

UNIVERZITET CRNE GORE ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET PODGORICA

BSc Stefan Vujošević

KONVERTOR SVJETLOSTI U FREKVENCIJU SA VARIJABILNOM OSJETLJIVOŠĆU NA BAZI STRUJNOG POJAČAVAČA U INTEGRISANOJ CMOS TEHNOLOGIJI OD 0.35 μm

MASTER RAD

Podgorica, 2024. godine

PODACI I INFORMACIJE O MAGISTRANDU

Ime i prezime: Stefan Vujošević

Datum i mjesto rođenja: 18.11.1999. godine, Podgorica, Crna Gora

Naziv završenog osnovnog studijskog programa i godina diplomiranja: Elektonika,

telekomunikacije i računari, 2021.

INFORMACIJE O MASTER RADU

Elektrotehnički fakultet Podgorica Postdiplomske master akademske studije Smjer: Elektronika **Naslov rada:** Konvertor svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću na bazi strujnog pojačavača u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35 μm

OCJENA I ODBRANA MASTER RADA

Datum prijave master rada: 06.06.2023.

Datum sjednice Vijeća univerzitetske jedinice na kojoj je prihvaćena tema: 11.07.2023. Komisija za ocjenu/odbranu rada:

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

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

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

Datum odbrane: 12.11.2024. Datum promocije: Ime i prezime autora: Stefan Vujošević

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:

"Konvertor svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću na bazi strujnog pojačavača u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35 µm"

moje originalno djelo.

U Podgorici, dana 20.06.2024.

Podnosilac izjave: Stefan Vujošević, BSc Bypulat

ZAHVALNICA

Iskreno zahvaljujem svojoj mentorki, prof. dr MIleni Erceg, na nesebičnoj podršci, stručnim savjetima i smjernicama koje su bile od presudnog značaja za izradu ovog rada. Vaša posvećenost i vjerovanje u moj rad bili su mi velika motivacija i inspiracija.

Hvala Vam što ste svoje vrijeme i znanje nesebično dijelili sa mnom.

Posebnu zahvalnost dugujem svojoj porodici, čija mi je podrška i ljubav bila oslonac tokom cijelog ovog puta.

Stefan Vujošević

APSTRAKT

Konvertor svjetlosti u frekvenciju je kolo koje na svom izlazu generiše periodičan signal čija je frekvencija proporcionalna intenzitetu upadne svjetlosti. Kako informacija o mjerenju veličine zavisi od frekvencije, dovoljan je samo jedan prenosni kanal, bez potrebe za posebnim komunikacionim protokolom ili sinhronizacijom sa prijemnom stranom, za razliku od sistema koji koriste konvencionalne A/D konvertore. Pored toga, ovakav signal je manje podložan šumu i interferentnim smetnjama. Ova kola se koriste u raznim oblastima mjernih i kontrolnih sistema u industriji, pa do biomedicinskih aplikacija.

U ovom master radu je predstavljen konvertor svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35 µm čiji se rad bazira na strujnom pojačavaču sa otpornim ogledalom. Ovakav strujni pojačavač je pogodan u izradi konvertora zbog njegovog niskog napona napajanja kao i kontrole pojačanja, što omogućava varijabilnu osjetljivost samog konvertora. Varijabilna osjetljivost ovog uređaja podrazumijeva mogućnost prilagođavanja različitim nivoima upadne svjetlosti za određeni opseg frekvencija izlaznog signala. Struja fotodetektora, koji je realizovan pomoću PIN fotodiode, se dovodi na ulaz strujnog pojačavača odakle se pojačana struja uz pomoć *ring* oscilatora konvertuje u napon čija je frekvencija proporcionalna intenzitetu ulazne struje.

Predloženi konvertor svjetlosti u frekvenciju predviđen je za implementaciju u integrisanoj tehnologiji, zbog čega su njegove performanse analizirane uz pomoć softverskog alata za simulaciju rada elektronskih kola *LTspice*. Pored toga, radi potvrde funkcionalnosti predloženog dizajna konvertora svjetlosti u frekvenciju, realizovan je prototip u diskretnoj tehnici. Kroz simulacije i odgovarajuća mjerenja, pokazano je da predloženo rešenje konvertora svjetlosti u frekvenciju odlikuje nizak napon napajanja, širok dinamički opseg frekvencija signala na izlazu kola, visoka i varijabilna osjetljivost i relativna greška na nivou postojećih rješenja.

Ključne riječi: konvertor svjetlosti u frekvenciju, strujni pojačavač, varijabilna osjetljivost, *ring* oscilator, PIN fotodioda

ABSTRACT

A light-to-frequency converter is a circuit that produces a periodic signal at its output, with a frequency proportional to the intensity of the incident light. Since the measurement information is contained in the frequency, only a single transmission line is required, without the need for a special communication protocol or synchronization with the receiving side, unlike systems that use conventional A/D converters. Additionally, such a signal is less susceptible to noise and interference. These circuits are used in various fields, from industrial measurement and control systems to biomedical applications.

This master's thesis presents a light-to-frequency converter with variable sensitivity based on a current amplifier in 0.35 µm integrated CMOS technology, operating on a current amplifier with a resistive mirror. This type of current amplifier is suitable for converter design due to its low supply voltage and gain control, enabling the converter's variable sensitivity. The variable sensitivity of this device allows it to adapt to different levels of incident light for a specific range of output signal frequencies. The current from the photodetector, implemented using a PIN photodiode, is fed to the input of the current amplifier, where the amplified current is converted to voltage using a ring oscillator, with the frequency proportional to the input current intensity.

The proposed light-to-frequency converter is intended for implementation in integrated technology, which is why its performance has been analyzed using the electronic circuits simulation software tool *LTspice*. Additionally, to verify the functionality of the proposed light-to-frequency converter design, a prototype was constructed using discrete components. The results achieved through appropriate simulations and measurements indicate that the converter can operate efficiently with a low supply voltage, has a large dynamic range of output signal frequencies, and has a high and continually variable sensitivity, with the relative error at the same level as comparing designs.

Key words: light-to-frequency converter, current amplifier, variable sensitivity, ring oscillator, PIN photodiode

Sadržaj

1.	UVOD	2
2.	PREGLED POSTOJEĆIH REŠENJA KONVERTORA SVJETLOSTI U FREKVENO	CIJU 5
3. OS TE	KONVERTOR SVJETLOSTI U FREKVENCIJU SA VARIJABILNOM SJETLJIVOŠĆU NA BAZI STRUJNOG POJAČAVAČA U INTEGRISANOJ CMOS CHNOLOGIJI OD 0.35 μm	26
(3.1. STRUJNI POJAČAVAČ SA KONTROLABILNIM POJAČANJEM NA BAZI OTPORNOG OGLEDALA	27
	3.2. RING OSCILATOR	32
3]]	3.3. KOMPLETNA ELEKTRIČNA ŠEMA KONVERTORA SVJETLOSTI U FREKVENCIJU SA VARIJABILNOM OSJETLJIVOŠĆU NA BAZI STRUJNOG POJAČAVAČA	36
4.	REZULTATI SIMULACIJA I EKSPERIMENTALNI REZULTATI	39
2	4.1. REZULTATI SIMULACIJA	39
2	4.2. EKSPERIMENTALNI REZULTATI	52
2	4.3. UPOREDNA ANALIZA	63
5.	ZAKLJUČAK	64
6.	DODATAK	66
7.	LITERATURA	68

1. UVOD

Optoelektronsko kolo se sastoji od detektora svjetlosti u formi konvencionalne fotodiode, SPAD-a (*Single-photon Avalanche Diode*) ili silicijumskih *nanowires* [1] i konvertora struje u napon. Konvertor svjetlosti u digitalni ekvivalent (LDC, *Light to Digital Converter*) je poseban tip optoelektronskog kola koji na svom izlazu informaciju o intenzitetu upadne svjetlosti daje u digitalnom formatu. Fotodetektor LDC-a generiše struju koja je proporcionalna intenzitetu upadne svjetlosti. U zavisnosti od načina konverzije struje u digitalni naponski signal konvertori struje u napon u sklopu LDC-a se realizuju uz pomoć transimpedansnog pojačavača i A/D konvertora ili uz pomoć konvertora struje u frekvenciju [2] [3]. U prvom slučaju na izlazu se dobija digitalni ekvivalent mjerene veličine sa rezolucijom koja odgovara rezoluciji A/D konvertora. Međutim, za širok dinamički opseg intenziteta upadne svjetlosti (struja fotodetektora) potrebno je koristiti transimpedansni pojačavač sa varijabilnom transimpedansom ili A/D konvertor veoma visoke rezolucije. U drugom slučaju izlaz koristi samo jednu provodnu liniju, dok je informacija o mjerenoj veličini sadržana u frekvenciji izlaznog signala. Kako se frekvencija može vrlo precizno i jednostavno mjeriti u širokom opsegu, moguće je ostvariti širok dinamički opseg izlazne veličine, pa samim tim i visoku osjetljivost sistema.

Konvertor svjetlosti u frekvenciju je optoelektronsko kolo LDC tipa koje na izlazu generiše periodičan signal čija je frekvencija proporcionalna intenzitetu svjetlosti detektovane fotodetektorom [4], [5]. Kod ovih kola ne postoji potreba za posebnim komunikacionim protokolom, niti za sinhronizacijom sa prijemnikom, za razliku od sistema sa A/D konvertorima [1], [2], [3], [6]. Takođe, ovakav signal je manje osjetljiv na šum i interferentne smetnje zbog čega konvertori svjetlosti u frekvenciju nalaze primjenu u raznim oblastima. U biomedicini se koriste za precizno mjerenje bioloških signala, kao što je praćenje srčanog ritma i mjerenje saturacije krvi kiseonikom [7], prilikom izrade *pacemakera* [8], monitoring nivoa glukoze u krvi [9], [10] kao i kod medicinske dijagnostike [11]. Osim navedenih primjena, optoelektronska kola se generalno veoma široko koriste od industrije, preko različitih vrsta *smart* sistema, pa do sofisticiranih naučnih istraživanja u različitim oblastima.

Osjetljivost konvertora svjetlosti u frekvenciju predstavlja odnos promjene frekvencije izlaznog signala i promjene intenziteta upadne svjetlosti (struje fotodetektora). Veoma je bitno da osjetljivost konvertora svjetlosti u frekvenciju bude što veća kako bi bio u stanju da detektuje i vrlo male promjene intenziteta upadne svjetlosti. Dinamički opseg upadne svjetlosti (struje fotodetektora) je važna performansa jer ona određuje koliko veliki raspon intenziteta svjetlosnog signala konvertor može obraditi. Maksimalna vrijednost frekvencije signala na izlazu kola treba da ima što veću vrijednost kako bi sistem odlikovala veća brzina rada. Takođe je poželjno i da napon napajanja kola bude što niži. Za biomedicinske aplikacije posebno je od značaja da potrošnja energije bude što manja, kao i aktivna površina na čipu.

Cilj ovog master rada je realizacija konvertora svjetlosti u frekvenciju u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35 µm koji se temelji na strujnom pojačavaču sa kontrolabilnim pojačanjem [12], [13] i *ring* oscilatoru. Struja fotodetektora se vodi na ulaz strujnog pojačavača sa promjenljivim pojačanjem. Pojačanje strujnog pojačavača je moguće zadavati posredstvom odgovarajućih kontrolnih napona. Pojačana struja predstavlja kontrolnu struju za *ring* oscilator. Dakle, frekvencija napona na izlazu *ring* oscilatora je funkcija pojačane struje fotodetektora. Slijedi da se i osjetljivost konvertora svjetlosti u frekvenciju može kontrolisati posredstvom kontrolnih napona u sklopu strujnog pojačavača. Varijabilna osjetljivost sistema, koja se može kontinualno mijenjati, je veoma značajna sa aspekta univerzalnosti primjene predloženog dizajna. Upravo ova karakteristika čini predloženo rješenje jedinstvenim. Kada su u pitanju ostale performanse, treba naglasiti da sistem karakteriše nizak napon napajanja, širok dinamički opseg intenziteta upadne svjetlosti, visoka vrijednost maksimalne frekvencije signala na izlazu kola i prihvatljiva disipacija snage.

U okviru master rada izvršena je detaljna analiza postojećih rešenja konvertora svjetlosti u frekvenciju iz iste klase, u cilju vršenja odgovarajućeg poređenja performansi sa predloženim rešenjem. Predloženi dizajn konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću na bazi strujnog pojačavača u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35 µm je matematički modelovan, realizovan i testiran uz pomoć *LTspice* softverskog alata za projektovanje i simuliranje rada elektronskih kola, dok je provjera koncepta izvršena eksperimentalnim putem na prototipu razvijenom u diskretnoj tehnici sa dostupnim komponentama.

Master rad sadrži 5 poglavlja uključujući uvod i zaključak. U drugom poglavlju su predstavljena postojeća rešenja konvertora svjetlosti u frekvenciju. Istaknute su osnovne

performanse pojedinih rešenja, uz detaljnu analizu principa rada. U trećem poglavlju je predstavljeno predloženo rešenje konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću na bazi strujnog pojačavača u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35 µm. Najprije je izvršena analiza rada strujnog pojačavača sa kontrolabilnim pojačanjem na bazi otpornog ogledala, a potom i *ring* oscilatora. Data je kompletna električna šema sa detaljnim opisom pojedinih funkcionalnih cjelina, kao i odgovarajući matematički modeli. U četvrtom poglavlju su predstavljeni rezultati simulacija za integrisanu tehnologiju kao što su DC prenosne karakteristike, disipacija snage, kao i odgovarajući vremenski odzivi na različite strujne pobude i za različite vrijednosti osjetljivosti sistema. U istom poglavlju dati su i rezultati koji su dobijeni eksperimentalnim putem i odnose se na dizajn u diskretnoj tehnici. U dodatku se nalaze fotografije prototipa konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću na bazi strujnog pojačavača u diskretnoj tehnici, kao i fotografije odgovarajućeg mjernog okruženja.

I.

2. PREGLED POSTOJEĆIH REŠENJA KONVERTORA SVJETLOSTI U FREKVENCIJU

Konvertori svjetlosti u frekvenciju imaju značajnu primjenu u mnogim oblastima, među kojima posebno mjesto zauzimaju neinvazivne medicinske dijagnostičke metode. Ovi uređaji transformišu optički signal u digitalni signal, što obezbjeđuje visoku preciznost mjerenja i jednostavan prenos podataka. U proteklim godinama, zbog veoma izražene potražnje za jednostavnim, prenosivim sistemima male potrošnje, razvijeno je niz inovativnih rešenja konvertora svjetlosti u frekvenciju, [2]. U cilju prikaza uloge konvertora svjetlosti u frekvenciju i analizirani su najznačajniji postojeći koncepti koji su korišćeni prilikom realizacije konvertora svjetlosti u frekvenciju.

Guido Di Patrizio Stanchieri, Andrea De Marcellis, Elia Palange, Ulkuhan Guler [14] su realizovali analogni *front-end* (AFE) za mjerenje varijacija intenziteta svjetlosti za prenosive/nosive i implantibilne uređaje čija potencijalna primjena se kreće od industrije do specifičnih biomedicinskih aplikacija. Kolo je dizajnirano u CMOS tehnologiji od 180 nm, odlikuje ga nizak napon napajanja od 1.8 V i mala potrošnja što je u skladu sa zahtjevima prethodno navedenih primjena.

Svjetlost generisana odgovarajućim izvorom svjetlosti (LED ili laserski izvor) se usmjerava prema detektoru svjetlosti koji generiše fotostruju proporcionalnu intenzitetu upadne svjetlosti. Potrebno je dizajnirati adekvatan analogni *front-end* kako bi se mogao mjeriti intenzitet fotostruje, a posredno i intenzitet upadne svjetlosti. U ovom radu dat je predlog AFE-a na bazi strujom-kontrolisanog *ring* oscilatora. Pojačana struja fotodiode predstavlja kontrolnu struju strujom-kontrolisanog *ring* oscilatora, pa je izlazni napon frekvencijski modulisan u skladu sa intenzitetom fotostruje. Mjerenjem frekvencije kvazi-digitalnog izlaznog napona moguće je mjeriti varijacije intenziteta upadne svjetlosti, bez upotrebe transimpedansnih pojačavača i/ili analogno-digitalnih konvertora.

Blok dijagram predloženog AFE kola je prikazan na slici 2.1. Kolo vrši konverziju fotostruje I_{PD} koju generiše fotodioda (PD) u frekvencijski modulisan izlazni napon *CLK_OUT* kvadratnog talasnog oblika. Eksterna fotodioda je povezana sa blokom koji obezbjeđuje kontrolabilnu struju polarizacije (*tunable current biasing stage*), a koji na svom izlazu daje odgovarajuću struju I_{DRIVE} proporcionalnu fotostruji I_{PD} . Osim toga, ovaj isti blok je zadužen i za regulaciju/prilagođavanje osjetljivosti AFE kola i njegove radne tačke putem eksternih digitalnih kontrolnih napona V_1 , V_2 i V_3 , kao i analognih napona V_{AN} i V_{AP} . Struja I_{DRIVE} kontroliše vrijeme kašnjenja Δt prvog invertora u sklopu *ring* oscilatora, mijenjajući tako frekvenciju izlaznog signala. Karakteristike ovakvog rešenja su: niska potrošnja, mogućnost podešavanja pojačanja i osjetljivosti, regulacija i kompenzacija *offset*-a, širok dinamički opseg ulaznih struja, visok stepen imunosti na promjene napona napajanja, temperaturne varijacije i šum, kao i kvazidigitalni izlaz.



Slika 2.1 - Blok dijagram predloženog AFE kola, [14]

Na slici 2.2 je prikazana električna šema AFE kola dizajniranog u CMOS tehnologiji od 180 nm (CMOS-AFE). Jedan od osnovnih segmenata sistema je trostepeni *ring* oscilator sastavljen od parova tranzistora M_{11} - M_{14} , M_{12} - M_{15} i M_{13} - M_{16} koji formiraju pojedine invertore. Kao što se može uočiti sa slike 2.2, kroz parove tranzistora M_{12} - M_{15} i M_{13} - M_{16} protiče struja I_D konstantne vrijednosti, što znači da frekvencijska modulacija napona *CLK_OUT* kvadratnog talasnog oblika zavisi od promjene struje I_{DRIVE} koja teče kroz *pull-up* i *pull-down* grane prvog invertora koga formira par tranzistora M_{11} i M_{14} . Samim tim, struja I_{DRIVE} reguliše vrijeme odziva prvog stepena *ring* oscilatora, što utiče na promjenu frekvencije izlaznog napona *CLK OUT*.



Slika 2.2 - Električna šema AFE kola na nivou tranzistora (CMOS-AFE), [14]

Struja I_{DRIVE} je proporcionalna struji fotodiode I_{PD} koja je povezana na blok za podešavanje struje polarizacije I_{BIAS} (*tunable current biasing stage*) zasnovan na strujnim ogledalima koja čine parovi MOSFET-ova M₁-M₈/M₉/M₁₀ i M₂-M₁₇/M₁₈/M₁₉. Parovi MOSFETova M₈/M₁₇, M₉/M₁₈ i M₁₀/M₁₉ mogu se aktivirati pojedinačno kako bi se odabrala tri različita odnosa strujnih ogledala (tj. strujna pojačanja) putem digitalnih kontrolnih napona V_{I} , V_{2} i V_{3} . Naime, kontrolni naponi V_{I} , V_{2} i V_{3} se dovode na gejtove MOSFET-ova M₂₀-M₂₂ koji su redno vezani sa MOSFET-ovima M₁₇-M₁₉, dok se njihove komplementarne vrijednosti vode na gejtove MOSFET-ova M₅-M₇ koji su redno vezani sa MOSFET-ovima M₈-M₁₀. Na taj način se određene izlazne grane strujnih ogleda aktiviraju/deaktiviraju, a samim tim se podešava i vrijednost izlazne struje I_{DRIVE} . Pored ovih napona postoje još dva analogna napona, V_{AN} i V_{AP} koja kontrolišu tranzistore M₃ i M₄ koji se ponašaju kao nelinearni naponom kontrolisani otpornici, što omogućava fino podešavanje i prilagođavanje bazne vrijednosti frekvencije oscilovanja (koja odgovara nultoj vrijednosti fotostruje I_{PD}) kao i podešavanje *duty cycle*-a izlaznog napona *CLK OUT* putem polarizacione struje I_{BIAS} koja se superponira fotostruji I_{PD} .

Iz teorijske analize CMOS-AFE kola dobija se sledeća približna relacija za frekvenciju napona *CLK_OUT* na izlazu sistema:

$$f_{cmos-afe} \simeq \frac{1}{2V_{DD}} \frac{G(I_{PD} + I_{BIAS})I_D}{[2C_{par}G(I_{PD} + I_{BIAS}) + (C_{par} + C_{load})I_D]}$$
(2.1)

gdje *G* predstavlja ukupno pojačanje strujnih ogledala, koje čine parovi tranzistora M_1 - $M_8/M_9/M_{10}$ i M_2 - $M_{17}/M_{18}/M_{19}$, I_D je struja koja teče kroz *pull-up* i *pull-down* grane drugog i trećeg invertora sačinjene od parova tranzistora M_{12} - M_{15} i M_{13} - M_{16} dok C_{par} predstavlja ukupnu parazitnu kapacitivnost na izlazu pojedinih invertora. Pretpostavka je da su parazitne kapacitivnosti na izlazu svakog od invertora koji formiraju *ring* oscilator približno jednake. Struja kojom se kontroliše vrijednost učestanosti izlaznog napona, a koja teče kroz prvi invertor $(M_{11}$ - $M_{14})$ u sklopu *ring* oscilatora je data izrazom:

$$I_{drive} = G(I_{PD} + I_{BIAS}) \tag{2.2}$$

Prema jednačini (2.1), najniža vrijednost frekvencije napona na izlazu kola koja odgovara *dark* struji I_{PD} fotodiode se može podesiti posredstvom kapacitivnosti C_{load} , polarizacione struje I_{BLAS} i struje I_D . Prilikom realizacije korišćeno je unipolarno napajanje V_{DD} =1.8 V, dok predstavljeni *layout* zauzima površinu od 4680 µm².

Frekvencija $f_{cmos-afe}$ napona na izlazu kola je funkcija DC vrijednosti ulazne struje I_{PD} fotodiode, pri čemu se posredstvom kontrolnih napona V_1 , V_2 i V_3 može izabrati odgovarajuće pojačanje. Na taj način formirana su tri opsega frekvencija izlaznog napona, koji odgovaraju određenim opsezima struja fotodiode. Prvi opseg struja fotodiode je od 1 nA (tj. tipična vrijednost *dark* struje komercijalnih Si fotodioda) do 1 μ A. Za ovaj opseg uzima se kombinacija napona V_1 =1.8 V, V_2 = V_3 =GND. Frekvencija signala na izlazu kola se kreće od 104 kHz do 4.04 MHz. Drugi opseg struja fotodiode je od 1 nA do 10 μ A, za kombinaciju napona V_2 =1.8 V, V_1 = V_3 =GND, pri čemu je frekvencija izlaznog signala od 104 kHz do 4.04 MHz. Treći opseg

struja fotodiode je od 1 nA do 100 μ A, za V_3 =1.8 V, V_1 = V_2 =GND, dok je opseg frekvencija izlaznog signala od 53 kHz do 4.08 MHz. Iz prethodnih rezultata, određene su prosječne vrijednosti osjetljivosti i rezolucije i one iznose: 3727 kHz/ μ A i 2.7 pA (prvi opseg), 394 kHz/ μ A i 25 pA (drugi opseg) i 40 kHz/ μ A i 250 pA (treći opseg). Maksimalna potrošnja kola je zabilježena u trećem opsegu i ona iznosi 93 μ W. Na nivou simulacija izvršena je analiza uticaja varijacije procesnih parametara, temperatura u opsegu od -25 °C do +75 °C, kao i varijacije napona napajanja od ±5 % u odnosu na nominalnu vrijednost od 1.8 V. Rezultati simulacija su pokazali da nema značajnih promjena frekvencije izlaznog napona *CLK_OUT*. Maksimalno odstupanje frekvencije pokazuje relativnu statističku nesigurnost manju od ±5 %.

Rad predloženog sistema je simuliran uz pomoć CADENCE *Orcad PSpice* simulatora i implementiran u formi laboratorijskog prototipa koristeći komercijalno dostupne diskretne komponente CD4007. Šematski prikaz kola realizovanog u diskretnoj tehnici prikazan je na slici 2.3. U odnosu na njen integrisani mikroelektronski pandan prikazan na slici 2.2 ovo kolo zahtijeva bipolarno napajanje od ± 2.4 V. Treba ukazati da je cjelokupna struktura sistema realizovanog u diskretnoj tehnici pojednostavljena, jer je osnovna ideja bila samo da se potvrdi predloženi koncept, kao i da se dokaže prikladnost novog predloženog rešenja za upotrebu u optičkim senzorskim aplikacijama. U slučaju kola prikazanog na slici 2.3 kondenzator *C* ima vrijednost od 1 pF dok otpornici R_1 =4.7 M Ω i R_2 = 2.7 M Ω emuliraju tranzistore M₃ i M₄ (slika 2.2), redom. Posredstvom prekidača SW se vrši kontrola pojačanja.



Slika 2.3 - Šema konvertora svjetlosti u frekvenciju u diskretnoj tehnici, [14]

Mjerenja su izvršena korišćenjem frekvencmetra Agilent 34970A za mjerenje frekvencije izlaznog napona, kao i programabilnog izvora struje Keithley 220 za simulaciju fotostruje I_{PD} kao ulazne struje za kolo. Frekvencija izlaznog signala je posmatrana za ulazne struje I_{PD} od 1 nA do 2 μ A. Odgovarajuća frekvencija izlaznog napona se mijenja linearno od 98 kHz do 346 kHz, što odgovara osjetljivosti kola od oko 123 kHz/ μ A. Potrošnja ovog kola za navedeni opseg ulazne struje je 1900 μ W. Relativna greška sistema je manja od 3.5 % za cjelokupan opseg ulaznih struja. Predstavljeno analogno *front-end* kolo namijenjeno je za mjerenje promjena u intenzitetu svjetlosti putem frekvencijske modulacije generisanog kvadratnog talasnog oblika. Dakle, ovo kolo funkcioniše kao konvertor svjetlosti u frekvenciju s kvazi-digitalnim izlazom, bez potrebe za transimpedansnim pojačavačima i analogno-digitalnim konvertorima. Oblast primjene se odnosi na implantabilne uređaje, kao i na prenosive ili nosive uređaje, koje odlikuje nizak napon napajanja i mala potrošnja.

Fang Tang, Zhou Shu, Kai Ye, Xichuan Zhou, Shengdong Hu, Zhi Lin i Amine Bermak u svom radu [15] opisuju konvertor svjetlosti u frekvenciju sa visokim linearnim dinamičkim opsegom sa integrisanim fotodiodama. Visok dinamički opseg sa linearnim odzivom je veoma značajan kod modernih senzorskih sistema kao npr. oksimetra koji zahtijeva linearni dinamički opseg veći od 100 dB radi preciznog mjerenja koncentracije kiseonika u krvi. Široko zastupljeni senzori koriste samo jednu fotodiodu, međutim ovim pristupom je veoma teško postići visok dinamički opseg budući da nema referentnog izvora *dark* struje fotodiode u jednostavnoj šemi sa jednom fotodiodom, [15].

Autori pribjegavaju rešenju ovog problema korišćenjem dvije integrisane fotodiode. Jedna fotodioda je izložena svjetlosti dok je druga smještena ispod metalne površine kako bi generisala samo repliku *dark* struje. Oduzimanjem dobijene *dark* struje od struje dobijene pod uticajem svjetlosti uz pomoć strujnih ogledala moguće je proširiti dinamički opseg optičkog senzora, tako da pravilno funkcioniše i za manje vrijednosti intenziteta upadne svjetlosti. Međutim, zbog nesavršenosti strujnih ogledala, kao i uparivanja fotodioda, senzor i dalje ima određena ograničenja. Ograničenja su pogotovo izražena kada je napon inverzne polarizacije fotodioda veći od 100 mV, ili pri visokim temperaturama zbog kojih *dark* struja fotodiode može eksponencijalno da raste, [15].

U ovom radu predložen je konvertor svjetlosti u frekvenciju sa dinamičkim opsegom od 126 dB i linearnim odzivom koji se bazira na suzbijanju *dark* struje fotodiode. Izuzetno mali intenzitet *dark* struje je postignut korišćenjem dvije tehnike. Prva tehnika se sastoji u tome da je napon inverzne polarizacije fotodiode podešen na skoro nula volti, što u idealnom slučaju može ograničiti *dark* struju na manje od 5 pA za temperaturni opseg od -25 °C do 125 °C. Druga tehnika se odnosi na praćenje i redukovanje ulaznog naponskog *offset*-a regulatora pomoću replika strukture koja generiše odgovarajući kontrolni DC napon za regulator. Prototip čipa je realizovan u CMOS tehnologiji od 0.35 µm.

Posmatranjem zavisnosti *dark* struje u funkciji od napona inverzne polarizacije fotodiode pri različitim temperaturama od -25 °C do 75 °C moguće je uočiti da se sve zavisnosti sijeku u istoj tački pri vrijednosti napona inverzne polarizacije od 0 V. Ovo pruža mogućnost da se minimizira uticaj *dark* struja bez obzira na temperaturu.

Predložena arhitektura konvertora svjetlosti u frekvenciju sa regulisanom fotodiodom prikazana je na slici 2.4. Konvertor se sastoji od dva diferencijalna pojačavača A_1 , A_{au} , niza fotodioda, strujnog ogledala i *pulse-frequency* modulatora (PFM). Pojačavač A_1 se koristi za regulaciju MOSFET-a M4, dok je funkcija pojačavača A_{au} i MOSFET-a M3 povećanje impedanse na ulazu PFM-a. Električna šema pojačavača A_{au} prikazana je na slici 2.5. Frekvencijska kompenzacija ostvarena je pomoću redne veze otpornika (MOSFET M_r) i kondenzatora C_m .



Slika 2.4 - Predložena arhitektura konvertora svjetlosti u frekvenciju sa regulisanom fotodiodom, [15]

Napon inverzne polarizacije fotodiode može se izraziti jednačinom (2.3), gdje je V_{os} ulazni naponski *offset* pojačavača A₁, I_{ph} je fotostruja, V_0 napon na izlazu pojačavača A₁, V_n napon na katodi fotodiode PD, a $K_n = \mu_n C_{ox} (W/L)_{M4}$. Budući da je $V_n \ll V_{th4}$, V_n se može pojednostaviti kako je dato relacijom (2.4).

$$V_n = -\frac{V_0}{A_1} - V_{os} = -\left(\frac{V_n + \sqrt{2I_{ph}/K_n} + V_{th4}}{A_1} + V_{os}\right)$$
(2.3)

$$V_n \approx -\left(\frac{\sqrt{2I_{ph}/K_n} + V_{th4}}{A_1} + V_{os}\right) \tag{2.4}$$



Slika 2.5 – Električna šema dvostepenog pojačavača A_{au}, [15]

Glavni pristup za smanjenje napona inverzne polarizacije fotodiode V_n je povećanje pojačanja pojačavača A₁ kako bi se redukovao član koji zavisi od fotostruje I_{ph} (2.3), kao i smanjenje ulaznog naponskog *offset-*a V_{os} pojačavača kako bi se redukovao član koji ne zavisi od fotostruje I_{ph} (2.3). U ovom radu A₁ je realizovan kao standardni *folded cascode* pojačavač sa *open-loop* pojačanjem od 90 dB i ulaznim diferencijlnim parom od p-kanalnih MOSFET-ova, čime je član koji zavisi od fotostruje I_{ph} (2.3) redukovan na manje od 0.1 mV. Kako je površina fotodiode reda nekoliko mm², parazitna kapacitivnost C_P je reda nekoliko pF. Iz tog razloga,

kondenzator C_c je dodat na izlaznom čvoru pojačavača A_1 kako bi se dominantni pol pomjerio ka nižim učestanostima zarad stabilnosti.

Veliki izazov predloženog dizajna je suočavanje sa ulaznim naponskim *offset*-om pojačavača A₁ koji zavisi od varijacija procesnih parametara, kao i od varijacija temperature. Cilj rada je postići da ulazni naponski *offset* ima vrijednost manju od 1 mV, što može ograničiti *dark* struju fotodiode na 5 pA, u najgorem slučaju. U cilju praćenja ulaznog naponskog *offset*-a, predložen je replika pojačavač, prikazan na slici 2.6, koji automatski generiše kontrolni DC signal za podešavanje ulaznog naponskog *offset*-a regulatora.



Slika 2.6 – Električna šema predloženog replika pojačavača za monitoring offset-a, [15]

Replika pojačavač sadrži dvije specifičnosti. Jedna od njih sastoji se u tome da su *gate*ovi MOSFET-ova u sklopu ulaznog diferencijalnog para uzemljeni kako bi se ispunio uslov da napon inverzne polarizacije fotodioda bude jednak nuli. Druga specifičnost je da se izlaz replika pojačavača koristi za generisanje napona V_{b1} , koji je povezan na spoj gejtova MOSFET-ova M_{r3} i M_{r4} (slika 2.6) i istovremeno ima ulogu polarizacionog napona u osnovnom pojačavaču. Na ovaj način, negativnom povratnom spregom, napon OUT se podešava da bude jednak polovini napona napajanja V_{DD} . Kao rezultat svega navedenog, uz pomoć replika kola, može se postići nulti ulazni naponski *offset*. Pored toga, predloženo replika kolo može kompenzovati varijacije ulaznog naponskog *offset*-a do kojih dolazi usljed promjena temperature, kao i usljed varijacija procesnih parametara.

Kako bi se izbjegle višestruke povratne sprege i time ugrozila stabilnost predloženog kola, na invertujući ulaz pojačavača A_{au} u sklopu replika kola je doveden konstantan napon $V_{DD}/2$, slika 2.6, umjesto izlaznog napona V_o pojačavača A_1 . Iz tog razloga, sistematski rezidualni naponski *offset* V_{os_res} u mraku i dalje postoji, što se može izraziti relacijom (2.5), pri čemu je ulazni naponski *offset* V_{OS} definisan relacijom (2.6).

$$V_{os_res} = \frac{V_{DD} - 2V_{th_M4}}{2A_1} + (V_{os} - V_{os_ra})$$
(2.5)

$$V_{os} = \Delta V_{th_r1} + \frac{S}{2} \left(V_{gs_r1} - V_{th_r1} \right) + \frac{g_{m_r8}}{g_{m_r1}} \Delta V_{th_r8} + \frac{g_{m_r11}}{g_{m_r1}} \Delta V_{th_r11}$$
(2.6)

U prethodnim relacijama V_{os_ra} predstavlja ulazni naponski *offset* replika pojačavača, dok je *S* je koeficijent koji se odnosi na stepen uparenosti odgovarajućih MOSFET-ova.Rezultati *Monte-Carlo post-layout* simulacija pokazuju standardnu devijaciju naponskog ofseta V_{OS} od 0.8 mV, pri temperaturi od 125 °C i naponu napajanja od 5 V.



Slika 2.7 – Blok dijagram PFM modula, [15]

Na slici 2.7 je prikazan blok dijagram PFM modula, gdje je A_{au} komparator zasnovan na operacionom transkonduktansnom pojačavaču, dok D flip-flop ima ulogu generisanja impulsa sa

duty cycle-om od 50%. Blok za kašnjenje *Delay* omogućava širinu reset impulsa od 150 ns kako bi kondenzator C_i imao dovoljno vremena da se isprazni kroz n-kanalni MOSFET S_w. Dužina kanala MOSFET-a S_w je 4 µm kako bi struja curenja bila ograničena na 0.5 pA. Kako bi se postigla konstanta širina reset impulsa, implementirano je kolo za kašnjenje (slika 2.8) koje nije osjetljivo na PVT (*Process-Voltage-Temperature*) varijacije.



Slika 2.8 – Električna šema kola za kašnjenje, [15]

Predloženi konvertor svjetlosti u frekvenciju fabrikovan je u CMOS tehnologiji od 0.35 μ m. Čip sadrži šest glavnih blokova uključujući: 7 × 7 matricu fotodioda, *bandgap* naponsku referencu, PFM, strujno ogledalo, regulator naponskog *offset*-a, replika pojačavač, modul za resetovanje i ostala digitalna kontrolna kola. Maksimalna izlazna frekvencija u mraku iznosi svega 0.4 Hz pri temperaturama od -25 °C do 125 °C, u poređenju sa izlaznom frekvencijom od 18 Hz pri temperaturi od 125 °C za referenti TAOS-TSL235R čip. Ukupna potrošnja struje cijelog čipa je 0.5 mA. Opseg frekvencija signala na izlazu kola je od 0.5 Hz, do 1 MHz, što znači da je postignuti dinamički opseg frekvencija 126 dB. Kolo je testirano pri intenzitetu upadne svjetlosti u opsegu od 0.5 nW/cm² do 1 mW/cm². Osjetljivost kola je 550 Hz/ μ W/cm². Predloženim dizajnom postignuto je suzbijanje temperaturno zavisne *dark*

struje gotovo 50 puta u odnosu na prethodno predložene tehnike, pri čemu ostali parametri sistema nisu ugroženi. Kolo je testirano za napon napajanja u opsegu od 2.5 V do 5.5 V. Dimenzije integrisanog kola su 1.02×0.83 mm².

Fang Tang, Zhou Shu, Mingdong Li, Yi Hu, Xichuan Zhou, Shengdong Hu, Zhi Lin, Ping Gan, Tiancong Huang i Amine Bermak dizajnirali su konvertor svjetlosti u frekvenciju u svrhu mjerenja zasićenosti krvi kiseonikom [16]. Za efikasan rad oksimetra potrebna je visoka brzina mjerenja, kao i mala potrošnja koja predstavlja ključnu specifikaciju senzora. Senzori mogu biti ugrađeni u nosive uređaje, kao što su pametne narukvice, kako bi se omogućilo dugoročno praćenje zasićenosti krvi kiseonikom, zbog čega je neophodno smanjiti potrošnju senzora kako bi se produžio vijek trajanja baterije.

Da bi se izbalansirali zahtjevi za što manjom disipacijom snage, sa jedne strane, i visokom brzinom praćenja, sa druge strane, u ovom radu je razvijena tehnika adaptivnog skaliranja polarizacione struje. Generiše se kontrolni napon LIPC (*light-intensity-positively correlated*) koji je pozitivno koreliran sa intenzitetom upadne svjetlosti. Ovim naponom se dinamički podešava otpornost n-kanalnog MOSFET-a u polarizacionom kolu. Kao rezultat, intenzitet odgovarajuće polarizacione struje je moguće smanjiti ukoliko intenzitet svjetlosti postane mali. Adaptacija struje se postiže u analognom domenu, bez upotrebe digitalnih kontrolnih signala, čime je izbjegnuto prisustvo prekidačkog šuma. Predloženi sistem je realizovan u CMOS tehnologiji od 0.35 µm.

Konvertor svjetlosti u frekvenciju sa linearnom prenosnom karakteristikom i visokim dinamičkim opsegom je moguće realizovati integraljenjem fotostruje u kondenzatoru koji se nalazi na negativnoj povratnoj sprezi, slika 2.9. Pojačavač A₁, MOSFET M₁ i fotodioda PD čine strujni *buffer* za prenos struje fotodiode I_{ph} istovremeno postižući usklađivanje impedanse sa narednim stepenom. Naredni stepen je takođe integrator koga formiraju operacioni pojačavač A₂, kondenzator C_i i referentni napon V_{ref1} . Komparator upoređuje izlazni napon integratora V_o sa referentnim naponom V_{ref3} kako bi generisao kontrolni signal za reset S_{rst}. Kako je brzina integracije proporcionalna fotostruji, izlazna frekvencija napona V_o na izlazu integratora linearno zavisi od intenziteta upadne svjetlosti u dinamičkom opsegu od više od 100 dB, kako je izraženo relacijom (2.7). F_o je izlazna frekvencija napona V_o , I_{ph} je fotostruja, dok je I_{leak} struja curenja MOSFET-a M₁. Kada je prekidač otvoren, struja puni kondenzator C_i dok napon V_o ne premaši

 V_{ref3} . Tada komparator generiše signal za resetovanje S_{rst} da zatvori prekidač. Napon V_o je je tada jednak referentnom naponu V_{ref2} i kondenzator nastavlja da se puni. Kao rezultat, izlazna frekvencija je obrnuto proporcionalna razlici referentnih napona V_{ref3} i V_{ref2} .

$$F_{0} = \frac{I_{ph} + I_{leak}}{(V_{ref3} - V_{ref2})C_{i}}$$
(2.7)



Slika 2.9 – Pojednostavljena blok šema konvertora svjetlosti u frekvenciju zasnovanog na integratoru sa prekidačkim kondenzatorom, [16]

Postoje dvije ključne karakteristike koje konvertor svjetlosti u frekvenciju mora da ispuni, od kojih je jedna da struja curenja mora da bude potisnuta na manje od 10 pA kako bi se ispunio cilj linearnog dinamičkog opsega od 100 dB. Da bi se struja curenja smanjila što je moguće više, idealno bi bilo da *common-mode* napon pojačavača A₁ bude jednak nuli, kako bi se održao nulti napon na fotodiodi. Iz tog razloga, ulazni diferencijalni par u sklopu pojačavača A₁ je formiran od p-kanalnih MOSFET-ova. Kao drugo, oksimetri zahtijevaju brzo prebacivanje između crvenog i infracrvenog LED svjetlosnog očitavanja. Iz tog razloga konfiguracija zatvorene petlje mora posjedovati visok faktor prigušenja (visoku marginu faze). U suprotnom, pri nagloj promjeni intenziteta svjetlosti može doći do prigušenog oscilovanja vrijednosti frekvencije signala na izlazu sistema, odnosno, do povećanja vremena koje je potrebno za uspostavljanje stabilne vrijednosti frekvencije. Da bi se postigao stabilan odziv u konkretnom slučaju, potrebno je postići marginu faze ne manju od 85 stepeni, za slučaj maksimalne frekvencije. Pri manjim frekvencijama izlaznog signala, margina faze može biti značajno manja.

Pokazuje se da margina faze zavisi od vrijednosti polarizacione struje (pa sam tim i potrošnje) pojačavača A₁. Dakle, kontrolisanjem struje polarizacije, moguće je kontrolisati potrošnju sistema i u isto vrijeme kontrolisati njegovu stabilnost. Ključ predloženog koncepta za skaliranje struje je u generisanju LIPC kontrolnog napona V_c koji se koristi za podešavanje struje polarizacije pojačavača A₁. Pomenuti LIPC kontrolni napon V_c je moguće dobiti uz pomoć *buffer-a* fotostruje, kako je prikazano na slici 2.10.



Slika 2.10 – Električna šema predloženog strujnog buffer-a za generisanje LIPC kontrolnog napona V_C, [16]

Pojačavač A₁ u predloženom *buffer-u* fotostruje je implementiran pomoću standardnog *folded-cascoded* diferencijalnog pojačavača. Ukoliko se MOSFET-ovi M₁₂, M₁₃ i M₁₄ aproksimiraju jednim MOSFET-om M_L sa dugim kanalom u režimu zasićenja, kontrolni napon V_c se može izraziti kao:

$$V_c = \sqrt{\frac{2(I_{ph} + I_{leak})}{\beta_{n_ML}}} + V_{th_ML}$$
(2.8)

gdje $\beta_{n_{ML}}$ i $V_{th_{ML}}$ predstavljaju efektivni transkonduktansni parametar i napon praga MOSFET-a M_L, respektivno.



Slika 2.11 - Električna šema kola za adaptaciju struje polarizacije kontrolisanu naponom V_c , [16]

Na slici 2.11 je prikazana električna šema kola za adaptaciju struje polarizacije kontrolisanu naponom V_c . Izvor referentne struje I_{ref} realizovan je na način da vrijednost struje ne zavisi od napona napajanja (slika 2.11) i data je izrazom:

$$I_{ref} = \frac{V_T}{R_{b1}} \ln 5$$
 (2.9)

pri čemu je V_T termički napon bipolarnih tranzistora Q_{b1} i Q_{b2}, dok su dimenzije MOSFET-ova M_{b1} i M_{b3} 5 puta veće od dimenzija MOSFET-ova M_{b2} i M_{b4}.

Kroz rednu vezu dioda Q_{b3} i Q_{b4} teče konstantna struja čija vrijednost zavisi od vrijednosti referentne struje $I_{ref.}$ relacija (2.8). Kao rezultat toga, kontrolni napon V_{s1} može se generisati sa fiksnim naponom od 1.2 V iznad kontrolnog napona V_c . Za dovoljno malu vrijednost kontrolnog napona V_c , MOSFET M_{b8} će biti zakočen, pa je izlazna struja I_{b42} jednaka struji MOSFET-a M_{b7} i ima konstantnu vrijednost. Sa povećanjem napona V_c , MOSFET M_{b8} je u zasićenju, dok je MOSFET M_{b6} u omskom režimu rada, pa će se vrijednost struje koja teče kroz ova dva MOSFET-a smanjivati. Daljim povećanjem napona V_c , MOSFET M_{b8} prelazi u omski režim rada, dok je M_{b6} u zasićenju što znači da je struja približno konstantna. Dakle, promjenom kontrolnog napona V_c , može se mijenjati vrijednost struje I_{bA2} koja predstavlja polarizacionu struju pojačavača A₂.



Slika 2.12 – Električna šema integratora sa prekidačkim kondenzatorom, komparator sa histerezisom i generetaor nepreklapajućih takt impulsa, [16]

Na slici 2.12 je prikazan generator impulsa koji se sastoji od integratora fotostruje sa prekidačkim kondenzatorom, komparatora sa histerezisom i kola za generisanje nepreklapajućih impulsa S_1 i S_2 . Operacioni pojačavač A_2 koristi preko 60% ukupne snage iz razloga što integracioni kondenzator C_i ima veliku kapacitivnost od 2 pF. Iz tog razloga, operacioni pojačavač je realizovan kao trostepeni, slika 2.13.



Slika 2.13 – Električna šema operacionog pojačavača A₂, [16]

Predloženi dizajn konvertora svjetlosti u frekvenciju dizajniran je i proizveden koristeći CMOS tehnologiju od 0.35 µm. Opseg napona napajanja čipa je od 2.5 V do 5 V. Sistem je stabilan za opseg temperatura od -25 °C do 80 °C. Rezultati mjerenja pokazuju da vrijeme odziva na svjetlosni impuls za bilo koji intenzitet svjetlosti nije duže od dva nova ciklusa signala na izlazu. Pri visokom intenzitetu svjetlosti, tipična izlazna frekvencija predloženog sistema iznosi oko 420 kHz dok pri niskom intenzitetu svjetlosti, izlazna frekvencija iznosi 23 kHz.

Kada intenzitet svjetlosti opada, izlazna frekvencija postaje nelinearna, zbog struja curenja, posebno ispod 10 Hz. Maksimalna ukupna potrošnja struje iznosi 1.9 mA pri naponu napajanja od 3.3 V, pri čemu se ukupna struja može adaptivno smanjiti na 0.7 mA ako je izlazna frekvencija manja od 25 kHz. Linearni dinamički opseg od oko 100 dB je mjeren sa različitim osvjetljenjima od 1 nW/cm² do 200 μ W/cm², dok je njegova osjetljivost 2.2 kHz/ μ W/cm². Takođe, predloženi sistem pokazuje superiorne performanse u pogledu šuma u poređenju sa industrijskim rješenjima.

Fang Tang, Zhipeng Li, Tongbei Yang, Lai Zhang, Xichuan Zhou, Shengdong Hu, Zhi Lin, Ping Li, Bo Wang, Amine Bermak predstavljaju sistem za konverziju svjetlosti u frekvenciju sa niskim nivoom šuma, koji poboljšava performanse sistema za mjerenje saturacije krvi kiseonikom namijenjen za uslove hipoperfuzije [7]. Sistem je razvijan sa dva aspekta. Prvi aspekt se odnosi na razvoj strujnog *buffer*-a, pri čemu se za redukciju šuma koristi *g*m-*boost* struktura. Drugi aspekt se odnosi na razvoj digitalnog segmenta za modulaciju frekvencije i duty cycle-a signala čija u cilju redukovanja šuma kvantizacije ograničavanjem maksimalne frekvencije signala na izlazu sistema. Kvantizacioni šum pogotovo dolazi do izražaja kod sistema niske potrošnje, jer je frekvencija takt impulsa koju koristi mikroprocesor niska. Predloženi sistem je fabrikovan u CMOS tehnologiji od 0.35 μm i odlikuje ga poboljšanje od 9 dB u SNR-u (*Signal-to-Noise Ratio*). Razvijeni konvertor svjetlosti u frekvenciju je pogodan za prenosne krvne oksimetre niske potrošnje, pogotovo kada su u pitanju primjene sa hipoperfuzijom.

Na slici 2.14 je prikazana električna šema g_m -boost operacionog pojačavača A₁ u sklopu strujnog *buffer*-a, koji efikasno smanjuje šum. U pitanju je *folded-cascode* tip operacionog pojačavača sa diferencijalnim ulaznim parom od p-kanalnih MOSFET-ova. Kako stabilnost ne bi bila narušena zbog visokog pojačanja operacionog pojačavača A₁, aktivno opterećenje od pkanalnih MOSFET-ova nema kaskodnu strukturu. Nasuprot tome, aktivno opterećenje od nkanalnih MOSFET-ova zahtijeva kaskodnu strukturu kako bi napon na drejnu tranzistora M_{10/11} bio ograničen na 300 mV, zbog osiguravanja nultog ulaznog *common-mode* napona. Kako bi se obezbijedio polarizacioni napon za tranzistore M₈-M₉, kroz M₁₅ se preslikava polarizaciona struja, pa je napon na gejtu MOSFET-a M₁₆ funkcija polarizacione struje i predstavlja polarizacioni napon V_{bn2} . Predloženo g_m -boost kolo uokvireno je plavom bojom na slici 2.14.



Slika 2.14 – Električna šema g_m -boost niskošumnog operacionog pojačavača A₁ u sklopu strujnog buffer-a, [7]

Polarizaciona struja koja teče kroz MOSFET M₁₄ generiše referentni napon V_{bn1} koji služi za polarizaciju MOSFET-ova M₁₀ i M₁₁ putem dva otpornika R_b . Kako bi se povećala AC transkonduktansa pojačavača A₁, uvedena su dva kondenzatora C_b preko koji se dovode odgovarajući ulazni naponi na gejtove MOSFET-ova M₁₀ i M₁₁. Dakle, AC ulazni napon u oblasti visokih frekvencija se dovodi na gejtove MOSFET-ova M₁₀ i M₁₁ što, na osnovu relacije (2.10), dovodi do povećanja ekvivalentne transkonduktanse. Šum na izlazu pojačavača može biti efikasno smanjen ako se ulazna transkonduktansa pojačavača u zoni visokih frekvencija poveća. Važno je napomenuti da, budući da nema statičke struje kroz otpornik R_b , DC radna tačka pojačavača A₁ se ne mijenja u poređenju sa tradicionalnim *folded-cascode* pojačavačem, što znači da predloženi transkonduktansni pojačavač zahtijeva dodatnu površinu na čipu, ali ne troši dodatnu snagu.

$$A_{\nu 1} = \left(g_{m2} + \frac{sR_bC_b}{1 + sR_bC_b}g_{m10}\right)r_{ds5}$$
(2.10)

Prema rezultatima simulacija, za frekvencijski opseg ispod 3 kHz, predložena struktura nema uticaja na smanjenje šuma, jer se kondenzator C_b može smatrati prekidom u kolu, pri čemu je 1/*f* šum dominantan u opsegu niskih frekvencija . Za opseg frekvencije od 3 kHz do 250 kHz, zbog uvođenja otpornika R_b , predložena struktura povećava spektralnu gustinu ulaznog šuma. U opsegu visokih frekvencija, iznad 250 kHz, spektralna gustina ulaznog šuma je efikasno smanjena. Ukupni šum u opsegu frekvencija od 100 Hz do 1 MHz je smanjen 22 % u odnosu na

prethodna rješenja. Prilikom analize nije uziman u obzir šum na višim frekvencijama, jer se vrši filtriranje u toku integraljenja struje fotodiode.

Da bi se ograničila maksimalna vrijednost frekvencije izlaznog signala F_{osc} radi većeg SQNR (*Signal-to-Quantization-Noise-Ratio*), predložen je digitalni sistem koji vrši modulaciju frekvencije i *duty-cycle*-a izlaznog signala.. Osnovna ideja ove tehnike je da se mapira *duty-cycle* izlaznog impulsa kada frekvencija F_{osc} premaši određenu graničnu vrijednost, čime se omogućava proširenje opsega osjetljivosti, uz izbjegavanje visoke izlazne frekvencije. Kako je prikazano na slici 2.15 F_{osc} se prevodi u četiri binarno skalirane izlazne frekvencije F_{ol-4} sa različitim *duty-cycle*-om od 50 %, 75 %, 62.5 %, 37.5 %, redom. Nakon toga drugi digitalni blok bira jedan od četiri izlazna signala u skladu sa rezultatom poređenja sa referentnom frekvencijom F_{ref} , prema relaciji (2.11).



Slika 2.15 – Blok šema digitalnog dijela sistema sa odgovarajućim talasnim oblicima, [7]

$$F_{out} = \begin{cases} F_{o1}, & F_{osc} < F_{ref}/16 \\ F_{o2}, & F_{osc} < F_{ref}/8 \\ F_{o3}, & F_{osc} < F_{ref}/4 \\ F_{o4}, & ostalo \end{cases}$$
(2.11)

Funkcija izlaznog multipleksera (MUX) je u potpunosti implementirana u digitalnom domenu i oslanja se na uvedenu stabilnu referentnu frekvenciju F_{ref} , koja se generiše na čipu i koja je neosjetljiva na varijacije procesnih parametara i temperature. Kako bi se izbjegle fluktuacije izlazne frekvencije, tokom procesa izbora izlazne frekvencije trebalo bi koristiti mehanizam za poređenje sa histerezisom. Maksimalna izlazna frekvencija F_{out} može se izraziti kao:

$$\max(F_{out}) = \begin{cases} F_{ref}/32, & F_{osc} < F_{ref}/4\\ F_{osc}/16, & ostalo \end{cases}$$
(2.12)

Električna šema generatora frekvencijske reference F_{ref} je prikazna na slici 2.16 i sastoji se od kompenzacionog kola i *ring* oscilatora. U ovom radu referenta frekvencija ima vrijednost od oko 1 MHz, i stabilna je u opsegu temperatura od -25 °C do 85 °C.



Slika 2.16 – Električna šema generatora frekvencijske reference F_{ref} , [7]

Kompenzaciono kolo generiše procesno zavisan referentni napon koristeći tehniku očitavanja termičkog napona V_T . Lijevi dio slike 2.16 je *bandgap* referenca koja obezbjeđuje

struju I_b , koja je proporcionalna apsolutnoj temperaturi i omogućava očitavanje napona V_T . Struja I_b se preko strujnih ogledala prenosi do redne veze MOSFET-ova M_{b6} i M_{b7}, pa je napon V_b dat sljedećom relacijom:

$$V_b = V_{ref} - V_{th6} - \sqrt{\frac{2V_T \ln N}{\mu_n C_{ox} R_{b1} (W/L)_{b6}}}$$
(2.13)

pri čemu je V_{th6} napon praga MOSFET-a M_{b6}, dok je N odnos dimenzija MOSFET-ova M_{b3} i M_{b4}, odnosno, odnos kolektorskih struja bipolarnih tranzistora Q₁ i Q₂.

Referenta frekvencija se generiše pomoću trostepenog *ring* oscilatora, pri čemu svaki stepen koristi jednostavnu strukturu invertora kako bi se minimizirao uticaj varijacije procesnih parametara. Izlazna referenta frekvencija ovog oscilatora je data relacijom (2.14), gdje je C_0 ukupno kapacitivno opterećenje svakog elementa za kašnjenje, dok je V_{swing} opseg izlaznog napona.

$$F_{ref} = \frac{\mu_n C_{ox} W}{L} \frac{(V_{dd} - V_b - V_{thr1})^2}{6C_0 V_{swing}}$$
(2.14)

Na osnovu relacija (2.13) i (2.14), može se zaključiti da uticaj varijacije procesnih parametara i temperature na stabilnost generisane frekvencije F_{ref} može biti kompenzovan u velikoj mjeri primjenom opisanog pristupa.

Predloženi konvertor svjetlosti u frekvenciju je realizovan u CMOS tehnologiji od 0.35 μ m, a ukupna površina čipa iznosi 1×0.9 mm², dok ukupna potrošnja struje iznosi 1.8 mA pri naponu napajanja od 3.3 V. Navedeno je da kolo ispravno radi za opseg napona napajanja od 2.4 V do 5.5 V, za opseg temperatura od 25 °C do 85 °C. Dinamički opseg frekvencije signala na izlazu sistema je 100 dB, dok je osjetljivost 2.2 kHz/ μ W/cm². Opseg frekvencija izlaznog signala je od 10 Hz do 1 MHz. Rezultati mjerenja pokazuju da SNR tipične izlazne frekvencije raste sa 50 dB na 59 dB, pri čemu djelitelj frekvencije može doprinijeti dodatnom poboljšanju SNR-a od 12 dB. Od tih 9 dB poboljšanja, 2-3 dB su posljedica uvođenja *g*_m-boost strukture, a preostalih 6 dB je rezultat unapređenja *layout*-a. Dodatna potrošnja struje i površina čipa su 12% i 15%, respektivno. Predloženi sistem se može efikasno koristiti za prenosive sub-0,1% hipoperfuzione krvne oksimetre.

KONVERTOR SVJETLOSTI U FREKVENCIJU SA VARIJABILNOM OSJETLJIVOŠĆU NA BAZI STRUJNOG POJAČAVAČA U INTEGRISANOJ CMOS TEHNOLOGIJI OD 0.35 μm

Blok dijagram predloženog rešenja konvertora svjetlosti u frekvenciju baziranog na strujnom pojačavaču sa *ring* oscilatorom prikazan je na slici 3.1. Ovaj sistem se sastoji od fotodetektora, strujnog pojačavača sa kontrolabilnim pojačanjem i *ring* oscilatora.

Svjetlost se usmjerava prema fotodetektoru, koji u ovom slučaju predstavlja *pin* fotodioda. Fotodioda generiše struju proporcionalnu intenzitetu primljene svjetlosti, označenu kao I_{pd} . Ova struja se zatim dovodi do strujnog pojačavača sa kontrolabilnim pojačanjem VCCA (*Voltage-Controlled Current Amplifier*). Struja na izlazu strujnog pojačavača je proporcionalna struji fotodiode a faktor proporcionalnosti jednak je strujnom pojačanju. Pojačanje strujnog pojačavača može se kontrolisati putem odgovarajućih kontrolnih napona V_{Cl} i V_{C2} , omogućavajući prilagođavanje osjetljivosti sistema na različite nivoe svjetlosti.

Pojačana struja I_{ring} se dovodi na ulaz *ring* oscilatora koji će generisati periodičan talasni oblik čija učestanost je proporcionalna optičkoj snazi upadne svjetlosti. *Ring* oscilator je u ovom slučaju realizovan kao strujom kontrolisan oscilator što znači da je frekvencija f_{out} napona na izlazu oscilatora proporcionalna kontrolnoj struji I_{ring} . Kako je struja I_{ring} proporcionalna optičkoj snazi upadne svjetlosti, frekvencija f_{out} signala na izlazu sistema je proporcionalna optičkoj snazi svjetlosti.

Ovaj pristup omogućava efikasno pretvaranje svjetlosnog signala u frekvencijski modulisan signal bez upotrebe posebnog konvertora struje u napon, čime se pojednostavljuje arhitektura i olakšava primjena samog sistema.



slika 3.1 - Blok dijagram konvertora svjetlosti u frekvenciju baziranog na strujnom pojačavaču sa ring oscilatorom

3.1. STRUJNI POJAČAVAČ SA KONTROLABILNIM POJAČANJEM NA BAZI OTPORNOG OGLEDALA

Korišćeni strujni pojačavač se oslanja na strukturu otpornog ogledala prikazanog na slici 3.1.1. Pretpostavlja se da MOSFET-ovi M_1 i M_2 rade u omskom režimu i da imaju identične karakteristike. Otpornost kanala ovih MOSFET-ova je srazmjerna odgovarajućim drejn-sors naponima a obrnuto srazmjerna strujama drejna:

$$R_{DS1} = \frac{V_{DS1}}{I_{D1}} \approx \frac{1}{\beta_1 (V_{GS1} - V_{t1})}$$
(3.1)

$$R_{DS2} = \frac{V_{DS2}}{I_{D2}} \approx \frac{1}{\beta_2 (V_{GS2} - V_{t2})}$$
(3.2)

 V_{DS1} i V_{DS2} su naponi drejn-sors MOSFET-ova M₁ i M₂, dok su I_{D1} i I_{D2} odgovarajuće struje drejna. β_1 i β_2 predstavljaju transkonduktansni parametar MOSFET-ova M₁ i M₂, V_{GS1} i V_{GS2} naponi gejt-sors dok su V_{t1} i V_{t2} naponi praga MOSFET-ova M₁ i M₂.



slika 3.1.1 - Otporno ogledalo

Na osnovu električne šeme prikazane na slici 3.1.1 uočava se jednakost napona V_{GS1} i V_{GS2} dok se jednakost faktora pojačanja β_1 i β_2 kao i napona pragova V_{t1} i V_{t2} postiže jednakim dimenzijama i dobrom uparenošću MOSFET-ova M₁ i M₂. Iz prethodnih relacija može se zaključiti da su otpornosti kanala MOSFET-ova M₁ i M₂ međusobno jednake:

$$R_{DS1} = R_{DS2} \Rightarrow \frac{V_{DS1}}{I_{D1}} = \frac{V_{DS2}}{I_{D2}}$$
 (3.3)

Kako promjene otpornosti kanala jednog MOSFET-a prate promjene otpornosti kanala drugog MOSFET-a, kolo se označava kao otporno ogledalo.

U prethodnoj analizi podrazumijevano je da napon drejn-sors MOSFET-ova M₁ i M₂ ima dovoljno malu vrijednost, odnosno da važi:

$$I_{D1} = \beta_1 \left[(V_{GS1} - V_{t1}) V_{DS1} - \frac{V_{DS1}^2}{2} \right] \approx \beta_1 (V_{GS1} - V_{t1}) V_{DS1}$$
(3.4)

$$I_{D2} = \beta_2 \left[(V_{GS2} - V_{t2}) V_{DS2} - \frac{V_{DS2}^2}{2} \right] \approx \beta_2 (V_{GS2} - V_{t2}) V_{DS2}$$
(3.5)

Dakle, uvodi se određena sistematska greška čija vrijednost je proporcionalna odgovarajućoj vrijednosti napona drejn-sors. Ova greška utiče na ukupnu relativnu grešku konvertora svjetlosti u učestanost.



slika 3.1.2 - Blok šema strujnog pojačavača sa kontrolabilnim pojačanjem, [13]

Na slici 3.1.2 je prikazana šema strujnog pojačavača baziranog na otpornom ogledalu. Osnovni dio strujnog pojačavača čini otporno ogledalo koga konfigurišu MOSFET-ovi M₁ i M₂. Polarizacija otpornog ogledala postiže se uz pomoć polarizacionih strujnih izvora I_{B1} . Na drejn MOSFET-a M₂, posredstvom kola za prenos napona, formiranog od MOSFET-ova M₃ i M₄ koji rade u zasićenju i imaju identične karakteristike, prenosi se kontrolni napon V_{C1} . Naime, kako kroz MOSFET-ove M₃ i M₄ protiče ista polarizaciona struja I_{B1} , odgovarajući naponi gejt-sors su im jednaki, pa je, ukoliko se zanemari modulacija dužine kanala, napon na drejnu MOSFET-a M₂ jednak kontrolnom naponu V_{C1} . Za dovođenje kontrolnog napona V_{C2} na drejn MOSFET-a M₁ koristi se naponski prenosnik u okviru strujnog prenosnika prve generacije CCI (*First generation Current Conveyor*). Naime, kontrolni napon V_{C2} se dovodi na Y priključak strujnog prenosnika CCI₁, slika 3.1.2, dok se X priključak vezuje direktno za drejn MOSFET-a M₁. Prilikom transfera napona V_{C1} i V_{C2} se takođe pravi određena greška koja zavisi od stepena uparenosti MOSFET-ova M₃ i M₄, kao i stepena uparenosti MOSFET-ova u sklopu ulaznog stepena strujnog prenosnika CCI₁.

S obzirom da MOSFET-ovi M1 i M2 rade u omskom režimu važe sledeće relacije:

$$I_{D1} \approx \beta_1 (V_{GS1} - V_{t1}) V_{DS1} \tag{3.6}$$

$$I_{D2} \approx \beta_2 (V_{GS2} - V_{t2}) V_{DS2} \tag{3.7}$$

Kako su naponi gejt-sors V_{GS1} i V_{GS2} MOSFET-ova M₁ i M₂ jednaki, uz pretpostavku da su im i naponi praga V_{t1} i V_{t2} takođe jednaki, slijedi:

$$I_{D1} \approx \frac{\beta_1}{\beta_2} \frac{V_{DS1}}{V_{DS2}} I_{D2}$$
(3.8)

Kako MOSFET-ovi M₃ i M₄ rade u zasićenju i kroz njih teku iste jednosmjerne struje, njihovi naponi gejt-sors V_{GS3} i V_{GS4} su jednaki, što omogućava dovođenje kontrolnog napona V_{C1} na drejn MOSFET-a M₂, dok se kontrolni napon V_{C2} uz pomoć strujnog prenosnika prve generacije CCI₁ dovodi na drejn MOSFET-a M₁. Iz navedenog i prethodne relacije slijedi:

$$I_{D1} \approx \frac{\beta_1}{\beta_2} \frac{V_{C1}}{V_{C2}} I_{D2}$$
(3.9)

Struja drejna I_{D1} MOSFET-a M₁ se posredstvom strujnog prenosnika CCI₁ prenosi na izlaz naponom kontrolisanog strujnog pojačavača. Kako je struja I_{D1} jednaka struji I_{Z1} , a struja I_{D2} jednaka polarizacionoj struji I_{B1} , slika 3.1.2, slijedi:

$$I_{Z1} \approx \frac{\beta_1 V_{C1}}{\beta_2 V_{C2}} I_{B1}$$
(3.10)

Na ulaz naponom kontrolisanog strujnog pojačavača, pored polarizacione struje I_{B1} , dovodi se i struja fotodiode I_{PD} koju je potrebno pojačati, slika 3.1.3. Izlazna struja strujnog pojačavača je sada:

$$I_{D1} = I_{Z1} \approx \frac{\beta_1 V_{C1}}{\beta_2 V_{C2}} (I_{B1} + I_{PD})$$
(3.11)

Kako struja fotodiode može imati veoma malu vrijednost, neophodno je da postoji DC polarizacioni strujni izvor I_{B1} . Međutim, i ova komponenta je jednako pojačana kao i struja fotodiode, što ograničava dinamički opseg struja. Sa druge strane, zbog same primjene sistema za konverziju svjetlosti u frekvenciju koji se bazira na opisanom kontrolabilnom strujnom pojačavaču potrebno je obezbijediti što niži napon napajanja, što takođe ograničava dinamički opseg struja. Kako bi se izbjeglo da pojačana jednosmjerna struja I_{D1} , koja je istovremeno i ulazna struja strujnog prenosnika prve generacije CCI₁, uvede strujni prenosnik u zasićenje
potrebno je smanjiti vrijednost pojačane polarizacione struje koja se vodi na ulaz strujnog prenosnika CCI₁. To je moguće učiniti uvođenjem *replica* kola koje će generisati struju *I_{replica}* čija vrijednost je srazmjerna pojačanoj polarizacionoj struji, slika 3.1.3:

$$I_{replica} = k \frac{\beta_1}{\beta_2} \frac{V_{C1}}{V_{C2}} I_{B1}, 0 < k < 1$$
(3.12)

Sada je struja na izlazu strujnog pojačavača prikazanog na slici 3.1.3:

$$I_{ring} \approx \frac{\beta_1 V_{C1}}{\beta_2 V_{C2}} [(1-k)I_{B1} + I_{PD}]$$
(3.13)

Replica kolo prikazano na slici 3.1.4 je realizovano na isti način kao i naponom kontrolisan strujni pojačavač. Jedina razlika je u tome što se na ulaz *replica* kola ne dovodi struja fotodiode, već samo polarizaciona struja *I*_{B1}. Struja *I*_{replica} sa izlaza *replica* pojačavača se dovodi na izlaz otpornog ogledala strujnog pojačavača sa slike 3.1.2. Vrijednost koeficijenta *k* je moguće definisati izborom dimenzija MOSFET-ova M₃₁ i M₃₂ koji konfigurišu otporno ogledalo u *replica* kolu, ili izborom dimenzija MOSFET-ova u sklopu izlaznog stepena strujnog prenosnika CCI₂ *replica* kola. Ovim postupkom smanjena je pojačana vrijednost polarizacione struje 1/(1-*k*) puta koja se vodi na X priključak strujnog prenosnika CCI₁, što rezultira proširenjem dinamičkog opsega struja na ulazu strujnog pojačavača.



Slika 3.1.3 – Kompletna šema strujnog pojačavača sa kontrolabilnim pojačanjem



slika 3.1.4 - Blok šema *replica* kola kontrolabilnog strujnog pojačavača, [13]

3.2. RING OSCILATOR

Kao *ring* oscilator se najčešće označava kolo koje se sastoji od neparnog broja invertora povezanih u prsten tj. na način da je izlaz posljednjeg invertora u nizu povezan na ulaz prvog invertora u nizu. Ovo kolo je dizajnirano tako da generiše kvadratni talasni oblik na svom izlazu. Ključ njegovog rada leži u postojanju pozitivne povratne sprege koja se uspostavlja upravo direktnim povezivanjem izlaza posljednjeg invertora sa ulazom prvog invertora. Kao rezultat neparnog broja invertora, na izlazu poslednjeg invertora generiše se invertovani signal signala na ulazu prvog invertora u nizu, sa odgovarajućim kašnjenjem, što dovodi do oscilovanja. Kada bi broj invertora bio paran na izlazu posljednjeg invertora bi se dobio isti signal kao i na ulazu prvog invertora i oscilacije ne bi bile moguće.

Na slici 3.2.1 je prikazan *ring* oscilator koji se sastoji od tri invertora. Na slici 3.2.2. prikazani su talasni oblici signala na izlazima pojedinih invertora u sklopu *ring* oscilatora. Rastuća ivica na ulazu prvog invertora aktivira MOSFET M_1 što znači da će na ulazu drugog invertora stanje da se promijeni sa logičke jedinice na logičku nulu sa kašnjenjem t_p . Generisana opadajuća ivica aktivira MOSFET M_5 , što dovodi do prelaza sa logičke nule na logičku jedinicu

na ulazu trećeg invertora sa ukupnim kašnjenjem $2t_p$. Generisana rastuća ivica aktivira MOSFET M₃, što znači da će na ulazu prvog invertora doći do prelaza sa logičke jedinice na logičku nulu sa ukupnim kašnjenjem $3t_p$. Opadajuća ivica na ulazu prvog invertora sada aktivira MOSFET M₄, što znači da će na njegovom izlazu doći do promjene sa logičke nule na logičku jedinicu sa ukupnim kašnjenjem $4t_p$. Rastuća ivica na ulazu drugog invertora aktivira MOSFET M₂, što znači da će na izlazu drugog invertora doći do promjene stanja sa logičke jedinice na logičku nulu sa ukupnim kašnjenjem $5t_p$. Konačno, opadajuća ivica na ulazu trećeg invertora aktivira MOSFET M₆, što dovodi do promjene stanja na izlazu trećeg invertora sa logičke nule na logičku nulu sa ukupnim kašnjenjem $5t_p$. Konačno, opadajuća ivica na ulazu trećeg invertora aktivira MOSFET M₆, što dovodi do promjene stanja na izlazu trećeg invertora sa logičke nule na logičku jedinicu ukupnim kašnjenjem $6t_p$, pri čemu je t_p propagaciono kašnjenje jednog invertora. Slijedi da je učestanost signala na izlazu *ring* oscilatora:

$$f_0 = \frac{1}{2Nt_p} \tag{3.14}$$

pri čemu je N broj invertora u sklopu oscilatora.



Slika 3.2.1 – Električna šema ring oscilatora koji se sastoji od tri invertora, [18]



Slika 3.2.2 - Talasni oblici signala na ulazima pojedinih invertora u sklopu ring oscilatora, [4]

Propagaciono kašnjenje invertora t_p definisano je sljedećom relacijom:

$$t_p = \frac{1}{2} \left(t_{pHL} + t_{pLH} \right)$$
(3.15)

pri čemu je t_{pHL} propagaciono kašnjenje prilikom promjene napona na izlazu invertora sa visokog na niski naponski nivo, dok je t_{pLH} propagaciono kašnjenje prilikom promjene napona na izlazu invertora sa niskog na visoki naponski nivo, slika 3.2.3. Ukoliko se ekvivalentna kapacitivnost na izlazu invertora označi sa *C*, odgovarajuća propagaciona kašnjenja iznose:

$$t_{pHL} = \frac{\alpha_n C}{k_n V_{DD}} \tag{3.16}$$

$$t_{pLH} = \frac{\alpha_p C}{k_p V_{DD}} \tag{3.17}$$

pri čemu je k_n transkonduktansni parametar n-kanalnog MOSFET-a, k_p transkonduktansni parametar p-kanalnog MOSFET-a, V_{DD} napon napajanja kola dok su α_n i α_p :

$$\alpha_n = \frac{2}{\frac{7}{4} - \frac{3V_{tn}}{V_{DD}} + \left(\frac{V_{tn}}{V_{DD}}\right)^2}$$
(3.18)

34

$$\alpha_p = \frac{2}{\frac{7}{4} - \frac{3|V_{tp}|}{V_{DD}} + \left|\frac{V_{tp}}{V_{DD}}\right|^2}$$
(3.19)

gdje su V_{tn} i V_{tp} naponi praga n-kanalnog i p-kanalnog MOSFET-a, respektivno.



Slika 3.2.3 – (a) Napon na ulazu invertora, (b) napon na izlazu invertora sa naznačenim odgovarajućim kašnjenjima [4]

Ekvivalentna kapacitivnost C na izlazu odgovarajućeg invertora može se odrediti kao suma izlazne kapacitivnosti C_{out} posmatranog invertora i ulazne kapacitivnosti C_{in} narednog invertora, [17]

$$C = C_{out} + C_{in} = C_{oxp} + C_{oxn} + \frac{3}{2}(C_{oxp} + C_{oxn}) = \frac{5}{2}(C_{oxp} + C_{oxn})$$
(3.20)

Pri čemu su C_{oxn} i C_{oxp} kapacitivnosti oksida n-kanalnog i p-kanalnog MOSFET-a, respektivno. Kapacitivnosti gejt-drejn i gejt-sors se smatraju približno jednakim i iznose po $C_{ox}/2$. Posmatrano sa ulaza inverora vidi se dvostruka vrijednost kapacitivnosti gejt-drejn u paraleli sa kapacitivnošću gejt-sors odgovarajućih MOSFET-ova. Posmatrano sa izlaza invertora vidi se dvostruka vrijednost kapacitivnosti gejt-drejn odgovarajućih MOSFET-ova.

Može se zaključiti da se na frekvenciju oscilovanja *ring* oscilatora može uticati brojem invertora koji se koriste, kao i izborom dimenzija MOSFET-ova u sklopu pojedinih invertora. Osim toga, očigledan je i uticaj napona napajanja na propagaciono kašnjenje pojedinih invertora i samim tim i na frekvenciju signala na izlazu oscilatora.

Ring oscilatori su poznati po svojoj brzini, a koliko brzo mogu raditi zavisi od tehničkih karakteristika dostupnih tehnologija i konkretnih specifikacija. Na primjer, u CMOS tehnologiji trostepeni *ring* oscilator može oscilovati na frekvencijama reda desetina GHz. Njihova jednostavnost i brzina čine ih popularnim izborom u mnogim integrisanim kolima. Na primjer, mnoge memorije, mikroprocesori i određeni komunikacioni sistemi koriste *ring* oscilatore za generisanje internih taktnih signala na čipu.

3.3. KOMPLETNA ELEKTRIČNA ŠEMA KONVERTORA SVJETLOSTI U FREKVENCIJU SA VARIJABILNOM OSJETLJIVOŠĆU NA BAZI STRUJNOG POJAČAVAČA

Na slici 3.3.1 prikazana je kompletna električna šema predloženog rešenja konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću na bazi strujnog pojačavača. Struja fotodiode I_{pd} zajedno sa polarizacionom strujom I_{B1} se dovodi na ulaz strujnog pojačavača sa kontrolabilnim pojačanjem, preko *wide-swing* strujnog ogledala koje ima dva izlaza i sastavljeno je od MOSFET-ova M₅-M₁₀ i polarizacionog napona V_{B1} . Polarizaciona struja I_{B1} se prethodno prenosi posredstvom *wide-swing* strujnog ogledala koga čine MOSFET-ovi M₃₉-M₄₀ i M₅₃-M₅₄ i polarizacioni napon V_{B1} , kao i posredstvom *wide-swing* strujnog ogledala koga čine MOSFET-ovi M₄₉-M₅₂ i polarizacioni napon V_{B2} čija uloga je promjena smjera polarizacione struje I_{B1} . U osnovi strujnog pojačavača se nalazi otporno ogledalo sastavljeno od MOSFET-ova M₁ i M₂. Kontrolni napon V_{C1} se dovodi na drejn MOSFET-a M₂ uz pomoć *voltage follower-a* sastavljenog od MOSFET-ova M₃ i M₄ kroz koje teče ista jednosmjerna struja ($I_{B1}+I_{PD}$). Kontrolni napon V_{C2} se dovodi na drejn MOSFET-ovi M₁₇-M₁₈. Prenos struje u sklopu strujnog prenosnika prve generacije koga čine MOSFET-ovi M₁₇-M₁₈. Prenos struje u sklopu strujnog prenosnika prve generacije se ostvaruje posredstvom strujnog ogledala koga formiraju MOSFET-ovi M₁₁-M₁₆ i polarizacioni napon V_{B3} .

Polarizaciona struja I_{B1} se dovodi na ulaz strujnog pojačavača u sklopu *replica* kola preko *wide-swing* strujnog ogledala sa dva izlaza sastavljenog od MOSFET-ova M₃₅-M₄₀. Strujni pojačavač u *replica* kolu je zasnovan na otpornom ogledalu koga formiraju MOSFET-ovi M₃₁-M₃₂. Kontrolni napon V_{C1} se dovodi na drejn MOSFET-a M₃₂ uz pomoć *voltage follower-a* sastavljenog od MOSFET-ova M_{33} i M_{34} , struje sa drugog izlaza *wide-swing* ogledala sastavljenog od MOSFET-ova M_{35} - M_{40} kroz koje teče ista jednosmjerna struja I_{B1} . Kontrolni napon V_{C2} se dovodi na drejn MOSFET-a M_{31} uz pomoć *voltage follower*-a u sklopu strujnog prenosnika prve generacije sastavljenog od MOSFET-ova M_{47} - M_{48} . Prenos struje u sklopu ovog strujnog prenosnika se obavlja posredstvom strujnog ogledala koga čine MOSFET-ovi M_{41} . M_{46} i polarizacionog napona V_{B3} . Struja sa izlaza *replica* kola se dovodi na drejn MOSFET-a M_1 .

Izlazna struja strujnog pojačavača predstavlja kontrolnu struju *ring* oscilatora. Ova struja se prema *ring* oscilatoru prenosi posredstvom *wide-swing* strujnih ogledala koja formiraju MOSFET-ovi M_{16} - M_{26} i M_{19} - M_{22} i polarizacioni naponi V_{B2} i V_{B3} . *Ring* oscilator je realizovan pomoću tri invertora koje formiraju parovi MOSFET-ova M_{23} - M_{24} , M_{27} - M_{28} i M_{29} - M_{30} .

Kao rezultat na izlazu *ring* oscilatora se dobija periodičan kvadratni talasni oblik čija učestanost je proporcionalna struji fotodiode, odnosno optičkoj snazi upadne svjetlosti. Na osnovu relacije (3.13), dobija se da je učestanost f signala na izlazu konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću na bazi strujnog pojačavača data sledećim izrazom:

$$f = \frac{\frac{\beta_1 V_{C1}}{\beta_2 V_{C2}} [(1-k)I_{B1} + I_{PD}]I_D}{2V_{DD} \left[I_D C_1 + \frac{\beta_1 V_{C1}}{\beta_2 V_{C2}} [(1-k)I_{B1} + I_{PD}](C_2 + C_3) \right]}$$
(3.21)

gdje su β_1 i β_2 transkonduktansni parametri MOSFET-ova M₁ i M₂, respektivno, *k* je odnos pojačanja *replica* strujnog pojačavača i strujnog pojačavača, *V*_{DD} je napon napajanja kola, *I*_D je struja koja protiče kroz drugi i treći invertor u sklopu *ring* oscilatora, dok su *C*₁, *C*₂ i *C*₃ ekvivalentne kapacitivnosti na izlazu prvog, drugog i trećeg invertora u sklopu *ring* oscilatora, respektivno. Ukoliko je ostvaren sljedeći uslov:

$$I_D C_1 \gg \frac{\beta_1 V_{C1}}{\beta_2 V_{C2}} [(1-k)I_{B1} + I_{PD}](C_2 + C_3)$$
(3.22)

učestanost *f* signala na izlazu konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću na bazi strujnog pojačavača iznosi:

$$f \approx \frac{1}{2V_{DD}C_1} \frac{\beta_1 V_{C1}}{\beta_2 V_{C2}} [(1-k)I_{B1} + I_{PD}]$$
(3.23)

Odavde slijedi da se osjetljivost sistema može kontrolisati pomoću kontrolnih napona V_{CI} i V_{C2} .



Slika 3.3.1 – Kompletna šema predloženog rješenja konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću na bazi strujnog pojačavača

4. REZULTATI SIMULACIJA I EKSPERIMENTALNI REZULTATI

4.1. REZULTATI SIMULACIJA

Za simulaciju rada predloženog konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću na bazi strujnog pojačavača u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35 µm korišćen je softverski alat za dizajn i simulaciju rada elektronskih kola, *LTspice*. Konvertor svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću dizajniran je koristeći 0.35 µm CMOS tehnologiju modela BSIM3v3, tehnološkog procesa V01C_MM_NON_EPI kompanije *Taiwan Semiconductor Manufacturing Company* (TSMC). Dimenzije pojedinih MOSFET-ova korišćenih za realizaciju predloženog konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću su navedene u tabeli 4.1.1.

MOSFET	<i>W/L</i> [µm/µm]		
M ₁ , M ₃₁	480/0.35		
M ₂ , M ₃₂	60/0.35		
M ₃ , M ₄ , M ₃₃ , M ₃₄	100/0.7		
M5-M10, M35-M40, M53, M54	50/0.7		
M ₁₁ -M ₁₈ , M ₂₅ , M ₂₆ , M ₄₃ -M ₄₈	100/0.5		
M19-M22	50/0.5		
M23, M27, M29	100/0.35		
M ₂₄ , M ₂₈ , M ₃₀	300/0.35		
M49-M52	25/0.7		

Tabela 4.1.1 – Dimenzije MOSFET-ova u sklopu predloženog rješenja konvertora svjetlosti u frekvenciju

Kolo je realizovano sa naponom napajanja od 1.8 V, dok polarizacioni naponi V_{B1} , V_{B2} i V_{B3} imaju vrijednosti od 0.8 V, 0.9 V i 0.65 V, respektivno. Sistem je testiran za tri vrijednosti polarizacione struje I_{B1} 1.5 μ A, 2.5 μ A i 3.5 μ A. Kontrolni napon V_{C1} je fiksiran na 2 mV dok se promjena osjetljivosti sistema ostvaruje posredstvom kontrolnog napona V_{C2} . Fotodioda je simulirana strujnim izvorom čija se struja mijenja u opsegu od 0 do 2 μ A. Izvršene su

odgovarajuće DC simulacije u cilju određivanja prenosnih karakteristika strujnog pojačavača u sklopu predloženog rješenja konvertora svjetlosti u frekvenciju, sa odgovarajućim greškama linearnosti, a određena je i disipacija snage za različite osjetljivosti sistema. Izvršene su simulacije u vremenskom domenu kako bi se utvrdila zavisnost frekvencije izlaznog napona od ulazne struje fotodiode, za različite vrijednosti osjetljivosti sistema. Takođe je prikazan vremenski odziv kola na trougaoni i kvadratni impuls strujni impuls na ulazu.

Na slikama 4.1.1 - 4.1.6 su prikazane DC prenosne karakteristike strujnog pojačavača na bazi otpornog ogledala za različita pojačanja, pri različitim vrijednostima polarizacione struje, sa odgovarajućim greškama linearnosti. Kontrolni napon V_{C1} ima vrijednost 2 mV dok se kontrolni napon V_{C2} mijenja od 10 mV do 100 mV sa korakom od 10 mV. Simulacije su rađene za tri vrijednosti polarizacione struje I_{B1} 1.5 μ A, 2.5 μ A i 3.5 μ A.



Slika 4.1.1 – DC prenosne karakteristike strujnog pojačavača, $V_{Cl} = 2 \text{ mV}$, 10 mV $\leq V_{C2} \leq 100 \text{ mV}$, $\Delta V_{C2} = 10 \text{ mV}$, $I_{Bl} = 1.5 \mu \text{A}$



Slika 4.1.2 – Greške linearnosti strujnog pojačavača, $V_{Cl} = 2 \text{ mV}$, 10 mV $\leq V_{C2} \leq 100 \text{ mV}$, $\Delta V_{C2} = 10 \text{ mV}$,

 $I_{BI} = 1.5 \ \mu A$



Slika 4.1.3 – DC prenosne karakteristike strujnog pojačavača, $V_{Cl} = 2 \text{ mV}$, 10 mV $\leq V_{C2} \leq 100 \text{ mV}$, $\Delta V_{C2} = 10 \text{ mV}$, $I_{Bl} = 2.5 \mu \text{A}$



Slika 4.1.4 - Greška linearnosti strujnog pojačavača, $V_{Cl} = 2 \text{ mV}$, 10 mV $\leq V_{C2} \leq 100 \text{ mV}$, $\Delta V_{C2} = 10 \text{ mV}$, $I_{Bl} = 2.5 \text{ }\mu\text{A}$



Slika 4.1.5 – DC prenosne karakteristike strujnog pojačavača, $V_{Cl} = 2 \text{ mV}$, 10 mV $\leq V_{C2} \leq 100 \text{ mV}$, $\Delta V_{C2} = 10 \text{ mV}$, $I_{Bl} = 3.5 \mu \text{A}$



Slika 4.1.6 - Greška linearnosti strujnog pojačavača, $V_{Cl} = 2 \text{ mV}$, 10 mV $\leq V_{C2} \leq 100 \text{ mV}$, $\Delta V_{C2} = 10 \text{ mV}$, $I_{Bl} = 3.5 \mu \text{A}$



Slika 4.1.7 – Disipacija snage konvertora svjetlosti u frekvenciju, $V_{CI} = 2 \text{ mV}$, 10 mV $\leq V_{C2} \leq 100 \text{ mV}$, $\Delta V_{C2} = 10 \text{ mV}$, $I_{BI} = 2.5 \mu \text{A}$

Na osnovu prikazanih rezultata DC simulacija strujnog pojačavača, njegove prenosne karakteristike kao i analize greške linearnosti moguće je zapaziti da je greška linearnosti manja od 2 % za sve vrijednosti pojačanja i za svaku od polarizacionih struja. Najveća greška linearnosti odgovara najvećem pojačanju strujnog pojačavača. Takođe se može uočiti da se greška linearnosti smanjuje sa povećanjem polarizacione struje I_{B1}. Kada je u pitanju disipacija snage (slika 4.1.7), ona dostiže vrijednost i do 6 mW za najveću osjetljivost predloženog rješenja konvertora svjetlosti u frekvenciju. Glavni razlog značajne disipacije snage su velike dimenzije MOSFET-ova koji ulaze u sastav *ring* oscilatora, M₂₇-M₃₀ koji odvlače najviše struje, kako bi bio ispunjen uslov definisan relacijom (3.22). Na ovaj način postignuta je linearna zavisnost frekvencije izlaznog signala od struje fotodiode, visoka i kontrolabilna osjetljivost, kao i širok dinamički opseg. Za manje vrijednosti osjetljivosti sistema, ili za manje vrijednosti struje fotodiode bilo bi moguće proporcionalno redukovati potrošnju kola. Na slici 4.1.8 prikazan je odziv u vremenskom domenu konvertora svjetlosti u frekvenciju kada se na ulaz dovede struja trougaonog talasnog oblika, dok je na slici 4.1.9 prikazan odziv u vremenskom domenu konvertora svjetlosti u frekvenciju kada se na ulaz dovede struja

simulacija je jasno uočljivo da se frekvencija signala na izlazu kola mijenja u zavisnosti od promjene ulazne struje, kao i da postoji odgovarajuće kašnjenje.



Slika 4.1.8 – Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju pri linearnoj promjeni struje fotodiode Ipd

Na slici 4.1.10 je prikazana zavisnost frekvencije signala na izlazu konvertora svjetlosti u frekvenciju od struje fotodiode za različite vrijednosti kontrolnog napona V_{C2} . Kao i u prethodnim slučajevima kontrolni napon V_{C1} ima vrijednost 2 mV dok se kontrolni napon V_{C2} mijenja od 10 mV do 100 mV. Polarizaciona struja I_{B1} ima vrijednost 2.5 μ A. Na slici 4.1.11 su prikazane greške linearnosti prenosnih karakteristika konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću za različite vrijednosti osjetljivosti sistema.



Slika 4.1.9 – Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju za struju fotodiode Ipd u formi strujnog impulsa



Slika 4.1.10 - Prenosne karakteristika konvertora svjetlosti u frekvenciju za različite vrijednosti osjetljivosti



Slika 4.1.11 – Greške linearnosti prenosnih karakteristika konvertora svjetlosti u frekvenciju prikazanih na slici 4.1.10, za različite vrijednosti osjetljivosti

U sledećoj tabeli 4.1.2 je prikazan opseg frekvencije izlaznog napona sa osjetljivošću za odgovarajuće vrijednosti kontrolnog napona V_{C2} .

Tabela 4.1.2 -	Zavisnost	osjetljivosti	od odgov	varajuće	vrijednosti	kontrolnog napona	. V _{C2}
----------------	-----------	---------------	----------	----------	-------------	-------------------	-------------------

<i>V</i> _{C2} [mV]	Opseg izlazne frekvencije [MHz]	Osjetljivost [MHz/µA]
100	20.28 - 116.47	96.19
75	20.84 - 108.98	88.14
50	20.70 - 93.64	72.94
25	20.18 - 66.23	46.05
10	20.57 - 44.28	23.71

Na osnovu prikazanih rezultata može se uočiti da predstavljeno rešenje konvertora svjetlosti u frekvenciju odlikuje varijabilna osjetljivost koja može postići vrijednost od čak 96.19 MHz/µA. Takođe se može uočiti da je maksimalna vrijednost frekvencije signala na izlazu kola veoma visoka i iznosi 116.47 MHz. Greška linearnosti prenosnih karakteristika konvertora svjetlosti u frekvenciju je manja od 3 %, pri čemu veće vrijednosti greške odgovaraju većim

osjetljivostima sistema. Kako je greška linearnosti prenosnih karakteristika strujnog pojačavača do 2 %, slijedi da zavisnost frekvencije signala na izlazu *ring* oscilatora od kontrolne struje odlikuje značajan stepen linearnosti. Za osjetljivost od 23.71 MHz/µA greška linearnosti ne prelazi 1%.

Na slikama 4.1.12 - 4.1.21 su predstavljeni vremenski odzivi konvertora svjetlosti u frekvenciju pri različitim kombinacijama struje fotodiode i kontrolnog napona V_{C2} .



Slika 4.1.12 Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, $I_{PD} = 1 \mu A$, $V_{C2} = 100 \text{ mV}$



Slika 4.1.13 – Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, $I_{PD} = 1 \mu A$, $V_{C2} = 75 \text{ mV}$



Slika 4.1.14 – Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, $I_{PD} = 1 \mu A$, $V_{C2} = 50 \text{ mV}$



Slika 4.1.15 – Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, $I_{PD} = 1 \mu A$, $V_{C2} = 25 \text{ mV}$



Slika 4.1.16 – Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, $I_{PD} = 1 \mu A$, $V_{C2} = 10 \text{ mV}$



Slika 4.1.17 – Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, I_{PD} = 500 nA, V_{C2} = 100 mV



Slika 4.1.18 – Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, I_{PD} = 500 nA, V_{C2} = 75 mV



Slika 4.1.19 – Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, $I_{PD} = 500$ nA, $V_{C2} = 50$ mV



Slika 4.1.20 – Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, I_{PD} = 500 nA, V_{C2} = 25 mV



Slika 4.1.21 – Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, I_{PD} = 500 nA, V_{C2} = 10 mV

4.2. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Konvertor svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću je praktično realizovan uz pomoć MOSFET-ova iz integrisanih kola ALD1106 i ALD1107. Izmjereni parametri MOSFETova su: $V_{tn} = 0.58$ V, $\beta_n = 0.67$ mA/V², $V_{tp} = -0.68$ V, $\beta_p = 0.28$ mA/V². Napon napajanja kola iznosi 5 V, dok je jednosmjerna struja polarizacije $I_{B1} = 10$ µA. Polarizacioni naponi V_{B1} i V_{B3} imaju vrijednost od 2.7 V, dok je $V_{B2} = 1.7$ V. Kontrolni naponi V_{C1} i V_{C2} su realizovani prema prikazu na slici 4.2.1, uz primjenu operacionog pojačavača MCP6021, fiksnog otpornika $R_A = 100$ k Ω i potenciometra $R_{POT} = 10$ k Ω . Polarizacioni strujni izvor I_{B1} je realizovan kako je prikazano na slici 4.2.2, primjenom operacionog pojačavača MCP6021, bipolarnog tranzistora BC337, otpornika $R_X = 98.2$ k Ω i potenciometra $R_{POT2} = 100$ k Ω . Polarizacioni naponski izvori V_{B1} , V_{B2} i V_{B3} su realizovani preko razdjelnika napona.



Slika 4.2.1 - Električna šema kola za realizaciju kontrolnih napona V_{CI} i V_{C2}



Slika 4.2.2 - Električna šema jednosmjernog strujnog izvora za generisanje polarizacione struje I_{BI}

Za realizaciju konvertora svjetlosti u frekvenciju sa promjenljivom osjetljivošću korišćena je PIN fotodioda OPF422 koja je optimizovana za talasne dužine od 800 nm do 1000 nm. *Responsivity* fotodiode OPF422 iznosi 0.86 A/W za talasnu dužinu od 850 nm, dok je tipična vrijednost napona inverzne polarizacije 5 V.

Za potrebe testiranja konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću, koji se zasniva na strujnom pojačavaču sa otpornim ogledalom razvijen je drajver za lasersku diodu, čija je šema prikazana na slici 4.2.3. Ovaj drajver koristi lasersku diodu OPV314AT, koja emituje svjetlost talasne dužine od 850 nm i ima struju praga od 1.6 mA. Napon direktne polarizacije na diodi OPV314AT pri direktnoj struji od 7 mA iznosi oko 2 V. PIN fotodioda i

laserska dioda su povezani optičkim kablom. U drajveru se koriste operacioni pojačavač MCP6021, npn bipolarni tranzistor BC337, kao i otpornici $R_B = 734.5 \Omega$ i $R_C = 47 \Omega$.



Slika 4.2.3 – Električna šema drajvera za lasersku diodu

Za testiranje konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću na bazi strujnog ogledala u diskretnoj tehnici korišćena je sledeća instrumentacija:

- stabilisani izvor za napajanje RIGOL DP832A
- osciloskop Rigol MSO5354
- digitalni multimetar Rigol DM3085E
- tester fiber optičkih kablova Voltcraft PM-22 LWL

Uz pomoć pomenutog instrumenta Voltcraft PM-22 LWL mjerena je optička snaga laserske svjetlosti koju emituje laserska dioda pri odgovarajućim vrijednostima struje. Na slici 4.2.4 prikazana je zavisnost izlazne optičke snage P_{opt} emitovane laserske svjetlosti od ulazne struje I_{IN} koja se propušta kroz lasersku diodu OPV314AT. Na slici 4.2.5 je prikazan uži opseg prenosne karakteristike laserske diode jer se za testiranje konvertora svjetlosti u frekvenciju koristi laserska svjetlost manje optičke snage. Na slici 4.2.6 je prikazana kompletna šema za snimanje karakteristike fotodiode bazirana na transimpedansnom pojačavaču. Mjerenjem pada napona na otporniku *R*, koji ima otpornost od 47.3 k Ω , se određuje struja fotodiode u zavisnosti od optičke snage koja se kontroliše strujom laserske diode. Na slici 4.2.7 je prikazana dobijena prenosna karakteristika PIN fotodiode OPF422 kao zavisnost struje I_{PD} od optičke snage P_{opt} svjetlosti koju emituje laserska dioda.



Slika 4.2.4 - Prenosna karakteristika laserske diode OPV314AT



Slika 4.2.5 – Prenosna karakteristika laserske diode OPV314AT za uži opseg struja



Slika 4.2.6 – Električna šema kola za određivanje prenosne karakteristike fotodiode



Slika 4.2.7 – Prenosna karakteristika PIN fotodiode OPF422

Na slici 4.2.8 je prikazana prenosna karakteristika konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću u diskretnoj tehnici. Opseg ulazne struje I_{PD} se kreće od 400 nA do 10 μ A. Kontrolni napon V_{C2} ima vrijednost od 100 mV, dok se promjenom vrijednosti

kontrolnog napona V_{CI} mijenja i pojačanje strujnog pojačavača. Prikazana su mjerenja za vrijednosti kontrolnog napona V_{CI} od 10 mV, 25 mV, 50 mV i 75 mV. Na slici 4.2.9 je prikazana greška linearnosti prenosnih karakteristika sistema prikazanih na slici 4.2.8.



Slika 4.2.8 – Prenosne karakteristika konvertora svjetlosti u frekvenciju u diskretnoj tehnici, $I_{BI} = 10 \ \mu\text{A}$, $V_{C2} = 100 \text{ mV}$



Slika 4.2.9 – Greške linearnosti prenosnih karakteristika konvertora svjetlosti u frekvenciju u diskretnoj tehnici prikazanih na slici 4.2.8

Sa slike 4.2.8 primjećuje se da je osjetljivost konvertora za najveće pojačanje oko 45 kHz/µA. Sa smanjenjem pojačanja smanjuje se i osjetljivojst koja za najmnje pojačanje iznosi 15 kHz/µA. Na slici 4.2.9 je prikazana greška linearnosti i primjećuje se da greška ne prelazi 2 % ni u najgorem slučaju pri najvećem pojačanju.

Na slikama 4.2.10 - 4.2.17 su prikazani vremenski odzivi konvertora svjetlosti u frekvenciju za različite kombinacije struje fotodiode i kontrolnog napona V_{CI} .

Predloženi konvertor svjetlosti u frekvenciju je namijenjen za realizaciju u integrisanoj tehnologiji. Praktična realizacija u diskretnoj tehnici predstavlja samo potvrdu funkcionalnosti predloženog koncepta. Značajno manje vrijednosti osjetljivosti u diskretnoj tehnici posljedica su više faktora. Naime, u diskretnoj tehnici su MOSFET-ovi u sklopu otpornog ogledala jednakih dimenzija, dok je u integrisanoj tehnologiji odnos dimenzija 8. Minimalna vrijednost kontrolnog napona V_{Cl} u diskretnoj tehnici je uzeta da bude 10 mV, dok je u integrisanoj tehnologii ta vrijednost 2 mV. Ovakav odabir parametara je posljedica činjenice da bi za veći opseg struja na izlazu strujnog pojačavača bilo potrebno vezivati paralelno veliki broj MOSFET-ova u sklopu strujnih ogledala kojima se prenosi izlazna struja, kao i MOSFET-ova u sklopu invertora koji formiraju *ring* oscilator, u cilju povećanja transkonduktansnog parametra koji ima veoma skromnu vrijednost kod korišćenih MOSFET-ove. Pored toga, jasno je da su parazitne kapacitivnosti neuporedivo veće u diskretnoj tehnici, pa je i frekvencija signala na izlazu kola značajano manja u odnosu na integrisanu tehnologiju.



Slika 4.2.10 – Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, I_{PD} = 3 µA, V_{Cl} = 75 mV



Slika 4.2.11 - Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, I_{PD} = 5 µA, V_{Cl} = 75 mV



Slika 4.2.12 - Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, I_{PD} = 3 µA, V_{Cl} = 50 mV



Slika 4.2.13 - Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, I_{PD} = 5 µA, V_{Cl} = 50 mV



Slika 4.2.14 - Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, I_{PD} = 3 µA, V_{CI} = 25 mV



Slika 4.2.15 - Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, I_{PD} = 5 µA, V_{Cl} = 25 mV



Slika 4.2.16 - Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, I_{PD} = 3 µA, V_{Cl} = 10 mV



Slika 4.2.17 - Vremenski odziv konvertora svjetlosti u frekvenciju, I_{PD} = 5 µA, V_{Cl} = 10 mV

4.3. UPOREDNA ANALIZA

U tabeli 4.3.1 je prikazana uporedna analiza predloženog rešenja konvertora svjetlosti u frekvenciju sa konvertorima koji su analizirani u drugom poglavlju ovog rada.

Predloženo rešenje koristi standardnu CMOS tehnologiju od 0.35 μm kao i ostala rešenja, osim [14] gdje se koristi CMOS tehnologija od 0.18 μm. Predloženo rešenje koristi napon napajanja od 1.8 V, što je jednako naponu napajanja u [14], a značajno manje u odnosu na ostala rešenja iz pregleda. Osnovna prednost razvijenog dizajna jeste visoka osjetljivost koja se može kontrolisati. Osjetljivost se kreće od 23.71 MHz/μA do 96.19 MHz/μA što je značajno bolji rezultat u odnosu na analizirana rešenja. Ulazni dinamički opseg predloženog rešenja je moguće proširiti korišćenjem manjeg pojačanja, dok je maksimalna vrijednost frekvencije na izlazu sistema značajno veća u odnosu na sva prethodna rešenja. Sistemi opisani u [7], [15], [16] se baziraju na izmjerenim rezultatima dok su performanse predloženog konvertora svjetlosti u frekvenciju, kao i u [14], verifikovane putem simulacija za integrisanu tehnologiju. Potvrda predloženog koncepta, u oba slučaja, izvršena je u diskretnoj tehnici eksperimentalnim putem.

	Ref. [14]	Ref. [15]	Ref. [16]	Ref. [7]	Predloženo rešenje
CMOS tehnologija	0.18 µm	0.35 µm	0.35 µm	0.35 μm	0.35 µm
Napon napajanja [V]	1.8	2.5 - 5.5	2.5 - 5.5	3.3	1.8
Ostjetljivost	3727 kHz/µA	0.55 kHz/µW	2.2 kHz/µW	2.2 kHz/µW	23.71 MHz/μA– 96.19 MHz/μA
Ulazni dinamički opseg	lnA – lµA	0.5 nW - 1 mW	-	$4 \ nW - 400 \ \mu W$	0 – 1 µA
Izlazni dinamički opseg	307 kHz– 4.03 MHz	0.5 Hz – 1 MHz	23 kHz – 420 kHz	10 Hz – 1 MHz	20.28 MHz– 116.47 MHz
	Simulacije*	Izmjereno	Izmjereno	Izmjereno	Simulacije*

ł

*Za integrisanu tehnologiju korišćene su simulacije, dok je verifikacija koncepta eksperimentalnim putem izvršena u diskretnoj tehnici

5. ZAKLJUČAK

U ovom master radu predložen je konvertor svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću na bazi strujnog pojačavača u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35 µm. Prilikom realizacije korišćen je strujni pojačavač sa kontrolabilnim pojačanjem koji se zasniva na otpornom ogledalu. Konverzija pojačane struje fotodetektora u impulse izvršena je primjenom strujom kontrolisanog *ring* oscilatora. Konačno, frekvencija impulsa na izlazu sistema je proporcionalna optičkoj snazi upadne svjetlosti, dok se osjetljivost sistema može podešavati posredstvom odgovarajućih kontrolnih napona u sklopu strujnog pojačavača.

U okviru rada dat je pregled postojećih rješenja konvertora svjetlosti u frekvenciju koji pripadaju istoj klasi kao i predloženo rješenje i objašnjen je njihov princip rada. Izvršena je detaljna analiza cjelokupnog konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću na bazi na bazi strujnog pojačavača, tako i njegovih pojedinačnih funkcionalnih cjelina. Simulacije rada ovako dizajniranog konvertora svjetlosti u frekvenciju izvršene su pomoću *LTspice* softverskog alata za simulaciju rada elektronskih kola, primjenom CMOS tehnologije od 0.35 µm. Osim toga, izrađen je prototip predloženog konvertora svjetlosti u frekvenciju u diskretnoj tehnici. Funkcionalnost predloženog koncepta verifikovana je eksperimentalnim putem, mjerenjem odgovarajućih karakteristika prototipa. Rezultati softverske simulacije rada predloženog rješenja, kao i eksperimentalno dobijeni rezultati, takođe su prikazani u okviru master rada. Data je i odgovarajuća uporedna analiza sa prethodno analiziranim rješenjima.

Posljednjih godina, konvertori svjetlosti u digitalni ekvivalent nalaze široku primjenu u biomedicini, gdje se koriste u sklopu neinvazivnih metoda za praćenje pojedinih zdravstvenih parametara. Primjena ovih kola se, pored medicine, odnosi na sve sisteme koji koriste optiče senzore, a gdje je informaciju o intenzitetu svjetlosti potrebno konvertovati u digitalni oblik. Parametri na osnovu kojih se opisuje kvalitet konvertora svjetlosti u frekvenciju su dinamički opseg snaga upadne svjetlosti (struja fotodetektora), dinamički opseg frekvencija signala na izlazu sistema, maksimalna vrijednost frekvencije signala na izlazu sistema, osjetljivost, napon napajanja i disipacija snage. Od posebnog značaja, u smislu univerzalnosti primjene, je da kolo posjeduje mogućnost kontrole osjetljivosti. Uporednom analizom predloženog konvertora

svjetlosti u frekvenciju sa prethodnim rješenjima, zaključuje se da sistem posjeduje značajno veću vrijednost maksimalne frekvencije izlaznog signala, za opseg ulaznih struja (optičkih snaga) na istom nivou, značajno veću osjetljivost, uz napon napajanja koji je jednak najnižem naponu napajanja među analiziranim rješenjima. Posebno treba istaći da je osjetljivost predloženog konvertora svjetlosti u frekvenciju moguće kontinulano mijenjati i na taj način prilagoditi različitim opsezima ulazne struje tj. optičke snage upadne svjetlosti, što za ostala rješenja nije slučaj.

6. DODATAK

Na slici 6.1 je prikazan prototip konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću u diskretnoj tehnici kao i fotografija mjernog okruženja (slika 6.2).



Slika 6.1 – Prototip konvertora svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću u diskretnoj tehnici
Konvertor svjetlosti u frekvenciju sa varijabilnom osjetljivošću na bazi strujnog pojačavača u integrisanoj CMOS tehnologiji od 0.35 um



Slika 6.2 – Mjerno okruženje

7. LITERATURA

- C. Rhee, J. Park / S. Kim, "A 0.3 lx–1.4 Mlx Monolithic Silicon Nanowire Light-to-Digital Converter With Temperature-Independent Offset Cancellation," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, t. 55, br. 2, pp. 378-391, 2020.
- [2] U. Mohammad, M. A. Awan, A. Bermak / F. Tang, "State-of-the-Art Light to Digital Converter Circuits Applicable in Non-Invasive Health Monitoring Devices to Combat COVID-19 and Other Respiratory Illnesses: A Review," *IEEE Sensors Journal*, t. 22, br. 10, pp. 9189-9197, 2022.
- [3] C. A. Murillo, B. C. Lopez / S. C. Pueyo, Voltage-to-frequency converters, Analog Circuits and Signal Processing, 2013.
- [4] A. S. a. S. K. C. Sedra, Microelectronic Circuits, New York: Oxford University Press, 2014.
- [5] T. C. Carusone, D. A. Johns / K. W. Martin, Analog Integrated Circuit Design, John Wiley & Sons, 2012.
- [6] A. V. Fernandes, V. F. Cardoso, J. G. Rocha, J. Cabral / G. Minas, "Smart-Optical Detector CMOS Array for Biochemical Parameters Analysis in Physiological Fluids," *IEEE Transactions on industrial electronics*, t. 55, br. 9, pp. 3192-3200, 2008.
- [7] F. Tang, Z. Li, T. Yang, L. Zhang, X. Zhou, S. Hu, Z. Lin, P. Li, B. Wang / A. Bermak, "A Noise-reduced Light-to-frequency Converter for Sub-0.1% Perfusion Index Blood SpO2 Sensing," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, t. 14, br. 5, pp. 931-941, 2020.
- [8] L. S. Y. Wong, S. Hossain, A. Ta, J. Edvinsson, D. H. Rivas / H. Naas, "A very low-power CMOS mixed-signal IC for implantable pacemaker applications," *IEEE Journal Solid-State Circuits*, t. 39, br. 12, pp. 2446-2456, 2004.
- [9] C. T. Chiang, "Design of a CMOS monolithic digitized light detector with noise insensitivity for light monitoring applications," *IEEE Sensors Journal*, t. 14, br. 8, pp. 2537-2545, 2014.

- [10] J. L. Lai, S. Y. Huang, R. S. Lin / S. C. Tsa, "Design a non-invasive near-infrared LED blood glucose sensor," u Proc. Int. Conf. Appl. Syst. Innov., 2016.
- [11] Y. Perelman / R. Ginosar, "A low-light-level sensor for medical diagnostic applications," IEEE Journal Solid-State Circuits, t. 36, br. 10, pp. 1553-1558, 2001.
- [12] N. Tadić, A. Dervić, M. Erceg, B. Goll / H. Zimmermann, "1.3 V supply voltage, high bandwidth, 100 nA minimum amplitude BiCMOS voltage-controlled current source," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, t. 98, br. 1, pp. 209-219, 2019.
- [13] N. Tadić, A. Dervić, M. Erceg, B. Goll / H. Zimmermann, "A 54.2-dB Current Gain Dynamic Range, 1.78-GHz Gain-Bandwidth Product CMOS VCCA2," *IEEE Transaction on circuits and systems*, t. 66, br. 1, pp. 46-50, 2019.
- [14] G. D. P. Stanchieri, A. D. Marcellis, M. Faccio, E. Palange / U. Guler, "A Fully-Analogue Light-to-Frequency Converter Circuit for Optical Sensing Applications," *IEEE Sensors Journal*, t. 22, br. 16, pp. 16120-16130, 2022.
- [15] F. Tang, Z. Shu, K. Ye, X. Zhou, S. Hu, Z. Lin / A. Bermak, "A Linear 126-dB Dynamic Range Light-to- Frequency Converter With Dark Current Suppression Upto 125 °C for Blood Oxygen Concentration Detection," *IEEE Transaction Electron Devices*, t. 63, br. 10, p. 3983–3988, 2016.
- [16] F. Tang, Z. Shu, M. Li, Y. Hu, X. Zhou, S. Hu, Z. Lin, P. Gan, T. Huang / A. Bermak, "A Low Power and Fast Tracking Light-to-Frequency Converter with Adaptive Power Scaling for Blood SpO2 Sensing," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, t. 13, br. 1, pp. 26-37, 2019.
- [17] R. J. Baker, CMOS Circuit Design, Layout and Simulation, 3rd edition, John Wiley & Sons, 2010.
- [18] B. Razavi, Fundamentals of Microelectronics, Wiley and Sons, 2014.
- [19] M. Tavakoli, L. Turicchia / R. Sarpeshkar, "An Ultra-Low-Power Pulse Oximeter Implemented With an Energy-Efficient Transimpedance Amplifier," *IEEE Transactions on biomedical circuits and systems*, t. 4, br. 1, pp. 27-38, 2010.
- [20] E. F. Pribadi, R. K. Pandey / P. C. P. Chao, "Design and implementation of new light to digital converter for the PPG sensor," *Microsystem Technology*, t. 27, br. 6, pp. 2461-2472,

2021.

- [21] Y. Li, Y. Kim, E. Moon, Y. Gao, J. Phillips / I. Lee, "An energy autonomous light to intensity sensor for monarch butterfly migration tracking," u Proc. IEEE 47th Eur. Solid State Circuits Conf. (ESSCIRC), 2021.
- [22] G. d. Graaf / R. F. Wolffenbuttel, "Light-to-Frequency Converter Using Integrating Mode Photodiodes," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 46, br. 4, pp. 933-936, 1997.
- [23] C. D. Boles, B. E. Boser, B. H. Hasegawa / J. A. Heanue, "A Multimode Digital Detector Readout for Solid-State Medical Imaging Detectors," *IEEE Journal of solid-state circuits*, t. 33, br. 5, pp. 733-742, 1998.
- [24] C. Baumer, S. Eick, R. Steadman / G. Vogtmeier, "Design and Evaluation of a CMOS-Photosensor with In-Pixel Sigma-Delta Modulator for X-ray Computed Tomography," u 32nd Eur. Solid-State Circuits Conference, 2006.
- [25] M. Alhawari, N. A. Albelooshi / M. H. Perrott, "A 0.5 V < 4 uW CMOS Light-to-Digital Converter Based on a Nonuniform Quantizer for a Photoplethysmographic Heart-Rate Sensor," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, t. 49, br. 1, pp. 271-288, 2014.