

**UNIVERZITET CRNE GORE  
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET PODGORICA**

BSc Jelena Grba

**OPTIČKI PRIJEMNIK SA VARIJABILNOM  
TRANSIMPEDANSOM NA BAZI STRUJNOG POJAČAVAČA  
SA OTPORNIM OGLEDALOM U INTEGRISANOJ CMOS  
TEHNOLOGIJI OD 0.35  $\mu\text{m}$**

-MASTER RAD-

Podgorica, 2023. godine

---

## PODACI I INFORMACIJE O MAGISTRANDU

**Ime i prezime:** Jelena Grba

**Datum i mjesto rođenja:** 24.07.1998. godine, Pljevlja, Crna Gora

**Naziv završenog osnovnog studijskog programa i godina diplomiranja:** Elektronika, telekomunikacije i računari, 2020.

## INFORMACIJE O MASTER RADU

Elektrotehnički fakultet Podgorica

Postdiplomske master akademske studije

Smjer: Elektronika

**Naslov rada:** *Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35  $\mu\text{m}$*

## OCJENA I ODBRANA MASTER RADA

Datum prijave master rada: 09.11.2022. godine

Datum sjednice Vijeća univerzitetske jedinice na kojoj je prihvaćena tema: 14.12.2022. godine

Komisija za ocjenu teme:

**Doc. dr Milena Erceg,**  
Univerzitet Crne Gore,  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

**Prof. dr Nikša Tadić,**  
Univerzitet Crne Gore,  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

**Prof. dr Milutin Radonjić,**  
Univerzitet Crne Gore,  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

Mentor:

**Doc. dr Milena Erceg,**  
Univerzitet Crne Gore,  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

---

Komisija za ocjenu rada:

**Doc. dr Milena Erceg,**  
Univerzitet Crne Gore, mentor  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

**Prof. dr Nikša Tadić,**  
Univerzitet Crne Gore, predsjednik  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

**Prof. dr Milutin Radonjić,**  
Univerzitet Crne Gore, član  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

Komisija za odbranu rada:

**Doc. dr Milena Erceg,**  
Univerzitet Crne Gore, mentor  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

**Prof. dr Nikša Tadić,**  
Univerzitet Crne Gore, predsjednik  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

**Prof. dr Milutin Radonjić,**  
Univerzitet Crne Gore, član  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

Datum odbrane: 22.01.2024. godine

Datum promocije:

---

**Ime i prezime autora:** Jelena Grba

## **ETIČKA IZJAVA**

U skladu sa članom 22 Zakona o akademskom integritetu i članom 18 Pravila studiranja na master studijama, pod krivičnom i materijalnom odgovornošću, izjavljujem da je master rad pod naslovom:

**„Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integriranoj CMOS tehnologiji od  $0.35\mu\text{m}$ “**

moje originalno djelo.

U Podgorici, dana 22.11.2023.

Podnosilac izjave:  
Jelena Grba, BSc

---

*Mojoj mentorki, doc. dr Mileni Erceg, zahvaljujem se na povjerenju i strpljenju, nemjerljivoj posvećenosti, izdvojenom vremenu i ogromnoj podršci koju mi je pružila tokom izrade ovog master rada. Njeno zalaganje i stručni savjeti, uz iskustvo i autentičnost prof. dr Nikše Tadića, za mene su predstavljali konstantnu inspiraciju tokom studiranja i uticali na oblikovanje pravca istraživanja na master studijama.*

*Posebnu zahvalnost dugujem mojim roditeljima i prijateljima koji su moja bezrezervna podrška i oslonac.*

---

## Apstrakt

Optički prijemnici su elektronska kola koja vrše konverziju svjetlosne energije u električnu. Na ulaz optičkog prijemnika dovodi se svjetlosni snop dok se na njegovom izlazu dobija električna veličina (napon ili struja) proporcionalna intenzitetu upadne svjetlosti. Posebnu klasu optičkih prijemnika predstavljaju prijemnici čija se transimpedansa može mijenjati i prilagođavati intenzitetu upadne svjetlosti.

U ovom master radu predstavljen je optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$  čiji je osnovni gradivni element strujni pojačavač sa otpornim ogledalom. Strujni pojačavač na bazi otpornog ogledala pogodan je za realizaciju optičkog prijemnika zbog jednostavnog načina kontrole njegovog pojačanja, odnosno transimpedanse optičkog prijemnika. Osim toga, strujni pojačavač, a samim tim i kompletan optički prijemnik, moguće je napajati niskim naponom napajanja, što odgovara sveprisutnom trendu u elektronici u kojem se teži da napon napajanja bude što je moguće niži. Na ulazu optičkog prijemnika u ulozi fotodetektora nalazi se PIN fotodioda, dok se na njegovom izlazu nalazi konvertor koji struju sa izlaza strujnog pojačavača konvertuje u izlazni napon.

S obzirom na to da je predloženi dizajn optičkog prijemnika namijenjen za realizaciju u integrisanoj tehnologiji, njegove performanse su opisane karakteristikama dobijenim pomoću softverskog alata za simulaciju rada elektronskih kola LTspice. Osim toga, radi verifikacije funkcionalnosti predloženog dizajna, u diskretnoj tehnici je izrađen prototip opisanog optičkog prijemnika. Rezultati mjerenja i karakteristike snimljene korišćenjem ovog prototipa su takođe predstavljene u okviru master rada. Na osnovu pomenutih rezultata uočeno je da predloženi optički prijemnik može da obavlja svoju funkciju sa niskim naponom napajanja, uz veoma nisku disipaciju snage, dok se pritom postiže dovoljno širok opseg transimpedansi uz zadovoljavajuću stabilnost.

**Ključne riječi:** optički prijemnik, strujni pojačavač, otporno ogledalo, transimpedanski pojačavač, konvertor struje u napon, laserska dioda, PIN fotodioda, strujni prenosnik, *flipped-voltage-follower*

---

## Abstract

Optical receiver is an electronic circuit that is used for converting energy of light into electrical energy. Light beam is conducted to the optical receiver input, while an electrical signal (voltage or current) proportional to the intensity of the incident light is obtained at its output. There is a class of optical receivers whose transimpedance can be changed according to the intensity of the incident light.

In this master thesis, an optical receiver with variable transimpedance in 0.35  $\mu\text{m}$  integrated CMOS technology is presented. This receiver is based on the variable-gain current amplifier with a resistive mirror. A current amplifier with a resistive mirror is suitable for this application due to the simple gain control which enables simple control of the optical receiver's transimpedance. In addition, the current amplifier, and therefore the complete optical receiver, can be powered using a low supply voltage. This characteristic is very significant considering the present trend of lowering the supply voltage of electronic circuits. At the optical receiver's input there is a photodetector in the form of PIN photodiode, while at its output there is a converter that converts the current from the output current of the current amplifier into the output voltage of the optical receiver.

Since the proposed optical receiver is designed for integrated technology, for the demonstration of its performances the LTspice software tool for simulating operation of the electronic circuits has been used. In addition, in order to prove the proper functionality of the designed optical receiver, a prototype of its design was made using the discrete technique. The measurement results recorded using this prototype are also presented in this master thesis. Based on the results of the mentioned simulations and measurements, it can be concluded that the optical receiver based on the variable-gain current amplifier with a resistive mirror presented in this thesis can operate with a low power supply voltage with very low power dissipation but with achieving sufficiently wide transimpedance range and adequate stability.

**Key words:** optical receiver, current amplifier, resistive mirror, transimpedance amplifier, current-to-voltage converter, laser diode, PIN photodiode, current conveyor, flipped-voltage-follower

---

# SADRŽAJ

1. Uvod.....	1
2. Pregled postojećih rješenja optičkih prijemnika sa varijabilnom transimpedansom koji se baziraju na strujnim pojačavačima.....	4
3. Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj cmos tehnologiji od 0.35 $\mu\text{m}$ .....	26
3.1. Strujni prenosnik prve generacije.....	26
3.2. Strujni pojačavač sa kontrolabilnim pojačanjem na bazi otpornog ogledala .....	28
3.3. Konvertor struje u napon na bazi stepena sa zajedničkim gejtom.....	31
3.4. Izlazni stepen optičkog prijemnika u formi <i>flipped voltage follower</i> -a (fvf) .....	33
3.5. Kompletna električna šema predloženog rješenja optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom.....	35
4. Rezultati simulacija .....	38
4.1. DC analiza optičkog prijemnika.....	39
4.2. AC analiza optičkog prijemnika.....	42
4.3. Vremenski odziv optičkog prijemnika.....	44
5. Eksperimentalni rezultati.....	55
6. Zaključak.....	67
Dodatak .....	69
Reference.....	73

---



## 1. UVOD

Optoelektronika predstavlja granu elektronike koja se bavi istraživanjem, dizajniranjem i izradom uređaja koji emituju, modulišu, prenose i detektuju svjetlost. Ona predstavlja vezu između optike i elektronike. Optoelektronski uređaji predstavljaju posebnu vrstu uređaja, najčešće poluprovodničkih, koji vrše konverziju svjetlosne energije u električnu, i obrnuto. Ovi uređaji nalaze svoju primjenu u raznim sistemima kao što su optički komunikacioni sistemi, medicinski uređaji, vojni sistemi, mjerni instrumenti, solarna industrija... Optičke tehnologije su posljednjih godina postale nezamjenljive na polju telekomunikacija i obrade podataka. Razlog tome je što se primjenom optoelektronskih sklopova mogu postići visoke brzine prenosa, mali gubici i visok stepen otpornosti na interferenciju i preslušavanje. Još jedna vrlo značajna primjena optoelektronskih uređaja je kod optičkih memorija.

Značajnu grupu optoelektronskih uređaja čine optički prijemnici, čija je osnovna funkcija pretvaranje svjetlosne energije u električnu. Fotodetektor, koji se nalazi na ulazu svakog optičkog prijemnika, prihvata upadnu svjetlost i vrši njenu konverziju u struju proporcionalnu intenzitetu upadne svjetlosti koja se dalje, kroz ostale dijelove optičkog prijemnika, obrađuje i prilagođava specifičnoj namjeni. Kako naponsko procesiranje u elektronici ima širu primjenu u odnosu na strujno, optički prijemnik osim fotodetektora najčešće sadrži i transimpedansni pojačavač koji struju sa izlaza fotodetektora konvertuje u napon. U odnosu na tip transimpedansnog pojačavača koji se koristi, optički prijemnici se mogu podijeliti u dvije kategorije: optički prijemnici sa fiksnom transimpedansom i optički prijemnici sa varijabilnom transimpedansom. Optički prijemnici sa fiksnom transimpedansom se projektuju tako da transimpedansa transimpedansnog pojačavača ima samo jednu, fiksnu vrijednost. Ovaj tip optičkog prijemnika se upotrebljava u slučajevima u kojima se intenzitet i talasna dužina ulazne svjetlosti mijenjaju u uskom opsegu, a glavna prednost optičkih prijemnika sa fiksnom transimpedansom ogleda se u tome što je moguće postići stabilnost sistema bez negativnog uticaja na njegove ostale performanse. Sa druge strane, u većini aplikacija intenzitet ulazne svjetlosti je promjenljiv u širokom opsegu. Kako bi se na izlazu dobio napon konstantne amplitude, potrebno je koristiti optički prijemnik koji sadrži transimpedansni pojačavač čija se transimpedansa može mijenjati, odnosno prilagođavati ulaznoj svjetlosti. Iz tog razloga optički prijemnici sa varijabilnom transimpedansom imaju mnogo češću primjenu u odnosu na one čija je transimpedansa fiksna. Zavisno od načina obrade strujnog signala sa izlaza fotodetektora, optički prijemnici sa varijabilnom transimpedansom se mogu podijeliti u tri kategorije:

- optički prijemnici sa varijabilnom transimpedansom na bazi otpornih mreža,

- optički prijemnici sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnih pojačavača sa kontrolabilnim pojačanjem i
- optički prijemnici sa varijabilnom transimpedansom sa naponom kontrolisanim otpornicima koji koriste kombinaciju naponskog i strujnog procesiranja.

Optički prijemnici na bazi otpornih mreža su najstariji tip optičkih prijemnika sa varijabilnom transimpedansom. Zasnivaju se na prekidačkim tehnikama, a njihova transimpedansa može imati jednu od nekoliko diskretnih vrijednosti. Ovaj tip optičkih prijemnika ima izražen problem sa stabilnošću koji je utoliko veći što je broj mogućih vrijednosti transimpedanse veći. Iz tog razloga se najčešće realizuju tako da transimpedansa može da ima jednu od samo dvije moguće vrijednosti. Optički prijemnici na bazi strujnih pojačavača sa kontrolabilnim pojačanjem se sastoje od strujnog pojačavača čije se pojačanje može kontrolisati promjenom određenih parametara i konvertora struje u napon. I kod ovog tipa optičkog prijemnika je izražen problem sa stabilnošću, ali se on može prevazići pogodnom kompenzacijom. Takođe, kod ovih prijemnika moguće je postići širok opseg transimpedansi, ali uz veću potrošnju. Optički prijemnici sa naponom kontrolisanim otpornicima koji koriste kombinaciju naponskog i strujnog procesiranja se sastoje od strujnog prenosnika, naponskog pojačavača i naponom kontrolisanog otpornika. Korišćenjem ovog tipa optičkog prijemnika može se izbjeći problem sa stabilnošću sistema.

Kako bi optički prijemnik imao odgovarajuću primjenu, neophodno je da zadovolji niz zahtjeva u pogledu brzine, stabilnosti, potrošnje, osjetljivosti, dinamičkog opsega transimpedansi, linearnosti strujno-naponskih karakteristika itd. Naime, cilj dizajniranja svakog optičkog prijemnika je postići što je moguće veću osjetljivost na promjene ulazne svjetlosti, kao i što brže prenošenje tih promjena od ulaza ka izlazu, odnosno što širi frekvencijski opseg optičkog prijemnika. Uz to, potrebno je zadovoljiti zahtjeve u pogledu stabilnosti sistema, a sve to uz što manju potrošnju. Takođe, u elektronici je sveprisutan i trend snižavanja napona napajanja elektronskih kola, pa je poželjno postići što je moguće bolje karakteristike sa što nižim naponom napajanja.

Cilj ovog master rada je projektovanje optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35  $\mu\text{m}$  čije će određene performanse biti unaprijeđene u odnosu na prethodna rješenja iz iste klase optičkih prijemnika. Naime, optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom predstavljen u ovom radu napaja se naponom od 1.3 V, ima potrošnju od svega 300  $\mu\text{W}$ , a uz to se postiže stabilan odziv kola za sve transimpedanse. Ostale karakteristike predloženog optičkog prijemnika su u rangu postojećih rješenja. Rad optičkog prijemnika je simuliran korišćenjem LTspice softverskog alata za projektovanje i simuliranje rada elektronskih kola, a prikazani su i eksperimentalni rezultati dobijeni korišćenjem prototipa predloženog rješenja realizovanog u diskretnoj tehnici.

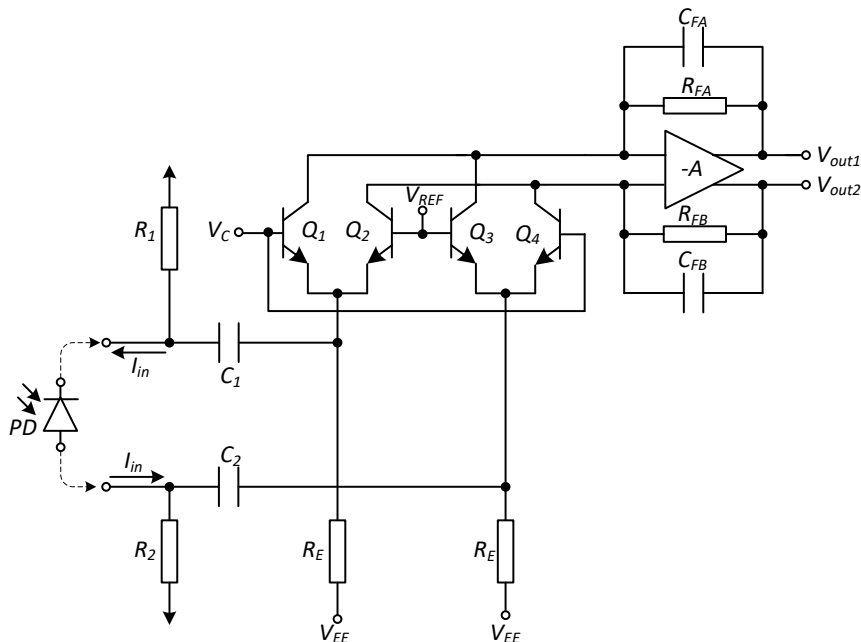
Master rad se sastoji od šest poglavlja, pri čemu uvod predstavlja prvo, a zaključak posljednje poglavlje. Drugo poglavlje se odnosi na pregled do sada realizovanih optičkih prijemnika koji pripadaju istoj klasi kao i predloženo rješenje, a to su optički prijemnici sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnih pojačavača sa kontrolabilnim pojačanjem.

Treće poglavlje master rada predstavlja opis predloženog rješenja optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35  $\mu\text{m}$ . Prikazana je osnovna struktura predloženog optičkog prijemnika uz analizu pojedinačnih funkcionalnih cjelina. Data je i kompletna električna šema prijemnika kao i njeno detaljno obrazloženje. U četvrtom poglavlju prikazani su rezultati simulacija rada kola, gdje su predstavljene odgovarajuće DC i AC karakteristike, kao i vremenski odziv kola. Eksperimentalni rezultati dobijeni nakon izrade prototipa predloženog rješenja u diskretnoj tehnici, kao i sama postavka mjerenja, predstavljeni su u petom poglavlju. Rad sadrži i dodatak u kojem su prikazane fotografije izrađenog prototipa i mjernog okruženja.

## 2. PREGLED POSTOJEĆIH RJEŠENJA OPTIČKIH PRIJEMNIKA SA VARIJABILNOM TRANSIMPEDANSOM KOJI SE BAZIRAJU NA STRUJNIM POJAČAČIMA

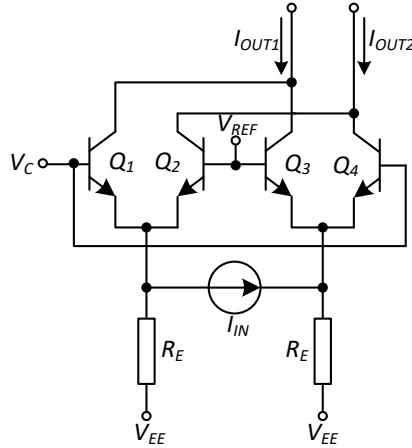
Najvažniji parametri koji karakterišu jedan optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom su njegova osjetljivost, dinamički opseg i frekvencijski opseg. Međutim, u nekim aplikacijama konstantan frekvencijski opseg i konstantan *delay* su takođe od velike važnosti. Na primjer, u laserskim *time-of-flight* mjerenjima na kojima se baziraju neki radari. Upravo takav tip mjerenja predstavlja glavnu oblast primjene optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom koji su, u februaru 1999. godine, projektovali autori *T. Ruotsalainen, P. Palojärvi i J. Kostamovaara* [1].

Ovaj optički prijemnik čine fotodioda koja nije integrisana i transimpedansni pojačavač TIA (*Transimpedance Amplifier*). Transimpedansni pojačavač se sastoji od naponom kontrolisanog strujnog pojačavača VCCA (*Voltage-Controlled Current Amplifier*) na bazi translinearne petlje [2] koji ima varijabilno pojačanje i konvertora struje u napon CVC (*Current-to-Voltage Converter*). Šema transimpedansnog pojačavača data je na slici 2.1.



Slika 2.1 Transimpedansni pojačavač sa varijabilnim pojačanjem, [1]

Naponom kontrolisan strujni pojačavač sa varijabilnim pojačanjem, realizovan u  $0.8 \mu\text{m}$  BiCMOS tehnologiji, koji je sastavni dio transimpedansnog pojačavača, prikazan je na slici 2.2. Ovaj elektronski sklop je realizovan kao potpuno simetričan kako bi se postigla što bolja linearnost i što veća otpornost na smetnje. Prenosna karakteristika ovog strujnog pojačavača data je relacijom (2.1) u kojoj  $I_{IN}$  označava ulaznu struju,  $V_C$  kontrolni napon,  $V_{REF}$  referentni napon, a  $V_T$  termički napon.

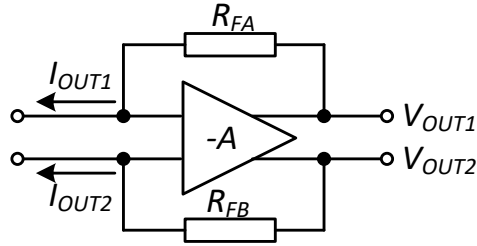


Slika 2.2 Strujni pojačavač sa varijabilnim pojačanjem na bazi translinearne petlje, [1]

$$\frac{I_{OUT1} - I_{OUT2}}{I_{IN}} = -2 \frac{1 - e^{\frac{V_C - V_{REF}}{V_T}}}{1 + e^{\frac{V_C - V_{REF}}{V_T}}} = 2th\left(\frac{V_C - V_{REF}}{2V_T}\right) \quad (2.1)$$

Iz prethodne relacije uočava se da se pojačanje strujnog pojačavača može podešavati promjenom kontrolnog napona  $V_C$ . Međutim, ako se uzme u obzir priroda tangens-hiperbolične funkcije, zaključuje se da pojačanje nije previše osjetljivo na promjene kontrolnog napona. Najveća osjetljivost ovog elektronskog sklopa postiže se kada je opseg kontrolnog napona  $V_{REF} - 2V_T < V_C < V_{REF} + 2V_T$ . Za sve vrijednosti van ovih granica, kolo ima značajno manju osjetljivost i može se reći da se nalazi u nekoj vrsti zasićenja. Naime, s obzirom na to da su baze bipolarnih tranzistora  $Q_1$  i  $Q_4$  na naponu  $V_C$ , a baze bipolarnih tranzistora  $Q_2$  i  $Q_3$  na naponu  $V_{REF}$ , za vrijednosti kontrolnog napona  $V_C > V_{REF} + 2V_T$  provodiće samo bipolarni tranzistori  $Q_1$  i  $Q_4$ , dok će bipolarni tranzistori  $Q_2$  i  $Q_3$  biti zakočeni. U tom slučaju, pojačanje kola će biti  $(I_{OUT1} - I_{OUT2})/I_{IN} \approx 2$ , tj. nezavisno u odnosu na promjene kontrolnog napona  $V_C$ .

Konvertor struje u napon, koji se koristi u okviru ovog transimpedansnog pojačavača, prikazan je na slici 2.3. Otpornosti  $R_{FA}$  i  $R_{FB}$  imaju jednake vrijednosti,  $R_{FA} = R_{FB} = R_F$ . Prenosna karakteristika ovog konvertora data je relacijom (2.2).

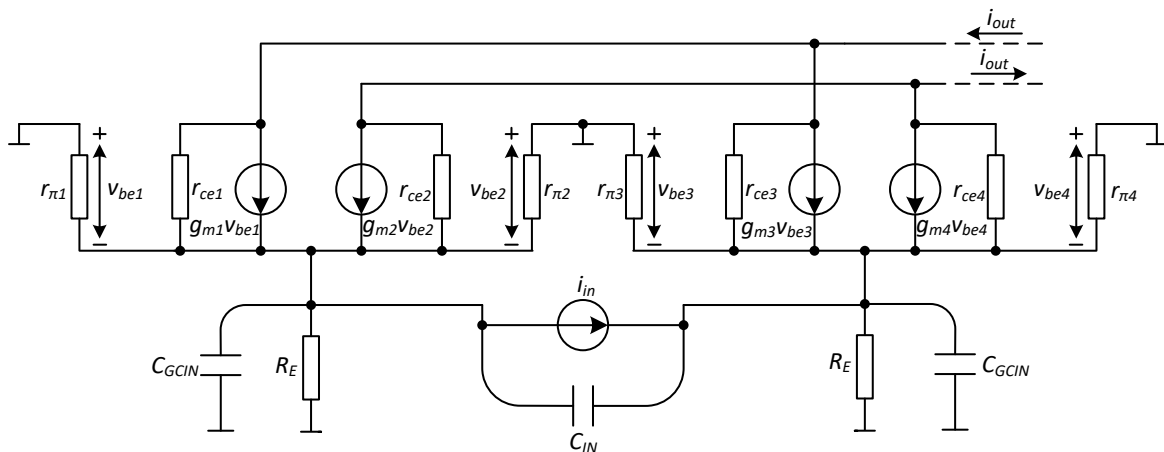


Slika 2.3 Konvertor struje u napon, [1]

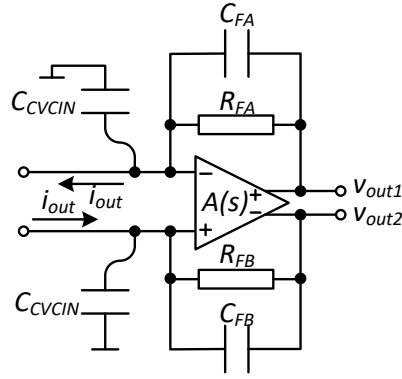
$$\frac{V_{OUT1} - V_{OUT2}}{I_{OUT1} - I_{OUT2}} = \frac{AR_F}{A + 1} \approx R_F \quad (2.2)$$

Koristeći relacije koje predstavljaju prenosnu karakteristiku strujnog pojačavača (2.1) i prenosnu karakteristiku konvertora struje u napon (2.2), dolazi se do relacije (2.3) koja predstavlja transimpedansu kompletnog transimpedasnog pojačavača sa varijabilnim pojačanjem. Na osnovu ove relacije zaključuje se da je ukupna transimpedansa transimpedasnog pojačavača funkcija kontrolnog napona  $V_C$  i da od njega zavisi po tangens-hiperboličnom zakonu. Maksimalna vrijednost ove transimpedanse iznosi  $T_{max} = 2R_F$ .

$$T = \frac{V_{OUT1} - V_{OUT2}}{I_{IN}} \approx -2R_F \frac{1 - e^{\frac{V_C - V_{REF}}{V_T}}}{1 + e^{\frac{V_C - V_{REF}}{V_T}}} = 2R_F th\left(\frac{V_C - V_{REF}}{V_T}\right) \quad (2.3)$$



Slika 2.4 Model za male signale strujnog pojačavača sa varijabilnim pojačanjem na bazi translinearne petlje, [1]



Slika 2.5 Model za male signale konvertora struje u napon, [1]

Modeli za male signale strujnog pojačavača sa varijabilnim pojačanjem na bazi translinearne petlje i konvertora struje u napon prikazani su na slikama 2.4 i 2.5, dok su njihove prenosne karakteristike predstavljene relacijama (2.4) i (2.5), respektivno.

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = th\left(\frac{V_C - V_{REF}}{2V_T}\right) \frac{1}{1 + \frac{2s}{g_{m1} + g_{m2}} \left(\frac{C_{GCIN}}{2} + C_{IN}\right)} \quad (2.4)$$

$$\frac{v_{out1} - v_{out2}}{i_{out}} \approx \frac{2A_0\omega_b}{C_F + C_{CVCIN}} \frac{1}{s^2 + \frac{A_0R_F C_F \omega_b + 1}{R_F(C_F + C_{CVCIN})} s + \frac{A_0\omega_b}{R_F(C_F + C_{CVCIN})}} \quad (2.5)$$

U relaciji (2.4), veličine  $g_{m1}$  i  $g_{m2}$  predstavljaju transkonduktanse bipolarnih tranzistora  $Q_1$  i  $Q_2$ , kapacitivnost  $C_{IN}$  je kapacitivnost strujnog izvora i ona je po svojoj vrijednosti približno jednaka kapacitivnosti fotodiode, dok je kapacitivnost označena sa  $C_{GCIN}$  ulazna parazitna kapacitivnost kola za kontrolu pojačanja. Na osnovu ove relacije zaključuje se da se pol prenosne karakteristike strujnog pojačavača sa varijabilnim pojačanjem nalazi na učestanosti  $\omega_{GCP} = (g_{m1} + g_{m2}) / (C_{GCIN} + 2C_{IN})$ . S obzirom na to da je zbir kapacitivnosti  $C_{GCIN} + 2C_{IN}$  reda veličine nekoliko pF, a da je pritom suma transkonduktansi bipolarnih tranzistora  $Q_1$  i  $Q_2$ ,  $g_{m1} + g_{m2} \approx I_{EE} / V_T$ , reda veličine nekoliko desetina mS, zaključuje se da se ovaj pol, koji unosi strujni pojačavač sa varijabilnim pojačanjem, nalazi na učestanosti reda GHz. Samim tim, ovaj pol ne ograničava frekvencijski opseg transimpedansnog pojačavača. Osim toga, za slučaj kada kontrolni napon  $V_C$  uzima samo vrijednosti iz opsega od interesa ( $V_{REF} - 2V_T < V_C < V_{REF} + 2V_T$ ), frekvencija pola  $\omega_{GCP}$  nezavisna je u odnosu na promjene kontrolnog napona.

Relacija (2.5), koja predstavlja prenosnu karakteristiku konvertora struje u napon, izvedena je pod pretpostavkom da su kompenzacione kapacitivnosti  $C_{FA}$  i  $C_{FB}$  jednake,  $C_{FA} = C_{FB} = C_F$ . Kapacitivnost  $C_{CVCIN}$  je ulazna kapacitivnost konvertora struje u napon. Pojačavač koji se nalazi

u sklopu konvertora struje u napon modeluje se prenosnom karakteristikom oblika  $A(s) = (v_{out}^+ - v_{out}^-)/(v_{in}^+ - v_{in}^-)$  koja ima dominantni pol na učestanosti  $\omega_b$  i jednosmjerno pojačanje  $A_0$ . Prirodna učestanost  $\omega_{CVC0}$  i faktor  $Q_{CVC}$  dati su izrazima (2.6) i (2.7). Uočava se da obje veličine zavise od vrijednosti kompenzacione kapacitivnosti  $C_F$ . Ova kapacitivnost se bira tako da se pri određenoj vrijednosti otpornosti  $R_F$  ostvari uslov stabilnosti sistema  $Q_{CVC} < 1/\sqrt{2}$ . Odabirom odgovarajuće vrijednosti  $C_F$  postiže se konstantan frekvencijski opseg konvertora struje u napon, a samim tim i kompletnog transimpedasnog pojačavača.

$$\omega_{CVC0} \approx \sqrt{\frac{A_0 \omega_b}{R_F (C_F + C_{CVCIN})}} \quad (2.6)$$

$$Q_{CVC} \approx \frac{\sqrt{A_0 R_F (C_F + C_{CVCIN}) \omega_b}}{A_0 R_F C_F \omega_b + 1} \quad (2.7)$$

Eksperimentalno dobijeni rezultati, predstavljeni u [1] prikazani su u tabeli 2.1.

**Tabela 2.1** Eksperimentalno dobijeni rezultati prikazani u [1]

<i>mjerena veličina</i>	<i>izmjerena vrijednost</i>
maksimalna transimpedansa ( $T_{max}$ )	9.3 k $\Omega$
minimalna transimpedansa ( $T_{min}$ )	441 $\Omega$
dinamički opseg transimpedansi ( $T_{max}/T_{min}$ )	21.1
frekvencijski opseg (za $T_{max}$ )	244 MHz
frekvencijski opseg (za $T_{min}$ )	241 MHz
maksimalni proizvod transimp. i frekv. opsega	2.3 T $\Omega$ Hz
spektralna gustina šuma na ulazu (za $T_{max}$ )	6.8 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
potrošnja	37.5 mW

Kako bi se postigao dovoljno nizak nivo šuma na ulazu neophodno je kolu dodati još jedan jednosmjerni naponski izvor čija je vrijednost  $V_{EE} = -10$  V, kao što je predstavljeno na slici 2.1. Dodatni naponski izvor značajno umanjuje kvalitet predstavljenog dizajna optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom.

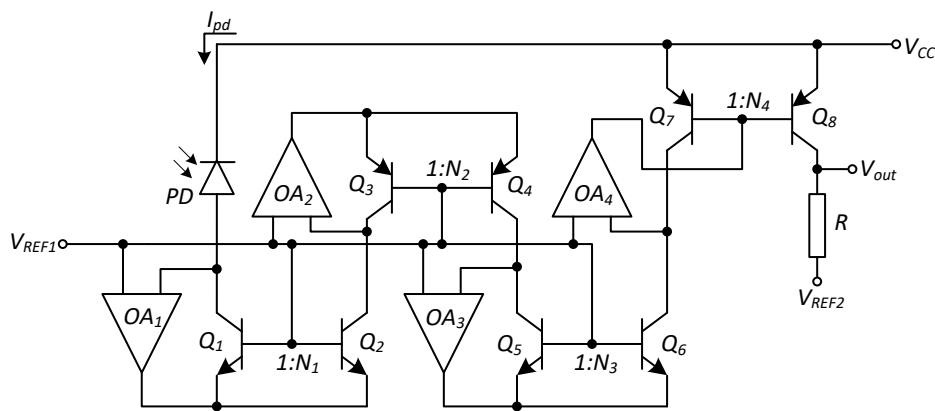
U februaru 2002. godine, naučnici *G. W. de Jong*, *J. R. M. Bergervoet*, *J. H. A. Brekelmans* i *J. F. P. van Mil* dizajnirali su optički prijemnik sa promjenljivim pojačanjem u 0.6  $\mu\text{m}$  BiCMOS tehnologiji, [3].



Ovaj optički prijemnik se sastoji od integrisane fotodiode i transimpedansnog pojačavača TIA (*Transimpedance Amplifier*). Električna šema kompletnog optičkog prijemnika je prikazana na slici 2.6. Integrisana fotodioda PD ima parazitnu kapacitivnost  $C_{PD} = 250 \text{ fF}$ , a frekvencijski opseg joj je  $f_{PD-3dB} = 450 \text{ MHz}$ . Transimpedansni pojačavač čine dvije komponente: strujni pojačavač sa varijabilnim pojačanjem i konvertor struje u napon.

Strujni pojačavač sa varijabilnim pojačanjem čine operacioni pojačavači OA (*Operational Amplifier*) označeni sa: OA<sub>1</sub>, OA<sub>2</sub>, OA<sub>3</sub>, i OA<sub>4</sub>, i strujna ogledala označena sa: Q<sub>1</sub>-Q<sub>2</sub> (sa faktorom pojačanja  $N_1$ ), Q<sub>3</sub>-Q<sub>4</sub> (sa faktorom pojačanja  $N_2$ ), Q<sub>5</sub>-Q<sub>6</sub> (sa faktorom pojačanja  $N_3$ ) i Q<sub>7</sub>-Q<sub>8</sub> (sa faktorom pojačanja  $N_4$ ).

Konvertor struje u napon čine referentni napon  $V_{REF2}$  i otpornik  $R$ .



Slika 2.6 Električna šema optičkog prijemnika, [3]

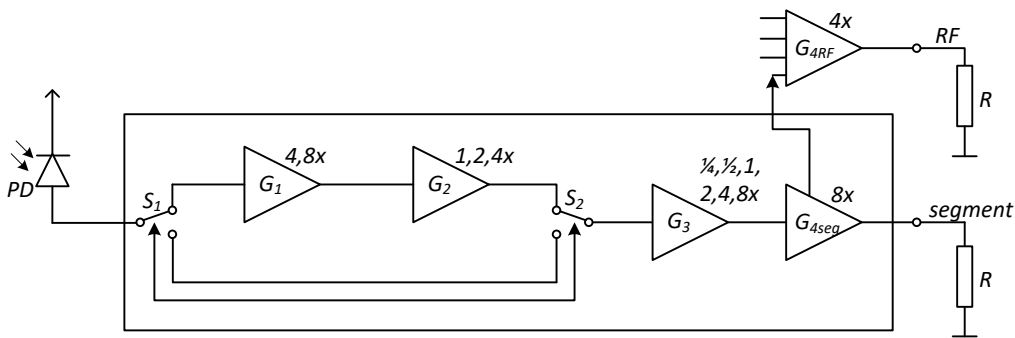
Napon na izlazu optičkog prijemnika,  $V_{OUT}$  iznosi:

$$V_{OUT} = V_{REF2} + N_1 N_2 N_3 N_4 R I_{PD} \quad (2.8)$$

Dok je transimpedansa optičkog prijemnika:

$$T = \frac{V_{OUT} - V_{REF2}}{I_{PD}} = N_1 N_2 N_3 N_4 R \quad (2.9)$$

Kako su strujna pojačanja strujnih ogledala programabilna, to znači da je i transimpedansa ovog optičkog prijemnika varijabilna i može se podešavati. Podešavanje se vrši pomoću kola prikazanog na slici 2.7.



Slika 2.7 Kolo za kontrolu pojačanja optičkog prijemnika, [3]

Eksperimentalno dobijeni rezultati, prikazani u [3] navedeni su u tabeli 2.2.

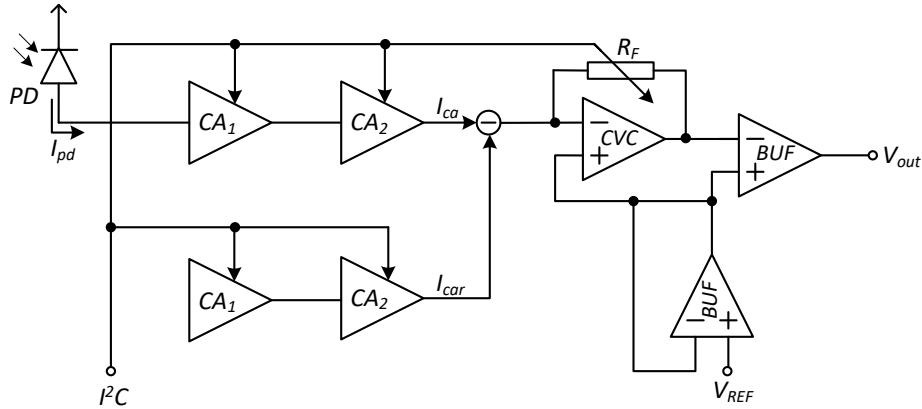
Tabela 2.2 Eksperimentalno dobijeni rezultati prikazani u [3]

mjerena veličina	izmjerena vrijednost
maksimalna transimpedansa ( $T_{max}$ )	265 k $\Omega$
minimalna transimpedansa ( $T_{min}$ )	259 $\Omega$
dinamički opseg transimpedansi ( $T_{max}/T_{min}$ )	1024
frekvencijski opseg (za $T_{max}$ )	250 MHz
maksimalni proizvod transimp. i frekv. opsega	66.25 T $\Omega$ Hz
spektralna gustina šuma	4.6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
potrošnja (pri naponu napajanja 5V)	21.3 mW
naponski ofset ( $V_{OFF}$ )	117 $\mu\text{V}$

Sa razvojem brzine optičkih memorija do 500 Mb/s i sa smanjenjem intenziteta reflektovane svjetlosti od diska koju je potrebno detektovati i mjeriti javila se potreba za razvojem optičkih prijemnika velike brzine i osjetljivosti u kombinaciji sa širokim propusnim opsegom i niskim šumom. Kao odgovor na ove zahtjeve, u julu 2005. godine, autori *J. Sturm*, *M. Leifhelm*, *H. Schatzmayr*, *S. Groiss* i *H. Zimmermann* su predložili optički prijemnik [4] za CD/DVD/Blue Ray memorije čija je električna šema prikazana na slici 2.8.

Optički prijemnik se sastoji od integrisane fotodiode i transimpedansnog pojačavača TIA (*Transimpedance Amplifier*). Integrisana fotodiode je osjetljiva na sve tri talasne dužine svjetlosti koje se koriste u optičkim sistemima: CD (780 nm), DVD (660 nm) i „Blue Ray“ (410 nm). Osjetljivost fotodiode je 0.35 A/W za svjetlost talasne dužine 780 nm, 0.4 A/W za svjetlost talasne dužine 660 nm i 0.25 A/W za svjetlost talasne dužine 410 nm.

Transimpedanski pojačavač se sastoji od dva strujna pojačavača CA (*Current Amplifier*) označena sa CA<sub>1</sub> i CA<sub>2</sub> i konvertora struje u napon CVC (*Current-to-Voltage Converter*) sa varijabilnom otpornošću  $R_F$  u grani negativne povratne sprege.



Slika 2.8 Električna šema optičkog prijemnika, [4]

Donji par strujnih pojačavača predstavlja *replica* kolo koje se koristi za kompenzaciju naponskog ofseta na izlazu optičkog prijemnika. Izlazna struja *replica* kola  $I_{CAR}$  se oduzima od struje  $I_{CA}$  na izlazu strujnih pojačavača CA<sub>2</sub> pomoću preciznog strujnog ogledala. Tako dobijena struja se vodi na ulaz konvertora struje u napon i na izlazu se dobija napon  $V_{OUT}$ :

$$V_{OUT} = V_{REF} - A_{CA1}A_{CA2}R_F I_{PD} . \quad (2.10)$$

Slijedi da je transimpedansa optičkog prijemnika:

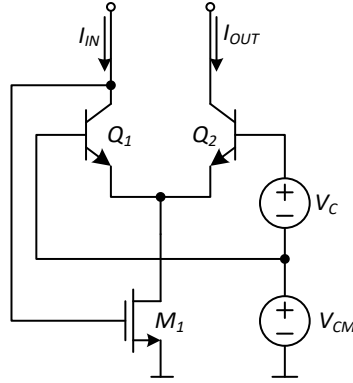
$$T = \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{I_{PD}} = -A_{CA1}A_{CA2}R_F , \quad (2.11)$$

gdje su  $A_{CA1}$  i  $A_{CA2}$  pojačanja strujnih pojačavača CA<sub>1</sub> i CA<sub>2</sub>. Ova strujna pojačanja, a samim tim i transimpedansa optičkog prijemnika, se kontrolišu preko serijskog I<sup>2</sup>C interfejsa.

Osnovna električna šema strujnog pojačavača prikazana je na slici 2.9. Bipolarni tranzistori Q<sub>1</sub> i Q<sub>2</sub> su identičnih karakteristika. Strujno pojačanje  $A_{CA}$  je:

$$A_{CA} = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = e^{\frac{V_C}{V_T}} , \quad (2.12)$$

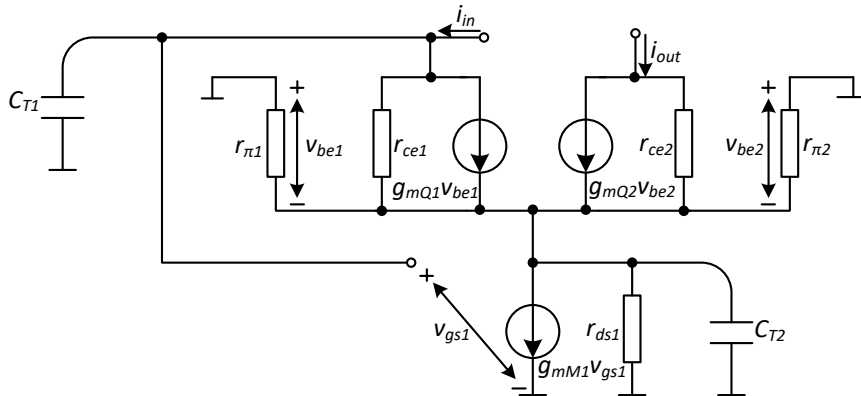
gdje je  $V_C$  kontrolni napon, dok je  $V_T$  termički napon. Ako se relacija (2.12) uvrsti u relaciju (2.11), uočava se da transimpedansa optičkog prijemnika zavisi od vrijednosti kontrolnih napona  $V_{C1}$  i  $V_{C2}$  redno vezanih strujnih pojačavača  $CA_1$  i  $CA_2$ , i to po eksponencijalnom zakonu, što znači da mala promjena jednog i/ili drugog napona izaziva značajnu promjenu transimpedanse:



Slika 2.9 Osnovna električna šema strujnog pojačavača [4]

$$T = \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{I_{PD}} = -A_{CA1}A_{CA2}R_F = -R_F e^{\frac{V_{C1}+V_{C2}}{V_T}} . \quad (2.13)$$

Model za male signale strujnog pojačavača sa slike 2.9 prikazan je na slici 2.10, a njegova prenosna karakteristika data je relacijom (2.14).



Slika 2.10 Model za male signale strujnog pojačavača, [4]

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} \approx \frac{A_{CA}g_{mQ1}g_{mM1}}{C_{T1}C_{T2}} \frac{1}{\frac{g_{mQ1}g_{mM1}}{C_{T1}C_{T2}} + \frac{(A_{CA}+1)g_{mQ1}}{C_{T2}}s + s^2} \quad (2.14)$$

U prethodnoj relaciji  $g_{mM1}$  predstavlja transkonduktansu MOSFET-a  $M_1$ ,  $g_{mQ1}$  transkonduktansu bipolarnog tranzistora  $Q_1$ ,  $A_{CA}$  je jednosmjerno pojačanje strujnog pojačavača,  $C_{T1}$  je ulazna kapacitivnost strujnog pojačavača i  $C_{T2}$  je ekvivalentna kapacitivnost na dječnu MOSFET-a  $M_1$ . Na osnovu prenosne karakteristike strujnog pojačavača zaključuje se da su njegova prirodna učestanost i faktor  $Q$ :

$$\omega_{0CA} = \sqrt{\frac{g_{mQ1}g_{mM1}}{C_{T1}C_{T2}}} \quad (2.15)$$

$$Q_{CA} = \frac{1}{A_{CA} + 1} \sqrt{\frac{g_{mM1}C_{T2}}{g_{mQ1}C_{T1}}} \quad (2.16)$$

Kako za strujni pojačavač sa pojačanjem  $A_{CA}$  važi da je  $I_{OUT} = A_{CA}I_{IN}$ , to znači da je transkonduktansa bipolarnog tranzistora  $Q_2$   $A_{CA}$  puta veća od transkonduktanse bipolarnog tranzistora  $Q_1$ ,  $g_{mQ2} = I_{OUT}/V_T = A_{CA}I_{IN}/V_T = A_{CA}g_{mQ1}$ . Sada relacije (2.15) i (2.16) postaju:

$$\omega_{0CA} = \sqrt{\frac{\sqrt{2\beta}}{V_T C_{T1} C_{T2}}} [(1 + A_{CA})I_{IN}]^{\frac{1}{4}} \sqrt{I_{IN}} \quad (2.17)$$

$$Q_{CA} = \frac{1}{[(1 + A_{CA})I_{IN}]^{\frac{1}{4}} \sqrt{1 + A_{CA}}} \sqrt{\sqrt{2\beta} \frac{C_{T2}}{C_{T1}} V_T} \quad (2.18)$$

Na osnovu relacije (2.17) zaključuje se da će, za strujno pojačanje  $A_{CA} \gg 1$ , frekvencijski opseg strujnog pojačavača biti veći ukoliko jednosmjerna ulazna struja  $I_{IN}$  ima veću vrijednost, što odgovara manjim transimpedansama. Sa druge strane, relacija (2.18) ukazuje to da će se sa povećanjem ulazne struje  $I_{IN}$  faktor  $Q_{CA}$  povećati, što ima nepovoljan uticaj na stabilnost strujnog pojačavača, a samim tim i kompletnog optičkog prijemnika.

Ukoliko se pretpostavi da je faktor  $Q_{CA} < 0.5$ , polovi prenosne karakteristike strujnog pojačavača mogu se aproksimirati na sljedeći način:

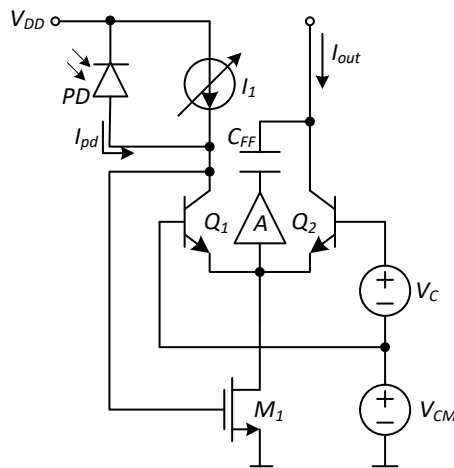
$$\omega_{p1CA} \approx \omega_{0CA} Q_{CA} = \frac{g_{mM1}}{(A_{CA} + 1)C_{T1}} \quad (2.19)$$

$$\omega_{p2CA} \approx \frac{\omega_{0CA}}{Q_{CA}} = \frac{(A_{CA} + 1)g_{mQ1}}{C_{T2}} . \quad (2.20)$$

Kako bi se postigao što veći frekventijski opseg, potrebno je da frekvencija pola  $f_{p1CA} = \omega_{p1CA}/(2\pi)$  ima što veću vrijednost. Na osnovu relacije (2.19) uočava se da se to može postići povećanjem transkonduktanse MOSFET-a  $M_1$ , tj. povećanjem vrijednosti jednosmjernih struja.

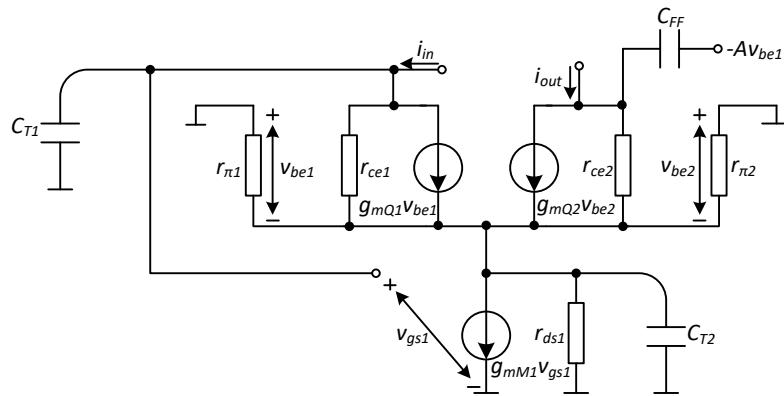
Frekvencija pola koji unosi klasični konvertor struje u napon CVC zavisi od otpornosti  $R_F$ . S obzirom na to da se transimpedansa optičkog prijemnika podešava promjenom pojačanja strujnog pojačavača, za otpornost  $R_F$  se može uzeti takva vrijednost da pol koji potiče od konvertora struje u napon ne utiče na frekventijski opseg optičkog prijemnika.

Kako bi se frekvencija pola  $f_{p1CA}$  koji unosi strujni pojačavač povećala, uvodi se dodatni jednosmjerni strujni izvor  $I_1$ . Međutim, ovako modifikovano kolo ima visok nivo šuma bipolarnih tranzistora, pa se stoga uvodi tzv. CSE (*Capacitive Speed Enhancement*) kolo koje čine pojačavač A (*Amplifier*) i kondenzator  $C_{FF}$ , slika 2.11. CSE kolo ima ulogu u povećanju frekventijskog opsega strujnog pojačavača pri velikim vrijednostima transimpedanse, dok sa druge strane redukuje šum optičkog prijemnika.



Slika 2.11 Električna šema strujnog pojačavača sa CSE kolom, [4]

Model za male signale ovako modifikovanog kola prikazan je na slici 2.12, dok je njegova prenosna karakteristika data relacijom (2.21).



Slika 2.12 Model za male signale strujnog pojačavača sa CSE kolom, [4]

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} \approx \frac{A_{CA} g_{mQ1}}{C_{T1} C_{T2}} \frac{A_{CA} g_{mQ1} + s}{\frac{g_{mQ1} g_{mM1}}{C_{T1} C_{T2}} + \frac{(A_{CA} + 1) g_{mQ1}}{C_{T2}} s + s^2} \quad (2.21)$$

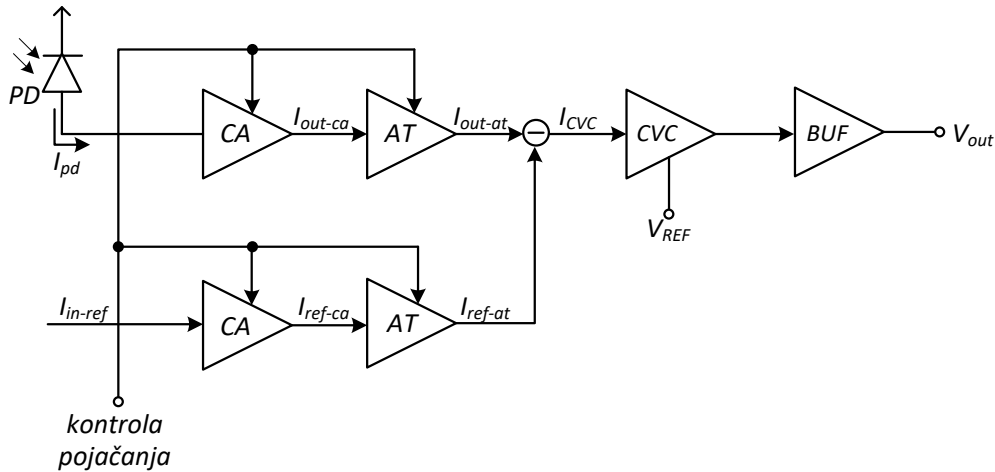
Eksperimentalno dobijeni rezultati, prikazani u [4] navedeni su u tabeli 2.3. Mjerenja su vršena za svjetlost talasne dužine 410 nm.

Tabela 2.3 Eksperimentalno dobijeni rezultati prikazani u [4]

mjerena veličina	izmjerena vrijednost
maksimalna transimpedansa ( $T_{max}$ )	270 k $\Omega$
minimalna transimpedansa ( $T_{min}$ )	130 $\Omega$
dinamički opseg transimpedansi ( $T_{max}/T_{min}$ )	2078
frekvencijski opseg (za $T_{max}$ )	260 MHz
maksimalni proizvod transimp. i frekv. opsega	70.2 T $\Omega$ Hz
maksimalna osjetljivost ( $S_{max}$ )	100 mV/ $\mu$ W
potrošnja (pri naponu napajanja 5V)	37.5 mW

Par mjeseci kasnije, u septembru 2005. godine, grupa autora: C. Seidl, H. Schatzmayr, J. Sturm, S. Groiss, M. Leifhelm, D. Spitzer, H. Schaunig i H. Zimmermann predložili su dizajn optičkog prijemnika sa promjenljivim pojačanjem u 0.5  $\mu\text{m}$  BiCMOS tehnologiji [5]. Ovaj dizajn optičkog prijemnika se oslanja na rješenje predstavljeno u [4], a njegova električna šema prikazana je na slici 2.13.

Optički prijemnik se sastoji od integrisane PIN fotodiode i transimpedansnog pojačavača TIA (*Transimpedance Amplifier*). Transimpedanski pojačavač se sastoji od strujnog pojačavača CA (*Current Amplifier*), atenuatora AT i klasičnog konvertora struje u napon CVC (*Current-to-Voltage Converter*) sa fiksnom otpornošću  $R_F$  u grani negativne povratne sprege.



Slika 2.13 Električna šema optičkog prijemnika, [5]

Donji par strujni pojačavač-atenuator predstavlja *replica* kolo koje se koristi za kompenzaciju naponskog ofseta na izlazu optičkog prijemnika. Izlazna struja *replica* kola  $I_{REF-AT}$  se oduzima od struje  $I_{OUT-AT}$  na izlazu atenuatora pomoću preciznog strujnog ogledala. Tako dobijena struja se vodi na ulaz konvertora struje u napon i na izlazu se dobija napon  $V_{OUT}$ :

$$V_{OUT} = V_{REF} - A_{CA}A_{AT}R_F I_{PD} \quad (2.22)$$

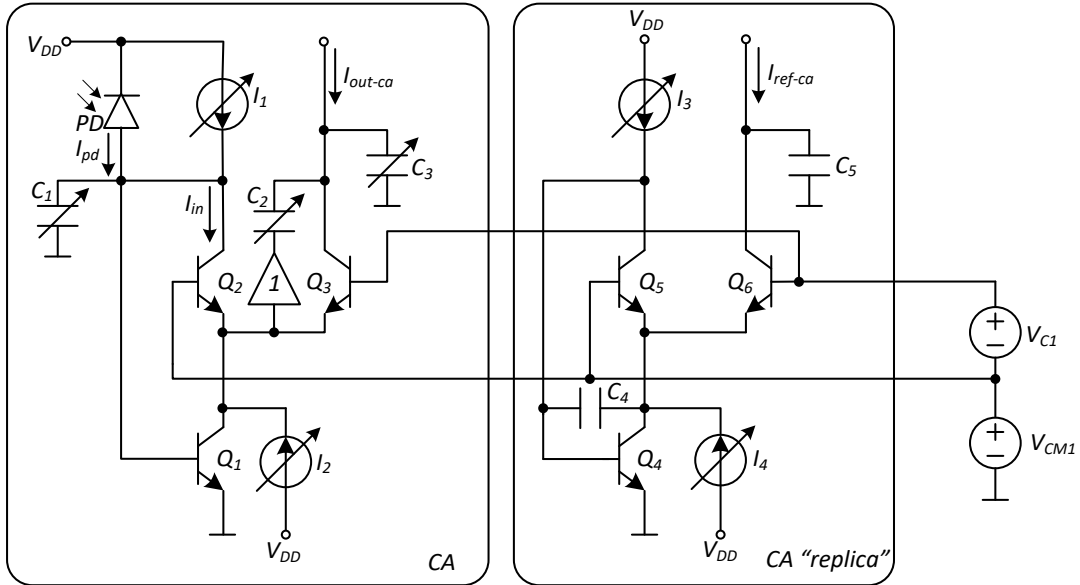
Slijedi da je transimpedansa optičkog prijemnika:

$$T = \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{I_{PD}} = -A_{CA}A_{AT}R_F \quad (2.23)$$

gdje je  $A_{CA}$  pojačanje strujnog pojačavača CA, dok je  $A_{AT}$  slabljenje atenuatora AT. Uočava se da se promjenom ovog pojačanja, odnosno slabljenja, može mijenjati transimpedansa transimpedansnog pojačavača.

Električna šema strujnog pojačavača i njegove *replica* strukture je prikazana na slici 2.14, dok je njegovo strujno pojačanje dato izrazom 2.24. Električna šema strujnog atenuatora, njegove *replica* strukture i kola za oduzimanje struja je prikazana na slici 2.15, a njegovo strujno slabljenje dato izrazom 2.25

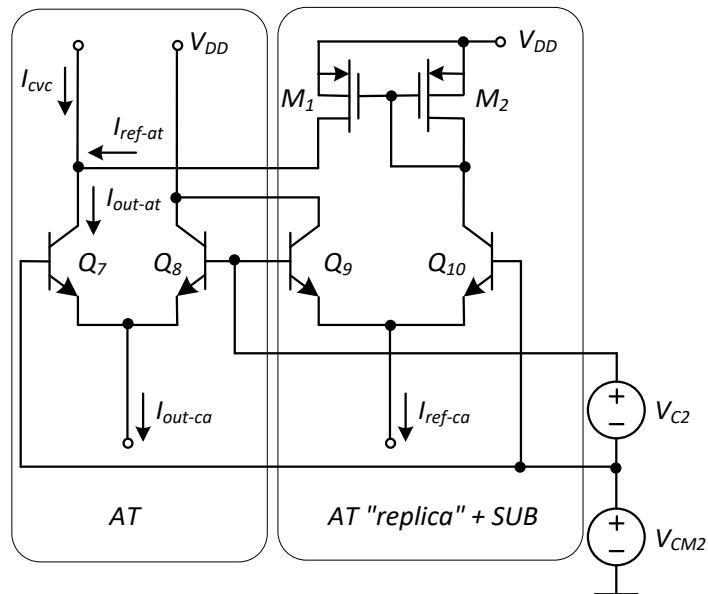




Slika 2.14 Električna šema strujnog pojačavača i njegove replica strukture, [5]

$$A_{CA} = \frac{I_{OUT-CA}}{I_{IN}} = e^{\frac{V_{C1}}{V_T}}, \quad (2.24)$$

gdje je  $V_{C1}$  kontrolni napon, dok je  $V_T$  termički napon.



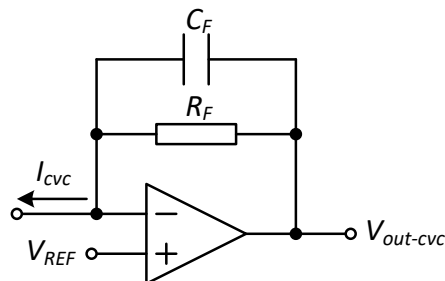
Slika 2.15 Električna šema strujnog atenuatora, njegove replica strukture i kola za odzimanje struja, [5]

$$A_{AT} = \frac{I_{OUT-AT}}{I_{OUT-CA}} = \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)\left(1 + e^{\frac{V_{C2}}{V_T}}\right)} \quad (2.25)$$

Strujni pojačavač je vrlo sličan onom opisanom u [4], pa je stoga i ovdje uveden dodatni jednosmjerni strujni izvor  $I_1$  kako bi se povećao frekvencijski opseg optičkog prijemnika. Iz istog razloga uveden je i jednosmjerni strujni izvor  $I_2$ . Uvođenjem strujnog izvora  $I_1$  povećava se i šum koji u kolo unose bipolarni tranzistori  $Q_2$  i  $Q_3$ . Iz tog razloga i ova realizacija, kao i ona prikazana u [4], sadrži CSE (*Capacitive Speed Enhancement*) kolo za redukciju šuma pri visokim vrijednostima transimpedansi. *Replica* kolo strujnog pojačavača ima istu strukturu kao i originalni pojačavač, s tim što je izostavljeno CSE kolo. Za redukciju šuma kod *replica* kola koristi se kondenzator  $C_4$ , ali on ograničava frekvencijski opseg ovog kola.

Bipolarni tranzistori u sklopu strujnog atenuatora i njegove *replica* strukture imaju jednako strujno pojačanje  $\beta_7 = \beta_8 = \beta_9 = \beta_{10} = \beta$ .

Električna šema konvertora struje u napon CVC data je na slici 2.16. Vrijednost otpornosti  $R_F$  je konstantna,  $R_F = 35 \text{ k}\Omega$ , dok je  $C_F$  kompenzaciona kapacitivnost. Pol koji unosi konvertor struje u napon ne ograničava frekvencijski opseg optičkog prijemnika, jer je ekvivalentna kapacitivnost na neinvertujućem ulazu operacionog pojačavača u sklopu konvertora struje u napon CVC dovoljno mala.



Slika 2.16 Električna šema konvertora struje u napon, [5]

Eksperimentalno dobijeni rezultati, prikazani u [5] navedeni su u tabeli 2.4. Mjerenja su vršena za svjetlost talasne dužine 660 nm.

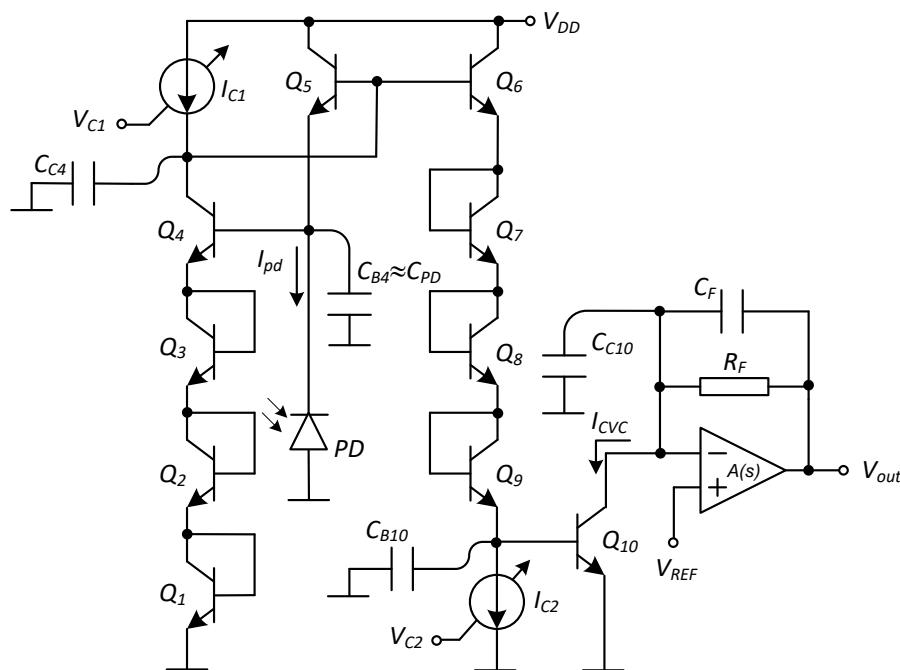
Tabela 2.4 Eksperimentalno dobijeni rezultati prikazani u [5]

mjerena veličina	izmjerena vrijednost
maksimalna transimpedansa ( $T_{max}$ )	465 k $\Omega$
minimalna transimpedansa ( $T_{min}$ )	1.35 k $\Omega$
dinamički opseg transimpedansi ( $T_{max}/T_{min}$ )	345
frekvencijski opseg (za $T_{max}$ )	145 MHz
maksimalni proizvod transimp. i frekv. opsega	67.9 T $\Omega$ Hz

maksimalna osjetljivost ( $S_{max}$ )	186 mV/ $\mu\text{W}$
potrošnja (pri naponu napajanja 5V)	20 mW
naponski ofset ( $V_{OFF}$ )	11.6 mV

U maju 2010. godine autori *N. Tadić, M. Zogović, W. Gaberl i H. Zimmermann* predložili su optički prijemnik veoma pogodan za optičke memorije, realizovan u  $0.6\ \mu\text{m}$  BiCMOS tehnologiji [6], [7]. Ovo je optički prijemnik sa najvećom transimpedansom, najvećim dinamičkim opsegom transimpedansi i proizvodom transimpedanse i frekvencijskog opsega u odnosu na sva do tada predložena rješenja.

Optički prijemnik se sastoji od integrisane fotodiode PIN tipa i transimpedansnog pojačavača TIA (*Transimpedance Amplifier*) koji čine naponom kontrolisan strujni pojačavač VCCA (*Voltage-Controlled Current Amplifier*) i konvertor struje u napon CVC (*Current-to-Voltage Converter*). Pojednostavljena šema optičkog prijemnika prikazana je na slici 2.17.



Slika 2.17 Pojednostavljena šema optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi modifikovane translinearne petlje sa bipolarnim tranzistorima, [7]

Naponom kontrolisan strujni pojačavač bazira se na translinearnoj petlji sa bipolarnim tranzistorima simetričnog B (*Balanced*) tipa [2], [8]. Ovu petlju čine bipolarni tranzistori  $Q_1$ - $Q_{10}$ . Strujni izvori  $I_{C1}$  i  $I_{C2}$  kontrolisani su naponima  $V_{C1}$  i  $V_{C2}$ , respektivno.

Konvertor struje u napon se sastoji od operacionog pojačavača, referentnog napona  $V_{REF}$  i paralelne veze otpornika  $R_F$  i kondenzatora  $C_F$  u grani negativne povratne sprege.

Zanemarujući bazne struje i *Early*-jev efekat tranzistora  $Q_1$ - $Q_{10}$ , jednosmjerna transimpedansa transimpedansnog pojačavača iznosi:

$$T = \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{I_{PD}} \approx \frac{I_{S6}I_{S7}I_{S8}I_{S9}I_{S10}}{I_{S1}I_{S2}I_{S3}I_{S4}I_{S5}} \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right)^4 R_F. \quad (2.26)$$

Ukoliko se, odgovarajućim podešavanjem površina emitorskih oblasti bipolarnih tranzistora  $Q_1$ - $Q_{10}$ , odabere da je  $I_{S6} = I_{S7} = I_{S8} = I_{S9} = 2I_{S1} = 2I_{S2} = 2I_{S3} = 2I_{S4} = 2I_{S5} = 2I_{S10}$ , relacija (2.26) postaje:

$$T \approx 16 \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right)^4 R_F. \quad (2.27)$$

Uticao konačnog pojačanja  $\beta$  bipolarnih tranzistora može se izbjeći primjenom pristupa prikazanog u [9]. Transimpedansa  $T$  se može mijenjati varijacijom odnosa kontrolnih struja  $I_{C1}$  i  $I_{C2}$ . Dinamički opseg transimpedansi  $TDR$  (*Transimpedance Dynamic Range*) može biti reda nekoliko hiljada, bez specifičnih ograničenja radnog opsega korišćenih tranzistora. Ovaj opseg dat je izrazom:

$$TDR = \frac{T_{max}}{T_{min}} \approx \frac{\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right)_{max}^4}{\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right)_{min}^4} = \frac{\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2min}}\right)^4}{\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2max}}\right)^4} = \left(\frac{I_{C2max}}{I_{C2min}}\right)^4. \quad (2.28)$$

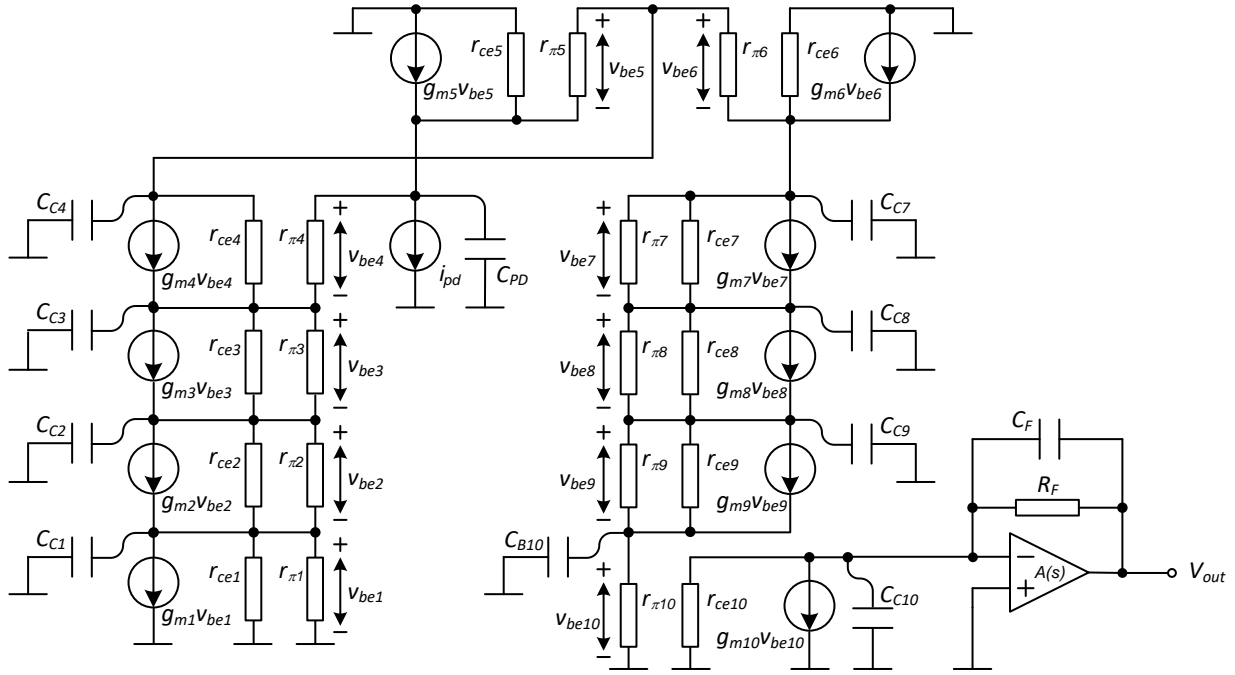
Napon inverzne polarizacije fotodiode  $V_{PD}$  iznosi oko 3 V i dat je izrazom:

$$V_{PD} = V_{BE1} + V_{BE2} + V_{BE3} + V_{BE4}. \quad (2.29)$$

Zahvaljujući ovako velikom naponu inverzne polarizacije fotodiode, njena kapacitivnost  $C_{PD}$  ima malu vrijednost.

Model za male signale kola sa slike 2.17 prikazan je na slici 2.18, dok je njegova prenosna karakteristika data izrazom 2.30.

Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35  $\mu\text{m}$



Slika 2.18 Model za male signale optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi modifikovane translinearne petlje sa bipolarnim tranzistorima [7]

$$\begin{aligned}
 T(s) & \approx \frac{A_0 \omega_b g_{m4} g_{m9} g_{m10}}{4(C_F + C_{C10}) \left\{ g_{m9} C_{PD} C_{C4} + 4 \left[ \left( \frac{1}{r_{ce4}} + \frac{1}{r_{\pi5}} \right) C_{PD} + \left( g_{m5} + \frac{1}{4r_{\pi4}} \right) C_{C4} \right] C_{B10} \right\}} \\
 & \cdot \frac{1}{\left( s^2 + s \frac{\omega_{0VCCA}}{Q_{VCCA}} + \omega_{0VCCA}^2 \right) \left( s^2 + s \frac{\omega_{0CVC}}{Q_{CVC}} + \omega_{0CVC}^2 \right)}, \quad (2.30)
 \end{aligned}$$

gdje je  $A_0$  jednosmjerno pojačanje operacionog pojačavača u sklopu konvertora struje u napon, dok je  $\omega_b$  učestanost na kojoj se nalazi dominantni pol ovog operacionog pojačavača. Veličine  $g_{m4}$ ,  $g_{m9}$  i  $g_{m10}$  predstavljaju transkonduktanse bipolarnih tranzistora Q<sub>4</sub>, Q<sub>9</sub> i Q<sub>10</sub>,  $C_{C10}$  je ekvivalentna kapacitivnost na izlazu naponom kontrolisanog strujnog pojačavača,  $C_{C4}$  je ekvivalentna kapacitivnost na kolektoru bipolarnog tranzistora Q<sub>4</sub>,  $r_{ce4}$  je izlazna otpornost bipolarnog tranzistora Q<sub>4</sub>,  $r_{\pi4}$  i  $r_{\pi5}$  su ulazne otpornosti bipolarnih tranzistora Q<sub>4</sub> i Q<sub>5</sub>, dok je  $C_{B10}$  ekvivalentna kapacitivnost na bazi bipolarnog tranzistora Q<sub>10</sub>. Učestanosti  $\omega_{0VCCA}$  i  $\omega_{0CVC}$  predstavljaju prirodne učestanosti naponom kontrolisanog strujnog pojačavača VCCA i konvertora struje u napon CVC, dok su njihovi faktori  $Q$  označeni sa  $Q_{VCCA}$  i  $Q_{CVC}$ . Ove veličine su definisane sljedećim izrazima:

$$\omega_{0VCCA} = \frac{1}{2V_T} \sqrt{\frac{I_{C1}I_{C2}I_{PD}}{I_{C2}C_{PD}C_{C4} + 4 \left[ \left( \frac{V_T}{V_A} C_{PD} + \frac{C_{C4}}{4\beta_4} \right) I_{C1} + \left( \frac{C_{PD}}{\beta_5} + C_{C4} \right) I_{PD} \right] C_{B10}}} \quad (2.31)$$

$$\omega_{0CVC} = \sqrt{\frac{A_0\omega_b}{R_F(C_F + C_{C10})}} \quad (2.32)$$

$$Q_{VCCA} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{I_{C1}I_{C2}I_{PD} \left\{ I_{C2}C_{PD}C_{C4} + 4 \left[ \left( \frac{V_T}{V_A} C_{PD} + \frac{C_{C4}}{4\beta_4} \right) I_{C1} + \left( \frac{C_{PD}}{\beta_5} + C_{C4} \right) I_{PD} \right] C_{B10} \right\}}}{I_{C1}I_{PD}C_{B10} + I_{C2} \left[ \left( \frac{V_T}{V_A} C_{PD} + \frac{C_{C4}}{4\beta_4} \right) I_{C1} + \left( \frac{C_{PD}}{\beta_5} + C_{C4} \right) I_{PD} \right]} \quad (2.33)$$

$$Q_{CVC} = \frac{\sqrt{A_0\omega_b R_F(C_F + C_{C10})}}{1 + A_0\omega_b R_F C_F}, \quad (2.34)$$

gdje je  $V_T$  termički napon, dok je  $V_A$  Early-jev napon bipolarnih tranzistora.

S obzirom na malu vrijednost kapacitivnosti  $C_{C10}$  (oko 10 fF), može se dodati kompenzacioni kondenzator  $C_F$  u granu negativne povratne sprege tako da faktor  $Q_{CVC}$  ima vrijednost koja obezbjeđuje stabilan rad kola, a da se pritom ne naruši frekvencijski opseg. Osim toga, naponom kontrolisan strujni pojačavač ima uži frekvencijski opseg u odnosu na fotodiodu i konvertor struje u napon, pa to znači da je frekvencijski opseg kompletnog optičkog prijemnika određen frekvencijskim opsegom strujnog pojačavača.

Na osnovu razmatranja zavisnosti veličina koje figurišu u izrazima za prirodnu učestanost naponom kontrolisanog strujnog pojačavača,  $\omega_{0VCCA}$ , i njegovog faktora  $Q$ ,  $Q_{VCCA}$ , prikazanih u [6], zaključuje se da:

- povećanje ulazne struje konvertora struje u napon, odnosno povećanje ekvivalentne kapacitivnosti  $C_{B10}$ , utiče na smanjenje faktora  $Q_{VCCA}$ , a da se pritom ne mijenja prirodna učestanost  $\omega_{0VCCA}$  i

- povećanje kontrolne struje  $I_{C1}$  utiče na povećanje prirodne učestanosti  $\omega_{0VCCA}$ , a da pritom faktor  $Q_{VCCA}$  ostaje približno konstantan.

Dakle, kod ovog optičkog prijemnika postignuta je nezavisnost između podešavanja vrijednosti prirodne učestanosti  $\omega_0$  i faktora  $Q$ . Odnosno, moguće je proširiti frekvencijski opseg kola bez ugrožavanja njegove stabilnosti, i obrnuto. Upravo ova nezavisnost predstavlja vrlo važnu prednost kada je u pitanju dizajn optoelektronskih sklopova.

Naponski ofset optičkog prijemnika se definiše kao razlika izlaznog napona  $V_{OUT}$  i referentnog napona  $V_{REF}$  u slučaju kada fotodiode nije osvijetljena. Glavni uzročnik naponskog ofseta kod ovog optičkog prijemnika, a naročito pri velikim transimpedansama (niskim strujama fotodiode), je bazna struja  $I_{B4}$  bipolarnog tranzistora  $Q_4$ , slika 2.17. S obzirom na to da je vrijednost strujnog pojačanja  $\beta$  konačna, ova struja se ne može zanemariti. Stoga, ulazna struja naponom kontrolisanog strujnog pojačavača (emitorska struja bipolarnog tranzistora  $Q_5$ ) jednaka je zbiru struje fotodiode  $I_{PD}$  i struje  $I_{B4}$ .

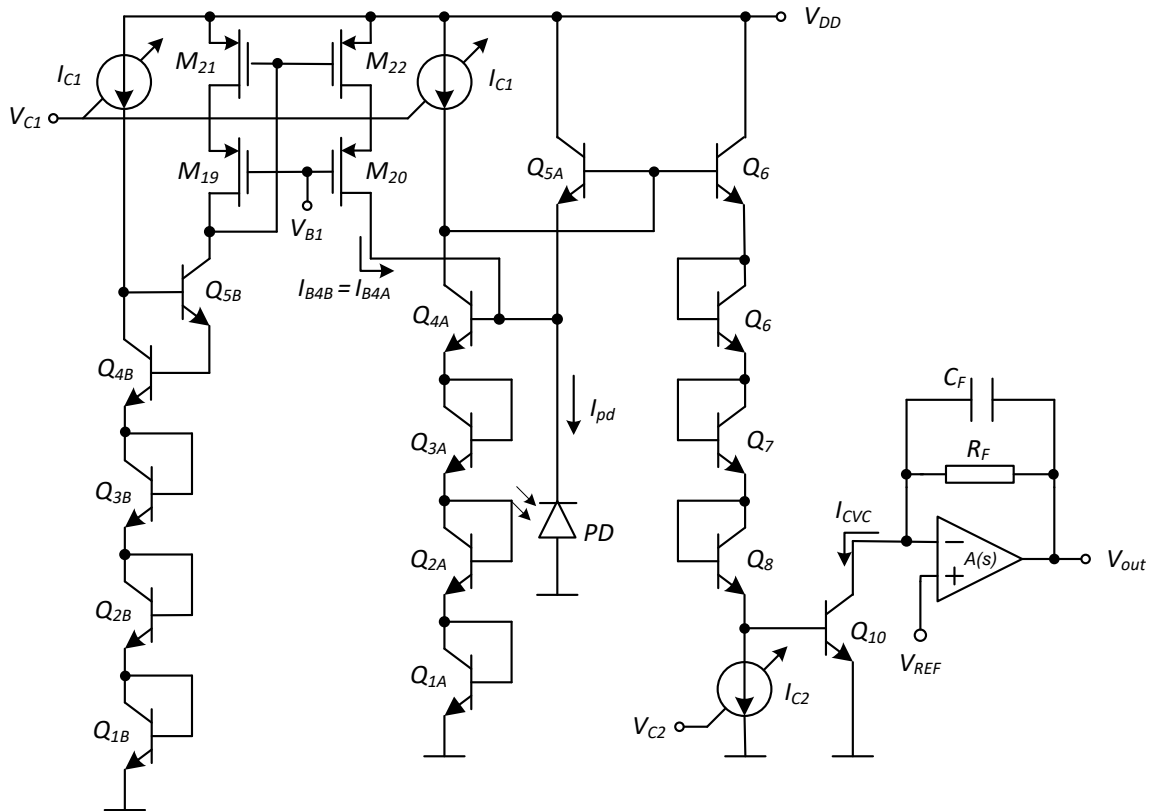
$$V_{OUT} = V_{REF} + T(I_{PD} + I_{B4}) \quad (2.35)$$

Sada se naponski ofset može zapisati kao:

$$V_{OFF} = V_{OUT} - V_{REF} \xrightarrow{I_{PD}=0} T I_{B4} \quad (2.36)$$

Kako bi se naponski ofset eliminisao, potrebno je modifikovati kolo kako je prikazano na slici 2.19. Uvode se bipolarni tranzistori  $Q_{1B}$ - $Q_{5B}$  koji su identični su bipolarnim tranzistorima  $Q_{1A}$ - $Q_{5A}$ , još jedan strujni izvor  $I_{C1}$ , kao i *wide-swing* strujno ogledalo [10], [11], [12] koje čine MOSFET-ovi  $M_{19}$ - $M_{22}$  sa polarizacionim naponom  $V_{BI}$ . S obzirom na to da kroz bipolarne tranzistore  $Q_{4A}$  i  $Q_{4B}$  protiče jednaka jednosmjerna struja  $I_{C1}$ , a kako su njihovi naponi emitora, kolektora i baze približno jednaki, slijedi da su bazne struje ovih tranzistora takođe međusobno jednake. Kako je ulazna struja *wide-swing* strujnog ogledala takođe jednaka ovim strujama, to znači da će ulazna struja naponom kontrolisanog strujnog pojačavača biti jednaka samo struji fotodiode  $I_{PD}$ . Na ovaj način se eliminiše naponski ofset kola koji potiče od bazne struje  $I_{B4}$ .

Osim naponskog ofseta koji nastaje kao posljedica konačne vrijednosti struje baze bipolarnog tranzistora  $Q_4$ , postoji i naponski ofset koji potiče od ofseta samog operacionog pojačavača koji figuriše u okviru konvertora struje u napon. Taj ofset, za razliku od onog koji potiče od bazne struje  $I_{B4}$ , ima konstantnu i malu vrijednost.



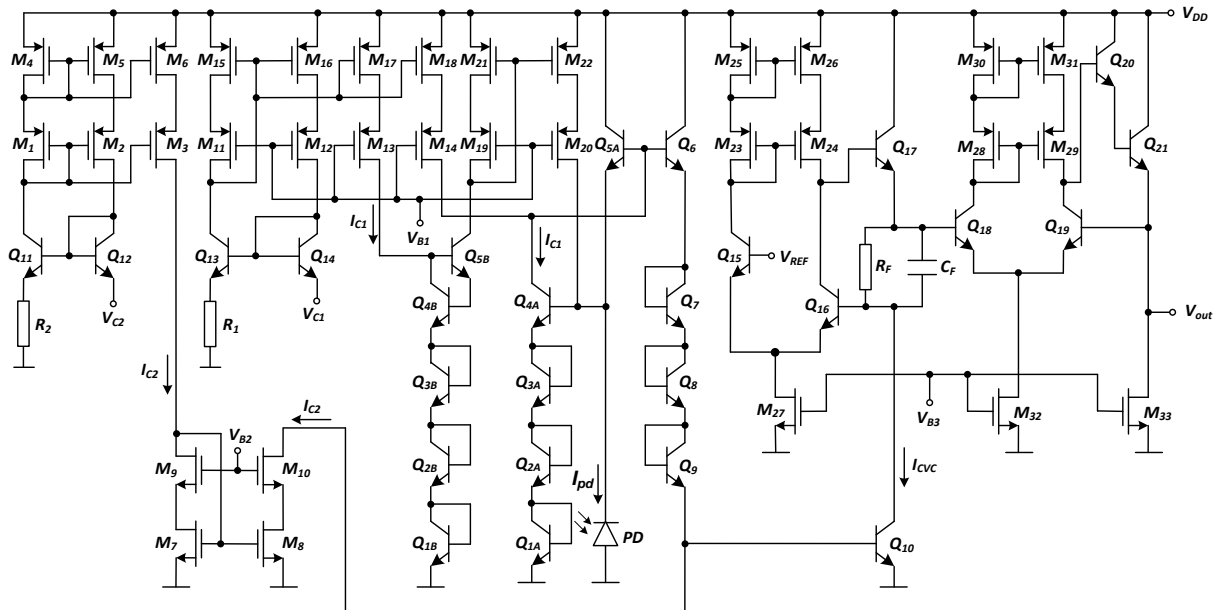
Slika 2.19 Pojednostavljena šema optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi modifikovane translinearne petlje sa bipolarnim tranzistorima i kolom za eliminaciju naponskog ofseta, [7].

Kompletna šema optičkog prijemnika prikazana je na slici 2.20. Naponom kontrolisani strujni izvori  $I_{C1}$  i  $I_{C2}$  su dizajnirani kao sklop naponskog izvora, otpornika, dva bipolarna tranzistora i strujnog prenosnika prve generacije. Strujni izvor  $I_{C2}$  čine:  $V_{C2}$ ,  $R_2$ ,  $Q_{11}$ ,  $Q_{12}$  i  $M_1$ - $M_6$ , dok strujni izvor  $I_{C1}$  čine:  $V_{C1}$ ,  $R_1$ ,  $Q_{13}$ ,  $Q_{14}$ ,  $M_{11}$ - $M_{18}$ . Strujno ogledalo koje čine MOSFET-ovi  $M_7$ - $M_{10}$  služi za promjenu smjera struje strujnog izvora  $I_{C2}$ . Strujno ogledalo u sklopu strujnog prenosnika prve generacije koji je sastavni dio strujnog izvora  $I_{C1}$  je u *wide-swing* formi. Jedan izlaz ovog strujnog ogledala se vodi na ulaz translinearne petlje, dok se drugi vodi na ulaz *replica* strukture translinearne petlje. Operacioni pojačavač u sklopu konvertora struje u napon čini ulazni diferencijalni par tranzistora  $Q_{15}$  i  $Q_{16}$ , polarisan pomoću MOSFET-a  $M_7$  i napona  $V_{B3}$ , sa aktivnim opterećenjem koje čini kaskodno strujno ogledalo  $M_{23}$ - $M_{26}$ . Bipolarni tranzistor  $Q_{17}$  u formi *emitter-follower*-a predstavlja izlazni stepen ovog operacionog pojačavača, dok je bafer u formi operacionog pojačavača u konfiguraciji jediničnog pojačavača ( $Q_{18}$ ,  $Q_{19}$ ,  $M_{28}$ - $M_{31}$ ,  $M_{32}$ ,  $V_{B3}$ ) uveden kako bi se smanjio uticaj parazitne kapacitivnosti  $C_{CS10}$ . Izlazni stepen tog operacionog pojačavača čine bipolarni tranzistori  $Q_{20}$  i  $Q_{21}$  u *Darlington* konfiguraciji i strujni izvor (MOSFET  $M_{33}$  i polarizacioni napon  $V_{B3}$ ).

Eksperimentalno dobijeni rezultati, prikazani u [7] navedeni su u tabeli 2.5. Mjerenja su vršena za svjetlost talasne dužine  $675\ \text{nm}$ .



Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$



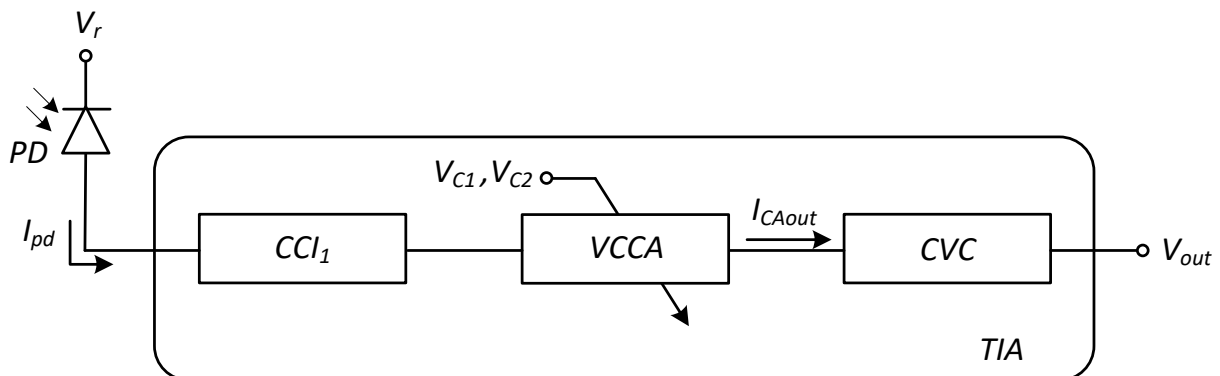
Slika 2.20 Kompletna šema optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi modifikovane translinearne petlje sa bipolarnim tranzistorima, [7]

Tabela 2.5 Eksperimentalno dobijeni rezultati prikazani u [7]

<i>mjerena veličina</i>	<i>izmjerena vrijednost</i>
maksimalna transimpedansa ( $T_{max}$ )	12.8 M $\Omega$
minimalna transimpedansa ( $T_{min}$ )	1.55 k $\Omega$
dinamički opseg transimpedansi ( $T_{max}/T_{min}$ )	8323
frekvencijski opseg (za $T_{max}$ )	22.2 MHz
maksimalni proizvod transimp. i frekv. opsega	285 T $\Omega$ Hz
maksimalna osjetljivost ( $S_{max}$ )	6824 mV/ $\mu$ W
potrošnja (pri naponu napajanja 5V)	9.14 mW
naponski ofset ( $V_{OFF}$ )	2.16 mV

### 3. OPTIČKI PRIJEMNIK SA VARIJABILNOM TRANSIMPEDANSOM NA BAZI STRUJNOG POJAČAVAČA SA OTPORNIM OGLEDALOM U INTEGRISANOJ CMOS TEHNOLOGIJI OD 0.35 $\mu\text{m}$

Blok šema predloženog rješenja optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom prikazana je na slici 3.1. Kolo se sastoji od fotodiode PD (*Photodiode*) i transimpedasnog pojačavača TIA (*Transimpedance Amplifier*). Transimpedanski pojačavač TIA čine strujni prenosnik prve generacije CCI<sub>1</sub> (*First-generation Current Conveyor*), strujni pojačavač sa kontrolabilnim pojačanjem VCCA (*Voltage-Controlled Current Amplifier*) i konvertor struje u napon CVC (*Current-to-Voltage Converter*). Laserska svjetlost se usmjerava ka fotodetektoru PD koji na svom izlazu daje struju  $I_{pd}$  proporcionalnu intenzitetu ulazne svjetlosti. Struja  $I_{pd}$  se, posredstvom strujnog prenosnika CCI<sub>1</sub>, vodi na ulaz strujnog pojačavača VCCA čije se pojačanje može podešavati pomoću odgovarajućih kontrolnih napona. Izlazni napon  $V_{out}$  se dobija tako što se struja sa izlaza strujnog pojačavača,  $I_{CAout}$ , upućuje prema konvertoru struje u napon CVC.

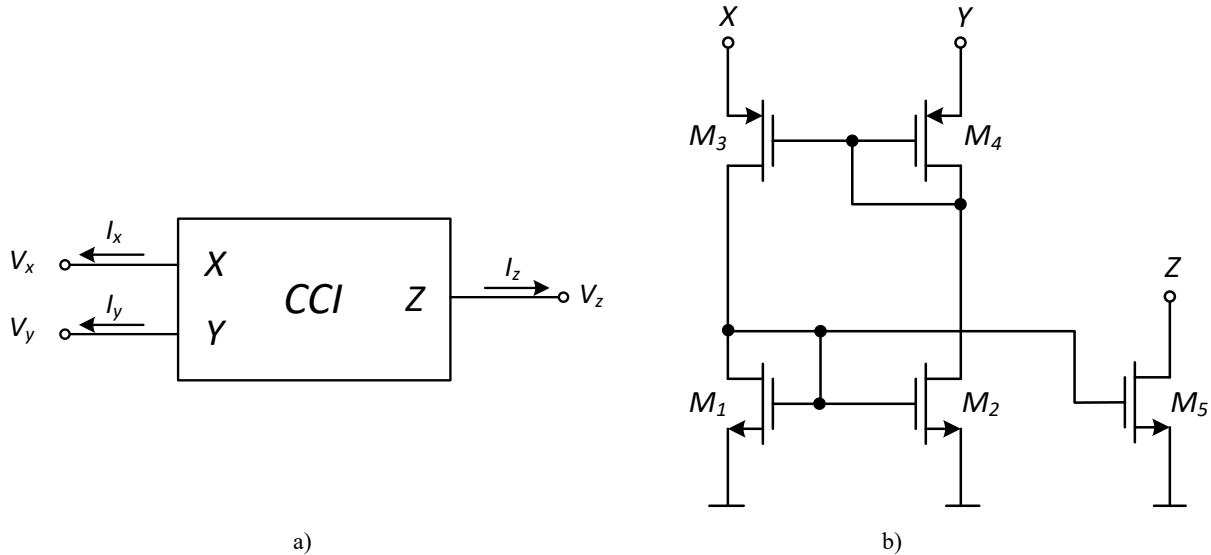


Slika 3.1 Blok šema optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom

#### 3.1. STRUJNI PRENOSNIK PRVE GENERACIJE

Koncept strujnog prenosnika je prvi put uveden 1968. godine kada je predstavljen strujni prenosnik prve generacije CCI [13], dok je već 1970. godine osmišljen strujni prenosnik

druge generacije CCII [14]. Ovo kolo se od tada koristi kao jedan od osnovnih gradivnih elemenata kada je u pitanju strujno procesiranje. Kako strujni prenosnici ne sadrže bilo kakvu globalnu povratnu spregu, odlikuju se značajno boljim performansama u frekvencijskom domenu u odnosu na naponsko procesiranje bazirano na operacionim pojačavačima.



Slika 3.2 a) Blok šema strujnog prenosnika prve generacije b) Električna šema strujnog prenosnika prve generacije, [15]

Blok šema strujnog prenosnika prve generacije prikazana je na slici 3.2 a). Priključci X i Y predstavljaju ulaze strujnog prenosnika, dok je Z izlazni terminal. Sljedećim relacijama ilustrovan je princip rada ovog elektronskog sklopa [15]:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Drugim riječima, strujni prenosnik prve generacije forsira jednakost napona i struja na X i Y priključcima, dok se *replica* ovih struja preslikava tj. prenosi na Z izlaz.

Na nižim učestanostima uzrok nelinearnosti strujnog prenosnika prve generacije predstavlja neuparenost MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  u sklopu strujnog ogledala, kao i modulacija dužine kanala MOSFET-a  $M_5$ , slika 3.2 b). Problem se donekle može riješiti upotrebom kaskodne strukture, ali je u tom slučaju potrebno koristiti viši napon napajanja. Osim toga, upotrebom kaskodne strukture na većim učestanostima stepen distorzije bi bio dvostruko veći.

Strujni prenosnik prve generacije se može koristiti kao pouzdan strujni pojačavač zbog veoma male vrijednosti otpornosti na ulaznom priključku (X). Osim toga, DC nivo struje na X priključku se može jednostavno podešavati promjenom napona na Y priključku. Ovo kolo se takođe može koristiti kao NIC (*Negative Impedance Converter*) u cilju realizacije pojačavača, filtera i oscilatora.

Vrlo česta primjena strujnih prenosnika odnosi se na realizaciju naponskih i strujnih CMOS PTAT ili *bandgap* referenci. Kako u ovim aplikacijama nema specifičnih zahtjeva vezano za frekvencijski odziv, u cilju ostvarivanja što manjeg naponskog ofseta i manjih varijacija ulazne otpornosti, mogu se koristiti ulazni tranzistori dovoljno velikih dimenzija.

### **3.2. STRUJNI POJAČAVAČ SA KONTROLABILNIM POJAČANJEM NA BAZI OTPORNOG OGLEDALA**

Kako se analogno procesiranje signala temelji na njihovom pojačavanju, postoji izražen zahtjev za strujnim pojačavačima visokih performansi. Kao posebno svojstvo strujnih pojačavača ističe se kontrolabilnost pojačanja u širokom opsegu.

Postoji nekoliko pristupa realizaciji strujnih pojačavača sa kontrolabilnim pojačanjem u CMOS tehnologiji. Strujni pojačavač sa promjenljivim pojačanjem u CMOS tehnologiji od 0.5  $\mu\text{m}$  VFCOA (*Voltage Feedback Current Operational Amplifier*) na bazi strujnog prenosnika druge generacije u klasi AB predstavljen je u [16]. Kolo odlikuje visok stepen linearnosti, niska potrošnja, i strujno pojačanje od 0 do 24 dB, pri čemu se i frekvencijski opseg može podešavati u opsegu od 1 MHz do 3 MHz. Disipacija snage iznosi 280.5  $\mu\text{W}$ , pri naponu napajanja od 3.3 V. U [17] je predstavljen strujni pojačavač sa kontrolabilnim pojačanjem baziran na CMOS translinearnoj petlji sa eksponencijalnom prenosnom karakteristikom, u tehnologiji od 0.5  $\mu\text{m}$ . Kolo se napaja naponom od  $\pm 0.75$  V, ima pojačanje do 12 dB, maksimalnu disipaciju snage 375  $\mu\text{W}$  i frekvencijski opseg do 36 MHz. Strujni pojačavač sa kontrolabilnim pojačanjem na bazi *wide-swing* strujnog ogledala u CMOS tehnologiji od 0.35  $\mu\text{m}$  opisan je u [18]. Ovaj elektronski sklop ima napon napajanja 1.1 V, pojačanje od 6 dB do 34 dB, maksimalnu disipaciju snage 334  $\mu\text{W}$  i frekvencijski opseg oko 1 MHz. U [19] je predstavljen strujni pojačavač sa promjenljivim pojačanjem na bazi kaskodnog strujnog ogledala u 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS tehnologiji. Ovo kolo se napaja naponom od 1 V, pri kojem je disipacija snage manja od 41.1  $\mu\text{W}$ , uz linearni opseg pojačanja do 19 dB, dok frekvencijski opseg iznosi oko 93 MHz. Strujni pojačavač baziran na strujnom prenosniku u klasi AB u 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS tehnologiji opisan je u [20]. Napon napajanja ovog kola iznosi  $\pm 1$  V, dok je disipacija snage pri ovom naponu napajanja oko 8 mW. Pojačanje kola pri uslovima razmatranim u [20] je 5 puta, dok mu je frekvencijski opseg 850 MHz. U [21] je prikazan strujni pojačavač u 3  $\mu\text{m}$  CMOS tehnologiji koji se bazira na dva nezavisna strujna pojačavača. Kolo se napaja naponom od  $\pm 3$  V, ima pojačanje od -20 dB do 26 dB, dok mu frekvencijski opseg iznosi 1.4 MHz.

Zbog generalnog trenda snižavanja napona napajanja i disipacije snage, kao i zbog izraženih zahtjeva za kontrolabilnom transimpedansom optičkih prijemnika i visokim stepenom linearnosti, u ovom radu korišćen je strujni pojačavač sa kontrolabilnim pojačanjem na bazi otpornog ogledala, [22], [23], [24], [25], slika 3.3. Otporno ogledalo čini par MOSFET-ova  $M_6$

i  $M_7$ , od kojih  $M_6$  predstavlja original, dok je  $M_7$  njegov lik. MOSFET-ovi  $M_6$  i  $M_7$  su u omskom režimu rada, pa važi:

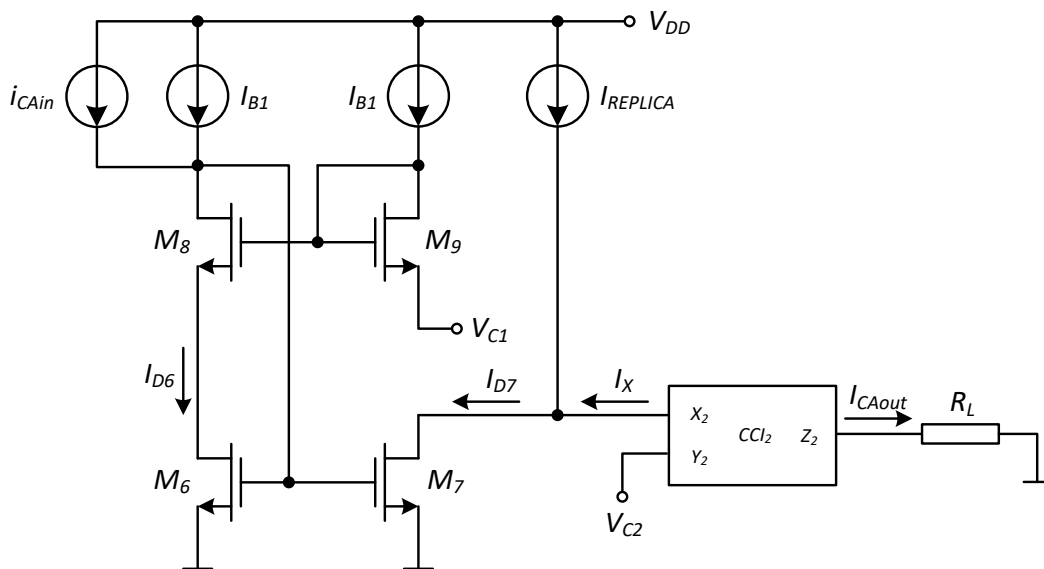
$$I_{D6} \approx \beta_6(V_{GS6} - V_{t6})V_{DS6} \quad (3.2)$$

$$I_{D7} \approx \beta_7(V_{GS7} - V_{t7})V_{DS7} \quad (3.3)$$

pri čemu su  $I_{D6}$  i  $I_{D7}$  struje drejna,  $\beta_6$  i  $\beta_7$  transkonduktanski parametri,  $V_{GS6}$  i  $V_{GS7}$  naponi gejtsors,  $V_{t6}$  i  $V_{t7}$  naponi praga, a  $V_{DS6}$  i  $V_{DS7}$  naponi drejn-sors MOSFET-ova  $M_6$  i  $M_7$  respektivno. Slijedi da su otpornosti između drejn i sors priključaka odgovarajućih MOSFET-ova:

$$R_{DS6} = \frac{V_{DS6}}{I_{D6}} \approx \frac{1}{\beta_6(V_{GS6} - V_{t6})} \quad (3.4)$$

$$R_{DS7} = \frac{V_{DS7}}{I_{D7}} \approx \frac{1}{\beta_7(V_{GS7} - V_{t7})} \quad (3.5)$$



Slika 3.3 Pojednostavljena šema strujnog pojačavača sa kontrolabilnim pojačanjem, [22]

Uzimajući u obzir da su naponi gejtsors MOSFET-ova  $M_6$  i  $M_7$  međusobno jednaki,  $V_{GS6} = V_{GS7}$ , i pretpostavljajući da su njihovi naponi praga takođe jednaki, slijedi:

$$I_{D7} \approx \frac{\beta_7 V_{DS7}}{\beta_6 V_{DS6}} I_{D6} . \quad (3.6)$$

Dakle, struja drejna  $I_{D7}$  MOSFET-a  $M_7$  je direktno proporcionalna struji drejna  $I_{D6}$  MOSFET-a  $M_6$  i može se kontrolisati odabirom dimenzija MOSFET-ova, kao i promjenom napona drejn-sors  $V_{DS6}$  i  $V_{DS7}$ . Napon drejn-sors  $V_{DS6}$  približno je jednak kontrolnom naponu  $V_{C1}$ , slika 3.3. Naime, kako kroz MOSFET-ove  $M_8$  i  $M_9$  protiču iste jednosmjerne struje  $I_{B1}$ , odgovarajući naponi gejt-sors su međusobno jednaki,  $V_{GS8} = V_{GS9}$ . Napon drejn-sors  $V_{DS7}$  približno je jednak kontrolnom naponu  $V_{C2}$ , slika 3.3. Jednakost ovih napona obezbjeđuje strujni prenosnik prve generacije CCI<sub>2</sub>. Na Y priključak ovog strujnog prenosnika dovodi se kontrolni napon  $V_{C2}$  koji se, prema relaciji (3.1), prenosi na njegov X priključak za koji je vezan drejn MOSFET-a  $M_7$ . Relacija (3.6) se sada može zapisati kao:

$$I_{D7} \approx \frac{\beta_7 V_{C2}}{\beta_6 V_{C1}} I_{D6} , \quad (3.7)$$

pri čemu je struja  $I_{D6}$  jednaka polarizacionoj struji  $I_{B1}$ , dok je izlazna struja  $I_{CAout}$  strujnog prenosnika prve generacije CCI<sub>2</sub> jednaka struji  $I_{D7}$ , relacija (3.1):

$$I_{CAout} \approx \frac{\beta_7 V_{C2}}{\beta_6 V_{C1}} I_{B1} . \quad (3.8)$$

AC komponenta ulazne struje, u slučaju kada MOSFET  $M_7$  provodi u omskom režimu, se pojačava prema sljedećoj relaciji, [22], [23]:

$$A_i \approx \frac{\beta_7 V_{C2}}{\beta_6 V_{C1}} \frac{V_{C1}}{V_{C1} + R_{X2} I_{B1}} \left( 1 + \frac{\sqrt{I_{B1}}}{V_{C1} \sqrt{2\beta_8}} \right) . \quad (3.9)$$

AC komponenta ulazne struje, u slučaju kada MOSFET  $M_7$  provodi u režimu zasićenja, se pojačava prema sljedećoj relaciji:

$$A_i \approx \frac{2\beta_7}{\beta_6^2 V_{C1}^2} \left( 1 + \frac{\sqrt{I_{B1}}}{V_{C1} \sqrt{2\beta_8}} \right) I_{B1} . \quad (3.10)$$

pri čemu je  $R_{X2}$  ulazna otpornost strujnog prenosnika prve generacije CCI<sub>2</sub>, dok je  $\beta_8$  transkonduktanski parametar MOSFET-a  $M_8$ . Prethodna relacija važi za niske učestanosti.

Opisani strujni pojačavač sa kontrolabilnim pojačanjem se koristi pri realizaciji optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom, što znači da je potrebno da pojačava AC komponentu struje fotodiode. Kako se uporedo vrši pojačavanje i DC ulazne struje, koju dominantno čini polarizaciona struja  $I_{B1}$  (uz DC komponentu struje fotodiode), pri malim vrijednostima napona napajanja dinamički opseg ulazne/izlazne struje je vrlo ograničen. U cilju prevazilaženja navedenog problema potrebno je redukovati DC komponentu izlazne struje otpornog ogledala. U tom smislu, uvodi se *replica* kolo strujnog pojačavača na čiji ulaz se dovodi samo polarizaciona struja. Izlaz *replica* kola se veže za izlaz otpornog ogledala u sklopu strujnog pojačavača, slika 3.3. Odgovarajućim odabirom dimenzija određenih MOSFET-ova u sklopu *replica* kola strujnog pojačavača moguće je postići manju vrijednost strujnog pojačanja, odnosno, manju vrijednost izlazne struje *replica* kola u odnosu na originalno kolo:

$$I_{REPLICA} \approx \gamma \frac{\beta_7 V_{C2}}{\beta_6 V_{C1}} I_{B1} , \quad (3.11)$$

pri čemu je  $\gamma < 1$ .

Na ovaj način redukovana je DC komponenta struje na X priključku strujnog prenosnika CCI<sub>2</sub>, a samim tim je postignut širi dinamički opseg struja.

### 3.3. KONVERTOR STRUJE U NAPON NA BAZI STEPENA SA ZAJEDNIČKIM GEJATOM

Električna šema konvertora struje u napon korišćenog prilikom realizacije optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom prikazana je na slici 3.4. Ovo kolo je moguće realizovati sa malim naponom napajanja, zadovoljavajućom linearnošću i frekvencijskim opsegom. Kolo se bazira na stepenu sa zajedničkim gejtom. Na njegov ulaz se dovodi izlazna struja  $I_{CAout}$  strujnog pojačavača sa kontrolabilnim pojačanjem.

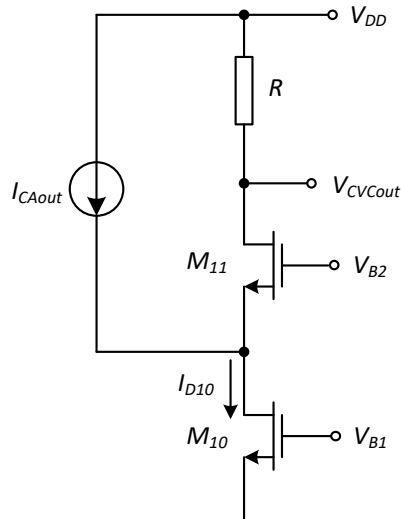
Izlazni napon je dat sljedećom relacijom:

$$V_{VCout} = V_{DD} - RI_{D10} + RI_{CAout} . \quad (3.12)$$

Dakle, DC transimpedansa konvertora struje u napon je jednaka otpornosti  $R$ , dok se DC nivo izlaznog napona može podešavati izborom polarizacione struje  $I_{D10}$ . Kako bi MOSFET  $M_{11}$  bio u zasićenju, polarizacioni napon  $V_{B2}$  treba da zadovoljava sljedeći uslov:

$$V_{B2} < V_{DD} - RI_{D10} + V_{tn} + RI_{CAout} \quad (3.13)$$

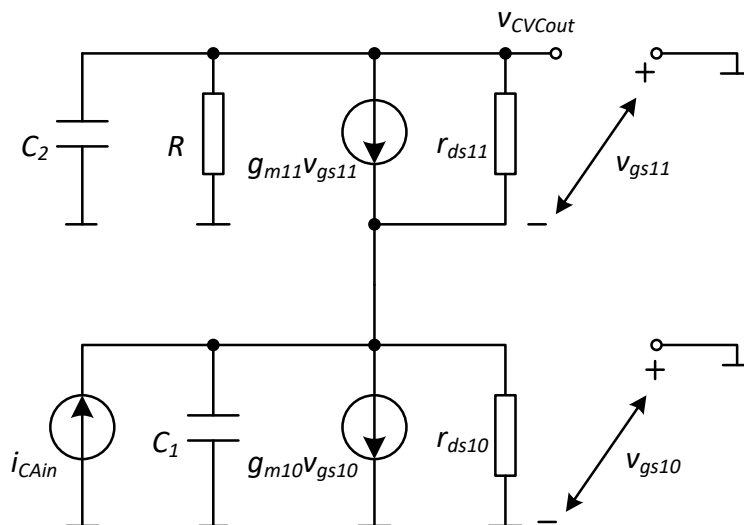
gdje je  $V_{tn}$  napon praga MOSFET-a  $M_{11}$ .



Slika 3.4 Električna šema konvertora struje u napon na bazi spoja sa zajedničkim gejtom

Na slici 3.5 je prikazan model za male signale konvertora struje u napon na bazi stepena sa zajedničkim gejtom. Kapacitivnost  $C_1$  predstavlja ekvivalentnu parazitnu kapacitivnost na ulazu kola, dok kapacitivnost  $C_2$  predstavlja ekvivalentnu parazitnu kapacitivnost na izlazu kola.

AC transimpedansa konvertora struje u napon data je relacijom (3.14).



Slika 3.5 Model za male signale konvertora struje u napon na bazi spoja sa zajedničkim gejtom



$$T(s) = \frac{g_{m11}}{C_1 C_2} \cdot \frac{1}{s^2 + s \frac{g_{m11} R r_{ds10} r_{ds11} C_2 + R r_{ds11} C_2 + R r_{ds10} C_1 + r_{ds10} r_{ds11} C_1}{R r_{ds10} r_{ds11} C_1 C_2} + \frac{g_{m11} r_{ds10} r_{ds11} + r_{ds11} + R}{R r_{ds10} r_{ds11} C_1 C_2}} \quad (3.14)$$

gdje je  $g_{m11}$  transkonduktansa MOSFET-a  $M_{11}$ , a  $r_{ds10}$  i  $r_{ds11}$  predstavljaju otpornosti drejn-sors MOSFET-ova  $M_{10}$  i  $M_{11}$ , respektivno.

Prirodna učestanost  $\omega_0$  i faktor  $Q$  iznose:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m11} r_{ds10} r_{ds11} + r_{ds11} + R}{R r_{ds10} r_{ds11} C_1 C_2}} \quad (3.15)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R r_{ds10} r_{ds11} C_1 C_2 (g_{m11} r_{ds10} r_{ds11} + r_{ds11} + R)}}{g_{m11} R r_{ds10} r_{ds11} C_2 + R r_{ds11} C_2 + R r_{ds10} C_1 + r_{ds10} r_{ds11} C_1} \quad (3.16)$$

Na osnovu relacije (3.12) zaključuje se da je potrebno da otpornost  $R$  ima što veću vrijednost kako bi *peak-to-peak* vrijednost izlaznog napona konvertora struje u napon bila što veća. Nasuprot tome, na osnovu relacije (3.15) uočava se da je frekvencijski opseg kola veći ukoliko je vrijednost otpornosti  $R$  manja. Treba uzeti u obzir i uslovljenost frekvencijskog opsega optičkog prijemnika ograničenošću frekvencijskog opsega strujnog pojačavača sa kontrolabilnim pojačanjem. Dakle, potrebno je odabrati vrijednost otpornosti  $R$  tako da frekvencijski opseg konvertora struje u napon bude minimalno na nivou frekvencijskog opsega strujnog pojačavača.

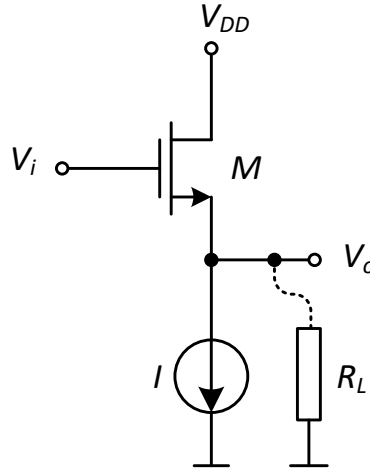
### 3.4. IZLAZNI STEPEN OPTIČKOG PRIJEMNIKA U FORMI *FLIPPED VOLTAGE FOLLOWER-A* (FVF)

Izlazni stepen optičkog prijemnika je dizajniran tako da je u mogućnosti da pobudi kapacitivno opterećenje od 5 pF u paraleli sa otpornim opterećenjem od 10 k $\Omega$ .

Električna šema *source follower*-a koji se često koristi kao naponski bafer prikazana je na slici 3.6. Izlazni napon ovog kola je:

$$V_o = V_i - V_{GS} . \quad (3.17)$$

Iz navedene relacije uočava se da kolo za konstantnu vrijednost napona gejt-sors obavlja funkciju *voltage follower*-a. Kolo je u stanju da obezbijedi značajne vrijednosti struja prema potrošaču, međutim mogućnost prihvatanja struje od potrošača je ograničena vrijednošću struje



Slika 3.6 Električna šema *source-follower*-a

koju generiše strujni izvor  $I$ . Osim toga, kako struja koja protiče kroz MOSFET  $M$  zavisi od struje potrošača, napon gejt-sors ovog MOSFET-a nije konstantan, pa naponsko pojačanje postaje manje od jedan.

Na slici 3.7 prikazana je električna šema *flipped voltage follower*-a, [26]. Izlazni napon ovog kola se mijenja prema relaciji:

$$V_o = V_i - V_{GS13} . \quad (3.18)$$

pri čemu je struja MOSFET-a  $M_{13}$  konstantna i nezavisna od struje potrošača. Samim tim i napon gejt-sors ovog MOSFET-a je konstantan što je uslov za pravilno funkcionisanje naponskog bafera. Ovo kolo može da prihvati značajne vrijednosti struje potrošača, dok mu je mogućnost obezbjeđivanja struje potrošaču limitirana vrijednošću struje strujnog izvora  $I_{FVF}$ .

Za pravilno funkcionisanje kola potrebno je da MOSFET-ovi  $M_{12}$  i  $M_{13}$  budu u zasićenju, odnosno, da budu zadovoljeni sljedeći uslovi:

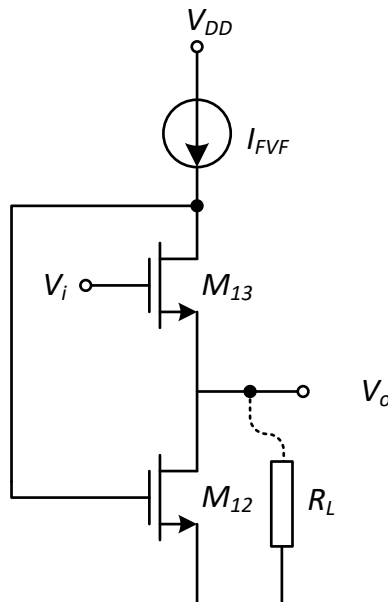
$$V_{GD12} < V_{tn} \quad (3.19)$$

$$V_{GD13} < V_{tn} . \quad (3.20)$$

Iz navedenih relacija, a pod pretpostavkom da su transkonduktanski parametri MOSFET-ova  $M_{12}$  i  $M_{13}$  međusobno jednaki, slijedi:

$$2 \sqrt{\frac{2I_{FVF}}{\beta_{12}}} + V_{tn} < V_i < \sqrt{\frac{2I_{FVF}}{\beta_{12}}} + 2V_{tn} . \quad (3.21)$$

Iz prethodne relacije se može zaključiti da opseg ulaznog napona opada pri manjim vrijednostima napona praga  $V_{tn}$ . Takođe, opseg ulaznog napona ne zavisi od napona napajanja kola što ga čini pogodnim za *low-voltage* aplikacije.



Slika 3.7 Električna šema *flipped-voltage follower*-a, [26]

### 3.5. KOMPLETNA ELEKTRIČNA ŠEMA PREDLOŽENOG RJEŠENJA OPTIČKOG PRIJEMNIKA SA VARIJABILNOM TRANSIMPEDANSOM NA BAZI STRUJNOG POJAČAVAČA SA OTPORNIM OGLEDALOM

Na slici 3.8 prikazana je električna šema predloženog rješenja optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom. Fotodiode PD vezana je za strujni ulaz X strujnog prenosnika prve generacije CCI<sub>1</sub>. Inverzna polarizacija fotodiode izvršena je pomoću referentnog napona  $V_R$ . Kondenzator kapacitivnosti  $C_{PD}$

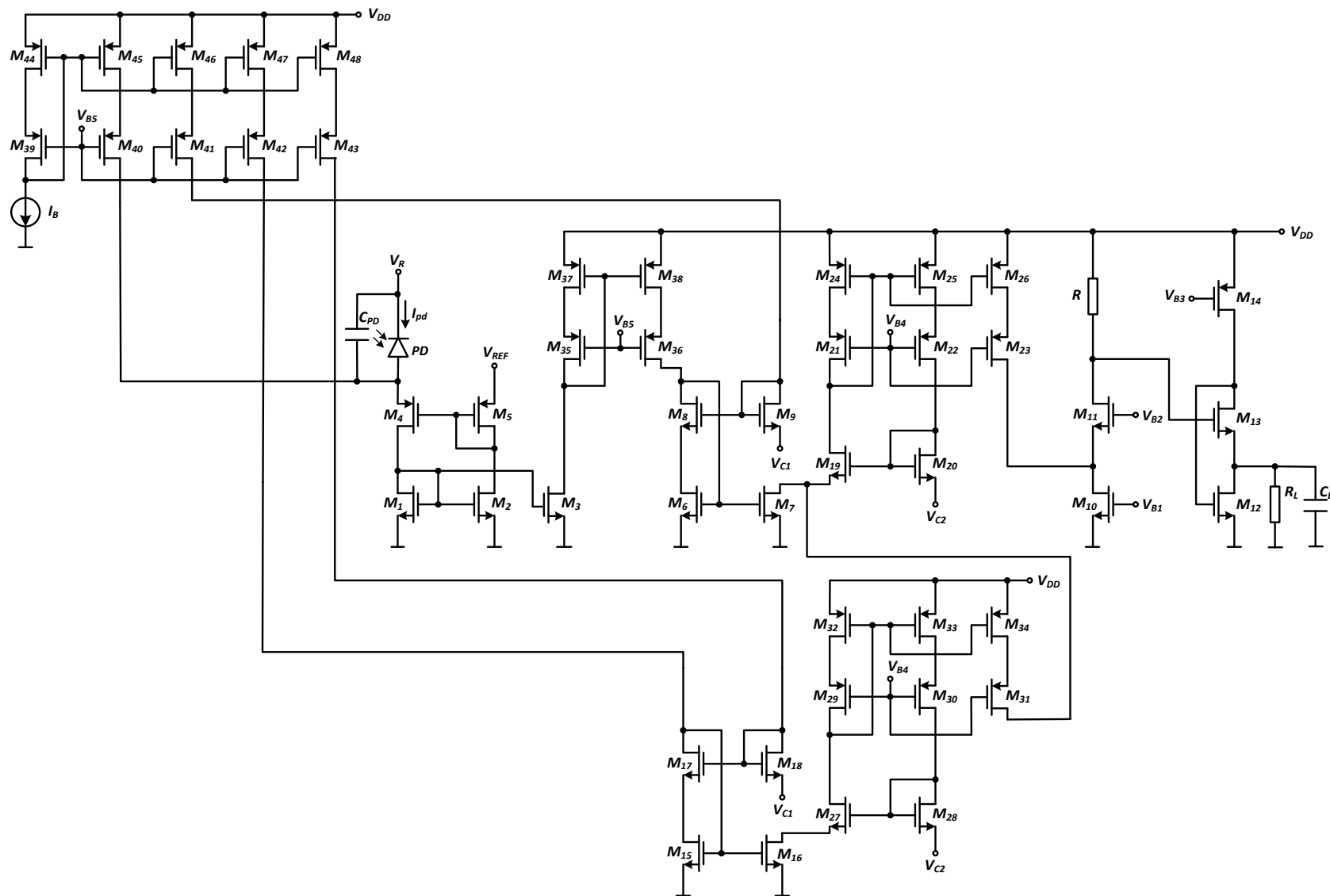
predstavlja parazitnu kapacitivnost fotodiode. Strujni prenosnik prve generacije  $\text{CCI}_1$  čine MOSFET-ovi  $M_1 - M_5$ . Na njegov Y priključak doveden je referentni napon  $V_{REF}$  čijim se prenošenjem na X priključak obezbjeđuje stabilan napon inverzne polarizacije fotodiode. Osim struje fotodiode, na X priključak strujnog prenosnika  $\text{CCI}_1$  dovodi se i polarizaciona struja  $I_B$  sa prvog izlaza *wide-swing* strujnog ogledala koga čine MOSFET-ovi  $M_{39} - M_{48}$  i polarizacioni napon  $V_{B5}$ . Struja sa izlaza strujnog prenosnika  $\text{CCI}_1$  se vodi na ulaz strujnog pojačavača sa kontrolabilnim pojačanjem, pri čemu *wide-swing* strujno ogledalo (MOSFET-ovi  $M_{35} - M_{38}$  i polarizacioni napon  $V_{B5}$ ) služi za promjenu smjera struje. Otporno ogledalo u sklopu strujnog pojačavača čine MOSFET-ovi  $M_6$  i  $M_7$ . Kontrolni napon  $V_{C1}$  se na drejn MOSFET-a  $M_6$  prenosi posredstvom *voltage follower*-a kog čine MOSFET-ovi  $M_8$  i  $M_9$  i polarizaciona struja sa drugog izlaza *wide-swing* strujnog ogledala koga formiraju MOSFET-ovi  $M_{39} - M_{48}$  i polarizacioni napon  $V_{B5}$ . Kontrolni napon  $V_{C2}$  se na drejn MOSFET-a  $M_7$  prenosi posredstvom strujnog prenosnika prve generacije  $\text{CCI}_2$  koga čine MOSFET-ovi  $M_{19} - M_{26}$  i polarizacioni napon  $V_{B4}$ . Struja sa izlaza otpornog ogledala se vodi na ulaz konvertora struje u napon CVC posredstvom strujnog prenosnika prve generacije  $\text{CCI}_2$ . Otporno ogledalo u sklopu replika kola čine MOSFET-ovi  $M_{15}$  i  $M_{16}$ . Kontrolni napon  $V_{C1}$  se na drejn MOSFET-a  $M_{15}$  prenosi posredstvom *voltage follower*-a kog čine MOSFET-ovi  $M_{17}$  i  $M_{18}$  i polarizaciona struja sa trećeg i četvrtog izlaza *wide-swing* strujnog ogledala koga čine MOSFET-ovi  $M_{39} - M_{48}$  i polarizacioni napon  $V_{B5}$ . Kontrolni napon  $V_{C2}$  se na drejn MOSFET-a  $M_{16}$  prenosi posredstvom strujnog prenosnika prve generacije koga čine MOSFET-ovi  $M_{27} - M_{34}$  i polarizacioni napon  $V_{B4}$ . Struja sa izlaza *replica* kola se vodi na izlaz otpornog ogledala (drejn MOSFET-a  $M_7$ ). Konvertor struje u napon CVC čine MOSFET-ovi  $M_{10}$  i  $M_{11}$ , otpornik  $R$  i polarizacioni naponi  $V_{B1}$  i  $V_{B2}$ , pri čemu MOSFET  $M_{10}$  i polarizacioni napon  $V_{B1}$  konfiguriraju strujni izvor. Izlazni stepen u formi *flipped-voltage follower*-a čine MOSFET-ovi  $M_{12}$  i  $M_{13}$ , dok MOSFET  $M_{14}$  i polarizacioni napon  $V_{B3}$  formiraju polarizacioni strujni izvor.

Uz aproksimaciju da je DC komponenta struje fotodiode značajno manja u odnosu na polarizacionu struju  $I_B$ , izlazni napon optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom dat je izrazom (3.22).

$$V_{OUT} \approx R \frac{\beta_7 V_{C2}}{\beta_6 V_{C1}} I_B + V_{DD} - R \frac{\beta_{10}}{2} (V_{B1} - V_{tn})^2 - \sqrt{\frac{\beta_{14}}{\beta_{13}}} (V_{DD} - V_{B3} + V_{tp}) - V_{tn} \quad (3.22)$$

gdje su  $\beta_6$ ,  $\beta_7$ ,  $\beta_{10}$ ,  $\beta_{13}$  i  $\beta_{14}$  transkonduktanski parametri MOSFET-ova  $M_6$ ,  $M_7$ ,  $M_{10}$ ,  $M_{13}$  i  $M_{14}$ , respektivno.

Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$



Slika 3.8 Kompletna električna šema optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$

## 4. REZULTATI SIMULACIJA

Za simulaciju rada predloženog optičkog prijemnika pri različitim režimima rada korišten je softverski alat za dizajniranje i simuliranje rada elektronskih kola, LTspice. Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom dizajniran je u 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS tehnologiji (model BSIM3v3, tehnološki proces V01C\_MM\_NON\_EPI kompanije *Taiwan Semiconductor Manufacturing Company* TSMC). Dimenzije MOSFET-ova koji čine ovaj optički prijemnik date su u tabeli 4.1.

Tabela 4.1 Dimenzije MOSFET-ova

MOSFET	W/L [ $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ ]
M <sub>1</sub> – M <sub>5</sub>	30 / 0.7
M <sub>6</sub> , M <sub>7</sub>	60 / 0.35
M <sub>8</sub> , M <sub>9</sub>	70 / 0.7
M <sub>10</sub> , M <sub>11</sub> , M <sub>16</sub>	50 / 0.35
M <sub>12</sub> , M <sub>13</sub>	20 / 0.35
M <sub>14</sub>	40 / 0.35
M <sub>15</sub> , M <sub>16</sub>	70 / 0.35
M <sub>17</sub> , M <sub>18</sub>	15 / 0.7
M <sub>19</sub> – M <sub>30</sub> , M <sub>32</sub> , M <sub>33</sub>	70 / 0.5
M <sub>31</sub> , M <sub>34</sub>	50 / 0.5
M <sub>35</sub> – M <sub>48</sub>	15 / 0.5

Kroz simulacije je određena DC prenosna karakteristika optičkog prijemnika, greška linearnosti, disipacija snage, amplitudno-frekvencijska karakteristika, kao i vremenski odziv predloženog rješenja, pri različitim transimpedansama. Sve karakteristike simulirane su za dva slučaja:

- slučaj kada MOSFET M<sub>7</sub> u okviru otpornog ogledala provodi u omskom režimu rada
- slučaj kada MOSFET M<sub>7</sub> u okviru otpornog ogledala provodi u zasićenju.

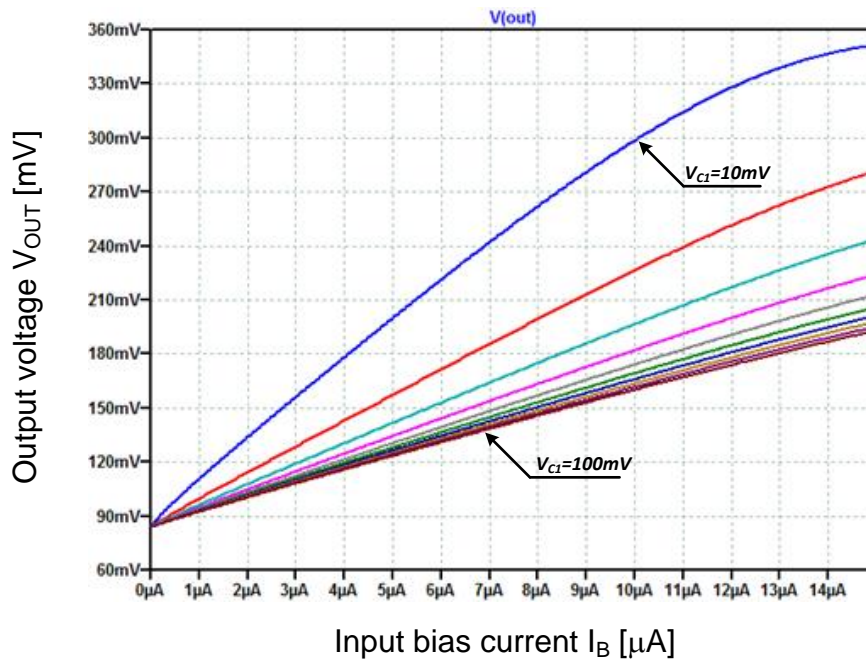
Napon napajanja kola pri kojem su rađene simulacije iznosi 1.3 V, referentni napon  $V_{REF}$  iznosi 0.8 V, referentni napon  $V_R$  jednak je naponu napajanja i iznosi 1.3 V, dok polarizacioni naponi  $V_{B1}$ ,  $V_{B2}$ ,  $V_{B3}$ ,  $V_{B4}$  i  $V_{B5}$  iznose 0.7 V, 0.9 V, 0.45 V, 0.25 V, 0 V, respektivno. Vrijednost polarizacione struje  $I_B$  je 10  $\mu\text{A}$ . Napon  $V_{C2}$  je fiksiran i iznosi 100 mV u slučaju kada MOSFET M<sub>7</sub> provodi u omskom režimu rada, odnosno 250 mV u slučaju kada MOSFET M<sub>7</sub> provodi u zasićenju. Parazitna kapacitivnost fotodiode iznosi  $C_{PD} = 500$  fF, dok izlazno opterećenje kola

čine paralelno vezan otpornik  $R_L$  otpornosti  $10\ \text{k}\Omega$  i kondenzator  $C_L$  kapacitivnosti  $5\ \text{pF}$ . Otpornik  $R$  ima otpornost  $22\ \text{k}\Omega$ . Promjena transimpedanse optičkog prijemnika postiže se promjenom kontrolnog napona  $V_{C1}$ .

#### 4.1. DC ANALIZA OPTIČKOG PRIJEMNIKA

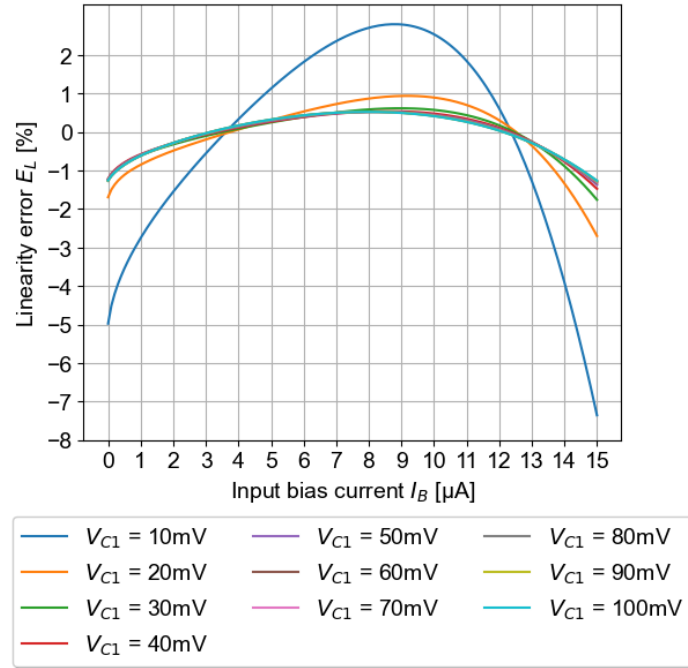
Na slici 4.1 prikazane su DC prenosne karakteristike optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom za slučaj kada je MOSFET  $M_7$  u sklopu otpornog ogledala u omskom režimu rada, pri čemu se kontrolni napon  $V_{C1}$  mijenja od  $10\ \text{mV}$  do  $100\ \text{mV}$  sa korakom  $10\ \text{mV}$ , dok je  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ . Na slici 4.2 prikazane su odgovarajuće greške linearnosti DC prenosnih karakteristika optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom, dok su na slici 4.3 prikazane disipacije snage, za isti režim rada MOSFET-a  $M_7$  i iste vrijednosti kontrolnih napona.

Na slici 4.4 prikazane su DC prenosne karakteristike optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom za slučaj kada je MOSFET  $M_7$  u sklopu otpornog ogledala u zasićenju, pri čemu se kontrolni napon  $V_{C1}$  mijenja od  $10\ \text{mV}$  do  $100\ \text{mV}$  sa korakom  $10\ \text{mV}$ , dok je  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ . Na slici 4.5 prikazane su odgovarajuće greške linearnosti DC prenosnih karakteristika optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom, dok su na slici 4.6 prikazane disipacije snage, za isti režim rada MOSFET-a  $M_7$  i iste vrijednosti kontrolnih napona.

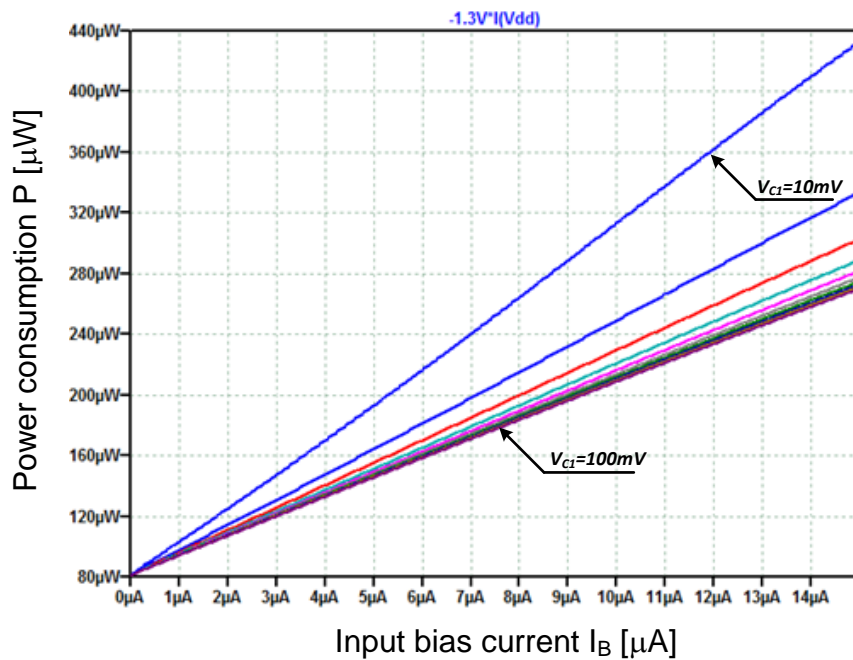


Slika 4.1 DC prenosna karakteristika optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $10\ \text{mV} \leq V_{C1} \leq 100\ \text{mV}$ ,  $\Delta V_{C1} = 10\ \text{mV}$

Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$



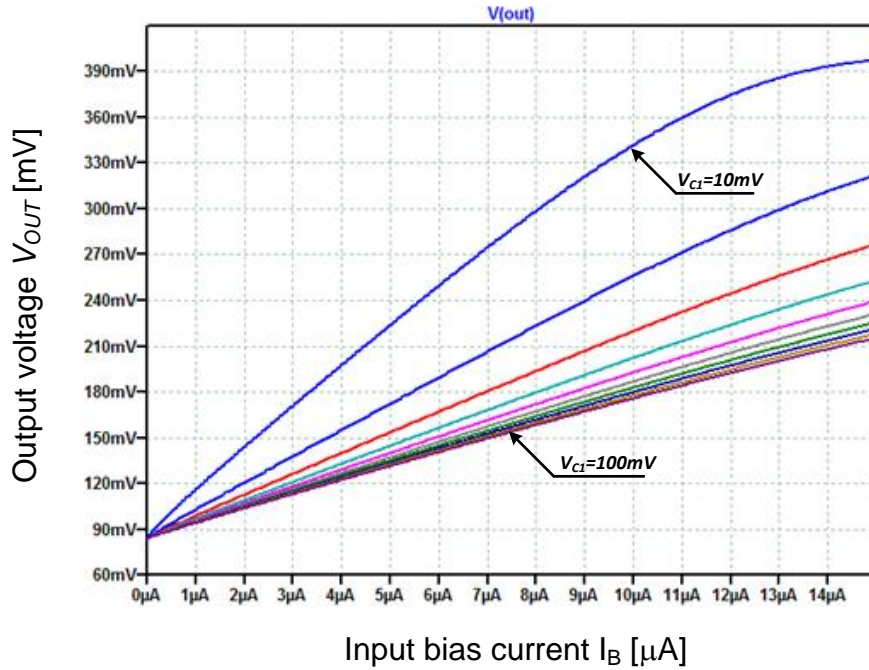
Slika 4.2 Greška linearosti optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $10\ \text{mV} \leq V_{C1} \leq 100\ \text{mV}$ ,  $\Delta V_{C1} = 10\ \text{mV}$



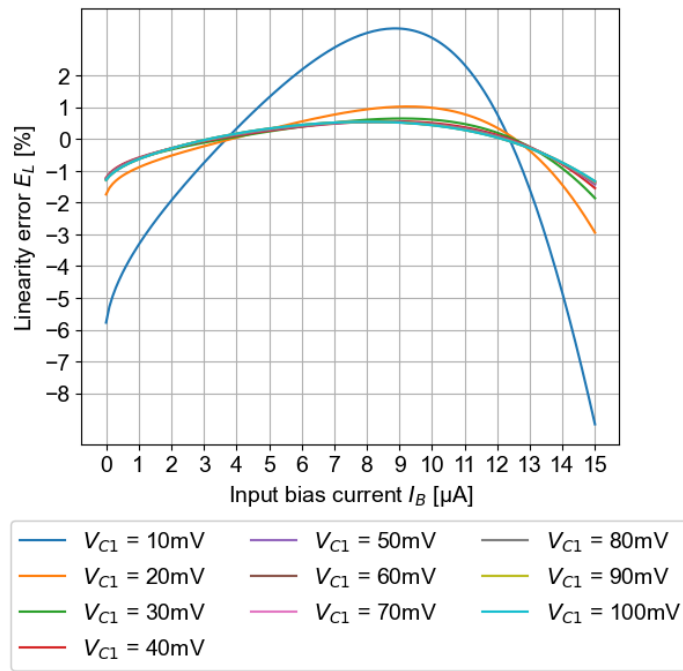
Slika 4.3 Disipacija snage optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $10\ \text{mV} \leq V_{C1} \leq 100\ \text{mV}$ ,  $\Delta V_{C1} = 10\ \text{mV}$



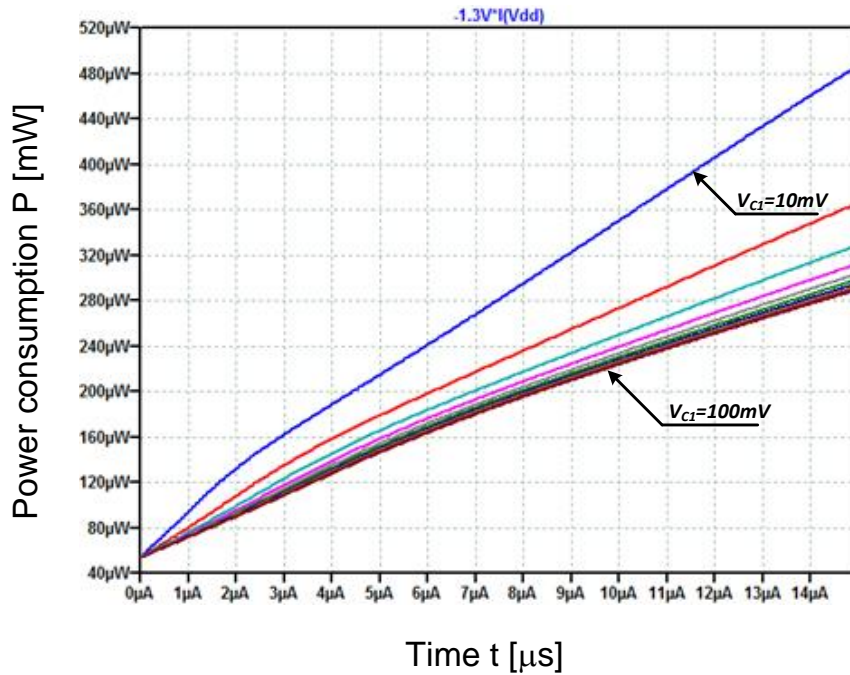
Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$



Slika 4.4 DC prenosna karakteristika optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\text{ mV}$ ,  $10\text{ mV} \leq V_{C1} \leq 100\text{ mV}$ ,  $\Delta V_{C1} = 10\text{ mV}$



Slika 4.5 Greška linearnosti optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\text{ mV}$ ,  $10\text{ mV} \leq V_{C1} \leq 100\text{ mV}$ ,  $\Delta V_{C1} = 10\text{ mV}$



Slika 4.6 Disipacija snage optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $10\ \text{mV} \leq V_{C1} \leq 100\ \text{mV}$ ,  $\Delta V_{C1} = 10\ \text{mV}$

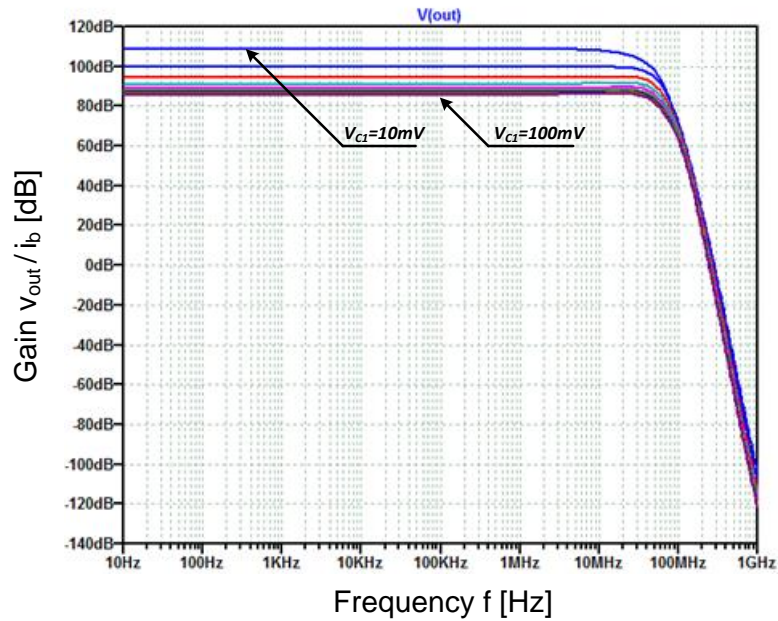
Na osnovu prikazanih rezultata DC analize optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom uočava se da je linearnost strujno-naponskih karakteristika za različite vrijednosti transimpedanse zadovoljavajuća, ne veća od 3% za najveću vrijednost transimpedanse, odnosno ne veća od 1% za sve ostale transimpedanse. Uočava se da je greška linearnosti za oba režima rada, pri svim transimpedansama osim maksimalne, najmanja kada polarizaciona struja  $I_B$  ima vrijednost blizu  $10\ \mu\text{A}$ . Sa dijagrama na kojem su prikazane disipacije snage uočava se da ona ima vrlo nisku vrijednost, maksimalno oko  $300\ \mu\text{W}$  za omski režim rada i polarizacionu struju  $10\ \mu\text{A}$  i maksimalno oko  $310\ \mu\text{W}$  za režim zasićenja i polarizacionu struju  $10\ \mu\text{A}$ .

## 4.2. AC ANALIZA OPTIČKOG PRIJEMNIKA

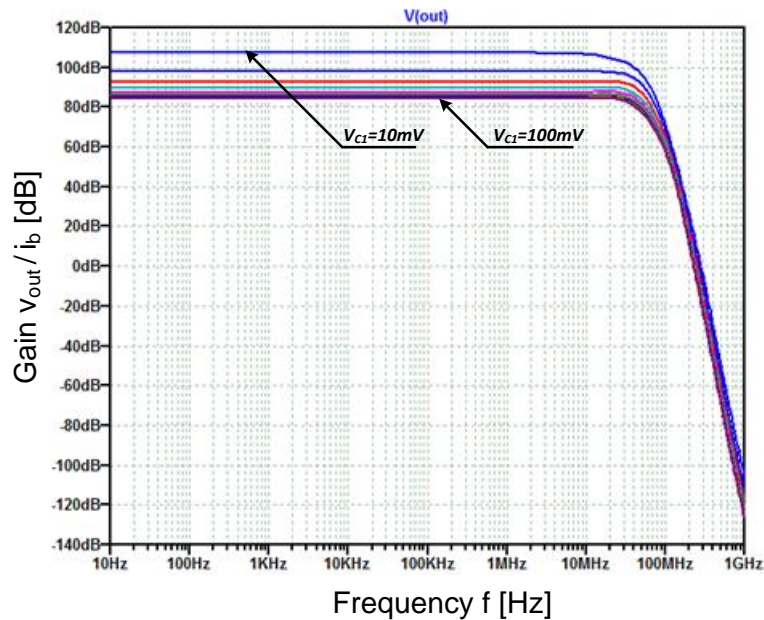
Na slici 4.7 prikazane su AC prenosne karakteristike optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom za slučaj kada je MOSFET  $M_7$  u sklopu otpornog ogledala u omskom režimu, pri čemu se kontrolni napon  $V_{C1}$  mijenja od  $10\ \text{mV}$  do  $100\ \text{mV}$  sa korakom  $10\ \text{mV}$ , dok je  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ .

Na slici 4.8 prikazane su AC prenosne karakteristike optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom za slučaj kada je

MOSFET  $M_7$  u sklopu otpornog ogledala u zasićenju, pri čemu se kontrolni napon  $V_{C1}$  mijenja od 10 mV do 100 mV sa korakom 10 mV, dok je  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ .



Slika 4.7 Amplitudno-frekvencijska karakteristika optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $10\ \text{mV} \leq V_{C1} \leq 100\ \text{mV}$ ,  $\Delta V_{C1} = 10\ \text{mV}$



Slika 4.8 Amplitudno-frekvencijska karakteristika optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $10\ \text{mV} \leq V_{C1} \leq 100\ \text{mV}$ ,  $\Delta V_{C1} = 10\ \text{mV}$

AC analiza ukazuje na to da je ovako projektovan optički prijemnik stabilan u oba režima rada, bez pikova na amplitudno-frekvencijskoj karakteristici. Vrijednosti transimpedanse i frekvencijskog opsega optičkog prijemnika date su u tabeli 4.2.

**Tabela 4.2** Rezultati dobijeni AC analizom rada predloženog optičkog prijemnika

	omski režim, $V_{C2}=100\text{ mV}$		zasićenje, $V_{C2}=250\text{ mV}$	
	$T$ [k $\Omega$ ]	$f_{-3dB}$ [MHz]	$T$ [k $\Omega$ ]	$f_{-3dB}$ [MHz]
$V_{C1}=10\text{ mV}$	230	25	251	25
$V_{C1}=20\text{ mV}$	78.5	43.5	94.5	44
$V_{C1}=30\text{ mV}$	43	44	52	50
$V_{C1}=40\text{ mV}$	30	43.6	36	50
$V_{C1}=50\text{ mV}$	23.6	43.5	30	50.5
$V_{C1}=60\text{ mV}$	20.5	41.7	25	50.5
$V_{C1}=70\text{ mV}$	18.6	41.7	23	50
$V_{C1}=80\text{ mV}$	18	40.5	22	49.7
$V_{C1}=90\text{ mV}$	16.8	40.5	20	49.5
$V_{C1}=100\text{ mV}$	15.8	40	19.5	48

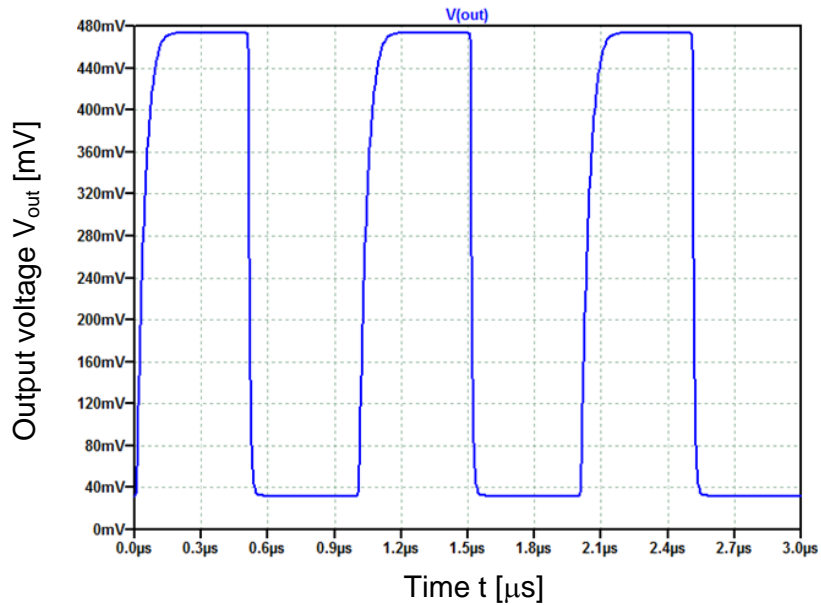
### 4.3. VREMENSKI ODZIV OPTIČKOG PRIJEMNIKA

Na slikama od 4.9 do 4.18 prikazani su odzivi optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u vremenskom domenu za slučaj kada je MOSFET  $M_7$  u sklopu otpornog ogledala u omskom režimu, pri čemu se kontrolni napon  $V_{C1}$  mijenja od 10 mV do 100 mV sa korakom 10 mV, dok je  $V_{C2} = 100\text{ mV}$ .

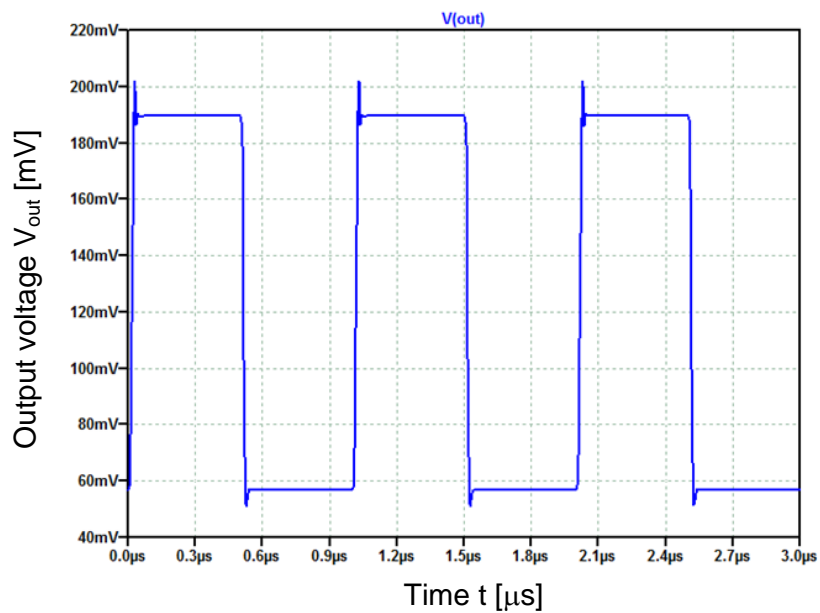
Na slikama od 4.19 do 4.28 prikazani su odzivi optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u vremenskom domenu za slučaj kada je MOSFET  $M_7$  u sklopu otpornog ogledala u zasićenju, pri čemu se kontrolni napon  $V_{C1}$  mijenja od 10 mV do 100 mV sa korakom 10 mV, dok je  $V_{C2} = 250\text{ mV}$ .

Struja strujnog izvora koji simulira prisustvo fotodiode je kvadratnog talasnog oblika *peak-to-peak* vrijednosti 1.1  $\mu\text{A}$  i frekvencije 1 MHz.

*Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integriranoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$*

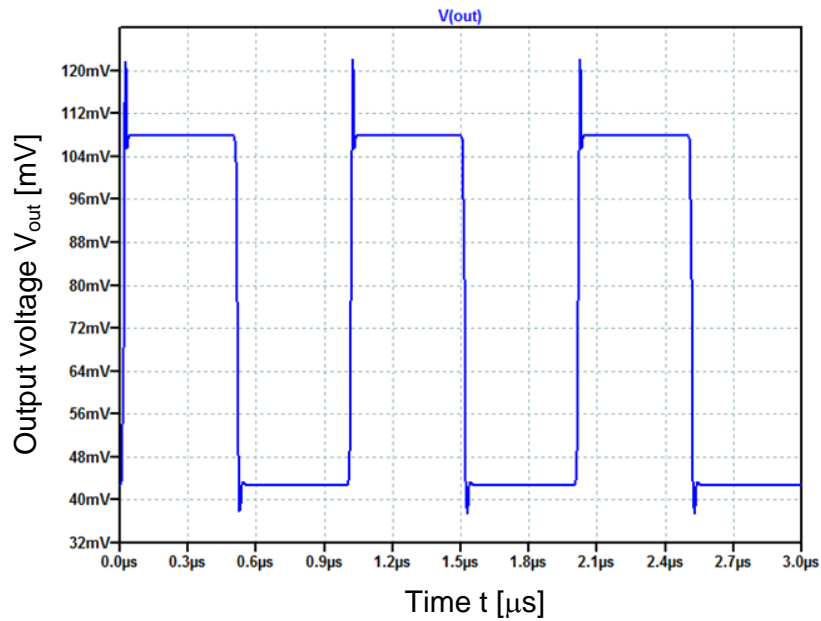


Slika 4.9 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 10\ \text{mV}$

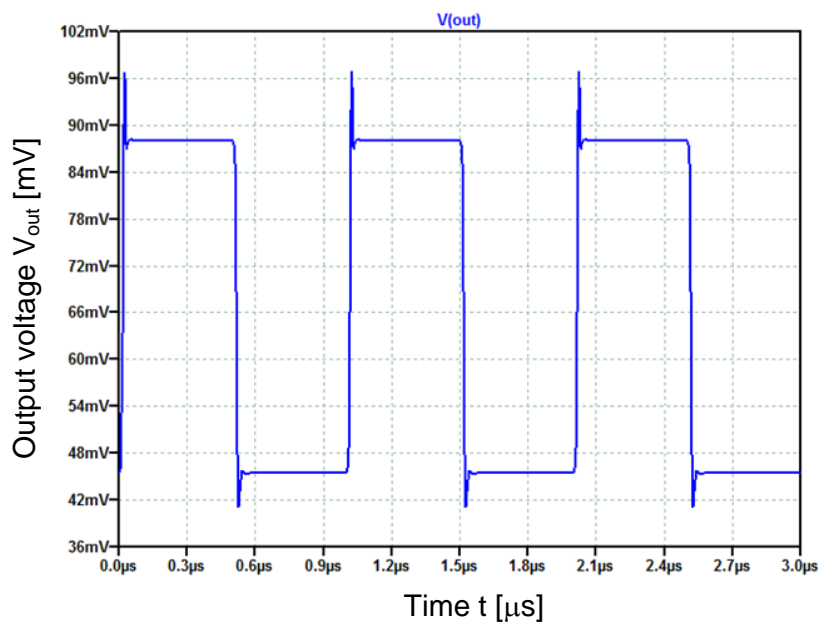


Slika 4.10 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 20\ \text{mV}$

Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$



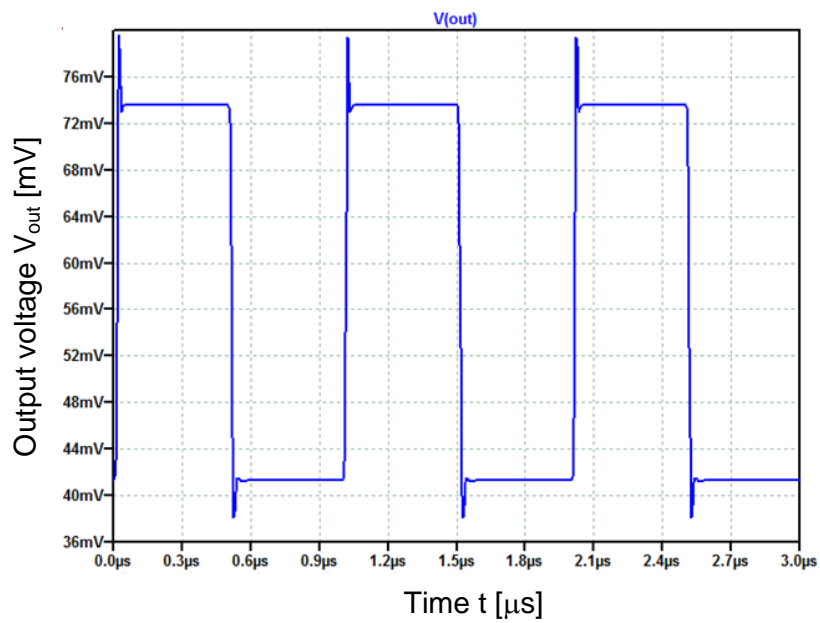
Slika 4.11 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET M7 u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 30\ \text{mV}$



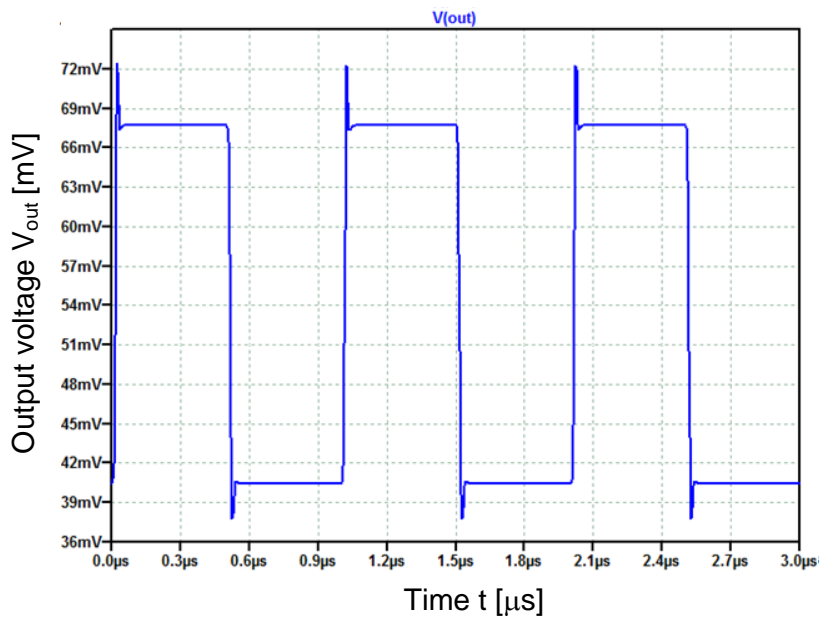
Slika 4.12 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET M7 u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 40\ \text{mV}$



*Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$*

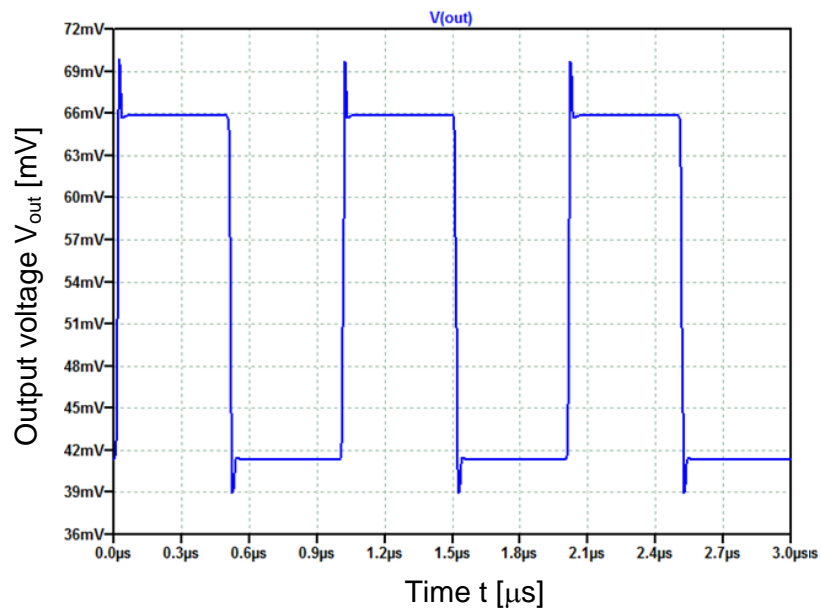


**Slika 4.13** Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 50\ \text{mV}$

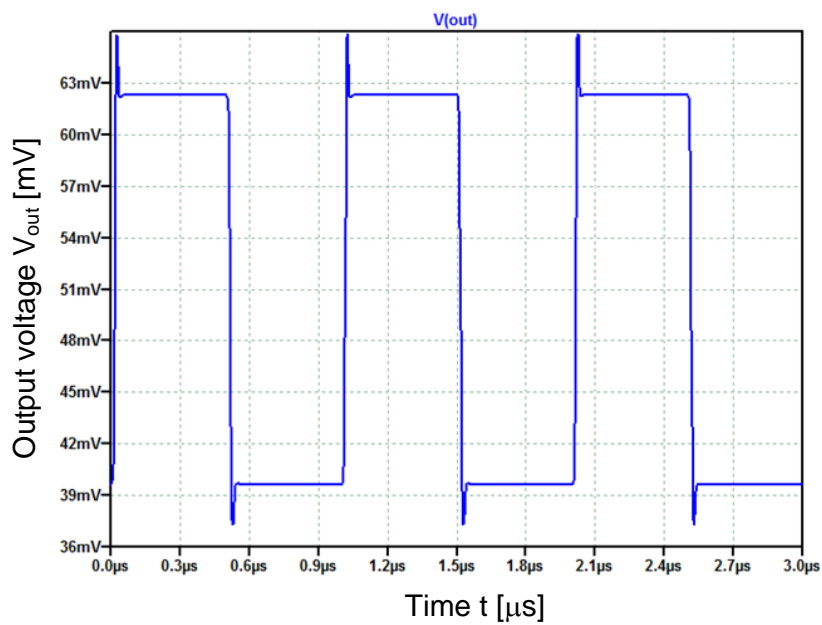


**Slika 4.14** Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 60\ \text{mV}$

*Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$*



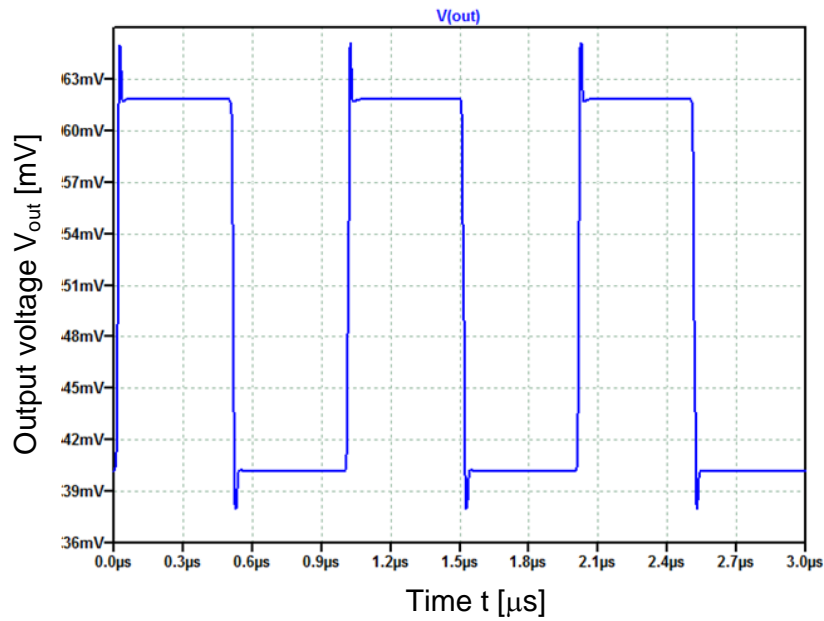
Slika 4.15 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET M7 u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 70\ \text{mV}$



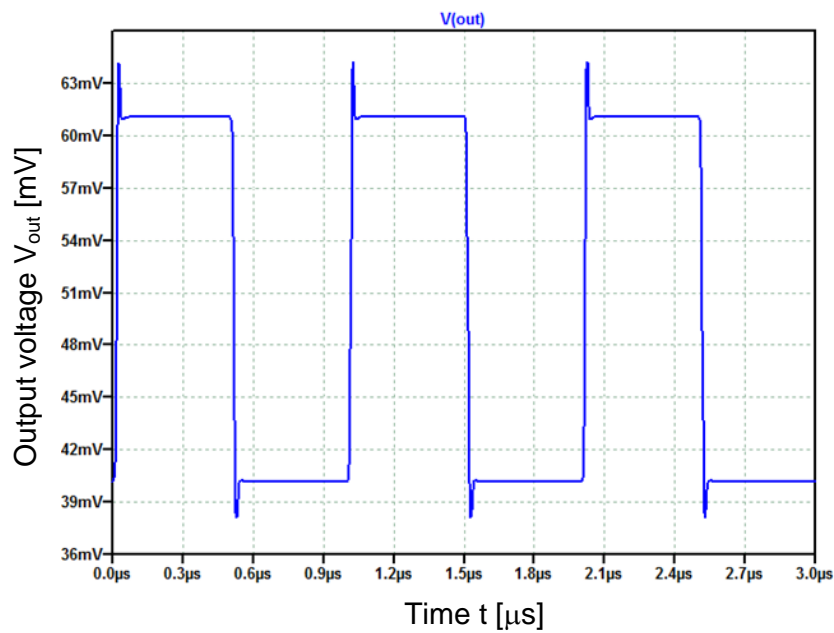
Slika 4.16 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET M7 u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 80\ \text{mV}$



*Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35  $\mu\text{m}$*

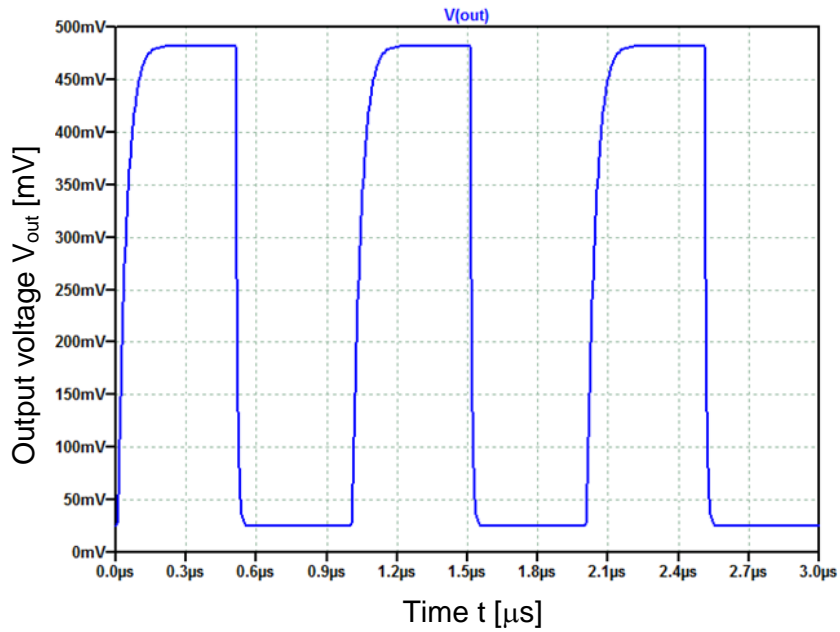


Slika 4.17 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100 \text{ mV}$ ,  $V_{C1} = 90 \text{ mV}$

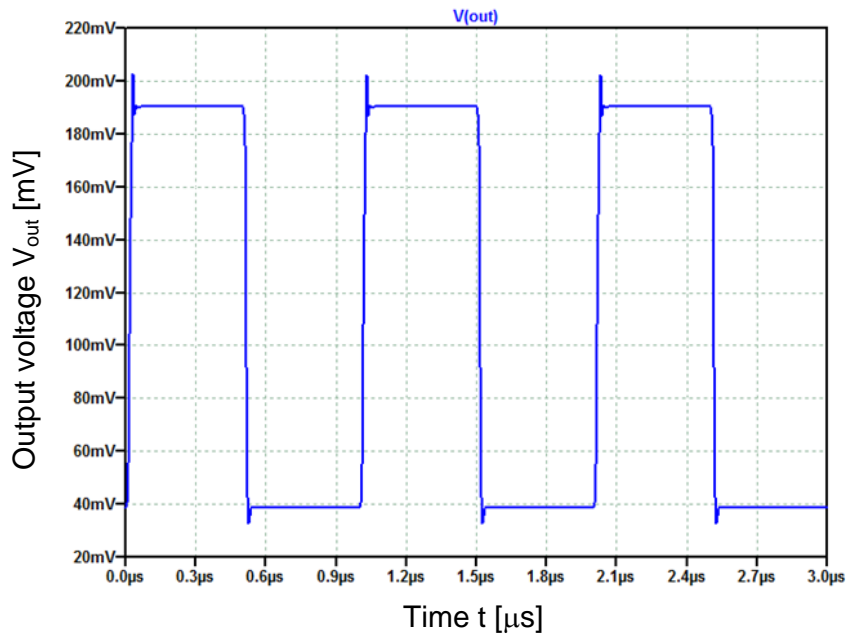


Slika 4.18 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100 \text{ mV}$ ,  $V_{C1} = 100 \text{ mV}$

*Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35  $\mu\text{m}$*

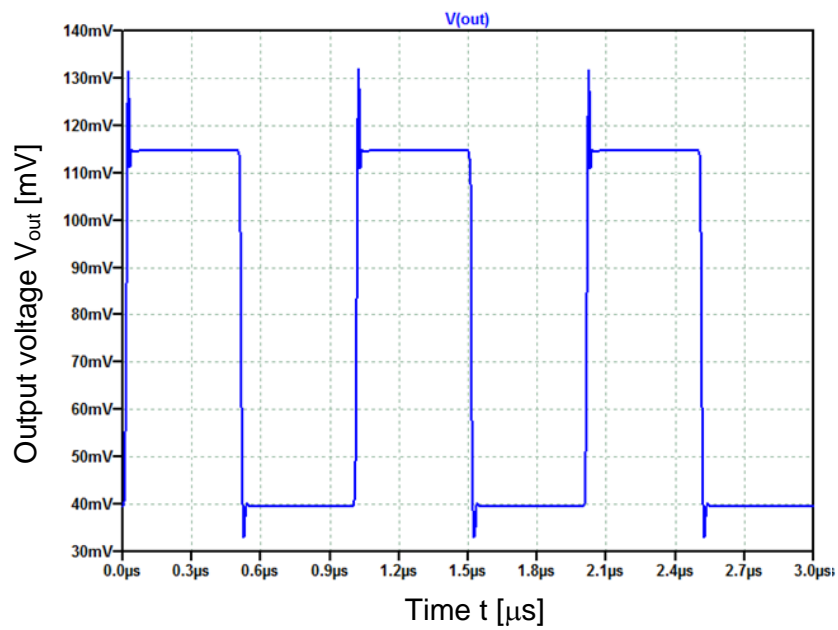


Slika 4.19 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250 \text{ mV}$ ,  $V_{C1} = 10 \text{ mV}$

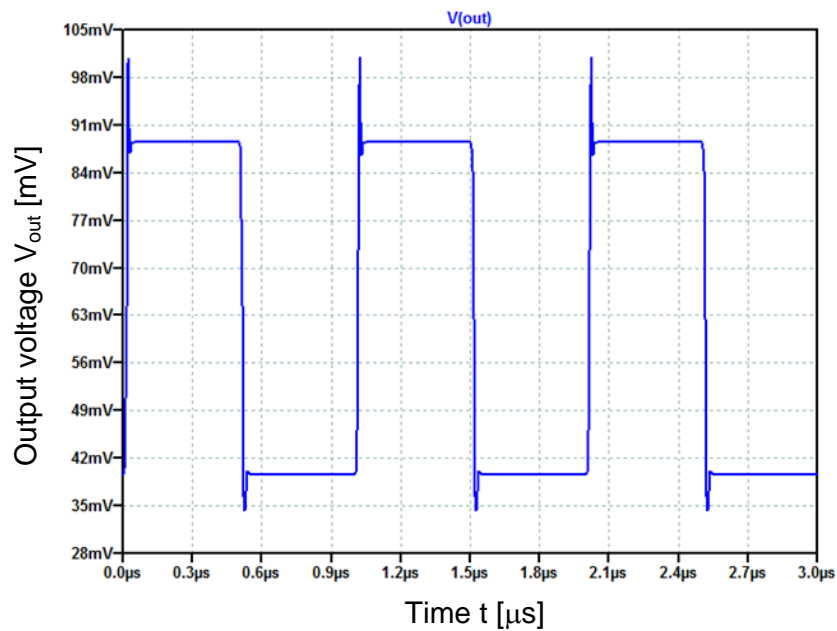


Slika 4.20 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250 \text{ mV}$ ,  $V_{C1} = 20 \text{ mV}$

Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$

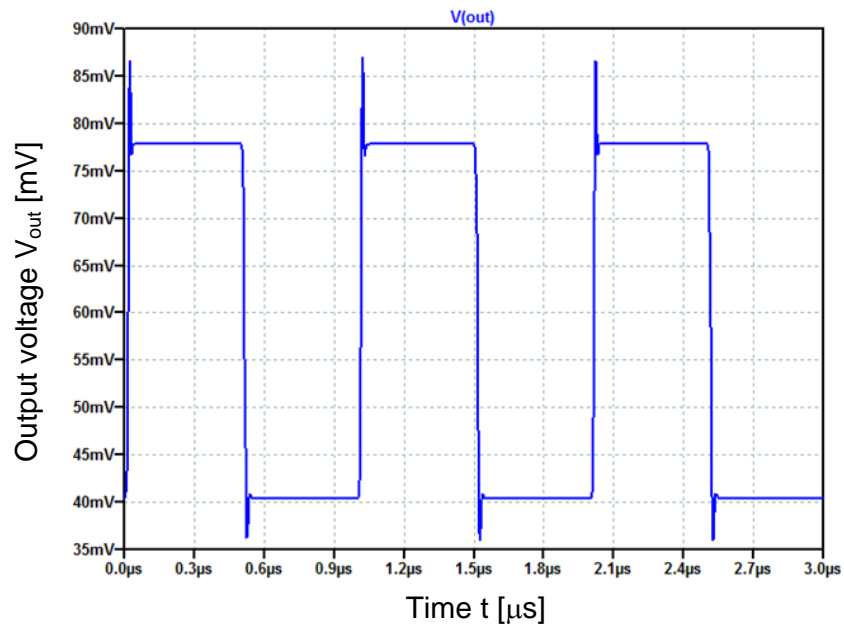


Slika 4.21 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 30\ \text{mV}$

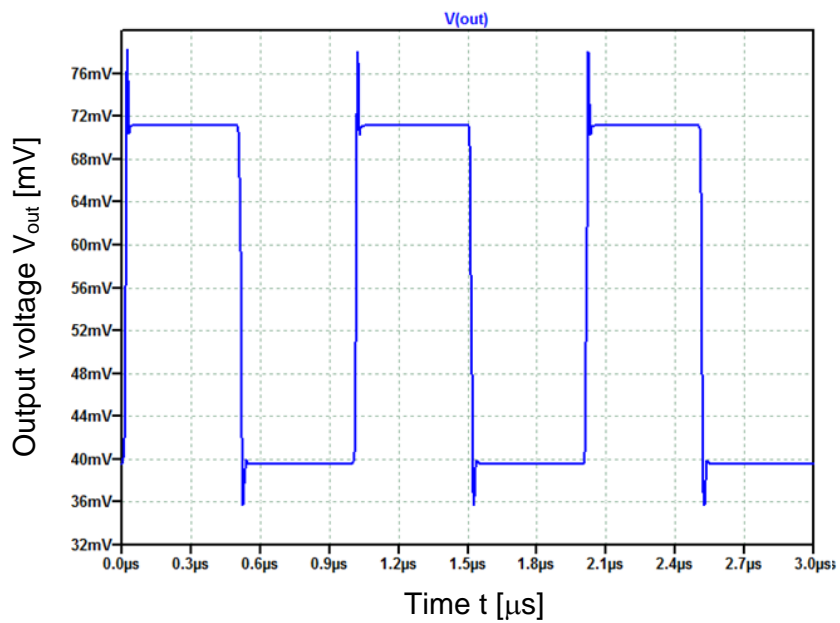


Slika 4.22 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 40\ \text{mV}$

*Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$*

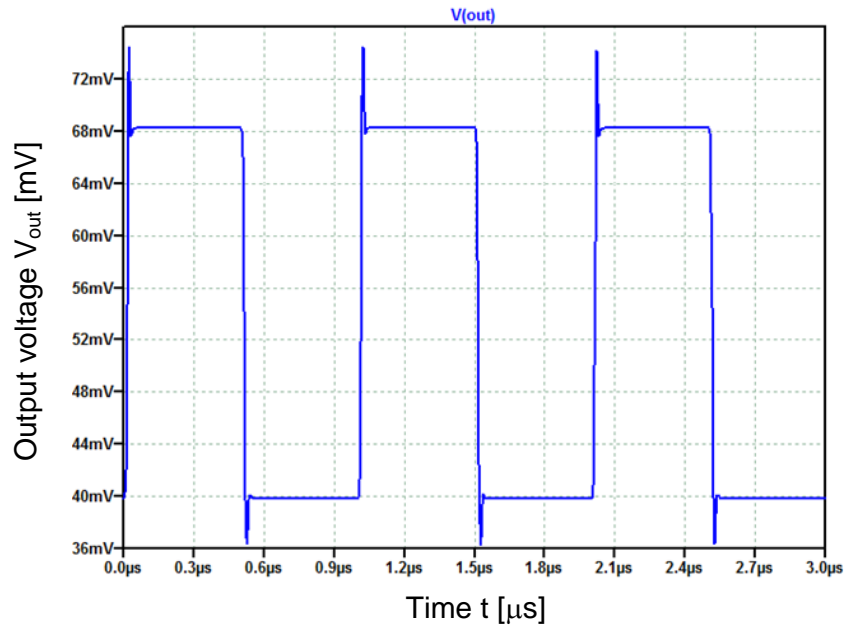


Slika 4.23 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 50\ \text{mV}$

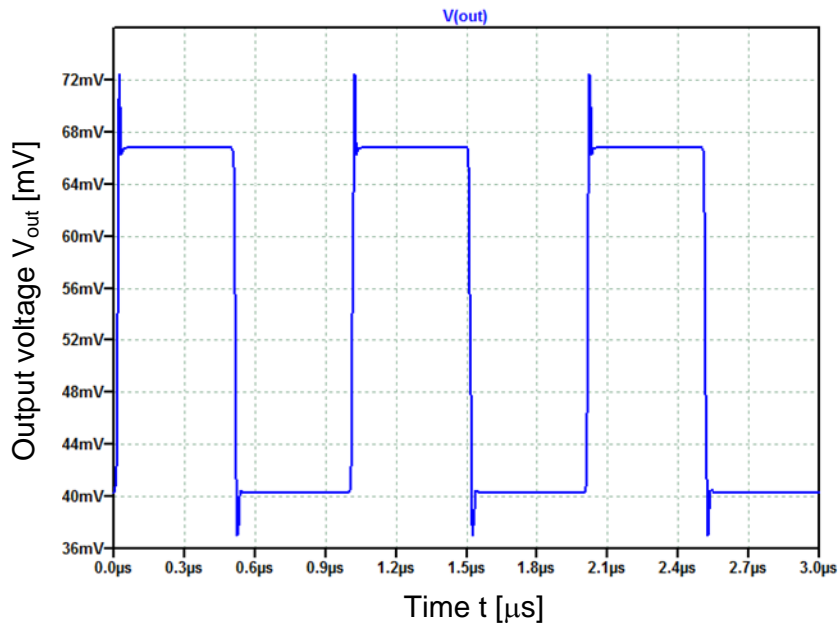


Slika 4.24 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 60\ \text{mV}$

*Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$*

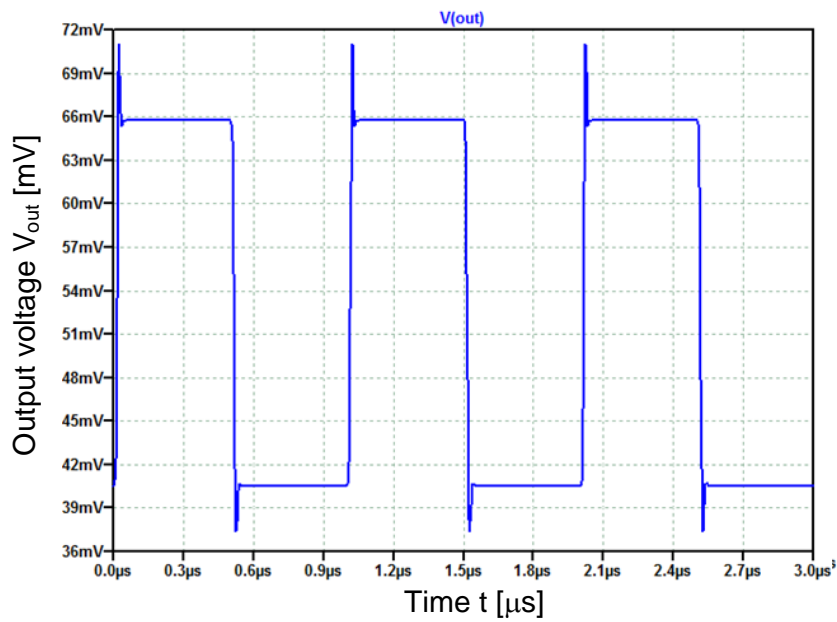


Slika 4.25 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 70\ \text{mV}$

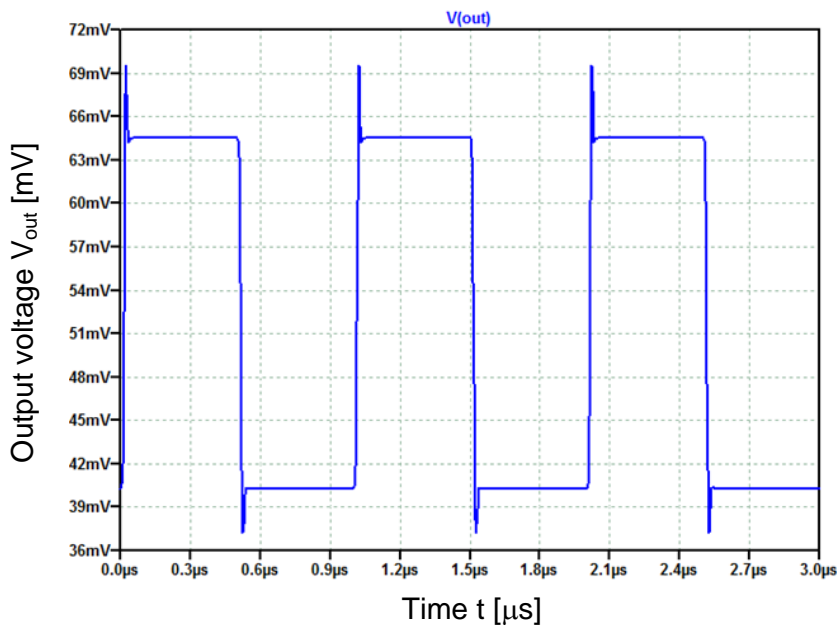


Slika 4.26 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 80\ \text{mV}$

Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$



Slika 4.27 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 90\ \text{mV}$



Slika 4.28 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 100\ \text{mV}$

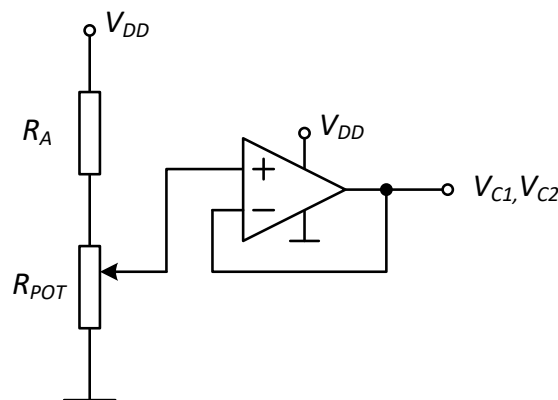
Na osnovu prikazanih vremenskih odziva optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom može se uočiti da nije izražen *over/under shoot*, što je u skladu sa prethodno prikazanim AC karakteristikama. Takođe uočava se da *swing* izlaznog napona dostiže vrijednosti i do 450 mV, što predstavlja značajan opseg u odnosu na napon napajanja kola od svega 1.3 V.

## 5. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

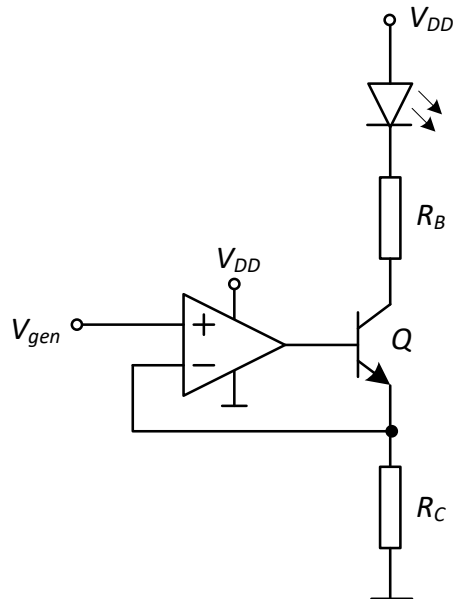
Optički prijemnik sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u diskretnoj tehnici je realizovan pomoću MOSFET-ova iz integriranih kola ALD1106 i ALD1107, sa sljedećim parametrima:  $V_{tn} = 0.58\text{V}$ ,  $\beta_n = 0.67 \text{ mA/V}^2$ ,  $V_{tp} = -0.68 \text{ V}$ ,  $\beta_p = 0.28 \text{ mA/V}^2$ . Napon napajanja kola iznosi 5 V. Jednosmjerna struja polarizacije  $I_B$  iznosi 10  $\mu\text{A}$ , kao i u realizaciji u integriranoj tehnici. Polarizacioni naponi iznose  $V_{B1} = V_{B4} = V_{B5} = 2.5 \text{ V}$ , dok je  $V_{B2} = 1.1 \text{ V}$  i realizovani su preko razdjelnika napona, dok referentni napon  $V_{REF}$  iznosi 2 V. Kontrolni naponi  $V_{C1}$  i  $V_{C2}$  realizovani su kako je prikazano na slici 5.1, pri čemu je korišćen operacioni pojačavač MCP6021, otpornik fiksne otpornosti  $R_A = 100 \text{ k}\Omega$  i potencijometar  $R_{POT} = 10 \text{ k}\Omega$ .

Prilikom realizacije optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom korišćena je PIN fotodiode OPF422 [27] optimizovana za talasnu dužinu svjetlosti od 800 nm do 1000 nm. Tipična vrijednost *responsivity*-a ove PIN fotodiode na talasnoj dužini 850 nm iznosi 0.55 A/W, dok je tipična vrijednost napona inverzne polarizacije 5 V.

U cilju testiranja optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u vremenskom domenu, realizovan je drajver za lasersku diodu prikazan na slici 5.2. U pitanju je laserska dioda OPV314AT [28], optičke talasne dužine 850 nm, struje praga 1.6 mA. Tipični napon direktne polarizacije laserske diode OPV314AT pri struji direktne polarizacije od 7 mA je 2 V. PIN fotodiode i laserska dioda povezane su međusobno optičkim kablom. U sklopu strujnog drajvera korišćen je operacioni pojačavač MCP6021, npn bipolarni tranzistor BC337, i otpornici čije su otpornosti  $R_B = 47 \Omega$  i  $R_C = 264 \Omega$ .



Slika 5.1 Električna šema kola za generisanje kontrolnih napona  $V_{C1}$  i  $V_{C2}$



Slika 5.2 Električna šema drajvera za lasersku diodu

Pri testiranju optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u diskretnoj tehnici korišćena je sljedeća mjerna instrumentacija:

- stabilisani izvor za napajanje RIGOL DP832A,
- generator proizvoljnih talasnih oblika *Peak Tech P 4125*,
- digitalni multimeter Rigol DM3085E i
- osciloskop Rigol DS1074.

Na slikama od 5.3 do 5.12 prikazani su odzivi optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u vremenskom domenu za slučaj kada je MOSFET  $M_7$  u sklopu otpornog ogledala u omskom režimu, pri čemu se kontrolni napon  $V_{C1}$  mijenja od 10 mV do 100 mV sa korakom 10 mV, dok je  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ .

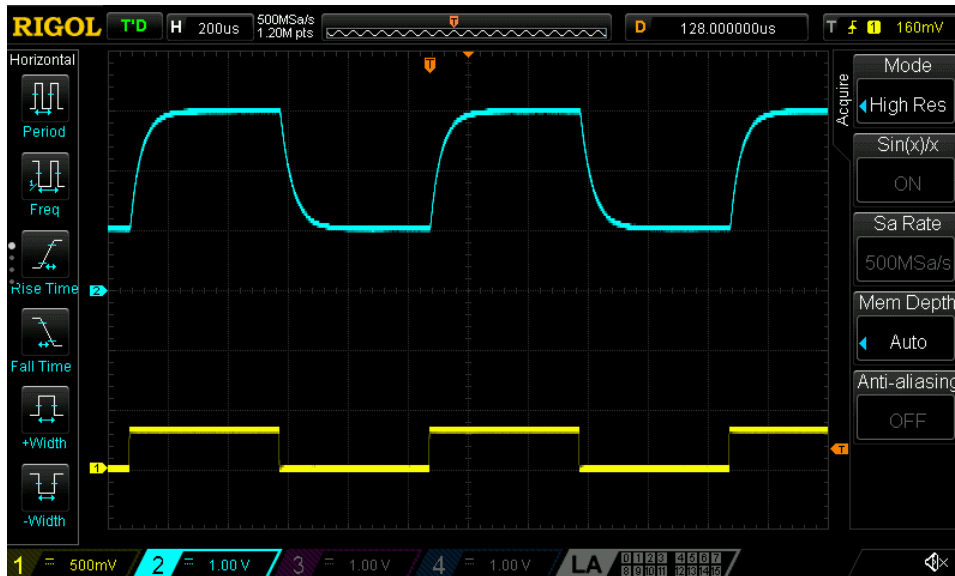
Na slikama od 5.13 do 5.22 prikazani su odzivi optičkog prijemnika sa promjenljivom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u vremenskom domenu za slučaj kada je MOSFET  $M_7$  u sklopu otpornog ogledala u zasićenju, pri čemu se kontrolni napon  $V_{C1}$  mijenja od 10 mV do 100 mV sa korakom 10 mV, dok je  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ .

Amplituda ulaznog napona drajvera za lasersku diodu  $V_{gen}$  birana je tako da se na izlazu optičkog prijemnika uvijek dobije napon iste *peak-to-peak* vrijednosti 2 V. Frekvencija ovog napona iznosi 1 kHz.

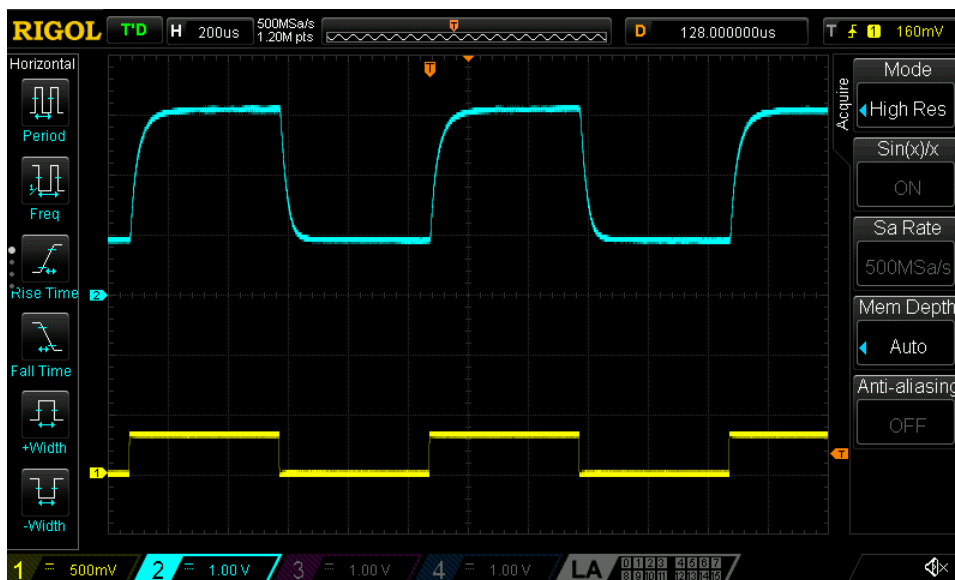


*Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35  $\mu\text{m}$*

Na prikazanim rezultatima mjerenja, oscilogram predstavljen plavom bojom označava izlazni napon optičkog prijemnika, dok oscilogram označen žutom bojom predstavlja ulazni napon drajvera laserske diode.

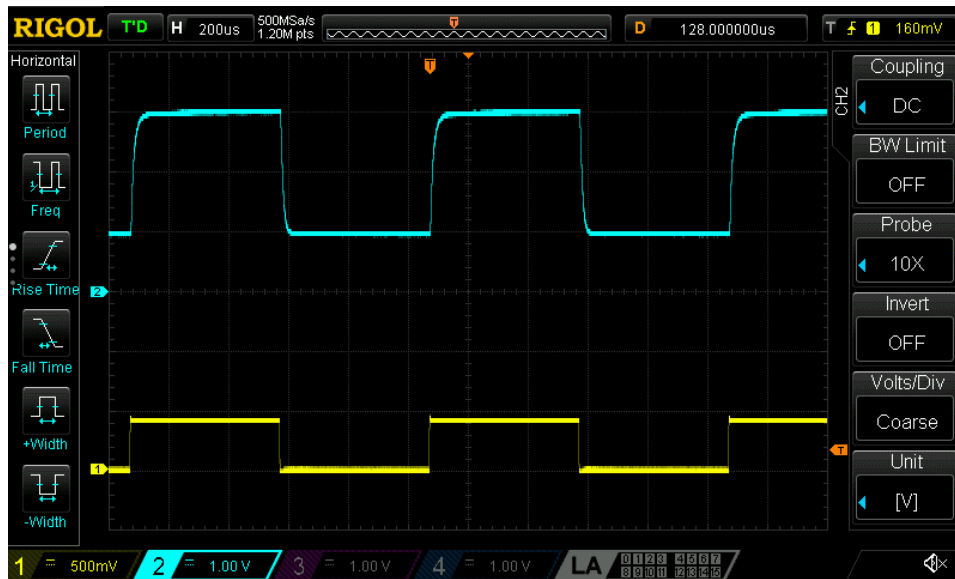


Slika 5.3 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100 \text{ mV}$ ,  $V_{C1} = 10 \text{ mV}$ ,  $V_{gen} = 160 \text{ mV}$

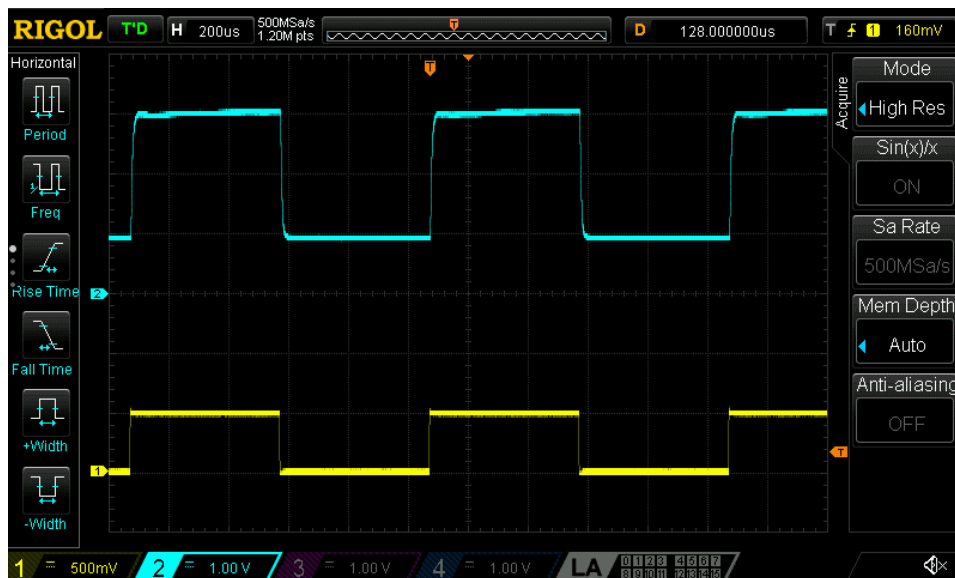


Slika 5.4 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100 \text{ mV}$ ,  $V_{C1} = 20 \text{ mV}$ ,  $V_{gen} = 160 \text{ mV}$

Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$

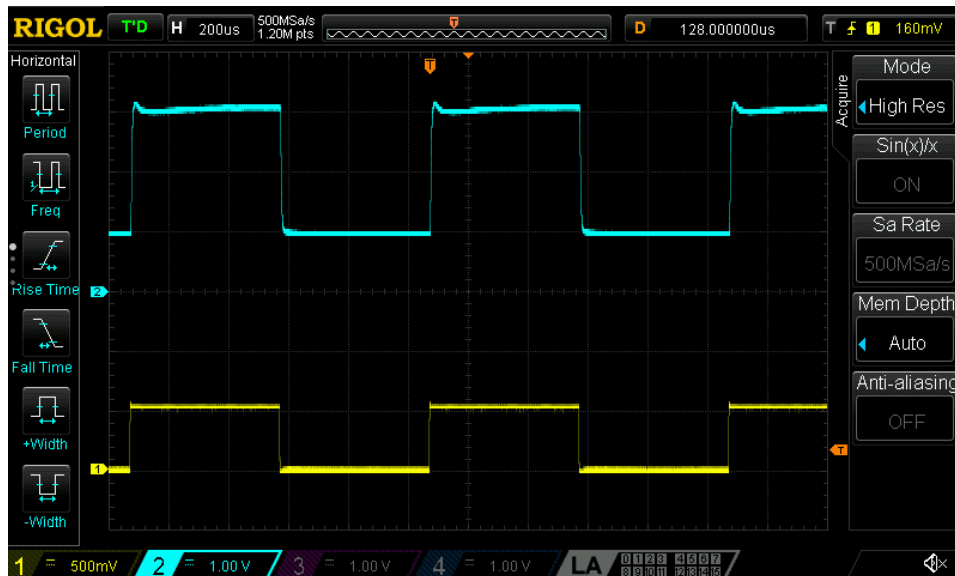


Slika 5.5 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 30\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 207\ \text{mV}$

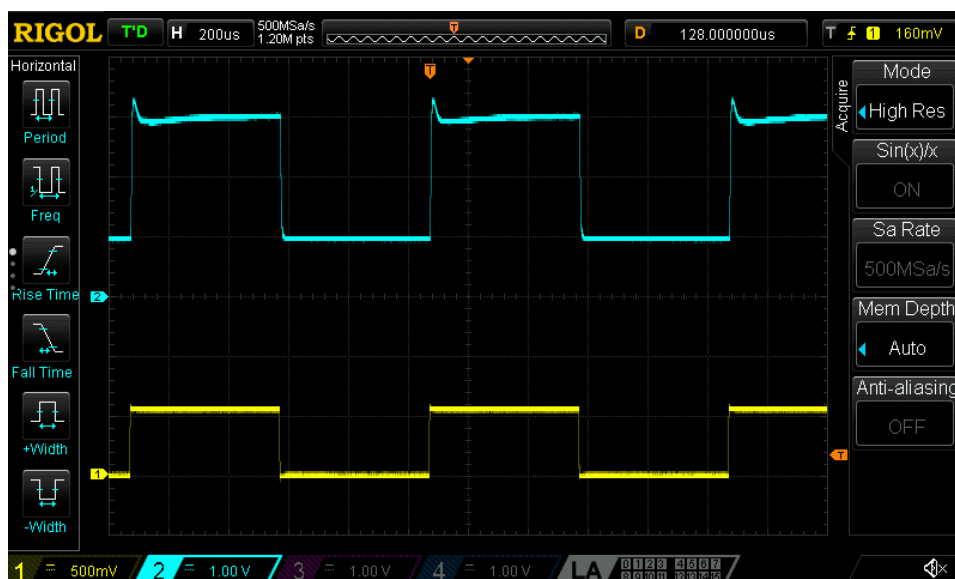


Slika 5.6 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 40\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 240\ \text{mV}$

Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$

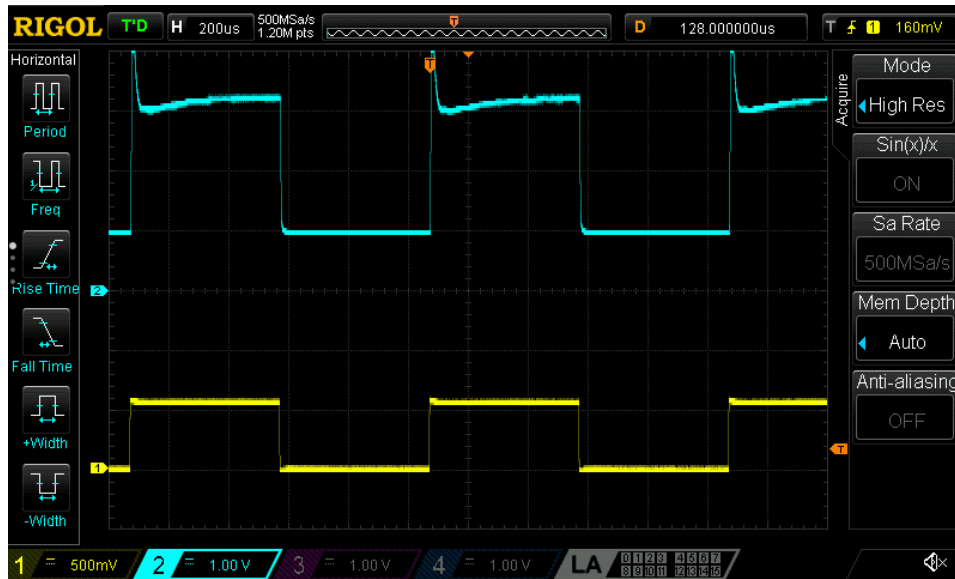


Slika 5.7 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 50\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 257\ \text{mV}$

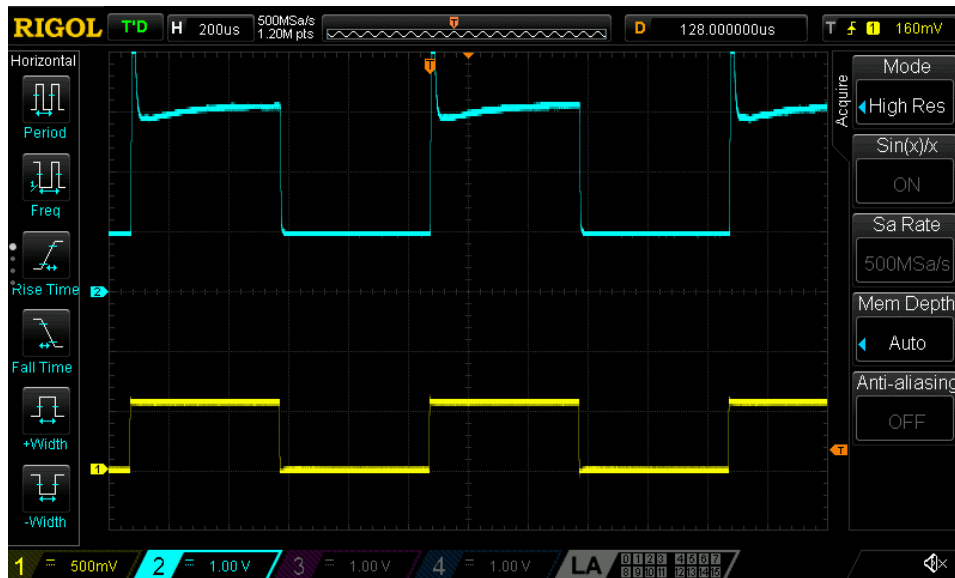


Slika 5.8 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 60\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 267\ \text{mV}$

Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$

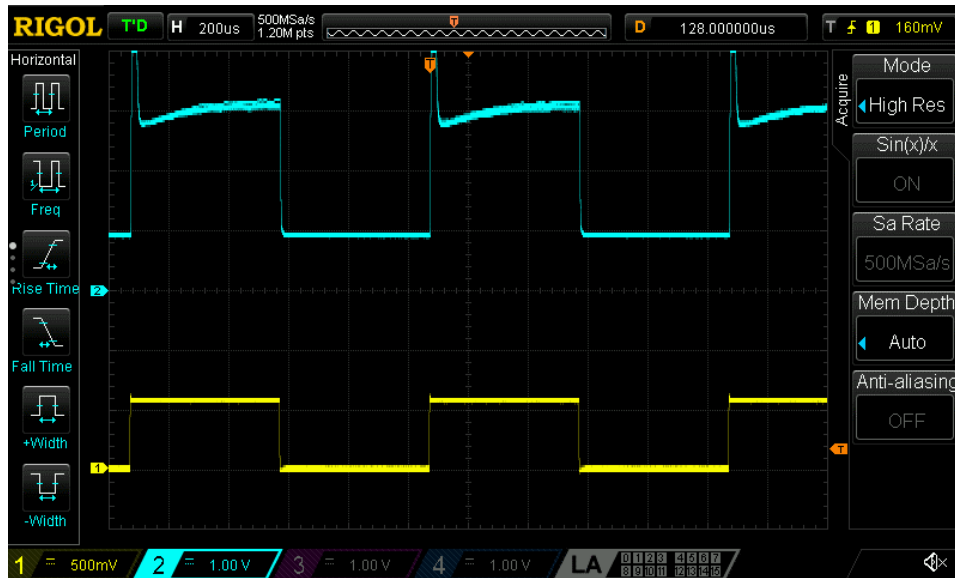


Slika 5.9 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 70\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 277\ \text{mV}$

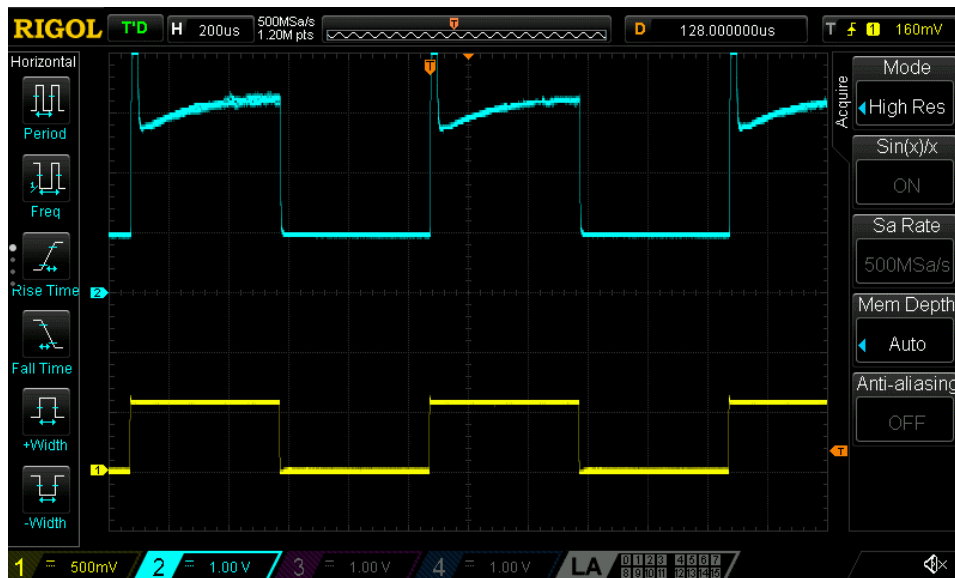


Slika 5.10 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 80\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 279\ \text{mV}$

Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integriranoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$

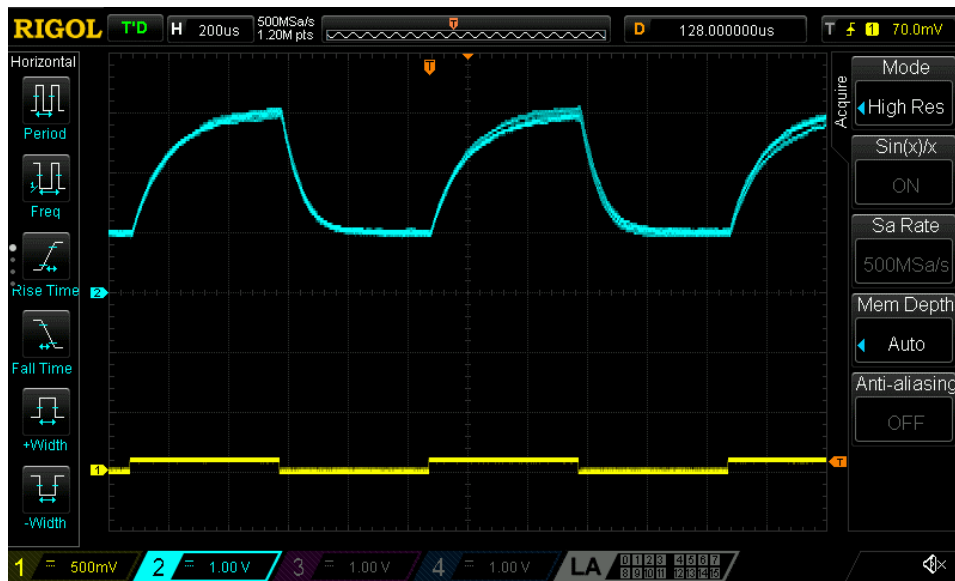


Slika 5.11 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET M<sub>7</sub> u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 90\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 282\ \text{mV}$

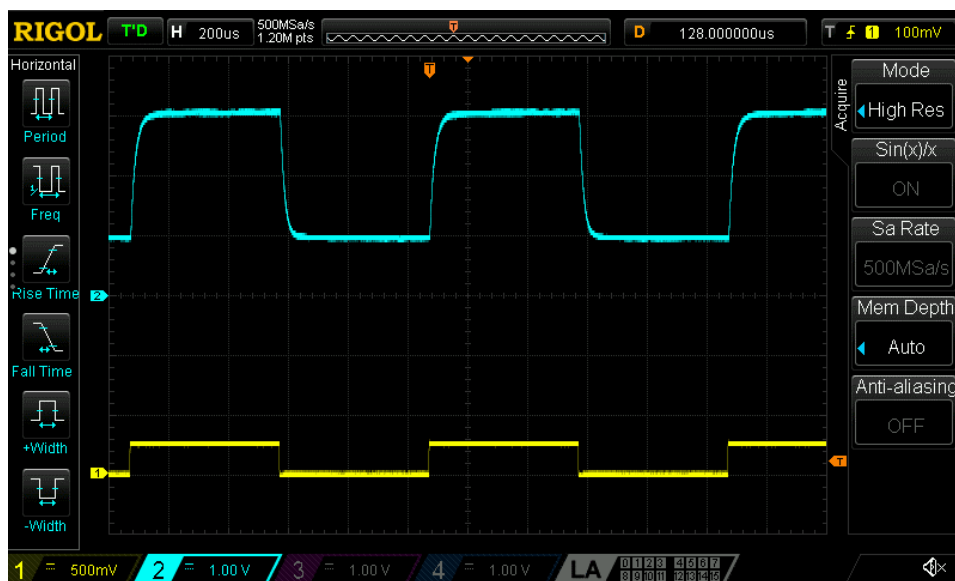


Slika 5.12 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET M<sub>7</sub> u omskom režimu rada,  $V_{C2} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 285\ \text{mV}$

Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$

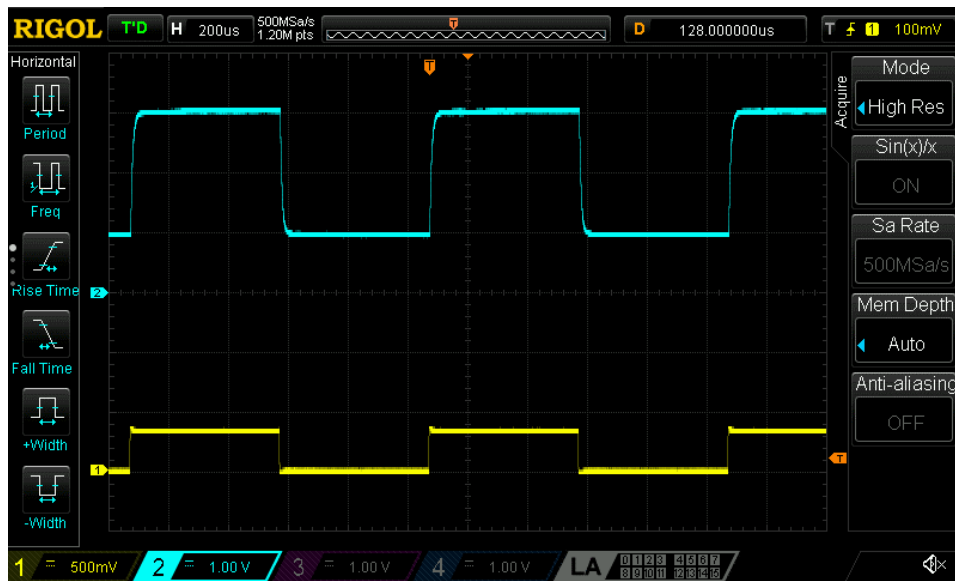


Slika 5.13 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 10\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 47\ \text{mV}$

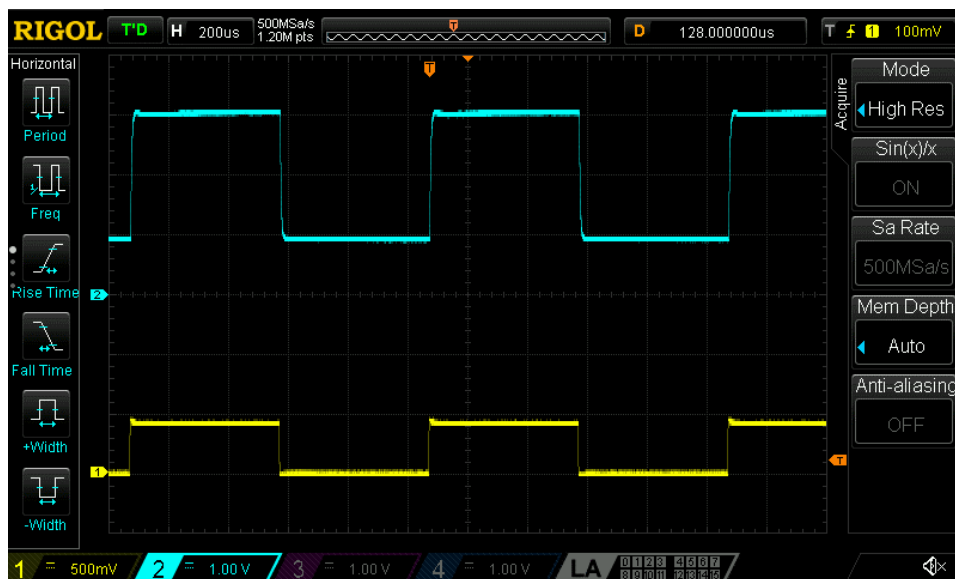


Slika 5.14 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 20\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 125\ \text{mV}$

Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$

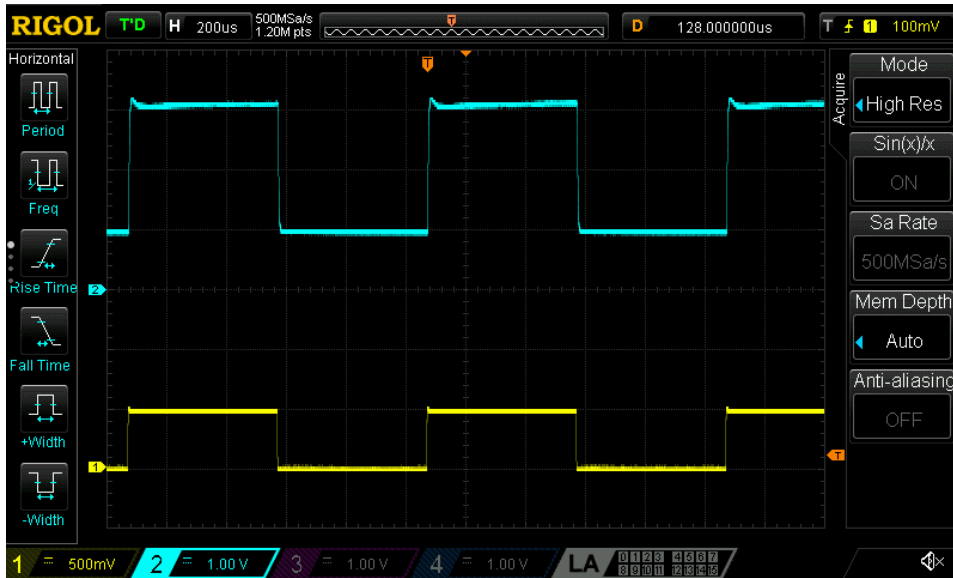


Slika 5.15 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET M<sub>7</sub> u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 30\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 170\ \text{mV}$

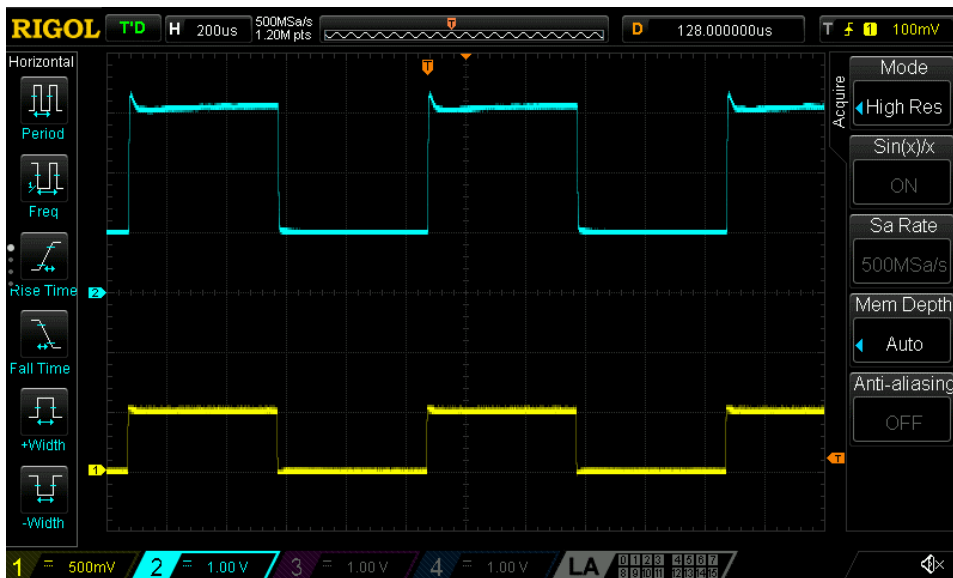


Slika 5.16 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET M<sub>7</sub> u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 40\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 210\ \text{mV}$

Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$



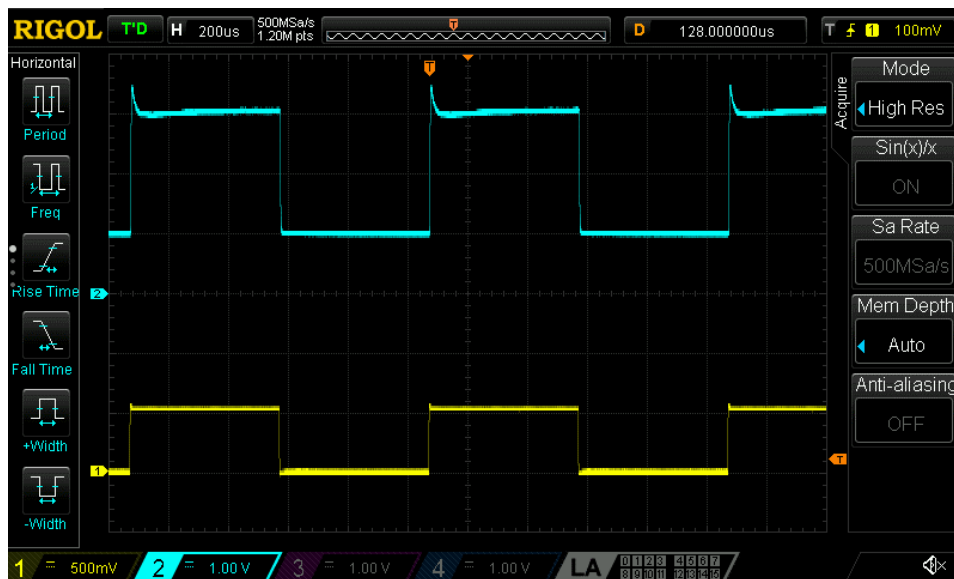
Slika 5.17 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET M<sub>7</sub> u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 50\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 235\ \text{mV}$



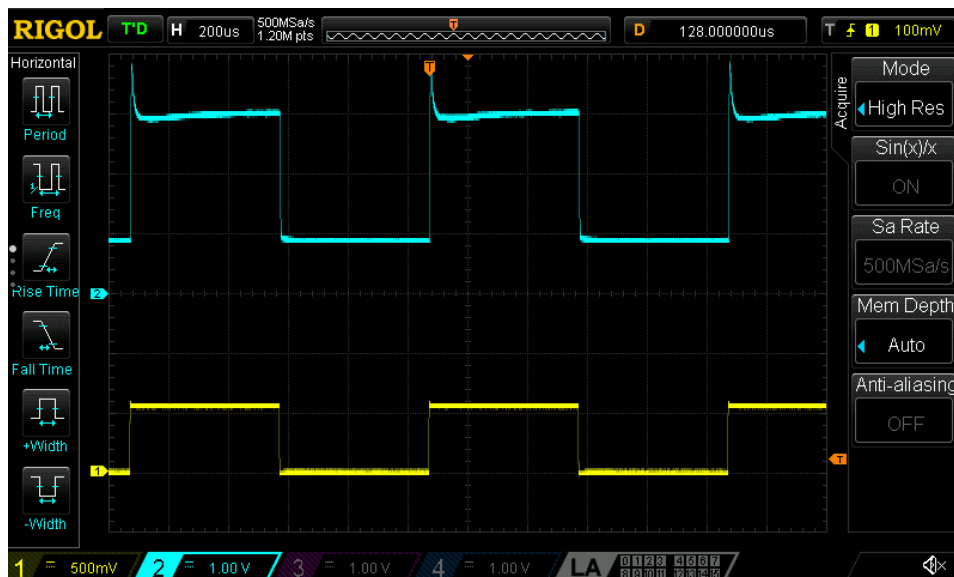
Slika 5.18 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET M<sub>7</sub> u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 60\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 250\ \text{mV}$



Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$

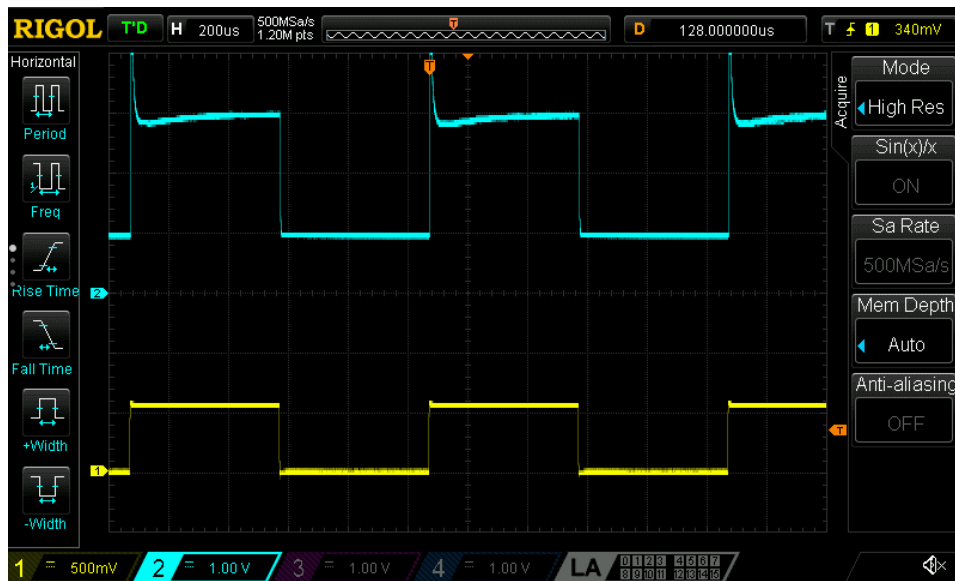


Slika 5.19 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 70\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 260\ \text{mV}$

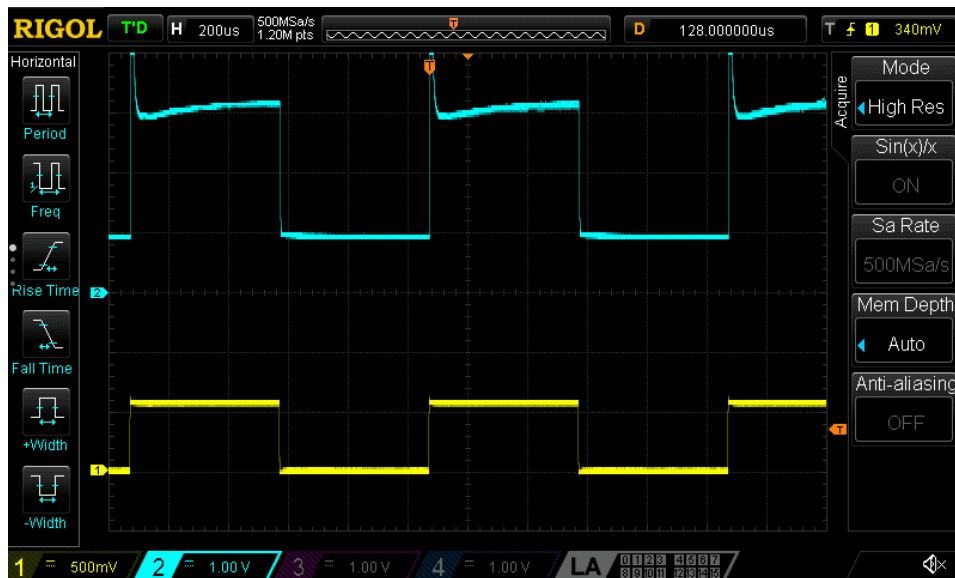


Slika 5.20 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 80\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 269\ \text{mV}$

Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$



Slika 5.21 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 90\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 275\ \text{mV}$



Slika 5.22 Vremenski odziv optičkog prijemnika kada je MOSFET  $M_7$  u zasićenju,  $V_{C2} = 250\ \text{mV}$ ,  $V_{C1} = 100\ \text{mV}$ ,  $V_{gen} = 278\ \text{mV}$

## 6. ZAKLJUČAK

U ovom master radu predložen je optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35  $\mu\text{m}$ . Predloženi optički prijemnik pripada klasi optičkih prijemnika sa varijabilnom transimpedansom koji se baziraju na strujnim pojačavačima sa kontrolabilnim pojačanjem. Princip rada opisanog rješenja bazira se na strujnom pojačavaču sa otpornim ogledalom koji je, kako je zaključeno analizom datom u radu, vrlo pogodan za realizaciju optičkog prijemnika.

U okviru rada dat je pregled postojećih rješenja optičkih prijemnika koji pripadaju istoj klasi kao i predloženo rješenje i objašnjen je njihov princip rada. Izvršena je detaljna analiza cijelokupnog optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom, tako i njegovih pojedinačnih funkcionalnih cjelina. Simulacije rada ovako dizajniranog optičkog prijemnika izvršene su pomoću LTspice softverskog alata. Osim toga, izrađen je prototip predloženog optičkog prijemnika u diskretnoj tehnici. Rezultati mjerenja odgovarajućih karakteristika prototipa ukazali su na analogiju sa očekivanim rezultatima, što je verificovalo funkcionalnost dizajna. Rezultati softverske simulacije rada, kao i eksperimentalno dobijeni rezultati, takođe su prikazani u okviru master rada.

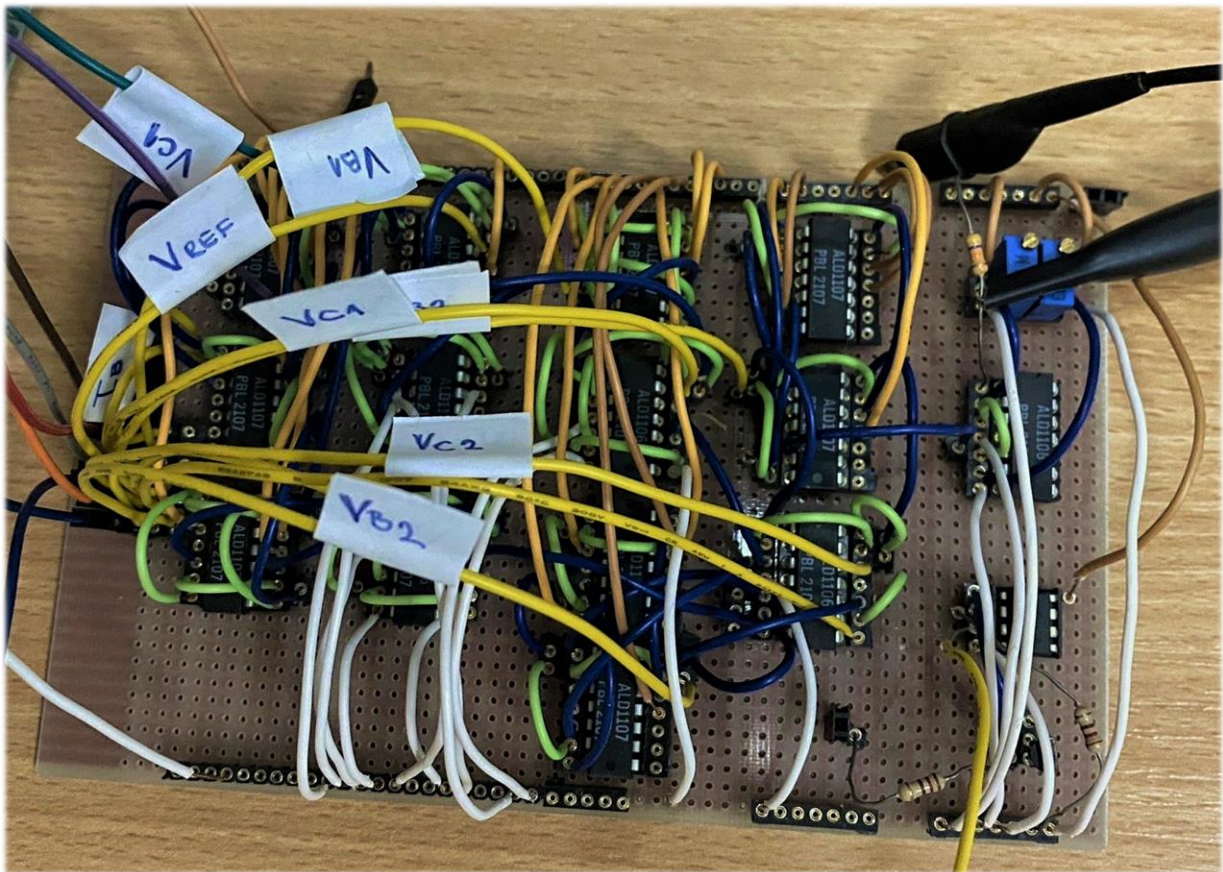
Optički prijemnici imaju široku oblast primjene u telekomunikacijama, optičkim komunikacijama, optičkim memorijama, senzorima, mjernoj instrumentaciji itd. Kako bi optički prijemnik bio primjenljiv u ovakvim sistemima, neophodno je da ima dobre performanse u pogledu stabilnosti, brzine, dinamičkog opsega transimpedansi, disipacije snage... U cilju definisanja kvaliteta optičkog prijemnika definiše se jedinica mjere, FOM (*Figure of Merit*), koja predstavlja odnos proizvoda dinamičkog opsega transimpedansi i frekvencijskog opsega optičkog prijemnika i proizvoda napona napajanja i disipacije snage. Uporednom analizom predloženog optičkog prijemnika i svih prethodno realizovanih rješenja iz iste klase optičkih prijemnika, zaključuje se da optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom ima veću vrijednost FOM-a u odnosu na optičke prijemnike predstavljene u [1] i [5], FOM na nivou prijemnika predloženih u [3] i [4] i FOM niži u odnosu na prijemnik predstavljen u [7]. Nedostatak ovog optičkog prijemnika u odnosu na ostale je niža vrijednost frekvencijskog opsega. Međutim, svi ostali optički prijemnici, osim optičkog prijemnika koji predstavlja temu ovog master rada, napajaju se naponom napajanja od 5 V, dok se predloženi optički prijemnik napaja naponom od 1.3 V. Uprkos niskom naponu napajanja, *swing* izlaznog napona optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom dostiže vrijednost do 450 mV. Osim toga, maksimalna disipacija snage ovog optičkog prijemnika je oko trideset puta manja od najniže vrijednosti disipacije snage svih ostalih optičkih prijemnika. Sve navedene karakteristike, zajedno sa stabilnošću optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog

*Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35  $\mu\text{m}$*

pojačavača sa otpornim ogledalom, čine ga vrlo pogodnim za *low-voltage* aplikacije u kojima se ne zahtijevaju velike brzine.

## DODATAK

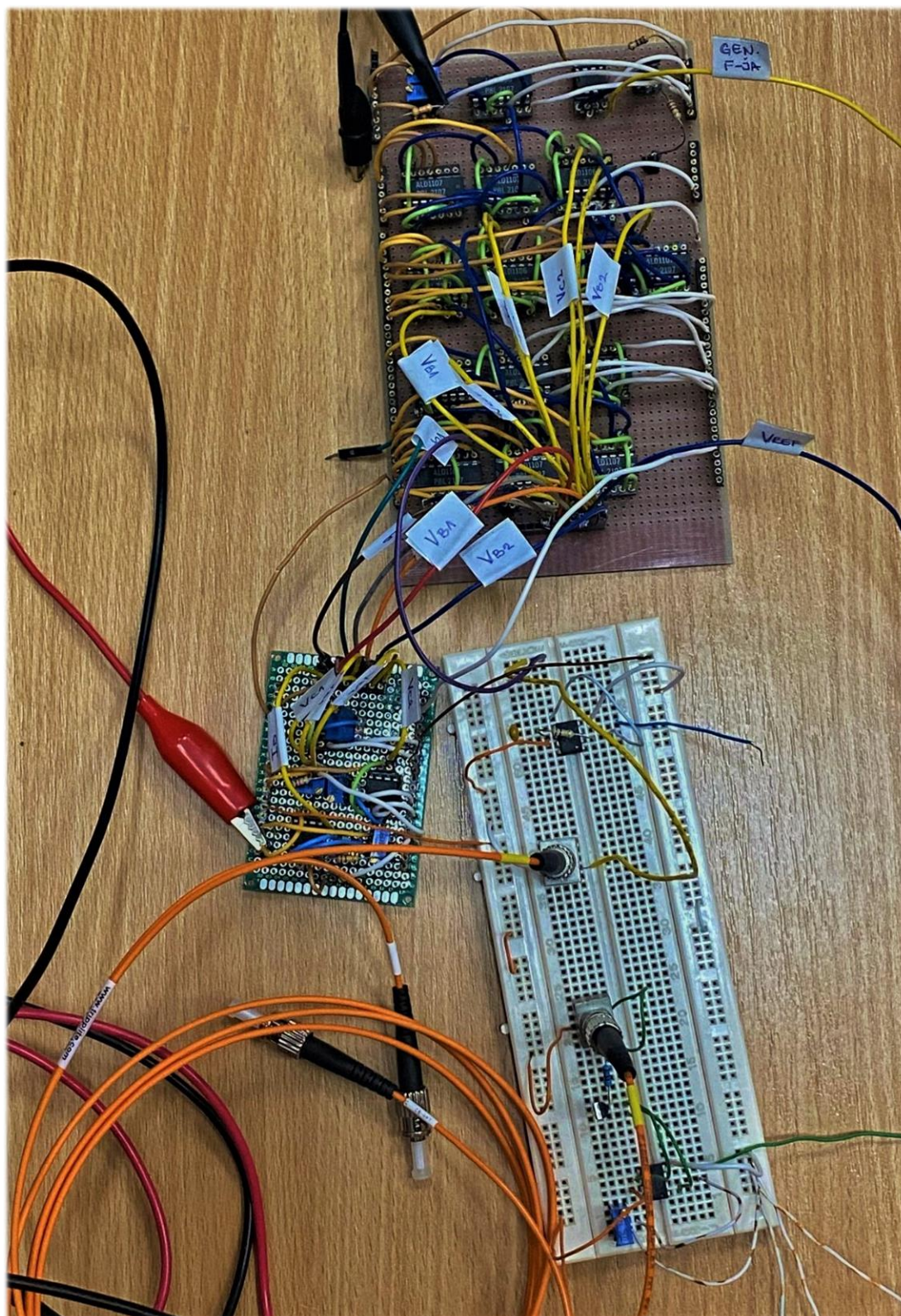
Na fotografijama D1, D2, D3 i D4 prikazan je prototip optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom realizovan u diskretnoj tehnici, kao i kompletno mjerno okruženje u kojem je testiran njegov rad.



**Fotografija D1** Prototip optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u diskretnoj tehnici



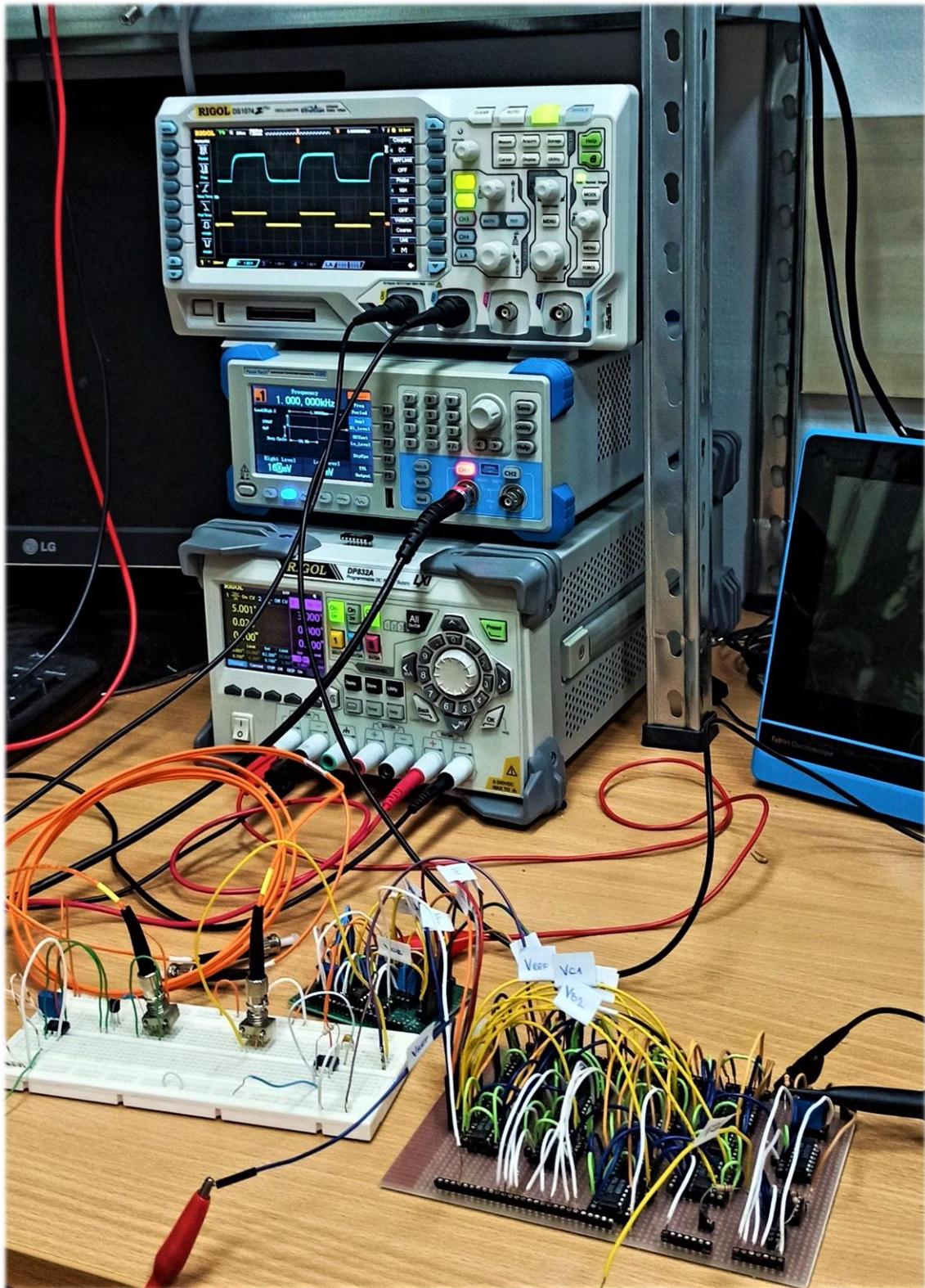
*Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35  $\mu\text{m}$*



**Fotografija D2** Prototip optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u diskretnoj tehnici



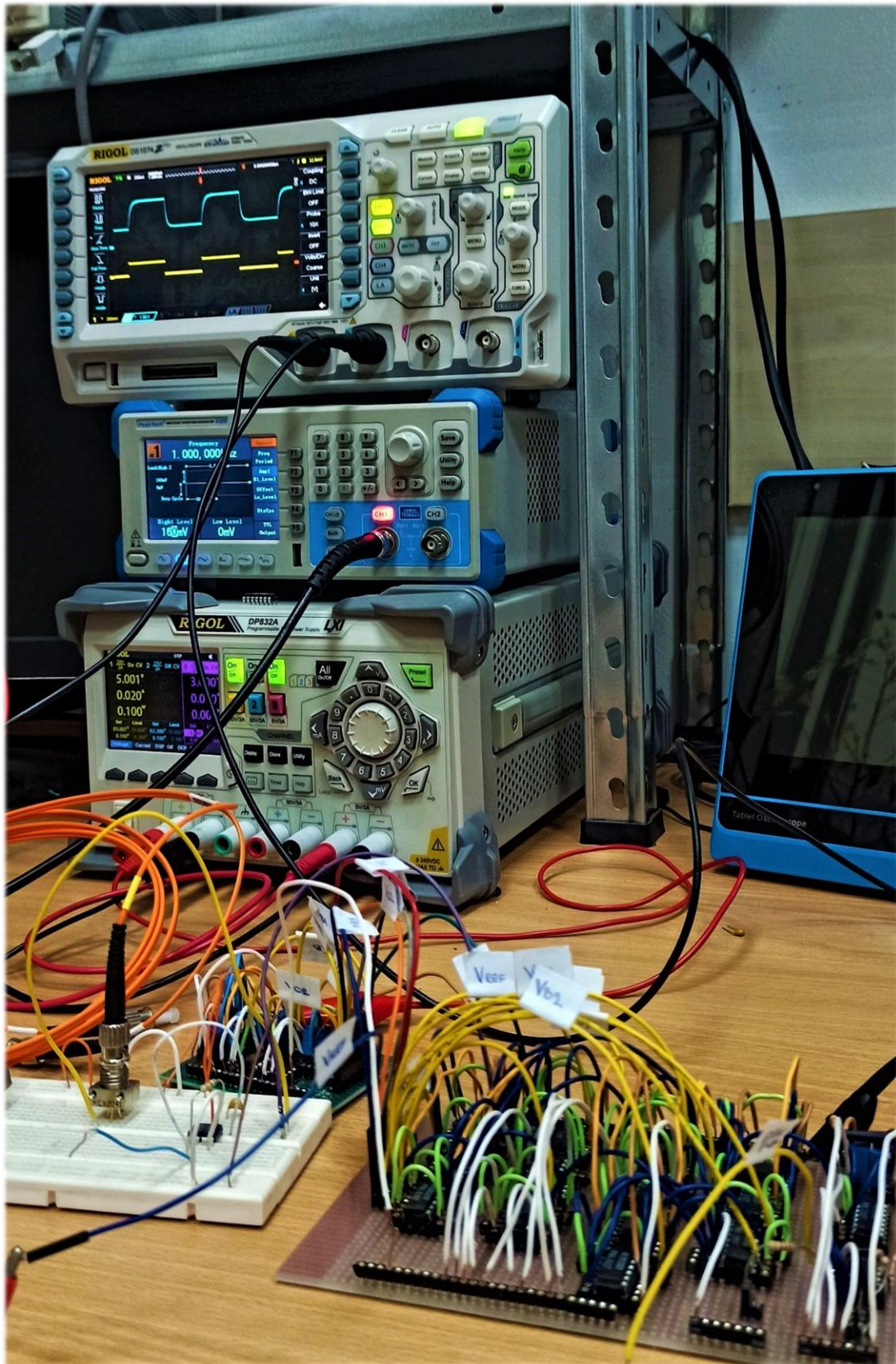
*Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integrisanoj CMOS tehnologiji od  $0.35\ \mu\text{m}$*



**Fotografija D3** Prototip optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u diskretnoj tehnici i mjerno okruženje za testiranje njegovog rada



*Optički prijemnik sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u integriranoj CMOS tehnologiji od 0.35  $\mu\text{m}$*



**Fotografija D4** Prototip optičkog prijemnika sa varijabilnom transimpedansom na bazi strujnog pojačavača sa otpornim ogledalom u diskretnoj tehnici i mjerno okruženje za testiranje njegovog rada



## REFERENCE

- [1] T. Ruotsalainen, P. Palojarvi e J. Kostamovaara, «A current-mode gain-control scheme with constant bandwidth and propagation delay for a transimpedance preamplifier,» *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, pp. 253-258, 1999.
- [2] C. Toumazou, F. J. Lidgley e D. G. Haigh, *Analogue IC design: the current-mode approach*, Stevenage, U.K., 1990.
- [3] G. W. d. Jong, J. R. M. Bergevoet, J. H. A. Brekelmans e J. F. P. v. Mil, «A DC-to-250 MHz current pre-amplifier with integrated photo-diodes in standard CBiMOS, for optical storage systems,» in *International Solid-State Circuits Conference ISSCC 2002, Digest of Technical papers*, February 2002.
- [4] J. Sturm, M. Leifhelm, H. Schatzmayr, S. Groiss e H. Zimmermann, «Optical receiver IC for CD/DVD/blue-laser application,» *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, pp. 1406-1413, July 2005.
- [5] C. Seidl, H. Schatzmayr, J. Sturm, S. Groiss, M. Leifhelm, D. Spitzer, H. Schaunig e H. Zimmerman, «A programmable OEIC for laser applications in the range from 405 nm to 780 nm,» in *Proceedings of European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC)*, Grenoble, France, September 2005.
- [6] N. Tadić, M. Zogović, W. Gaberl e H. Zimmermann, «A 78.4 dB Photo-Sensitivity Dynamic Range, 285 THz Transimpedance Bandwidth Product BiCMOS Optical Sensor for Optical Storage Systems,» *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, vol. 46, n. 5, pp. 1170-1182, May 2011.
- [7] M. Zogović, *Optički prijemnik sa promjenljivom transimpedansom u integrisanoj BiCMOS tehnologiji na bazi translinearne petlje sa bipolarnim tranzistorima*, doktorska disertacija, Podgorica, Crna Gora, 2011.
- [8] B. Gilbert, «Translinear circuits: a proposed classification,» *Electronics Letters*, vol. 11, n. 1, pp. 14-16, January 1975.
- [9] N. Tadić, «A  $\beta$ -error elimination in the translinear reduction of the log-antilog multiplier/divider,» in *Proceedings of IEEE Instrumentation and Measurement Technology*, May 1999.
- [10] P. R. Gray e R. G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, New York, 1993.
- [11] J. N. Babanezhad e R. Gregorian, «A Programmable Gain/Loss Circuit,» *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 22, n. 6, pp. 1082-1090, December 1987.

- [12] N. S. Ssooch, «MOS Cascode Current Mirror,» *U.S. patent*, n. 4,550,284, October 1985.
- [13] K. Smith e A. Sedra, «The current-conveyor - a new circuit building block,» *IEEE Proc.*, vol. 56, pp. 1368-69, 1968.
- [14] A. Sedra e K. Smith, «A second-generation current-conveyor and its applications,» *IEEE Trans.*, Vol. %1 di %2CT-17, pp. 132-134, 1970.
- [15] K. Koli e K. Halonen, CMOS CURRENT AMPLIFIERS Speed versus Nonlinearity, 2002.
- [16] F. Esparza-Alfaro, S. Pennisi, G. Palumbo e A. J. Lopez-Martin, «Low-power class-AB CMOS voltage feedback current operational amplifier with tunable gain and bandwidth,» *IEEE Trans. Circuit Syst. II*, vol. 61, n. 8, pp. 574-578, August 2014.
- [17] C. A. D. L. Cruz-Blas e A. Lopez-Martin, «A ±0.75-V Compact CMOS Class-AB Current-Mode Exponential Variable Gain Amplifier,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 54, n. 12, pp. 1042-1046, December 2007.
- [18] J. A. D. Lima, «A low-voltage programmable-gain current-mode amplifier,» *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 41, pp. 147-157, December 2004.
- [19] H. F. Baghtash, «Body controlled threshold voltage shifting variable gain current mirror,» *Analog Integr. Circuits Signal Process.*, vol. 93, n. 1, pp. 115-121, October 2017.
- [20] K. Kaewdang e W. Surakamponorn, «Class AB differential input/output current-controlled current amplifier,» *Proc. Int. Symp. Intell. Signal Process. Commun. Syst. (ISPACS)*, pp. 666-669, November 2013.
- [21] Z. Wang, «Two CMOS large current-gain cells with linearly variable gain and constant bandwidth,» *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol. 39, n. 12, pp. 1021-1024, December 1992.
- [22] A. Dervić, «NAPONOM KONTROLISAN STRUJNI POJAČAVAČ NA BAZI OTPORNOG OGLEDALA U CMOS TEHNOLOGIJI,» magistarski rad, Podgorica, Crna Gora, 2016.
- [23] N. Tadić, A. Dervić, M. Erceg, B. Goll e H. Zimmermann, «A 54.2-dB Current Gain Dynamic Range, 1.78-GHz Gain-Bandwidth Product CMOS VCCA,» *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—II: EXPRESS BRIEFS, VOL. 66,*, vol. 66, n. 1, pp. 46-50, January 2019.
- [24] N. Tadić, «Resistive mirror with the current-mode approach in bipolar technology,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 49, pp. 132-136, February 2000.
- [25] N. Tadić, «Resistive mirror-based voltage controlled resistor with generalised active devices,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, pp. 587-591, April 1998.

- [26] R. G. Carvajal e J. Ramirez-Angulo, «The Flipped Voltage Follower: A Useful Cell for Low-Voltage Low-Power Circuit Design,» *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I: REGULAR PAPERS*, vol. 52, n. 7, pp. 1276-1291, 2005.
- [27] «OPF422 Fiber Optic Detector,» TT Electronics, 2018. [Online].
- [28] «OPV 314AT Vertical Cavity Surface Emitting Laser in ST Optical Sub-Assembly,» TT Electronics, 2019. [Online].