

UNIVERZITET CRNE GORE ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET



BSc Rašid Kolić

KONVERTOR SVJETLOSTI U FREKVENCIJU NA BAZI STRUJOM KONTROLISANOG STRUJNOG POJAČAVAČA

MASTER RAD

Podgorica, 2025. godine

PODACI I INFORMACIJE O MAGISTRANDU

Ime i prezime: Rašid Kolić

Datum i mjesto rođenja: 28.03.1999. godine, Bijelo Polje, 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 na bazi strujom kontrolisanog strujnog pojačavača

OCJENA I ODBRANA MASTER RADA

Datum prijave master rada: 24.11.2023.

Datum sjednice Vijeća univerzitetske jedinice na kojoj je prihvaćena tema: 21.12.2023. 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: Datum promocije: Ime i prezime autora: Rašid Kolić

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 na bazi strujom kontrolisanog strujnog pojačavača"

moje originalno djelo.

U Podgorici, dana 27.11.2024.

Podnosilac izjave: Rašid Kolić, BSc RISID Kolić

POSVETA

Master rad posvećujem svojoj porodici – ocu Demiru, majci Anseli i bratu Amiru - zbog njihove beskompromisne ljubavi i podrške, kako tokom izrade ovog rada i školovanja, tako i tokom cijelog života. Sva moja dostignuća i rezultati su plod njihove pažnje i odricanja.

ZAHVALNICA

Posebnu zahvalnost dugujem svojoj mentorki, prof. dr Mileni Erceg. Neumornim savjetovanjem, podrškom i mentorstvom, doprinijela je da ovaj rad bude uspješan i kvalitetan. Ostavila je na mene ogroman utisak i neizbrisiv pečat tokom školovanja, i odigrala ogromnu ulogu u mom sticanju ključnih znanja iz elektronike, i na samom kraju, pomogla mi da dostignem svoj potencijal. Hvala Vam na predivnoj saradnji i iskreno se nadam da ćemo ponovo sarađivati u budućnosti.

APSTRAKT

Konvertori svjetlosti u frekvenciju su uređaji koji pretvaraju ulazni optički signal u izlazni digitalni signal, pri čemu su informacije o vrijednostima ulaznog signala sadržane u frekvenciji izlaznog digitalnog signala. Ovi uređaji su sastavljeni iz tri strukturna bloka, čije performanse se usklađuju sa potrebama specifične primjene. Svjetlost na ulazu se pretvara u fotostruju pomoću fotodetektora, nakon čega se fotostruja dalje prosljeđuje kroz kolo za kondicioniranje signala. Tradicionalno, analogni signal se pretvara u digitalni pomoću različitih tipova A/D konvertora. Međutim, u današnjim tehnologijama je sve više prisutan trend upotrebe kvazi-digitalnih konvertora, koji analogni signal pretvaraju u izlazni signal u vidu impulsa, čija frekvencija sadrži podatke o ulaznoj veličini. Upotreba konvertora struje u frekvenciju smanjuje osjetljivost ovih uređaja na šum, i predstavlja mnogo jednostavnije rješenje sa aspekta kompleksnosti realizacije.

U okviru ovog master rada predstavljeno je rješenje konvertora svjetlosti u frekvenciju, na bazi strujom kontrolisanog strujnog pojačavača. Kolo se sastoji iz tri dijela - fotodiode, strujnog pojačavača i konvertora struje u frekvenciju. Za konverziju svjetlosti u fotostruju se koristi pin fotodioda, koja omogućava apsorpciju značajno šireg spektralnog opsega u oblasti prostornog tovara, gdje se i odvija fotogenerisanje. Fotostruja se dovodi do strujnog pojačavača. Strujni pojačavač se sastoji od tri bloka – S&S (summary & subtract) bloka, konvertora struje u napon i na samom kraju kola za pojačanje. Prednost ovog pojačavača je linearna prenosna karakteristika, pri čemu se pojačanje kontinualno može mijenjati pomoću kontrolne struje, koja ima malu vrijednost . Na ovaj način se vrši ušteda sa aspekta potrošnje, pri čemu se sa malim promjenama kontrolne struje, dobijaju velike promjene pojačanja, i samim tim se povećava osjetljivost cjelokupnog sistema. U ovom slučaju opseg pojačanja strujnog pojačavača je od 11 - 132, sa opsegom kontrolne struje $4 - 16 \,\mu\text{A}$ i opsegom ulaznih struja $0-3 \mu A$. Konvertor struje u frekvenciju pretvara pojačanu struju u kvazi-digitalni signal, čija je frekvencija direktno proporcionalna pojačanoj struji. Kako je struja na izlazu strujnog pojačavača linearna funkcija ulazne fotostruje (optičke snage upadne svjetlosti), frekvencija signala na izlazu konvertora je takođe linearna funkcija ulazne fotostruje. Frekvencija izlaznog signala se jednostavno i vrlo tačno može mjeriti na samom izlazu, što pojednostavljuje upotrebu ovih uređaja bez potrebe za primjenom specifičnih komunikacionih protokola. Kolo je realizovano u diskretnoj tehnici sa unipolarnim naponom napajanja od 3 V. Performanse predloženog dizajna konvertora svjetlosti u frekvenciju su verifikovane eksperimentalnim putem. Utvrđena je maksimalna vrijednost frekvencije signala na izlazu sistema od 28.735 kHz, greška linearnosti manja od 1 %, za opseg ulazne fotostruje od 0 do 3 µA.

Ključne riječi: konvertor svjetlosti u digitalni signal, fotodioda, strujni pojačavač, konvertor struje u frekvenciju, kvazi-digitalni signal, fotostruja, dinamički opseg, strujno pojačanje

ABSTRACT

Light-to-frequency converters are devices that convert an input optical signal into an output digital signal, with information about the input signal values contained in the frequency of the output digital signal. These devices consist of three structural blocks, whose performance is tailored to meet the specific application requirements. The light at the input is converted into a photocurrent using a photodetector, after which the photocurrent is passed through a conditioning circuit. Traditionally, an analog signal is converted into digital using various types of A/D converters. However, in modern technologies, there is an increasing trend of using quasi-digital converters, which convert the analog signal into an output signal in the form of pulses, where the frequency contains information about the input value. The use of current-to-frequency converters reduces the sensitivity of these devices to noise and represents a much simpler solution in terms of implementation complexity.

This master's thesis presents a solution for a light-to-frequency converter based on a currentcontrolled current amplifier. The circuit consists of three parts: a photodiode, a current amplifier, and a current-to-frequency converter. A pin photodiode is used for converting light into photocurrent, allowing for the absorption of a significantly wider spectral range in the area of spatial charge, where photogeneration occurs. The photocurrent is then sent to the current amplifier. The current amplifier consists of three blocks: an S&S (summary & subtract) block, a current-to-voltage converter, and a final amplification stage. The advantage of this amplifier is its linear transfer characteristic, allowing the amplification to be continuously adjusted using a control current, which has a small value. This approach saves energy in terms of consumption, as small changes in the control current lead to large changes in amplification, thereby increasing the sensitivity of the entire system. In this case, the current amplifier's gain range is from 11 to 132, with a control current range of 4 to 16 µA and an input current range of 0 to 3 µA. The current-to-frequency converter transforms the amplified current into a quasi-digital signal, whose frequency is directly proportional to the amplified current. Since the current at the output of the current amplifier is a linear function of the input photocurrent (optical power of the incident light), the frequency of the output signal from the converter is also a linear function of the input photocurrent. The frequency of the output signal can be easily and very precisely measured at the output, simplifying the use of these devices without the need for specific communication protocols. The circuit is realized in discrete technique with a unipolar supply voltage of 3 V. The performance of the proposed light-to-frequency converter design was experimentally verified. The maximum output signal frequency was found to be 28.735 kHz, with a linearity error of less than 1%, for an input photocurrent range of 0 to $3 \mu A$.

Key words: light-to-digital convertor, photodiode, current amplifier, light-to-frequency convertor, quasi-digital signal, photocurrent, dynamic range, current gain

SADRŽAJ

1.	UVO	D	1	
2. PREGLED POSTOJEĆIH RJEŠENJA KONVERTORA SVJETLOSTI U FREKVENCIJU SA PROMJENLJI STRUJNIM POJAČANJEM			IVIM 5	
3. KONVERTOR SVJETLOSTI U FREKVENCIJU NA BAZI STRUJOM KONTROLISANOG STRUJNOG POJAČAVAČA				
3	.1	Princip rada fotodetektora	47	
3	.2	Strujom kontrolisan strujni pojačavač	52	
3	.3	Konvertor struje u frekvenciju	58	
3. st	.4 :rujnoį	Kompletna šema konvertora svjetlosti u frekvenciju na bazi strujom kontrolisanog g pojačavača	63	
4. EKSPERIMENTALNI REZULTATI I REZULTATI SIMULACIJA KONVERTORA SVJETLOSTI U				
FREKVENCIJU NA BAZI STRUJOM KONTROLISANOG STRUJNOG POJACAVACA				
4	.1	Rezultati mjerenja	68	
4	.2	Uporedna analiza	95	
5.	ZAKL	JUČAK	97	
6.	DOD	ATAK – FOTOGRAFIJE PROTOTIPA KONVERTORA SVJETLOSTI U FREKVENCIJU U		
DIS	DISKRETNOJ TEHNICI I MJERNE INSTRUMENTACIJE			
7.	LITE	RATURA	104	

1. UVOD

Danas, a još više u budućnosti, veliki broj industrijskih i biomedicinskih primjena zahtijevaće prenosive i implantabilne uređaje zasnovane na inovativnim arhitekturama interfejsnih kola koja rade u režimu što nižeg napona napajanja, minimalne potrošnje, sa smanjenim brojem elektronskih i optoelektronskih komponenti [1]. Nezavisno od specifične primjene, ovi uređaji se dizajniraju tako da prikupljaju, prenose i obrađuju relevantne signale, pružajući time značajnu podršku u oblastima zdravstvene zaštite, bezbjednosti na radu i monitoringu parametara životne sredine [2]. Usljed izazova biomedicine i zdravstvenog sistema koji su posljedica pandemije virusa COVID-19, došlo je do velike potražnje za uređajima koji brzo i efikasno mogu detektovati i pratiti simptome virusa, kao i generalno fiziološko stanje čovjeka, neinvazivnim putem. Elektronska kola koja su pokazala veoma dobre rezultate u tom segmentu su konvertori svjetlosti u digitalni ekvivalent [3]. Ovi optički uređaji imaju prednosti u vidu manje površine koju zauzimaju na čipu, činjenice da im nisu potrebne antene, kao i elektromagnentnu kompatibilnost i integritet signala [1].

Konvertori svjetlosti u digitalni ekvivalent su kola koja svjetlost pretvaraju u digitalni signal proporcionalan intenzitetu upadne svjetlosti, pri čemu se njihova struktura i funkcionalnost može razlikovati usljed drugačijih pristupa konverziji analognog optičkog signala u digitalni signal. Većina ovih uređaja se sastoji iz tri bloka – fotodetektora, kola za kondicioniranje signala i konvertora analognog u digitalni signal. Fotodetektori pretvaraju ulaznu svjetlost u fotostruju, koja je direktno proporcionalna intenzitetu svjetlosti [1]. Fotostruja se potom vodi na ulaz odgovarajućeg intrfejsnog kola radi potrebne adaptacije signala, a koje odlikuje visoka i kontrolabilna osjetljivost, što niži napon napajanja, mala potrošnja, kao i širok dinamički opseg ulazne fotostruje. Na samom kraju, vrši se konverzija analognog signala u digitalni ekvivalent pomoću različitih tipova konvertora analognog u digitalni signal. Digitalni signal čija učestanost je proporcionalna ulaznoj analognoj veličini je veoma pogodan za procesiranje s obzirom da se frekvencija može jednostavno mjeriti koristeći proste brojače u širokom opsegu [3]. Svi savremeni mikrokontroleri sadrže brojače, što omogućava vrlo jednostavnu integraciju konvertora svjetlosti u frekvenciju u mjerni sistem baziran na mikrokontrolerskom upravljanju. Postoje rješenja konvertora svjetlosti u digitalni ekvivalent implementirana u CMOS tehnologiji [1], [6], [8], [9], [10], [11], [12], [13], [17], [35] i [37], bipolarnoj tehnologiji, BiCMOS [7] ili BiFET [3] tehnologiji. Njihov dizajn se razlikuje većinom sa aspekta zadovoljenja određenih performansi samog kola, pristupa konverziji analognog u digitalni signal ili tipu fotodetektora koji se koristi.

Fotodetektori konvertuju svjetlosni signal u električni signal kao što je struja ili napon. Konverzija i generisanje električnog ekvivalenta se obavlja generisanjem parova elektronšupljina apsorpcijom fotona. Fotoni koji padaju na osjetljivi dio fotodetektora generišu parove elektron-šupljina u oblasti prostornog tovara [4]. Jedna od glavnih karakteristika fotodetektora je njegova eksterna kvantna efikasnost koja predstavlja odnos ukupnog broja generisanih parova elektron-šupljina koji učestvuju u generisanju fotostruje u jedinici vremena i ukupnog broja fotona koji padaju na fotodetektor u jedinici vremena. Pored eksterne kvantne efikasnosti, veoma bitno svojstvo fotodetektora je *responsivity* koji se definiše kao odnos generisane fotostruje i optičke snage upadne svjetlosti [4] [5]. Osnovni predstavnik fotodetektora je fotodioda, koja i predstavlja najčešće korišćen fotodetektor u sistemima koji vrše konverziju svjetlosti u digitalni signal [1] [3] [6] [7] [8] [9] [10]. Ovaj tip fotodetektora je najviše korišćen zbog svoje visoke linearnosti i relativno male osjetljivosti na promjene polarizacionog napona. Ipak, fotodiode zahtijevaju da površina koja je izložena svjetlosti bude nekoliko kvadratnih milimetara zbog njihove male vrijednosti fotoosjetljivosti, što ih čini manje pogodnim za integrisana kola [11]. Drugi tipovi fotodetektora se mogu jednostavnije integrisati na čipu. *Single-photon avalanche diodes* (SPAD) imaju izuzetno malu površinu i veliku vrijednost fotoosjetljivosti, što ih čini pogodnim za integraciju na čipu [12] [13] [14]. Ipak, SPAD zahtijeva veliki polarizacioni napon, što samo povećava ukupnu potrošnju kola. Osim toga, SPAD fotodetektori ograničavaju optički dinamički opseg [13]. Za razliku od SPAD-a, silicijumske nanoniti ne zahtijevaju veliki polarizacioni napon i veliku osjetljivost na incidentnu svjetlost, zbog čega predstavljaju pogodne fotodetektore [11] [15], iako su dosta osjetljive na promjene polarizacionog napona, što može prouzrokovati varijacije tamne struje curenja.

S obzirom na opseg primjene konvertora svjetlosti u digitalni ekvivalent, od industrije do biomedicine, performanse se usklađuju sa specifičnim zahtjevima. Parametri na koje se posebno obraća pažnja su napon napajanja, potrošnja, površina na čipu, osjetljivost na šum, offset, kao i dinamički opseg ulazne veličine [16]. Kako se većina ovih uređaja baterijski napaja, mala potrošnja i napon napajanja se ističu kao izuzetno bitni parametri konvertora. [7] smanjuje potrošnju primjenom logaritamskog transimpedansnog pojačavača visoke osjetljivosti, dok se u [17] ostvaruje potrošnja od svega 4 µW, pri naponu napajanja od 0.5 V (ne uključujući digitalnu obradu signala koja se vrši van čipa). Manja potrošnja, zajedno sa brzim odzivom kola postignuta je u [9]. U okviru ovog rada je prezentovano adaptivno skaliranje polarizacione struje, pomoću kontrolnog napona koji je pozitivno korelisan sa intenzitetom svjetlosti, što znači da se sa promjenom intenziteta svjetlosti, mijenja i intenzitet struje i samim tim usklađuje potrošnja. Ova osobina omogućava manju potrošnju pri izuzetno niskim vrijednostima intenziteta svjetlosti. Još jedna bitna stavka na koju se posebno obraća pažnja prilikom dizajna konvertora svjetlosti u digitalni ekvivalent jeste tamna struja curenja. Fotostruja fotodetektora zavisi od intenziteta upadne svjetlosti i napona inverzne polarizacije. Međutim, u odsustvu svjetlosti, pri dovoljno velikom naponu inverzne polarizacije fotodetektora, usljed temperaturnih varijacija u širokom opsegu, može da dođe do naglog porasta tamne struje [8]. Jedno od potencijalnih rješenja jeste integracija dvije fotodiode na ulazu, pri čemu bi jedna od njih generisala samo tamnu struju, koja bi služila za poništavanje tamne struje aktivne fotodiode. Ovakav dizajn ima ograničenja u vidu matching-a fotodioda kao i kola strujnog ogledala koje bi se koristilo za oduzimanje tamne struje [8]. U [8] se uticaj tamne struje curenja suzbija pomoću dvije tehnike – smanjenjem napona inverzne polarizacije na vrijednosti bliske 0 V čime se tamna struja curenja diode smanjuje i ispod 5 pA u temperaturnom opsegu od -25°C do 125°C. Druga tehnika podrazumijeva uvođenje replika pojačavača koji služi za praćenje naponskog offset-a zbog varijacija procesnih parametara, napona i temperature (PVT, process-voltage-temperature). U [11] je predstavljen integrisani konvertor svjetlosti u digitalni ekvivalent koji kao senzor koristi silicijumske nanoniti. Kako je tamna struja nanoniti temperaturno zavisna, to je i offset cjelokupnog sistema potencijalno temperaturno zavistan, pa se u radu predlaže mehanizam kompenzacije offset-a.

Dinamički opseg optičke snage (fotostruje) predstavlja odnos maksimalne i minimalne vrijednosti optičke snage (fotostruje) za koje konvertor svjetlosti u frekvenciju pravilno funkcioniše. Kako bi kolo imalo što univerzalniju primjenu, poželjno je da ga karakteriše što širi ulazni dinamički opseg. Pored toga, u cilju registrovanja što manjih promjena mjerene veličine, poželjno je da osjetljivost sistema bude visoka. Takođe, u cilju što šire primjene razvijenog sistema, pogodna je mogućnost podešavanja osjetljivosti. U [1] se ulazna fotostruja pojačava pomoću strujnog pojačavača, pri čemu je pojačanje moguće zadati posredstvom tri eksterna kontrolna napona, što znači da se osjetljivost sistema može podesiti na jednu od tri diskretne vrijednosti.

U [7] je korišćen jednobitni sigma-delta A/D konvertor za svaku fotodiodu, što znači da je informacija o intenzitetu upadne svjetlosti sadržana u povorci bita na izlazu konvertora, koja se potom mikrokontrolerski obrađuje. Sigma-delta A/D konvertor se sastoji od integratora, komparatora i jednobitnog D/A konvertora u grani negativne povratne sprege. Ovim pristupom je moguće ostvariti značajnu redukciju šuma, uz ograničenje brzine rada. Autori u [12] koriste transimpedansni pojačavač sa pasivnim otpornikom u grani negativne povratne sprege kako bi se ostvarila stabilna polarizacija nanoniti. Napon sa izlaza transimpedansnog pojačavača se konvertuje u digitalni signal takođe primjenom sigma-delta A/D konvertora. [9] koristi PFM (pulse-frequency modulator) na bazi komparatora koji je realizovan pomoću operacionog transkonduktansnog pojačavača i preciznog kola za kašnjenje, kako bi se izvršila konverzija u digitalni signal. [10] i [11] konverziju svjetlosnog signala u digitalni ekvivalent baziraju na konvertoru struje u napon koji se sastoji od integratora i komparatora, pri čemu je frekvencija impulsa na izlazu komparatora direktno proporcionalna intenzitetu upadne svjetlosti. U [1] predstavljeno rješenje konvertora svjetlosti u frekvenciju na bazi strujom kontrolisanog ring oscilatora, pri čemu pojačana fotostruja ima ulogu kontrolne struje. Ring oscilator je realizovan pomoću niza CMOS invertora.

U okviru ovog master rada je predstavljen konvertor svjetlosti u frekvenciju na bazi strujom kontrolisanog strujnog pojačavača. Za generisanje ulazne fotostruje se koristi pin fotodioda. U odnosu na fotodiodu baziranu na jednostavnom pn spoju, pin fotodioda ima veću širinu oblasti prostornog tovara. Time se povećava opseg talasnih dužina koje mogu generisati parove elektron-šupljina u oblasti prostornog tovara, čime se povećava i eksterna efikasnost fotodetektora. Kako je univerzalnost primjene koja se odnosi na različite nivoe optičke snage upadne svjetlosti veoma poželjna osobina, potrebno je da kolo odlikuje širok dinamički opseg intenziteta svjetlosti, kao i visoka osjetljivost na promjene intenziteta svjetlosti. S obzirom da upadnu svjetlost ne karakterišu velike vrijednosti intenziteta, i da osjetljivost fotodetektora predstavlja odnos struje fotodetektora i optičke snage upadne svjetlosti, u okviru ovog rada je realizovan strujni pojačavač koga odlikuje visok stepen linearnosti i širok opseg strujnog pojačanja. Strujni pojačavač se sastoji od kola za sabiranje/oduzimanje ulazne i kontrolne struje koja su realizovana pomoću strujnih ogledala. Izalzi ovih kola se koriste za polarizaciju odgovarajućih n-kanalnih MOSFET-ova, čije struje se konačno oduzimaju. Kontrola pojačanja strujnog pojačavača, a samim tim i kontrola osjetljivosti cjelokupnog sistema ostvaruje se posredstvom odgovarajuće kontrolne struje, uz uslov da vrijednost kontrolne struje mora biti veća od ulazne struje. Na pojačanje strujnog pojačavača se može uticati i izborom dimenzija odgovarajućih MOSFET-ova, kao i izborom vrijednosti odgovarajućih otpornosti i referentnog napona. Pojačana fotostruja se prosljeđuje kolu za konvertovanje struje u frekvenciju. Konvertor struje u frekvenciju se sastoji od integratora, komparatora i monostabilnog multivibratora. Izlazna frekvencija je direktno proporcionalna ulaznoj fotostruji, što dalje implicira da je proporcionalna upadnoj svjetlosti. Frekvencija kvazi-digitalnog signala na izlazu sistema se može vrlo jednostavno mjeriti, a njegova osjetljivost se može kontinualno mijenjati promjenom kontrolne struje. Kolo je realizovano u diskretnoj tehnici sa unipolarnim naponom napajanja od 3 V. Eksperimentalni rezultati su pokazali opseg strujnog pojačanja od 3.74 do 130 puta, pri promjeni kontrolne struje od 4 μ A do 16 μ A , za opseg ulazne struje od 0 do 3 μ A. Osjetljivost konvertora svjetlosti u frekvenciju se može mijenjati u opsegu od 0.27 kHz/ μ A do 9.58 kHz/ μ A.

Uključujući uvod, master rad sadrži sedam poglavlja. U drugom poglavlju je predstavljen pregled dosadašnjih istraživanja. Opisana je funkcionalnost i primjena kola, data njihova matematička i šematska prezentacija, radi jednostavnijeg poređenja sa predstavljenim rješenjem u ovom radu. U trećem poglavlju je predstavljeno rješenje konvertora svjetlosti u frekvenciju na bazi strujom kontrolisanog strujnog pojačavača koje je razvijeno u okviru ovog master rada. U okviru ovog poglavlja napravljen je kratak osvrt na fiziku poluprovodnika i sam princip funkcionisanja fotodetektora. Potom je analiziran rad strujom kontrolisanog strujnog pojačavača i konvertora struje u frekvenciju, na nivou matematičkog modelovanja i detaljnih električnih šema. Na kraju poglavlja predstavljena je funkcionalnost cjelokupnog sistema. U okviru rada realizovan je prototip u diskretnoj tehnici, pa su u četvrtom poglavlju predstavljeni rezultati dobijeni eksperimentalnim putem. Slijedi zaključak gdje je dat rezime funkcionalnosti kola i njegovih performansi, ako i potencijalni pravci daljih istraživanja. Sastavni dio rada je i dodatak koji sadrži fotografije razvijenog prototipa i mjernog okruženja.

2. PREGLED POSTOJEĆIH RJEŠENJA KONVERTORA SVJETLOSTI U FREKVENCIJU SA PROMJENLJIVIM STRUJNIM POJAČANJEM

U okviru ovog poglavlja su predstavljena postojeća rješenja konvertora svjetlosti u frekvenciju, sa posebnim fokusom na dva gradivna bloka ovih kola – kola za kondicioniranje signala i strujne pojačavače, kao i konvertore struje u frekvenciju, zapravo analogne veličine u digitalnu. Analizirana je struktura i funkcionalnost ovih kola, pri čemu su uz iste priložene električne šeme i matematičke relacije. Radi dobijanja pogodnih zaključaka, izdvojene su i najvažnije karakteristike ovih kola – strujno pojačanje, dinamički opseg pojačanja, relativna greška, frekventni opseg, napon napajanja, potrošnja, osjetljivost i rezolucija. Izdvojene karakteristike i analiza kola koja su predstavljena u ovom poglavlju služe radi sticanja generalnog utiska o funkcionalnosti i radu konvertora, kao i radi lakšeg upoređivanja sa predstavljenim rješenjem u ovom master radu.

2.1 "A Fully-Analogue Light-to-Frequency Converter Circuit for Optical Sensing Application", G. D. P. Stanchieri, Andrea De Marcellis, Marco Faccio, Elia Palange and Ulkuhan Guler

U ovom radu se opisuje analogni *front-end* (AFE) dizajn koji mjeri intenzitet svjetlosti za prenosive mjerne sisteme, koji se koriste u različitim poljima industrije i biomedicine [1]. Kolo je u mogućnosti da prati varijacije intenziteta svjetlosti koja je detektovana od strane fotodiode, kroz frekvencijsku modulaciju izlaznog signala u vidu povorke impulsa. U suštini, ovo kolo je zapravo konvertor svjetlost u frekvenciju koji ima kvazi-digitalni izlazni signal, čija frekvencija se može mjeriti pomoću jednostavnog digitalnog frekvencmetra, pa se na taj način izbjegava upotreba transimpedansnog pojačavača i A/D konvertora. Predstavljeno rješenje je realizovano u standardnoj CMOS tehnologiji od 180 nm.

Kolo je dizajnirano da konvertuje fotostruju I_{PD} u frekvencijski modulisan naponski signal kvadratnog talasnog oblika CLK_OUT . Blok šema ovog kola predstavljena na slici 2.1.1. Fotodioda, koja se smatra eksternim uređajem u ovom kolu, je povezana za *tunable current biasing stage* (TCBS) blok koji obezbeđuje struju I_{DRIVE} , proporcionalnu ulaznoj struji I_{PD} . Struja I_{DRIVE} predstavlja pojačanu ulaznu struju I_{PD} . Prvi blok omogućava regulisanje osjetljivosti i radne tačke, kroz svoje eksterne kontrolne digitalne napone V_I , V_2 , V_3 i analogne napone V_{AN} i V_{AP} . Dalje, vrijednost izlazne struje I_{DRIVE} kontroliše vrijeme kašnjenja Δt prvog invertora u sklopu *ring* oscilatora, čime se mijenja frekvencija izlaznog signala CLK_OUT .



Slika 2.1.1 - Blok šema predloženog analognog front-end kola [1]

Na ovaj način, u [1], analogno *front-end* kolo vrši konverziju svjetlosti u frekvenciju sa glavnim karakteristikama kao što su – mala potrošnja snage, mogućnost podešavanja osjetljivosti i pojačanja, regulacija i kompenzacija *offset-a*, mogućnost velikog opsega ulazne struje, kvazidigitalni izlaz, nizak šum, kao i imunost na promjene napona napajanja i temperature.

Središte cijelog sistema predstavlja *ring* oscilator, koji je realizovan pomoću tranzistorskih parova M11-M14, M12-M15 i M13-M16, kreirajući na taj način oscilatorno kolo bazirano na invertorima, sa tri nivoa, slika 2.1.2. S obzirom da polarizaciona struja I_D za invertore koje čine parovi MOSFET-ova M12-M15 i M13-M16 ima konstantnu vrijednost, modulacija frekvencije izlaznog signala *CLK_OUT* zavisi isključivo od varijacija struje I_{DRIVE} , koja protiče kroz *pull-up* i *pull-down* grane prvog invertorskog nivoa oscilatora (tranzistorski par M11-M14 na slici 2.1.2). Tačnije, I_{DRIVE} reguliše vrijeme odziva prvog nivoa *ring* oscilatora, i na taj način mijenja frekvenciju *CLK_OUT* signala.



Slika 2.1.2 – Električna šema predloženog CMOS-AFE kola [1]

Dakle, struja I_{DRIVE} je proporcionalna ulaznoj struji I_{PD} fotodiode PD, koja je povezana na *tunable current biasing stage* blok, baziran na asimetričnim strujnim ogledalima. Strujna ogledala su realizovana pomoću tranzistorskih parova M1 – M8/M9/M10 i M2 – M17/M18/M19. Tranzistorski parovi M8/M17, M9/M18 i M10/M19 se mogu aktivirati individualno, kako bi se odabrao jedan od tri različita odnosa strujnog ogledala (strujnog pojačanja) pomoću kontrolnih digitalnih napona V_1 , V_2 i V_3 . Dodatno, dva analogna naponska signala, V_{AN} i V_{AP} , kontrolišu tranzistore M3 i M4 koji rade kao nelinearni naponom kontrolisani otpornici, čime omogućavaju odgovarajuće prilagođavanje nominalne vrijednosti frekvencije oscilovanja i *duty-cycle* vrijednosti *CLK_OUT* signala, obezbjeđujući dodatnu polarizacionu struju I_{BIAS} , koja se dodaje struji I_{PD} .

Kroz teorijsku analizu predstavljenog CMOS-AFE kola, može se ustanoviti aproksimacija izraza za frekvenciju $f_{cmos-afe}$ izlaznog signala CLK_OUT , kao funkcija fotostruje I_{PD} i osnovnih parametara kola:

$$f_{cmos-afe} \approx \frac{1}{2V_{DD}} \frac{G(I_{PD} + I_{BIAS})I_D}{[2C_{PAR}G(I_{PD} + I_{BIAS}) + (C_{PAR} + C_{LOAD})I_D]}$$
(2.1.1)

U okviru (2.1.1) *G* predstavlja pojačanje strujnog ogledala, definisano odnosom dimenzija odgovarajućih MOSFET-ova u sklopu strujnog ogledala, tranzistorskih parova M1 – M8/M9/M10 i M2 – M17/M18/M19, I_D je struja koja protiče kroz *pull-up* i *pull-down* grane drugog i trećeg invertorskog stepena (tranzistori M12 – M15 i M13 - M16), dok je C_{PAR} ukupna parazitna kapacitivnost na izlazu svakog invertorskog stepena. Pretpostavlja se da je parazitna kapacitivnost na izlazu svakog od invertora u sklopu *ring* oscilatora približno jednaka.

Zavisnost struje *I*_{DRIVE} od ulazne fotostruju *I*_{PD} fotodiode PD se može prikazati kao:

$$I_{DRIVE} = G(I_{PD} + I_{BIAS}) \tag{2.1.2}$$

Prema relaciji (2.1.1) kapacitivno opterećenje C_{LOAD} , sa svojom vrijednošću od 0.2 pF, zajedno sa I_{BIAS} i I_D , određuje minimalnu vrijednost frekvencije izlaznog signala, shodno minimalnoj vrijednosti struje I_{PD} (tamne struje fotodiode PD).

Frekvencija $f_{cmos-afe}$ napona na izlazu kola, na priključku CLK_OUT je izračunata kao funkcija ulazne DC struje (DC vrijednosti struje I_{PD}), pri čemu se ta struja mijenja u granicama tri različita opsega, u zavisnosti od izabranog eksternog digitalnog napona V_1 , V_2 ili V_3 . Kolo se napaja unipolarnim naponom napajanja od 1.8 V. *Post-layout* simulacije su izvršene za tri opsega ulazne struje. U prvom slučaju, ulazna struja ima opseg od 1 nA (što je tipična vrijednost tamne struje komercijalnih silicijumskih fotodioda) do 1 μ A, pri čemu je $V_1 = 1.8$ V, a $V_2 = V_3 =$ GND. Frekvencija napona na izlazu kola je u ovom slučaju od 307 kHz do 4.03 MHz. U drugom slučaju, ulazna struja ima opseg od 1 nA do 10 μ A, pri čemu je $V_2 = 1.8$ V, a $V_1 = V_3 =$ GND, i frekvencija napona na izlazu kola ima vrijednosti u opsegu od 104 kHz do 4.04 MHz. Poslednji slučaj, kada je $V_3 = 1.8$ V, $V_1 = V_2 =$ GND, i kada ulazna struja ima opseg od 1 nA

Za tri različita režima, u zavisnosti od izbora eksternih digitalnih napona V_1 , V_2 i V_3 , izračunate su sljedeće vrijednosti osjetljivosti i rezolucije, respektivno:

- 3727 kHz/ μ A i 2.7 pA ($V_1 = 1.8$ V, $V_2 = V_3 = GND$);
- 394 kHz/ μ A i 25 pA ($V_2 = 1.8$ V, $V_1 = V_3 = GND$);
- 40 kHz/ μ A i 250 pA ($V_3 = 1.8$ V, $V_1 = V_2 = GND$).

Maksimalna relativna greška između izračunatih i simuliranih vrijednosti je manja od $\pm 3\%$.

Dodatna testiranja su izvršena radi boljeg uvida u sam rad i karakteristike kola, pri čemu se posebna pažnja obraća na promjene frekvencije u zavisnosti od temperaturnih varijacija, kao i na samu potrošnju. Uslovi prilikom analize potrošnje su bili sljedeći: minimalna vrijednosti struje fotodiode od 1 nA (što predstavlja tipičnu vrijednost tamne struje komercijalnih fotodioda), amplituda od 10 μ A, trajanje impulsa od 10 μ s, uz *rise-time* i *fall-time* od 1 μ s i 100 μ s, respektivno. U ovim uslovima, [1] prikazuje prosječnu potrošnju od 44 μ W, pri čemu digitalni kontrolni naponi imaju sljedeće vrijednosti $V_2 = 1.8$ V, $V_1 = V_3 =$ GND. Prilikom navedenih uslova, frekvencija izlaznog napona se mijenja u opsegu od 104 kHz do 4.04 MHz. Slični rezultati se dobijaju i sa drugačijim podešavanjem eksternih digitalnih napona, pri čemu

se mijenja i amplituda ulazne struje – od 1 μ A ($V_1 = 1.8$ V, $V_2 = V_3 = GND$), sa prosječnom potrošnjom od 22 μ W, do 100 μ A ($V_3 = 1.8$ V, $V_1 = V_2 = GND$), sa prosječnom potrošnjom od 93 μ W. Sa druge strane, uz temperaturne varijacije od -25 °C do +75 °C i varijacije napona napajanja od ±5 % (pri čemu je nominalni napon napajanja i dalje 1.8 V), promjena frekvencije izlaznog napona je manja od ±5 %.

Konvertor svjetlosti u frekvenciju predstavljen u [1] odlikuje mali napon napajanja, mala potrošnja, a najbolji izmjereni rezultati osjetljivosti i rezolucije su 3727 kHz/ μ A i 2.7 pA, respektivno. U istom radu je takođe predstavljena i verzija istog dizajna realizovana pomoću diskretnih *off-the-shelf* komercijalnih komponenti (COTS-AFE), kako bi se eksperimentalnim putem potvrdio predloženi koncept. COTS-AFE kolo zahtijeva napon napajanja od ±2.4 V. Za opseg ulazne struje od 1 nA do 2 μ A, frekvencija izlaznog napona se kreće od 98 kHz do 346 kHz, što odgovara osjetljivosti od 123 kHz/ μ A, sa relativnom greškom manjom od ±3.5 %. Disipacija snage u ovom slučaju iznosi 4.4 mW.

2.2 "A Noise reduced Light-to-Frequency Converter for Sub-0.1% Perfusion Index Blood SpO₂ Sensing", Fang Tang, Zhipeng Li, Tongbei Yang, Lai Zhang, X. Zhou, Shengdong Hu, Zhi Lin, Ping Li, Bo Wang, Amine Bermak

Kako bi se poboljšale performanse sistema za detekciju hipoperfuzije (malog indeksa perfuzije) [10] predstavlja konvertor svjetlosti u frekvenciju sa izuzetno malim šumom. Redukcija šuma u ovom radu se postiže na dva načina. Prvi način odnosi se na uvođenje strujnog *buffer*-a koga odlikuje nizak nivo šuma i na čiji ulaz se dovodi fotostruja. Drugi način se sastoji u minimizaciji kvantizacionog šuma, ograničavanjem frekvencije izlaznog signala, pomoću digitalnog kola za modulaciju *duty-cycle*-a povorke pravougaonih impulsa. Indeks perfuzije predstavlja odnos između DC i AC SpO₂ krvnih signala, što je zapravo intenzitet vaskularnog pulsa. Vrijednost indeksa perfuzije kod odrasle i zdrave osobe je između 3% do 10%. Međutim, kod osoba koje uglavnom zahtijevaju dodatnu medicinsku pažnju, sa respiratornim oboljenjima, PI (*perfusion index*) je uglavnom manji od 0.5%, što je isuviše mala vrijednost za pouzdana mjerenja. Dodatni efekti koji mogu uticati na rezultate pri mjerenju indeksa perfuzije, kao što su veličina prsta ili boja kože, samo mogu dodatno ugroziti odnos signal/šum (SNR – *signal-to-noise ratio*). Iz prethodno navedenih razloga je bitno da se postigne redukcija šuma kako bi konvertori svjetlosti u frekvenciju bili u mogućnosti da pouzdano obuhvate veći opseg PI vrijednosti.

Arhitektura tipičnog konvertora svjetlosti u frekvenciju je predstavljena na slici 2.2.1. Standardna struktura ovog kola sastoji se od tri bloka – *buffer*-a fotostruje sa malim strujama curenja, konvertora struje u frekvenciju realizovanog pomoću integratora i komparatora i na izlazu mikrokontrolerske jedinice koja određuje vrijednost izlazne frekvencije i vrši odgovarajuća SpO₂ izračunavanja.



Slika 2.2.1 – Arhitektura konvertora svjetlosti u frekvenciju [10]

Simulacijama je utvrđeno da na šum tipičnog konvertora svjetlosti u frekvenciju prikazanog na slici 2.2.1 dominantno utiče šum pojačavača A₁ u sklopu ulaznog *buffer*-a fotostruje. Slika 2.2.2 prikazuje model šuma *buffer*-a fotostruje, uključujući pojačavač A₁, MOSFET M1 i ukupnu parazitnu kapacitivnost C_T , pri čemu $\overline{v_{A_1}^2}$ i $\overline{v_{m_1}^2}$ predstavljaju PSD (*power spectre density*) ulaznog naponskog šuma pojačavača A₁ i MOSFET-a M1, respektivno. Primjenom negativne povratne sprege, mali signal na izlazu pojačavača A₁ se direktno vraća u invertujući priključak pomoću naponskog *buffer*-a M1, gdje M1 obezbjeđuje frekvencijski opseg od 30 kHz za fotostruje manje od 500 nA.



Slika 2.2.2 - Model šuma buffer-a fotostruje u sklopu konvertora svjetlosti u frekvenciju [10]

Naponski šum u tački V_0 je dosta veći od naponskog šuma u tački V_n , dok je strujni šum u r_{ds} grani mnogo manji nego u transkonduktansnoj grani. Slijedi da se PSD strujnog šuma može modelovati na sljedeći način:

$$\overline{i_n^2} = \frac{\overline{v_{A1}^2} g_{m1}^2 A_1^2 + \frac{2}{3} 4kT g_{m1}}{1 + \frac{1}{s^2 C_T^2} g_{m1}^2 A_1^2}$$
(2.2.1)

Prema relaciji (2.2.1) postoje dva načina kako bi se teorijski mogao smanjiti izlazni strujni šum. Prvi način je smanjenje parazitne kapacitivnosti C_T , međutim, smanjenjem C_T , smanjuje se i veličina fotodiode, što može dovesti do manje osjetljivosti na promjenu intenziteta svjetlosti. Kako GBW pojačavača A₁ ima konačnu vrijednost, šum koji unosi MOSFET M1 postaje značajno veći u zonama visokih frekvencija. Zbog toga je važno povećati GBW u cilju redukovanja izlaznog strujnog šuma, naročito u zoni visokih frekvencija. Sa druge strane, u zonama niskih frekvencija (gdje pojačanje pojačavača A₁ ima visoku vrijednost), šum je dominantno određen parametrom $\overline{v_{A1}^2} s^2 C_T^2$, pa je redukovanje parazitne kapacitivnosti C_T i šuma pojačavača A₁ ključno za redukovanje izlaznog strujnog šuma u ovoj zoni frekvencija.

Na slici 2.2.3 je prikazana električna šema *buffer*-a fotostruje koji se zasniva na g_m boost operacionom pojačavaču A₁ koji može efikasno smanjiti strujni šum. U pitanju je *folded*cascode konfiguracija sa P-kanalnim ulaznim diferencijalnim parom (MOSFET-ovi M2 i M3). Predloženom strukturom obezbijeđeno je da napon na drejnu MOSFET-ova M10 i M11 iznosi oko 300 mV čime se postiže da ulazni common-mode napon bude 0 V. Preslikavajući polarizacionu struju na MOSFET M15, referentni napon V_{bn2} se generiše pomoću MOSFET-a M16, koji obezbjeđuje DC polarizaciju za M8 i M9.



Slika 2.2.3 – Električna šema operacionog pojačavača A1 u sklopu buffer-a fotostruje [10]

Polarizaciona struja koja protiče kroz MOSFET M14 generiše referentni napon V_{bn1} koji podešava DC radne tačke MOSFET-ova M10 i M11 kroz dva R_b otpornika. Kako bi se unaprijedila AC transkonduktansa operacionog pojačavača A₁, uvedena su dva C_b kondenzatora koji povezuju diferencijalne ulaze i gejtove MOSFET-ova M10 i M11. U zonama visokih frekvencija, AC komponenta ulaznog napona V_{in} se superponira (gejtovi MOSFET-

ova M10 i M11), i kao rezultat se dobija veća ekvivalentna transkonduktansa, što se može zaključiti i na osnovu izraza za AC prenosnu karakteristiku pojačavača A₁:

$$A_{\nu 1} = \left(g_{m2} + \frac{sR_bC_b}{1 + sR_bC_b}g_{m10}\right)r_{ds5}$$
(2.2.2)

Šum pojačavača se može efikasno smanjiti ako se transkonduktansa ulaznog stepena u zoni visokih frekvencija poveća. Takođe je važno napomenuti da se DC radna tačka ove strukture ne mijenja (kroz R_b ne teče DC struja), zbog čega u ovoj strukturi nema dodatne potrošnje, iako se troši više prostora na čipu. Na niskim frekvencijama predložena g_m -boost struktura ne utiče na šum. Na srednjim frekvencijama, šum se povećava zbog termičkog šuma otpornika R_b . Međutim, na frekvencijama koje su veće od 250 kHz, prema rezultatima simulacija, šum se prigušuje 22% u odnosu na strukturu koja ne sadrži g_m -boost modifikaciju.

Drugi tip šuma koji se javlja u predloženom rješenju je kvantizacioni šum usljed ograničene frekvencije takt impulsa za brojače u sklopu mikrokontrolera. Naime, izlazna frekvencija *F*_{osc} konvertora svjetlosti u frekvenciju se kvantizira pomoću brojača u mikrokontrolerskoj jedinici. Međutim, zbog ograničene frekvencije takt impulsa po kome radi brojač u sklopu mikrokontrolerske jedinice, dolazi do kvantizacionog šuma. Generalno, SQNR (*signal-to-quantization-noise ratio*) se očekuje da bude veći od minimalne vrijednosti date izrazom:

$$\min(SQNR) = \frac{\min(T_{osc}^{2})}{2 \cdot \frac{T_{q}^{2}}{3}} = \frac{3}{2} \left(\frac{F_{q}}{\max(F_{osc})}\right)^{3}$$
(2.2.3)

gdje je F_{osc} frekvencija signala na izlazu konvertora svjetlosti u frekvenciju sa 50% *duty-cycle*om, T_{osc} je perioda signala na izlazu konvertora svjetlosti u frekvenciju, F_q je frekvencija takt impulsa po kome radi brojač mikrokontrolera, dok je T_q perioda takt impulsa po kome radi brojač mikrokontrolera. Uticaj kvantiazcionog šuma je više izražen kada je u pitanju signal veće frekvencije na izlazu sistema. Kako bi se limitirala maksimalna izlazna frekvencija zbog i time postigla veća vrijednost SQNR-a, realizovan je digitalni blok koji vrši modulaciju *dutycycle* i frekvencije izlaznog signala, kako je i prikazano na slici 2.2.4. Ideja ovog bloka je da mapira *duty-cycle* vrijednosti signala na izlazu sistema, kada F_{osc} pređe određenu granicu. Na taj način značajno se može proširiti ulazni dinamički opseg, pri čemu je frekvencija izlaznog signala u okviru odgovarajućih granica.



Slika 2.2.4 - Blok šema kola za modulaciju izlazne frekvencije [10]

Izlazna frekvencija se transformiše u jednu od četiri binarno-skalirane izlazne frekvencije $F_{o1.4}$ sa različitim *duty-cycle* vrijednostima od 50%, 75%, 62.5% i 37.5%, respektivno. Nakon toga, bira se jedna od ove četiri skalirane izlazne vrijednosti u odnosu na referentnu frekvenciju F_{ref} . Ukoliko je $F_{osc} < F_{ref}/16$, tada se bira F_{o1} . Ako se F_{osc} nalazi između vrijednosti $F_{ref}/16$ i $F_{ref}/8$, tada se bira F_{o2} . F_{o3} se bira u slučaju da se F_{osc} nalazi između vrijednosti $F_{ref}/8$ i $F_{ref}/4$, a ukoliko je $F_{osc} > F_{ref}/4$, tada se bira F_{o4} . Maksimalna izlazna frekvencija se može izraziti kao:

$$\max(F_{out}) = \begin{cases} \frac{F_{ref}}{32}, F_{osc} < \frac{F_{ref}}{4} \\ \frac{F_{osc}}{16}, F_{osc} > \frac{F_{ref}}{4} \end{cases}$$
(2.2.4)

Za realizaciju referentne frekvencije se koristi kolo koje je nezavisno od uticaja samog procesa, i koje je realizovano pomoću *ring* oscilatora i odgovarajućeg kompenzacionog kola. U ovom radu, generisan je signal frekvencije oko 1 MHz, za opseg temperatura od -25°C do 85°C, sa naponom napajanja od 2.2 V. Kompenzaciono kolo generiše referentni napon koji zavisi od procesnih parametara, kako bi se eliminisao uticaj istih parametara na frekvenciju signala na izlazu ring oscilatora. Ovo kolo sadrži PTAT (*proportional-to-absolute-temperature*) *bandgap* strujnu referencu kako bi se detektovao termički napon V_T .

Konvertor svjetlosti u frekvenciju predstavljen u [10] je realizovan u 0.35 μ m CMOS tehnologiji, sa površinom čipa od 1x0.9 mm² i naponom napajanja od 3.3 V. Ukupna potrošnja struje je 1.8 mA, što znači da je disipacija snage oko 6 mW. Odnos signal šum je poboljšan za 9 dB u odnosu na prethodna rješenja, pri čemu je potrošnja povećana za 12 %, dok je površina veća za 15 % u odnosu na prethodna rješenja. Eksperimentalnim putem utvrđeno je da se sistem uspješno može koristiti za mjerenje PI do vrijednosti 0.06 % pri različitim koncentracijama SpO₂, što ga čini pogodnim za prenosive uređaje za detekciju hipoperfuzije. Osjetljivost predloženog rješenja konvertora svjetlosti u frekvenciju iznosi 2.2 kHz/W/cm².

2.3 "A 0.3 lx–1.4 Mlx Monolithic Silicon Nanowire Light-To-Digital Converter With Temperature-Independent Offset Cancellation", Cyuyeol Rhee, Junyoung Park, Suhwan Kim

U radu [11] je predstavljen integrisani konvertor svjetlosti u digitalni ekvivalent koji kao senzor koristi silicijumske nanoniti (*silicon nanowires*). Kako je tamna struja nanoniti temperaturno zavisna, to je i *offset* cjelokupnog sistema potencijalno temperaturno zavistan, pa se u radu predlaže mehanizam kompenzacije *offset*-a. Svjetlost koja je usmjerena na silicijumske nanoniti generiše parove elektron-šupljina, i na taj način smanjuje otpornost ovog fotodetektora [18]. Fotostruja koja se ovdje generiše je zavisna od napona polarizacije koji se primjenjuje na nanoniti . Nanoniti koje nijesu izložene svjetlosti, i dalje imaju konačnu otpornost, i ukoliko se primjeni određeni napon, fotostruja će proteći. Upravo ovo predstavlja tamnu struju curenja, a ekvivalentna otpornost nanoniti na određenom polarizacionom naponu varira sa promjenom temperature, čak i pri maloj izloženosti svjetlosti, što znači da *offset* koji nastaje usljed tamne struje curenja zavisi od napona i temperature. Ukoliko su nanoniti integrisane sa ostalim blokovima i kolima, na vrijednost tamne struje će uticati toplota koja se oslobađa od ostalih kola, kao i ambijentalna temperatura. Slijedi da je i *offset* cjelokupnog sistema temperaturno zavistan.

Na slici 2.3.1 se nalazi prikaz električnog modela niza silicijumskih nanoniti, kao senzora. Osim ekvivalentne otpornosti R_S i *shunt* kapacitivnosti C_S , u okviru modela se nalaze i dvije parazitne kapacitivnosti C_{P1} i C_{P2} usljed interkonekcija na terminalima silicijumskih nanoniti. Otpornost R_S se smanjuje od nekoliko G Ω do 11 M Ω pri promjeni intenziteta svjetlosti od 0 lx do 28 klx. C_S se može zanemariti u relativno sporijim sistemima, koji uglavnom imaju propusni opseg ispod 10 Hz. Integracija senzora i ROIC-a (*readout integrated circuit*) na čipu može ograničiti vrijednosti C_{P1} i C_{P2} na svega nekoliko stotina fF.



Slika 2.3.1 - Električni model senzora silicijumskih nanoniti [11]

Blok šema konvertora svjetlosti u digitalni ekvivalent LDC (*light to digital converter*) prikazana je na slici 2.3.2. Osnovni djelovi LDC-a su silicijumske nanoniti koje predstavljaju senzor (R_s), tamna ćelija (*dark cell*) za generisanje tamne struje curenja (R_D), analogno *front-end* kolo (AFE), digitalni *back-end* i periferni blokovi. Analogni *front-end* blok, koji u velikoj mjeri određuje nivo performansi ovog konvertora, se sastoji od transimpedansnog pojačavača

(TIA) sa otpornom povratnom granom i inkrementalnog *delta-sigma* ($\Delta\Sigma$) A/D modulatora [19] sa podesivim pojačanjem na bazi prekidačkih kondenzatora (SC). Radi uspostavljanja konstantnog napona polarizacije senzora, u transimpedansnom pojačavaču se, osim *chopping* tehnike takođe primjenjuje *ripple-reduction loop* (RRL). Osim uspostavljanja konstantne polarizacije, kombinacija ove dvije tehnike takođe doprinosi redukovanom *offset*-u i maloj vrijednosti 1/*f* šuma.



Slika 2.3.2 - Blok dijagram konvertora svjetlosti u digitalni signal sa silicijumskim nanonitima [11]

Periferni sistemi u okviru ovog konvertora su naponska bandgap referenca (BGR - bandgap reference), low-dropout (LDO) naponski regulator i oscilator. Senzor R_S predstavlja zapravo niz silicijumskih nanoniti, dok je tamna ćelija R_D duplikat senzora koji je prekriven i okružen slojem metala. Chopping se odvija kroz cjelokupan sistem, od polarizacionog napona senzora do izlaza modulatora. Decimacioni filtar smanjuje broj uzoraka izlaza modulatora bs. 18-bitni izlazni digitalni kod D_{OUT} se šalje kroz serijsku komunikaciju ka digitalnom back-end kolu. Interni oscilator generiše clock signal od 4 MHz za I2C i SPI za serijsku komunikaciju. Clock generator prima clock signal od 86.4 kHz od digitalnog back-end-a i generiše novi clock signal, F_C , od 21.6 kHz za *chopping* u glavnom pojačavaču transimpedansnog pojačavača i RRL-u. Osim toga, *clock* generator takođe generiše i fazno pomjereni za 90° sampling clock signal, F_s , za $\Delta\Sigma$ modulator. Napon V_{BP} od 3.3 V polariše senzor i obezbjeđuje referentni napon $\Delta\Sigma$ modulatora. Periferni blokovi BGR i LDO generišu napon napajanja od 1.8 V za digitalna kola. Polarizaciona kola proizvode struju od 200 nA koja polariše pojačavače u transimpedansnom pojačavaču i $\Delta\Sigma$ modulatoru. Nakon konverzije, sistem može preći u *sleep mode*, čime može postići značajnu uštedu energije. Power-on reset opcija (POR) postavlja sistem u već poznato stanje nakon ponovne aktivacije.

U većini konvertora koji su bazirani na fotodiodama, "tamna" fotodioda se koristi kako bi se suzbio uticaj i smanjila vrijednost tamne struje curenja, povezujući fotodiodu i "tamnu" fotodiodu na ulaze transimpedansnog pojačavača. Kako je ekvivalentna otpornost ovih fotodetektora velika i neosjetljiva na promjene intenziteta svjetlosti, takav dizajn ne utiče na ulazni *common-mode* napon TIA-a. Međutim, ako bi se fotodioda zamijenila silicijumskim nanonitima, napon na senzoru tada može varirati, mijenjajući na taj način odnos između intenziteta svjetlosti i struje. Rješenje prikazano u ovom radu, čija struktura je prikazana na slici 2.3.3., obezbjeđuje konstantnu polarizaciju senzora i tamne ćelije i na taj način redukuje *offset* koji nastaje kao posljedica tamne struje curenja. R_D i R_S predstavljaju ekvivalentne otpornosti tamne ćelije i senzora, respektivno.



Slika 2.3.3 – Blok šema AFE bloka za suzbijanje tamne struje curenja [11]

Ova konfiguracija takođe omogućava *chopping* kroz cijeli sistem, uključujući i senzor i ćeliju tamne struje, R_S i R_D , pomoću F_{SYS} . R_S i R_D su povezani redno između pozitivnog polarizacionog napona V_{BP} i negativnog polarizacionog napona V_{BN} , koji je zapravo uzemljeni priključak. U tački V_X je potrebno obezbijediti konstantnu polarizaciju preko otpornika R_F kako bi se napon na krajevima R_S i R_D učinio konstantnim i kako bi redukovao *offset*. Ovo se postiže uz pomoć transimpedansnog pojačavača sa velikim *open-loop* DC pojačanjem, većim od 120 dB. Ulazni priključak V_X se može analizirati pomoću I Kirhofovog zakona, čime se dobija sljedeća relacija:

$$V_X = \frac{V_{BP}R_SR_F + V_{BN}R_DR_F + A_0V_{CM}R_DR_S}{R_SR_F + R_DR_F + R_DR_S + A_0R_DR_S}$$
(2.3.1)

 V_{BP} ima vrijednost napona napajanja u (2.3.1), V_{BN} je negativni polarizacioni napon koji je jednak nuli, A_0 je DC pojačanje glavnog pojačavača, V_{TIA} , što predstavlja izlazni napon transimpedansnog pojačavača, se može izraziti kada je F_{SYS} u stanju logičke nule tokom prve konverzije (T_{CONV}), kada je R_S povezan na V_{BN} , kao:

$$V_{TIA,0} = V_{SIG} + V_{ERR}$$

$$V_{TIA,0} = A_0 \left(V_{CM} - \frac{R_F (V_{BP} R_S + V_{BN} R_D) + A_0 V_{CM} R_D R_S}{R_S R_F + R_D R_F + R_D R_S + A_0 R_D R_S} \right)$$
(2.3.2)

gdje V_{ERR} uključujuće *offset* i 1/*f* šum konvertora. Tokom druge konverzijeA/D konvertora gdje je R_S povezan na V_{BP} , a F_{SYS} je na visokom nivou, slična analiza kao za prvu konverziju, s tim što je sada $V_{TIA,1} = V_{SIG}$ - V_{ERR} , vodi do sljedećeg izraza:

$$V_{TIA,1} = -A_0 \left(V_{CM} - \frac{R_F (V_{BN} R_S + V_{BP} R_D) + A_0 V_{CM} R_D R_S}{R_S R_F + R_D R_F + R_D R_S + A_0 R_D R_S} \right)$$
(2.3.3)

Nakon digitalizacije pomoću A/D konvertora, $V_{TIA,0}$ i $V_{TIA,1}$ se usrednjavaju i dobija se V_{AVE} , što predstavlja ekvivalentnu analognu formu od D_{OUT} , koji se može izraziti kao:

$$V_{AVE} = \frac{V_{TIA,0} + V_{TIA,1}}{2}$$

$$V_{AVE} = \frac{A_0}{2} \left(\frac{R_F (V_{BN} (R_S - R_D) + V_{BP} (R_D - R_S))}{R_F (R_S + R_D) + R_D R_S (1 + A_0)} \right)$$
(2.3.4)

Iz (2.3.4) se može zaključiti da se *offset* koji nastaje od polarizacionih napona V_{BP} ili V_{BN} može poništiti kada senzor nije izložen uticaju svjetlosti ($R_S = R_D$). Takođe je važno obratiti pažnju na potencijalni *mismatch* tokom procesa *layout*-a. Kako je $A_0 >> 1$, $A_0R_DR_S >> R_F(R_S + R_D)$, $V_{CM} = (V_{BP} + V_{BN})/2$, $V_X \approx V_{CM}$, i $V_{BN} = 0$ V, izraz (2.3.4) se može prikazati kao:

$$V_{AVE} = \frac{V_{CM}R_F}{R_S} \left(1 - \frac{R_S}{R_D}\right) \tag{2.3.5}$$

Kada nema svjetlosti, $R_S = R_D$, naponski *offset* koji je posljedica tamne struje curenja i ROICa je poništen i $V_{AVE} = 0$. R_D se može zamijeniti sa $R_D = V_{CM}/I_D$ i R_S sa $R_S = V_{CM}/(I_D + I_S)$ u (2.3.5), gdje je I_D tamna struja curenja, I_S fotostruja, i time se dobija:

$$V_{AVE} = I_S \cdot R_F \tag{2.3.6}$$

Kao što se može vidjeti, V_{AVE} je jednak fotostruji koja je multiplicirana transimpedansom TIAa. R_S i R_D su napravljeni od istog materijala, pa ih karakteriše ista temperaturna zavisnost.

Na slici 2.3.4 je prikazana blok šema transimpedansnog pojačavača predstavljenog u ovom radu. Glavni pojačavač je zapravo diferencijalni pojačavač DDA (*differential difference amplifier*) sa četiri diferencijalna ulaza, sa ulaznim transkonduktansnim parom G_{m1} i G_{m4} , i izlaznim stepenom G_{m2} koji je realizovan u klasi AB.



Slika 2.3.4 – Blok šema transimpedansnog pojačavača [11]

Pojednostavljena šema transimpedansnog pojačavača je predstavljena na slici 2.3.5. RRL (*ripple reduction loop*) u realnom vremenom je neophodan kako bi se redukovao *offset* na ulazu glavnog pojačavača [20]. *Offset* na ulaznom paru G_{m1} i izlazni *chopper* u pojačavaču kreiraju izlazni napon V_{TIA} . Ova vrijednost se pomoću povratne sprege vraća do priključka V_X , čime stvara promjene napona polarizacije senzora R_S i R_D . Fotostruja i fotokonduktivno pojačanje su zavisni od napona koji je primjenjen na nanonitima. Stoga, ove varijacije dovođe do promjene karakteristika nanoniti. Međutim, pomenuti *ripple* se potiskuje pomoću RRL-a. Kondenzator C_{RRL} konvertuje naponski *ripple* glavnog pojačavača u struju. Ta struja se potom demoduliše pomoću *chopper*-a, i rezultujuća DC struja se integrali pomoću RRL pojačavača i kondenzatora C_{INT} kako bi se generisao DC napon. Napon se nakon toga vraća pomoću povratne sprege na izlaze G_{m1} preko G_{m4} DDA-a, i time obezbjeđuje struju koja kompenzuje *offset* od G_{m1} . U sklopu RRL-a vrši se redukovanje 1/*f* šuma *chopping*-om, čime se smanjuje njegov uticaj na ukupne performanse transimpedansnog pojačavača kada je u pitanju 1/*f* šum.



Slika 2.3.5 – Pojednostavljena šema kola transimpedansnog pojačavača [11]

Još jedan dio AFE bloka je $\Delta\Sigma$ modulator, čiji blok dijagram je prikazan na slici 2.3.6. Kako bi se omogućio *chopping* na sistemskom nivou, koristi se $\Delta\Sigma$ modulator radi suzbijanja kvantizacionog šuma u opsegu frekvencija od 10 Hz. Uzorci se individualno digitalizuju i usrednjavaju pomoću digitalnog filtra [21]. Jednobitni $\Delta\Sigma$ modulator je realizovan na bazi prekidačkih kondenzatora kao niz dva integratora sa *feed-forward* topologijom, koja smanjuje zahtjeve prema visokoj linearnosti i brzini integratora [22]. Prvi integrator u modulatoru ima podesivo pojačanje. Decimator je *sinc*³ filtar koji uklanja visoko frekventni kvantizacioni šum.



Slika 2.3.6 - Blok šema $\Delta\Sigma$ modulatora [11]

Konvertor svjetlosti u digitalni ekvivalent koji je predstavljen u ovom radu je osmišljen na način da se *chopping*-om na sistemskom nivou postiže redukcija šuma i *offset*-a usljed tamne struje curenja. Pored toga, ostvarena je i manja zavisnost *offset*-a od temperaturnih promjena. Transimpedansa TIA-a se može mijenjati kako bi se uspostavio veći dinamički opseg intenziteta svjetlosti. Tehnika *chopping*-a sa RRL kolom se koristi za redukciju 1/*f* šuma i naponskog *offset*-a. Konvertor svjetlosti u digitalni ekvivalent je realizovan i fabrikovan u 0.18 μ m CMOS tehnologiji i zauzima površinu od 1.12 mm². Ima spektralnu gustinu ulaznog strujnog šuma 235 fA/ \sqrt{Hz} , za svjetlosnu iluminaciju od 0.3 lx do 1.4 Mlx. *Offset* nanoniti i AFE bloka je redukovan na manje od 30 μ V, dok temperaturni *drift offset*-a iznosi 193 nV/°C u temperaturnom opsegu od -40°C do 85°C. AFE blok konvertora svjetlosti u digitalni signal troši skoro 0.5 mW, pri naponu napajanja od 3.3 V, dok digitalni *back-end* troši oko 14 μ W pri naponu napajanja od 1.8 V.

2.4 "A Low Power and Fast Tracking Light-to-Frequency Converter with Adaptive Power Scaling for Blod SpO₂ Sensing", Fang Tang, Zhou Shou, Mingdong Li, Yi Hu, Xichuan Zhou, Shengdon Hu, Zhi Lin, Ping Gan, Tiancong Huan, Amine Bermak

U konvertorima struje u frekvenciju, kako bi se smanjila struja curenja i površina čipa, koriste se fotodiode sa naponom inverzne polarizacije čija je vrijednost blizu nule [7]. U tom slučaju se može postići linearni dinamički opseg od više od 100 dB [8]. Međutim, izlazna frekvencija zahtijeva brzo vraćanje u stabilno stanje kako bi se pratile brze promjene u intenzitetu svjetlosti [17]. Većina konvertora struje u frekvenciju obezbjeđuje brzo vraćanje u stabilno stanje za ne više od dvije periode izlazne frekvencije. Ova karakteristika čini da najveći procenat snage u kolima ovog tipa troši *feedback* pojačavač u sklopu integratora sa prekidačkim kondenzatorima kako bi se osigurala margina faze. Iako su mala potrošnja i visoka brzina odziva međusobno suprotstavljeni zahtjevi, [9] predstavlja monolitni konvertor svjetlosti u frekvenciju sa malom potrošnjom i brzim odzivom izlaza na promjene ulaznog signala. U okviru ovog rada je prezentovano adaptivno skaliranje polarizacione struje, pomoću kontrolnog napona koji je pozitivno korelisan sa intenzitetom svjetlosti (light-intensity positively-correlated - LIPC), što znači da se sa promjenom intenziteta svjetlosti, mijenja i intenzitet struje i samim tim usklađuje potrošnja. Ova osobina omogućava manju potrošnju pri izuzetno niskim vrijednostima intenziteta svjetlosti. LIPC se generiše na način da dinamički uskladi otpornost N-kanalnog MOSFET-a u polarizacionom kolu. Kao rezultat toga, polarizaciona struja pojačavača se može smanjiti ako je intenzitet svjetlosti manji, pri čemu se ovo skaliranje obavlja u analognom domenu, čime se omogućava dalja obrada bez dodatnog prekidačkog šuma.

Za dobijanje širokog dinamičkog opsega i linearne prenosne karakteristike, većina konvertora ovog tipa koristi realizaciju prikazanu na slici 2.4.1, pri čemu je to ista realizacija koja se koristi u [10], sa pojačavačem A₁, MOSFET-om M1 i fotodiodom PD koji čine *buffer* fotostruje.



Slika 2.4.1 - Pojednostavljena arhitektura konvertora svjetlosti u frekvenciju sa *switched-capacitor* integratorom [9]

Izlazna frekvencija se može izraziti kao :

$$F_{o} = \frac{I_{ph} + I_{leak}}{(V_{ref3} - V_{ref2})C_{i}}$$
(2.4.1)

pri čemu je I_{ph} struja fotodiode, I_{leak} struja curenja, V_{ref2} i V_{ref3} odgovarajući referentni naponi, dok je C_i integracioni kondenzator. Kako je integracioni *slew-rate* u kondenzatoru C_i proporcionalan fotostruji, izlazna frekvencija F_o ima linearni odziv na promjene intenziteta svjetlosti u opsegu većem od 100 dB.

Ovakav dizajn ima dvije mane. Prva mana ovog dizajna predstavlja potrebu suzbijanja struje curenja na vrijednosti manje od 10 pA kako bi se dobio željeni linearni dinamički opseg od 100 dB. Da bi se struja curenja suzbila, *common-mode* napon pojačavača A₁ idealno treba imati vrijednost blizu nule, kako bi istu vrijednost imao i napon inverzne polarizacije fotodiode [23]. Drugo, oksimetri zahtijevaju veoma brz prelaz između crvene i infracrvene LED svjetlosti. Stoga, povratna sprega mora obezbijediti visoku marginu faze ili visok faktor prigušenja. U suprotnom, izlazna frekvencija može imati prigušene oscilacije za impulsnu pobudu, što u značajnoj mjeri povećava vrijeme potrebno da se frekvencija izlaznog signala dovede na stabilnu vrijednost. [9] koristi LED drajver sa konstantnom strujom bez amplitudske modulacija. Kako bi se izbjegle prigušene oscilacije u izlaznoj frekvenciji margina faze treba da bude ne manja od 85° za slučaj maksimalne izlazne frekvencije. Ideja ovog rada jeste postizanje brzog odziva uz manju potrošnju, koja se dinamički prilagođava.

Ključ adaptivnog skaliranja struje je generisanje LIPC kontrolnog napona V_c , koji se koristi kako bi se uskladila polarizaciona struja pojačavača. Ovaj napon se generiše u okviru pojačavača A₁, kako je prikazano na slici 2.4.2.



Slika 2.4.2 – Električna šema pojačavača A₁ [9]

Pojačavač A₁ se realizuje pomoću standardnog *folded-cascoded* diferencijalnog pojačavača. Ulazni diferencijalni par MOSFET-ova M2 i M3, koji je u *layout-*u postavljen u *common-centroid matching* položaju, smanjuje ulazni naponski *offset* na vrijednosti ispod 2 mV, bez primjene *chopping-*a. MOSFET M1 sa slike 2.4.1 je realizovan pomoću redne veze tri tranzistora, kao što je prikazano na slici 2.4.3.



Slika 2.4.3 – Realizacija MOSFET-a M1 u sklopu strujnog buffer-a [9]

MOSFET-ovi M12, M13 i M14 su polarizovani pomoću napona V_c . Kontrolni napon V_c se može izraziti kao (2.4.2), ukoliko MOSFET M1 (formiran od redne veze MOSFET-ova M12, M13 i M14 identičnih karakteristika) radi u režimu zasićenja.

$$V_C = \sqrt{\frac{2(I_{ph} + I_{leak})}{\beta_n}} + V_{tn}$$
(2.4.2)

pri čemu je β_n transkonduktansni parametar MOSFET-a M1, dok je V_{tn} napon praga MOSFETa M1. Iz (2.4.2) s može zaključiti da je kontrolni napon V_C proporcionalan fotostruji I_{ph} i struji curenja I_{leak} , te se može iskoristiti kao kontrolni LIPC napon.

Na slici 2.4.4 je prikazana električna šema adaptivnog generatora polarizacione struje. Kako se V_C koristi da prilagodi izlaznu struju polarizacionog generatora, implementirano je kolo strujnog izvora, koje je neosjetljivo na napon napajanja, koje generiše struju definisanu relacijom (2.4.3), gdje je V_T termički napon PNP tranzistora.



Slika 2.4.4 - Električna šema adaptivnog generatora polarizacione struje pojačavača A2[9]

$$I_{ref} = \frac{V_T}{R_1} \ln 5$$
 (2.4.3)

Struja koja teče kroz MOSFET M5 ima konstantnu vrijednost proporcionalnu referentnoj struji I_{ref} . Na ovaj način postignuto je da kontrolni napon na gejtu MOSFET-a M8, V_{sI} , ima fiksnu vrijednost veću za 1.2 V od napona V_C . Jedino se polarizaciona struja pojačavača A2, I_{bA2} , dinamički podešava jer ona dominira u potrošnji snage. Prema eksperimentalnim rezultatima,

kada V_C ima vrijednost veću od 0.9 V, MOSFET M8 je u linearnom režimu rada, što se može predstaviti kao zatvoren prekidač. Ako napon V_C ima vrijednost manju od granične vrijednosti, V_{ct} , koja se može izraziti relacijom (2.4.4), MOSFET M8 prelazi u režim zasićenja, i kao rezultat toga, M6 prelazi u omski režim. Ukoliko se napon V_C dalje smanjuje, MOSFET M8 se gasi, zbog male vrijednosti napona na gejtu MOSFET-a M8.

$$V_{ct} = \sqrt{\frac{8.3\mu}{\beta_{n9}}} + \sqrt{\frac{7.7\mu}{\beta_{n8}}} + 2V_{tn} - 1.2V \approx 880 \, mV \tag{2.4.4}$$

Realizacija *switched-cap* integratora i *delay line* bloka sa kašnjenjem od 100 ns je prikazana na slici 2.4.5. Više od 60% ukupne potrošnje ovog uređaja je prouzrokovano od strane pojačavača A_2 , zbog kondenzatora C_i čija kapacitivnost iznosi 2 pF. Generator impulsa se sastoji od integratora fotostruje i komparatora sa 100 ns *non-overlaping delay line*.



Slika 2.4.5 – Električna šema switched-cap integratora i delay line bloka [9]

Periferni blokovi ovog uređaja su fotodetektor, *bandgap* referenca i LDO (*low dropout regulator*). Fotodetektor je realizovan sa 7x7 standardnim *Nwell-Psub* fotodiodama u paralelnoj vezi, pri čemu fotodioda zauzima oko 0.336 mm². Najveći *responsivity* fotodioda je na talasnoj dužini od 850 nm, dok je normalizovana vrijednost *responsivity*-a na standardnim talasnim dužinama od 660 nm i 940 nm oko 0.8. Referentni napon za LDO i komparator je generisan pomoću internog *bandgap* referentnog kola, pri čemu je njegova *default* vrijednost 1.21 V. LDO generiše referentni napon za *switched-cap* integrator.

Konvertor svjetlosti u frekvenciju predstavljen u [9] je realizovan u 0.35 μ m CMOS tehnologiji, sa površinom od 1x0.9 mm². Mjerenja pokazuju da *settling* period izlazne frekvencije nije duži od dvije periode signala za bilo koju vrijednost intenziteta svjetlosti. Maksimalna potrošnja struje je 1.9 mA pri naponu napajanja od 3.3 V, pri čemu se ukupna

potrošnja struje može skalirati na vrijednost od 0.7 mA ako je izlazna frekvencija manja od 25 kHz. Minimalni napon napajanja kola može biti 2.5 V u temperaturnom opsegu od -25°C do 85°C. Osjetljivost sistema iznosi 2.2 kHz/ μ W/cm².

2.5 "A Linear 126-dB Dynamic Range Light-to-Frequency Converter With Dark Current Suppression Upto 125 °C for Blood Oxygen Concentration Detection", Fang Tang, Zhou Shu, Kai Ye, Xichuan Yhou, Sengdong Hu, Zhi Lin, Amine Bermak

Rješenje prikazano u [8] predstavlja konvertor svjetlosti u frekvenciju sa izuzetno velikim dinamičkim opsegom i integrisanim fotodiodama. Vrijednost dinamičkog opsega koja se dobija u ovom radu se postiže smanjenjem tamne struje curenja na izuzetno male vrijednosti, za šta su primijenjene dvije tehnike. Prva tehnika se odnosi na podešavanje napona inverzne polarizacije fotodiode na skoro 0 V, čime se tamna struja curenja diode smanjuje i ispod 5 pA u temperaturnom opsegu od -25°C do 125°C. Druga tehnika podrazumijeva uvođenje replika pojačavača koji služi za praćenje naponskog *offset*-a zbog varijacija procesnih parametara, napona i temperature (*process-voltage-temperature*). Prototip ovog kola je realizovan u CMOS tehnologiji od 0.35 μ m, i odlikuje ga značajno unaprijeđenje kada je u pitanju temperaturno-zavisna tamna struja curenja. Prema rezultatima mjerenja, ovaj konvertor svjetlosti u frekvenciju je značajno manje osjetljiv na temperaturne promjene, što potvrđuje i linearni odziv pri svjetlosnoj radijaciji od svega 0.5 nW/cm² u temperaturnom opsegu od -25 °C do 125 °C.

Kod tipičnih *pn* fotodioda, prenosna karakteristika pokazuje da kod tamne struje curenja, kao funkcije napona inverzne polarizacije ovog spoja (u pitanju je eksponencijalna zavisnost) i pri temperaturnom opsegu od -25°C do 75°C, sve *I-V* krive se sijeku pri vrijednosti napona inverzne polarizacije od 0 V. Ovaj podatak pruža mogućnost smanjenja tamne struje curenja nezavisno od temperature. Na slici 2.5.1 je predstavljeno rješenje kola sa regulacijom napona inverzne polarizacije fotodiode, koje se sastoji od dva diferencijalna pojačavača, A₁ i A_{au}, strujnog ogledala i *pulse-frequency* modulatora (PFM). A₁ se koristi za regulaciju MOSFET-a M4. A_{au} i M3 kreiraju pojačavačku strukturu kako bi povećali impedansu na ulazu PFM-a.



Slika 2.5.1 - Električna šema konvertora svjetlosti u frekvenciju, sa regulacijom napona inverzne polarizacije fotodiode [8]

Napon inverzne polarizacije V_n fotodiode PD se može izraziti kao:

$$V_{n} = -\frac{V_{o}}{A_{1}} - V_{os} = -\left(\frac{V_{n} + \sqrt{\frac{2I_{ph}}{\beta_{n}}} + V_{tp4}}{A_{1}} + V_{os}\right)$$
(2.5.1)

gdje je V_{os} ulazni naponski *offset* pojačavača A₁, I_{ph} je fotostruja, V_{tp4} je napon praga MOSFETa M4, V_o je izlazni napon pojačavača A₁, V_n je napon na katodi fotodiode, a $\beta_n = \mu_n C_{ox'}(W/L)$ je transkonduktansni parametar MOSFET-a M4. Kako je $V_n \ll V_{tp4}$, izraz (2.5.1) se jednostavnije može zapisati kao:

$$V_n \approx -\left(\frac{\sqrt{\frac{2I_{ph}}{\beta_n}} + V_{tp4}}{A_1} + V_{os}\right)$$
(2.5.2)

Iz (2.5.2) očigledno je da je glavni način za smanjenje napona V_n zapravo povećanje pojačanja A₁ čime se smanjuje član koji zavisi od fotostruje, kao i smanjenje ulaznog naponsog *offset-a* V_{os} kako bi se smanjio dio koji je nezavisan od fotostruje. U okviru [8] predstavljen je *folded-cascoded* pojačavač A₁ sa *open-loop* pojačanjem od 90 dB, koji ima P-kanalni ulazni diferencijalni par, čime se član koji zavisi od fotostruje u prethodnom izrazu za napon inverzne polarizacije fotodiode može smanjiti ispod 0.1 mV. Parazitni kondenzator C_p sa vrijednošću kapacitivnosti od nekoliko pF označen je na šemi kako bi ukazao na površinu koju zauzima fotodioda, ali i na efekte parazitne kapacitivnosti fotodiode. Iz tog razloga se dodaje i kondenzator C_c na izlaz pojačavača A₁, kako bi se dominantni pol pomjerio ka nižim frekvencijama zbog stabilnosti sistema. Milerova kompenzacija se u ovom slučaju ne može uspješno primijeniti, za razliku od pojačavača A_{au}, jer je izlaz pojačavača baziran na N-kanalnoj *source follower* strukturi, koja ima pojačanje koje je manje od 1.

Najveći izazov ovog kola jeste ulazni naponski *offset* pojačavača koji se mijenja sa varijacijama procesnih parametara, napona i temperature (PVT). Cilj ovog rada jeste da se dokaže da se ulazni naponski *offset* može redukovati i do vrijednosti koje su manje od 1 mV, što dalje može smanjiti tamnu struju curenja i ispod 5 pA. Moguće su realizacije *chopper* pojačavača radi smanjenja ovog naponskog *offset*-a na ulazu, međutim tamna struja curenja koja protiče kroz fotodiodu je izuzetno osjetljiva na prekidački šum ovakvih kola. Iz toga razloga se uvodi replika pojačavača, prikazana na slici 2.5.2, koja generiše DC kontrolni napon regulatora, čime se ulazni naponski *offset* može uspješno kontrolisati.



Slika 2.5.2 – Električna šema replika pojačavača A_1 uvedena u cilju regulacije ulaznog naponskog *offest*-a [8]

Ulazni P-kanalni diferencijalni par, sastavljen od MOSFET-ova M1 i M2 ima uzemljene gejtove, kako bi se preslikao režim rada nepolarisane fotodiode. Takođe možemo primijetiti da je izlaz ove replike pojačavača A_1 dizajniran tako da generiše kontrolni napon V_{b1} , koji je povezan na glavni pojačavač A_1 kao odgovarajući polarizacioni napon. Unutar replike pojačavača, kontrolni napon V_{b1} služi za regulaciju napona na gejtu MOSFET-ova M3 i M4, što formira negativnu povratnu spregu kako bi se izlazni napon OUT podesio na vrijednost $V_{DD}/2$. Kao rezultat ovoga, moguće je postići nulti ulazni naponski *offset* replika pojačavača A_1 . Iako je pojačanje u otvorenoj petlji izuzetno veliko, stabilnost ove povratne sprege se dosta jednostavno postiže. Predloženi dizajn replike pojačavača karakteriše veoma uzak propusni opseg, kako bi se svi nedominantni polovi pomjerili iznad frekvencije jediničnog pojačanja. Replika struktura takođe može kompenzovati i varijacije ulaznog naponskog *offset*-a koje su povezane sa temperaturnim promjenama, ili nesavršenostima *layout*-a, zbog nesimetričnosti i odgovarajućih prostornih efekata u samom *layout*-u. Kompenzacija tog tipa se postiže ukoliko su, teoretski, *layout* pojačavača A_1 i *layout* replike pojačavača identični, tada se ulazni naponski *offset* pojačavača A_1 in *layout* replike pojačavača identični, tada se ulazni naponski *offset* pojačavača A_1 i *layout* replike pojačavača identični, tada se ulazni naponski *offset* pojačavača A_1 može značajno smanjiti.

Kako bi se pojednostavio dizajn, u smislu izbjegavanja više povratnih sprega, invertujući priključak pojačavača A_{au} ima konstantni napon $V_{DD}/2$. Stoga, sistematski rezidualni naponski *offset* V_{os_res} i dalje postoji pri dosta niskim vrijednostima intenziteta svjetlosti, pri čemu se taj napon može izraziti kao:

$$V_{os_res} = \frac{V_{DD} - 2V_{tp4}}{2A_1} + (V_{os} - V_{os_ra})$$
(2.5.3)

Ulazni naponski offset Vos se može zapisati kao:

$$V_{os} = \Delta V_{tp1} + \frac{S}{2} \left(V_{GS1} - V_{tp1} \right) + \frac{g_{m8}}{g_{m1}} \Delta V_{tp8} + \frac{g_{m11}}{g_{m1}} \Delta V_{tp11}$$
(2.5.4)

U relacijama (2.5.3) i (2.5.4) V_{os_ra} je ulazni naponski *offset* replike pojačavača A₁, S je koeficijent neuparenosti tranzistora. Prema rezultatima *Monte-Carlo post-layout* simulacija, procijenjena standradna devijacija naponskog *offset-*a V_{os} je 0.8 mV za temperaturu od 125 °C i pri naponu napajanja od 5 V. Rezultati simulacija takođe pokazuju da je najmanja vrijednost ulazne struje PFM bloka, I_{pfm} , koja je funkcija ulazne struje I_{ph} , pri naponu napajanja od 3.3 V, oko 2.16 pA, dok je njena relativna promjena $\Delta I_{pfm}/\Delta I_{ph}$ oko 0.5%.

Za konverziju analogne veličine u digitalnu zadužen je PFM blok, koji je prikazan na slici 2.5.3. A_{au} zapravo predstavlja komparator baziran na operacionom transkonduktansnom pojačavaču velikog pojačanja, koji zajedno sa D flip-flopom služi za generisanje 50% *duty-cycle*-a.



Slika 2.5.3 - Blok dijagram *pulse-frequency* modulatora [8]

Blok za kašnjenje, *delay*, je imun na varijacije procesnih parametara, napona i temperature, i zbog toga se koristi za generisanje veoma kratkog impulsa konstantnog trajanja koji je potreban za pražnjenje kondenzatora C_i . Kondenzator C_i se prazni kroz N-kanalni MOSFET SW, čija dužina kanala od 4 µm ograničava struju curenja na 0.5 pA. Za izlazni impuls frekvencije 1 MHz, trajanje *reset* impulsa zauzima oko 15% ukupne periode. Električna šema *delay* bloka koji obezbjeđuje konstantnu širinu *reset* impulsa, bez obzira na PVT varijacije, prikazana je na slici 2.5.4.



Slika 2.5.4 – Električna šema *delay* bloka *pulse-frequency* modulatora [8]

Komparator sa histerezisom eliminiše *glitch* usljed šuma ulaznog pojačavača A_{au} . Naponski *buffer* prati komparator sa histerezisom i unosi kašnjenje od 1 ns. Kašnjenje od 150 ns je ostvareno pomoću MOSFET-ova M1 - M4 kao i kondenzatora C_{pp} . M4 ima širinu kanala od
100 μ m, kako bi povećao *slew-rate* pražnjenja na 3.2 GV/s. Maksimalna varijacija kašnjenja usljed promjena napona napajanja u opseg od 3 – 5 V je svega 1.5 ns, dok je maksimalna varijacija kašnjenja do 15 ns, što implicira da je dominantan uzrok varijacija širine generisanog impulsa posljedica uticaja temperature.

Kolo je implementirano u CMOS tehnologiji od 0.35 µm i zauzima površinu od 1.02 x 0.83 mm². Čip sadrži šest glavnih blokova, uključujući 7x7 mrežu fotodioda, bandgap referencu, PFM, strujno ogledalo, PD regulator, replike pojačavača, power-on-reset modula i ostalih digitalnih kontrolnih kola. Maksimalna varijacija izlazne frekvencije, pri naponu napajanja u opsegu od 2.5 - 5.5 V je \pm 1%. Temperaturni uticaj na izlaznu frekvenciju je takođe izmjeren, pri čemu se pokazuje da je maksimalna izlazna frekvencija pri tamnim strujama oko 0.4 Hz, za temperaturni opseg od -25 °C do 125 °C. Ukupna potrošnja struje cijelog čipa je oko 0.5 mA, a replika pojačavač troši samo oko 20% ukupne struje. Testiranja su vršena za svjetlost talasne dužine 660 nm i 940 nm, kada normalizovana vrijednost responsivity-a iznosi oko 0.8. Takođe je izmjerena i zavisnost frekvencije signala na izlazu sistema u funkciji intenziteta svjetlosti, za opseg temperatura od -25°C do 125°C. Prenosna karakteristika je prilično linearna, i linearna kompresija od -3 dB je zabilježena pri izlaznoj frekvenciji od 0.5 Hz i 1 MHz, što predstavlja linearni opseg od 126 dB. Regulacijom napona katode fotodiode i korišćenjem replike pojačavača, tamna struja fotodiode u je smanjena 50 puta u odnosu na prethodna rješenja. Kao rezultat, frekvencija izlaznog signala kod predloženog rješenja je otpornija na varijacije temperature i procesnih parametara, pri čemu je i uticaj varijacija napona napajanja redukovan upotrebom *delay* modula koji obezbjeđuje konstantnu širinu impulsa za pražnjenje kondenzatora.

2.6 "An Ultra-Low-Power Pulse Oximeter Implemented With An Energy Efficient Transimpedance Amplifier", Maziar Tavakoli, Lorenzo Turricchia, Rahul Sarpeshkar

U [7] je predstavljen pulsni oksimetar koji karakteriše mala potrošnja u poređenju sa tadašnjim komercijalnim uređajima ovog tipa. Redukovanje potrošnje se ostvaruje primjenom logaritamskog transimpedansnog pojačavača visoke osjetljivosti. Transimpedansni pojačavač predstavljen u ovom radu ima distribuirano pojačanje čime se postiže veliki frekvencijski opseg i automatizovanu kontrolu pojačanja povratne sprege. Za razliku od tradicionalnih konvertora, ovaj uređaj vrši obradu signala u analognom domenu, zbog čega je upotreba A/D konvertora kao i blokova za dodatnu obradu signala nepotrebna, čime se postiže ušteda na račun površine samog čipa.

Koncept rada pulsnih oksimetara sastoji se u promjeni boje hemoglobina od tamnocrvene (manja koncentracija kiseonika) do svjetlo-crvene ukoliko se u njemu nalaze veće koncentracije kiseonika, zbog čega je i stepen apsorpcije crvene svjetlosti manji. Dakle, ukoliko se usmjeri LED crvena svjetlost talasne dužine 660 nm kroz jednu stranu pacijentovog prsta i izmjeri se količina svjetlosti sa druge strane pomoću fotoreceptora, može se odrediti nivo saturacije kiseonikom SpO₂, zapravo procenat molekula hemoglobina u krvi pacijenta koji je obogaćen kiseonikom. Ipak, cjelokupno mjerenje je takođe pod uticajem okolnih tkiva, kao što su koža, kosti ili vene kroz koje cirkuliše krv, i konačan rezultat je eksponencijalno zavisan od koncentracije hemoglobina u krvi, koeficijenta apsorpcije crvene svjetlosti od strane hemoglobina i debljine arterija prilikom jednog ciklusa otkucaja srca. Međutim, ukoliko se realizuje još jedno mjerenje pomoću IR LED svjetlosti talasne dužine 940 nm, i analizira se odnos ova dva mjerenja, svaka potencijalna zavisnost od ukupne koncetracije hemoglobina u krvi i debljine arterija prilikom otkucaja srca nestaje, jer je njihov uticaj prilikom oba mjerenja jednak. Konačan odnos daje informacije koje zavise isključivo od koeficijenta apsorpcije hemoglobina koji je obogaćen kiseonikom, ili suprotno, koji ima manje količine kiseonika u sebi. Kako su ovi koeficijenti već poznati iz drugih bioloških mjerenja, jednostavnim izrazom može se predstaviti procenat hemoglobina koji u sebi ima veću koncentraciju kiseonika:

$$SpO_2 = \frac{0.81 - 0.18R}{0.63 + 0.12R} \cdot 100\%$$
 (2.6.1)

Izraz (2.6.1) se dobija pomoću *Beer*-ovog zakona koji opisuje slabljenje (monohromatske) svjetlosti koja se prostire kroz prenosni medijum koji sadrži supstancu koja može apsorbovati tu svjetlosti, i predviđa da će biti eksponencijalna funkcija tri vrijednosti – rastojanja kroz medijum, koncentracije navedene supstance i koeficijenta apsorpcije. Konstante u (2.6.1) su vezane za koeficijente apsorpcije hemoglobina koji je manje ili više obogaćen kiseonikom, pri talasnim dužinama od 660 nm i 940 nm. *R* predstavlja parametar koji prikazuje odnos normalizovanih apsorpcija, veličine koja se mjeri pomoću pulsnih oksimetara, i može se izraziti kao:

$$R = \frac{\ln\left(\frac{I_{L,R}}{I_{H,R}}\right)}{\ln\left(\frac{I_{L,IR}}{I_{H,IR}}\right)} \cong \frac{\frac{i_{ac,R}}{I_{DC,R}}}{\frac{i_{ac,IR}}{I_{DC,IR}}}$$
(2.6.2)

Promjenljive I_L , I_H , i_{ac} i I_{DC} predstavljaju minimalnu vrijednost, maksimalnu vrijednost, AC komponentu i DC komponentu crvenih (R) i infracrvenih (IR) svjetlosnih signala, respektivno. Ovi signali su modulisani kroz pulsiranje arterija kojima teče krv i detektovani od strane fotoreceptora. AC komponenta koja je važna u ovom mjerenju je signal na frekvenciji otkucaja srca, f_p , koja je uglavnom oko 60-120 otkucaja po minuti (*bpm – beats per minute*) ili 1-2 Hz kod zdrave odrasle osobe. Tipična vrijednost *R* je u opsegu između 0.5% - 2% [24].

Blok dijagram pulsnog oksimetra predstavljenog u [7] je prikazan na slici 2.6.1. Na ulaz sistema se dovodi fotostruja, dok je na izlazu sistema struja koja je direktno proporcionalna parametru R. Kako bi se smanjila disipacija snage, LED signali su u formi povorke pravougaonih impulsa sa malim *duty-cycle*-om i prekidačkom frekvencijom f_s (3% i 100 Hz, respektivno).



Slika 2.6.1 - Blok dijagram pulsnog oksimetra [7]

Crvena i infracrvena svjetlost se naizmjenično usmjerava ka fotodetektoru, fotostruja koja potiče od odgovarajuće svjetlosti se preusmjerava u granu osjetljivu na dati tip signala, gdje se odvija dalja obrada. Jedinica za obradu analognog signala se sastoji od logaritamskog transimpedansnog pojačavača, nisko propusnog filtera (LPF – *low-pass filter*) i bloka za određivanje traženog odnosa.

Najvažniji gradivni blok ovog uređaja je transimpedansni pojačavač, po jedan za oba kanala (crvene i infracrvene svjetlosti), koji konvertuje fotostruju u napon. Na slici 2.6.2 su prikazane električne šeme dva tipa transimpedansnog pojačavača - linearni (a) i logaritamski (b). U većini komercijalnih uređaja ovog tipa se koristi linearni transimpedansni pojačavač, gdje se pojačavač koristi da smanji uticaj uglavnom velike vrijednosti parazitne kapacitivnosti fotodiode, čime se smanjuje vremenska konstanta τ_1 i time povećava frekvencijski opseg senzora. Ipak, ovaj uređaj koristi logaritamsku karakteristiku za konverziju struje u napon. Kako je i prikazano na slici 2.6.2 (b), logaritamska karakteristika se postiže zahvaljujući MOSFET-u M1 u grani povratne sprege, koji radi u potpražnom režimu. Naime, s obzirom da struja I_1 ima izuzetno malu vrijednost, MOSFET je u potpražnom režimu u kome je njegova strujno-naponska karakteristika eksponencijalna.



Slika 2.6.2 – Električna šema a) linearnog i b) logaritamskog transimpedansnog pojačavača [7]

Glavni motiv za upotrebu logaritamskog transimpedansnog pojačavača u odnosu na linearni je njegova osjetljivost na odnos AC i DC komponenti ulazne struje. Kako je izvod funkcije log(x) jednak odnosu izvoda promjenljive x i same promljenljive x, ukoliko se pomoću Tejlorove funkcije proširi logaritamska relacija DC signala između I_1 i V_{out2} sa slike 2.6.2 (b) da bi se dobio AC izlazni signal, slijedi:

$$v_{ac,out2} = \left(\frac{dV_{out2}}{dI_1}\right) i_{ac,l} = \left(\frac{V_T}{k_1} \cdot \frac{1}{I_0}\right) i_{ac,l}$$

$$v_{ac,out2} = \left(\frac{V_T}{k_1}\right) \cdot \frac{i_{ac,l}}{I_{DC,l}}$$
(2.6.3)

Primjećuje se da je napon $v_{ac,out2}$ zaista proporcionalan odnosu AC i DC komponente ulazne struje, kako je i očekivano. Od ostalih parametara u (2.6.3) k_1 predstavlja eksponencijalni koeficijent MOSFET-a M1 u potpražnom režimu, dok je V_T termički napon. Ukoliko se uporedi (2.6.2) i (2.6.3) može se primijetiti da izlazi transimpedansnog pojačavača predstavljenog u ovom radu odgovaraju imeniocu i brojiocu iz (2.6.2), čime se zapravo izbjegava potreba računanja AC i DC komponenti i njihovim daljim dijeljenjem i obradom, kao u konvencionalnim linearnim sistemima, što zapravo čini logaritamske transimpedansne pojačavače idealnim za ovakve uređaje.

Iako konvencionalni logaritamski pojačavači imaju široku primjenu, njihovo ograničeno pojačanje i parazitne kapacitivnosti ograničavaju vrijednost vremenske konstante, kao i frekvencijski opseg. Takođe, frekvencijski opseg se mijenja linearno sa intenzitetom upadne svjetlosti, što nije poželjna osobina uzimajući u obzir varijaciju intenziteta svjetlosti zbog različite debljine kože pacijenta, različite pigmentacije kože itd. Pravi biološki fotoreceptori koriste distribuirano povećanje pojačanja i adaptivnu povratnu spregu kako frekvencijski opseg ne bi zavisio od intenziteta upadne svjetlosti. Upravo su ove osobine glavne

prednosti logaritamskog transimpedansnog pojačavača predstavljenog u ovom radu, čija električna šema je prikazana na slici 2.6.3. Transimpedansni pojačavač ovog tipa ima tri ključna poboljšanja u odnosu na do tada poznata rješenja. Prvo poboljšanje se sastoji u distribuiranom pojačanju pojačavača kroz tri različita nivoa, u odnosu na samo jedan, kako bi se povećao proizvod pojačanja i frekvencijskog opsega (GBW – gain bandwidth product). Velika vrijednost GBW-a je neophodna kako bi se istovremeno obezbijedilo veliko pojačanje i osigurala stabilnost fotoreceptora. Veće pojačanje omogućava upotrebu manjeg intenziteta pobudne svjetlosti, pa samim tim i manju disipaciju snage. Širok frekvencijski opseg je neophodan kako bi fotoreceptor, za vrijeme kratkog svjetlosnog impulsa, realizovao ispravnu i preciznu konverziju, distribuciju i obradu ulaznih fotostruja koje potiču od crvene i infra crvene svjetlosti.



Slika 2.6.3 – Električna šema logaritamskog transimpedansnog pojačavača [7]

Osnovni razlog distribuiranog pojačanja jeste činjenica da je izuzetno teško realizovati jednostepene pojačavače koji imaju veliku vrijednost GBW-a. Redna veza pojačavača ima mnogo veću vrijednost GBW-a u odnosu na jednostepeni pojačavač, sa istim pojačanjem. Štaviše, u [25] je pokazano da, ukoliko je GBW konstantan za svaki stepen, tada je vremenska konstanta *N*-tog pojačavača sa identičnim pojačanjem proporcionalna $N^{(1/2)}A^{(1/N)}$ u odnosu na jednostepene pojačavače, čija je vremenska konstanta proporcionalna *A*, pri čemu je *A* ukupno pojačanje jednostepenog pojačavača. Intuitivno, veća vrijednost GBW-a je postignuta jer iako se vremenske konstante u kaskadnim pojačavačima sabiraju, pojačanja se množe. Drugim riječima, veća vrijednost GBW-a se postiže u višestepenim pojačavačima jer se brže

povećava pojačanje nego što se gubi propusni opseg. Kod jednostepenih pojačavača često postoji i problem sa izraženim *overshoot*-om, odnosno sa stabilnošću. Iz prethodno navedenih razloga, u ovom radu iskorišćen je koncept distribuiranog pojačanja, kroz višestepeni pojačavač. Pojačavač u ovom radu je realizovan pomoću šest operacionih transkonduktansnih pojačavača (OTA₁ i OTA₂ blokova). Ove blokove opisuje sljedeća ulazno-izlazna zavisnost: $i_{out} = G_{mi}(v_{in+} - v_{in-})_{i=1,2}$ gdje je G_{mi} proporcionalno struji I_i . Ovaj izraz upućuje na činjenicu da se OTA₂ blokovi, kod kojih je izlazni priključak povezan na negativni ulazni priključak, ponašaju kao otpornici otpornosti $1/G_{m2}$. Stoga, ukupno pojačanje ovog trostepenog pojačavača je $(-G_{m1}/G_{m2})^3$. Još jedno poboljšanje ovog pojačavača je podesivo pojačanje povratne sprege, kako bi se pojačanje automatski podešavalo u odnosu na intenzitet svjetlosti. Sa povećanjem intenziteta svjetlosti, V_f , napon na izlazu iz *level-shift* bloka, I_2 i G_{m2} se povećavaju i pojačanje distribuiranog pojačavača se smanjuje (i obrnuto). Kolo, dakle, ima manju brzinu za visoke nivoe svjetlosti i veću brzinu za manje nivoe svjetlosti, kako bi se postigla stabilnost uz odgovarjući frekvencijski opseg.

Osim transimpedansnog pojačavača, pulsni oksimetar predstavljen u [7] sadrži sonde, oscilator i prekidačke LED kontrole, LPF, blok za određivanje parametra R i blok za generisanje referentnih i polarizacionih struja i napona. Sonda se sastoji od dvije male crvene i infracrvene diode koje emituju svjetlost visokog inteziteta i silicijumske fotodiode sa druge strane objekta. Oscilator i prekidačka LED kontrola je odgovorna za generisanje i sinhronizaciju polarizacionih struja za LED kao i strujnih impulsa. Centar ovog bloka je relaksacioni oscilator koji generiše periodični talasni oblik na podesivoj prekidačkoj frekvenciji fs. Ovaj blok se sastoji od strujnog izvora, kondenzatora, komparatora i prekidača za resetovanje napona kondenzatoru. Low-pass filtri su postavljeni odmah iza transimpedansnih pojačavača u ovom uređaju kako bi prigušili komponente prekidačkih frekvencija i ekstraktovali signale pulsiranja krvi. LPF u ovom radu nisu efikasni s aspekta potrošnje, i koriste se radi jednostavnosti dizajna, uzimajući u obzir da njihova potrošnja ima mali uticaj na ukupnu potrošnju kola. Filtri koji se koriste moraju biti makar četvrtog reda kako bi obavljali zadatu funkciju. Blok za određivanje parametra R najprije detektuje amplitude signala koji se odnose na crvenu i infracrvenu detektovanu svjetlost i nakon toga određuje njihov odnos upotrebom translinearnog strujnog djelitelja kako bi se utvrdilo R. Izlazna struja se može izraziti kao:

$$I_{ratio} = I_{div} = I_{ref} \frac{I_{out,R}}{I_{out,IR}} = I_{ref} \frac{v_{in,R}}{v_{in,IR}}$$

$$I_{ratio} = I_{ref} \frac{\frac{i_{ac,R}}{I_{DC,R}}}{\frac{i_{ac,IR}}{I_{DC,IR}}} = I_{ref} \cdot R$$
(2.6.4)

Kao što se može vidjeti iz (2.6.4), izlazna struja je direktno proporcionalna traženom parametru *R*. Kako bi se obezbijedila temperaturna stabilnost i imunost na varijacije napona napajanja, svi polarizacioni naponi i struje su realizovani na čipu na osnovu odgovarajuće naponske/strujne reference i dalje distribuirani ka sistemu preko naponskih bafera i strujnih ogledala.

Pulsni oksimetar predstavljen u [7] je postigao značajnu redukciju disipacije snage u odnosu na do tada postojeća komercijalna rješenja. Ovo unaprjeđenje je ostvareno zahvaljujući uvođenju logaritamskog transimpedansnog pojačavača male potrošnje, koji je osjetljiv na signale od značaja za pulsnu oksimetriju. Sistem je realizovan sa naponom napajanja od 5 V i odlikuje ga ukupna potrošnja od 4.8 mW. Treba naglasiti da oscilator i prekidačke LED kontrole troše 4.4 mW, dok ostala elektronika troši svega 0.4 mW, što predstavlja 8.5 % ukupne potrošnje. Ukupna površina čipa je 2.2 mm x 2.2 mm.

2.7 "Smart-Optical Detector CMOS Array for Biochemical Parameters Analysis in Physiological Fluids", A.V. Fernandes, V.F. Cardoso, J.G. Rocha, J. Cabral, Graca Minas

Ovaj rad predstavlja rješenje u formi niza optičkih detektora za detekciju i mjerenje koncentracije biohemijskih parametara u fiziološkim fluidima, sve sa ciljem brže obrade podataka i efikasne dijagnostike [6]. Uređaj nalazi primjenu u analitičkim laboratorijama izuzetno malih dimenzija, koje koriste detekciju promjene boje u uzorcima fluida na bazi apsorpcije svjetlosti. Uređaj se sastoji od niza mikroposudica koje sadrže fiziološke fluide radi analize i niza optičkih detektora koji se nalaze ispod njih, a čija je uloga konverzija detektovane svjetlosti u električni signal. Optički detektori, zajedno sa odgovarajućim A/D konvertorima su realizovani u standardnom CMOS procesu. Konverzija analognog u digitalni signal se odvija na čipu paralelno, pomoću *1-b first-order sigma-delta* konvertora, za svaki optički detektor. Izlazni signal uređaja je niz bitova koji sadrži informacije o apsorbovanoj svjetlosti. Glavna prednost ovakvog dizajna je obavljanje apsorpcije svjetlosti i mjerenja na izlazu paralelno, za svaki optički detektor, što smanjuje mogućnost grešaka koje se obično javljaju usljed varijacija svjetlosti u nekontrolisanim sredinama. Takođe, ovo kolo omogućava i *on-chip* kalibraciju tokom svakog mjerenja, zbog čega se ovi uređaji mogu koristiti i u sredinama sa nekalibrisanim izvorima svjetlosti.

Ideja rada [6] jeste paralelno mjerenje četiri različita biohemijska parametra u fiziološkim fluidima, pri čemu se mjerenje odvija na licu mjesta, gdje se daju i uzorci. Uređaj se sastoji od dva bloka – dijela za fluide i dijela za detekciju. Blok za fluide se sastoji od 12 mikroposudica, tri za svaki biohemijski parametar, omogućavajući na taj način paralelnu analizu četiri različita parametra. Mjerenje i analiza se obavlja pomoću kolorimetrijske detekcije na bazi apsorbovane svjetlosti u vidljivom dijelu spektra koji je definisan kombinacijom biohemijskih parametara uzorka i odgovarajućeg reagensa. Ova mješavina ima maksimum apsorpcije svjetlosti na određenoj talasnoj dužini. Stepen apsorpcije svjetlosti je direktno proporcionalan koncentraciji biohemijskog parametra u uzorku fluida, pri čemu se ovo mjerenje i pomenuta zavisnost bazira na *Lambert-Beer*-ovom zakonu. Kako je već navedeno, detekcija i mjerenje svakog parametra zahtijeva paralelno mjerenje optičke apsorpcije za po tri fluida, te iz tog razloga, svaki red matrice mikroposudica sadrži tri mikroposudice. Prva mikroposudica služi za dobijanje reference i kompenzaciju svjetlosnih

promjena, druga omogućava analizu fluida i treća je potrebna radi kalibracije koncentracije parametara. Fokus ovog rada jeste zapravo na bloku za detekciju, koji je integrisani CMOS čip sastavljen od niza fotodetektora i *readout* kola. Svaka mikroposudica ima svoj fotodetektor i odgovarajuće *readout* kolo, što je prikazano na slici 2.7.1.



Slika 2.7.1 - Blok šema niza optičkih detektora [9]

Svaki optički detektor je sastavljen od fotodetektora i svog A/D konvertora. Digitalni izlazni signali svake kolone se nalaze na različitim izlaznim linijama (Out_1 , Out_2 ,...), dok se izlazni signali svakog bloka nalaze na istoj visoko-impedansnoj izlaznoj liniji, kao što su četiri linije izlaza Out_1 . Niz optičkih detektora sadrži i četvrtu kolonu sa dodatnom fotodiodom za mjerenje tamne struje. Kako je tamna struja vremenski zavisna veličina, jedno mjerenje na samom početku eksperimenta nije dovoljno za njenu minimizaciju, posebno zbog različite talasne dužine potrebne za svaki biohemijski parametar. Zbog toga se u ovom kolu nalaze četiri kompenzaciona kanala za odgovarajuće tamne struje, po jedan za svaki parametar, što značajno

poboljšava preciznost mjerenja. Fotodiode koje se koriste za mjerenje tamne struje su prekrivene slojem aluminijuma debljine 700 nm, čime se osigurava da svjetlost ne pada na njihovu površinu.

Konverzija analognog u digitalni signal se obavlja pomoću *1-b first-order sigma-delta* modulatora za svaku fotodiodu, čija šema je prikazana na slici 2.7.2.



Slika 2.7.2 - Kolo za detekciju i *readout* kolo u sklopu pojedinih optičkih detektora [6]

Frekvencija uzorkovanja *sigma-delta* modulatora je određena željenim brojem izlaznih bitova (odnos signal/šum, SNR – *signal-to-noise ratio*). Dakle, moguće je ostvariti odgovarajući kompromis kada je u pitanju frekvencijski opseg i SNR. U ovom konkretnom slučaju, kako ulazni signal (struja fotodiode) nije brzo promjenljiv u vremenu i kako je frekvencijski opseg CMOS kola mnogo veći od traženog frekvencijskog opsega za mjerenja svjetlosti, moguće je koristiti *1-b first-order sigma-delta* modulator sa visokim *oversampling* odnosom (OSR – *oversampling ratio*) i relativno malom frekvencijom takt impulsa ($\approx 1 \text{ MHz} - 2^{20} \text{ Hz}$). Kao što se može i vidjeti, *sigma-delta* modulator, se sastoji od tri bloka – integratora, komparatora i 1-b D/A konvertora. Modulator vrši kvantizaciju ulaznog signala po zadatom taktu CLK (1 b). Šum kvantizacije je modulisan u veće frekvencije zbog čega se može dobiti i veća rezolucija.

Na slici 2.7.3 je prikazana električna šema integratora u sklopu *sigma-delta* modulatora, koji je baziran na strujnom ogledalu. MOSFET M3 inicijalizuje integrator sa određenim naponskim nivoom na početku svake konverzije.



Slika 2.7.3 – Električna šema integratora u sklopu sigma-delta modulatora [6]

Kako su naponi gejt-sors MOSFET-ova M1 i M2 jednaki, struja fotodiode I_{ph} je jednaka struji drejna MOSFET-a M2, ako su MOSFET-ovi M1 i M2 identičnih karakteristika, dobro upareni i ako oba rade u režimu zasićenja. Struja drejna MOSFET-a M1, I_{D1} , i MOSFET-a M2, I_{D2} , mogu se prikazati, ukoliko se zanemari modulacija dužine kanala, kao:

$$I_{D1} = I_{ph} = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox1} \frac{W_1}{L_1} \left(V_{SG1} + V_{tp1} \right)^2$$
(2.7.1)

$$I_{D2} = I_c = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox2} \frac{W_2}{L_2} \left(V_{SG2} + V_{tp2} \right)^2$$
(2.7.2)

gdje je μ_p pokretljivost nosilaca naelektrisanja (šupljina) P-kanalnog MOSFET-a, *W* širina kanala MOSFET-a, *L* je dužina kanala MOSFET-a, *C*_{ox} je kapacitivnost sloja oksida MOSFET-a, *V*_{SG} je napon između sorsa i gejta i *V*_{tp} je napon praga P-kanalnih MOSFET-ova. Kako je jasno da je *V*_{SG1} = *V*_{SG2}, i ukoliko se uzme u obzir da su karakteristike MOSFET-ova M1 i M2 identične (*V*_{tp1} = *V*_{tp2}, *C*_{ox1} = *C*_{ox2}), slijedi da je:

$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = \frac{\frac{W_1}{L_1}}{\frac{W_2}{L_2}}$$
(2.7.3)

Relacija (2.7.3) dokazuje da se I_{D2} može podešavati promjenom odnosa dimenzija MOSFETova. Kako je $I_{D2} = I_c$, ova struja puni kondenzator *C*, čime ovo kolo radi kao integrator (sa pojačanjem, ukoliko je $I_{D2} > I_{D1}$). Maksimalna moguća izlazna vrijednost napona integratora je ograničena režimom zasićenja MOSFET-a M2:

$$V_{o,max} = V_{DD} - V_{Dsat} = V_{DD} - (V_{GS3} - V_{tn3})$$
(2.7.4)

Izlazna otpornost strujnog ogledala r_o je data kao izlazna otpornost MOSFET-a M2:

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_{D2}} \tag{2.7.5}$$

Električna šema komparatora korišćenog u sklopu *sigma-delta* modulatora je prikazana na slici 2.7.4. MOSFET-ovi M2 i M3 kreiraju diferencijalni par koji pojačava razliku napona na njihovim gejtovima, V_{ref} i V_{in} , gdje je V_{ref} ulazni referentni napon komparatora, dok je V_{in} izlazni napon integratora.



Slika 2.7.4 – Električna šema komparatora u sklopu sigma-delta modulatora [6]

Naponska razlika između V_{ref} i V_{in} se čuva pomoću MOSFET-ova M5 i M6, koji rade kao *latch*, na silaznu ivicu *clock* signala. Dok je M4 zakočen (*clock* signal je na logičkoj nuli), *latch* čuva zadržano stanje. DC karakteristike komparatora su sljedeće:

- offset = 6 mV;
- rise-time = 200 ns;
- *fall-time* = 300 ns;
- minimalno kašnjenje = 100 ns;
- maksimalna frekvencija *clock* signala = 4.5 MHz.

U ovom slučaju, mnogo je jednostavnije koristiti *clock* signal sa veoma malim *duty-cycle*-om zbog toga što tokom komparacije (CLK u stanju logičke jedinice) ulazni signal mora biti konstantan.

Električna šema 1-b D/A konvertora je prikazana na slici 2.7.5. U idealnom slučaju, pojačanje komparatora bi trebalo da bude beskonačno, i komparator bi trebalo da ima *rail-to-rail* izlaz (V_{o2} između 0 V i V_{DD}). Iz tog razloga je u dizajn D/A konvertora uveden još jedan komparator, od MOSFET-ova M1 – M6, koji omogućava da se pojačanje poveća.



Slika 2.7.5 – Električna šema 1-b D/A konvertora u sklopu sigma-delta modulatora [6]

MOSFET M8 radi kao konvertor napona u struju, i pretvara digitalni naponski izlaz u struju koja zatim prazni kondenzator *C* integratora, kad god je to neophodno, tokom visokog stanja *clock* signala, za šta je zadužen M7. Kada *clock* signal ima mali *duty-cycle*, kondenzator se prazni tokom kratkog vremenskog intervala, čime se omogućava upotreba kondenzatora malih vrijednosti kapacitivnosti, što ga čini pogodnom komponentom za integraciju u CMOS procesu. Kada izlaz integratora dostigne vrijednost V_{ref} , izlazni napon komparatora ima vrijednost logičke jedinice tokom jedne *clock* periode. Ovaj napon se konvertuje u struju pomoću 1-b D/A konvertora, koja prazni kondenzator integratora. Nakon ove *clock* periode, kondenzator počinje da se puni dok izlaz integratora ponovo ne dostigne vrijednost V_{ref} , i ciklus se ponavlja.

Izlaz svakog *sigma-delta* modulatora je na drejnu MOSFET-a M9 u sklopu naponom kontrolisanog strujnog izvora koga čine MOSFET-ovi M9 i M10. Ovaj izlaz je aktivan samo kada je takt impuls u stanju logičke jedinice, dok je za vrijeme trajanja logičke nule takt signala, izlaz *Out* u stanju visoke impedanse. Ovo znači da se sa malim *duty-cycle*-om *clock* signala, broj detektora u nizu može povećati ako se *clock* signali koji adresiraju određene linije vremesnki pomjere (vremensko multipleksiranje). Dodatno, detektori iste kolone mogu dijeliti istu izlaznu liniju. Na primjer, sa *clock duty-cycle* vrijednošću od 10%, niz može imati deset detektora koji imaju istu izlaznu liniju, pri čemu svaki detektor očitava svoje stanje tokom 10% *clock* perioda.

Prototip ovih uređaja koji je realizovan sa površinom pojedinih mikroposudica od 400 μ m x 400 μ m i fotodiodama iste površine kao i mikroposudice je implementiran u CMOS tehnologiji od 0.7 μ m. Ukupna površina čipa koji je realziovan u više slojeva iznosi 5.2 mm². Eksperimentalnim putem utvrđena je potrošnja od oko 0.4 mW pri *clock* frekvenciji od 1 MHz. Pri naponu inverzne polarizacije od 0 V, izmjerena tamna struja je iznosila 0.2 pA. Razvijeni sistem predstavlja mikrolaboratoriju na čipu, koga odlikuje relativno jednostavno kolo za očitavanje, kompatibilnost sa CMOS procesom (bez dodatnih maski), relativno mala površina i niska potrošnja.

2.8 "Light-to-Frequency Converter Using Integrating Mode Photodiodes", Ger de Graaf and R. F. Wolffenbuttel

Radi dobijanja velikog dinamičkog opsega i jednostavnosti konverzije, [3] koristi fotodiode u *charge integrating* modu. Realizovano u BIFET procesu, ovo kolo ima izlazni signal u vidu niza impulsa čija je frekvencija proporcionalna intenzitetu upadne svjetlosti. *Duty-cycle* izlaznih impulsa zavisi od spektralne distribucije upadne svjetlosti. Kako fotodiode ovog kola rade u već pomenutom *charge integrating* modu, nisu potrebni interni ili eksterni kondenzatori za konverziju, čime se velika površina čipa ostavlja za fotodiode. Jednostavnost dizajna ovog konvertora omogućava njegovu lakšu integraciju sa komunikacionim protokolima.

Jedna od fotodioda se u [3] koristi u *integrating* modu, čija suština leži u akumulaciji ukupne količine naelektrisanja tokom određenog vremenskog intervala na fotodiodi pri određenom intenzitetu upadne svjetlosti. Napon U_j na krajevima parazitne kapacitivnosti fotodiode C_j (na krajevima same fotodiode) pokazuje količinu naelektrisanja koja je akumulirana na toj fotodiodi, kao što je prikazano na slici 2.8.1.



Slika 2.8.1 - Oscilator u *integrating* modu [3]

Strujni izvor I_C služi za punjenje parazitne kapacitivnosti C_j inverzno polarisane fotodiode. Napon U_j na diodi se može dobiti iz izraza:

$$\frac{dQ}{dt} = C_j \frac{dU_j}{dt} + U_j \frac{dC_j}{dt} = -I_c + I_{ph}$$
(2.8.1)

Kapacitivnost oblasti prostornog tovara C_j diode zavisi od napona na krajevima diode, što se može izraziti kao:

$$C_j = kA_j U_j^m \tag{2.8.2}$$

pri čemu je A_j površina spoja, k je konstanta, dok je m konstanta koja zavisi od gradijenta dopiranosti p i n dijela poluprovodnika na samom spoju diode (m = -1/2 za spojeve kod kojih je tranzicija dopiranosti između p i n tipa poluprovodnika nagla). Zamjenom (2.8.2) u (2.8.1) dobija se:

$$-I_{c} + I_{ph} = kA_{j}U_{j}^{m}\frac{dU_{j}}{dt} + U_{j}kmA_{j}U_{j}^{(m-1)}\frac{dU_{j}}{dt}$$

$$\Rightarrow -I_{c} + I_{ph} = kA_{j}U_{j}^{m}(1+m)\frac{dU}{dt}$$
(2.8.3)

S obzirom da su U_H i U_L gornja i donja naponska granica komparatora, vrijeme punjenja t_c se može izvesti kao:

$$\Delta Q = \int_{t=0}^{t=tc} (I_C - I_{ph}) dt = (I_C - I_{ph}) t_c$$

= $kA_j (1+m) \int_{U_j=U_H}^{U_j=U_L} U_j^m dU_j$ (2.8.4)

$$\Rightarrow t_c = \frac{kA_j}{\left(I_c - I_{ph}\right)} \left(U_H^{m+1} - U_L^{m+1}\right)$$

Nakon što dostigne vrijednost U_L , na komparatoru dolazi do okidanja i do promjene položaja *switch*-a, što će povezati I_C na uzemljenje i fotostruja I_{ph} će tada prazniti kapacitivnost spoja ponovo, do gornje granične vrijednosti komparatora U_H . Kako bi se izrazilo vrijeme pražnjenja t_d kondenzatora C_j , član $(I_C - I_{ph})$ u izrzu (2.8.4) se može zamijeniti sa:

$$I_{ph} = \frac{PA_j\lambda\eta_e}{\hbar c} \tag{2.8.5}$$

pri čemu je *P* optička snaga, A_j površina spoja, λ talasna dužina svjetlosti, η_e eksterna kvantna efikasnost, \hbar Plankova konstanta i *c* brzina svjetlosti. Zamjenom (2.8.5) u (2.8.4) se dobija izraz za vrijeme pražnjenja parazitne kapacitivnosti fotodiode C_j , t_d :

$$t_d = \frac{k\hbar c}{\lambda \eta_e P} (U_H^{m+1} - U_L^{m+1})$$
(2.8.6)

Iz (2.8.6) se jasno može uočiti da je vrijeme pražnjenja t_d obrnuto proporcionalno optičkoj snazi P, zapravo intenzitetu svjetlosti. Takođe se može primijetiti da vrijeme pražnjenja parazitne kapacitivnosti fotodiode ne zavisi od površine spoja A_j , i da je napon na spoju nelinearan. Ipak, s obzirom da su granični naponi komparatora U_H i U_L konstantni, ovo ne utiče na linearnost konverzije struje u frekvenciju. Mana ovog kola je što struja I_C koja ima fiksiranu vrijednost mora uvijek biti veća od fotostruje I_{ph} kako bi bila u mogućnosti da puni kondenzator C_j ponovo. Ovo rezultira velikom razlikom razlici između vremena punjenja i pražnjenja parazitne kapacitivnosti fotodiode pri malim vrijednostima fotostruje, što implicira da pri malim vrijednostima intenziteta svjetlosti, ovo kola ima izuzetno malu vrijednost duty-cycle-a izlaznih impulsa.

Na slici 2.8.2 je prikazana kompletna električna šema predloženog rješenja, gdje je problem fiksirane vrijednosti struje I_C eliminisan. Zbir fotostruja $I_e = I_{ph} + I_s$ je preslikan dva puta preko strujnog ogledala i zbir tih struja dalje teče ka strujnom prekidaču, mijenjajući na taj način fiksiranu struju I_C sa slike 2.8.1 . Zamjenom izraza $I_e = I_{ph} + I_s$ u (2.8.4) se dobija vrijeme pražnjenja t_d koje je obrnuto proporcionalno fotostruji generisanoj u fotodiodi PD₂, dok je vrijeme punjenja t_c obrnuto proporcionalno fotostruji fotodiode PD₁. Kako su i vrijeme punjenja i vrijeme pražnjenja proporcionalni incidentnoj svjetlosti, *duty-cycle* izlaznog signala ostaje isti i pri različitim intenzitetima svjetlosti. Zbog zavisnosti apsorpcije svjetlosti od talasne dužine svjetlosti odnos ovih struja će se mijenjati sa talasnom dužinom. Ovo dovodi do različite vrijednosti *duty-cycle-*a kao funkcije talasne dužine (zapravo boje) svjetlosti koja se upućuje prema senzoru.



Slika 2.8.2 – Električna šema konvertora svjetlosti u frekvenciju koji koristi fotodiodu u *integrating* modu [3]

Ulazni diferencijalni par komparatora, koga čine tranzistori M1 i M2, ima izuzetno malu ulaznu struju i nizak nivo šuma. Pozitivna povratna sprega do gejta MOSFET-a M2 obezbjeđuje traženi histerezis za rad astabilnog oscilatora. Fiksirani strujni izvori I_1 i I_2 se koriste da polarišu tranzistore. Donja i gornja vrijednost napona pragova komparatora su date kao:

$$U_L = R_1 (I_1 + I_2) \tag{2.8.7}$$

$$U_H = R_1 I_1 \tag{2.8.8}$$

Level-shift stepen je realizovan pomoću tranzistora Q7 i Q8 i pobuđuje izlazne prekidače Q5 i Q6. NPN strujno ogledalo, realizovano pomoću tranzistora Q11 i Q12 i izlazni prekidači Q5 i Q6 nemaju najbolje performanse kada je struja kolektora manja od 1 nA. Stoga, dodaje se fiksirana struja I_F .

Izmjereni rezultati ovog konvertora svjetlosti u frekvenciju pokazuju da je minimalna i maksimalna izmjerena vrijednost frekvencije 0.1 Hz i 120 kHz, respektivno, pri čemu je moguće skaliranje ove vrijednosti dodavanjem eksternog kondenzatora. Dinamički opseg u velikoj mjeri zavisi od karakteristika fotodetektora. Velika parazitna serijska otpornost na

samom spoju ograničava vrijeme punjenja i pražnjenja kondenzatora ($\approx 500 \text{ pF}$ na 3 V), što ograničava maksimalnu vrijednost frekvencije izlaznog signala. Uređaji sa manjom parazitnom serijskom otpornošću omogućavaju da vrijednost maksimalne frekvencije izlaznog signala bude ograničena skoro u potpunosti brzinom komparatora. Donja granica izlazne frekvencije je određena strujom curenja *pn* spoja (≈ 65 pA). *Duty-cycle* izlaznog signala prikazuje je proporcionalan talasnoj dužini svjetlosti za opseg talasnih dužina od 450 nm do 700 nm. Kako spektralni odziv obje fotodiode zavisi od talasne dužine, izlazna frekvencija, koja je proporcionalna sumi fotostruja, takođe će zavisiti od talasne dužine incidentne svjetlosti. Ovo je jedna od glavnih karakteristika silicijumskih fotodioda, i takođe je prisutna kod ostalih komercijalno dostupnih konvertora svjetlosti u frekvenciju koji su bazirani na ovim uređajima. Rješenje prikazano u [3] predstavlja u potpunosti integrisani silicijumski konvertor svjetlosti u frekvenciju, koji je realizovan u BIFET procesu bez eksternog kondenzatora. Prednosti ovog dizajna su takođe što je moguća serijska proizvodnja s obzirom da nisu potrebne eksterne komponente. Predloženi sistem pokriva mjerni opseg intenziteta svjetlosti od nekoliko dekada.

3. KONVERTOR SVJETLOSTI U FREKVENCIJU NA BAZI STRUJOM KONTROLISANOG STRUJNOG POJAČAVAČA

3.1 Princip rada fotodetektora

Fotodetektori predstavljaju prvi strukturni blok konvertora svjetlosti u frekvenciju i to su uređaji koji konvertuju optički signal (svjetlost) u električni signal kao što su struja ili napon. Konverzija svjetlosti u električni signal se odvija na principu generisanja parova elektronšupljina u inverzno polarisanim *pn* spojevima prilikom apsorpcije fotona [4]. Elektroni i šupljine predstavljaju nosioce naelektrisanja u poluprovodničkim materijalima, od kojih je najpoznatiji predstavnik silicijum (Si). Silicijum je 4-valentni hemijski element, što znači da posjeduje 4 elektrona u svojoj posljednjoj valentnoj zoni [26]. Kako bi ostvario fizičkohemijsku stabilnost, atom silicijuma ostvaruje kovalentne veze sa susjednim atomima, pri čemu u svaku kovalentnu vezu unosi po jedan elektron iz svog posljednjeg valentnog nivoa. Na taj način se stvara oktet u dijamantskoj strukturi silicijuma, tj. svaki atom silicijuma u tom slučaju ima 8 elektrona u posljednjoj valentnoj zoni, čime se ostvaruje stabilnost ovog elementa. Međutim, na temperaturama koje su veće od apsolutne nule, kao što je sobna temperatura, pojedini elektroni napuštaju kovalentne veze i postaju slobodni nosioci naelektrisanja, i iza sebe ostavljaju prazninu u kovalentnoj vezi, koja se naziva šupljina, kako je prikazano na slici 3.1.1.



Slika 3.1.1 – Kristalna struktura silicijuma na sobnoj temperaturi [26]

Nastalu šupljinu popunjava elektron iz susjedne kovalentne veze, koji za sobom ostavlja novu šupljinu. Na taj način se u zatvorenom kolu uspostavlja strujni tok. Jasno je da šupljine i elektroni imaju suprotan smjer kretanja, kao i da predstavljaju nosioce naelektrisanja u poluprovodnicima. Elektron, koji se nalazi u valentnoj zoni, može napustiti valentnu zonu i preći u provodnu zonu jedino u slučaju da dobije dovoljnu energiju. Na slici 3.1.2 je predstavljen energetski dijagram zona poluprovodničkog materijala.



Slika 3.1.2 – Energetski dijagram zona poluprovodnika [26]

Dakle, elektron može preći iz valentne zone u provodnu jedino u slučaju da dobije energiju veću od vrijednosti E_g , koja predstavlja energiju zabranjene zone, i time dobije energetsku vrijednost veću od donje granične vrijednosti provodne zone, E_C . E_V predstavlja gornju graničnu vrijednost valentne zone. Vrijednost zabranjene zone zavisi od vrste poluprovodničkog materijala, pri čemu je $E_{g}(Si) = 1.12 \text{ eV}$, dok je $E_{g}(Ge) = 0.68 \text{ eV}$. Različitim tehnološkim postupcima, u kristalnu strukturu silicijuma se mogu unijeti i drugi hemijski elementi, kako bi se kontrolisao stepen dopiranosti poluprovodnika. Na taj način, kombinacijom fosfora, P, koji ima 5 elektrona u svom posljednjem valentnom nivou, i silicijuma, dobija se poluprovodnik u kome su većinski nosioci naelektrisanja elektroni, što predstavlja n tip poluprovodnika. Poluprovodnik p tipa, kod kojeg su većinski nosioci naelektrisanja šupljine, se dobija kombinacijom silicijuma i bora, B, koji ima 3 elektrona u svom posljednjem valentnom nivou. Kombinacija p i n tipa poluprovodnika stvara već pomenuti pn spoj. Ukoliko pn spoj nije povezan na eksterni napon, onda se govori o nepolarisanom pn spoju. U toj situaciji, elektroni, kao većinski nosioci naelektrisanja, iz n tipa poluprovodnika imaju tendenciju da prelaze u p tip poluprovodnika. Isto tako, šupljine, kao većinski nosioci naelektrisanja, iz p tipa poluprovodnika prelaze u n tip poluprovodnika. Kretanje naelektrisanja sa mjesta veće na mjesto manje koncentracije se naziva difuzija. Usljed difuzionog kretanja elektrona i šupljina, prilikom prelaska spoja, elektroni postaju manjinski nosioci naelektrisanja, okruženi šupljinama, koje su većinski nosioci, i obrnuto. U tom procesu nestaju parovi elektron-šupljina, što se naziva rekombinacija. Kako najveći broj parova nestaje u prostoru bliskom samom spoju, na mjesto elektrona koji su difuzijom napustili n tip, ostaju nepokretni pozitivni joni fosfora, dok na mjesto šupljina koje su difuzijom napustile p tip, ostaju nepokretni negativni joni bora. Ovi suprotno polarisani joni kreiraju dipole, usljed čega se stvara ugrađeno električno polje E, usmjereno od n ka p tipu poluprovodnika. Ovo polje predstavlja sumu svih dipola spoja. U oblasti gdje se nalazi ugrađeno električno polje i gdje se nalaze dipoli, ne postoje slobodni nosioci naelektrisanja, osim elektrona i šupljina sopstvene koncentracije silicijuma. Ova oblast se naziva oblast prostornog tovara. U slučaju jednake dopiranosti, oblast prostornog tovara se prostire podjednako u oba poluprovodnika. Ukoliko je jedan poluprovodnik više dopiran, oblast prostornog tovara se dominantno prostire manje dopiranim poluprovodnikom. Područja izvan oblasti prostornog tovara se nazivaju kvazineutralnim područjima. Ukoliko se na pn spoj poveže DC izvor za napajanje, onda se pn spoj

polariše, kao što je prikazano na slici 3.1.3, pri čemu se razlikuje inverzna polarizacija a) i direktna polarizacija b).



Slika 3.1.3 – Polarisan pn spoj: a) inverznom polarizacijom, b) direktnom polarizacijom[27]

Ukoliko je pozitivni priključak eksternog naponskog DC izvora povezan na n tip poluprovodnika, a negativni priključak na p tip poluprovodnika, tada se oblast prostornog tovara povećava, jer se ugrađeno električno polje i polje koje potiče od DC izvora napajanja sabiraju, čime se povećava i broj dipola. Povećanjem oblasti prostornog tovara se smanjuje šansa da elektroni i šupljine difuzijom pređu oblast prostornog tovara, što onemogućava protok struje. Ovaj tip polarizacije se naziva inverzna polarizacija. Sa druge strane, ukoliko se DC izvor za napajanje poveže kao na slici 3.1.3 b), tada se širina oblasti prostornog tovara smanjuje, što će omogućiti elektronima i šupljinama da pređu sada smanjenu oblast prostornog tovara difuzionim kretanjem, i uz dovoljno veliku vrijednost napona V, stvore struju pn spoja.

Tipični predstavnik fotodetektora je upravo fotodioda koja radi na bazi inverzno polarisanog pn spoja, pri čemu je napon inverzne polarizacije mnogo veći od napona ugrađenog polja [4]. Generacija parova elektron-šupljina se odvija apsorpcijom fotona. Da bi generisao parove elektron-šupljina, foton mora imati energiju blisku energiji E_g , kako bi elektroni i šupljine na taj način preskočili zabranjenu zonu. Nakon apsorpcije fotona i generisanja parova elektron-šupljina, ukupno polje unutar oblasti prostornog tovara usmjerava nosioce naelektrisanja, elektrone ka n dijelu kvazi-neutralnog područja i šupljine ka p dijelu kvazi-neutralnog područja, kako se tehnički smjer elektrona razlikuje od smjera električnog polja, za razliku od šupljina. Ovo usmjereno kretanje nosioca naelektrisanja predstavlja generisanu fotostruju, I_{ph} , kako je prikazano na slici 3.1.4.



Slika 3.1.4 – Fotogeneracija struje I_{ph} [4]

Sa slike se može vidjeti da elektron koji je pod uticajem polja došao do neutralne n oblasti, zauzima mjesto elektrona koji je privučen od strane pozitivnog terminala polarizacionog napona. Sa druge strane, šupljina koja je pod uticajem polja došla do neutralne p oblasti, nestaje u procesu rekombinacije sa elektronom sa negativnog priključka polarizacionog napona. Fotostruja traje sve dok fotogenerisani parovi elektron-šupljina ne dođu do neutralnih oblasti, a Iph zavisi od broja fotogenerisanih parova kao i brzine nosilaca naelektrisanja dok prelaze oblast prostornog tovara. Fotostruja takođe nastaje i ukoliko se parovi elektron-šupljina generišu van oblasti prostornog tovara, u neutralnim oblastima, ali će struja u tom slučaju biti znatno slabija. Iz tog razloga je bitno da do fotogeneracije dođe u oblasti prostornog tovara. Takođe se zaključuje da će pri većem intenzitetu polarizacionog napona, drift nosilaca naelektrisanja biti veći, čime se povećava i intenzitet fotostruje. Fotodiode takođe mogu raditi i u fotonaponskom režimu, bez eksterne polarizacije pri kratko spojenim priključcima, iako će u tom slučaju, usljed slabijeg polja u okviru oblasti prostornog tovara, struja biti znatno slabija. Ukoliko se umjesto kratko spoja koristi otvoreno kolo, fotodioda će raditi na principu solarne ćelije, usljed akumuliranja naelektrisanja na p i n krajevima, pri čemu će se generisati struja suprotnog smjera ali istog intenziteta kao I_{ph} [4].

Kako je od velikog značaja da do fotogeneracije dođe u okviru oblasti prostornog tovara, bitno je da energija fotona bude bliska energiji E_g poluprovodničkog materijala. Kako se energija fotona može izraziti kao hc/λ_g granična talasna dužina se može izraziti kao:

$$\lambda_g = \frac{hc}{E_g(eV)} \tag{3.1.1}$$

pri čemu je *h* Plankova konstanta, dok je *c* brzina svjetlosti. U slučaju silicijuma (Si), kako je $E_g = 1.12$ eV, slijedi da je $\lambda_g = 1.10$ µm. Kako se neće svi fotoni koji su usmjereni prema fotodetektoru apsorbovati, i kako ni svi apsorbovani fotoni neće generisati parove elektron-šupljina, tako se i fotodetektor karakteriše eksternom kvantnom efikasnošću i internom kvantnom efikasnošću. Eksterna kvantna efikasnost se takođe određuje pomoću *intrisinc* i *extrinsic* parametara, pri čemu su *intrisinc* parametri tip poluprovodnika, širina oblasti prostornog tovara i difuziona dužina, a *extrinsic* parametri su efektivna površina fotodetektora (*fill factor*) i niz slojeva na fotodetektoru [6]. Još jedna veličina koja karakteriše performanse

fotodioda je *responsivity* tj. odziv fotodiode, *R*, koji predstavlja odnos fotostruje I_{ph} i optičke snage P_{opt} upadne svjetlosti, $R=I_{ph}/P_{opt}$.

Sa svojim karakteristikama malih dimenzija, visoke brzine i dobre osjetljivosti, fotodioda je najzastupljeniji tip fotodetektora. Nedostaci fotodioda kao fotodetektora su mala širina oblasti prostornog tovara kao i velika kapacitivnost spoja (neutralno područje p tipa oblast prostornog tovara – neutralno područje *n* tipa), što ograničva njihovu upotrebu kada su u pitanju aplikacije visoke brzine. Pored fotodiode bazirane na jednostavnom pn spoju, kao fotodetektori se koriste i lavinske (APD – avalanche photodiode) fotodiode, pin (p-intrinsic-n) fotodiode i silicijumske nanoniti. Lavinske fotodiode, APD, se koriste zbog svoje brzine i osjetljivosti, pri čemu je princip rada ovih detektora baziran na multiplikativnom efektu fotogeneracije parova elektron-šupljina, pri čemu jedan foton može generisati veliki broj parova elektron-šupljina kroz nekoliko različito dopiranih slojeva. Lavinske fotodiode imaju nekoliko bliskih realizacija, kao što su reach-through APD (RAPD), koje imaju više slojeva nego uobičajene fotodiode čime se postiže multiplikativni efekat ili SPAD (single-photon avalanche photodiode), koje omogućavaju detekciju jednog fotona. Silicijumske nanoniti su fotodetektori koji ne zahtijevaju veliki polarizacioni napon, imaju veliko fotokonduktivno pojačanje za širok opseg talasnih dužina i veliku vrijednost *fill* faktora, zbog čega predstavljaju atraktivne optičke senzore, iako imaju drugačiju strukturu u odnosu na standardne fotodetektore [15]. Mnogi nedostaci pn fotodioda se mogu neutralisati upotrebom pin fotodioda. pin fotodiode se baziraju na strukturi sa dodatnim, intrinsic slojem, koji povećava širinu oblasti prostornog tovara, što omogućava apsorpciju znatno većeg opsega talasnih dužina upadne svjetlosti. Intrinsic sloj je mnogo manje dopiran u odnosu na p i n sloj, čime je širina oblasti prostornog tovara konstantna, pa je i kapacitivnost spoja konstantna, za razliku od standardnih pn fotodioda.

3.2 Strujom kontrolisan strujni pojačavač

Univerzalnost primjene konvertora svjetlosti u frekvenciju podrazumijeva širok dinamički opseg optičke snage upadne svjetlosti, kao i mogućnost kontrole osjetljivosti. Prethodno navedene karakteristike konvertora svjetlosti u frekvenciju se mogu ostvariti primjenom strujnog pojačavača sa podesivim pojačanjem. Fotostruja predstavlja ulaznu struju strujnog pojačavača, dok se pojačana struja sa izlaza strujnog pojačavača vodi na ulaz konvertora struje u frekvenciju. Poželjno je da strujni pojačavač odlikuje linearna prenosna karakteristika, kako bi prenosna karakteristika konvertora svjetlosti u frekvenciju takođe bila linearna. U [28] [29] [30] [31] [32] su realizovani strujni pojačavači sa kontrolabilnim pojačanjem i velikim dinamičkim opsegom. Međutim, jedna od mana ovih pojačavača je nelinearna zavisnost pojačane fotostruje od kontrolnog parametra posredstvom kojeg se podešava pojačanje. [33] predstavlja realizaciju strujnog pojačavača, pri čemu je pojačana struja direktno proporcionalna ulaznoj struji, dok se kontrola pojačanja ostvaruje posredstvom kontrolne DC struje, linearno.

Blok dijagram strujnog pojačavača [33] sa određenim modifikacijama, koji je korišćen u ovom master radu, je prikazan na slici 3.2.1. Sastoji se od *summary & subtract* bloka (S&S), koji obavlja funkciju sabiranja/oduzimanja struje fotodetektora i kontrolne struje, kontrolne DC struje I_C , dva otpornika R koji služe za konverziju struje u napon i dva N-kanalna MOSFET-a pomoću kojih se dobija izlazna, pojačana struja, I_O . Glavna prednost u odnosu na [28] [29] [30] [31] [32] je linearna zavisnost između izlazne struje I_O i ulazne fotostruje I_{pd} , kao i linearna kontrola pojačanja posredstvom kontrolne DC struje I_C .



Slika 3.2.1 – Blok dijagram strujnog pojačavača [33]

Modifikacija rješenja prikazanog u [33] sastoji se u upotrebi *single-supply* napona napajanja u odnosu na *dual-supply*, kao i u realizaciji S&S bloka. Za razliku od [33], gdje je S&S blok realizovan pomoću jednostavnih strujnih ogledala, S&S blok u ovom master radu je realizovan pomoću *wide-swing* strujnih ogledala, čija električna šema je data na slici 3.2.2. Za razliku od jednostavnih, *wide-swing* strujna ogledala imaju dodatni par tranzistora koji

obezbjeđuju bolju uparenost struja u odnosu na jednostavno strujno ogledalo. Kada se uporede sa kaskodnom strukturom, odlikuje ih mogućnost rada pri manjim naponima napajanja, ali i upotreba dodatnog polarizacionog napona. Ako se zanemari uvođenje dodatnog polarizacionog napona, *wide-swing* strujna ogledala su vrlo pogodna za primjene u *low-voltage* aplikacijama gje je potrebno ostvariti visok stepen uparenosti struja.



Slika 3.2.2 – Električna šema wide-swing strujnog ogledala sa P-kanalnim MOSFET-ovima

Ideja upotrebe *wide-swing* strujnih ogledala jeste precizno preslikavanje struja, pri čemu se faktor preslikavanja može definisati odnosom dimenzija MOSFET-ova koji formiraju strujno ogledalo. Na slici 3.2.2 je dat primjer *wide-swing* strujnog ogledala realizovanog pomoću P-kanalnih MOSFET-ova M1, M2, M3 i M4. Prva pretpostavka je da su tranzistori dobro upareni, što predstavlja jednakost napona praga, V_{tp} ($V_{tp1} = V_{tp2} = V_{tp3} = V_{tp4}$), koeficijenta modulacije dužine kanala, λ_p ($\lambda_{p1} = \lambda_{p2} = \lambda_{p3} = \lambda_{p4}$), kapacitivnosti oksida C'_{ox} ($C'_{ox1} = C'_{ox2} = C'_{ox3} = C'_{ox4}$) i pokretljivosti šupljina, μ_p ($\mu_{p1} = \mu_{p2} = \mu_{p3} = \mu_{p4}$). Sa slike se može vidjeti da su struje MOSFET-ova M1 i M3 jednake, kao i struje MOSFET-ova M2 i M4. Uz pretpostavku dobre uparenosti MOSFET-ova, kao i pretpostavku da tranzistori rade u režimu zasićenja, što se može ostvariti izborom odgovarajuće vrijednosti polarizacionog napona V_B , koji kontroliše radnu tačku MOSFET-ova M3 i M4, dobija se jednakost napona sors-gejt, $V_{SG1} = V_{SG3}$, tj. $V_{SG2} = V_{SG4}$, što se može predstaviti kao:

$$I_{D1} = I_{D3} \Rightarrow \frac{1}{2}\beta_{p1}(V_{SG1} - V_{tp1})^2 = \frac{1}{2}\beta_{p3}(V_{SG3} - V_{tp3})^2$$
(3.2.1)

$$I_{D2} = I_{D4} \Rightarrow \frac{1}{2}\beta_{p2}(V_{SG2} - V_{tp2})^2 = \frac{1}{2}\beta_{p4}(V_{SG4} - V_{tp4})^2$$
(3.2.2)

pri čemu je $\beta_{pi} = \mu_{pi}C'_{oxi}\frac{W_i}{L_i}$ transkonduktansni faktor, W_i predstavlja širinu kanala MOSFETa i L_i dužinu kanala MOSFET-a, $i \in \{1,2,3,4\}$. Osim pretpostavke da su tranzistori dobro upareni, kao i da rade u zasićenju, napravljena je i pretpostavka da su tranzistori M1 i M3, odnosno, M2 i M4, istih dimenzija, kao i aproksimacija da $\lambda_{ni} \rightarrow 0$. Kako je $V_{SG1} = V_{SG3}$ i V_{SG2} $= V_{SG4}$ i kako se sa slike može vidjeti da je $V_{SG1} = V_{SG2}$, zaključuje se da su $V_{SG1} = V_{SG2} = V_{SG3}$ $= V_{SG4}$. S obzirom da je $I_{D1} = I_{in}$ i da je $I_{D2} = I_{out}$, može se dobiti odnos preslikavanja, uz već navedene pretpostavke, što se može prikazati kao:

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{\frac{1}{2}\mu_{p2}C'_{ox2}\frac{W_2}{L_2}(V_{SG2} - V_{tp2})^2}{\frac{1}{2}\mu_{p1}C'_{ox1}\frac{W_1}{L_1}(V_{SG1} - V_{tp1})^2}$$

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{\frac{W_2}{L_2}}{\frac{W_1}{L_1}}$$
(3.2.3)

Relacija (3.2.3) dokazuje da se na faktor preslikavanja strujnog ogledala može uticati samo dimenzijama MOSFET-ova koji formiraju strujno ogledala.

Na slici 3.2.3 je prikazana električna šema S&S bloka. Kolo sadrži dva *wide-swing* strujna ogledala, koja formiraju MOSFET-ovi M1-M6 i M7-M12. Fotodetektor PD je povezan na drejn MOSFET-a M4, pa je $I_{D1} = I_{D4} = I_{pd}$. S obzirom da su MOSFET-ovi M1, M2, M4 i M5 dobro upareni i istih dimenzija, struja će se preslikavati sa faktorom 1, slijedi da je $I_{D2} = I_{D5} = I_{pd}$. Kako su MOSFET-ovi M3 i M6 strujnog ogledala dobro upareni, ali imaju dimenzije dva puta veće od dimenzija MOSFET-ova M1 i M4, pod pretpostavkom da svi MOSFET-ovi rade u režimu zasićenja, struja koja teče kroz rednu vezu MOSFET-ova M3 i M6 se može izraziti kao:

$$I_{D3} = \frac{\frac{W_3}{L_3}}{\frac{W_1}{L_1}} I_{pd} = \frac{2\frac{W_1}{L_1}}{\frac{W_1}{L_1}} I_{pd}$$

$$I_{D3} = I_{D6} = 2I_{pd}$$
(3.2.4)

Ako se posmatra čvor označen kao (1) na slici 3.2.3, može se primijetiti da je na S&S blok povezana i DC struja I_C , koja služi kao kontrolna struja pomoću koje se podešava pojačanje. Primjenom I Kirhofovog zakona, dobija se da je struja drejna MOSFET-a M10, I_{D10} :

$$I_{D10} = I_C - I_{pd} \tag{3.2.5}$$

Kako su MOSFET-ovi M7-M12 dobro upareni i istih dimenzija, jasno je da će se struja preslikavati sa faktorom 1, i da će kroz sve tri grane ovog strujnog ogledala proticati struja $I_C - I_{pd}$. Posmatrajući čvor (2), može se primijetiti da se dobija struja koja predstavlja zbir

kontrolne struje i ulazne fotostruje, $I_C + I_{pd}$. Na ovaj način S&S blok obavlja svoju funkciju, pri čemu generiše zbir i razliku kontrolne struje I_C i ulazne fotostruje I_{pd} .



Slika 3.2.3 – Električna šema strujom kontrolisanog strujnog pojačavača [33]

Nakon S&S bloka, zbir i razlika kontrolne i ulazne struje se vode na blok za konverziju struje u napon, koji se sastoji od otpornika R i referentnog napona V_{REF} . Cilj ovog bloka je da

obezbijedi polarizaciju N-kanalnih MOSFET-ova M13 i M14, obezbjeđujuđi dovoljno veliku vrijednost napona gejt-sors kako bi se ispunio uslov $V_{GS} > V_{tn}$, za svaku vrijednost otpornosti R, kontrolne struje I_C ili ulazne fotostruje I_{pd} .

$$V_{GS13} = V_{REF} + R(I_C + I_{pd})$$
(3.2.6)

$$V_{GS14} = V_{REF} + R(I_C - I_{pd})$$
(3.2.7)

Otpornici *R* imaju istu vrijednost i takođe moraju biti dobro upareni. U zavisnosti od vrijednosti ulazne fotostruje i željenog pojačanja, mogu mijenjati svoju vrijednost u okviru četiri različite zone pojačanja. S obzirom da rade u zasićenju, struje MOSFET-ova M13 i M14 se mogu izraziti kao:

$$I_{D13} = \frac{1}{2}\beta_{n13}(V_{GS13} - V_{tn13})^2$$
(3.2.8)

$$I_{D14} = \frac{1}{2}\beta_{n14}(V_{GS14} - V_{tn14})^2$$
(3.2.9)

Ukoliko se izraz (3.2.6) zamijeni u (3.2.8), tj. (3.2.7) u (3.2.9), dobija se:

$$I_{D13} = \frac{1}{2}\beta_{n13}(V_{REF} + R(I_C + I_{pd}) - V_{tn13})^2$$
(3.2.10)

$$I_{D14} = \frac{1}{2}\beta_{n14}(V_{REF} + R(I_C - I_{pd}) - V_{tn14})^2$$
(3.2.11)

Posmatrajući čvor (3) dobija se razlika struja MOSFET-ova M13 i M14, pri čemu je za obrtanje smjera struje I_{D14} korišćeno kaskodno strujno ogledalo realizovano pomoću bipolarnih tranzistora Q1-Q4, zbog jednostavnosti same realizacije, iako kaskodno ogledalo u MOS tehnologiji predstavlja bolje rješenje. Primjenom I Kirhofovog zakona na čvor (3), uz pretpostavku da su MOSFET-ovi M13 i M14 dobro upareni i jednakih dimenzija, $\beta_{n13} = \beta_{n14} = \beta_n$, i upotrebom (3.2.10) i (3.2.11) rezultantna struja I_0 , se može izraziti kao:

$$I_{0} = I_{D13} - I_{D14}$$

$$I_{0} = 2\beta_{n}R^{2}I_{C}I_{pd} + 2\beta_{n}RI_{pd}V_{REF} - 2\beta_{n}RI_{in}V_{tn}$$
(3.2.12)

Sređivanjem izraza (3.2.12) dobija se konačni izraz za izlaznu, pojačanu struju Io:

$$I_0 = 2\beta_n R I_{pd} (R I_c + V_{REF} - V_{tn})$$
(3.2.13)

Izraz (3.2.13) predstavlja pojačanu fotostruju, pri čemu je jasno da je pojačanje direktno proporcionalno kontrolnoj DC struji I_C :

$$A = \frac{I_0}{I_{pd}} = 2\beta_n R(RI_c + V_{REF} - V_{tn})$$
(3.2.14)

Izraz (3.2.14) predstavlja linearno promjenljivo pojačanje ovog strujnog pojačavača. Prednost ovog pojačavača je da se kontrolabilnost osjetljivosti može ostvariti posredstvom kontrolne struje I_C . Na vrijednost pojačanja je moguće uticati izborom dimenzija MOSFET-ova M13 i M14, vrijednosti otpornosti R i referentnog napona V_{REF} . Takođe, pretpostavka je da se prethodno može postići uz dovoljno male vrijednosti kontrolne struje, te da neće biti ugrožene performanse cijelog sistema sa aspekta potrošnje. Osim linearnosti i kontrolabilnosti, ovaj pojačavač omogućava širok dinamički opseg pojačanja, koji je podijeljen u četiri različite zone, koje se razlikuju po vrijednosti otpornosti R, u zavisnosti od ulazne fotostruje i kontrolne struje I_C . Jedno od ograničenja predstavljenog strujnog pojačavača, izraz (3.2.14), predstavlja zavisnost pojačanja od procesnih parametara MOSFET-a, transkonduktansnog parametra β_n i napona praga V_m .

3.3 Konvertor struje u frekvenciju

Konvertori struje ili napona u frekvenciju su posebna klasa A/D konvertora koji ulaznu analognu veličinu (napon ili struju) konvertuju u niz impulsa na izlazu čija je frekvencija fdirektno proporcionalna ulaznoj veličini, $f = kV_{in}(l_{in})$, pri čemu je k faktor proporcionalnosti, koji određuje osjetljivost konvertora [34]. Mjerenjem frekvencije f na izlazu dobija se informacija o ulaznoj veličini, pri čemu se mjerenje može izvršiti primjenom prostog brojača. Za razliku od konvencionalnih A/D konvertora, nije potreban protokol za komunikaciju sa mikrokontrolerom, niti je potrebno da mikrokontroler inicira početak i kraj konverzije. Kod konvertora struje u frekvenciju proces konverzije može da se odvija nesmetano u kontinuitetu, a rezultati brojanja sa brojača mogu da se preuzmu u proizvoljnom vremenskom trenutku. Osim navedenih karakteristika, činjenica da se koristi za konverziju sporo promjenljivih veličina, pretežno DC vrijednosti, čini ovaj konvertor veoma pogodnim za primjenu u uređajima konverzije DC optičke snage. Osnovni gradivni elementi konvertora napona (struje) u frekvenciju su integrator, komparator, bilateralni CMOS prekidači i monostabilni multivibrator.

Na slici 3.3.1 je prikazana šema konvertora struje u frekvenciju koji je korišćen u ovom radu. Konvertor struje u frekvenciju se sastoji od integratora koga čine operacioni pojačavač OA_1 i kondenzator C, komparatora CMP, pull-up otpornika R_p , bilateralnih CMOS prekidača S_1 i S_2 , strujnog izvora I_{REF} i monostabilnog multivibratora. Monostabilni multivibrator se sastoji od D flip-flopova DFF1 i DFF2 i brojača BC. Monostabilni multivibrator, MM, ima kvazi-stabilno stanje u vidu logičke jedinice, koje se dešava kada na ulazu MM-a naiđe pobuda u vidu rastuće ivice signala komparatora, V_{COMP}. Stabilno stanje MM-a predstavlja logičku nulu. Kada na izlazu komparatora naiđe rastuća ivica, dolazi do setovanja DFF1, čiji se izlaz u vidu logičke jedinice prenosi na ulaz DFF₂. S obzirom da se i DFF₂ i brojač BC trigeruju na opadajuću ivicu clock signala, V_{CLK}, pri nailasku prve opadajuće ivice signala V_{CLK}, vrijednost sa ulaza DFF₂ se prenosi na njegov izlaz, koji predstavlja izlaz konvertora, V_{OUT}. Tada se komplementarni signal, u vidu logičke nule, prenosi na priključak resetovanja brojača BC, RST, i pri nailasku prve sljedeće opadajuće ivice signala V_{CLK} , brojač počinje da broji. Binarni brojač će brojati sve dok odgovarajući izlaz brojača koji je povezan na R priključak flip-flopa DFF₁ ne dobije vrijednost logičke jedinice. Tada se vrijednost na izlazu flip-flopa DFF₁ resetuje na logičku nulu, koja se prenosi na ulaz flip-flopa DFF₂. Ta vrijednost se pri prvoj sljedećoj opadajućoj ivici clock signala prenosi na izlaz flip-flopa DFF₂. Komplementarni signal $\overline{V_{OUT}}$, koji tada ima vrijednost logičke jedinice se prenosi na RST priključak brojača, koji se pri sljedećoj opadajućoj ivici resetuje i time se završava kvazi-stabilno stanje monostabilnog multivibratora, koje je označeno sa T_{MM} . Bez obzira na brze promjene vrijednosti napona na izlazu komparatora, one ne utiču na trajanje kvazi-stabilnog stanja komparatora, koje zavisi samo od odgovarajućeg izlaza brojača BC koji je povezan na R priključak flip-flopa DFF₁ i frekvencije *clock* signala:

$$T_{MM} = \frac{N_C}{f_{CLK}} \tag{3.3.1}$$

pri čemu je N_C vrijednost na izlazu brojača ($N_C = 2^n, n \in \{0, 1, ..., 11\}$), a f_{CLK} predstavlja frekvenciju *clock* signala. Nakon završetka kvazi-stabilnog stanja, monostabilni multivibrator

prelazi u stabilno stanje, koje traje do pojave sljedeće rastuće ivice na izlazu komparatora, koja dovodi do ponovnog okidanja MM-a i prelaska u kvazi-stabilno stanje.



Slika 3.3.1 – Blok šema konvertora struje u frekvenciju

Na ulaz konvertora se dovodi struja I_O , pojačana ulazna struja I_{pd} , koja je dobijena na izlazu strujnog pojačavača. I_{REF} je realizovano tako da uvijek bude veće od I_O , bez obzira na zonu pojačanja, vrijednost kontrolne struje I_C ili vrijednost ulazne struje I_{pd} .

Prilikom analize rada konvertora struje u frekvenciju, pravi se pretpostavka da je kondenzator *C* u početnom momentu prazan, pa je i napon V_x na izlazu integratora manji od referentnog napona V_{REF2} . Slijedi da napon V_{COMP} na izlazu komparatora ima vrijednost logičke nule i MM je u stabilnom stanju. Prekidač S₁ je otvoren, prekidač S₂ zatvoren, s obzirom da V_{OUT} ima vrijednost logičke nule, tj. $\overline{V_{OUT}}$ vrijednost logičke jedinice, kao što je prikazano na slici 3.3.2.



Slika 3.3.2 – Stabilno stanje MM-a

Na samom početku, kondenzator C integratora se puni, pa vrijednost napona na izlazu integratora, V_X , linearno raste po sljedećem zakonu:

$$V_X(t) = V_{REF1} + \frac{I_0}{C}t$$
 (3.3.2)

Posmatrajući izraz (3.3.2), i imajući u vidu da je $V_{REF1} = const.$, očigledno je da će napon na izlazu integratora linearno da raste. Nakon nekog vremena, u momentu $t = T_1$, napon V_X se izjednači sa vrijednošću V_{REF2} , $V_X(t = T_1) = V_{REF2}$, nakon čega dolazi do promjene stanja na izlazu komparatora V_{COMP} . Komparator na svom izlazu dobija vrijednost logičke jedinice, koja traje jako kratko, a rastuća ivica pobuđuje monostabilni multivibrator po već objašnjenom procesu, koji sada prelazi u kvazi-stabilno stanje. Vrijeme koje je potrebno da integrator dostigne vrijednost V_{REF2} je:

$$T_1 = \frac{V_{REF2} - V_{REF1}}{I_0}C$$
 (3.3.3)

Tokom kvazi-stabilnog stanja, na izlazu MM-a se nalazi logička jedinica, pri čemu će tada prekidač S_1 biti zatvoren, i prekidač S_2 otvoren, kako je prikazano na slici 3.3.3.



Slika 3.3.3 – Kvazi-stabilno stanje MM-a

Tokom drugog ciklusa, kondenzator C se prazni, čime se smanjuje i napon na izlazu integratora, što se može izraziti kao:

$$V_X(t) = V_{REF2} - \frac{I_{REF} - I_0}{C}t$$
(3.3.4)

S obzirom da je $I_{REF} > I_O$, jasno je da će napon V_X linearno opadati po izrazu (3.3.4). Trajanje ovog ciklusa zavisi isključivo od trajanja kvazi-stabilnog stanja MM-a, T_{MM} po (3.3.1), pri čemu napon V_X ne može izaći iz opsega napona napajanja integratora.

$$V_X(t = T_{MM}) = V_{REF2} - \frac{I_{REF} - I_0}{C} T_{MM}$$
(3.3.5)

Nakon završetka kvazi-stabilnog stanja, MM se vraća u stabilno stanje, pri čemu ponovo dolazi do otvaranja prekidača S_1 i zatvaranja prekidača S_2 i punjenja kondenzatora. Međutim, zbog drugačijih početnih uslova na kondenzatoru u okviru treće faze u odnosu na prvu fazu, napon na integratoru se mijenja po zakonu:

$$V_X(t) = \frac{I_O}{C}t + V_{REF2} - \frac{I_{REF} - I_O}{C}T_{MM}$$
(3.3.6)

Posmatrajući relaciju (3.3.6), očigledno je da i u ovom slučaju napon na izlazu integratora raste linearno. Nakon određenog vremena, u momentu $t = T_2$, vrijednost napona V_X dolazi do vrijednosti V_{REF2} čime se mijenja napon na izlazu komparatora CMP, pri čemu je sada na izlazu V_{COMP} logička jedinica, i pri pojavi rastuće ivice dolazi do okidanja MM-a i prelaska u kvazistabilno stanje po već opisanom procesu.

$$V_X(t = T_2) = V_{REF2} (3.3.7)$$

$$V_X(t = T_2) = \frac{I_0}{C}T_2 + V_{REF2} - \frac{I_{REF} - I_0}{C}T_{MM}$$
(3.3.8)

Izjednačavanjem relacija (3.3.7) i (3.3.8) dobija se vrijednost vremenskog intervala T_2 , koje je potrebno integratoru u okviru trećeg ciklusa da dostigne vrijednost V_{REF2} :

$$T_2 = \frac{I_{REF} - I_0}{I_0} T_{MM}$$
(3.3.9)

Usljed ponavljanja početnih uslova na kondenzatoru, dolazi do naizmjeničnog ponavljanja druge faze kao kvazi-stabilnog stanja MM-a i treće faze kao stabilnog stanja MM-a. Slijedi da je frekvencija signala na izlazu konvertora struje u frekvenciju:

$$f = \frac{1}{T_{MM} + T_2} = \frac{1}{T_{MM}} \frac{I_O}{I_{REF}}$$
(3.3.10)

Na slici 3.3.4. prikazani su vremenski dijagrami napona V_X na izlazu integratora, napona V_{COMP} na izlazu komparatora i napona V_{OUT} na izlazu konvertora struje u frekvenciju.



Slika 3.3.4 – Vremenski dijagrami napona V_X na izlazu integratora, napona V_{COMP} na izlazu komparatora i napona V_{OUT} na izlazu konvertora struje u frekvenciju.

3.4 Kompletna šema konvertora svjetlosti u frekvenciju na bazi strujom kontrolisanog strujnog pojačavača

Na slici 3.4.1 je dat prikaz blok dijagrama kola konvertora svjetlosti u frekvenciju, koji se sastoji od fotodetektora, strujnog pojačavača sa promjenljivim pojačanjem i konvertora struje u frekvenciju.



Slika 3.4.1 – Blok dijagram kompletnog kola konvertora svjetlosti u frekvenciju na bazi strujom kontrolisanog strujnog pojačavača

Na osnovu relacija (3.2.13) i (3.3.10) dobija se konačan izraz za frekvenciju signala na izlzau konvertora svjetlosti u frekvenciju u funkciji struje fotodiode:

$$f = \frac{1}{T_{MM}} \frac{2\beta_n R I_{pd} (R I_C + V_{REF} - V_{tn})}{I_{REF}}$$
(3.4.1)

Osjetljivost konvertora svjetlosti u frekvenciju se definiše kao:

$$S = \frac{\partial f}{\partial I_{pd}} = \frac{1}{T_{MM}} \frac{2\beta_n R(RI_c + V_{REF} - V_{tn})}{I_{REF}}$$
(3.4.2)

Što znači da se na osjetljivost sistema može uticati izborom trajanja kvazistabilnog stanja T_{MM} monostabilnog multivibratora, izborom dimenzija MOSFET-ova M13 i M14, izborom otpornosti R, izborom referentnog napona V_{REF} i referentne struje I_{REF} (uzimajući u obzir prethodno navedena ograničenja), dok se promjenom kontrolne struje I_C osjetljivost može kontinualno mijenjati.



Slika 3.4.2 – Kompletna električna šema konvertora svjetlosti u frekvenciju na bazi strujom kontrolisanog strujnog pojačavača

4. EKSPERIMENTALNI REZULTATI I REZULTATI SIMULACIJA KONVERTORA SVJETLOSTI U FREKVENCIJU NA BAZI STRUJOM KONTROLISANOG STRUJNOG POJAČAVAČA

Konvertor svjetlosti u frekvenciju na bazi strujom kontrolisanog strujnog pojačavača koji je predstavljen u ovom radu je u razvojnoj fazi projektovan pomoću softverskog alata za simulaciju rada elektronskih kola LTSpice, dok je prototip realizovan u diskretnoj tehnici lemljenjem komponenti na univerzalnu štampanu ploču i njihovim povezivanjem metalizacijama. Napon napajanja kola, V_{DD}, iznosi 3 V. Za realizaciju u diskretnoj tehnici korišćene su sljedeće komponente: operacioni pojačavač MCP6021-E/P (OA1), komparator TLC372 (CMP), integrisano kolo CD4013B (DFF1 i DFF2), PNP bipolarni tranzistor BC32740BU (Q1-Q4), 12-bitni brojač CD74HCT4040E (BC), integrisano kolo 74HCT4066E (S₁ i S₂), kao i integrisana kola ALD1107PBL i ALD1106PBL, koja predstavljanu nizove Nkanalnih i P-kanalnih MOSFET-ova, respektivno, (M1-M12 i M13 i M14). Vrijedi napomenuti da su MOSFET-ovi M3 i M6 realizovani kao paralelna veza četiri P-kanalna MOSFET-a, dok su tranzistori M1 i M2, M4 i M5 i M7-M12 realizovani kao paralelna veza dva P-kanalna MOSFET-a. Prilikom projektovanja strujnih ogledala vođeno je računa da radi veće preciznosti strujnog preslikavanja i boljeg matching-a, MOSFET-ovi koje je potrebno dobro upariti budu iz istog integrisanog kola. Tranzistori M13 i M14 su realizovani kao paralelna veza dva Pkanalna MOSFET-a. Razlog realizacije tranzistora pomoću paralelne veze jeste postizanje veće vrijednosti transkonduktansnog parametra.

Za potrebe mjerenja performansi realizovanog konvertora svjetlosti u frekvenciju, kao i generisanja određenih napona, korišćena je sljedeća mjerna instrumentacija:

- stabilisani izvor za napajanje RIGOL DP832A;
- generator proizvoljnih talasnih oblika RIGOL DG4102;
- digitalni multimetar RIGOL DM3085E;
- osciloskop RIGOL MSO5354;

Za potrebe mjerenja, struja fotodetektora je generisana pomoću strujnog izvora. Realizacija polarizacionog napona V_B , referentnog napona V_{REF} , strujnog izvora koji predstavlja kontrolnu struju I_C i ulaznu struju I_{pd} , kao i strujnog izvora koji predstavlja referentnu struju I_{REF} u diskretnoj tehnici je predstavljena na slikama 4.1 - 4.4, respektivno.

Na slici 4.1 je predstavljena realizacija polarizacionog napona V_B .Vrijednosti otpornika su R_1 =40 k Ω , R_2 =60 k Ω i R_p =50 k Ω , pri čemu je jasno da se vrijednost polarizacionog napona generiše pomoću potenciometra R_p , gdje je vrijednost polarizacionog napona ograničena između 1.38 V < V_B < 2.18 V.

Za razliku od polarizacionog napona V_B , koji je povezan na gejtove MOSFET-ova, referentni napon V_{REF} mora sadržati naponski *buffer*, kako je prikazano na slici 4.2. Vrijednost otpornosti potenciometra je R_p =100 k Ω . Kako je napon V^+ na neinvertujućem priključak operacionog pojačavača OA₂ jednak naponu V^- na invertujućem priključku, jasno je da se V_{REF} generiše pomoću potenciometra R_p i napona napajanja V_{DD} .


Slika 4.1 – Realizacija polarizacionog napona V_B



Slika 4.2 – Realizacija referentnog napona V_{REF}



Slika 4.3 – Električna šema strujnih izvora I_C i I_{pd}

S obzirom da su karakteristike NPN bipolarnog tranzistora BC33740BU (Q1), koji je korišćen za realizaciju strujnih izvora I_C i I_{pd} u diskretnoj tehnici, takve da faktor strujnog pojačanja β ima veliku vrijednost, može se smatrati da je struja kolektora mnogo veća od bazne struje, $I_C >> I_B$. Tada, s obzirom na jednakost napona na priključcima operacionog pojačavača OA₃ V^+ = V, struja I_C (struja I_{pd}) se može zapisati kao:

$$I_E = \frac{V^+}{R_2} \tag{4.1}$$

Promjenom razdjelnog odnosa potenciometra R_p se mijenja i vrijednost struje. Vrijednosti otpornosti, na slici 4.3, u kolu strujnog izvora struje I_C su R_I =100 k Ω , R_p =50 k Ω , R_2 =47.153 k Ω , dok su vrijednosti otpornika u kolu strujnog izvora struje I_{pd} R_I =100 k Ω , R_p =50 k Ω i R_2 =218.53 k Ω .



Slika 4.4 – Električna šema strujnog izvora referentne struje I_{REF}

S obzirom da su karakteristike PNP bipolarnog tranzistora BC32740BU (Q1), koji je korišćen za realizaciju strujnog izvora I_{REF} u diskretnoj tehnici, takve da faktor strujnog pojačanja β ima veliku vrijednost, može se smatrati da je struja kolektora mnogo veća od bazne struje, $I_C >> I_B$. Tada, s obzirom na jednakost napona na priključcima operacionog pojačavača OA₄ $V^+ = V^-$, struja I_{REF} se može zapisati kao:

$$I_E = \frac{V_{DD} - V^+}{R_2}$$
(4.2)

Iz relacije (4.2) jasno je da će se promjenom razdjelnog odnosa potenciometra R_p mijenjati i struja I_{REF} . Vrijednosti otpornosti otpornika u sklopu strujnog izvora I_{REF} , slika 4.4, su R_p =200 k Ω , R_1 =470 k Ω i R_2 =1 k Ω .

Sve struje su mjerene pomoću digitalnog multimetra Rigol DM3085E, pri čemu se zapravo mjeri napon na otporniku R_2 , nakon čega se pomoću izraza (4.1) i (4.2) računa tražena struja.

Referentni napon V_{REF1} je realizovan pomoću jednostavnog razdjelnika napona, dok su napon napajanja V_{DD} i referentni napon V_{REF2} generisani pomoću stabilisanog izvora za napajanje RIGOL DP832A. Takt impuls V_{CLK} je generisan pomoću generatora proizvoljnih talasnih oblika RIGOL DG4102.

4.1 Rezultati mjerenja

Za potrebe eksperimentalne valorizacije prototipa konvertora svjetlosti u frekvenciju koji je predstavljen u ovom radu korišćen je opseg ulazne struje I_{pd} od 0 µA – 3 µA, kao i opseg kontrolne struje I_C od 4 µA – 16 µA. Napon napajanja ovog kola je V_{DD} = 3 V, dok ostali naponi u kolu imaju sljedeće vrijednosti: V_{REF} = 0.7 V, V_B = 1.4 V, V_{REF1} = 0.8 V, V_{REF2} = 1.8 V. Frekvencija napona V_{CLK} iznosi f_{CLK} = 2.5 MHz. Vrijednost integracionog kondezatora je 10 nF i vrijednost *pull-up* otpornika je R_p = 4.7 kΩ. Referentna struja je konstantna i ima vrijednost I_{REF} = 473.2 µA kako bi se osiguralo da je vrijednost ove struje veća od struje na ulazu konvertora struje u frekvenciju (pojačane struje fotodiode) za maksimalnu vrijednost pojačanja strujnog pojačavača. Trajanje kvazi-stabilnog stanja je određeno izlazom brojača koji je povezan na R priključak DFF1, koji iznosi N_C = 64 (QC7). Tako je trajanje kvazi-stabilnog stanja MM-a T_{MM} = 25.6 µs. Vrijednosti transkonduktansnog parametra $\beta_{n/p}$ N-kanalnog, tj. Pkanalnog MOSFET-a je 0.67 mA/V² i 0.28 mA/V², respektivno. Vrijednosti napona praga, $V_{tn/p}$, N-kanalnog, tj. P-kanalnog MOSFET-a su 0.58 V i -0.68 V, respektivno. Za prikazivanje i analizu rezultata korišćen je *Python* programsi jezik, uz *Spyder IDE* razvojno okruženje.

Kako bi se ostvario što širi opseg pojačanja strujnog pojačavača, uvedene su četiri različite vrijednosti otpornosti otpornika *R*, slika 3.4.2. Prilikom mjerenja prenosnih karakteristika strujnog pojačavača, izvršena su mjerenja u okviru sve četiri zone pojačanja, u okviru kojih otpornost otpornika *R* ima vrijednost 9.95 k Ω , 32.82 k Ω , 47.2 k Ω i 56 k Ω u zonama 1, 2, 3 i 4, respektivno. Prilikom mjerenja izlazne struje *Io* pojačavača u sklopu mjernja prenosnih karakteristika, kroz sve četiri zone, ulazna struja *I*_{pd} se mijenja u opsegu 0 μ A – 3 μ A (sa korakom 0.5 μ A), dok se kontrolna struja *I*_C mijenja u opsegu 4 μ A – 16 μ A (sa korakom 4 μ A). Izmjereni rezultati su prikazani na slikama 4.1.1 – 4.1.4, pri čemu je osim izmjerenih vrijednosti prikazana i odgovarajuća optimalna prava.



Slika 4.1.1 – Prenosne karakteristike strujom kontrolisanog strujnog pojačavača za opseg ulazne struje od 0 do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju *I*_C = {4 μ A, 8 μ A, 12 μ A, 16 μ A}, *R* = 9.95 kΩ



Slika 4.1.2 – Prenosne karakteristike strujom kontrolisanog strujnog pojačavača za opseg ulazne struje od 0 do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju *I*_C = {4 μ A, 8 μ A, 12 μ A, 16 μ A}, *R* = 32.82 k Ω



Slika 4.1.3 – Prenosne karakteristike strujom kontrolisanog strujnog pojačavača za opseg ulazne struje od 0 do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju $I_C = \{4 \ \mu$ A, 8 μ A, 12 μ A, 16 μ A}, $R = 47.2 \ k\Omega$



Slika 4.1.4 – Prenosne karakteristike strujom kontrolisanog strujnog pojačavača za opseg ulazne struje od 0 do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju $I_C = \{4 \ \mu$ A, 8 μ A, 12 μ A, 16 μ A}, $R = 56 \ k\Omega$

Primjećuje se da se sa promjenom kontrolne struje I_C mijenja i pojačanje, pri čemu je i linearnost na dobrom nivou, što je u skladu sa relacijom (3.2.13). maksimalna vrijednost izlazne struje uzimajući u obzir sve zone je 394.21 µA. Od velikog značaja je i samo pojačanje A (3.2.14), koje u datom opsegu kontrolne i ulazne struje dostiže i vrijednost veću od 130, što se može vidjeti u tabeli 4.1.1, pri čemu se za prikaz rezultata u navedenoj tabeli uzimao u obzir slučaj kada je ulazna struja $I_{pd} = 3 \mu A$.

Tabela 4.1.1 – Prikaz izlazne struje I_0 i pojačanja A strujnog pojačavača kroz sve zone za $I_C = \{4 \ \mu A, 8 \ \mu A, 12 \ \mu A, 16 \ \mu A\}$ i $I_{pd} = 3 \ \mu A$

Zona	<i>I</i> _C [μA]	<i>I</i> ₀ [µA]	$A = \frac{I_0}{I_{pd}}$
	4	11.2	3.74
$1 (P = 0.05 I_{c}O)$	8	13.94	4.65
$1 (\Lambda - 9.93 \text{ Ks2})$	12	17	5.67
	16	19.83	6.61
	4	58.46	19.49
2(P-228210)	8	90.73	30.24
$2(\Lambda - 32.02 \text{ KS2})$	12	123.35	41.12
	16	153.18	51.06
	4	104.27	34.76
2(P-47.21cO)	8	171.77	57.26
$5(\Lambda - 47.2 \text{ KS2})$	12	234.38	78.13
	16	293.89	97.96
	4	138.23	46.08
A(P-561;O)	8	231.43	77.13
$+(\Lambda - 30 \text{ KS2})$	12	316.91	105.64
	16	394.21	131.4

Jasno je da se malim promjenama kontrolne DC struje može postići veliko pojačanje, što predstavlja značajan napredak u odnosu na postojeća rješenja strujnih pojačavača. Osim toga, u zavisnosti od ulazne struje i željenog opsega pojačanja, moguće je birati četiri različite zone pojačanja promjenom otpornosti. Treba napomenuti da se za uži opseg ulaznih struja može ostvariti veće pojačanje.

Osim vrijednosti pojačanja, još jedna važna karakteristika strujnog pojačavača je linearnost prenosnih karakteristika. Prikaz greške linearnosti prenosnih karakteristika strujnog pojačavača se može vidjeti na slikama 4.1.5 - 4.1.8, kroz sve četiri zone pojačanja, pri čemu se ulazna struja I_{pd} se mijenja u opsegu 0 μ A – 3 μ A (sa korakom 0.5 μ A), dok se kontrolna struja I_C mijenja u opsegu 4 μ A – 16 μ A (sa korakom 4 μ A).



Slika 4.1.5 – Greška linearnosti prenosnih karakteristika (slika 4.1.1) strujom kontrolisanog strujnog pojačavača za opseg ulazne struje od 0 do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju $I_C = \{4 \ \mu$ A, 8 μ A, 12 μ A, 16 μ A}, $R = 9.95 \ k\Omega$



Slika 4.1.6 – Greška linearnosti prenosnih karakteristika (slika 4.1.2) strujom kontrolisanog strujnog pojačavača za opseg ulazne struje od 0 do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju $I_C = \{4 \ \mu$ A, 8 μ A, 12 μ A, 16 μ A}, $R = 32.82 \ k\Omega$



Slika 4.1.7 – Greška linearnosti prenosnih karakteristika (slika 4.1.3) strujom kontrolisanog strujnog pojačavača za opseg ulazne struje od 0 do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju $I_C = \{4 \ \mu$ A, 8 μ A, 12 μ A, 16 μ A}, $R = 47.2 \ k\Omega$



Slika 4.1.8 – Greška linearnosti prenosnih karakteristika (slika 4.1.4) strujom kontrolisanog strujnog pojačavača za opseg ulazne struje od 0 do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju $I_C = \{4 \ \mu$ A, 8 μ A, 12 μ A, 16 μ A}, $R = 56 \ k\Omega$

Iz priloženih rezultata se može primijetiti da je linearnost dobra, pri čemu apsolutna greška linearnosti skoro ne prelazi vrijednost od 1%. Najveća greška linearnosti se javlja u zoni 1, pri kontrolnoj struji $I_C = 12 \ \mu\text{A}$ i ulaznoj struji $I_{pd} = 1.5 \ \mu\text{A}$ gdje apsolutna greška linearnosti ima vrijednost 1.23%. Pored te situacije, apsolutna greška linearnosti prelazi vrijednost od 1% jedino u zoni 1, što nagovještava da se sa povećanjem kontrolne struje i zone pojačanja povećava i linearnost sistema. Greška linearnosti se računa prema relaciji (4.1.1):

$$E_L[\%] = 100 \frac{I_0 - I_{0,calc}}{I_{0,max}}$$
(4.1.1)

Pored prenosnih karakteristika strujnog pojačavača, izmjerene su i prenosne karakteristike konvertora svjetlosti u frekvenciju, odnosno, zavisnost frekvencije signala na izlazu sistema od ulazne struje. Mjerenja su odrađena u okviru sve četiri zone pojačanja, pri promjeni kontrolne struje I_C od 4 µA do 16 µA (sa korakom 4 µA), i pri promjeni ulazne struje I_{pd} u opsegu od 0 do 3 µA (sa korakom 0.5 µA). Trajanje kvazi-stabilnog stanja MM-a u okviru konvertora struje u frekvenciju je $T_{MM} = 25.6$ µs. Izmjereni rezultati su prikazani na slikama 4.1.9 - 4.1.12, pri čemu su osim izmjerenih rezultata prikazane i odgovarajuće optimalne prave.



Slika 4.1.9– Prenosne karakteristike konvertora svjetlosti u frekvenciju za opseg ulazne struje od 0 do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju $I_C = \{4 \mu$ A, 8 μ A, 12 μ A, 16 μ A}, $R = 9.95 \text{ k}\Omega$



Slika 4.1.10 – Prenosne karakteristike konvertora svjetlosti u frekvenciju za opseg ulazne struje od 0 do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju $I_C = \{4 \mu A, 8 \mu A, 12 \mu A, 16 \mu A\}, R = 32.82 \text{ k}\Omega$



Slika 4.1.11 – Prenosne karakteristike konvertora svjetlosti u frekvenciju za opseg ulazne struje od 0 do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju $I_C = \{4 \ \mu$ A, 8 μ A, 12 μ A, 16 μ A $\}$, $R = 47.2 \ k\Omega$



Slika 4.1.12 – Prenosne karakteristike konvertora svjetlosti u frekvenciju za opseg ulazne struje od 0 do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju *I*_C = {4 μ A, 8 μ A, 12 μ A, 16 μ A}, *R* = 56 k Ω

Jasno se može primijetiti da se promjenom kontrolne struje takođe mijenja i frekvencija, sa dobrom linearnošću. Osim toga, važno je istaći da je maksimalna vrijednost frekvencije kroz sve 28.735 kHz. Značajno veće vrijednosti frekvencije nije moguće postići s obzirom da je trajanje kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora 25.6 μ s. Vrijedi napomenuti da je referentna struja, *I_{REF}*, realizovana tako da ima fiksnu vrijednost, kako bi bilo što manje parametara koji se mijenjaju u okviru pojedinih zona, čime se redukuje maksimalna vrijednost izlazne frekvencije, kao i osjetljivost, relacije (3.4.1) i (3.4.2). Bitna karakteristika konvertora svjetlosti u frekvenciju je mogućnost kontinualne promjene osjetljivosti što predloženi dizajn omogućava, posredstvom kontrolne struje *I_C*. U tabeli 4.1.2. dat je prikaz maksimalne vrijednosti frekvencije po zonama, kao i odgovarajuće osjetljivosti.

Zona	<i>I</i> _C [μA]	f _{max} [kHz]	S [kHz/µA]		
	4	0.82	0.27		
$1 (D = 0.05 I_{c}O)$	8	1.02	0.34		
1 (K-9.93 K22)	12	1.23	0.41		
	16	1.48	0.5		
	4	4.56	1.52		
2(D-22.921.0)	8	6.96	2.32		
2(K-32.82 KS2)	12	9.54	3.18		
	16	11.96	3.99		
	4	8.22	2.74		
2(D-47.21cO)	8	13.51	4.5		
5(K-4/.2 KS2)	12	18.24	6.08		
	16	22.52	7.5		
	4	11.06	3.69		
$A \left(D - 5 \left(\frac{1}{2} O \right) \right)$	8	18.38	6.13		
$+ (\Lambda - 30 \text{ K}_{2})$	12	24.75	8.25		
	16	28.73	9.58		

Tabela 4.1.2 – Prikaz maksimalne vrijednosti frekvencije f_{max} i osjetljivosti *S* predloženog rješenja konvertora svjetlosti u frekvenciju kroz sve zona za $I_C = \{4 \ \mu A, 8 \ \mu A, 12 \ \mu A, 16 \ \mu A\}$ i $I_{pd} = 3 \ \mu A$

Greška linearnosti, E_L , prenosnih karakteristika predloženog rješenja konvertora svjetlosti u frekvenciju, izražena u procentima, prikazana je na slikama 4.1.13 – 4.1.16. Greška linearnosti je izračunata za sve četiri zone pojačanja, pri promjeni kontrolne struje I_C od 4 μ A do 16 μ A (sa korakom 4 μ A) i ulaznom strujom I_{pd} od 0.5 μ A do 3 μ A (sa korakom 0.5 μ A). Greška linearnosti računata je na sljedeći način:

$$E_L[\%] = 100 \frac{f - f_{calc}}{f_{max}}$$
(4.1.2)



Slika 4.1.13 – Greška linearnosti prenosnih karakteristika (slika 4.1.9) konvertora svjetlosti u frekvenciju za opseg ulazne struje od 0.5 μ A do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju $I_C = \{4 \,\mu\text{A}, 8 \,\mu\text{A}, 12 \,\mu\text{A}, 16 \,\mu\text{A}\}, R = 9.95 \,\text{k}\Omega$



Slika 4.1.14 – Greška linearnosti prenosnih karakteristika (slika 4.1.10) konvertora svjetlosti u frekvenciju za opseg ulazne struje od 0.5 μ A do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju $I_C = \{4 \mu A, 8 \mu A, 12 \mu A, 16 \mu A\}, R = 32.82 \text{ k}\Omega$



Slika 4.1.15 – Greška linearnosti prenosnih karakteristika (slika 4.1.11) konvertora svjetlosti u frekvenciju za opseg ulazne struje od 0.5 μ A do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju $I_C = \{4 \mu A, 8 \mu A, 12 \mu A, 16 \mu A\}, R = 47.2 \text{ k}\Omega$



Slika 4.1.16 – Greška linearnosti prenosnih karakteristika (slika 4.1.12) konvertora svjetlosti u frekvenciju za opseg ulazne struje od 0.5 μ A do 3 μ A, sa korakom 0.5 μ A, za kontrolnu struju $I_C = \{4 \,\mu\text{A}, 8 \,\mu\text{A}, 12 \,\mu\text{A}, 16 \,\mu\text{A}\}, R = 9.95 \,\text{k}\Omega$

Sa slika se jasno primjećuje da je apsolutna vrijednost greške linearnosti prihvatljiva u svakoj zoni, pri čemu je najveća moguća vrijednost apsolutne greške linearnosti $E_L = 1.06\%$ u zoni 2, pri $I_C = 4 \,\mu\text{A}$ i $I_{pd} = 1 \,\mu\text{A}$. Osim toga, ostale maksimalne apsolutne vrijednosti greške linearnosti u zonama 1, 3 i 4 su 0.69%, 0.79% i 0.84%, respektivno.

Izmjereni talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} su prikazani na slikama 4.1.17 – 4.1.32. Signal na izlazu integratora V_X je prikazan plavom bojom, na izlazu komparatora V_{COMP} rozom bojom, dok je izlazni signal V_{OUT} prikazan žutom bojom. Mjerenja su izvršena za sve četiri zone za vrijednosti kontrolne struje I_C od 4 μ A do 16 μ A (sa korakom 4 μ A), i pri promjeni ulazne struje I_{Pd} u opsegu od 0 do 3 μ A (sa korakom 0.5 μ A).



Slika 4.1.17 – Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 4 \ \mu A$, $I_{pd} = 3 \ \mu A$, $R = 9.95 \ k\Omega$



Slika 4.1.18 – Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 8 \mu A$, $I_{pd} = 3 \mu A$, $R = 9.95 k\Omega$



Slika 4.1.19 –Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 12 \ \mu\text{A}$, $I_{pd} = 3 \ \mu\text{A}$, $R = 9.95 \ \text{k}\Omega$



Slika 4.1.20 –Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 16 \ \mu\text{A}$, $I_{pd} = 3 \ \mu\text{A}$, $R = 9.95 \ \text{k}\Omega$



Slika 4.1.21 –Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 4 \mu A$, $I_{pd} = 3 \mu A$, $R = 32.82 \text{ k}\Omega$



Slika 4.1.22 – Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 8 \mu A$, $I_{pd} = 3 \mu A$, $R = 32.82 \text{ k}\Omega$



Slika 4.1.23 – Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 12 \ \mu\text{A}$, $I_{pd} = 3 \ \mu\text{A}$, $R = 32.82 \ \text{k}\Omega$



Slika 4.1.24 – Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 16 \mu$ A, $I_{pd} = 3 \mu$ A, $R = 32.82 \text{ k}\Omega$



Slika 4.1.25 – Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 4 \ \mu\text{A}$, $I_{pd} = 3 \ \mu\text{A}$, $R = 47.2 \ \text{k}\Omega$



Slika 4.1.26 – Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 8 \mu A$, $I_{pd} = 3 \mu A$, $R = 47.2 \text{ k}\Omega$



Slika 4.1.27 - Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 12 \ \mu\text{A}$, $I_{pd} = 3 \ \mu\text{A}$, $R = 47.2 \ \text{k}\Omega$



Slika 4.1.28 –Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 16 \ \mu\text{A}$, $I_{Pd} = 3 \ \mu\text{A}$, $R = 47.2 \ \text{k}\Omega$



Slika 4.1.29 –Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 4 \ \mu\text{A}$, $I_{pd} = 3 \ \mu\text{A}$, $R = 56 \ \text{k}\Omega$



Slika 4.1.30 –Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 8 \mu A$, $I_{Pd} = 3 \mu A$, $R = 56 k\Omega$



Slika 4.1.31 Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 12 \ \mu\text{A}$, $I_{pd} = 3 \ \mu\text{A}$, $R = 56 \ \text{k}\Omega$



Slika 4.1.32 –Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 16 \mu$ A, $I_{pd} = 3 \mu$ A, $R = 56 k\Omega$

U okviru eksperimentalnog testiranja, korišćena je *pin* fotodioda OPF422, koja je optimizovana za rad sa talasnim dužinama od 800 nm do 1000 nm. *Responsivity* ove fotodiode iznosi 0.86 A/W pri tipičnom naponu napajanja od 5 V. Za generisanje fotostruje fotodiode korišćen je i drajver za lasersku diodu OPV314AT, koja emituje svjetlosti talasne dužine od 850 nm. Električna šema drajvera laserske diode i *pin* fotodiode prikazana je na slici 4.1.33, pri čemu je veza između diode D1 i fotodiode PD ostvarena pomoću optičkog kabla. Za realizaciju drajvera laserske diode kao i kola fotodiode u diskretnoj tehnici korišćene su sljedeće komponente: NPN bipolarni tranzistor BC33740BU (Q5), MCP6021-E/P (OP1 i OP2), dok otpornosti R_C , R_B i R_T imaju vrijednosti 47 Ω , 266 Ω i 99 k Ω , respektivno. Napon V_{REF} ima vrijednost od 2.2 V.



Slika 4.1.33 – Električna šema drajvera laserske diode i transimpedansnog pojačavača korišćenog u procesu mjerenja prensone karakteristike *pin* fotodiode

Osim već pomenutih instrumenata koji su korišćeni prilikom eksperimentalnog testiranja, Voltcraft PM-22 LWL je korišćen kako bi se mjerila optička snaga svjetlosti koju generiše laserska dioda kada kroz nju protiče odgovarajuća struja. Napon V_{IN_D} se mijenja u opsegu od 0 do 500 mV, dok je otpornost R_B izabrana tako da optička snaga svjetlosti koju emituje laserska dioda odgovara fotostruji I_{pd} fotodiode u opsegu od 0 do 3 μ A. Na slici 4.1.34 je prikazana zavisnost izlazne optičke snage P_{opt} emitovane laserske svjetlosti od ulazne struje I_{IN} koja se propušta kroz lasersku diodu OPV314AT, dok je na slici 4.1.35 prikazana dobijena prenosna karakteristika *pin* fotodiode OPF422 kao zavisnost struje I_{pd} od optičke snage P_{opt} svjetlosti koju emituje laserska dioda, za opseg ulazne struje I_{pd} od interesa (0 – 3 μ A). *Responsivity* fotodiode za ovaj opseg struje i pri ovom naponu napajanja iznosi 0.88 A/W.



Slika 4.1.34 - Prenosna karakteristika laserske diode OPV314AT



Slika 4.1.35 - Prenosna karakteristika pin fotodiode OPF4227

Generisana fotostruja *pin* fotodiode OPF4227 je upotrijebljena za testiranje rada konvertora svjetlosti u frekvenciju. Na slikama 4.1.36 - 4.1.41 prikazani su talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , u okviru zone 1 ($R = 9.95 \text{ k}\Omega$), za vrijednost kontrolne struje $I_C = 16 \mu$ A, i opseg ulazne struje $I_{pd} = 0.5 - 3 \mu$ A (sa korakom 0.5 μ A).



Slika 4.1.36 - Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 16 \mu$ A, $I_{pd} = 0.5 \mu$ A, $R = 9.95 k\Omega$, prilikom upotrebe *pin* fotodiode OPF4227



Slika 4.1.37 - Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 16 \,\mu\text{A}$, $I_{pd} = 1 \,\mu\text{A}$, $R = 9.95 \,\text{k}\Omega$, prilikom upotrebe *pin* fotodiode OPF4227



Slika 4.1.38 - Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 16 \,\mu\text{A}$, $I_{pd} = 1.5 \,\mu\text{A}$, $R = 9.95 \,\text{k}\Omega$, prilikom upotrebe *pin* fotodiode OPF4227



Slika 4.1.39 - Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 16 \,\mu\text{A}$, $I_{pd} = 2 \,\mu\text{A}$, $R = 9.95 \,\text{k}\Omega$, prilikom upotrebe *pin* fotodiode OPF4227



Slika 4.1.40 - Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 16 \,\mu\text{A}$, $I_{pd} = 2.5 \,\mu\text{A}$, $R = 9.95 \,\text{k}\Omega$, prilikom upotrebe *pin* fotodiode OPF4227



Slika 4.1.41 - Talasni oblici signala na izlazu integratora V_X , na izlazu komparatora V_{COMP} i na izlazu kola V_{OUT} , za $I_C = 16 \,\mu\text{A}$, $I_{pd} = 3 \,\mu\text{A}$, $R = 9.95 \,\text{k}\Omega$, prilikom upotrebe *pin* fotodiode OPF4227

4.2 Uporedna analiza

U tabeli 4.2.1 nalazi se poređenje karakteristika strujnog pojačavača predstavljenog u ovom radu i strujnih pojačavača iz iste ili slične klase. Očigledna prednost je u opsegu pojačanja, međutim najveća prednost je činjenica da se isti opseg pojačanja kao u [28] [29] [30] može postići sa izuzetno manjim opsegom kontrolnog parametra, u ovom slučaju struje. Dok se u [28] kontrolna struja mijenja u opsegu od 5 μ A – 100 μ A i postiže se opseg pojačanja 0.54 - 1.73, u predstavljenom rješenju se već u prvoj zoni postiže veći opseg pojačanja, 3.74 - 6.61. Najveća prednost je zapravo linearna zavisnost pojačanja od kontrolnog parametra, za razliku od kvadratno-korijenske zavisnosti u [28] [29] [30]. Uprkos eksponencijalnoj zavisnosti od kontrolnog parametra u [31] i [32], opseg pojačanja je prilično ujednačen, međutim, ono što ističe ovaj rad je opseg kontrolnog parametra, koji je značajno manji u ovom radu u odnosu na [31] i [32]. Rezultati predloženog rješenja su predstavljeni kroz sve četiri zone pojačanja.

Tabela	4.2.1	—	Poređenje	performansi	strujnog	pojačavača	prikazanog	u	ovom	radu	i	strujnih
pojačava	ača iz i	iste	klase									

	[28]	[29]	[30]	[31]	[32]	Ovaj rad
Podešavanje pojačanja	A a $\sqrt{I_C}$	A a $\sqrt{I_C}$ A a V_C	A a $\frac{1}{\sqrt{I_C}}$	A a e^V	A a e^{lx}	Α α <i>I</i> _C
Opseg pojačanja A	0.54 – 1.73	1 – 8 (preko <i>V_C</i>)	1.1 – 11	0 - 25 [dB]	12 [dB]	3.74 - 6.61 19.49 - 51.06 34.76 - 97.96 46.08 - 131.4
Opseg kontrolnog parametra	5 – 100 [µA]	/	300 μA - 3 μA	0-1.3 [V]	0-20 [µA]	4 – 16 [µA]

U tabeli 4.2.2 se nalazi poređenje ostalih parametara konvertora svjetlosti u frekvenciju na bazi strujom kontrolisanog strujnog pojačavača, kao što su osjetljivost, napon napajanja, ulazni dinamički opseg i izlazni dinamički opseg. Treba napomenuti da je većina rješenja realizovano u integrisanoj tehnologiji, pa je samim tim adekvatno poređenje teško sprovesti. Može se uočiti da je osjetljivost predloženog rješenja na većem nivou, ako se pođe od pretpostavke da je *responsivity* fotodetektora reda 0.5 A/W. Takođe treba naglasiti da je kolo realizovano u diskretnoj tehnici sa naponom napajanja od 3 V, dok su ostala rješenja realizovana u integrisanoj tehnologiji sa naponom napajanja od 3.3 V i 5.5 V, ili diskretnoj tehnici sa *dual-supply* naponom napajanja od ± 2.4 V. Opseg ulazne struje (optičke snage) se značajno može povećati i kod predloženog rješenja, pri čemu bi bilo potrebno redukovati pojačanje strujnog pojačavača. Osnovna ideja predloženog rješenja je bila ostvariti što veće pojačanje strujnog pojačavača kako bi sistem efikasno funkcionisao za male vrijednosti optičke snage svjetlosti, kako bi se redukovala potrošnja na strani drajverskog kola za izvor svjetlosti.

	[1]	[8]	[10]	[9]	Ovaj rad
Napon napajanja	±2.4 V	2.5 – 5.5 V	3.3 V	2.5 – 5.5 V	3 V
Osjetljivost	123 kHz/μA 69.4 kHz/μW	0.55 kHz/µW	2.2 kHz/µW	2.2 kHz/µW	0.27 – 0.5 1.52 – 3.99 2.74 – 7.5 3.69 – 9.58 [kHz/µA]
Ulazni dinamički opseg	$1 nA - 2 \mu A$ 0 - 3.75 μW	0.5 nW – 1 mW	4 nW – 400 μW	/	$0-3\mu A$
Izlazni dinamički opseg	98 – 346 98 – 360 [kHz]	0.5 Hz – 1 MHz	10 Hz – 1 MHz	23 kHz – 420 kHz	$\begin{array}{c} 0-1.48\\ 0-11.96\\ 0-22.52\\ 0-28.73\\ [kHz] \end{array}$
Tehnologija	CMOS*	CMOS 0.35 µm	CMOS 0.35 μm	CMOS 0.35 µm	CMOS*

Tabela 4.2.2 – Poređenje performansi konvertora svjetlosti u frekvenciju na bazi strujom kontrolisanog strujnog pojačavača i postojećih rješenja iz iste klase

*Rezultati dobijeni eksperimentalnim putem testiranjem prototipa realizovanog u diskretnoj tehnici

5. ZAKLJUČAK

Godinama unazad izražena je potreba za razvojem robusnih, pristupačnih uređaja koji detektuju razlike u intenzitetu svjetlosti, uz što manje dimenzije i potrošnju. Njihova primjena se odnosi na različite oblasti kao što su neinvazivni fiziološki monitoring, monitoring uslova životne sredine, detekcija blizine i mnoge druge. Tipično, senzori svjetlosti generišu na svom izlazu analognu veličinu. Kako bi se ostvarila komunikacija sa digitalnim sistemima i dalji prenos informacije, tradicionalne metode bi podrazumijevale uvođenje A/D konvertora. Međutim, A/D konvertori po pravilu zauzimaju značajnu površinu i imaju veliku potrošnju, pa su ovakva rješenja manje ekonomski prihvatljiva. Uporedo sa razvojem navedenog pristupa, razvijao se i koncept konverzije svjetlosti u frekvenciju. Prednosti ovog koncepta su mnogobrojne. Prije svega, povorku pravougaonih impulsa u čijoj frekvenciji je sadržana korisna informacija, je moguće direktno prenositi putem različitih transmisionih medija kao što su PSN (package switch network), radio, optički, IR, ultrazvučni i drugi [35]. Osim toga, ovakav signal je manje osjetljiv na šum i interferentne smetnje, koristi samo jednu prenosnu liniju i ne zahtijva sinhronizaciju sa prijemnom stranom. Dakle, proces konverzije, može da se odvija nesmetano u kontinuitetu, a rezultati brojanja sa brojača mogu da se preuzmu u proizvoljnom vremenskom trenutku.

U okviru master rada sprovedena je detaljna analiza rješenja konvertora svjetlosti u digitalni ekvivalent koja su razvijana posljednjih 15-ak godina. Klasifikacija je izvršena prema tipu fotodetektora koji konvertor koristi, prema metodi konverzije analogne u digitalnu veličinu koja je primijenjena, kao i prema oblastima primjene. Među analiziranim rješenjima, posebna pažnja je posvećena onima koja se oslanjaju na koncept konverzije svjetlosti u frekvenciju. Parametri na osnovu kojih se ocjenjuje kvalitet konvertora svjetlosti u frekvenciju jesu napona napajanja kola i potrošnja, dinamički opseg optičke snage (intenziteta fotostruje), dinamički opseg frekvencija signala na izlazu sistema, linearnost, osjetljivost i šum. Navedene performanse su istaknute za svako od analiziranih rješenja.

Cilj master rada bio je dizajn novog tipa konvertora svjetlosti u frekvenciju na bazi strujnog pojačavača sa promjenljivim pojačanjem. Strujni pojačavač čije pojačanje je moguće kontrolisati je uveden usljed potrebe da se osjetljivost sistema učini kontrolabilnom, a što doprinosi univerzalnosti primjene kola. Kontrola osjetljivosti se može izvršiti inicijalno odabirom odgovarajućih parametra kola, ali i kontinualno posredstvom kontrolnog napona. Pojačana fotostruja se vodi na ulaz konvertora struje u frekvenciju sa uravnoteženom količinom naelektrisanja. Frekvencija signala na izlazu sistema je direktno proporcionalna optičkoj snazi upadne svjetlosti. Kolo je realizovano u diskretnoj tehnici sa naponom napajanja od 3 V. Dizajnirano je za opseg ulazne struje fotodetektora do 3 μ A, pri čemu se opseg može proširiti, uz manju osjetljivost. Maksimalna vrijednost strujnog pojačanja strujnog pojačavača je preko 130, dok je maksimalna postignuta osjetljivost 9.58 kHz/ μ A. Osjetljivost sistema je moguće povećati, uz redukovanje opsega ulazne fotostruje. Greška linearnosti sistema je manja od 1 %. Navedene performanse su potvrđene kroz simulacije, kao i eksperimentalnim putem, realizacijom prototipa u diskretnoj tehnici i odgovarajućim mjerenjima.

Jedno od ograničenja konvertora svjetlosti u frekvenciju koji se baziraju na integratorima sa operacionim pojačavačima jeste ograničen frekvencijski opseg. Dakle, sistem je prije svega namijenjen za primjene koje ne zahtijevaju veliku brzinu. Osim toga, iako je linearna kontrola pojačanja strujom kontrolisanog strujnog pojačavača na kome se bazira konvertor svjetlosti u frekvenciju veoma pogodna, zavisnost pojačanja od procesnih parametara MOSFET-ova predstavlja još jedno od ograničenja ovog kola. Dalji pravci istraživanja odnose se na analizu mogućnosti realizacije sistema u integrisanoj CMOS tehnologiji, kao i na implementaciju i primjenu kompletnog mjernog sistema u biomedicini. Dalje istraživanje bi se, takođe, odnosilo i na dalja unaprijeđenja i optimizaciju sistema.

6. DODATAK – FOTOGRAFIJE PROTOTIPA KONVERTORA SVJETLOSTI U FREKVENCIJU U DISKRETNOJ TEHNICI I MJERNE INSTRUMENTACIJE

Na slikama 6.1 - 6.5 su prikazane fotografije prototipa konvertora svjetlosti u frekvenciju predstavljenog u ovom radu realizovanog u diskretnoj tehnici, mjerno okruženje kao i proces lemljenja diskretnih komponenti.



Slika 6.1 - Fotografija prototipa konvertora svjetlosti u frekvenciju realizovanog u diskretnoj tehnici



Slika 6.2 - Fotografija prototipa konvertora svjetlosti u frekvenciju realizovanog u diskretnoj tehnici



Slika 6.3 - Fotografija mjernog okruženja


Slika 6.4 – Fotografija prototipa konvertora svjetlosti u frekvenciju realizovanog u diskretnoj tehnici

ALD1107 2107 PRL LD1107 PBL 2107 PBL 2107 0000000 ALD1107 ALD1107 ALD1107 00 000 PBL 2107 PBL 2107 PBL 2107 000000 00 0 .

Slika 6.5 - Fotografija procesa lemljenja diskretnih komponenti

7. LITERATURA

- [1] G. Di Patricio Stanchieri, A. De Marcellis, M. Faccio, E. Palange and U. Guler, "A Fully-Analogue Light-to-Frequency Converter Circuit for Optical Sensing Applications," *IEEE Sensors Journal*, vol. 22, no. 16, pp. 16120-16130, 2022.
- [2] H. Ates, A. Yetisen, F. Güder and C. Dincer, "Wearable devices for the detection of COVID-19," *Nature Electronics*, vol. 4, pp. 13-14, 2021.
- [3] G. De Graff and R. F. Wolffenbuttel, "Light-to-Frequency Converter Using Integrating Mode Photodiodes," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, no. 4, pp. 933-936, 1997.
- [4] S. O. Kasap and R. K. Sinha, "Photodetectors and Image Sensors," in *Optoelectronics and Photonics: Principles and Practices*, Harlow, England, Pearson, 2013, pp. 381-445.
- [5] B. E. A. Saleh and M. C. Teich, "Semiconductor Photon Detectors," in *Fundamentals of Photonics*, New York, John Wiley & Sons, 1991, pp. 644-695.
- [6] A. V. Fernandes, V. F. Cardoso, J. G. Rocha, J. Cabral and G. Minas, "Smart-Optical Detector CMOS Array for Biochemical Parameters Analysis in Physiological Fluids," *IEEE Transactions* on Industrial Electronics, vol. 55, no. 9, pp. 3192-3200, 2008.
- [7] M. Tavakoli, L. Turicchia and R. Sarpeshkar, "An Ultra-Low-Power Pulse Oximeter Implemented With an Energy-Efficient Transimpedance Amplifier," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 4, no. 1, pp. 27-38, 2010.
- [8] F. Tang, Z. Shu, K. Ye, X. Zhou, S. Hu, z. Lin and 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 Transactions on Electron Devices*, vol. 63, no. 10, pp. 3983-3988, 2016.
- [9] F. Tang, Z. Shu, M. Li, Y. Hu, X. Zhou, S. Hu, Z. Lin, P. Gan, T. Huang and B. Amine, "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*, vol. 13, no. 1, pp. 26-37, 2019.
- [10] F. Tang, Z. Li, T. Yang, L. Zhang, X. Zhou, S. Hu, Z. Lin, p. Li, B. Wang and 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, vol. 14, no. 5, pp. 931-941, 2020.
- [11] C. Rhee, J. Park and 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*, vol. 55, no. 2, pp. 378-391, 2020.

- [12] E. Kamrani, F. Lesage and M. Sawan, "Low-Noise, High-Gain Transimpedance Amplifier Integrated With SiAPD for Low-Intensity Near-Infrared Light Detection," *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, no. 1, pp. 258-269, 2014.
- [13] S. Sengupta, H. Ouh and M. L. Johnston, "An all-digital CMOS ambient light sensor using a single photon avalanche diode," in *2017 IEEE Sensors*, Glasgow, UK, 2017.
- [14] H. Ouh and M. L. Johnston, "Dual-mode, in-pixel linear and single-photon avalanche diode readout for low-light dynamic range extension in photodetector arrays," in 2018 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), San Diego, CA, USA, 2018.
- [15] J.-S. Yoon, K. Kim, M. Meyyappan and C.-K. Baek, "Optical Characteristics of Silicon-Based Asymmetric Vertical Nanowire Photodetectors," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 64, no. 5, pp. 2261-2266, 2017.
- [16] U. Mohammad, M. A. Awan, A. Bermak and 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*, vol. 22, no. 10, pp. 9189 -9197, 2022.
- [17] M. Alhawari, N. Albelooshi i M. H. Perrott, "A 0.5 V < 4µW CMOS light-to-digital converter based on a nonuniform quantizer for a photoplethysmographic heart-rate sensor," *IEEE J. Solid-State Circuits*, t. 49, br. 1, pp. 271-288, 2014.
- [18] S. Lee, S. W. Jung, S. Park, J. Ahn, S. J. Hong and H. J. Yoo, "Ultra-high responsivity, silicon nanowire photodetectors for retinal prosthesis," in *2012 IEEE 25th International Conference on Micro Electro*, Paris, France, 2012.
- B. Baker, "How delta-sigma ADCs work, Part 1," Sept. 2016. [Online]. Available: https://www.ti.com/lit/an/slyt423a/slyt423a.pdf?ts=1735172191770&ref_url=https%253A% 252F%252Fwww.google.com%252F. [Accessed Nov. 2024].
- [20] R. Wu, K. A. A. Makinwa and J. H. Huijsing, "A chopper currentfeedback instrumentation amplifier with a 1 mHz 1/f noise corner and an AC-coupled ripple reduction loop," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 12, p. 3232–3243, 2009.
- [21] J. Markus, J. Silva and G. C. Temes, "Theory and applications of incremental Sigma-Delta converters," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers,* vol. 51, no. 4, p. 678–690, 2004.
- [22] J. Silva, U. Moon, J. Steensgaard and G. C. Temes, "Wideband lowdistortion delta-sigma ADC topology," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 12, p. 737–738, 2001.
- [23] T.-H. Tsai and R. Hornsey, "A quad-sampling wide-dynamic-range pulse-frequency modulation pixel," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 60, no. 2, pp. 805-811, 2013.
- [24] J. Webster, Design of Pulse Oximeters, New Your, NY: Taylor and Francis Group, LLC, 1997.
- [25] T. H. Lee, The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits, Cambridge, U.K.: Cambridge University Press, 1998.

- [26] N. Tadić, "etf.ucg.ac.me," 17 Feb. 2021. [Online]. Available: https://www.ucg.ac.me/skladiste/blog_5812/objava_105110/fajlovi/Predavanja%20iz%20OE %20_1.%20nedelja_. [Accessed 10 Oct. 2024].
- [27] T. Nikša, "etf.ucg.ac.me," 24 Feb. 2021. [Online]. Available: https://www.ucg.ac.me/skladiste/blog_5812/objava_106095/fajlovi/Predavanja%20iz%20OE %20_2.%20nedelja_. [Accessed 11 Oct 2024].
- [28] Z. Wang and W. Guggenbühl, "Adjustable bidirectional MOS current mirror/amplifier," *Electronics Letters,* vol. 25, no. 10, pp. 673-675, 1989.
- [29] E. Klumperink and H. Janssen, "Complementary CMOS current gain cell," *Electronics Letters*, vol. 27, no. 1, pp. 38-40, 1991.
- [30] E. Klumperink and E. Seevinck, "MOS current gain cells with electronically variable gain and constant bandwidth," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 24, no. 5, pp. 1465-1467, 1989.
- [31] R. Harjani, "A Low-Power CMOS VGA for 50 Mb/s Disk Drive Read Channels," IEEE Transactions on Circuits and Systems - II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 42, no. 6, pp. 370-376, 1995.
- [32] C. A. De La Cruz-Blas and A. Lopez-Martin, "A ± 0.75-V Compact CMOS Class-AB Current-Mode Exponential Variable Gain Amplifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 54, no. 12, pp. 1042-1046, 2007.
- [33] Z. Wang, "Two CMOS Large Current-Gain Cells with Linearly Variable Gain and Constant Bandwidth," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications,* vol. 39, no. 12, pp. 1021-1024, 1992.
- [34] N. Tadić, Skripta iz Elektronskih mjernih instrumenata, Univerzitet Crne Gore, Elektrotehnički fakultet.
- [35] T. Instruments, "Programmable light-to-frequency converters," March 1994. [Online]. Available: https://www.digchip.com/datasheets/parts/datasheet/477/TSL230-pdf.php. [Accessed 09 10 2024].
- [36] G. Meijer, R. Van Gelder, V. Nooder, J. Van Drecht and H. Kerkvliet, "A Three-terminal Integrated Temperature Transducer with Microcomputer Interfacing," *Sensors and Actuators*, vol. 18, pp. 195-206, 1989.
- [37] C.-T. Chiang, "Design of CMOS Monolithic Digitized Light Transducer With Calibration Technique for Ambient Light Sensor Applications," *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 5, pp. 1931-1940, 2013.