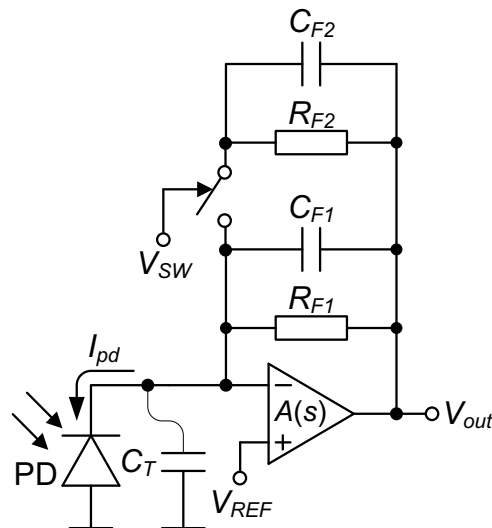


PRIMJER OPTIČKOG PRIJEMNIKA SA PROMJENLJIVOM TRANSIMPEDANSOM NA BAZI PREKIDAČKIH TEHNIKA

Na slici 1.1 je prikazana opšta struktura optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom koja može imati jednu od dvije diskretne vrijednosti. Promjenljiva transimpedansa se ostvaruje posredstvom otporne mreže koju čine paralelno vezani otpornici. Odgovarajući otpornik se može uključiti u sistem ili isključiti iz njega preko bilateralnog CMOS prekidača. Na ovaj način se mijenja ekvivalentna otpornost u grani negativne povratne sprege koja ujedno predstavlja i transimpedansu optičkog prijemnika. Frekvencijska kompenzacija ostvaruje se vezivanjem kondenzatora paralelno otpornicima u grani negativne povratne sprege. Kapacitivnosti kompenzacionih kondenzatora su funkcija transimpedanse optičkog prijemnika (pogledati uvodno predavanje). Dakle, za različite transimpedanse, potrebno je koristiti kompenzacione kondenzatore različitih kapacitivnosti. Manja transimpedansa se dobija kada su u granu negativne povratne sprege uključena oba otpornika (zatvoren prekidač), dok se veća transimpedansa dobija kada je u granu negativne povratne sprege uključen samo jedan otpornik (otvoren prekidač). Značajan problem predstavljaju parazitarne kapacitivnosti samog bilateralnog CMOS prekidača.



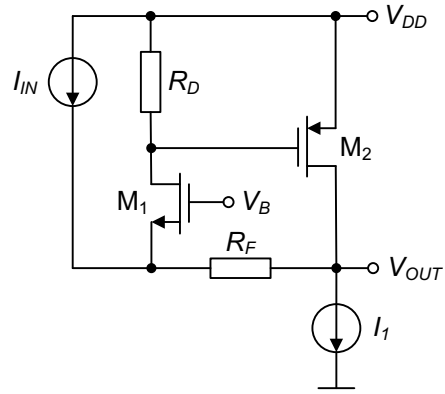
slika 1.1 Tipični optički prijemnik sa diskretnim vrijednostima transimpedansi na bazi prekidačkih tehnika.

Zadatak 1

Za transimpedansni pojačavač prikazan na slici 1.2 odrediti:

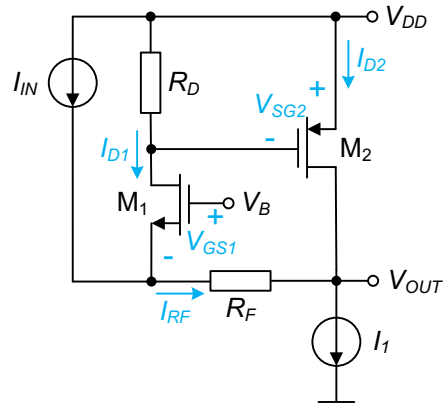
- Zavisnost izlaznog napona V_{OUT} od ulazne struje I_{IN} , za opseg ulazne struje $0 < I_{IN} < 10 \mu\text{A}$.
- Open-loop* transimpedansu, *closed-loop* transimpedansu, *open-loop* ulaznu i izlaznu otpornost, *closed-loop* ulaznu i izlaznu otpornost.

Poznato je: napon napajanja kola $V_{DD} = 3 \text{ V}$, struja strujnog izvora $I_I = 1 \text{ mA}$, dimenzije n-kanalnog MOSFET-a $(W/L)_n = (70 \mu\text{m} / 0.7 \mu\text{m})$, dimenzije p-kanalnog MOSFET-a $(W/L)_p = (210 \mu\text{m} / 0.7 \mu\text{m})$ polarizacioni napon $V_B = 2 \text{ V}$, napon praga n-kanalnog MOSFET-a $V_m = 550 \text{ mV}$, napon praga p-kanalnog MOSFET-a $V_p = -660 \text{ mV}$, transkonduktanski parametar n-kanalnog MOSFET-a $k'_n = 137.5 \mu\text{A/V}^2$, transkonduktanski parametar p-kanalnog MOSFET-a $k'_p = 51 \mu\text{A/V}^2$, otpornost $R_D = 5 \text{ k}\Omega$. Smatrati da je koeficijent modulacije kanala n-kanalnog MOSFET-a $\lambda_n = 0$ i koeficijent modulacije kanala p-kanalnog MOSFET-a $\lambda_p = 0$. Odrediti vrijednost otpornosti R_F za koju su oba MOSFET-a u zasićenju. Koji uslov mora biti ispunjen da bi izlazni napon bio veći od 0 V ?



slika 1.2

Rješenje 1



slika 1.3

Za kolo prikazano na slici 1.3, izlazni napon V_{OUT} se može zapisati kao:

$$V_{OUT} = V_B - V_{GS1} - R_F I_{RF} \quad (1.1)$$

Kako je struja I_{RF} kroz otpornik R_F :

$$I_{RF} = I_{D1} + I_{IN} \quad (1.2)$$

izlani napon V_{OUT} je:

$$V_{OUT} = V_B - V_{GS1} - R_F I_{D1} - R_F I_{IN} \quad (1.3)$$

Struja drejna I_{D1} MOSFET-a M_1 je data izrazom:

$$I_{D1} = \frac{1}{2} k'_n \left(\frac{W}{L}\right)_n (V_{GS1} - V_{tn})^2 \quad (1.4)$$

pa je napon gej-t-sors V_{GS1} MOSFET-a M_1 :

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{k'_n \left(\frac{W}{L}\right)_n}} + V_{tn} \quad (1.5)$$

Slijedi da je izlazni napon:

$$V_{OUT} = V_B - \sqrt{\frac{2I_{D1}}{k'_n \left(\frac{W}{L}\right)_n}} - V_{tn} - R_F I_{D1} - R_F I_{IN} \quad (1.6)$$

Struja drejna I_{D2} MOSFET-a M_2 je data izrazom:

$$I_{D2} = \frac{1}{2} k'_p \left(\frac{W}{L}\right)_p (V_{SG2} + V_{tp})^2 \quad (1.7)$$

dok je napon sors-gejt V_{SG2} MOSFET-a M_2 :

$$V_{SG2} = R_D I_{D1} \quad (1.8)$$

Na osnovu kola prikazanog na slici 1.3, važi i sljedeća relacija:

$$I_{D2} = I_1 - I_{D1} - I_{IN} \quad (1.9)$$

Na osnovu relacija (1.7), (1.8) i (1.9) dobija se sljedeća kvadratna jednačina:

$$(R_D I_{D1} + V_{tp})^2 = \frac{2(I_1 - I_{D1} - I_{IN})}{k'_p \left(\frac{W}{L}\right)_p} \quad (1.10)$$

koja se može zapisati i u sljedećem obliku:

$$R_D^2 I_{D1}^2 + 2 \left(R_D V_{tp} + \frac{1}{k'_p \left(\frac{W}{L}\right)_p} \right) I_{D1} + V_{tp}^2 - \frac{2(I_1 - I_{IN})}{k'_p \left(\frac{W}{L}\right)_p} = 0 \quad (1.11)$$

Uzimajući u obzir da je struja strujnog izvora I_1 značajno veća od ulazne struje I_{IN} , kao i da je $R_D V_{tp} \gg \frac{1}{k'_p \left(\frac{W}{L}\right)_p}$, struja I_{D1} se može aproksimirati sljedećim izrazom:

$$I_{D1} \approx -\frac{V_{tp}}{R_D} \pm \sqrt{\frac{\frac{2R_D}{k'_p \left(\frac{W}{L}\right)_p} (V_{tp} + R_D I_1)}{R_D^2}} \quad (1.12)$$

Na osnovu prethodnog izraza za struju I_{D1} dobijaju se dva rješenja: $I_{D1,1} \approx 202 \mu\text{A}$ i $I_{D1,2} \approx 67 \mu\text{A}$. Napon sors-gejt V_{SG2} MOSFET-a M_2 , dat relacijom (1.8), samo za prvo rješenje ima vrijednost koja je veća od apsolutne vrijednosti napona praga MOSFET-a M_2 . Slijedi da je struja $I_{D1} \approx 202 \mu\text{A}$.

Na osnovu relacije (1.6), izlazni napon V_{OUT} je dat sljedećim izrazom:

$$V_{OUT} \approx 1.28 \text{ V} - R_F I_{D1} - R_F I_{IN} \quad (1.13)$$

Može se zaključiti da je prenosna karakteristika približno linearna.

Napon gejt-drejn V_{GD1} MOSFET-a M_1 je:

$$V_{GD1} = V_B + V_{SG2} - V_{DD} \approx 0 \text{ V} \quad (1.14)$$

što znači da je MOSFET M_1 u zasićenju.

Da bi MOSFET M_2 takođe bio u zasićenju, napon drejn-gejt V_{DG2} treba da bude manji od apsolutne vrijednosti napona praga V_{tp} :

$$V_{DG2} = V_{OUT} + V_{SG2} - V_{DD} < -V_{tp} \quad (1.15)$$

Na osnovu relacije (1.13), dobija se sljedeći uslov:

$$R_F I_{D1} + R_F I_{IN} > 60 \text{ mV} \quad (1.16)$$

Kako je opseg ulazne struje I_{IN} od 0 do 10 μA , uslov se svodi na:

$$R_F I_{D1} + R_F I_{INmin} > -1.38 \text{ V} \quad (1.17)$$

što je uvijek ispunjeno.

Kako bi izlazni napon V_{OUT} bio veći od 0 V, na osnovu relacije (1.13), potrebno je da važi sljedeća nejednakost:

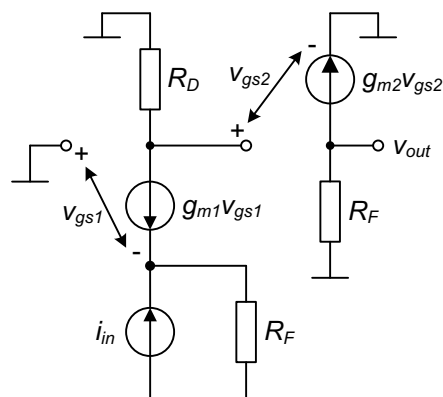
$$R_F I_{D1} + R_F I_{IN} < 1.28 \text{ V} \quad (1.18)$$

Kako je opseg ulazne struje I_{IN} od 0 do 10 μA , uslov se svodi na:

$$R_F I_{D1} + R_F I_{INmax} < 1.28 \text{ V} \quad (1.19)$$

Slijedi da za izračunatu vrijednost struje I_{D1} , otpornost R_F treba da ima vrijednost manju od oko 6 k Ω . Kako su u toku rada korišćene aproksimacije, nije poželjno za R_F izabrati vrijednost blisku graničnoj vrijednosti.

Model za male signale za izračunavanje *open-loop* transimpedanse prikazan je na slici 1.4.



slika 1.4

Na osnovu modela prikazanog na slici važe sljedeće relacije:

$$g_{m1} v_{gs1} + \frac{v_{gs1}}{R_F} + i_{in} = 0 \quad (1.20)$$

Slijedi da je napon v_{gs1} :

$$v_{gs1} = -\frac{R_F}{g_{m1} R_F + 1} i_{in} \quad (1.21)$$

Napon v_{gs2} je:

$$v_{gs2} = -g_{m1} R_D v_{gs1} = \frac{g_{m1} R_D R_F}{g_{m1} R_F + 1} i_{in} \quad (1.22)$$

Izlazni napon v_{out} je:

$$v_{out} = -g_{m2} R_F v_{gs2} = -\frac{g_{m1} g_{m2} R_D R_F^2}{g_{m1} R_F + 1} i_{in} \quad (1.23)$$

Slijedi da je *open-loop* transimpedansa:

$$A_{open_loop} = \frac{v_{out}}{i_{in}} = -\frac{g_{m1} g_{m2} R_D R_F^2}{g_{m1} R_F + 1} \quad (1.24)$$

Faktor povratne grane K je:

$$K = -\frac{1}{R_F} \quad (1.25)$$

Closed-loop transimpedansa je data sljedećim izrazom:

$$A_{closed_loop} = -\frac{\frac{g_{m1}g_{m2}R_D R_F^2}{g_{m1}R_F + 1}}{1 + \frac{g_{m1}g_{m2}R_D R_F}{g_{m1}R_F + 1}} = -\frac{g_{m1}g_{m2}R_D R_F^2}{1 + g_{m1}R_F(1 + g_{m2}R_D)} \quad (1.26)$$

Na osnovu relacija (1.7) i (1.8) struja $I_{D2} \approx 0.884$ mA, pa su transkonduktanse g_{m1} i g_{m2} :

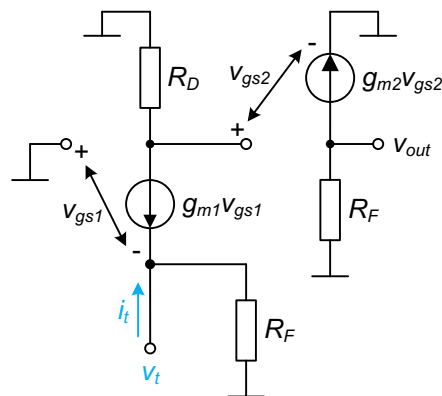
$$g_{m1} = \sqrt{2k_n I_{D1}} = 2.36 \text{ mS}$$

$$g_{m2} = \sqrt{2k_p I_{D2}} = 5.2 \text{ mS}$$

Kako je $g_{m2}R_D \gg 1$, za otpornosti R_F reda kilooma, izraz za *closed-loop* transimpedansu se može aproksimirati na sljedeći način:

$$A_{closed_loop} \approx -\frac{g_{m1}g_{m2}R_D R_F^2}{1 + g_{m1}R_F g_{m2}R_D} \approx -R_F \quad (1.27)$$

Model za izračunavanje ulazne *open-loop* otpornosti je prikazan na slici 1.5.



slika 1.5

Na osnovu modela prikazanog na slici 1.5 važe sljedeće relacije:

$$v_t = -v_{gs1} \quad (1.28)$$

$$i_t = -g_{m1}v_{gs1} + \frac{v_t}{R_F} \quad (1.29)$$

Slijedi da je ulazna *open-loop* otpornost:

$$R_{in_open_loop} = \frac{R_F}{1 + g_{m1}R_F} \quad (1.30)$$

Za otpornosti R_F reda kilooma, izraz za *open-loop* ulaznu otpornost se može aproksimirati na sljedeći način:

$$R_{in_open_loop} = \frac{1}{g_{m1}} = 423.73 \text{ } \Omega \quad (1.31)$$

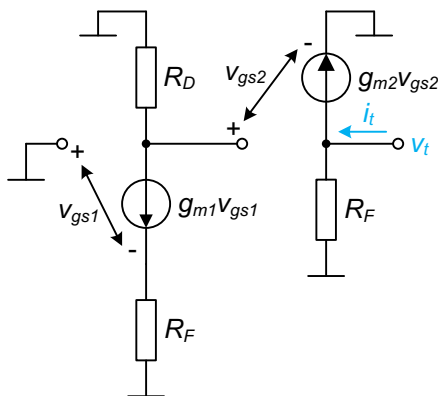
Model za izračunavanje izlazne *open-loop* otpornosti je prikazan na slici 1.6.

Na osnovu modela prikazanog na slici 1.6 važe sljedeće relacije:

$$g_{m1}v_{gs1} + \frac{v_{gs1}}{R_F} = 0 \quad (1.32)$$

Slijedi da je napon $v_{gs1} = 0$, pa je i struja naponom kontrolisanog strujnog izvora $g_{m1}v_{gs1} = 0$. Slijedi da je i napon $v_{gs2} = 0$. *Open-loop* izlazna otpornost očigledno iznosi:

$$R_{out_open_loop} = R_F \quad (1.33)$$



slika 1.6

Closed-loop ulazna otpornost je data sljedećim izrazom:

$$R_{in_closed_loop} = \frac{\frac{R_F}{1 + g_{m1}R_F}}{1 + \frac{g_{m1}g_{m2}R_DR_F}{g_{m1}R_F + 1}} = \frac{R_F}{1 + g_{m1}R_F(1 + g_{m2}R_D)} \quad (1.34)$$

Kako je $g_{m2}R_D \gg 1$, za otpornosti R_F reda kilooma, izraz za *closed-loop* ulaznu otpornost se može aproksimirati na sljedeći način:

$$R_{in_closed_loop} \approx \frac{1}{g_{m1}g_{m2}R_D} = 16.29 \Omega \quad (1.35)$$

Closed-loop izlazna otpornost je data sljedećim izrazom:

$$R_{out_closed_loop} = \frac{R_F}{1 + \frac{g_{m1}g_{m2}R_DR_F}{g_{m1}R_F + 1}} = \frac{R_F(g_{m1}R_F + 1)}{1 + g_{m1}R_F(1 + g_{m2}R_D)} \quad (1.36)$$

Kako je $g_{m2}R_D \gg 1$, za otpornosti R_F reda kilooma, izraz za *closed-loop* ulaznu otpornost se može aproksimirati na sljedeći način:

$$R_{out_closed_loop} \approx \frac{R_F}{g_{m2}R_D} = \frac{R_F}{26} \quad (1.37)$$

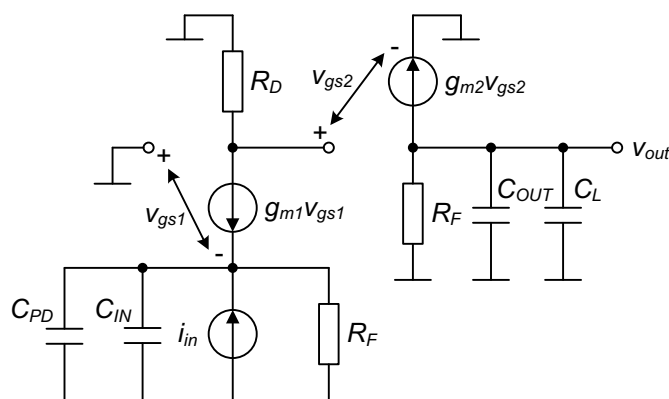
Može se primijetiti da *closed-loop* ulazna i izlazna otpornost imaju male vrijednosti, $g_{m2}R_D$ puta manje nego u *open-loop* konfiguraciji, kako je i očekivano.

Zadatak 2

Transimpedansni pojačavač prikazan na slici 1.2 koristi se za realizaciju optičkog prijemnika. Odrediti *closed-loop* transimpedansu optičkog prijemnika uzimajući u obzir parazitnu kapacitivnost fotodiode C_{PD} , ulaznu kapacitivnost C_{IN} i izlaznu kapacitivnost C_{OUT} transimpedansnog pojačavača, kao i kapacitivno opterećenje na izlazu kola C_L . Odrediti prirodnu učestanost ω_0 i faktor Q .

Rješenje 2

Na slici 1.7 je prikazan model za određivanje *open-loop* transimpedanse optičkog prijemnika.



slika 1.7

Na osnovu modela prikazanog na slici 1.7 važe sljedeće relacije:

$$g_{m1}v_{gs1} + \frac{v_{gs1}}{R_F} + i_{in} + sC_1v_{gs1} = 0 \quad (1.38)$$

$$v_{gs2} = -g_{m1}R_Dv_{gs1} \quad (1.39)$$

$$g_{m2}v_{gs2} + \frac{v_{out}}{R_F} + sC_2v_{out} = 0 \quad (1.40)$$

pri čemu je $C_1 = C_{PD} + C_{IN}$, dok je $C_2 = C_L + C_{OUT}$. Na osnovu relacija (1.38) i (1.39) slijedi da je:

$$v_{gs2} = \frac{g_{m1}R_DR_F}{(g_{m1} + sC_1)R_F + 1} i_{in} \quad (1.41)$$

dok na osnovu relacije (1.40) slijedi da je izlazni napon v_{out} :

$$v_{out} = -\frac{g_{m2}R_F}{1 + sR_FC_2} v_{gs2} \quad (1.42)$$

Na osnovu relacija (1.41) i (1.42) slijedi da je *open-loop* transimpedansa:

$$A_{open_loop} = \frac{v_{out}}{i_{in}} = -\frac{g_{m1}g_{m2}R_DR_F^2}{(1 + sR_FC_2)[(g_{m1} + sC_1)R_F + 1]} \quad (1.43)$$

Kako je faktor povratne mreže $K = -(1/R_F)$, *closed-loop* transimpedansa je data sljedećim izrazom:

$$A_{closed_loop} = -\frac{\frac{g_{m1}g_{m2}R_DR_F^2}{(1 + sR_FC_2)[(g_{m1} + sC_1)R_F + 1]}}{1 + \frac{g_{m1}g_{m2}R_DR_F}{(1 + sR_FC_2)[(g_{m1} + sC_1)R_F + 1]}} \quad (1.44)$$

Prethodni izraz se može zapisati i na sljedeći način:

$$A_{closed_loop} = -\frac{g_{m1}g_{m2}R_D}{C_1C_2} \frac{1}{s^2 + s \frac{C_1 + (1 + g_{m1}R_F)C_2}{C_1C_2R_F} + \frac{1 + (1 + g_{m2}R_D)g_{m1}R_F}{C_1C_2R_F^2}} \quad (1.45)$$

Kako je $g_{m2}R_D \gg 1$, za otpornosti R_F reda kilooma ($g_{m1}R_F \gg 1$), izraz za *closed-loop* transimpedansu se može aproksimirati na sljedeći način:

$$A_{closed_loop} = -\frac{g_{m1}g_{m2}R_D}{C_1C_2} \frac{1}{s^2 + s \frac{C_1 + g_{m1}R_FC_2}{C_1C_2R_F} + \frac{g_{m1}g_{m2}R_D}{C_1C_2R_F}} \quad (1.46)$$

Učestanost ω_0 je data izrazom:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}R_D}{C_1C_2R_F}} \quad (1.47)$$

Uz pretpostavku da je $g_{m1}R_FC_2 \gg C_1$, faktor Q je dat sljedećim izrazom:

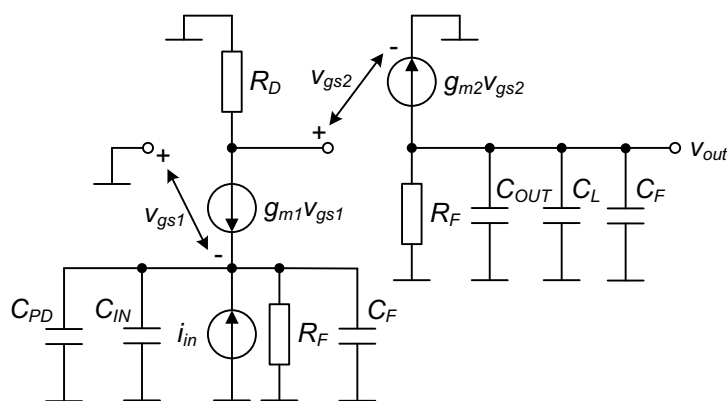
$$Q = \sqrt{\frac{g_{m2}R_DC_1}{g_{m1}R_FC_2}} \quad (1.48)$$

Može se uočiti da većim transimpedansama (otpornostima R_F) odgovara manji frekventni opseg kao i manji faktor Q .

Zadatak 3

Izvršiti frekvencijsku kompenzaciju optičkog prijemnika. Odrediti *closed-loop* transimpedansu, prirodnu učestanost ω_0 i faktor Q .

Frekvencijska kompenzacija se vrši umetanjem kondenzatora C_F paralelno otporniku R_F u granu negativne povratne sprege. Na slici 1.8 je prikazan model za određivanje *open-loop* pojačanja kompenzovanog optičkog prijemnika.



slika 1.8

Na osnovu modela prikazanog na slici 1.8, i relacije (1.43), *open-loop* transimpedansa kompenzovanog optičkog prijemnika je data izrazom:

$$A_{open_loop} = \frac{v_{out}}{i_{in}} = -\frac{g_{m1}g_{m2}R_DR_F^2}{(1 + sR_FC_2)[(g_{m1} + sC_1)R_F + 1]} \quad (1.49)$$

pri čemu je $C_1 = C_{PD} + C_{IN} + C_F$, dok je $C_2 = C_L + C_{OUT} + C_F$.

Kako je faktor povratne mreže $K = -(1+sC_FR_F) / R_F$, *closed-loop* transimpedansa je data sljedećim izrazom:

$$A_{closed_loop} = -\frac{\frac{g_{m1}g_{m2}R_D R_F^2}{(1+sR_FC_2)[(g_{m1}+sC_1)R_F+1]}}{1+\frac{g_{m1}g_{m2}R_D R_F(1+sR_FC_F)}{(1+sR_FC_2)[(g_{m1}+sC_1)R_F+1]}} \quad (1.50)$$

Prethodni izraz se može zapisati i na sljedeći način:

$$A_{closed_loop} = -\frac{g_{m1}g_{m2}R_D}{C_1C_2} \frac{1}{s^2 + s\frac{C_1 + g_{m1}R_F(C_2 + g_{m2}R_DC_F)}{C_1C_2R_F} + \frac{1 + (1 + g_{m2}R_D)g_{m1}R_F}{C_1C_2R_F^2}} \quad (1.51)$$

Kako je $g_{m2}R_D \gg 1$, za otpornosti R_F reda kilooma ($g_{m1}R_F \gg 1$), izraz za *closed-loop* transimpedansu se može aproksimirati na sljedeći način:

$$A_{closed_loop} \approx -\frac{g_{m1}g_{m2}R_D}{C_1C_2} \frac{1}{s^2 + s\frac{C_1 + g_{m1}R_F(C_2 + g_{m2}R_DC_F)}{C_1C_2R_F} + \frac{g_{m1}g_{m2}R_D}{C_1C_2R_F}} \quad (1.52)$$

Kapacitivnosti C_1 i C_2 su istog reda veličine, pa je $g_{m1}R_F(C_2 + g_{m2}R_DC_F) \gg C_1$. Slijedi da je konačan izraz za *closed-loop* transimpedansu:

$$A_{closed_loop} \approx -\frac{g_{m1}g_{m2}R_D}{C_1C_2} \frac{1}{s^2 + s\frac{g_{m1}(C_2 + g_{m2}R_DC_F)}{C_1C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}R_D}{C_1C_2R_F}} \quad (1.53)$$

Učestanost ω_0 je data izrazom:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}R_D}{C_1C_2R_F}} \quad (1.54)$$

Faktor Q je dat sljedećim izrazom:

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m2}R_DC_1C_2}{g_{m1}R_F} \frac{1}{C_2 + g_{m2}R_DC_F}} \quad (1.55)$$

Ukoliko je $(C_{PD} + C_{IN}) \gg C_F$ i $(C_L + C_{OUT}) \gg C_F$, frekventni opseg optičkog prijemnika se neće narušiti kompenzacijom, relacije (1.47) i (1.54).

Za stabilan sistem, potrebno je da $Q < 0.707$, što znači da kompenzacionu kapacitivnost C_F treba izabrati prema sljedećoj nejednakosti:

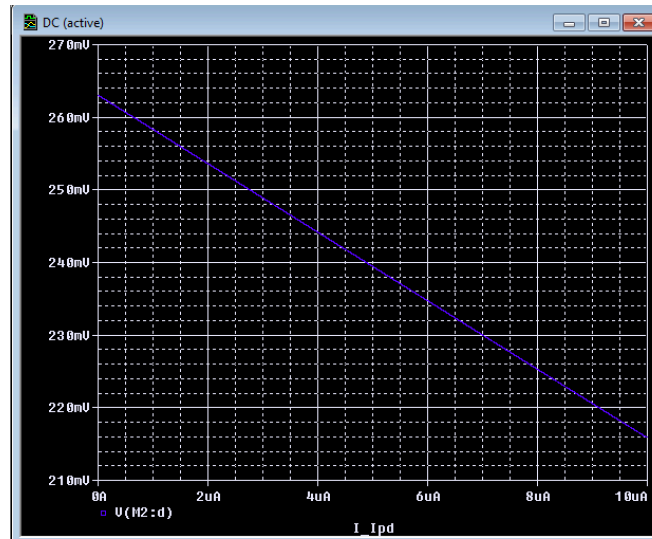
$$C_F > \sqrt{\frac{2C_1C_2}{g_{m1}g_{m2}R_DR_F} - \frac{C_2}{g_{m2}R_D}} = \frac{\sqrt{2}}{R_F\omega_0} - \frac{C_2}{g_{m2}R_D} \quad (1.56)$$

Iz prethodnog izraza se može zaključiti da je za manju transimpedansu (otpornost R_F) potrebno izabrati veću kompenzacionu kapacitivnost C_F .

VJEŽBE

- Za prethodno analizirano kolo, izvršiti DC analizu za opseg ulazne struje $0 \text{ A} \leq I_{PD} \leq 10 \text{ }\mu\text{A}$, sa korakom $\Delta I_{PD} = 1 \text{ nA}$, pri čemu je otpornost $R_F = 5 \text{ k}\Omega$.

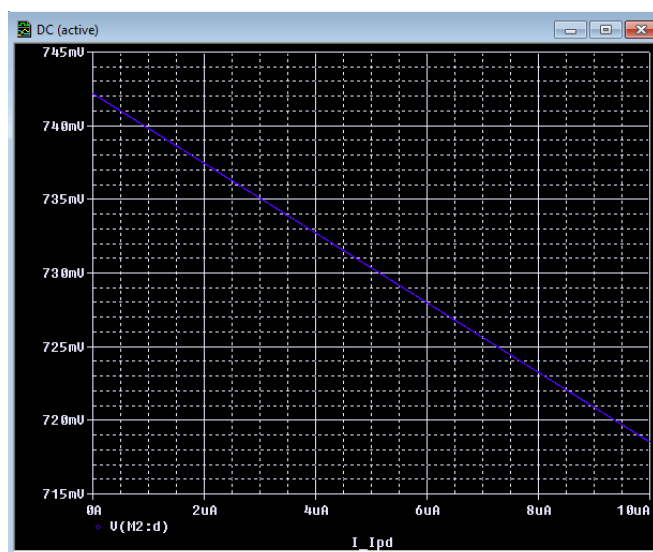
Na slici 1.1 su prikazani rezultati simulacije.



slika 1.1

- Ponoviti prethodnu DC analizu za otpornost $R_F = 2.5 \text{ k}\Omega$.

Na slici 1.2 su prikazani rezultati simulacije.

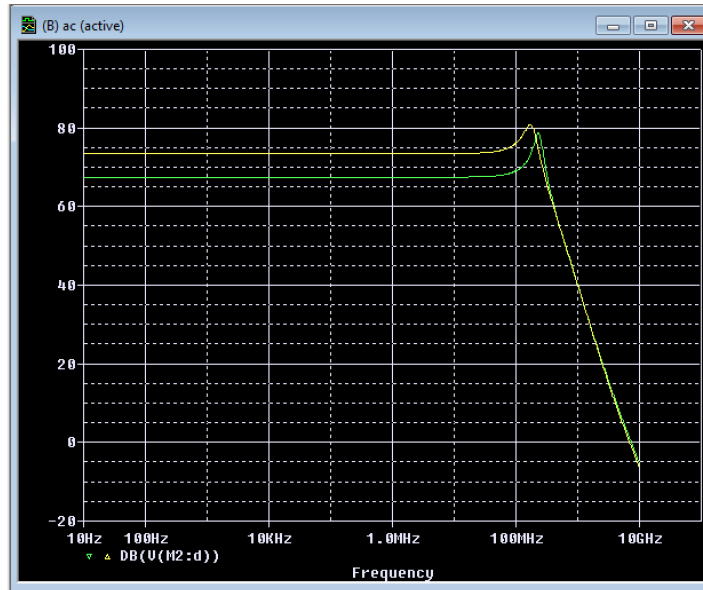


slika 1.2

Uporediti rezultate simulacija sa onim dobijenim računskim putem. Grafički prikazati transimpedansu kola.

- Za prethodno analizirano kolo, izvršiti parametarsku AC analizu za opseg frekvencija od 10 Hz do 10 GHz, pri čemu je parametar otpornost R_F koja ima vrijednosti 2.5 k Ω i 5 k Ω . Kapacitivno opterećenje na izlazu je 1 pF.

Na slici 1.3 su prikazani rezultati simulacije. Očigledno je frekventni opseg veći za manju vrijednost transimpedanse, međutim i faktor Q ima veću vrijednost.

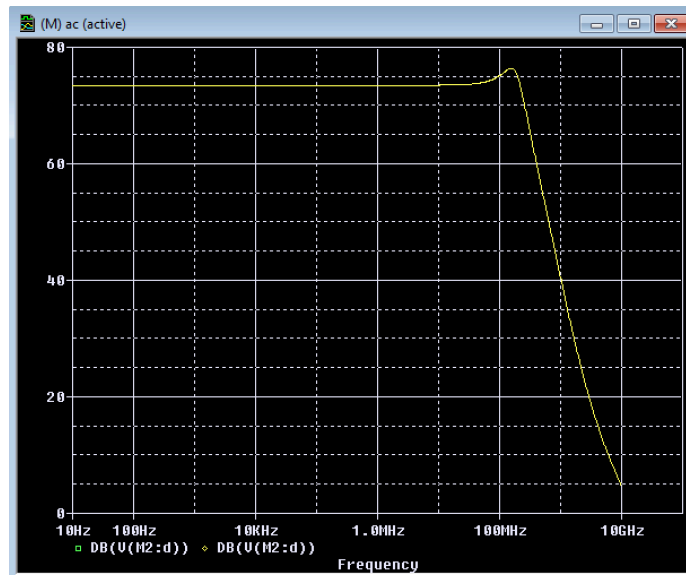


slika 1.3

Uporediti rezultate simulacija sa onim dobijenim računskim putem.

- Izvršiti frekventijsku kompenzaciju. Kapacitivnost kompenzacionog kondenzatora je $C_F = 65$ fF. Ponoviti AC analizu za opseg frekvencija od 10 Hz do 10 GHz, pri čemu je otpornost $R_F = 5$ k Ω . Kapacitivno opterećenje na izlazu je 1 pF.

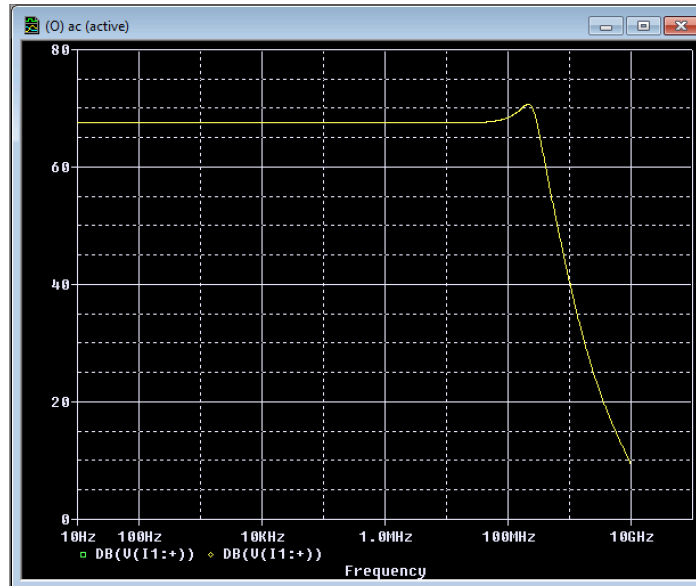
Na slici 1.4 su prikazani rezultati simulacije.



slika 1.4

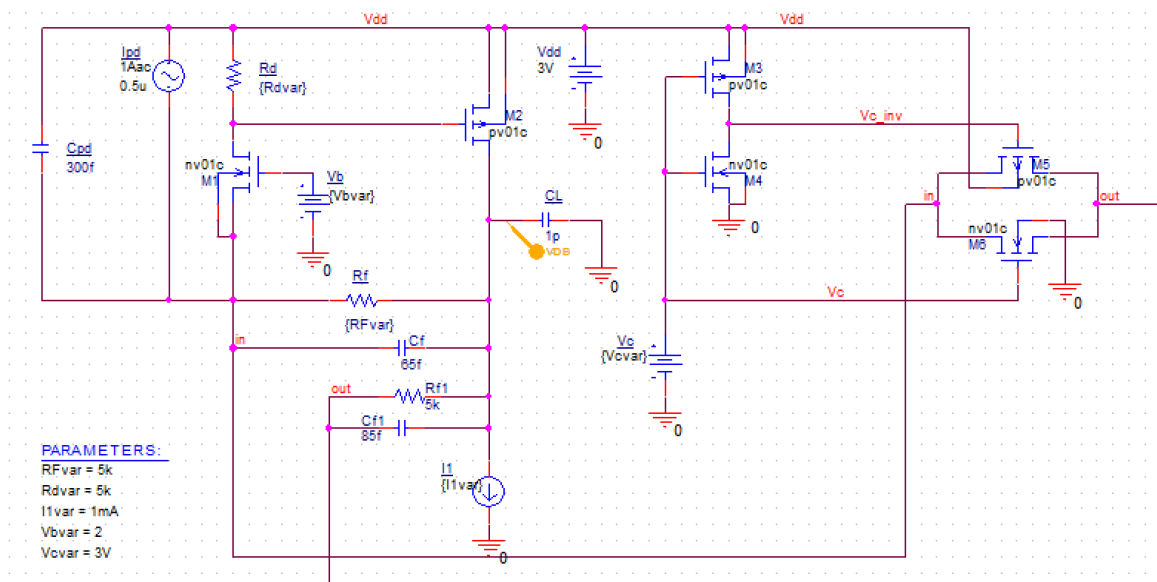
- Izvršiti frekventijsku kompenzaciju za vrijednost otpornosti $R_F = 2.5$ k Ω . Ponoviti AC analizu za opseg frekvencija od 10 Hz do 10 GHz. Kapacitivno opterećenje na izlazu je 1 pF. Kapacitivnost kompenzacionog kondenzatora izabrati tako da nivo maksimuma amplitudno-frekventne karakteristike u odnosu na jednosmjernu transimpedansu bude približan kao za $R_F = 5$ k Ω .

Rezultati simulacije za $C_F = 150$ fF su prikazani na slici 1.5.



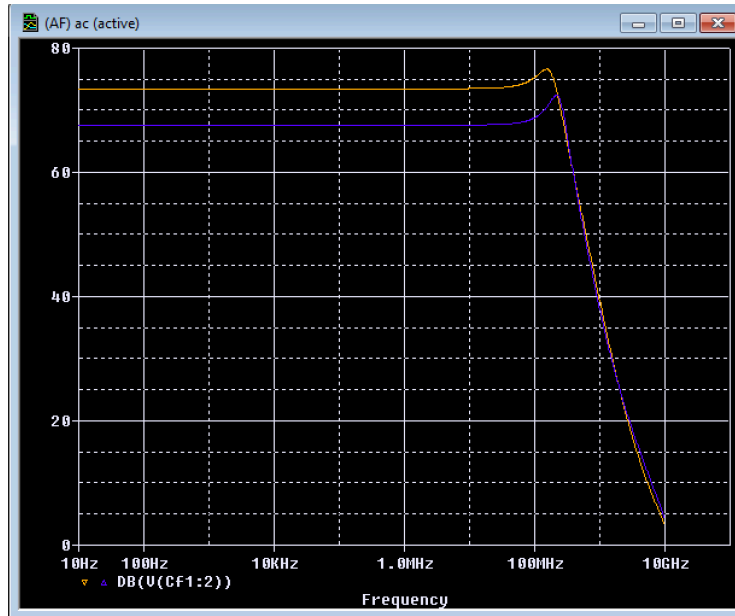
slika 1.5

- Uz pomoć bilateralnog CMOS prekidača obezbijediti promjenljivu transimpedansu optičkog prijemnika, slika 1.6. Izvršiti AC analizu za „otvoren prekidač“ ($R_F = 5 \text{ k}\Omega$) i za „zatvoren prekidač“ ($R_F = 2.5 \text{ k}\Omega$). Dimenzije n-kanalnih MOSFET-ova u sklopu bilateralnog CMOS prekidača su $(W/L)_n = (0.7 \text{ }\mu\text{m} / 15 \text{ }\mu\text{m})$, dok su dimenzije p-kanalnih MOSFET-ova u sklopu bilateralnog CMOS prekidača su $(W/L)_p = (0.7 \text{ }\mu\text{m} / 45 \text{ }\mu\text{m})$. Voditi računa o pravilnom odabiru kompenzacionih kapacitivnosti.



slika 1.6

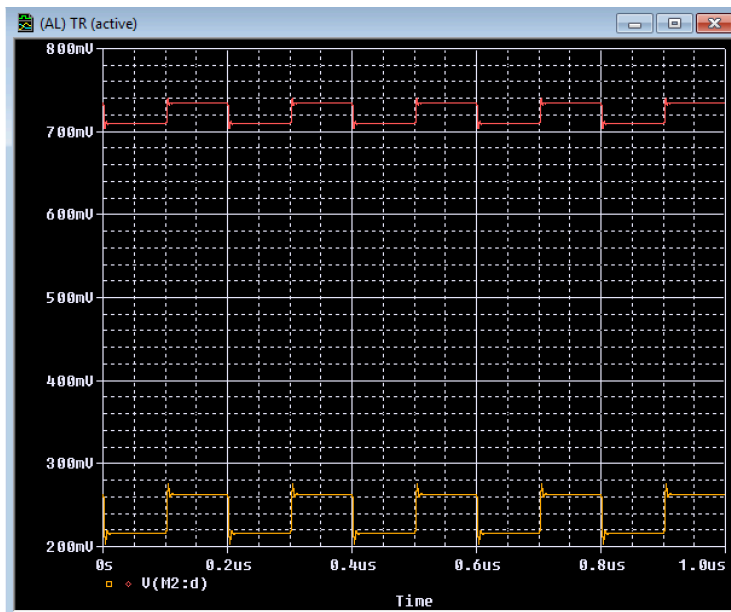
Rezultati simulacije prikazani su na slici 1.7. Može se uočiti da je maksimum amplitudno-frekventne karakteristike za slučaj manje transimpedanse („zatvoren prekidač“) više izražen. Naime, bilateralni CMOS prekidač unosi svoju parazitnu kapacitivnost, pa je potrebno dodatno korigovati kompenzacionu kapacitivnost. Ispostavlja se da kompenzaciona kapacitivnost za slučaj „zatvoren prekidač“ ($R_F = 2.5 \text{ k}\Omega$), koja se prekidačem uključuje u kolo treba da bude 130 fF , kako bi se zadržao isti nivo maksimuma amplitudno-frekventne karakteristike u odnosu na DC transimpedansu.



slika 1.7

- Izvršiti parametarsku vremensku analizu za kapacitivno opterećenje na izlazu od 1 pF, pri čemu je parametar kontrolni napon bilateralnog CMOS prekidača V_C koji ima vrijednosti 0 V i V_{DD} . Na ulaz kola dovesti kvadratni talasni oblik *peak-to-peak* vrijednosti 10 μ A i frekvencije 5 MHz.

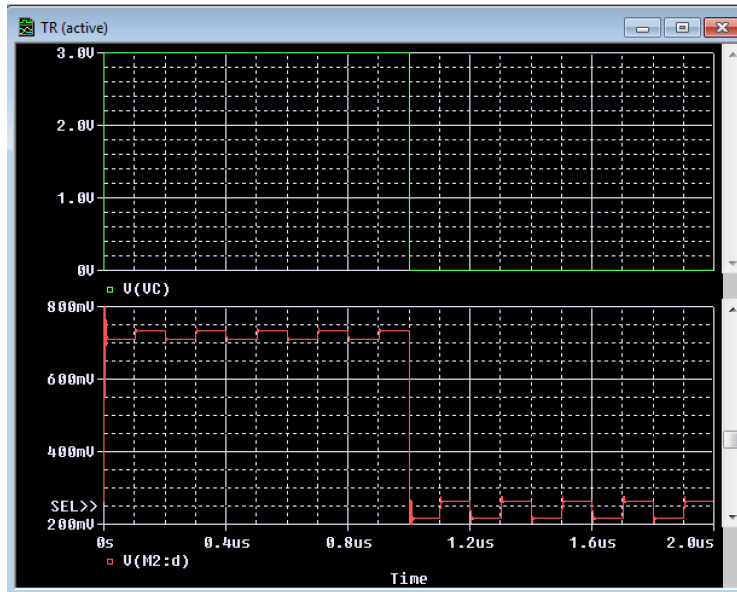
Na slici 1.8 je prikazan rezultat simulacije.



slika 1.8

- Ponoviti prethodnu analizu u vremenskom domenu, pri čemu je kontrolni napon bilateralnog CMOS prekidača V_C kvadratni talasni oblik frekvencije 1 MHz.

Na slici 1.9 je prikazan rezultat simulacije.



slika 1.9

Domaći zadatak (5 poena)

Modifikovati kolo tako da ima dvije diskretne vrijednosti transimpedanse $15 \text{ k}\Omega$ i $30 \text{ k}\Omega$. Objasniti. Prikazati odgovarajuće simulacione dijagrame u skladu sa prethodnim primjerom.