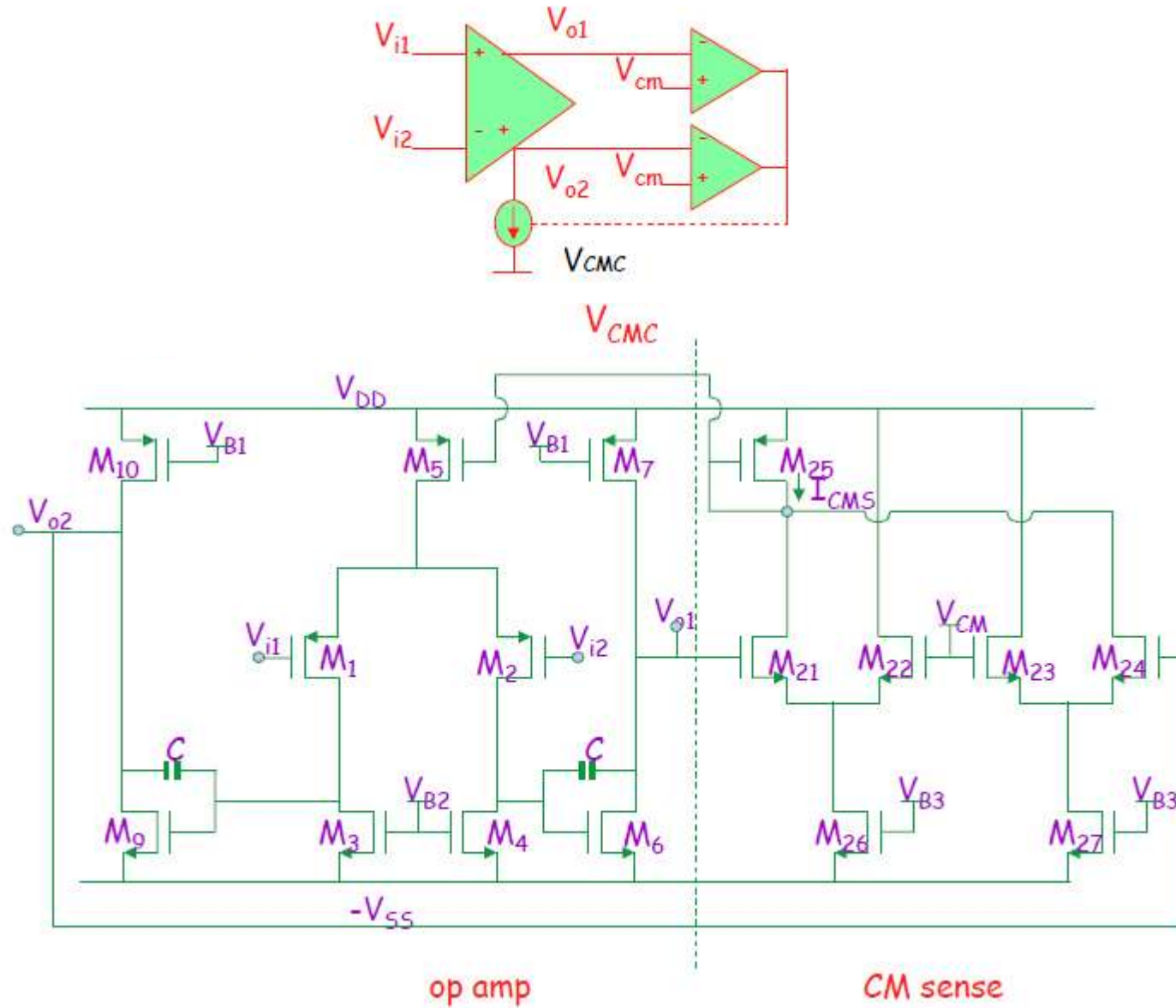


- Differential V_o : $V_{o1} \downarrow$ by ΔV_o , $V_{o2} \uparrow$ by Δv_o
- Common mode V_o : $V_{o1} \uparrow$ by ΔV_o , $V_{o2} \uparrow$ by Δv_o

$$g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} \Rightarrow \Delta i = g_{m1} \frac{\Delta V_o}{2}$$

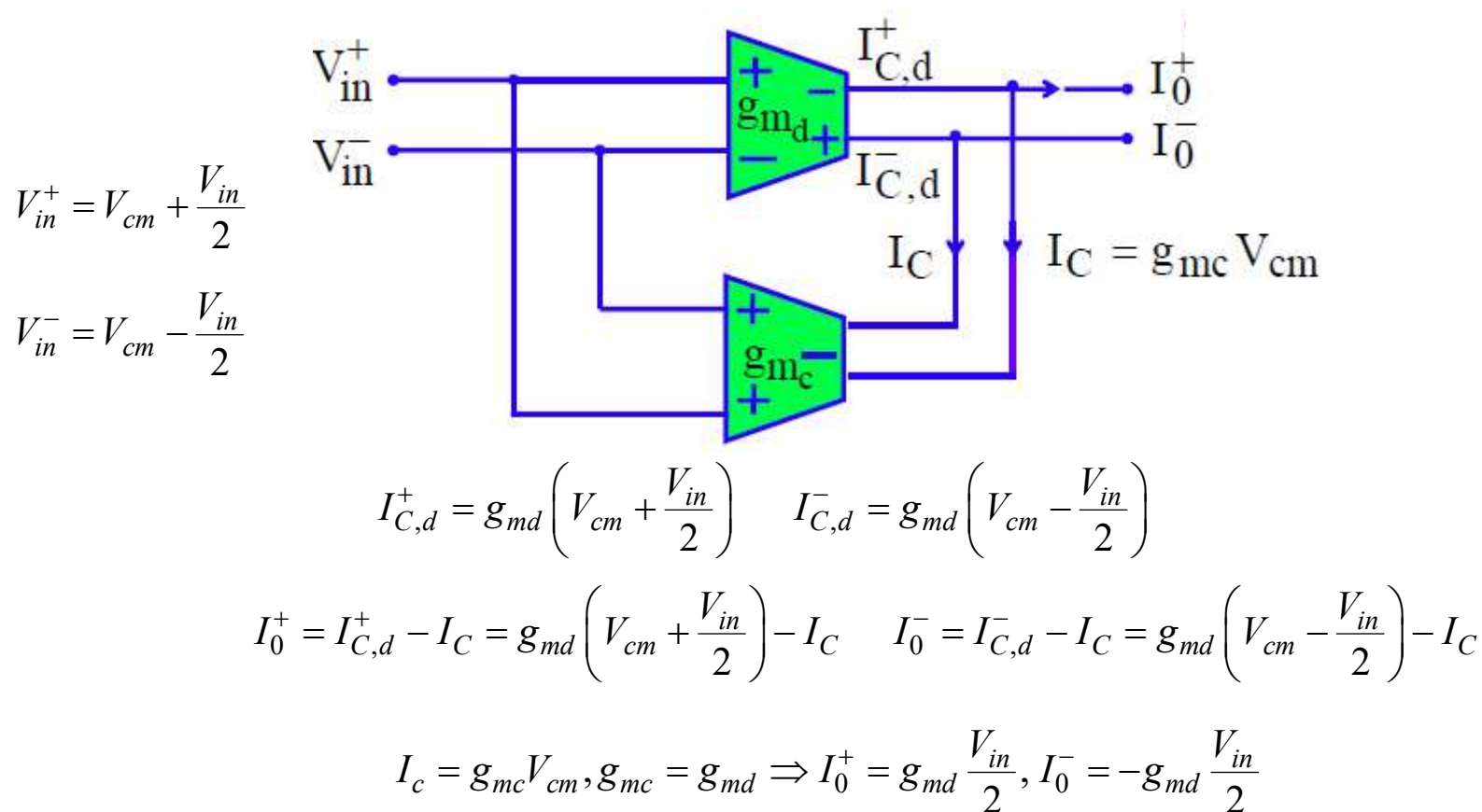
$$\Delta V_{CMFB} = \frac{1}{g_{m5}} \cdot 2\Delta i = \frac{g_{m1}}{g_{m5}} \cdot \Delta V_o$$

- Primer: Dvostepeni Op Amp-a i CMFB sa dva diferencijalna pojačavača

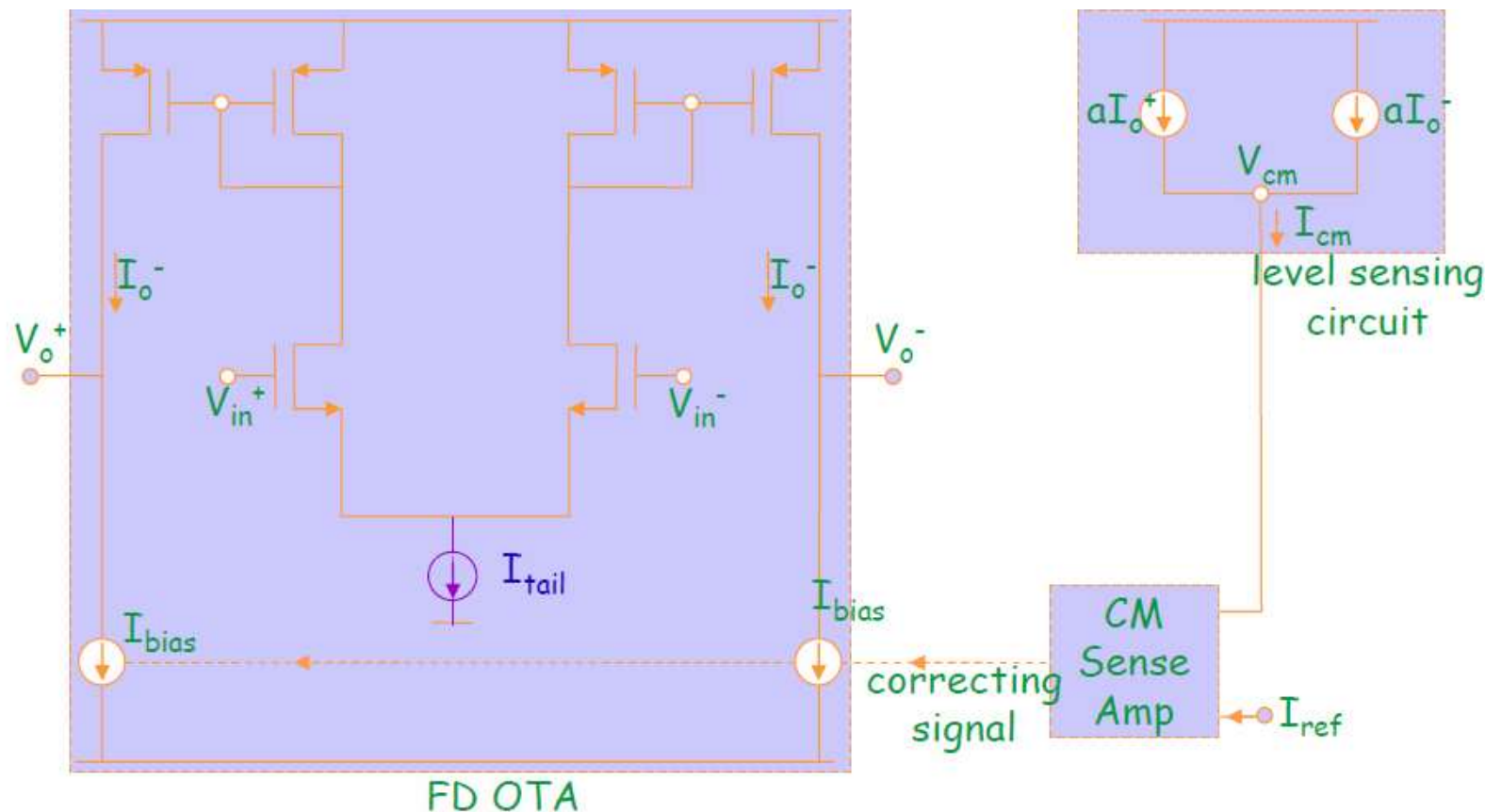


➤ CMFF

• Common mode feed-forward kola služe za podešavanje srednje vrednosti zlaznog napona merenjem ulaznih napona, umesto izlaznih napona, što je osobina CMFB kola. Na izlazu se common-mode struja sa ulaza dodaje na svaki izlaz (ili pojedinačno, kada se u internom čvoru pojačavača obavlja kompenzacija) u cilju poništavanja izlaznih common-mode struja.



Fully differential OTA sa dva strujna ogledala



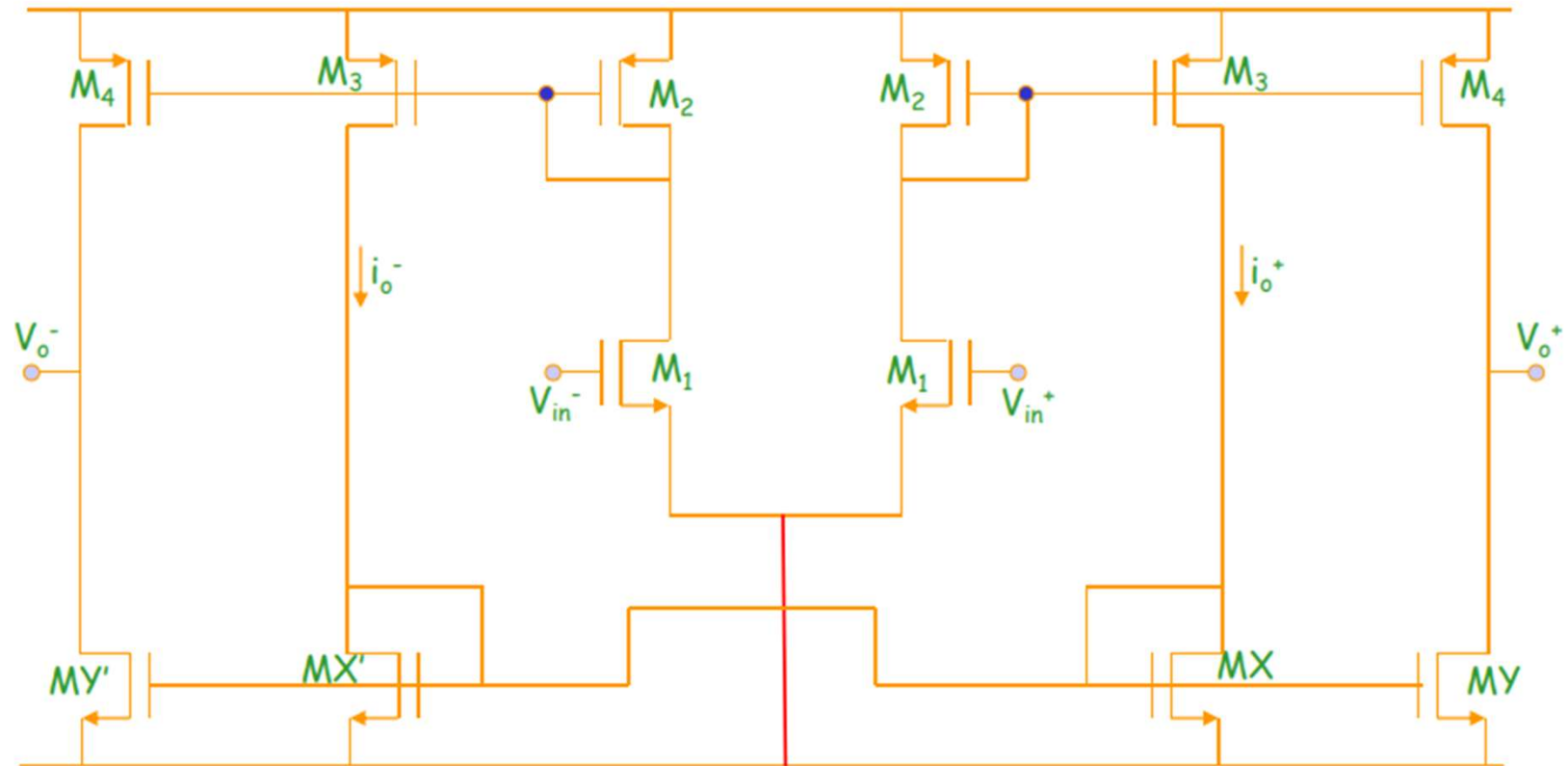
- Signal za korekciju može biti naponski ili strujni. Izlazne struje su:

$$I_o^+ = g_m (V_{in}^+ - V_{in}^-) = g_m V_{incm} + g_m \frac{V_{indm}}{2} \quad I_o^- = g_m (V_{in}^- - V_{in}^+) = g_m V_{incm} - g_m \frac{V_{indm}}{2}$$

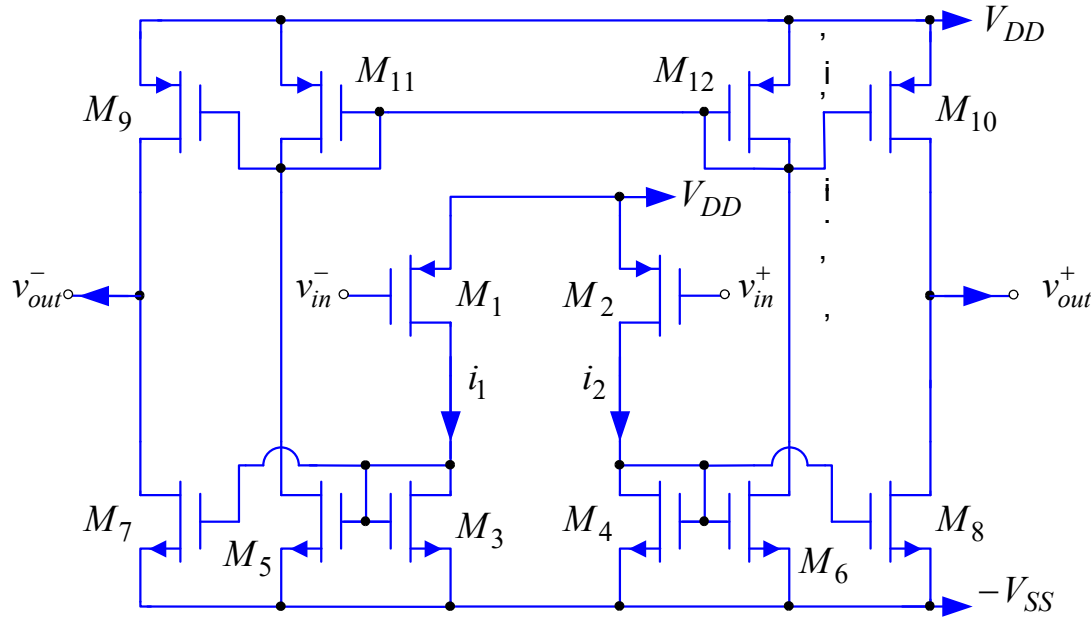
- Meri se ulazni, ne izlazni napon. U praksi je $a = 1$ ili $a = 1/2$.

$$a = \frac{1}{2} \Rightarrow I_{cm} = a \cdot 2g_m V_{incm} = g_m V_{incm}$$

Pseudodiferencijalni FD OTA sa CMFF



$$i_I = f(i_1, i_2) = ?$$



$$i_7 = i_5 = i_3 = i_1$$

$$i_8 = i_6 = i_4 = i_2$$

$$i_{11} = i_{12} = \frac{1}{2}(i_1 + i_2)$$

$$i_9 = i_{11} \quad i_{10} = i_{12}$$

$$i_{I1} = i_{10} - i_8 = \frac{i_1 + i_2}{2} - i_2 = \frac{i_1 - i_2}{2}$$

$$i_{I2} = i_9 - i_7 = \frac{i_1 + i_2}{2} - i_1 = \frac{i_2 - i_1}{2}$$

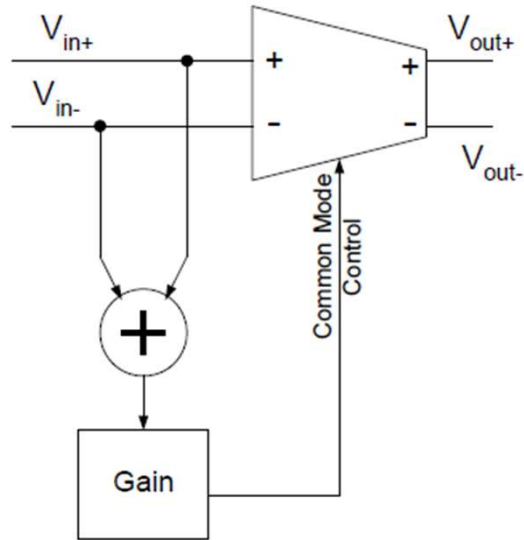
$$A_{DC} = \frac{g_{m1}g_{m7}}{(g_{m1} + g_{ds1} + g_{ds3})(g_{ds7} + g_{ds9})}$$

$$\omega_{nd1} = \frac{g_{m3} + g_{ds1} + g_{ds3}}{C_z} \quad \omega_p = \frac{g_{ds7} + g_{ds9}}{C_L}$$

$$C_z \approx C_{gs3} + C_{gs5} + C_{gs7}$$

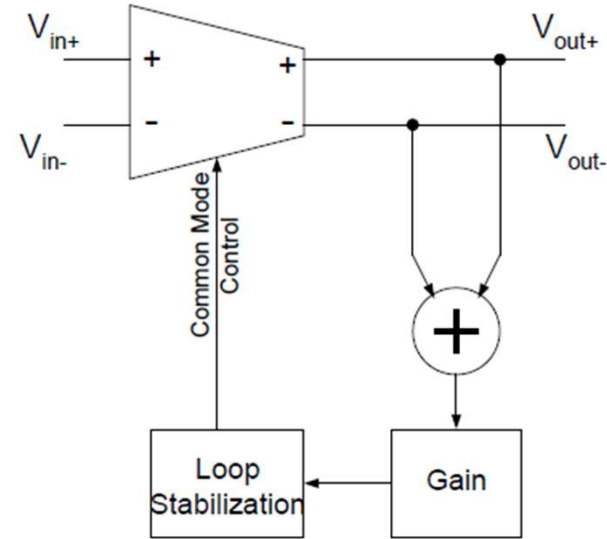
$$A_{CM} = \frac{g_{m1} - (g_{m1}g_{m3}) / (g_{m3} + g_{ds1}g_{ds3})}{g_{ds3}g_{ds1}} = \frac{g_{m1}}{g_{m3}g_{ds1}g_{ds3}}$$

CMFF



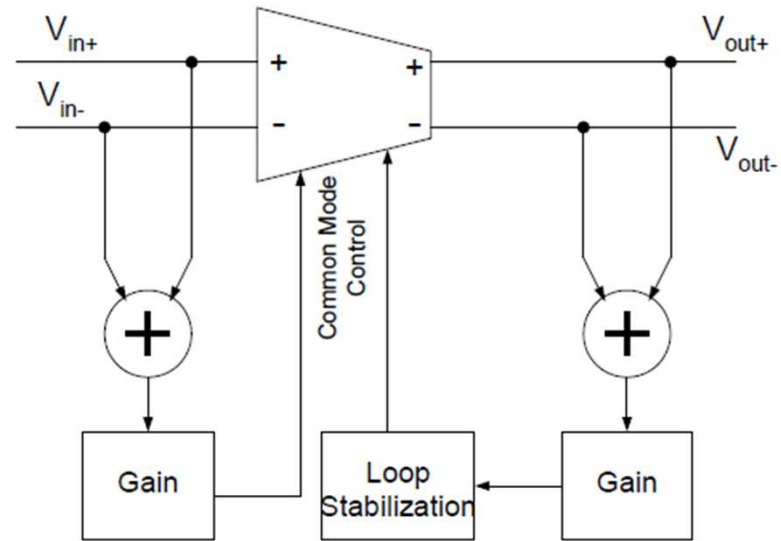
- Smanjuje CM pojačanje, čak i na visokim frekvencijama
- Nema problema sa stabilnošću
- Ne može podešavati DC vrednost izlaznog napona

CMFB



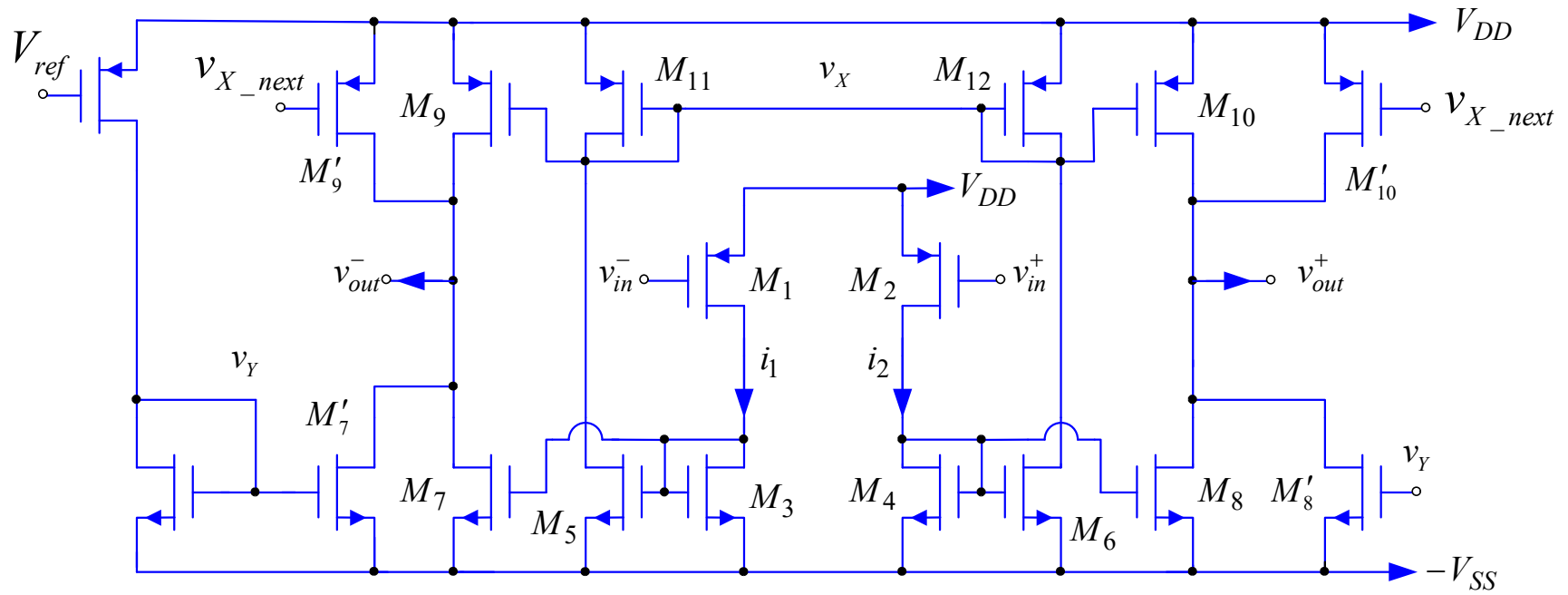
- Problemi sa stabilnošću zbog povratne sprege
- Dobra regulacija DC vrednosti izlaznog napona

CMFF+CMFB



Najbolji rezultati se postižu kombinacijom CMFF i CMFB

CMFF+CMFB

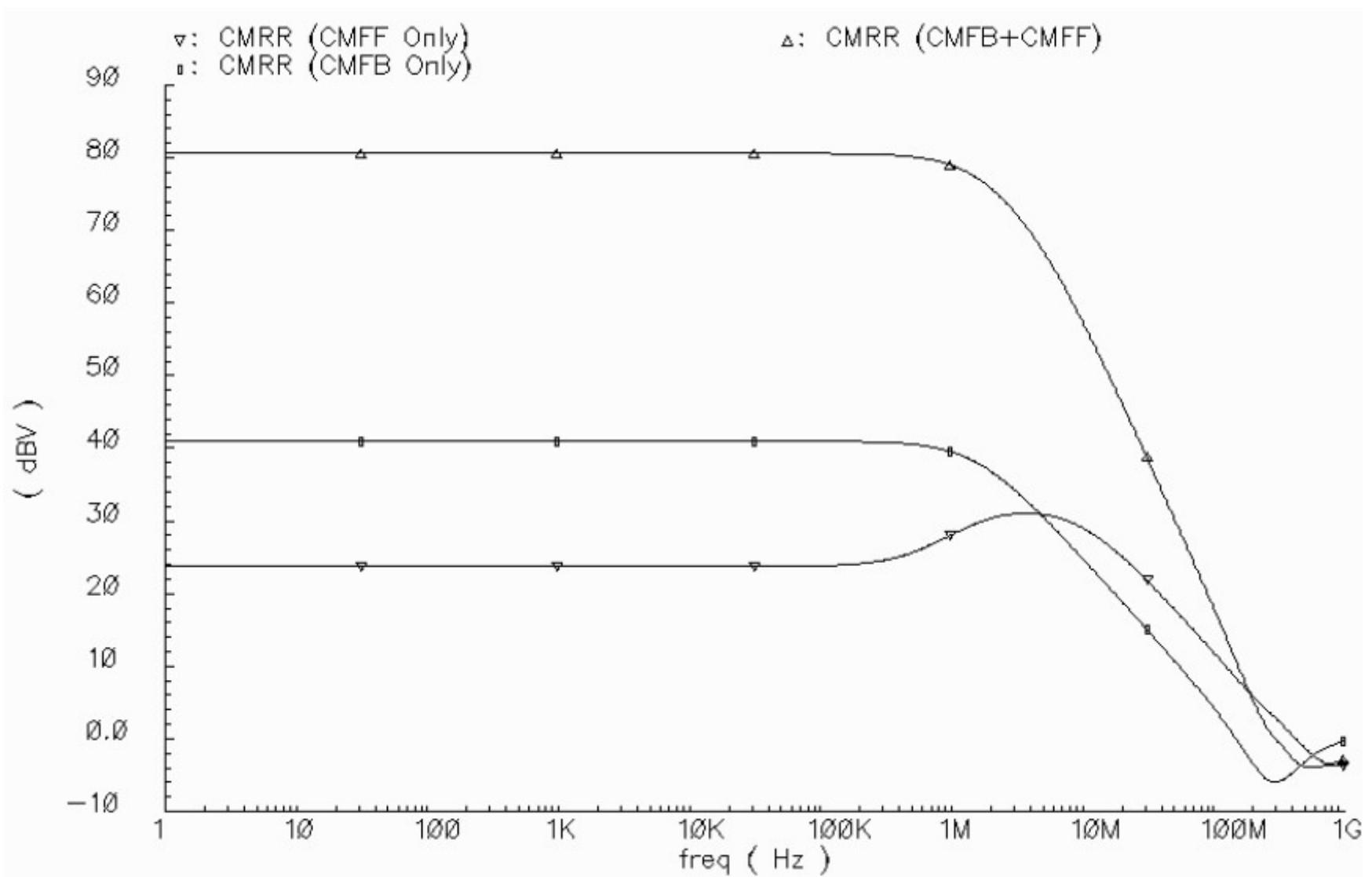


$$GBW = \frac{g_{m1}}{C_L} \ll \omega_{nd1} = \frac{g_{m3}}{C_Z}, \omega_{nd2} = \frac{g_{m11}}{C_X} > 2A_{CMD} \frac{g_{m1}}{C_L}$$

$$C_X = C_{gs9} + C_{gs11} + C_{gs12} + C_{gs10}$$

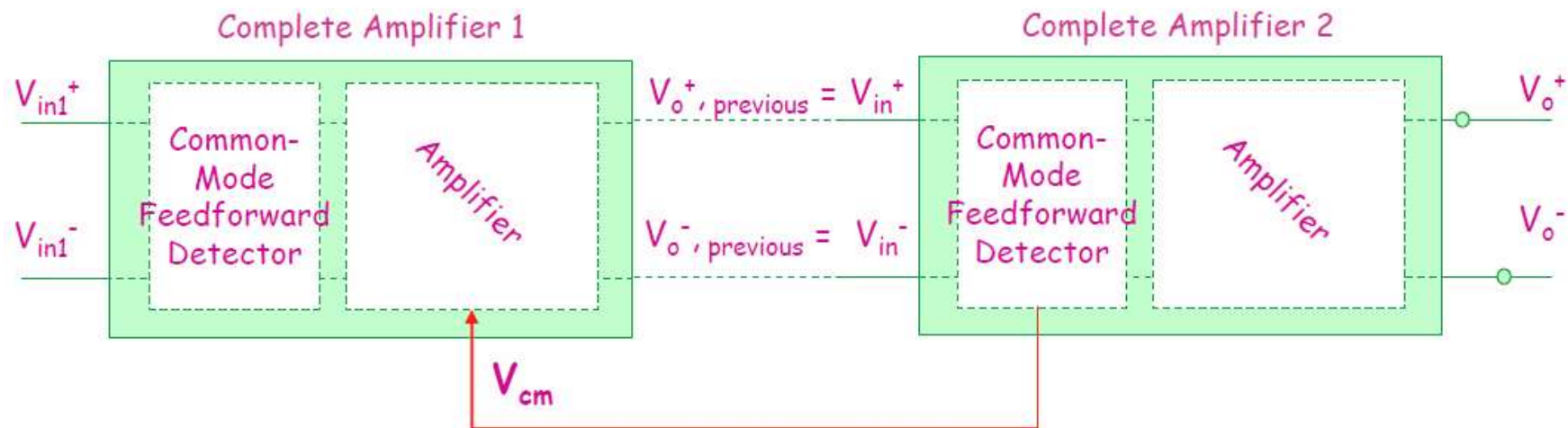
$$A_{CMD} = \frac{(W/L)_{9'}}{(W/L)_9} = \frac{(W/L)_{10'}}{(W/L)_{10}}$$

•Common-Mode Rejection Ratio (CMRR):

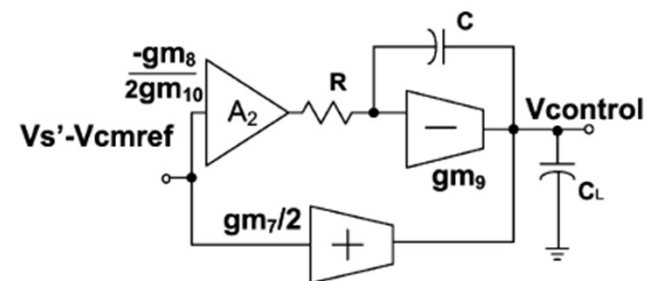
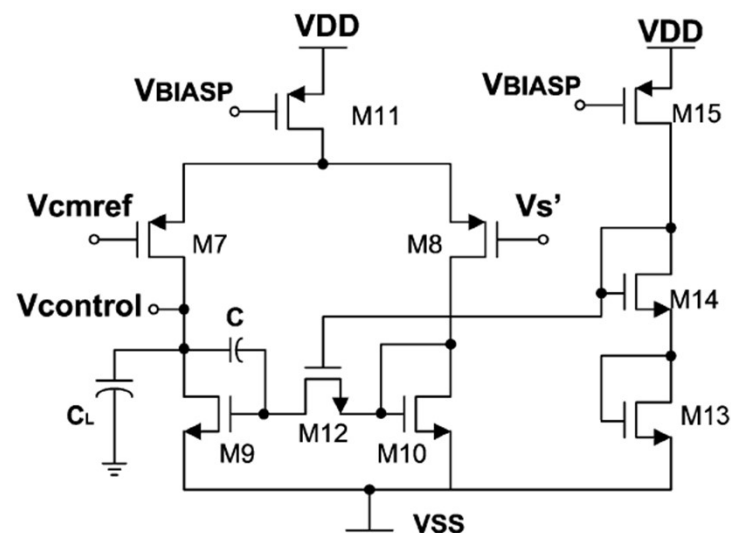
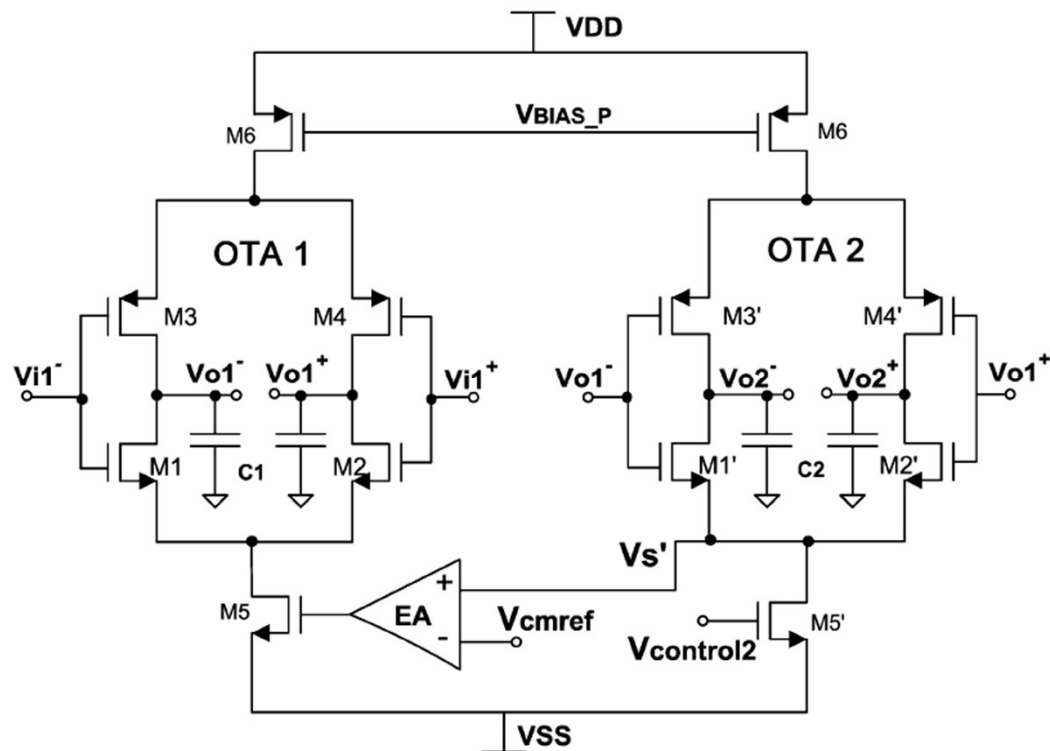


➤ CMFB kaskadne veze više potpuno diferencijalnih pojačavača

- Kada se koristi nekoliko potpuno diferencijalnih pojačavača u nizu, na primer u filtrima visokog reda, nema potrebe da CMFB bude za svaku ćeliju odvojeno. Da bi se uštedela energija, CMFB se može primeniti globalno, preko dva kaskadno povezana diferencijalna pojačavača, kao što je prikazano na slici.
- Srednja vrednost izlaznog napona se meri na izlazu drugog pojačavača i primenjuje na CM ulaz prvog pojačavača. Budući da se CM izlaz prvog pojačavača koristi za podešavanje odstupanja u drugom pojačavaču, svi naponski i strujni nivoi su dobro definisani.



Primer 1: Complementary OTA



$$R = R_{on12} \gg \frac{1}{g_{m9,10}} \quad \frac{V_{control}}{V'_s} = \frac{-g_{m7,8} R_0 (1 + s / \omega_{z_nw})}{(1 + s / \omega_{p_nw})(1 + s / \omega_{p_nd1})}$$

$$R_0 = r_{ds7} \parallel r_{ds9}$$

- Karakteristične učestanosti u CMFB kolu

$$\omega_{p_nw} = \frac{1}{g_{m9,10} R_0 RC}, \quad \omega_{z_nw} \approx \frac{2}{RC}, \quad \omega_{p_nd1} = \frac{g_{m9,10}}{C_L}$$

$$C_L = C_{gs5} + c_{db9} + c_{db7}$$

- Dominantni i nedominantni polovi u kolu pojačavača

$$\omega_{p-d} = \frac{g_{ds5}g_{ds1,2}}{2g_{m1,2}C_1} + \frac{g_{ds6}g_{ds3,4}}{2g_{m3,4}C_1}$$

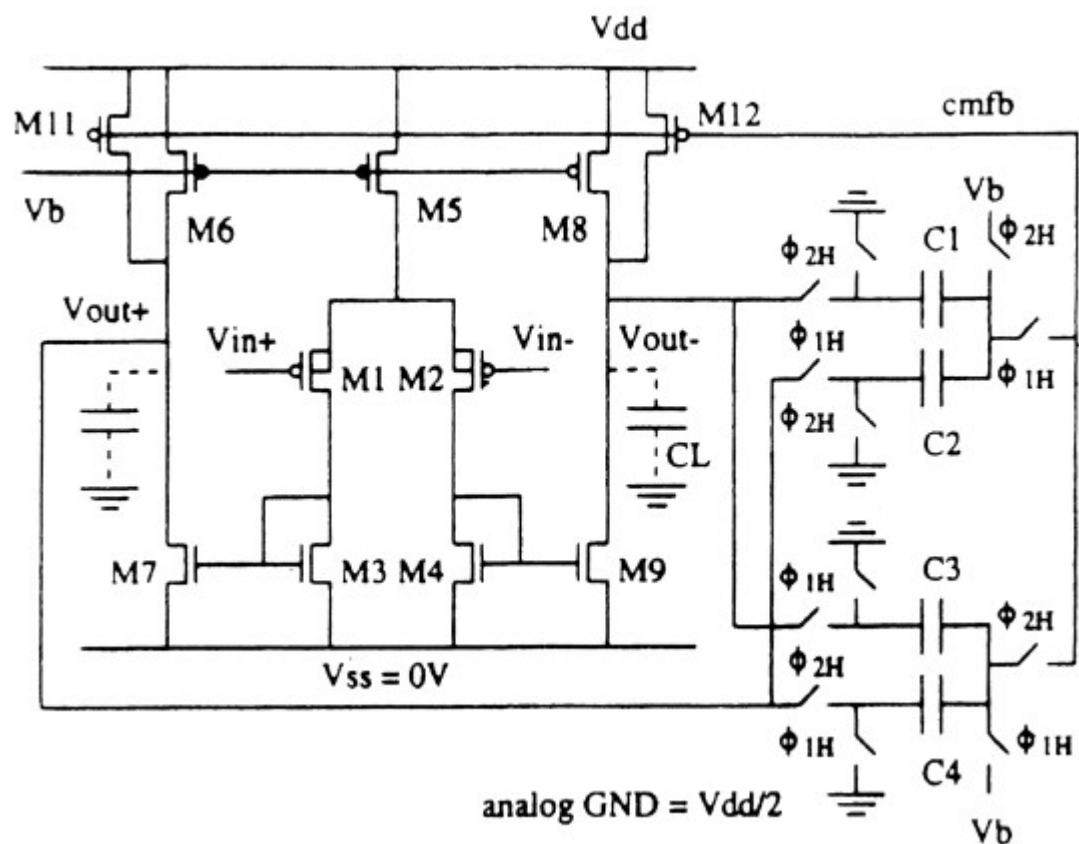
$$\omega_{p-nd2} = \frac{2g_{m1,2}}{2C_{gs1,2} + 2C_{sb1,2} + c_{db5}}$$

$$\omega_{p-nd3} = \frac{2g_{m1',2'}}{2C_{gs1',2'} + 2C_{sb1',2'} + C_{db5'} + C_{gs8}}$$

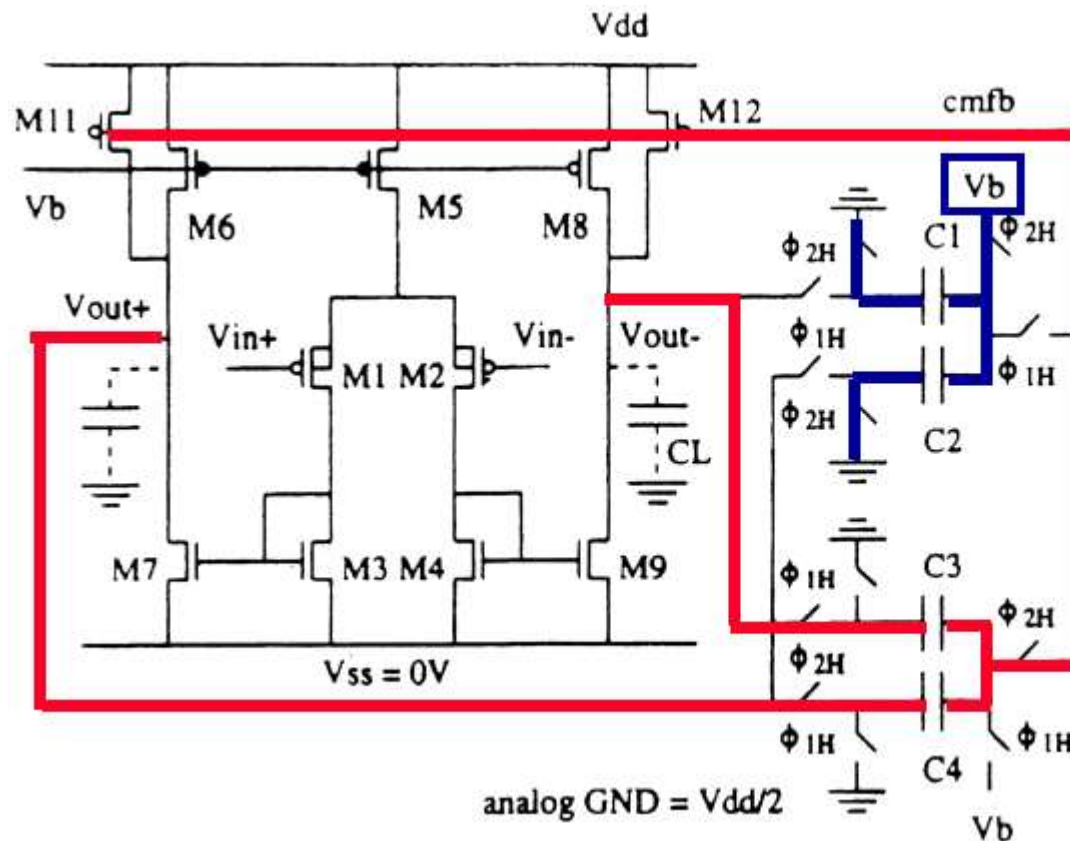
M. Gambhir, V. Dhanasekaran, J. S. Martinez, and E. S. Sinencio, "Low-Power Architecture and Circuit Techniques for High-Boost Wide-Band Gm–C Filters," IEEE, Trans. On Circ. And Syst, 2007

➤ Eksterni CMFB sa SC-kolima

- Kada je na raspolaganju signal takta, kao što je u kolima za semplovanje, mogu se odabirati uzorci izlaznog napona i pomoću njih ostvariti low-power CMFB.
- Pomoću prekidačko-kapacitivne mreže se dobija izlazni CM signal, koji se dovodi na gejtove tranzistora M11 i M12 i obezbeđuje povratnu spregu.



- U sledećoj fazi aktivan je signal takta W2



Switches ϕ_{2H} closed gives CMFB and precharge C

- Kondenzatori C1 i C2 se sada pune na vrednost napona $V_b - 0.5V_{DD}$, dok se preko kapacitivnosti C₃/C₄ ostvaruje common-mode feedback.

$$V_{out}^+ = V_{out}^- = V_{cmfb} - V_b + \frac{V_{DD}}{2}$$

- Switched capacitors (SC) kola ne disipiraju nikakvu dodatnu snagu iz baterije, osim pri komutaciji prekidača i kondenzatora.
- Međutim postoji nekoliko nedostataka. Prvi je da se signal takta pojavljuje u izlaznom naponu preko clock injection-a i charge redistribution-a, što je tipično za sva prekidačko-kapacitivna kola.
- Zbog toga se ova rešenja mogu koristiti na frekvencijama koje su daleko niže od učestanosti signala takta.
- SC kola povećavaju kapacitivne potrošače na izlazu pojačavača, što dovodi do redukovanja GBW_{CM} i do povećanja vremena uspostavljanja.