

PRIMJER OPTIČKOG PRIJEMNIKA SA PROMJENLJIVOM TRANSIMPEDANSOM NA BAZI PREKIDAČKIH TEHNIKA

Zadatak 1

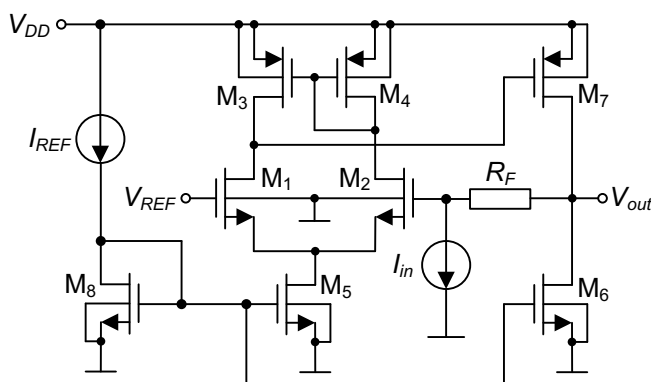
Za transimpedansni pojačavač prikazan na slici 1.1 odrediti:

- Zavisnost izlaznog napona V_{OUT} od ulazne struje I_{IN} , za opseg ulazne struje $0 < I_{IN} < 1 \mu\text{A}$. Koja je maksimalna vrijednost transimpedanse kola?
- Open-loop* transimpedansu, *closed-loop* transimpedansu, *open-loop* ulaznu i izlaznu otpornost, *closed-loop* ulaznu i izlaznu otpornost.

Poznato je: napon napajanja kola $V_{DD} = 3 \text{ V}$, referentna polarizaciona struja $I_{REF} = 70 \mu\text{A}$, referentni napon $V_{REF} = 2 \text{ V}$, napon praga n-kanalnog MOSFET-a $V_{tn} = 550 \text{ mV}$, napon praga p-kanalnog MOSFET-a $V_{tp} = -660 \text{ mV}$, transkonduktanski parametar n-kanalnog MOSFET-a $k'_n = 137.5 \mu\text{A/V}^2$, transkonduktanski parametar p-kanalnog MOSFET-a $k'_p = 51 \mu\text{A/V}^2$, parametar $V'_{An} = 11 \text{ V} / \mu\text{m}$, parametar $V'_{Ap} = 5.1 \text{ V} / \mu\text{m}$. Dimenzije MOSFET-ova su date u tabeli 1.1.

Tabela 1.1 - Dimenzije MOSFET-ova

MOSFET	$L [\mu\text{m}]$	$W [\mu\text{m}]$
M ₁	0.7	100
M ₂	0.7	100
M ₃	1	50
M ₄	1	50
M ₅	0.7	35
M ₆	0.7	35
M ₇	1	100
M ₈	0.7	35

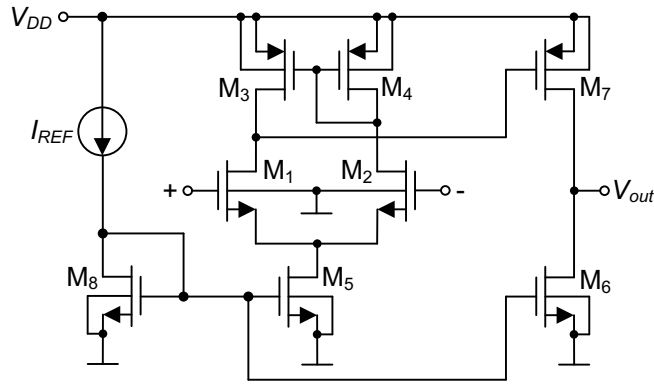


slika 1.1

Rješenje 1

Transimpedansni pojačavač je realizovan upotrebom dvostepenog operacionog pojačavača. Ulazni diferencijalni par operacionog pojačavača čine MOSFET-ovi M₁ i M₂, sa aktivnim opterećenjem (MOSFET-ovi M₃ i M₄). Izlazni stepen je u formi pojačavača sa zajedničkim sorsom (MOSFET M₇) sa aktivnim opterećenjem (MOSFET M₆). Strujno ogledalo koga čine MOSFET-ovi M₅ i M₈ daje polarizacionu struju za ulazni diferencijalni par.

Dvostepeni operacioni pojačavač u sklopu transimpedansnog pojačavača prikazan je na slici 1.2.



slika 1.2

Kako su MOSFET-ovi M_5 i M_8 identičnih karakteristika i njihovi naponi gejt-sors su jednaki, struja drejna MOSFET-a M_5 je:

$$I_{D5} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_5}{\left(\frac{W}{L}\right)_8} I_{D8} = I_{REF} = 70 \mu A \quad (1.1)$$

Struje ostalih MOSFET-ova su:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{REF}}{2} = 35 \mu A \quad (1.2)$$

$$I_{D3} = I_{D1} = \frac{I_{REF}}{2} = 35 \mu A \quad (1.3)$$

$$I_{D4} = I_{D2} = \frac{I_{REF}}{2} = 35 \mu A \quad (1.4)$$

Kako su MOSFET-ovi M_5 i M_6 identičnih karakteristika i njihovi naponi gejt-sors su jednaki, struja drejna MOSFET-a M_6 je:

$$I_{D6} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_6}{\left(\frac{W}{L}\right)_5} I_{D5} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_6}{\left(\frac{W}{L}\right)_5} I_{REF} = 70 \mu A \quad (1.5)$$

Struja MOSFET-a M_7 jednaka je struji MOSFET-a M_6 :

$$I_{D7} = I_{D6} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_6}{\left(\frac{W}{L}\right)_5} I_{REF} = 70 \mu A \quad (1.6)$$

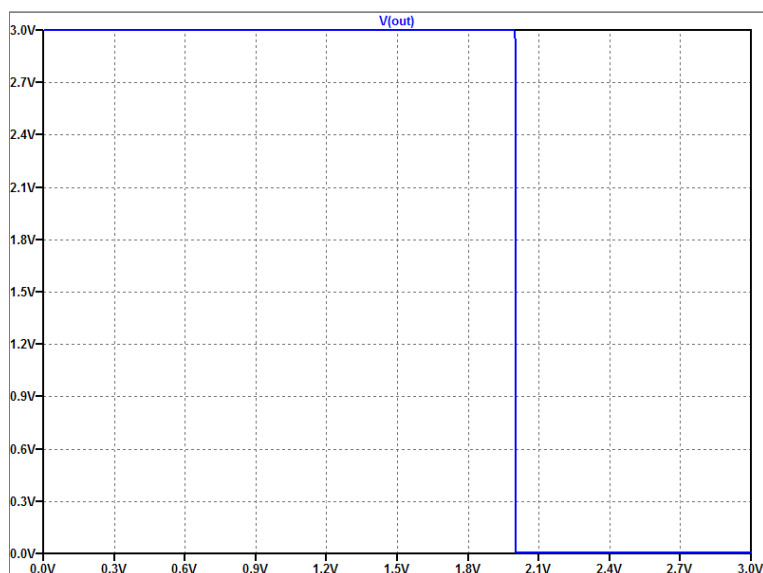
U cilju analize sistematskog *offset*-a, posmatra se situacija kada su ulazni terminali uzemljeni. Ukoliko je ulazni stepen savršeno uparen, naponi na drejnu MOSFET-ova M_3 i M_4 će biti jednaki. To znači da će napon gejt-sors MOSFET-a M_7 biti jednak naponu gejt-sors MOSFET-a M_3 . To dalje znači da će struja MOSFET-a M_7 biti:

$$I_{D7} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_7}{\left(\frac{W}{L}\right)_3} I_{D3} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_7}{\left(\frac{W}{L}\right)_3} \frac{I_{REF}}{2} = 70 \mu A \quad (1.7)$$

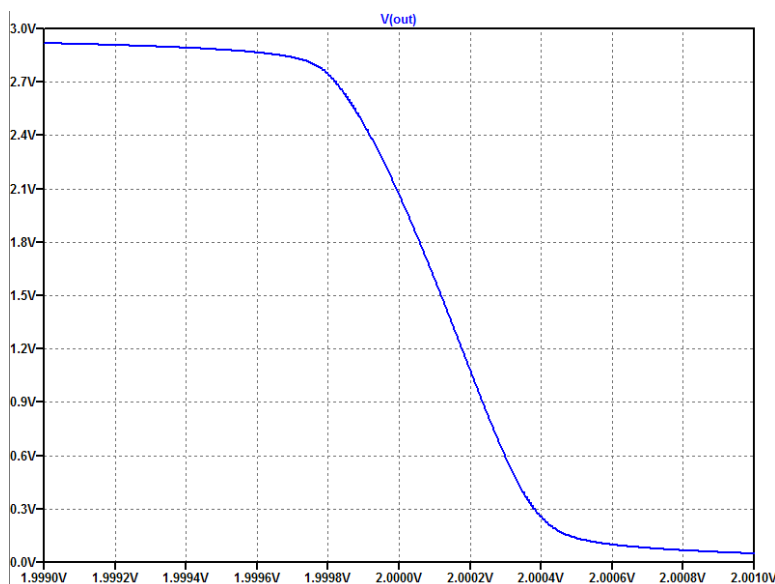
Dakle, u cilju eliminacije sistematskog *offset*-a, potrebno je da bude ispunjen sljedeći uslov:

$$\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_7}{\left(\frac{W}{L}\right)_3} = 2 \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_6}{\left(\frac{W}{L}\right)_5} \quad (1.8)$$

Prenosna *open-loop* karakteristika operacionog pojačavača (pri čemu je za pozitivni ulaz vezan referentni napon $V_{REF} = 2$ V, dok se napon na pozitivnom ulazu mijenja od 0 do 3 V) prikazana je na slici 1.3, dok je na slici 1.4 prikazan dio prenosne karakteristike za ulazni napon u okolini $V_{REF} = 2$ V.



slika 1.3



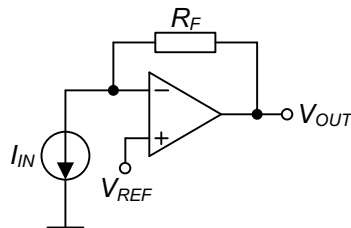
slika 1.4

Može se uočiti da je opseg izlaznog napona, za koji je prenosna karakteristika približno linearna, od 300 mV do 2.7 V. Prema rezultatima simulacije, *open-loop* DC pojačanje operacionog pojačavača iznosi - 4420.

Transimpedansni pojačavač je realizovan tako što je na pozitivni (+) ulaz operacionog pojačavača doveden je referentni napon V_{REF} , dok je za negativni (-) ulaz povezan strujni izvor I_{IN} . Preko otpornika R_F uspostavljena je negativna povratna sprega.

Na osnovu kola prikazanog na slici 1.5, slijedi da je izlazni napon V_{OUT} dat izrazom:

$$V_{OUT} = V_{REF} + R_F I_{IN} \quad (1.9)$$



slika 1.5

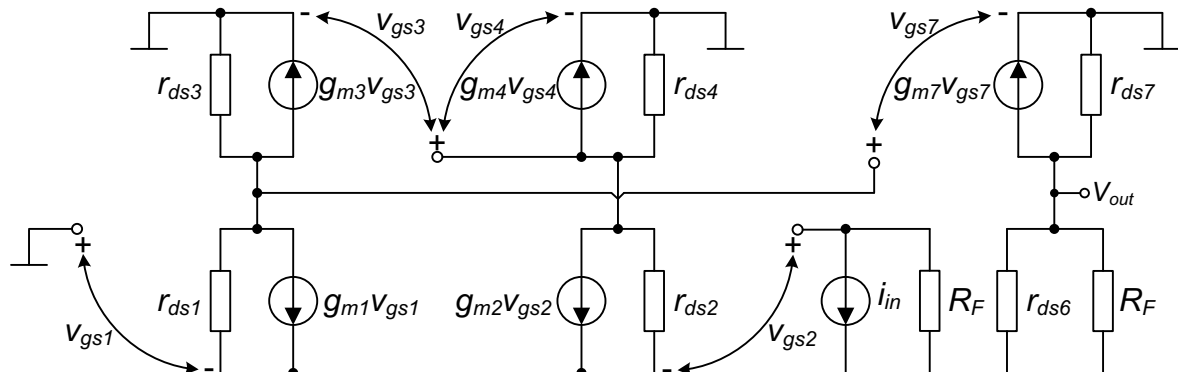
Izlazni napon mora biti u okviru radnog opseg operacionog pojačavača, što znači da:

$$R_F I_{IN} < 0.7 \text{ V} \quad (1.10)$$

Kako je opseg ulazne struje od 0 do 1 μA , otpornost R_F mora ispunjavati sljedeći uslov:

$$R_F < 700 \text{ k}\Omega \quad (1.11)$$

b) Model za male signale za izračunavanje *open-loop* transimpedanse prikazan je na slici 1.6. Polarizacioni strujni izvor je u ovoj analizi smatran idealnim.



slika 1.6

Na osnovu modela prikazanog na slici 1.6 važe sljedeće relacije:

$$g_{m1}v_{gs1} + \frac{v_{gs7} + v_{gs1}}{r_{ds1}} + g_{m3}v_{gs3} + \frac{v_{gs7}}{r_{ds3}} = 0 \quad (1.12)$$

$$g_{m1}v_{gs1} + g_{m3}v_{gs3} + v_{gs7} \left(\frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{r_{ds3}} \right) = 0 \quad (1.13)$$

$$g_{m2}v_{gs2} + \frac{v_{gs2} + v_{gs4} + R_F i_{in}}{r_{ds2}} + g_{m4}v_{gs4} + \frac{v_{gs4}}{r_{ds4}} = 0 \quad (1.14)$$

$$v_{gs4} = v_{gs3} \quad (1.15)$$

Na osnovu prethodne dvije relacije, uz odgovarajuće aproksimacije, dobija se:

$$g_{m2}v_{gs2} + g_{m4}v_{gs3} + \frac{R_F i_{in}}{r_{ds2}} = 0 \quad (1.16)$$

Dalje je:

$$v_{gs1} - v_{gs2} - R_F i_{in} = 0 \quad (1.17)$$

Na osnovu dvije prethodne relacije, slijedi:

$$g_{m2}(v_{gs1} - R_F i_{in}) + g_{m4}v_{gs3} + \frac{R_F i_{in}}{r_{ds2}} = 0 \quad (1.18)$$

Slijedi da je napon v_{gs3} :

$$v_{gs3} = -\frac{g_{m2}}{g_{m4}}(v_{gs1} - R_F i_{in}) - \frac{R_F i_{in}}{g_{m4}r_{ds2}} \quad (1.19)$$

Na osnovu relacija (1.13) i (1.19), dobija se sljedeći izraz:

$$g_{m1}v_{gs1} - \frac{g_{m2}g_{m3}}{g_{m4}}(v_{gs1} - R_F i_{in}) - \frac{g_{m3}R_F i_{in}}{g_{m4}r_{ds2}} + v_{gs7}\left(\frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{r_{ds3}}\right) = 0 \quad (1.20)$$

Kako je $g_{m1} = g_{m2}$ i $g_{m3} = g_{m4}$, uz odgovarajuće aproksimacije, slijedi:

$$g_{m2}R_F i_{in} + v_{gs7}\left(\frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{r_{ds3}}\right) = 0 \quad (1.21)$$

Izlazni napon v_{out} je:

$$v_{out} = -g_{m7}v_{gs7}(R_F \parallel r_{ds6} \parallel r_{ds7}) = g_{m2}g_{m7}R_F(r_{ds1} \parallel r_{ds3})(R_F \parallel r_{ds6} \parallel r_{ds7})i_{in} \quad (1.22)$$

Slijedi da je *open-loop* transimpedansa:

$$A_{open_loop} = \frac{v_{out}}{i_{in}} = g_{m2}g_{m7}R_F(r_{ds1} \parallel r_{ds3})(R_F \parallel r_{ds6} \parallel r_{ds7}) \quad (1.23)$$

Transkonduktansa g_{m2} iznosi:

$$g_{m2} = \sqrt{2k'_n\left(\frac{W}{L}\right)_2 I_{D2}} = 1.17 \text{ mS} \quad (1.24)$$

Transkonduktansa g_{m7} iznosi:

$$g_{m7} = \sqrt{2k'_p\left(\frac{W}{L}\right)_7 I_{D7}} = 0.84 \text{ mS} \quad (1.25)$$

Izlazna otpornost MOSFET-a M_1 iznosi:

$$r_{ds1} = \frac{V'_{An}L_1}{I_{D1}} = 220 \text{ k}\Omega \quad (1.26)$$

Izlazna otpornost MOSFET-a M_3 iznosi:

$$r_{ds3} = \frac{V'_{Ap}L_3}{I_{D3}} = 145.71 \text{ k}\Omega \quad (1.27)$$

Izlazna otpornost MOSFET-a M_6 iznosi:

$$r_{ds6} = \frac{V'_{An} L_6}{I_{D6}} = 110 \text{ k}\Omega \quad (1.28)$$

Izlazna otpornost MOSFET-a M_7 iznosi:

$$r_{ds7} = \frac{V'_{Ap} L_7}{I_{D7}} = 72.85 \text{ k}\Omega \quad (1.29)$$

Treba napomenuti da *open-loop* DC naponsko pojačanje samog operacionog pojačavača A_{v0} iznosi:

$$A_{v0} = -g_{m2}g_{m7}(r_{ds1} \parallel r_{ds3})(r_{ds6} \parallel r_{ds7}) \approx -3752 \quad (1.30)$$

što je približno jednako vrijednosti pojačanja, koja je dobijena simulacijama.

Faktor povratne grane K je:

$$K = \frac{1}{R_F} \quad (1.31)$$

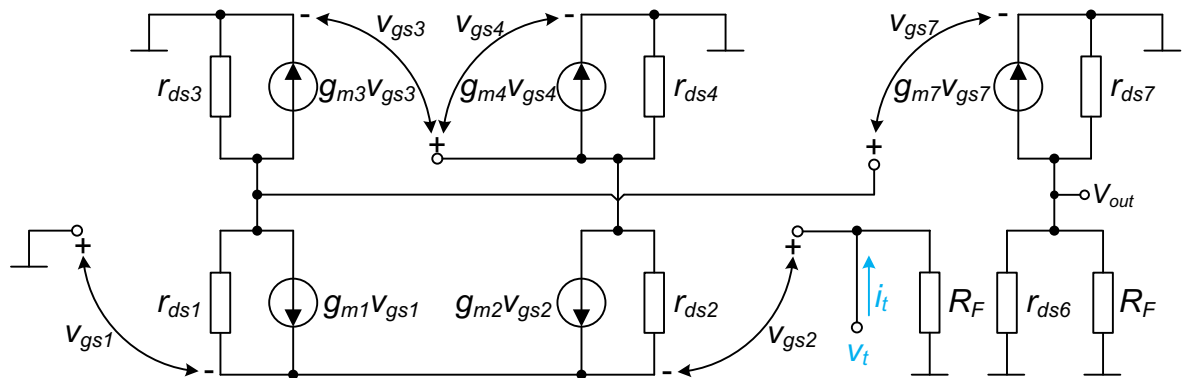
Closed-loop transimpedansa je data sljedećim izrazom:

$$A_{closed_loop} = \frac{g_{m2}g_{m7}R_F(r_{ds1} \parallel r_{ds3})(R_F \parallel r_{ds6} \parallel r_{ds7})}{1 + g_{m2}g_{m7}(r_{ds1} \parallel r_{ds3})(R_F \parallel r_{ds6} \parallel r_{ds7})} \quad (1.32)$$

Za vrijednost otpornosti R_F reda stotinu kilooma, prethodni izraz se svodi na:

$$A_{closed_loop} \approx R_F \quad (1.33)$$

Model za izračunavanje ulazne *open-loop* otpornosti je prikazan na slici 1.7.



slika 1.7

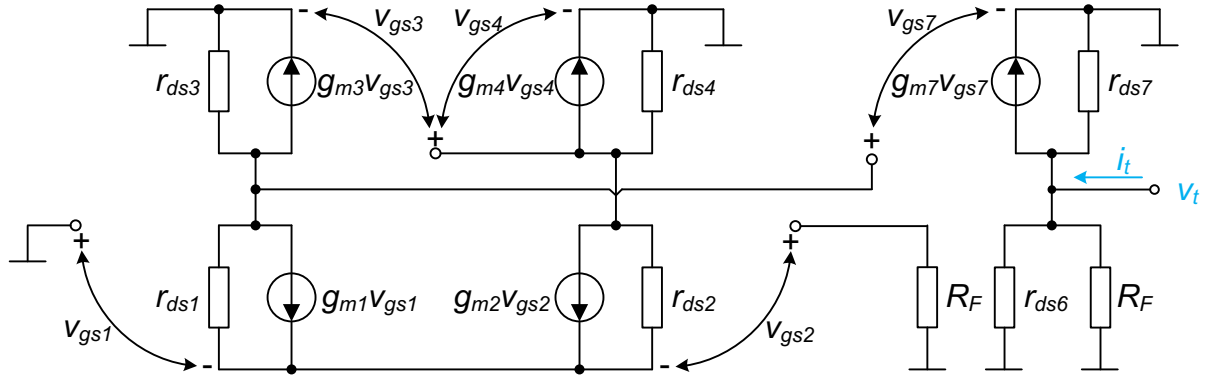
Na osnovu modela prikazanog na slici 1.7 jednostavno se dobija da je ulazna *open-loop* otpornost:

$$R_{in_open_loop} = R_F \quad (1.34)$$

Model za izračunavanje izlazne *open-loop* otpornosti je prikazan na slici 1.8.

Na osnovu modela prikazanog na slici 1.8 jednostavno se dobija da je izlazna *open-loop* otpornost:

$$R_{out_open_loop} = R_F \parallel r_{ds6} \parallel r_{ds7} \quad (1.35)$$



slika 1.8

Closed-loop ulazna otpornost je data sljedećim izrazom:

$$R_{in_closed_loop} = \frac{R_F}{1 + g_{m2}g_{m7}(r_{ds1} \parallel r_{ds3})(R_F \parallel r_{ds6} \parallel r_{ds7})} \quad (1.36)$$

$$\approx \frac{R_F}{g_{m2}g_{m7}(r_{ds1} \parallel r_{ds3})(R_F \parallel r_{ds6} \parallel r_{ds7})}$$

Closed-loop izlazna otpornost je data sljedećim izrazom:

$$R_{out_closed_loop} = \frac{R_F \parallel r_{ds6} \parallel r_{ds7}}{1 + g_{m2}g_{m7}(r_{ds1} \parallel r_{ds3})(R_F \parallel r_{ds6} \parallel r_{ds7})} \quad (1.37)$$

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

$$R_{out_closed_loop} \approx \frac{1}{g_{m2}g_{m7}(r_{ds1} \parallel r_{ds3})} \approx 12 \, \Omega \quad (1.38)$$

Može se primijetiti da *closed-loop* ulazna i izlazna otpornost imaju male vrijednosti, značajno manje nego u *open-loop* konfiguraciji, kako je i očekivano.

Zadatak 2

Transimpedansni pojačavač prikazan na slici 1.1 koristi se za realizaciju optičkog prijemnika. Odrediti *closed-loop* transimpedansu optičkog prijemnika uzimajući u obzir parazitnu kapacitivnost fotodiode C_{PD} i ulaznu kapacitivnost C_{IN} transimpedansnog pojačavača. Operacioni pojačavač modelovati prenosnom karakteristikom sa jednim dominantnim polom. Operacioni pojačavač je interno kompenzovan umetanjem redne veze otpornika R_C i kondenzatora C_C , između drejna i gjeta MOSFET-a M_7 . Odrediti prirodnu učestanost ω_0 i faktor Q .

Rješenje 2

Closed-loop transimpedansa optičkog prijemnika je data izrazom (pogledati uvodno predavanje):

$$A_{closed_loop} = \frac{A_{v0}\omega_b}{C_1} \frac{1}{s^2 + s \frac{1 + \omega_b R_F C_1}{R_F C_1} + \frac{(A_{v0} + 1)\omega_b}{R_F C_1}} \quad (1.39)$$

pri čemu je $C_l = C_{PD} + C_{IN}$, dok je učestanost dominantnog pola ω_b :

$$\omega_b = \frac{1}{g_{m7}(r_{ds1} \parallel r_{ds3})(r_{ds6} \parallel r_{ds7})C_C} \quad (1.40)$$

pri čemu je C_C kompenzaciona kapacitivnost samog operacionog pojačavača između gejta i drejna MOSFET-a M_7 . Za kompenzacionu kapacitivnost od 3 pF, učestanost dominantnog pola je oko 15 kHz.

Slijedi da je prirodna učestanost ω_0 :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{(A_{v0} + 1)\omega_b}{R_F C_1}} \quad (1.41)$$

dok je faktor Q :

$$Q = \frac{\sqrt{(A_{v0} + 1)\omega_b R_F C_1}}{1 + \omega_b R_F C_1} \quad (1.42)$$

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

Za stabilan sistem, potrebno je da $Q < 0.707$, što znači da vremensku konstantu $R_F C_1$ treba izabrati prema sljedećoj nejednakosti:

$$R_F C_1 > \frac{2A_{v0}}{\omega_b} \quad (1.43)$$

Zadatak 3

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

Rješenje 3

Frekvencijska kompenzacija se vrši umetanjem kondenzatora C_F paralelno otporniku R_F u granu negativne povratne sprege. *Closed-loop* transimpedansa optičkog prijemnika je data izrazom (pogledati uvodno predavanje):

$$A_{closed_loop} = \frac{A_{v0}\omega_b}{C_1} \frac{1}{\left(1 + \frac{C_F}{C_1}\right) \left(s^2 + s \frac{C_1}{C_1 + C_F} \left[\omega_b + \frac{1}{R_F C_1} + \frac{(A_{v0} + 1)\omega_b C_F}{C_1}\right] + \frac{(A_{v0} + 1)\omega_b}{R_F(C_1 + C_F)}\right)} \quad (1.44)$$

Slijedi da je prirodna učestanost ω_0 :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{(A_{v0} + 1)\omega_b}{R_F(C_1 + C_F)}} \approx \sqrt{\frac{A_{v0}\omega_b}{R_F C_1}} \quad (1.45)$$

dok je faktor Q :

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{A_{v0}\omega_b}{R_F(C_1 + C_F)}}}{\left(1 + \frac{C_F}{C_1}\right) \left[\omega_b + \frac{1}{R_F C_1} + \frac{(A_{v0} + 1)\omega_b C_F}{C_1}\right]} \approx \frac{\sqrt{\frac{R_F C_1}{A_{v0}\omega_b}}}{\frac{1}{A_{v0}\omega_b} + R_F \left(C_F + \frac{C_1}{A_{v0}}\right)} \quad (1.46)$$

ukoliko je $(C_{PD} + C_{IN}) \gg C_F$.

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

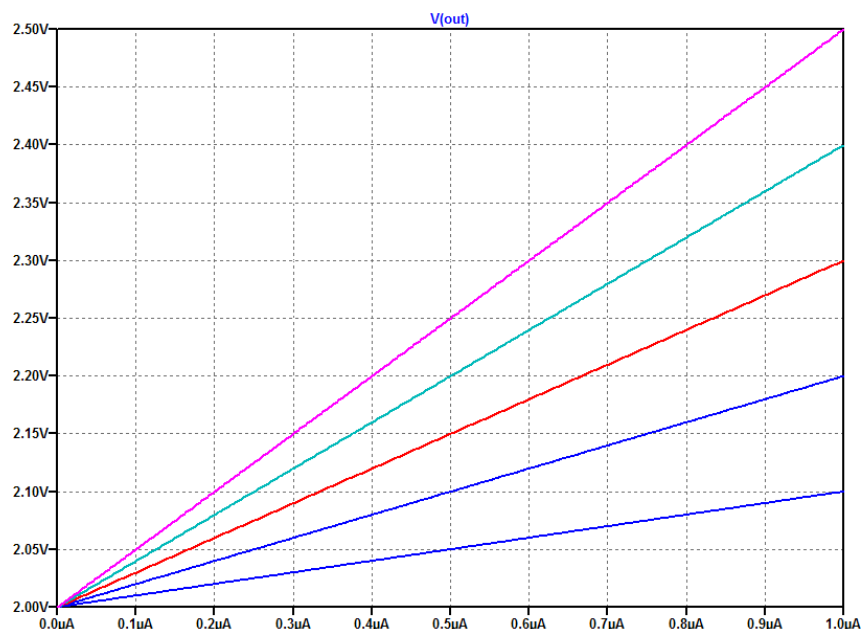
$$C_F > \sqrt{\frac{2C_1}{A_{v0}\omega_b R_F}} - \frac{C_1}{A_{v0}} - \frac{1}{A_{v0}\omega_b R_F} \quad (1.47)$$

Iz prethodnog izraza se može zaključiti da je za manju transimpedansu (otpornost R_F) potrebno izabrati veću kompenzacionu kapacitivnost C_F . Dakle, stabilnost optičkog prijemnika se može ostvariti povoljnim odabirom kompenzacione kapacitivnosti C_F , čime se neće ugroziti frekventni opseg optičkog prijemnika (1.45), ukoliko je $(C_{PD} + C_{IN}) \gg C_F$.

VJEŽBE

- Za prethodno analizirano kolo, izvršiti parametarsku DC analizu za opseg ulazne struje $0 \text{ A} \leq I_{PD} \leq 1 \text{ }\mu\text{A}$, sa korakom $\Delta I_{PD} = 100 \text{ pA}$, pri čemu je parametar otpornost $R_F = \{100 \text{ k}\Omega, 200 \text{ k}\Omega, 300 \text{ k}\Omega, 400 \text{ k}\Omega, 500 \text{ k}\Omega\}$. Operacioni pojačavač je interno kompenzovan umetanjem redne veze otpornika $R_C = 2.5 \text{ k}\Omega$ i kondenzatora $C_C = 3 \text{ pF}$, između drejna i gjeta MOSFET-a M₇.

Na slici 1.1 su prikazani rezultati simulacije.

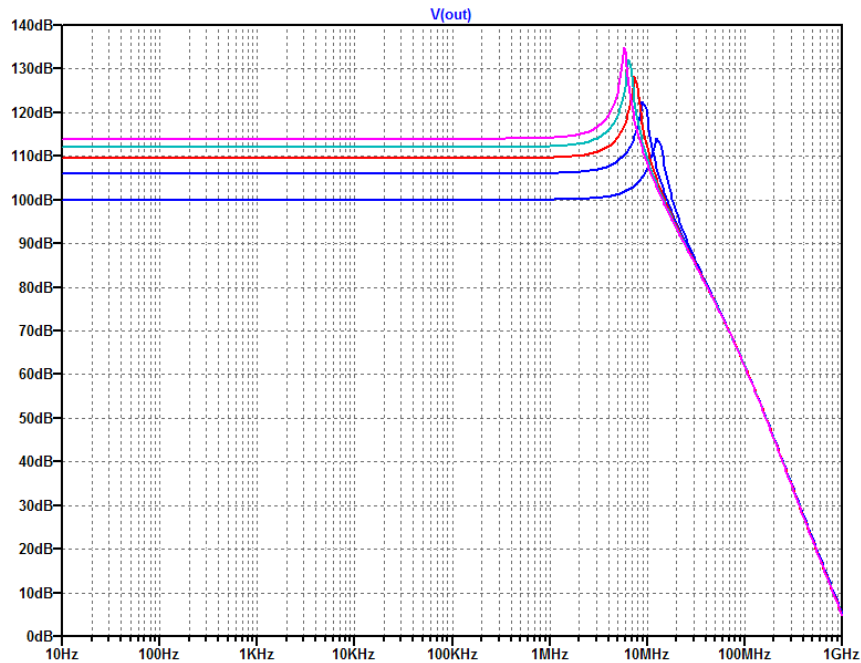


slika 1.1

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 1 GHz, pri čemu je parametar otpornost $R_F = \{100 \text{ k}\Omega, 200 \text{ k}\Omega, 300 \text{ k}\Omega, 400 \text{ k}\Omega, 500 \text{ k}\Omega\}$. Kapacitivnost fotodiode je 150 fF. Kapacitivno opterećenje na izlazu je 3 pF.

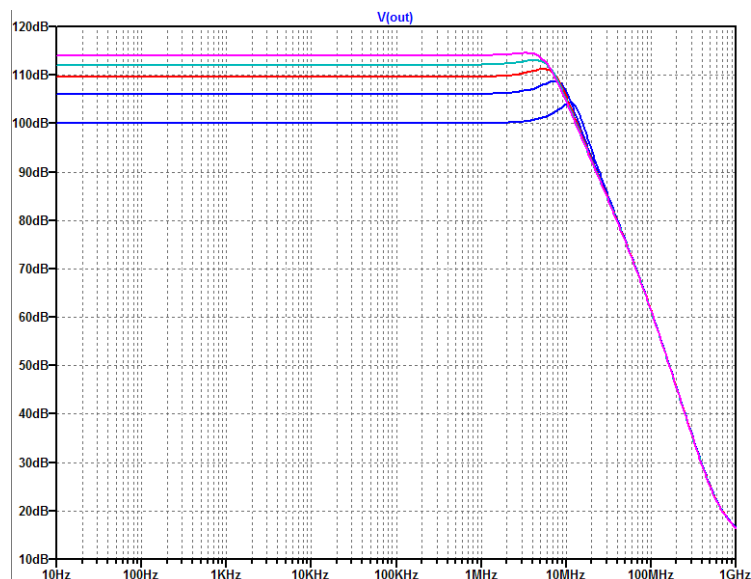
Na slici 1.2 su prikazani rezultati simulacije. Očigledno je frekventni opseg veći za manju vrijednost transimpedanse. Maksimum karakteristike je veoma izražen za sve vrijednosti transimpedanse.



slika 1.2

Uporediti rezultate simulacija sa onim dobijenim računskim putem.

- Izvršiti frekventijsku kompenzaciju. Kapacitivnost kompenzacionog kondenzatora je $C_F = 60 \text{ fF}$. Ponoviti parametarsku AC analizu za opseg frekvencija od 10 Hz do 1 GHz, pri čemu je parametar otpornost $R_F = \{100 \text{ k}\Omega, 200 \text{ k}\Omega, 300 \text{ k}\Omega, 400 \text{ k}\Omega, 500 \text{ k}\Omega\}$.



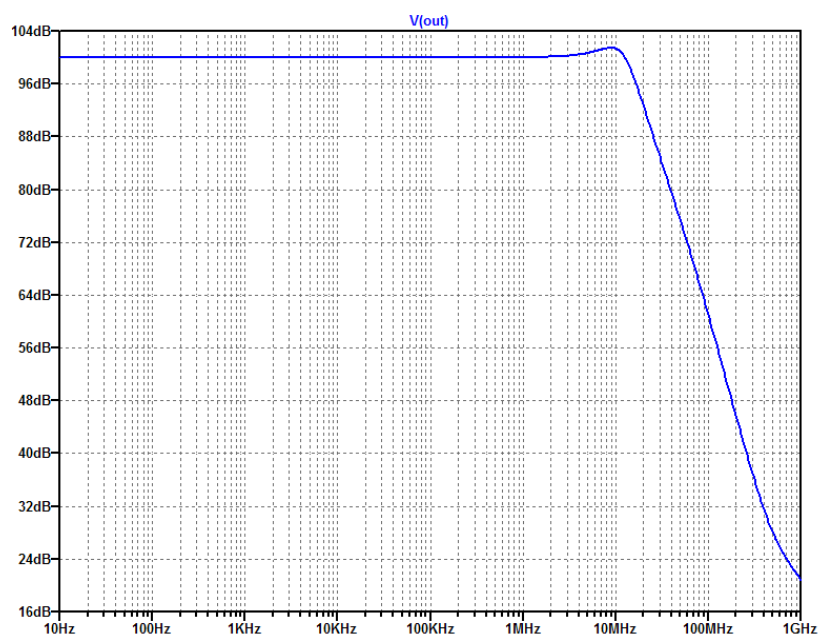
slika 1.3

Na slici 1.3 su prikazani rezultati simulacije. Može se uočiti da je za manju vrijednost transimpedanse potrebna veća vrijednost kompenzacione kapacitivnosti, što je u skladu sa relacijom (1.47).

- Izvršiti frekventijsku kompenzaciju za vrijednost otpornosti $R_F = 100 \text{ k}\Omega$. Ponoviti AC analizu za opseg frekvencija od 10 Hz do 1 GHz. Kapacitivnost kompenzacionog kondenzatora izabrati tako

da nivo maksimuma amplitudno-frekventne karakteristike u odnosu na jednosmjernu transimpedansu bude oko 1.5 dB.

Rezultati simulacije za $C_F = 105$ fF su prikazani na slici 1.4.



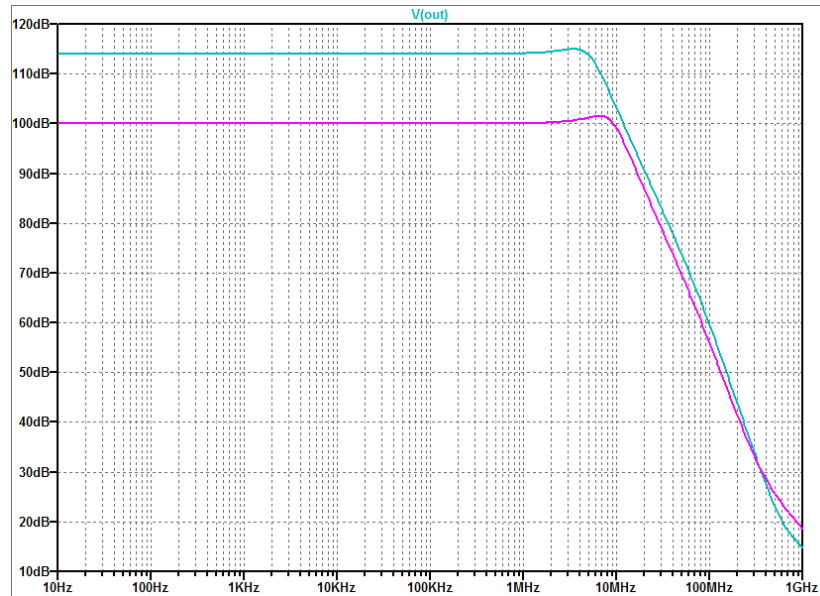
slika 1.4

- Uz pomoć bilateralnog CMOS prekidača obezbijediti promjenljivu transimpedansu optičkog prijemnika. Izvršiti AC analizu za „otvoren prekidač“ ($R_F = 500$ k Ω) i za „zatvoren prekidač“ ($R_F = 100$ k Ω). Dimenzije n-kanalnih MOSFET-ova u sklopu bilateralnog CMOS prekidača su $(W/L)_n = (15 \mu\text{m} / 0.7 \mu\text{m})$, dok su dimenzije p-kanalnih MOSFET-ova u sklopu bilateralnog CMOS prekidača su $(W/L)_p = (45 \mu\text{m} / 0.7 \mu\text{m})$. Voditi računa o pravilnom odabiru kompenzacionih kapacitivnosti.

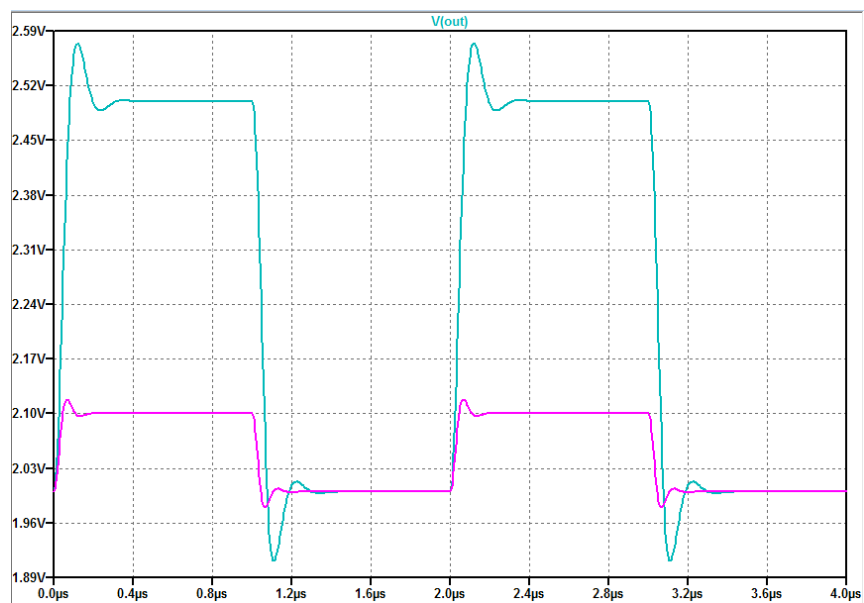
Rezultati simulacije prikazani su na slici 1.5. Može se uočiti da je maksimum amplitudno-frekventne karakteristike za slučaj manje transimpedanse („zatvoren prekidač“) više izražen. Naime, bilateralni CMOS prekidač unosi svoju parazitnu kapacitivnost, pa je potrebno dodatno korigovati kompenzacionu kapacitivnost. Ispostavlja se da ukupna kompenzaciona kapacitivnost za slučaj „zatvoren prekidač“ ($R_F = 100$ k Ω), koja se prekidačem uključuje u kolo, treba da bude 150 fF, kako bi se zadržao isti nivo maksimuma amplitudno-frekventne karakteristike u odnosu na DC transimpedansu.

- Izvršiti parametarsku vremensku analizu za kapacitivno opterećenje na izlazu od 3 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 1 μA i frekvencije 0.5 MHz.

Na slici 1.6 je prikazan rezultat simulacije. **Povećati 5 puta frekvenciju kvadratnog talasnog oblika na ulazu kola. Objasniti. Uporediti brzinu optičkog prijemnika sa onim analiziranim u okviru prethodnog predavanja.**

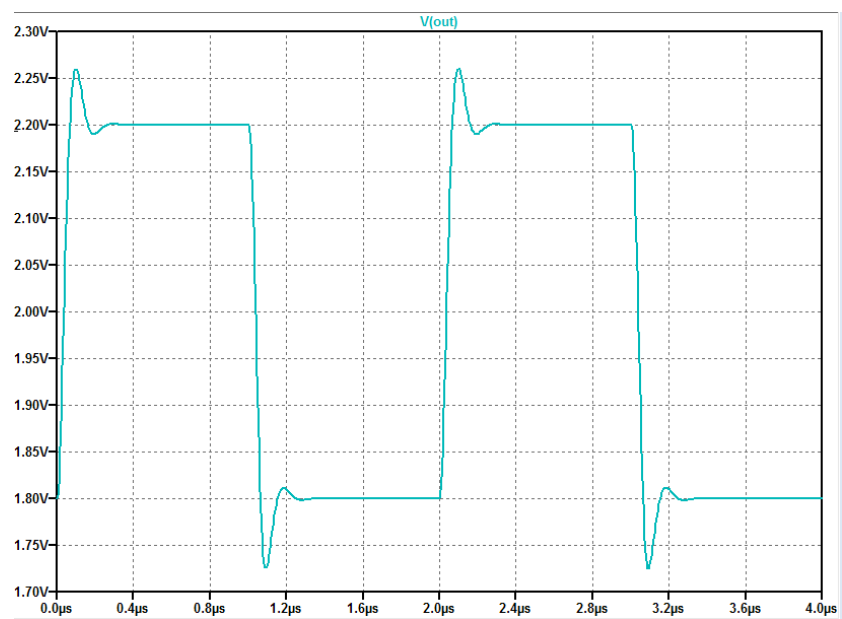


slika 1.5



slika 1.6

- Modifikovati kolo tako da se za ulaznu struju od 0 do 1.5 μA na izlazu dobija napon približno kao što je prikazano na slici 1.8. Objasniti. Prikazati odgovarajuće simulacione dijagrame u skladu sa prethodnim primjerom.



slika 1.8