

**UNIVERZITET CRNE GORE  
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET PODGORICA**

BSc Danilo Petričević

**HIPERBOLNI STRUJNI DRAJVER LASERSKIH DIODA  
ZA OPTIČKE KVANTNE GENERATORE SLUČAJNIH BROJEVA  
NA BAZI CMOS OTPORNOG OGLEDALA**

MASTER RAD

Podgorica, 2023. godine

## **PODACI I INFORMACIJE O STUDENTU**

**Ime i prezime:** Danilo Petričević

**Datum i mjesto rođenja:** 10.05.1998. godine, Cetinje, Crna Gora

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

## **INFORMACIJE O MASTER RADU**

**Naziv master studija:** Master akademske studije Elektronike

**Naslov rada:** Hiperbolni strujni drajver laserskih dioda za optičke kvantne generatore slučajnih brojeva na bazi CMOS otpornog ogledala

**Fakultet na kojem je rad odbranjen:** Elektrotehnički fakultet Podgorica

## **OCJENA I ODBRANA MASTER RADA**

**Datum prijave master rada:** 11.04.2023.

**Datum sjednice Vijeća univerzitetske jedinice na kojoj je prihvaćena tema:** 15.06.2023.

**Mentor:**

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

**Komisija za ocjenu/odbranu rada:**

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

**Prof. dr Zoran Mijanović,**  
Univerzitet Crne Gore,  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

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

**Datum odbrane:** 06.09.2023.

**Datum promocije:** ----

# 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

**"Hiperbolni strujni drajver laserskih dioda za optičke kvantne generatore slučajnih brojeva na bazi CMOS otpornog ogledala"**

moje originalno djelo.

**Podnosilac izjave,**

**Danilo Petričević, BSc**



U Podgorici, dana 07.06.2023. godine

*Zahvalnost dugujem svom mentoru prof. dr Nikši Tadiću na izuzetno interesantnom i inspirativnom projektu, stečenom znanju, ukazanom povjerenju i nesebičnoj pomoći koju mi je pružao tokom studija i prilikom izrade ovog rada. Njegovo znanje, stručno i životno iskustvo predstavljaju svakodnevnu inspiraciju.*

*Zahvaljujem se i doc. dr Mileni Erceg na pomoći, sugestijama i spremnosti da u svakom trenutku odvoji vrijeme da odgovori na moja brojna pitanja.*

*Na kraju, najveću zahvalnost dugujem svojim roditeljima i sestri Jani na konstantnoj podršci i motivaciji za dalji rad i usavršavanje.*

# Apstrakt

U ovom master radu predstavljeno je rješenje hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda sa  $(1 - t/T)^{-1}$  talasnim oblikom u vremenskom domenu, gdje je  $t$  vremenska promjenljiva, a  $T$  vremenska konstanta. Namijenjen je za implementaciju u optičkim kvantnim generatorima slučajnih brojeva.

Predloženi hiperbolni strujni drajver laserskih dioda zasniva se na CMOS otpornom ogledalu. CMOS otporno ogledalo čine dva MOSFET-a u omskom režimu, od kojih jedan predstavlja otporni original, dok drugi predstavlja otporni lik. Otporni original je kontrolisan pomoću napona testerastog talasnog oblika. Sa druge strane, otporni lik je kontrolisan DC kontrolnim naponom. Kontrolabilnost DC nivoa, oblika, frekvencije i amplitude izlazne hiperbolne struje ostvaruje se promjenom odgovarajućih kontrolnih napona. Prototip predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala realizovan je u diskretnoj tehnici, korišćenjem aktivnih i pasivnih diskretnih elektronskih komponenti postavljenih na štampanu ploču i međusobno povezanih metalizacijama i *jumper-ima*.

Korišćen je unipolarni napon napajanja  $V_{DD} = 3.3$  V. Prototip je eksperimentalno valorizovan korišćenjem dva *measurement set-up-a*, a izmjereni rezultati pokazuju veoma dobro poklapanje sa matematičkim modelima. Izmjereni odnos izlazne hiperbolne struje na kraju i na početku vremenskog intervala (odnos maksimalne i minimalne vrijednosti struje) iznosi  $n \approx 38$ , dok je relativna greška izmjenog talasnog oblika manja od 3 % u 96 % vremenskog perioda.

Predstavljeni hiperbolni strujni drajver je prvi drajver ovog tipa u potpunosti prilagođen implementaciji u integrisanoj CMOS tehnologiji. Postignuti odnos maksimalne i minimalne vrijednosti struje hiperbolnog talasnog oblika predstavlja najbolji rezultat do sada postignut. Ovo postignuće veoma je značajno sa aspekta potencijalne primjene ovog strujnog drajvera u optičkim kvantnim generatorima slučajnih brojeva jer je brzina generisanja slučajnih brojeva proporcionalna odnosu maksimalne i minimalne vrijednosti struje hiperbolnog talasnog oblika.

**Ključne riječi:** CMOS otporno ogledalo, hiperbolni talasni oblik, optički kvantni generatori slučajnih brojeva, projektovanje analognih CMOS kola, strujni drajver za lasersku diodu.

# Abstract

A new hyperbolic shaped laser diode current driver with the  $(1 - t/T)^{-1}$  waveform in the time domain, where  $t$  is the time variable, and  $T$  is the time constant, is presented in this Master thesis. It is intended for implementation in optical quantum random number generators.

Proposed hyperbolic shaped laser diode current driver is based on CMOS resistive mirror. CMOS resistive mirror consists of two MOSFETs in triode region, of which one represents resistive original, while the other represents resistive image. Resistive original is controlled by the saw-tooth voltage. On the other side, resistive image is controlled by DC control voltage. The controllability of the DC level, shape, frequency, and amplitude of the current pulses is provided by the change of suitable control voltages. The prototype of the proposed hyperbolic shaped laser diode current driver based on CMOS resistive mirror has been made in discrete technology using discrete active and passive off-the-shelf components mounted on a printed circuit board and connected using bonds and jumpers.

This prototype utilizes a single supply voltage of  $V_{DD} = 3.3$  V. Experimental valorisation of the prototype has been performed using two measurement setups and the measured results are in a good agreement with the predictions of the mathematical models. The measured ratio of the hyperbolic shaped output current of the laser diode current driver at the end and at the beginning of the time interval (maximum to minimum current ratio) is  $n \approx 38$ , while the relative error of the measured waveform is less than 3 % in 96 % of the time interval.

Proposed current driver is the first driver of this type that can be completely implemented in a pure CMOS technology. Measured maximum to minimum current ratio represents the best result achieved so far. This achievement is significant from the standpoint of potential application of this current driver in optical quantum random number generators, because the random number generation rate is proportional to the mentioned maximum to minimum hyperbolic current ratio.

**Key words:** CMOS resistive mirror, hyperbolic waveform, optical quantum random number generators, analog CMOS circuit design, laser diode current driver.

# Sadržaj

<b>Poglavlje 1. Uvod.....</b>	<b>1</b>
<b>Poglavlje 2. Značaj i primjena hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda u optičkim kvantnim generatorima slučajnih brojeva .....</b>	<b>4</b>
<b>Poglavlje 3. Pregled i analiza postojećih rješenja hiperbolnih strujnih drajvera laserskih dioda .....</b>	<b>9</b>
<b>Poglavlje 4. Hiperbolni strujni drajver laserskih dioda za optičke kvantne generatore slučajnih brojeva na bazi CMOS otpornog ogledala.....</b>	<b>20</b>
<b>4.1 CMOS otporno ogledalo .....</b>	<b>20</b>
<b>4.2 Opis kola .....</b>	<b>22</b>
<b>4.3 Modelovanje i analiza šuma .....</b>	<b>28</b>
4.3.1 Modelovanje šuma otpornika .....	28
4.3.2 Modelovanje šuma MOSFET-a.....	29
4.3.3 Analiza šuma .....	32
<b>4.4 Frekventna analiza (frekventni spektar) izlazne struje .....</b>	<b>37</b>
<b>Poglavlje 5. Measurement set-up.....</b>	<b>42</b>
<b>5.1 Realizacija hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda za optičke kvantne generatore slučajnih brojeva na bazi CMOS otpornog ogledala u diskretnoj tehnici.....</b>	<b>42</b>
<b>5.2 Measurement set-up za mjerenje performansi hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda za optičke kvantne generatore slučajnih brojeva na bazi CMOS otpornog ogledala .....</b>	<b>46</b>
<b>Poglavlje 6. Rezultati mjerenja i uporedna analiza .....</b>	<b>48</b>
<b>6.1 Rezultati mjerenja za prvi measurement set-up .....</b>	<b>48</b>
<b>6.2 Rezultati mjerenja za drugi measurement set-up .....</b>	<b>54</b>
<b>6.3 Rezultati frekventne analize .....</b>	<b>57</b>
<b>6.4 Uporedna analiza.....</b>	<b>61</b>
<b>Poglavlje 7. Zaključak .....</b>	<b>63</b>
<b>Dodatak – fotografije prototipa hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala.....</b>	<b>65</b>
<b>Literatura.....</b>	<b>68</b>

# Poglavlje 1. Uvod

---

Usljed povećanih zahtjeva za zaštitom podataka, generisanje slučajnih brojeva postaje sve važnije. Generatori slučajnih brojeva nalaze svoju primjenu u mnoštvu aplikacija koje variraju od kriptografije, preko statističkih analiza, numeričkih simulacija i fundamentalnih fizičkih istraživanja, do igara na sreću i bankarstva [1]-[4]. Porast oblasti primjene generatora slučajnih brojeva doveo je do intenzivnog razvoja različitih tehnika za generisanje slučajnosti, od matematičkih funkcija do fizičkih izvora potpuno slučajnih brojeva. U skladu sa tim, generatori slučajnih brojeva mogu se podijeliti na dvije grupe:

- Generatori pseudo-slučajnih brojeva
- Generatori potpuno slučajnih brojeva

Generatori pseudo-slučajnih brojeva zasnovani su na matematičkim tehnikama i u širokoj su upotrebi zbog pouzdanog rada i velike brzine generisanja slučajnih brojeva. Međutim, ovi generatori su u svojoj osnovi deterministički sistemi, što znači da će ista inicijalna konfiguracija uvijek voditi do iste sekvence brojeva. Zastupljeni determinizam čini ovaj tip generatora neupotrebljivim u mnogim kriptografskim primjenama, usljed rizika da algoritam može biti kompromitovan.

Jedini način generisanja potpuno slučajnih brojeva jeste korišćenjem nekog fizičkog fenomena koji se na potpuno slučajan način dešava u prirodi, kao što je: atmosferski šum, nuklearni raspad, kvantni proces..., što je dovelo do razvoja nove klase generatora poznatih kao generatori potpuno slučajnih brojeva. Kvantna fizika zbog svoje nepredvidivosti se često koristi kao osnov za generisanje potpuno slučajnih brojeva i rezultira pouzdanim kvantnim generatorima slučajnih brojeva. Ovi sistemi koriste slučajnost prisutnu u kvantnim procesima za generisanje slučajnih brojeva.

Poseban tip kvantnih generatora slučajnih brojeva jesu optički kvantni generatori koji se zasnivaju na mjerenju vremenskog intervala između pojave sukcesivnih fotona kao izvoru slučajnosti. Ovi generatori koriste svjetlost laserske diode male optičke snage, čiji se fotoni detektuju pomoću lavinskih fotodioda za detekciju jednog fotona (SPAD). Optički kvantni generatori slučajnih brojeva koji su zasnovani na mjerenju vremenskog intervala između prijema sukcesivnih fotona zahtijevaju oblikovanje fluksa fotona, kako bi se izbjegla potreba za post-procesiranjem [5]. Pokazuje se da se post-procesiranje može znatno redukovati



ukoliko je vjerovatnoća pojave fotona u vremenu uniformna, što se postiže hiperbolnom vremenskom zavisnošću optičkog fluksa laserske diode. Zbog približne linearne proporcionalnosti optičke snage emitovane svjetlosti i struje laserske diode dolazi se do zaključka da struja laserske diode, mora imati istu vremensku zavisnost. Dodatno, optički fluks (struja) hiperbolnog talasnog oblika u poređenju sa kontinualnim optičkim fluksom (DC strujom) nudi i povećanje brzine generisanja slučajnih brojeva [6]. Pri tome, brzina generisanja slučajnih brojeva je proporcionalna odnosu hiperbolne struje na kraju i na početku vremenskog perioda. Iz navedenog jasno je da je strujni drajver za lasersku diodu sa hiperbolnom karakteristikom u vremenskom domenu krucijalni element za poboljšanje performansi optičkih generatora slučajnih brojeva navedenog tipa.

Dizajn strujnog drajvera laserskih dioda sa  $(1 - t/T)^{-1}$  karakteristikom u vremenskom domenu, baziranog na CMOS otpornom ogledalu za primjenu u optičkim kvantnim generatorima slučajnih brojeva, predstavlja temu ovog master rada. Pri tome,  $t$  predstavlja vremensku promjenljivu, a  $T$  vremensku konstantu. Postignuti rezultati su eksperimentalno valorizovani na prototipu realizovanom u diskretnoj tehnici, korišćenjem aktivnih i pasivnih diskretnih elektronskih komponenti. Dizajn odlikuje širok nivo kontrolabilnosti uključujući kontrolabilnost DC nivoa, oblika, frekvencije i amplitude, što omogućava upotrebu u optičkim sistemima različitih konfiguracija i sa raznim komercijalno dostupnim laserskim diodama. Dodatno, strujni drajver postiže odnos hiperbolne struje na kraju i na početku vremenskog perioda od 38 puta, što omogućava znatno povećanje brzine generisanja slučajnih brojeva u optičkim kvantnim generatorima u poređenju sa postojećim rješenjima. Predloženi dizajn karakteriše i nizak unipolarni (*single-supply*) napon napajanja  $V_{DD} = 3.3 V$  i frekventni opseg reda  $\sim kHz$ . Relativno mali frekventni opseg je posljedica realizacije prototipa predloženog rješenja u diskretnoj tehnici, a ne posljedica samog dizajna. Takođe, projektovani strujni izvor je prvi drajver ovog tipa koji je u potpunosti prilagođen integraciji u CMOS tehnologiji, što bi dovelo do sniženih cijena proizvodnje, i dodatnog poboljšanja postojećih karakteristika, posebno u smislu nižeg napona napajanja i šireg frekventnog opsega.

Rad se sastoji od sedam poglavlja. U prvom poglavlju data su uvodna razmatranja. U drugom poglavlju dat je osvrt na značaj i primjenu hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda u optičkim kvantnim generatorima slučajnih brojeva, kao i na zahtjeve koje drajver mora ispuniti u cilju unapređenja performansi sistema. U trećem poglavlju analizirani su postojeći strujni drajveri laserskih dioda sa hiperbolnom karakteristikom u vremenskom

domenu. U okviru četvrtog poglavlja predložen je novi hiperbolni strujni drajver laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala. Opisan je princip funkcionisanja ovog drajvera i izvedeni matematički modeli za izlaznu struju. Analiziran je uticaj termičkog i flicker šuma MOSFET-ova, kao i frekventni spektar izlazne struje kroz razvoj u Furijeov red. U petom poglavlju opisana je realizacija predloženog hiperbolnog strujnog drajvera u diskretnoj tehnici i *measurement set-up-ovi* potrebni za njegovo testiranje. Šesto poglavlje opisuje eksperimentalnu valorizaciju hiperbolnog strujnog drajvera i analizira postignute rezultate uz poređenje sa postojećim rješenjima. Najvažniji zaključci i budući pravci u istraživanju dati su u sedmom poglavlju. U dodatku su prikazane fotografije diskretnog prototipa hiperbolnog strujnog drajvera i fotografije *measurement set-up-a*. Na kraju master rada dat je pregled korišćene literature.

## **Poglavlje 2. Značaj i primjena hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda u optičkim kvantnim generatorima slučajnih brojeva**

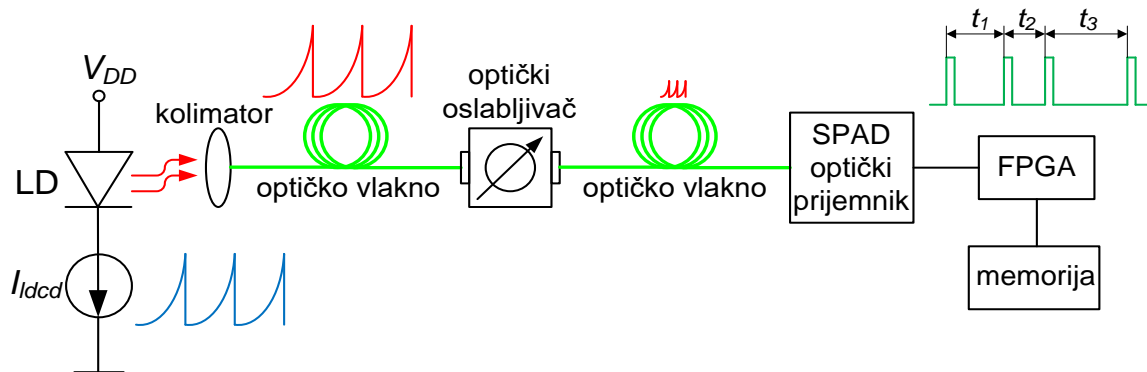
---

Optički kvantni generatori slučajnih brojeva su sistemi koji koriste izvor svjetlosti (laserska dioda ili LED) male optičke snage za generisanje svjetlosti, oslabljene do vrlo malog nivoa, i detektovane od strane SPAD-a. Nakon detekcije fotona, kolo za prekidanje (kvenčovanje) lavinskog procesa unutar SPAD optičkog prijemnika generiše impuls koji se predaje FPGA-u (Field-Programmable Gate Array). Ekstrakcija slučajnih brojeva vrši se unutar FPGA korišćenjem informacija o vremenu prijema fotona, na više različitih načina:

- brojanjem fotona tokom vremenskog intervala odabiranja [7]-[10]
- mjerenjem vremenskog intervala između pojave sukcesivnih fotona [5], [6], [11]-[13]
- poređenjem vremena prijema fotona detektovanog od strane dva SPAD-a korišćenjem kontrolnog kola [14]
- poređenjem nepreklapajućih vremenskih parova pojave dva uzastopna fotona [15], [16]
- interakcijom dolazećih fotona sa razdjelnikom svjetlosnih snopova [17], [18]
- kombinacijom dva prethodno navedena pristupa [19]

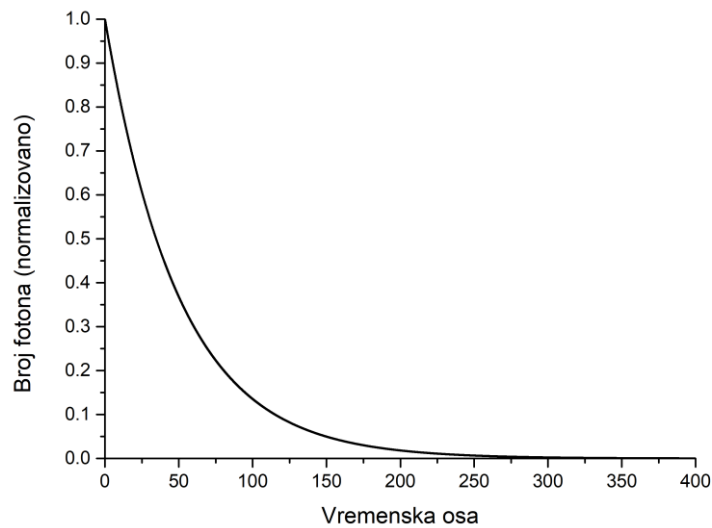
Blok šema optičkog kvantnog generatora slučajnih brojeva koji koristi vremenski interval između pojave sukcesivnih fotona kao izvor slučajnosti prikazan je na slici 1. Ovaj tip optičkih kvantnih generatora može koristiti i DC i hiperbolni strujni drajver za polarizaciju laserske diode [5], [6], [11]-[13]. Međutim, upotreba hiperbolne struje dvojako doprinosi poboljšanju performansi sistema putem:

- oblikovanja fluksa fotona, u cilju eliminacije post-procesiranja
- povećanja brzine generisanja slučajnih brojeva



Slika 1. Optički kvantni generator slučajnih brojeva na bazi mjerenja vremenskog intervala između pojave sukcesivnih fotona

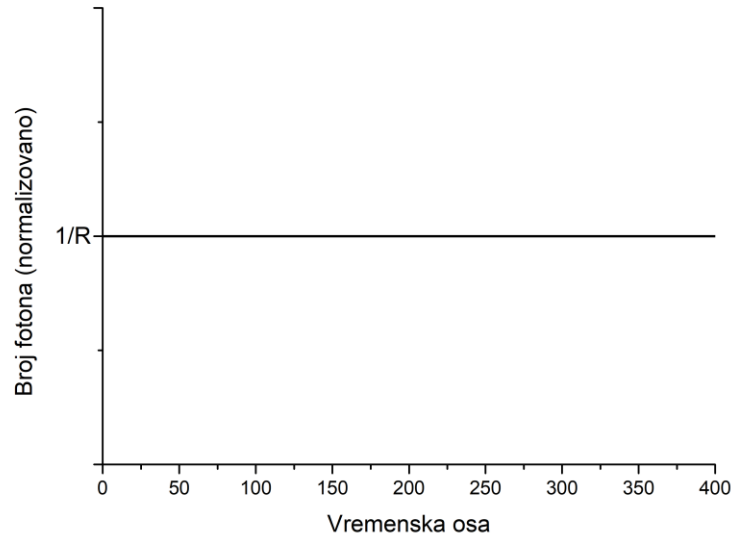
Vrijeme pojave sukcesivnih fotona emitovanih od strane laserske diode karakteriše se slučajnim procesom poznatim kao *Poisson-ov* proces. Ovaj proces karakterišu događaji koji se dešavaju kontinualno i nezavisno jedno od drugog. U slučaju korišćenja DC strujnog drajvera srednja brzina emitovanja fotona  $\lambda$  je konstantna, što rezultira homogenom *Poisson-ovom* implementacijom, tj. procesom kod kojeg srednja brzina događaja  $\lambda$  ne varira u vremenu. Broj događaja  $k$  u homogenom *Poisson-ovom* procesu koji se dešavaju u vremenskom intervalu  $[t, t + \tau]$  karakteriše se raspodjelom vjerovatnoće  $P[N(t + \tau) - N(t) = k] = e^{-\lambda\tau}(\lambda\tau)^k/k!$ . Kako su svi događaji međusobno nezavisni, vremenski interval između sukcesivnih pojava je jednak intervalu do prve pojave ( $k = 0$ ), što znači da je raspodjela vjerovatnoće pojave fotona data formulom  $P[N(t) - N(0) = 0] = e^{-\lambda t}(\lambda t)^0/0! = e^{-\lambda t}$  [5]. Iz navedenog se zaključuje da je raspodjela vjerovatnoće pojave fotona u vremenu opadajuća eksponencijalna funkcija, kao što je prikazano na slici 2. Analizom raspodjele vjerovatnoće fotona sa slike 2, uočava se da je ranije vrijeme dolaska fotona vjerovatnije. To dovodi do zaključka da je slučajnost brojeva generisanih nakon svake detekcije znatno manja nego u slučaju kada bi imali jednaku vjerovatnoću pojave fotona za sve vremenske intervale od interesa. Drugim riječima entropija (stepen slučajnosti) generisanih slučajnih brojeva bi bila veća ukoliko bi umjesto eksponencijalne zavisnosti, imali uniformnu distribuciju [5]. U cilju kompenzacije navedenih nedostataka, tj. dobijanja sistema sa entropijom bliskoj idealnoj (jedan slučajan bit po generisanom bitu slučajnog broja) koriste se razne tehnike post-procesiranja. One imaju zadatak da približe raspodjelu vjerovatnoće fotona idealnom, uniformnom slučaju [11]. Ove tehnike su računarski zahtjevne, vode ka kraćem stringu slučajnih brojeva i podložne su problemima sa sigurnošću ako napadač sazna koja tehnika je korišćena.



Slika 2: Vjerovatnoća pojave fotona u vremenu pri nehomogenom *Poisson*-ovom procesu

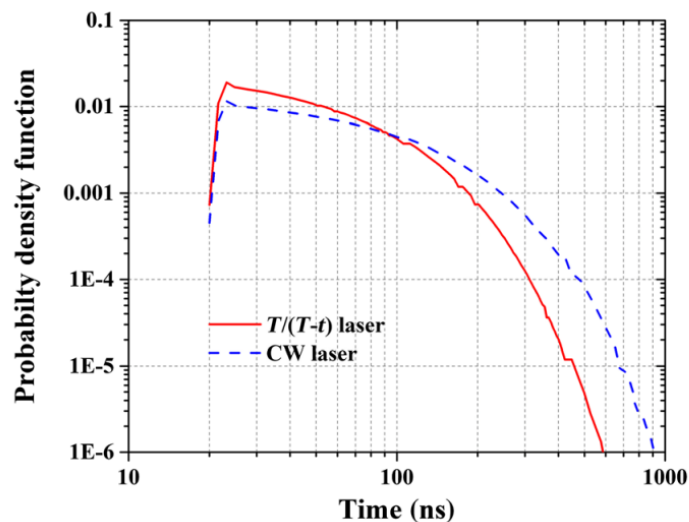
Stoga, umjesto oslanjanja na tehnike post-procesiranja da randomiziraju string slučajnih brojeva nakon što su generisani, mora postojati način da se randomizacija efikasno obavi prije. Pokazuje se da oblikovanjem optičkog fluksa laserske diode u vremenskom domenu statistika fotona može biti izmijenjena, i raspodjela vjerovatnoće se može modifikovati tako da aproksimira idealni, uniformni slučaj. Fluks se modifikuje na način da srednja brzina emitovanja fotona  $\lambda$  varira u vremenu, što vodi do nehomogenog *Poisson*-ovog procesa. Kako je u ovom slučaju parametar  $\lambda$  vremenski zavisian  $\lambda = \lambda(t)$ , to će očekivani broj događaja u vremenskom intervalu od  $a$  do  $b$  biti  $\int_a^b \lambda(t) dt$ . U skladu sa tim, raspodjela vjerovatnoće data je formulom  $\lambda(t) e^{-\int_a^b \lambda(t') dt'}$  [5]. Ako pretpostavimo raspodjelu vjerovatnoće sa  $R$  diskretnih vremenskih perioda, idealni slučaj bi bio onaj u kome je vjerovatnoća svakog perioda vremenski nezavisna i jednaka  $1/R$  (slika 3). Dakle, u idealnom slučaju  $\lambda(t)$  mora biti rješenje jednačine  $\lambda(t) e^{-\int_a^b \lambda(t') dt'} = 1/R$ . Pokazuje se da je parametar  $\lambda$  u formi  $(T - t)^{-1}$  pogodno rješenje, gdje je  $T$  vremenska konstanta [5]. Kako parametar  $\lambda(t)$  predstavlja vjerovatnoću pojave fotona, on je proporcionalan optičkom fluksu laserske diode, koji pak ima približno linearnu zavisnost sa strujom laserske diode. Stoga, ako je struja laserske diode u obliku  $I(t) \sim (T - t)^{-1}$  onda će fluks fotona aproksimirati idealni slučaj. Na taj način, smanjenjem pristrasnosti prisutne u statistici pojave fotona, količina post-procesiranja može biti znatno smanjena [5]. Uzimajući u obzir činjenicu da je hiperbolni oblik asimptotičan ka beskonačnosti, struja sa idealnom hiperbolnom karakteristikom u vremenskom domenu nikada ne može biti postignuta. Međutim, od krucijalnog značaja za

smanjenje post-procesiranja je da strujni drajver generiše struju koja što bolje aproksimira navedeni oblik, sa što je moguće većim pikovima struje i što manjom relativnom greškom.



Slika 3: Vjerovatnoća pojave fotona u vremenu pri nehomogenom *Poisson*-ovom procesu

Osim oblikovanja fluksa fotona i redukcije post-procesiranja, hiperbolni strujni drajver može dodatno poboljšati performanse optičkih kvantnih generatora slučajnih brojeva koji se zasnivaju na mjerenju vremenskog intervala između pojave sukcesivnih fotona, omogućavajući brže generisanje slučajnih brojeva. Slika 4 koja pokazuje gustinu vjerovatnoće pojave dva uzastopna fotona za lasersku diodu pobuđenu hiperbolnim i DC strujnim drajverom [6], demonstrira kako hiperbolni strujni drajver unapređuje performanse sistema sužavajući funkciju gustine vjerovatnoće pojave fotona i znatno smanjujući vjerovatnoću da vrijeme pojave fotona bude duže od 200 ns. Na ovaj način se povećava brzina generisanja slučajnih brojeva, jer se povećava šansa da sistem ima kraće vrijeme pojave fotona, uz dodatno minimiziranje dugih vremena čekanja, koji su neizbježni sa DC strujnim drajverom zbog slučajne prirode pojave fotona, karakterizovane *Poisson*-ovim procesom [6].



Slika 4: Funkcija gustine vjerovatnoće pojave dva uzastopna fotona za hiperbolni i DC laserski drajver [6]

Važna je i činjenica da postoji limit u intenzitetu svjetlosti, određen brzinom elektronike i mrtvim vremenom SPAD detektora. Stoga, povećanje brzine generisanja slučajnih brojeva putem povećanja intenziteta svjetlosti je ograničeno određenom tačkom zasićenja. Hiperbolni strujni drajver povećava taj nivo saturacije i maksimizuje brzinu generisanja slučajnih brojeva sužavanjem funkcije gustine vjerovatnoće pojave dva uzastopna fotona u vremenu [6]. Konkretno, rad [6] korišćenjem hiperbolnog strujnog drajvera ostvaruje povećanje srednjeg broja fotona za faktor 1.75 u poređenju sa DC strujnim drajverom iste optičke snage. Osim toga, pokazuje se da je nivo limitiranja funkcije gustine vjerovatnoće pojave fotona u vremenu proporcionalan odnosu hiperbolne struje na kraju i na početku vremenskog intervala, tj. odnosu maksimalne i minimalne vrijednosti struje u toku jednog perioda. Drugim riječima, veće vrijednosti pikova hiperbolne struje u poređenju sa početnom vrijednošću struje znače veće sužavanje funkcije gustine vjerovatnoće pojave fotona, i samim tim veća brzina generisanja slučajnih brojeva može biti postignuta.

Na osnovu svega navedenog, uočava se da je hiperbolni strujni drajver laserskih dioda ključni element za poboljšanje performansi optičkih kvantnih generatora slučajnih brojeva, jer se eliminiše potreba za post-procesiranjem i omogućava brže generisanje slučajnih brojeva.

## Poglavlje 3. Pregled i analiza postojećih rješenja hiperbolnih strujnih drajvera laserskih dioda

---

Na osnovu prethodnog poglavlja evidentno je da hiperbolni strujni drajver laserskih dioda mora zadovoljiti određene kriterijume kako bi se mogao uspješno upotrebljavati u optičkim kvantnim generatorima slučajnih brojeva koji se baziraju na mjerenju vremenskog intervala između pojave sukcesivnih fotona. U najvažnije kriterijume ubrajaju se:

- širok nivo kontrolabilnosti uključujući: kontrolabilnost DC nivoa, oblika impulsa, frekvencije i amplitude izlazne hiperbolne struje, kako bi se drajver mogao upotrebljavati sa raznim komercijalno dostupnim laserskim diodama,
- što je moguće veći odnos hiperbolne struje na kraju i na početku vremenskog intervala, kako bi se omogućila što je moguće veća brzina generisanja slučajnih brojeva,
- nizak napon napajanja i mala potrošnja snage,
- niska cijena serijske proizvodnje, određena tehnologijom korišćenom u dizajnu.

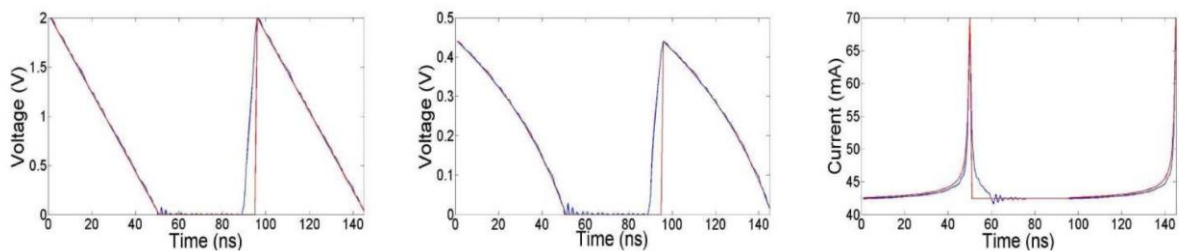
Postojeća rješenja biće analizirana upravo u pogledu ispunjavanja navedenih kriterijuma, jednostavnosti dizajna, ali i saglasnosti postignutog hiperbolnog talasnog oblika sa idealnom hiperbolom.

U otvorenoj literaturi mogu se pronaći samo dva dizajna strujnih drajvera laserskih dioda sa  $(1 - t/T)^{-1}$  karakteristikom u vremenskom domenu ([5] i [20], [21]), gdje je  $t$  vremenska promjenljiva, a  $T$  vremenska konstanta.

U radu [5] dizajn strujnog drajvera laserskih dioda sa  $(1 - t/T)^{-1}$  karakteristikom u vremenskom domenu bazira se na tri gradivna bloka: generatoru testerastog napona, logaritamskom konvertoru i diferencijatoru. Osnovna funkcija generatora testerastog napona jeste dobijanje napona čiji je talasni oblik proporcionalan sa  $(T - t)$ . Ovaj napon se dovodi na ulaz logaritamskog konvertora, koji na izlazu daje napon proporcionalan sa  $\ln(T - t)$ . Na kraju se diferenciranjem pomoću diferencijatora dobija konačni talasni oblik, tj. hiperbolna struja oblika  $I \sim (T - t)^{-1} \sim (1 - t/T)^{-1}$ . Za pravilno generisanje tražene struje neophodna



su i pomoćna kola, kao što su: pojačavački stepeni, izlazni baferi i *voltage follower-i*, koja između ostalog služe za: podešavanje DC nivoa izlazne hiperbolne struje na nivo koji odgovara minimalnoj struji držanja laserske diode potrebnoj za ispravno funkcionisanje, podešavanje vremenske konstante  $T$  na željenu vrijednost u skladu sa vremenom potrebnim za dobijanje prihvatljive aproksimacije hiperbolne struje i mrtvim vremenom detektora, kao i za pretvaranje hiperbolnog napona na izlazu diferencijatora u traženu hiperbolnu struju. Slika 5 prikazuje talasne oblike signala na izlazu kola opisanih u radu [5], dobijenih SPICE simulacijama.



Slika 5: Idealni (crveno) i SPICE simulirani (plavo) talasni oblici signala na izlazu: generatora testerastog napona (lijevo), logaritamskog konvertora (sredina) i diferencijatora (desno) [5]

Generator testerastog napona dizajniran je korišćenjem generatorskih kola trouglastog napona, sa kondenzatorima za kontrolu vremena rasta i pada (*rise time* i *fall time*). Logaritamski konvertor baziran je na operacionom pojačavaču OPA847 i diodi 1N4148W koja zatvara negativnu povratnu spregu. Šema logaritamskog konvertora implementiranog u [5] prikazana je na slici 6. Ovako realizovani logaritamski konvertor koristi strujno-naponsku zavisnost diode u obliku:

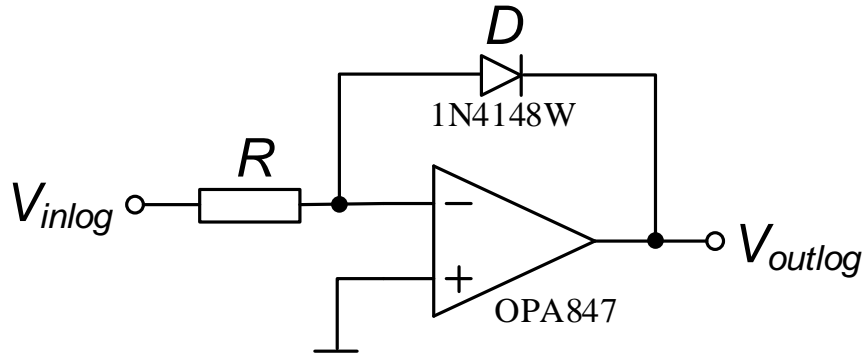
$$V_D = V_T \ln \left( \frac{I_D}{I_S} + 1 \right) \quad (1)$$

Na osnovu (1), napon  $V_{outlog}$  na izlazu logaritamskog konvertora dat je sa:

$$V_{outlog} = -V_T \ln \left( \frac{V_{inlog}}{RI_S} + 1 \right) \quad (2)$$

Kako je ulazni napon logaritamskog konvertora u obliku testere ( $V_{inlog} \sim T - t$ ), podrazumjevajući da važi  $V_{inlog} \gg RI_S$ , slijedi da je:

$$V_{outlog} \sim \ln(T - t) \quad (3)$$



Slika 6: Logaritamski konvertor implementiran u radu [5]

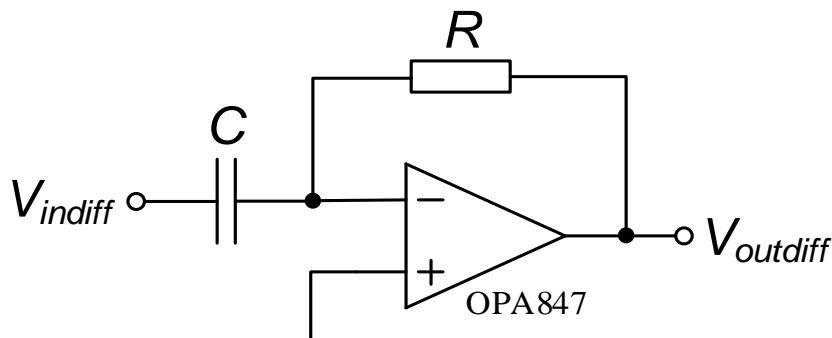
Diferencijator, kao posljednji stepen realizovan je u klasičnoj konfiguraciji, sa operacionim pojačavačem OPA847, kondenzatorom, i otpornikom u grani negativne povratne sprege, kako je prikazano na slici 7. Izlaz diferencijatora  $V_{outdiff}$  predstavlja izvod ulaznog napona diferencijatora  $V_{indiff}$  po vremenu, prema formuli:

$$V_{outdiff} = -RC \frac{dV_{indiff}}{dt} \quad (4)$$

Kako se na ulaz diferencijatora dovodi izlaz logaritamskog konvertora ( $V_{indiff} = V_{outlog}$ ), to će izlazni napon diferencijatora  $V_{outdiff}$  [5] biti direktno proporcionalan izvodu napona (3), tj:

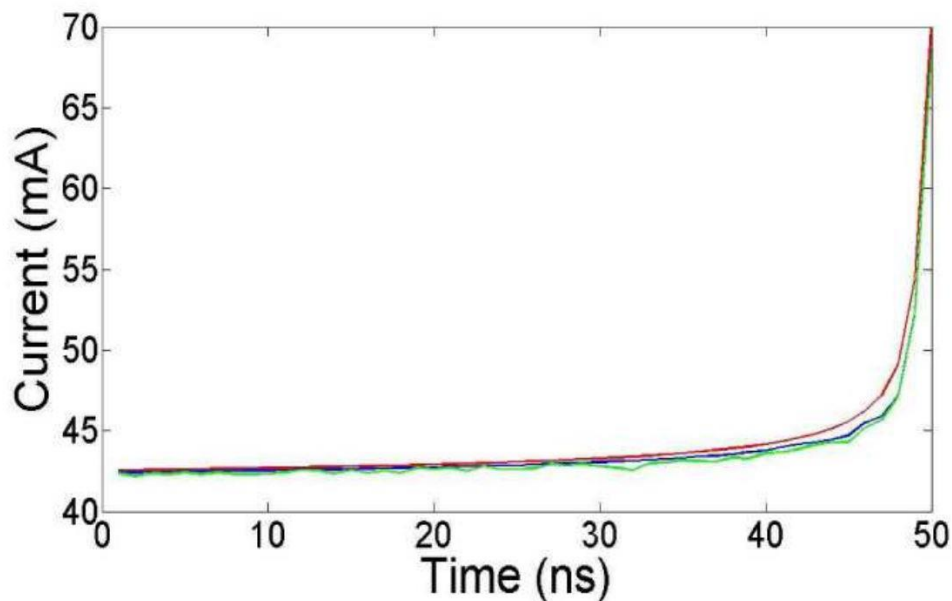
$$V_{outdiff} \sim \frac{1}{T-t} \sim \frac{1}{1-\frac{t}{T}} \quad (5)$$

Dakle, na izlazu diferencijatora dobija se napon  $V_{outdiff}$  proporcionalan hiperbolnom talasnom obliku, koji se onda pomoću odgovarajućih izlaznih bafera pretvara u traženu hiperbolnu struju.



Slika 7: Diferencijator implementiran u radu [5]

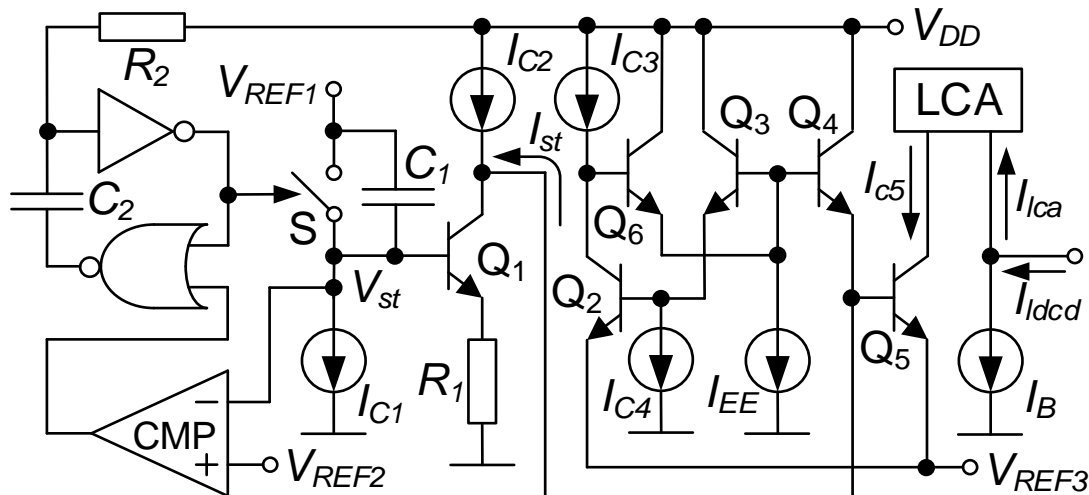
Strujni drajver dizajniran u radu [5] korišćen je sa 650 nm laserskom diodom polarizovanom znatno iznad praga kako bi se postigla približno linearna zavisnost između optičkog fluksa i ulazne struje laserske diode. Rezultati dobijeni u radu [5] prikazani su na slici 8. Postignuti talasni oblici sa slike 8 pokazuju da izlazna struja dosta dobro aproksimira traženi talasni oblik:  $I \sim (T - t)^{-1} \sim (1 - t/T)^{-1}$ . Međutim, evidentno je da sami dizajn strujnog drajvera i komponente upotrijebljene za njegovu realizaciju izazivaju određene mane u pogledu talasnog oblika struje, frekventnog opsega, potrošnje snage i odnosa vrijednosti hiperbolne struje na kraju i na početku vremenskog intervala. Prvenstveno, način realizacije diferencijatora dovodi do pojave pikova u diferenciranom signalu pri naglim promjenama ulaznog napona diferencijatora  $V_{indiff} = V_{outlog}$ . Osim toga, korišćeni operacioni pojačavač OPA847 uvodi i ograničenje u frekventnom opsegu generisane struje. Naime, pojačanje u otvorenoj sprezi ovog operacionog pojačavača opada na 50 dB na učestanosti od 20 MHz, što dovodi do zaključka da hiperbolna struja ne može postići frekvenciju veću od 20 MHz bez znatnog izobličenja u talasnom obliku. Dodatno, navedeni operacioni pojačavač dizajniran je u bipolarnoj tehnologiji, što potencijalnu serijsku proizvodnju ovog drajvera u integrisanoj tehnologiji čini nepristupačnom u pogledu cijene. OPA847 takođe karakteriše i značajna potrošnja struje (u mirovanju oko 18 mA), kao i napon napajanja veći od 5 V. To povlači zaključak da je potrošnja snage u ovako realizovanom drajveru znatna.



Slika 8: Idealni (crveno), simulirani (plavo) i izmjereni (zeleno) talasni oblici struje u radu [5]

U radovima [20] i [21] hiperbolna struja u vremenskom domenu se generiše pomoću bipolarne translinearne petlje, čija je jedna ulazna struja testerastog talasnog oblika.

Uprošćena šema hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda predloženog u radovima [20], [21] prikazana je na slici 9. Strujni drajver se sastoji od generatora struje testerastog talasnog oblika  $I_{st}$ , simetrične bipolarnе translinearne petlje  $Q_2 - Q_5$ , naponom kontrolisanih DC strujnih izvora  $I_{C3}$  i  $I_{C4}$ , i linearnog strujnog pojačavača sa konstantnim pojačanjem (linear current amplifier – LCA). Generator struje testerastog talasnog oblika  $I_{st}$  je dizajniran korišćenjem generatora napona testerastog talasnog oblika  $V_{st}$ , naponom kontrolisanog DC strujnog izvora  $I_{C2}$ , bipolarnog tranzistora  $Q_1$  i otpornika  $R_1$ . Generator napona testerastog talasnog oblika  $V_{st}$  zasniva se na naponom kontrolisanom DC strujnom izvoru  $I_{C1}$ , integracionom kondenzatoru  $C_1$ , referentnom naponu  $V_{REF1}$  i prekidaču  $S$ , uz kolo za kontrolu pražnjenja kondenzatora  $C_1$ . Referentni napon  $V_{REF3}$  je dodat kako bi se obezbijedio rad bipolarnog tranzistora  $Q_1$  u direktnom aktivnom režimu.



Slika 9: Uprošćena šema hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi bipolarnе translinearne petlje iz [20], [21]

Princip generisanja napona testerastog talasnog oblika  $V_{st}$  može se opisati kroz dvije faze. U prvoj fazi prekidač je otvoren i kondenzator  $C_1$  se puni preko DC struje  $I_{C1}$ , što dovodi do linearnog opadanja napona  $V_{st}$  u vremenu, prema formuli:

$$V_{st} = V_{REF1} - \frac{I_{C1}}{C_1} t \quad (6)$$

Promjene napona  $V_{st}$  prati kolo za kontrolu pražnjenja kondenzatora  $C_1$  koja se sastoji od naponskog komparatora i monostabilnog multivibratora. Naponski komparator CMP upoređuje napon testerastog talasnog oblika  $V_{st}$  sa referentnim naponom  $V_{REF2}$  ( $V_{REF2} < V_{REF1}$ ). Kada napon  $V_{st}$  padne ispod vrijednosti napona  $V_{REF2}$ , napon na izlazu komparatora

prelazi na visok nivo. U tom trenutku, monostabilni multivibrator koji se sastoji od NILI kola, otpornika  $R_2$ , kondenzatora  $C_2$  i invertora ulazi u kvazistabilno stanje. Ulaskom u kvazistabilno stanje monostabilni multivibrator na svom izlazu generiše visok naponski nivo i zatvara prekidač  $S$ , što dovodi do pražnjenja kondenzatora  $C_1$  i vraćanja napona  $V_{st}$  na prvobitnu vrijednost  $V_{REF1}$ . Nakon završetka kvazistabilnog stanja, napon na izlazu monostabilnog multivibratora se vraća na logičku nulu, otvarajući prekidač  $S$  i proces se ponavlja. Na osnovu navedenog može se izračunati perioda generisanog testerastog napona kao  $T_1 + T_{MM}$ . Pri tome je  $T_1$  vrijeme potrebno da testerasti napon  $V_{st}$  opadne do vrijednosti  $V_{REF2}$  i ono je jednako:

$$T_1 = \frac{C_1(V_{REF1} - V_{REF2})}{I_{C1}} \quad (7)$$

dok je  $T_{MM}$  trajanje kvazistabilnog stanja, koje mora biti dovoljno dugo kako bi se obezbijedilo potpuno pražnjenje kondenzatora  $C_1$  kroz prekidač  $S$ .

Ukoliko se zanemari uticaj konačnog pojačanja  $\beta$  BJT-a, struja testerastog talasnog oblika  $I_{st}$  može se generisati pomoću testerastog napona  $V_{st}$ , prema formuli:

$$I_{st} = \frac{(V_{st} - V_{be1})}{R_1} - I_{C2} = I_{C1} \frac{(T - t)}{R_1 C_1} \quad (8)$$

gdje je  $V_{st}$  dato prema (6),  $V_{be1}$  je ukupni (DC+AC) napon baza-emitor BJT-a  $Q_1$ ,  $t$  je vremenska promjenjiva, a  $T$  vremenska konstanta, koja je jednaka:

$$T \approx \frac{C_1(V_{REF1} - V_{BE1} - R_1 I_{C2})}{I_{C1}} \quad (9)$$

Generisana struja testerastog talasnog oblika  $I_{st}$  prosleđuje se na jedan od ulaza simetrične bipolarne translinearne petlje [22], koju čine bipolarni tranzistori  $Q_2 - Q_5$ . Na preostala dva ulaza translinearne petlje dovode se naponom kontrolisani DC strujni izvori  $I_{C3}$  i  $I_{C4}$ . U cilju smanjenja uticaja konačnog pojačanja  $\beta$  bipolarnih tranzistora  $Q_3$  i  $Q_4$  na izlaznu struju translinearne petlje, dodati su i bipolarni tranzistor  $Q_6$  i strujni izvor  $I_{EE}$ . Na osnovu [22] izlazna struja translinearne petlje (struja kolektora BJT-a  $Q_5$ )  $I_{C5}$  data je kao:

$$I_{C5} = \frac{I_{S4} I_{S5} I_{C3} I_{C4}}{I_{S2} I_{S3} I_{st}} \quad (10)$$

gdje su  $I_{S2}$ ,  $I_{S3}$ ,  $I_{S4}$  i  $I_{S5}$  struje zasićenja tranzistora  $Q_2$ ,  $Q_3$ ,  $Q_4$  i  $Q_5$ . Kombinacijom relacija (8)-(10) dobija se da je struja kolektora  $I_{C5}$  BJT-a  $Q_5$  jednaka:

$$I_{c5} = \frac{I_{S4}I_{S5}}{I_{S2}I_{S3}} \frac{R_1 I_{C3} I_{C4}}{(V_{REF1} - V_{BE1} - R_1 I_{C2}) \left(1 - \frac{t}{T}\right)} \quad (11)$$

Struja hiperbolnog talasnog oblika dobijena na izlazu bipolarnе translinearne petlje pojačava se korišćenjem linearnog strujnog pojačavača konstantnog pojačanja  $A_{LCA}$ . U cilju postizanja minimalne struje držanja potrebne za ispravno funkcionisanje laserske diode, na izlazu linearnog strujnog pojačavača dodat je naponom kontrolisani DC strujni izvor  $I_B$ . Slijedi da je izlazna hiperbolna struja strujnog drajvera dizajniranog u radovima [20] i [21] jednaka:

$$I_{ldcd} = I_B + A_{LCA} I_{c5} = I_B + \frac{I_0}{1 - \frac{t}{T}} \quad (12)$$

$$I_0 = A_{LCA} I_{c5}(t = 0) = \frac{I_{S4}I_{S5}}{I_{S2}I_{S3}} \frac{A_{LCA} R_1 I_{C3} I_{C4}}{V_{REF1} - V_{BE1} - R_1 I_{C2}} \quad (13)$$

Na osnovu (12) i (13) jasno se uočava da je strujni drajver implementiran u radovima [20] i [21] u stanju da generiše struju traženog hiperbolnog talasnog oblika u vremenskom domenu. Kombinovanjem (7), (12) i (13) mogu se izračunati frekvencija  $f$  i amplituda  $I_m$  izlazne hiperbolne struje:

$$f = \frac{1}{T_1 + T_{MM}} = \frac{1}{\frac{C_1(V_{REF1} - V_{BE1} - R_1 I_{C2})}{I_{C1}} + T_{MM}} \quad (14)$$

$$I_m = I_{ldcd}(t = T_1) - I_{ldcd}(t = 0) = \frac{I_{S4}I_{S5}}{I_{S2}I_{S3}} \frac{A_{LCA} R_1 I_{C3} I_{C4} (V_{REF1} - V_{REF2})}{\prod_{i=1}^2 (V_{REFi} - V_{BE1} - R_1 I_{C2})} \quad (15)$$

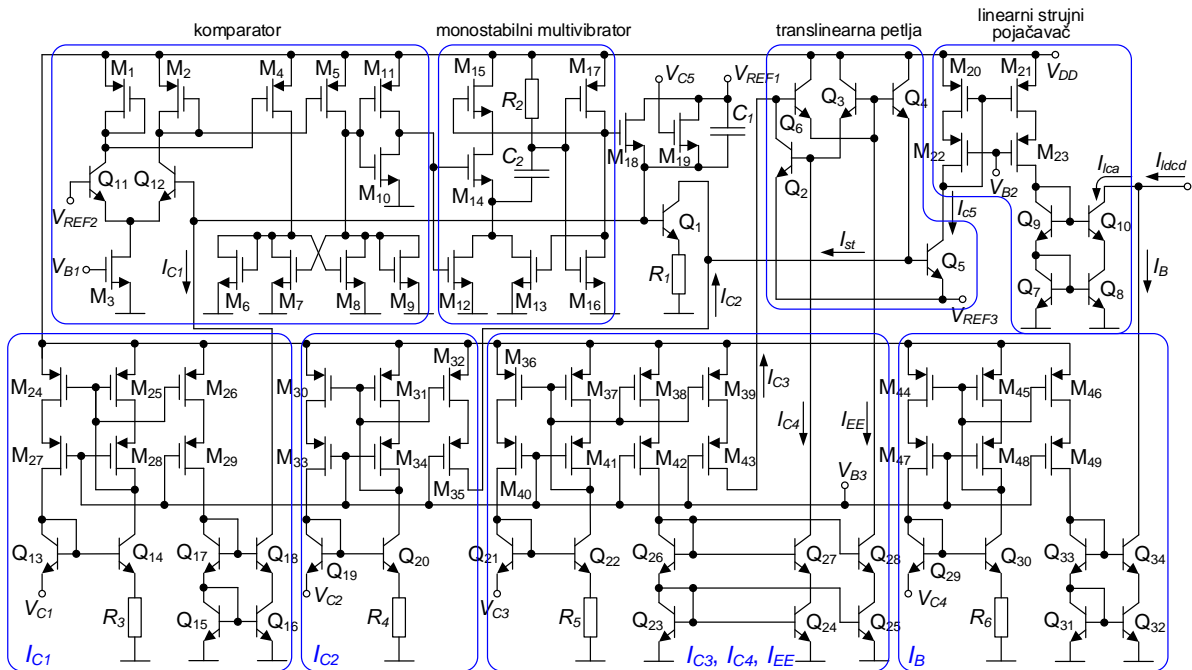
dok se kombinacijom (7), (9), (12) i (13) dobija odnos struje na kraju i na početku vremenskog perioda:

$$n = \frac{I_{ldcd}(t = T_1)}{I_{ldcd}(t = 0)} = \frac{V_{REF1} - V_{BE1} - R_1 I_{C2}}{V_{REF2} - V_{BE1} - R_1 I_{C2}} = \frac{1}{1 - \frac{T_1}{T}} \quad (16)$$

Kompletna šema hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda sa  $(1 - t/T)^{-1}$  karakteristikom u vremenskom domenu na bazi bipolarnе translinearne petlje u 0.35  $\mu\text{m}$  BiCMOS tehnologiji predloženog u radovima [20] i [21] data je na slici 10. Naponski komparator se sastoji od pret-pojačavača (bipolarni tranzistori  $Q_{11}$  i  $Q_{12}$  i MOSFET-ova  $M_1$  –

$M_5$ , sa naponom polarizacije  $V_{B1}$ ), kola za odlučivanje na bazi pozitivne povratne sprege (MOSFET-ovi  $M_6 - M_9$ ) i izlaznog bafera (MOSFET-ovi  $M_{10}$  i  $M_{11}$ ). Monostabilni multivibrator se sastoji od NILI kola (MOSFET-ovi  $M_{12} - M_{15}$ ), otpornika  $R_2$ , kondenzatora  $C_2$  i invertora (MOSFET-ovi  $M_{16}$  i  $M_{17}$ ). Prekidač je realizovan korišćenjem MOSFET-a  $M_{18}$ . Dodatni prekidač realizovan preko MOSFET-a  $M_{19}$  zajedno sa kontrolnim naponom  $V_{C5}$  predstavlja svojevrsno *start-up* kolo, koje obezbjeđuje pražnjenje kondenzatora na samom početku rada. Linearni strujni pojačavač realizovan je pomoću dva strujna ogledala u kaskadi. Prvo strujno ogledalo je *wide-swing* strujno ogledalo realizovano pomoću MOSFET-ova  $M_{20} - M_{23}$ , sa pojačanjem od 3 puta. Drugo strujno ogledalo kaskodnog tipa realizovano je pomoću bipolarnih tranzistora  $Q_7 - Q_{10}$  i ima pojačanje 9 puta. Samim tim, ukupno pojačanje linearnog pojačavača je  $A_{LCA} = 27$ . Naponom kontrolisani strujni izvori  $I_{C1}$ ,  $I_{C2}$ ,  $I_{C3}$ ,  $I_{C4}$ ,  $I_{EE}$  i  $I_B$  dizajnirani su korišćenjem strujnih prenosnika prve generacije, pri čemu su djelovi sa *voltage follower-om* realizovani preko bipolarnih tranzistora, a djelovi sa *current follower-om* korišćenjem *wide-swing* strujnih ogledala implementiranih preko MOSFET-ova. *Voltage follower-i* omogućavaju prenošenje kontrolnih napona  $V_{Ci}$  sa terminala Y na terminale X, gdje su vezani otpornici  $R_i$ ,  $i \in \{3, 4, 5, 6\}$ . *Current follower-i* omogućavaju prenošenje naponom kontrolisane DC struje jednake  $V_{Ci}/R_i$  sa terminala X na izlazne terminale Z. Strujni izvori  $I_{C1}$ ,  $I_{C4}$ ,  $I_{EE}$  i  $I_B$  zahtijevaju dodatna kaskodna strujna ogledala realizovana korišćenjem bipolarnih tranzistora za promjenu smjera struje, tj. realizaciju strujnih prenosnika negativnog tipa.

Hiperbolni strujni drajver laserskih dioda iz [20] i [21] nudi nezavisnu kontrolabilnost DC nivoa, oblika, frekvencije i amplitude strujnih impulsa promjenom odgovarajućih kontrolnih napona. Frekvencija  $f$  se može mijenjati promjenom napona  $V_{C1}$  (odnosno struje  $I_{C1}$ ) na osnovu (14). Oblik strujnih impulsa se može mijenjati variranjem kontrolnog napona  $V_{C2}$  (odnosno struje  $I_{C2}$ ) na osnovu (16). Amplituda se može mijenjati promjenom kontrolnog napona  $V_{C3}$  (odnosno struja  $I_{C3} = I_{C4}$ ) na osnovu (15). Na kraju, DC nivo može se mijenjati variranjem kontrolnog napona  $V_{C4}$  (odnosno struja  $I_B$ ) na osnovu (12).



Slika 10: Kompletna šema hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi bipolarnе translinearne petlje u 0.35  $\mu\text{m}$  BiCMOS tehnologiji [20], [21]

Hiperbolni strujni drajver predložen u [20], [21] ima dva izvora greške koji ograničavaju odnos hiperbolne stuje na kraju i na početku vremenskog perioda, tj. faktor  $n$ , važan za brzinu generisanja slučajnih brojeva u optičkim kvantnim generatorima.

Naime, izrazi za vremensku konstantu  $T$  i DC vrijednost hiperbolne struje  $I_0$  dati relacijama (9) i (13) su izvedeni pretpostavljajući da je srednja vrijednost napona testerastog talasnog oblika  $(V_{st})_{avg} = (V_{REF1} + V_{REF2})/2$  dovoljno velika, i da na osnovu toga ukupni (DC+AC) napon baza-emitor  $V_{be1}$  BJT-a  $Q_1$  može biti aproksimiran svojom DC vrijednošću  $V_{be1} \approx V_{BE1}$ . Sa druge strane, relacija (16) sugerise da u cilju postizanja velike vrijednosti faktora  $n$ , moraju biti ispunjeni uslovi da je  $R_1 I_{C2} \approx V_{REF2} - V_{BE1}$ , i da je razlika  $V_{REF1} - V_{REF2}$  maksimizirana. Drugi uslov može biti postignut povećanjem napona  $V_{REF1}$  i smanjenjem napona  $V_{REF2}$ . Međutim, smanjenje referentnog napona  $V_{REF2}$  izaziva smanjenje srednje vrijednosti napona  $V_{st}$  i samim tim aproksimacija  $V_{be1} \approx V_{BE1}$  više nije optimalna, što dovodi do povećanja relativne greške u talasnom obliku izlazne hiperbolne struje. Drugim riječima, mora postojati kompromis između vrijednosti faktora  $n$  i varijacija napona baza-emitor  $V_{be1}$  BJT-a  $Q_1$  [21].

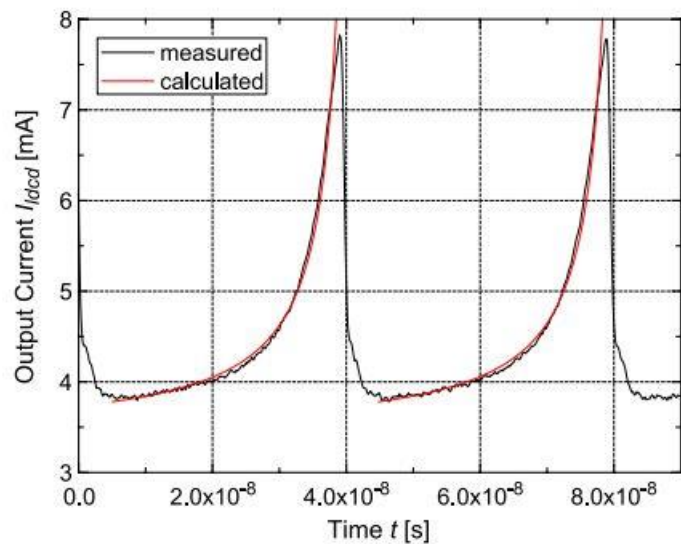
Drugi izvor greške predstavlja činjenica da je izraz (10), a samim tim i konačni izraz (12) izveden pod pretpostavkom da bipolarni tranzistori  $Q_2 - Q_5$  imaju zanemarljivo male struje baze. Ova pretpostavka je tačna za bipolarnе tranzistore  $Q_2 - Q_4$ , usljed jednakosti struja  $I_{C3}$  i  $I_{C4}$ , kao i uvođenja dodatnog tranzistora  $Q_6$  i strujnog izvora  $I_{EE}$ . Međutim, uticaj



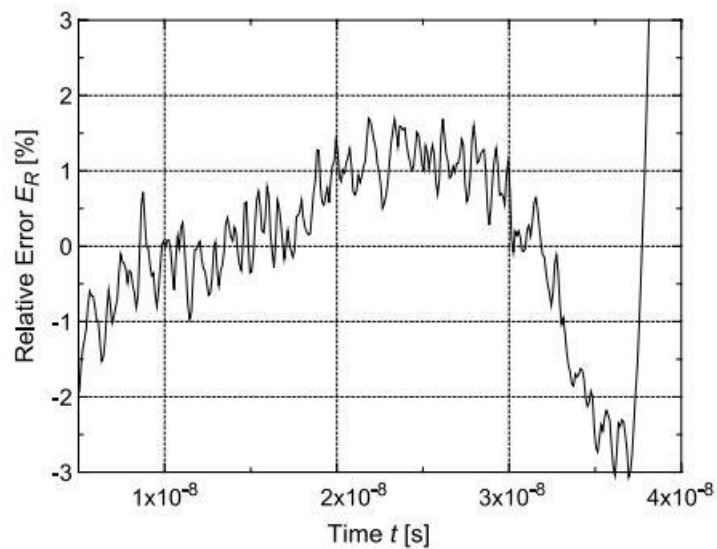
struje baze tranzistora  $Q_5$  ne može biti zanemaren. Naime, porast izlazne hiperbolne struje u vremenskim intervalima bliskim trenutku  $t = T_1$  dovodi do proporcionalnog povećanja struje baze BJT-a  $Q_5$ . Samim tim struja emitora BJT-a  $Q_4$  nije više jednaka  $I_{e4} = I_{st}$ , već  $I_{e4} = I_{st} + I_{b5}$ , što povećava relativnu grešku u talasnom obliku hiperbolne struje. Relativna greška usljed konačnog strujnog pojačanja  $\beta_5$  BJT-a  $Q_5$  je  $E_R[\%] = 100 \cdot I_{c5} / (I_{c5} + \beta_5 I_{st})$  [21]. U cilju minimizacije ove greške struja kolektora  $I_{c5}$  BJT-a  $Q_5$  mora biti dovoljno mala u poređenju sa  $\beta_5 I_{st}$ .

Strujni drajver [20], [21] fabrikovan je u  $0.35 \mu\text{m}$  BICMOS tehnologiji i izmjereni rezultati su prikazani na slici 11. Rezultati pokazuju dobro poklapanje izlazne struje sa idealnim hiperbolnim talasnim oblikom. Naime, postignuta relativna greška je manja od 3 % u 96.5 % vremenskog interavala  $0 < t < T_1$ . Dodatno, eksperimentalno je izmjerena frekvencija strujnih impulsa od maksimalno 25 MHz, dok je post-layout simulacijama pokazano da ona može ići i do 100 MHz. Pri tome je potrošnja struje ovog drajvera manja od 3 mA, a napon napajanja mu je 3.3 V. Nedostatak strujnog drajvera [20], [21] ogleda se u određenom odstupanju hiperbolne struje od idealnog talasnog oblika u vremenskim intervalima bliskim trenutku  $t = T_1$ , što dovodi do malog faktora  $n \approx 4.5$ . Navedeni nedostatak posljedica je prethodno analiziranih izvora grešaka prisutnih u ovom strujnom izvoru, odnosno konačne (i male) vrijednosti strujnog pojačanja  $\beta$  BJT-ova koji formiraju translinearnu petlju.

Evidentno je da strujni drajver predložen u [20], [21] nudi poboljšanje karakteristika u odnosu na drajver predložen u [5], uključujući kontrolabilnost DC nivoa, oblika, frekvencije i amplitude izlazne hiperbolne struje, manju relativnu grešku, veću vrijednost odnosa hiperbolne struje na kraju i na početku vremenskog intervala, veći frekventni opseg, manji napon napajanja i manju potrošnju snage. Međutim, on pokazuje i određene nedostatke u vidu i dalje niskog odnosa hiperbolne struje na kraju i na početku vremenskog intervala, kao i potencijalno visoke cijene serijske proizvodnje u BiCMOS tehnologiji.



(a)



(b)

Slika 11: (a) Izračunati i izmjereni rezultati hiperbolnog strujnog drajvera na bazi bipolarne translinearne petlje iz [20], [21] pri frekvenciji strujnih impulsa od 25 MHz (b) Odgovarajuća relativna greška

# Poglavlje 4. Hiperbolni strujni drajver laserskih dioda za optičke kvantne generatore slučajnih brojeva na bazi CMOS otpornog ogledala

---

## 4.1 CMOS OTPORNO OGLEDALO

Hiperbolni strujni drajver laserskih dioda predložen u ovom radu bazira se na CMOS otpornom ogledalu [23]-[27]. CMOS otporno ogledalo predstavlja sklop sastavljen od dva MOSFET-a istih napona pragova koji rade u omskom režimu, kao što je prikazano na slici 12. Polarizacija gejtova naponom  $V_B$  obavlja se primjenom odgovarajućeg spoljašnjeg kola. MOSFET u omskom režimu ponaša se kao naponom kontrolisani otpornik između priključaka za drejn i sors, čija je otpornost kanala  $R_{DS}$  (ukoliko se pretpostavi dovoljno mali napon drejn-sors  $V_{DS}$ ) data formulom:

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} \approx \frac{1}{\beta(V_{GS} - V_t)} \quad (17)$$

gdje je  $V_{DS}$  napon drejn-sors,  $I_D$  je struja drejna,  $\beta$  transkonduktanski parametar,  $V_{GS}$  napon gejt-sors, a  $V_t$  napon praga MOSFET-a. Na osnovu (17) otpornosti kanala  $R_{DS1}$  i  $R_{DS2}$  MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  sa slike 12 mogu se zapisati kao:

$$R_{DS1} = \frac{V_{DS1}}{I_{D1}} \approx \frac{1}{\beta_1(V_{GS1} - V_{t1})} \quad (18)$$

$$R_{DS2} = \frac{V_{DS2}}{I_{D2}} \approx \frac{1}{\beta_2(V_{GS2} - V_{t2})} \quad (19)$$

Dizajn otpornog ogledala sa slike 12 obezbjeđuje jednakost napona gejt-sors MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$ , tj.  $V_{GS1} = V_{GS2}$ . Kombinujući navedenu relaciju sa relacijama (18) i (19), dobija se:

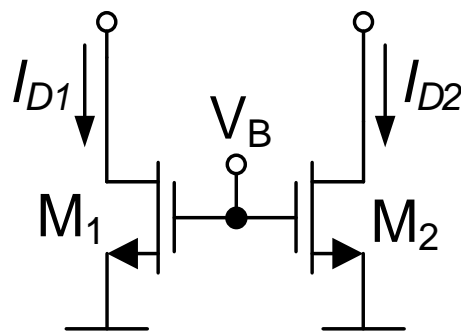
$$\frac{R_{DS1}}{R_{DS2}} = \frac{\frac{V_{DS1}}{I_{D1}}}{\frac{V_{DS2}}{I_{D2}}} = \frac{V_{DS1} I_{D2}}{V_{DS2} I_{D1}} \approx \frac{\beta_2}{\beta_1} \quad (20)$$

Relacija (20) pokazuje da se promjenom otpornosti  $R_{DS1}$  (izazvanom promjenom napona  $V_{DS1}$  i/ili struje  $I_{D1}$ ) MOSFET-a  $M_1$  mijenja otpornost  $R_{DS2}$  MOSFET-a  $M_2$  u istom iznosu (promjenom napona  $V_{DS2}$  i/ili struje  $I_{D2}$ ), jer je  $\beta_1, \beta_2 = const.$ , odnosno otpornost  $R_{DS2}$  prati

otpornost  $R_{DS1}$ . Drugim riječima, promjene otpornosti kanala MOSFET-a  $M_1$  bivaju preslikane na promjene otpornosti kanala MOSFET-a  $M_2$ . Usljed toga MOSFET  $M_1$  naziva se otpornim originalom, a MOSFET  $M_2$  otpornim likom.

Karakteristike otpornog ogledala, među kojima se izdvajaju jednostavnost dizajna i mogućnost postizanja niskog napona napajanja, usljed malih napona drejn-sors  $V_{DS}$  MOSFET-ova u omskom režimu, čine ovaj sklop univerzalnim gradivnim elementom upotrebljivim u najrazličitijim aplikacijama [23]-[27].

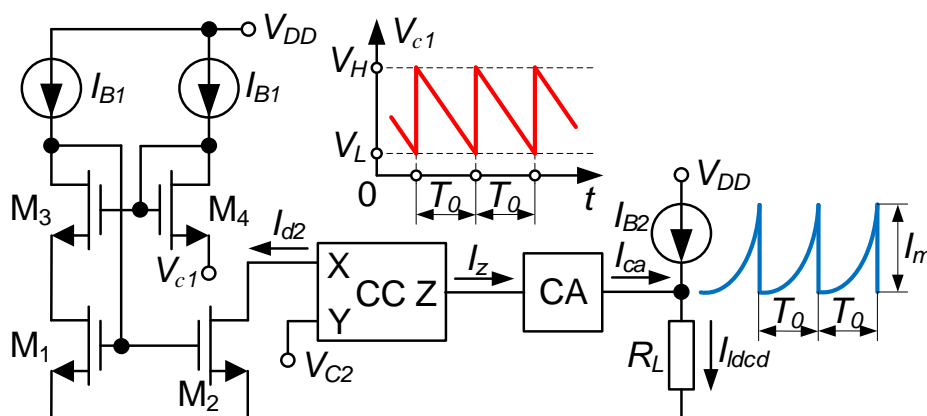
Nedostatak otpornog ogledala ogleda se u sistematskoj grešci prisutnoj u modelovanju otpornosti kanala  $R_{DS}$ . Naime, usljed parabolne zavisnosti struje drejna  $I_D$  od napona drejn-sors  $V_{DS}$  MOSFET-a u omskom režim, postoji razlika u vrijednostima otpornosti kanala  $R_{DS}$  za različite vrijednosti napona drejn-sors  $V_{DS}$  [25]. Ova greška će biti utoliko veća što je napon drejn-sors  $V_{DS}$  MOSFET-a veći, tj. što je MOSFET bliži zasićenju. Drugim riječima, pri povećanju napona drejn-sors  $V_{DS}$  MOSFET-a kvadratni član prisutan u jednačini za struju drejna MOSFET-a u omskom režimu  $I_D = \beta[(V_{GS} - V_t)V_{DS} - V_{DS}^2/2]$  postaje znatan, te se kao takav ne može zanemariti, što dovodi do povećanja relativne greške sistema.



Slika 12: Otporno ogledalo

## 4.2 OPIS KOLA

Pojednostavljena šema predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda sa  $(1 - t/T)^{-1}$  karakteristikom u vremenskom domenu na bazi CMOS otpornog ogledala prikazana je na slici 13. Sledeća notacija je korišćena u analizi:  $X_X$  predstavlja DC signal, dok  $X_x$  predstavlja ukupni (DC+AC) signal.



Slika 13: Pojednostavljena šema hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala

Ulazni stepen predloženog strujnog drajvera sličan je onom u [26]. On se sastoji od DC strujnog izvora  $I_{B1}$ , kontrolnog napona testerastog talasnog oblika  $V_{c1}$ , kontrolnog DC napona  $V_{C2}$  koji je povezan na terminal Y strujnog prenosnika prve generacije, MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  koji rade u omskom režimu i formiraju otporno ogledalo ( $M_1$  je otporni original, a  $M_2$  otporni lik) i uparenih MOSFET-ova  $M_3$  i  $M_4$  koji rade u zasićenju i formiraju *voltage follower*. Kako ista struja  $I_{B1}$  protiče kroz uparene MOSFET-ove  $M_3$  i  $M_4$ , zanemarujući uticaj modulacije dužine kanala, naponi gejnt-sors ovih MOSFET-ova biće jednaki  $V_{GS3} = V_{GS4}$ . Ova jednakost omogućava prenos kontrolnog napona testerastog talasnog oblika  $V_{c1}$  na drejn MOSFET-a  $M_1$ . Odavde slijedi da je napon drejn-sors MOSFET-a  $M_1$  jednak kontrolnom naponu testerastog talasnog oblika  $V_{c1}$ ,  $V_{ds1} = V_{c1}$ . Sa druge strane, *voltage follower* unutar strujnog prenosnika (*current conveyor* – CC) omogućava prenos napona sa terminala Y na terminal X, što znači da je napon drejn-sors MOSFET-a  $M_2$  jednak kontrolnom DC naponu  $V_{C2}$ ,  $V_{DS2} = V_{C2}$ . Naponi gejnt-sors MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  koji čine otporno ogledalo takođe su jednaki,  $V_{GS1} = V_{GS2}$ . Uz pretpostavku o dovoljno malom naponu drejn-sors MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$ , otpornosti kanala ovih MOSFET-a biće date relacijama

(18) i (19). Zahvaljujući jednakosti napona pragova MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  ( $V_{t1} = V_{t2}$ ), odnos njihovih otpornosti drejn-sors dat je izrazom:

$$\frac{R_{ds1}}{R_{ds2}} \approx \frac{[\beta_1(V_{gs1} - V_{t1})]^{-1}}{[\beta_2(V_{gs2} - V_{t2})]^{-1}} = \frac{\beta_2}{\beta_1} \quad (21)$$

gdje su  $\beta_1$  i  $\beta_2$  transkonduktanski parametri MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$ , respektivno. Otpornosti kanala MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  mogu biti predstavljene i na sljedeći način:

$$R_{ds1} = \frac{V_{ds1}}{I_{D1}} = \frac{V_{c1}}{I_{B1}} \quad (22)$$

$$R_{ds2} = \frac{V_{DS2}}{I_{d2}} = \frac{V_{C2}}{I_{d2}} \quad (23)$$

gdje su  $I_{D1} = I_{B1}$  i  $I_{d2}$  struje drejna MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$ , respektivno. Kombinovanjem relacija (21)-(23) dobija se struja drejna MOSFET-a  $M_2$ , kao:

$$I_{d2} \approx \frac{\beta_2 V_{C2} I_{B1}}{\beta_1 V_{c1}} \quad (24)$$

Kontrolni napon testerastog talasnog oblika  $V_{c1}$  može se predstaviti kao:

$$V_{c1} = V_H - (V_H - V_L) \frac{t}{T_0}, \quad 0 < t < T_0 \quad (25)$$

gdje je  $t$  vremenska promjenjiva,  $T_0$  perioda testerastog napona, a  $V_H$  i  $V_L$  njegova maksimalna i minimalna vrijednost. Zamjenom relacije (25) u relaciju (24) dobija se struja  $I_{d2}$ , hiperbolnog talasnog oblika u vremenskom domenu:

$$I_{d2} \approx \frac{\beta_2 V_{C2} I_{B1}}{\beta_1 V_H - (V_H - V_L) \frac{t}{T_0}} \quad (26)$$

*Current follower* unutar strujnog prenosnika omogućava prenos dobijene hiperbolne struje sa terminala X na terminal Z:

$$I_z = I_{d2} \quad (27)$$

Kako bi se obezbijedila dovoljno velika srednja vrijednost izlazne hiperbolne struje  $I_{out} \sim mA$ , na terminal Z strujnog prenosnika dodat je strujni pojačavač (*current amplifier* – CA) konstantnog pojačanja  $A_{CA}$ . Samim tim, struja na izlazu pojačavača  $I_{ca}$  proporcionalna je struji koja protiče kroz terminal Z:

$$I_{ca} = A_{CA}I_z = A_{CA}I_{d2} \quad (28)$$

Dodatno, u cilju obezbjeđivanja dovoljno velikog DC nivoa izlazne struje za specifičnu aplikaciju, na izlazu strujnog pojačavača uveden je naponom kontrolisani DC strujni izvor  $I_{B2}$ . U skladu sa tim, izlazna struja hiperbolnog strujnog drajvera jednaka je zbiru DC polarizacione struje  $I_{B2}$  i struje na izlazu strujnog pojačavača:

$$I_{ldcd} = I_{B2} + I_{ca} \quad (29)$$

Kombinujući relacije (26)-(29) dobija se izlazna struja predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala:

$$I_{ldcd} \approx I_{B2} + \frac{I_0}{1 - \frac{t}{T}} \quad , \quad 0 < t < T_0 \quad (30)$$

gdje je DC struja  $I_0$  jednaka:

$$I_0 \approx A_{CA} \frac{\beta_2 V_{C2}}{\beta_1 V_H} I_{B1} \quad (31)$$

a vremenska konstanta  $T$  data prema:

$$T = \frac{V_H}{V_H - V_L} T_0 \quad (32)$$

Iz relacije (32) jasno je da je  $T > T_0$ . Za slučaj kada je  $V_H \gg V_L$  moguće je dostići  $T \approx T_0$  (ali uvijek  $T > T_0$ ). Ovo znači da imenilac u relaciji (30) nikada ne može biti jednak nuli, tj. dostizanje idealnog hiperbolnog talasnog oblika (hiperbola asimptotična ka beskonačnosti na kraju periode) nije moguće.

Izlazna struja predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na početku vremenskog intervala  $I_{ldcd}(0)$ , za  $I_{B2} = 0$  jednaka je:

$$I_{ldcd}(0) = I_0 \approx A_{CA} \frac{\beta_2 V_{C2}}{\beta_1 V_H} I_{B1} \quad (33)$$

Izlazna struja predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na kraju vremenskog intervala  $I_{ldcd}(T_0)$ , za  $I_{B2} = 0$  jednaka je:

$$I_{ldcd}(T_0) \approx A_{CA} \frac{\beta_2 V_{C2}}{\beta_1 V_L} I_{B1} \quad (34)$$

Odnos  $n$  izlazne struje predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na kraju i na početku vremenskog intervala, za  $I_{B2} = 0$  jednak je:

$$n = \frac{I_{ldcd}(T_0)}{I_{ldcd}(0)} \approx \frac{V_H}{V_L} \quad (35)$$

Amplituda  $I_m$  strujnih impulsa (30) može se izraziti kao:

$$I_m = I_{ldcd}(T_0) - I_{ldcd}(0) \approx A_{CA} \frac{\beta_2}{\beta_1} \left( \frac{1}{V_L} - \frac{1}{V_H} \right) V_{C2} I_{B1} \quad (36)$$

Frekvencija  $f$  strujnih impulsa (30) jednaka je frekvenciji kontrolnog napona testerastog talasnog oblika:

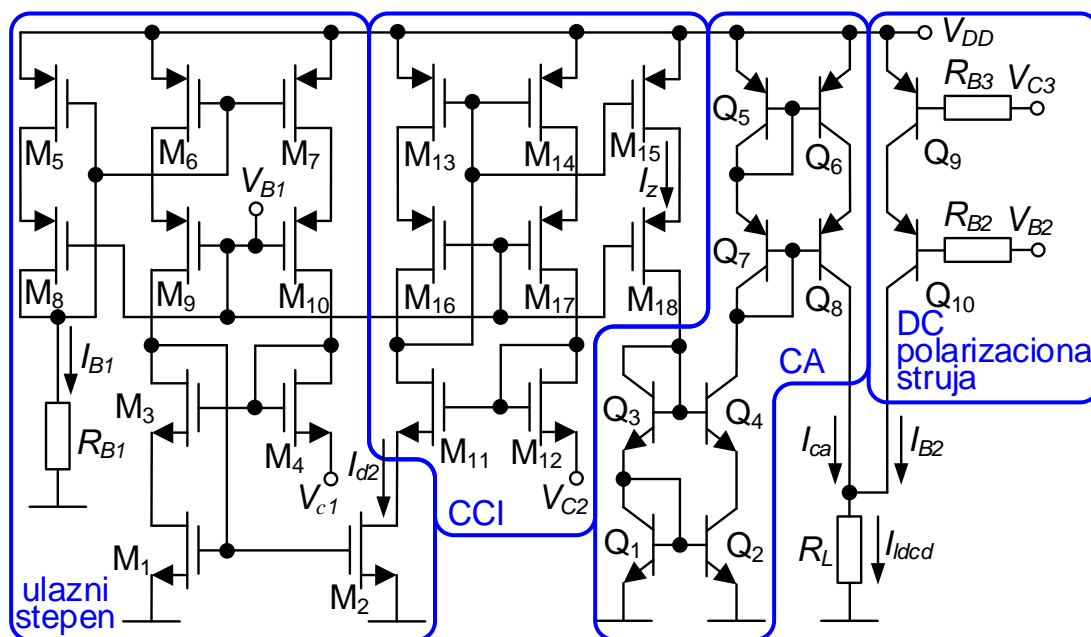
$$f = f_0 = \frac{1}{T_0} \quad (37)$$

Kompletna električna šema predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala prikazana je na slici 14. Otporno ogledalo i *voltage follower* sastoji se od MOSFET-ova  $M_1 - M_2$  i  $M_3 - M_4$ , respektivno. DC strujni izvor  $I_{B1}$  dizajniran je kao dvo-izlazno *wide-swing* strujno ogledalo sastavljeno od MOSFET-ova  $M_5 - M_{10}$ , polarizovano DC naponom  $V_{B1}$  i otpornikom  $R_{B1}$ . Za realizaciju strujnog prenosnika korišćen je strujni prenosnik prve generacije (CCI). I strujni prenosnik prve generacije i strujni prenosnik druge generacije mogli su biti korišćeni u predloženom dizajnu. Pošto je implementacija strujnog prenosnika prve generacije kompaktnija i lakša u diskretnoj tehnici od realizacije strujnog prenosnika druge generacije, odabran je strujni prenosnik prve generacije. Realizovani strujni prenosnik se sastoji od *voltage follower-a* realizovanog pomoću MOSFET-ova  $M_{11}$  i  $M_{12}$  u zasićenju i kontrolnog DC napona  $V_{C2}$ , i *current follower-a* realizovanog pomoću dvo-izlaznog *wide-swing* strujnog ogledala sastavljenog od MOSFET-ova  $M_{13} - M_{18}$  sa DC polarizacionim naponom  $V_{B1}$ . Strujno ogledalo  $M_{13} - M_{18}$  obezbjeđuje jednakost struja koje teku kroz MOSFET-ove  $M_{11}$  i  $M_{12}$ . Na ovaj način gej-t-sors naponi navedenih MOSFET-ova su jednaki što dozvoljava transfer napona sa terminala Y na terminal X,  $V_{DS2} = V_{C2}$ . Strujni pojačavač (CA) sastoji se od dva kaskodna strujna ogledala. Kako korišćene diskretne MOSFET-ove karakterišu male vrijednosti transkonduktanskog parametra ( $\beta < 1 \text{ mA/V}^2$ ) strujno ogledalo dizajnirano upotrebom ovih MOSFET-ova sa strujama drejna reda  $\sim \text{mA}$  nije moglo biti realizovano. Usljed toga, diskretni bipolarni tranzistori su korišćeni umjesto MOSFET-ova. Realizovana strujna ogledala su kaskodnog tipa sastavljena od npn bipolarnih tranzistora  $Q_1 - Q_4$  i pnp bipolarnih tranzistora  $Q_5 - Q_8$ .



Oba strujna ogledala imaju strujni odnos 1:4, što rezultira strujnim pojačanjem  $A_{CA} = 16$ . Na kraju, naponom kontrolisani DC strujni izvor  $I_{B2}$  dizajniran je korišćenjem pnp bipolanih tranzistora  $Q_9$  i  $Q_{10}$ , otpornika  $R_{B2}$  i  $R_{B3}$ , polarizacionog DC napona  $V_{B2}$  i kontrolnog DC napona  $V_{C3}$ .

Realizacija predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala u integrisanoj CMOS tehnologiji rezultirala bi implementacijom strujnog pojačavača (CA) u sklopu *current follower-a* strujnog prenosnika prve generacije, što bi bilo moguće uraditi pogodnim dimenzionisanjem MOSFET-ova  $M_{13} - M_{18}$ , i u konačnici rezultiralo relacijom  $I_z = A_{CA} I_{d2}$ . Štaviše, naponom kontrolisani DC strujni izvor takođe bi bio implementiran korišćenjem MOSFET-ova. Ovim bi se potpuno izbjegla upotreba bipolarnih tranzistora, čime bi se postigao potpuni CMOS dizajn.



Slika 14: Kompletna električna šema predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala

Predloženi hiperbolni strujni drajver laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala nudi nezavisnu kontrolabilnost DC nivoa, oblika, frekvencije i amplitude izlazne struje promjenom odgovarajućih kontrolnih napona. Konkretno DC nivo, oblik, frekvencija i amplituda strujnih impulsa (30)-(32) mogu biti nezavisno podešavani na sledeći način:

- držanjem izlazne struje  $I_{ldcd}(T_0)$  (34) na konstantnom nivou putem  $V_{C2}, V_L = const.$ , i izlazna struja  $I_{ldcd}(0)$  (33) i odnos  $n$  (35) se mogu podešavati promjenom  $V_H$ ,

- držanjem izlazne struje  $I_{lacd}(0)$  (33) na konstantnom nivou putem  $V_{C2}, V_H = const.$ , i izlazna struja  $I_{lacd}(T_0)$  (34) i odnos  $n$  (35) se mogu podešavati promjenom  $V_L$ ,
- držanjem odnosa  $n$  (35) na konstantnom nivou putem  $V_H, V_L = const.$ , samo se amplituda  $I_m$  (36) može podešavati promjenom  $V_{C2}$ ,
- frekvencija  $f$  (37) se može podešavati promjenom frekvencije  $f_0$  kontrolnog napona testerastog talasnog oblika  $V_{C1}$ ,
- DC polarizaciona struja  $I_{B2}$  se može podešavati promjenom  $V_{C3}$ .

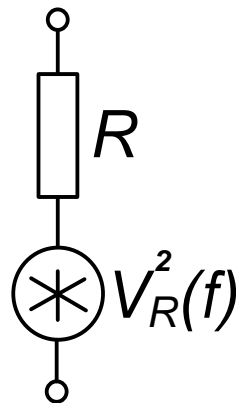
Gornji limit napona  $V_{C1}$ , tj. vrijednost  $V_H$  određena je maksimalnom mogućom vrijednošću napona drejn-sors ( $V_{ds1} = V_{C1}$ ) MOSFET-a  $M_1$  u omskom režimu. Sa druge strane, donji limit, tj. vrijednost  $V_L$  određena je najmanjim dozvoljenim padom napona na DC strujnom izvoru  $I_{B1}$  (kaskodno povezani MOSFET-ovi  $M_6$  i  $M_9$ ). Naime, što je  $V_L$  manje, to je napon  $V_{gs1}$  veći, usljed jednakosti  $V_{ds1} = V_{C1}$ . Ovo znači da je i pad napona na DC strujnom izvoru  $I_{B1}$  manji. Na kraju, gornji limit napona  $V_{C2}$  određen je maksimalnom mogućom vrijednošću napona drejn-sors ( $V_{DS2} = V_{C2}$ ) MOSFET-a  $M_2$  u omskom režimu, dok je donji limit napona  $V_{C2}$  jednak nuli.

### 4.3 MODELOVANJE I ANALIZA ŠUMA

U analizi šuma predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala pretpostavljeno je da su MOSFET-ovi u okviru grupa:  $M_1 - M_2$ ,  $M_3 - M_4$ ,  $M_5 - M_{10}$ ,  $M_{11} - M_{12}$  i  $M_{13} - M_{18}$  upareni. Takođe, uzimajući u obzir činjenicu da *current follower* unutar strujnog prenosnika prve generacije može zamijeniti strujni pojačavač odgovarajućim dimenzionisanjem MOSFET-ova  $M_{13} - M_{18}$ , šum izazvan bipolarnim tranzistorima  $Q_1 - Q_8$  nije razmatran. Drugim riječima, šum u predloženom drajveru potiče isključivo od otpornika  $R_{B1}$  i MOSFET-ova.

#### 4.3.1 Modelovanje šuma otpornika

Glavni izvor šuma kod otpornika je termički šum, koji ima karakteristike bijelog šuma. Usljed toga, šum otpornika se može modelovati naponskim izvorom  $V_R^2(f)$  redno vezanim sa bešumnim otpornikom, kao što je prikazano na slici 15 [28].



Slika 15: Model šuma otpornika

Pri tome je spektralna gustina snage šuma  $V_R^2(f)$  data kao:

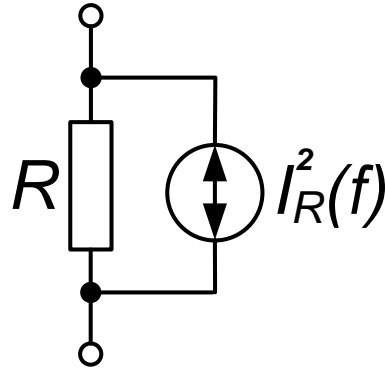
$$V_R^2(f) = 4kTR \quad (38)$$

gdje je  $k$  Boltsmanova konstanta,  $T$  apsolutna temperatura, a  $R$  vrijednost otpornosti [28]. Na osnovu relacije (38) može se zaključiti da se termički šum otpornika može smanjiti isključivo smanjenjem temperature, ili korišćenjem manjih vrijednosti otpornosti.

Alternativni model (Nortonov ekvivalent) šuma otpornika može se dobiti zamjenom redno vezanog naponskog izvora šuma  $V_R^2(f)$  sa paralelno vezanim strujnim izvorom šuma

$I_R^2(f)$ , kao što je prikazano na slici 16 [28]. Spektralna gustina snage šuma  $I_R^2(f)$  u ovom modelu jednaka je:

$$I_R^2(f) = \frac{V_R^2(f)}{R^2} = \frac{4kT}{R} \quad (39)$$



Slika 16: Alternativni model (Nortonov ekvivalent) šuma otpornika

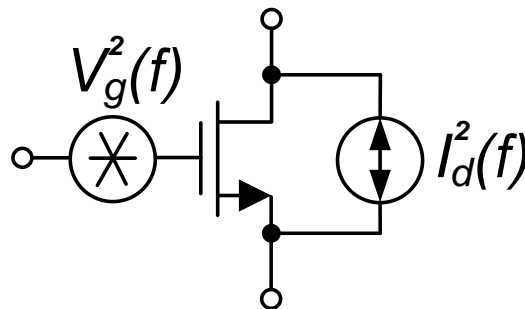
Na osnovu prethodne analize, šum otpornika  $R_{B1}$  u predloženom hiperbolnom strujnom drajveru laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala može se modelovati naponskim izvorom šuma  $v^2_{RB1RMS}$ , čiji je kvadrat efektivne vrijednosti jednak:

$$v^2_{RB1RMS} = \int_{f_1}^{f_2} v^2_{RB1}(f) df = 4kTR_{B1}(f_2 - f_1) \quad (40)$$

gdje je  $v^2_{RB1}(f)$  spektralna gustina snage šuma otpornika  $R_{B1}$  modelovana relacijom (38).

#### 4.3.2 Modelovanje šuma MOSFET-a

Dva dominantna izvora šuma kod MOSFET-a su fliker i termički šum, pa se šum MOSFET-a može prikazati modelom prikazanim na slici 17 [28].



Slika 17: Model šuma MOSFET-a

Pri tome se fliker šum modeluje naponskim izvorom vezanim na gejt MOSFET-a, čija je spektralna gustina snage šuma:

$$V_g^2(f) = \frac{K}{WLC_{ox}f} \quad (41)$$

gdje je  $K$  konstanta koja zavisi od karakteristika MOSFET-a,  $W$  i  $L$  predstavljaju širinu i dužinu kanala MOSFET-a respektivno,  $C_{ox}$  je kapacitivnost gejta po jedinici površine, a  $f$  frekvencija [28]. Iz relacije (41) uočava se da MOSFET-ovi većih dimenzija imaju manji fliker šum. Takođe, može se zaključiti i da vrijednost šuma opada sa povećanjem frekvencije, tj. da je fliker šum dominantan na niskim frekvencijama. Usljed toga, fliker šum poznat je i pod nazivom  $1/f$  šum. Dodatno, vrijednost fliker šuma razlikuje se kod n-kanalnih i p-kanalnih MOSFET-ova pri istim frekvencijama i dimenzijama kanala, usljed manje konstante  $K$  kod p-kanalnih MOSFET-ova ( $K_p < K_n$ ) [28]. Samim tim, u situacijama u kojima se želi smanjiti uticaj fliker šuma poželjno je koristiti p-kanalne MOSFET-ove.

Sa druge strane, termički šum nastaje kao posljedica otpornosti kanala MOSFET-a i modeluje se strujnim izvorom između sorsa i drejna MOSFET-a. Ako je MOSFET u omskom režimu kanal je ravnomjerno raspoređen, pa je spektralna gustina šuma jednaka:

$$I_d^2(f) = \frac{4kT}{r_{ds}} \quad (42)$$

gdje je  $k$  Boltsmanova konstanta,  $T$  apsolutna temperatura, a  $r_{ds}$  otpornost kanala MOSFET-a [28]. Međutim, u slučaju režima zasićenja MOSFET-a ne može se smatrati da je kanal homogen, pa se vrijednost termičkog šuma u ovom slučaju može dobiti jedino integracijom po malim djelovima kanala. Ova integracija rezultira spektralnom gustinom šuma:

$$I_d^2(f) = 4kT\gamma g_m \quad (43)$$

gdje je  $g_m$  transkonduktansa MOSFET-a, dok je  $\gamma$  parametar bijelog šuma. Parametar  $\gamma$  je za MOSFET-ove sa dugačkim kanalom jednak  $\gamma = 2/3$ , dok u slučaju kanala malih dužina može imati znatno veću vrijednost [28].

U cilju pojednostavljenja analize, šum MOSFET-a se može modelovati i jednim ekvivalentnim naponskim izvorom šuma. Pri tome se ekvivalentni napon koji bi izazvao struju datu relacijom (43) dobija modelovanjem struje drejna kao proizvoda napona na gejtu i transkonduktanse MOSFET-a,  $I_d = g_m V_i(f)$ . Znači, prosto dijeljenje relacije (43) sa  $g_m^2$  rezultiraće pojednostavljenim modelom šuma sastavljenim od jednog naponskog izvora, kako

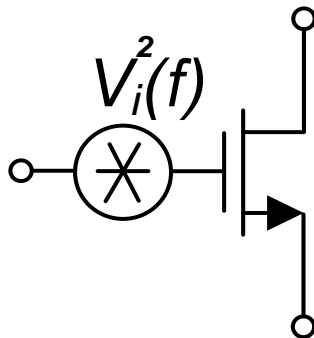
je prikazano na slici 18. Time je spektralna gustina šuma  $V_i^2(f)$  u slučaju MOSFET-a u zasićenju jednaka:

$$V_i^2(f) = \frac{K}{WLC_{ox}f} + 4kT\gamma \frac{1}{g_m} \quad (44)$$

dok je u slučaju omskog režima MOSFET-a data sa:

$$V_i^2(f) = \frac{K}{WLC_{ox}f} + 4kTr_{ds} \quad (45)$$

Prilikom korišćenja pojednostavljenog modela šuma potrebno je voditi računa da navedeni model pretpostavlja nulte struje gejta MOSFET-a. Iako je ova aproksimacija tačna na niskim i srednjim frekvencijama, znatna količina struje može teći kroz kapacitivnost gejta  $C_{gs}$  MOSFET-a na visokim frekvencijama [28]. Samim tim, premda je pojednostavljeni model upotrebljiv u većini situacija, u pojedinim slučajevima optimalnije je koristiti model šuma prikazan na slici 17.



Slika 18: Pojednostavljeni model šuma MOSFET-a

Na osnovu svega navedenog, šum MOSFET-ova u zasićenju u predloženom hiperbolnom strujnom drajveru može se modelovati ekvivalentnim ulaznim naponskim izvorom  $v^2_{pRMS}$  za p-kanalne MOSFET-ove ( $M_5 - M_{10}$  i  $M_{13} - M_{18}$ ) i  $v^2_{nRMS}$  za n-kanalne MOSFET-ove ( $M_3, M_4, M_{11}$  i  $M_{12}$ ), čije su srednje kvadratne vrijednosti jednake:

$$v^2_{pRMS} = \int_{f_1}^{f_2} v_p^2(f)df = \frac{K_p}{W_p L_p C_{oxp}} \ln \frac{f_2}{f_1} + \frac{8kT}{3g_{mp}} (f_2 - f_1) \quad (46)$$

$$v^2_{nRMS} = \int_{f_1}^{f_2} v_n^2(f)df = \frac{K_n}{W_n L_n C_{oxn}} \ln \frac{f_2}{f_1} + \frac{8kT}{3g_{mn}} (f_2 - f_1) \quad (47)$$

gdje su  $v_p^2(f)$  i  $v_n^2(f)$  spektralne gustine snage šuma p-kanalnih i n-kanalnih MOSFET-ova u zasićenju modelovane relacijom (44), a  $f_1$  i  $f_2$  najniža i najviša frekvencija od interesa. Sa druge strane, šum MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  koji rade u omskom režimu može se modelovati ekvivalentnim ulaznim naponskim izvorom  $v_{nRMS*}^2$ , čiji je kvadrat efektivne vrijednosti jednak:

$$v_{nRMS*}^2 = \int_{f_1}^{f_2} v_{n*}^2(f) df = \frac{K_n}{W_n L_n C_{oxn}} \ln \frac{f_2}{f_1} + 4kTr_{ds}(f_2 - f_1) \quad (48)$$

gdje je  $v_{n*}^2(f)$  spektralna gustina snage šuma n-kanalnog MOSFET-a u omskom režimu modelovana relacijom (45), a  $r_{ds} \approx R_{ds1} \approx R_{ds2}$  otpornost kanala data relacijama (22) i (23).

### 4.3.3 Analiza šuma

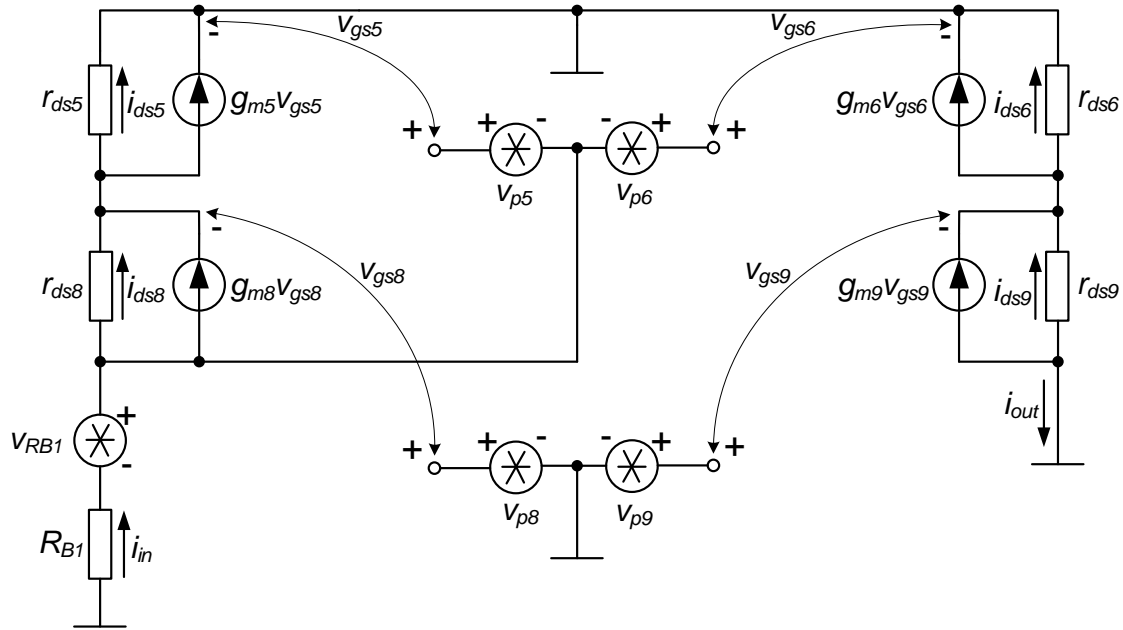
Šum predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala analiziran je iz tri dijela. Prvo je analiziran šum koji unosi *wide swing* strujno ogledalo korišćeno za realizaciju DC strujnog izvora  $I_{B1}$ . Nakon toga je analiziran uticaj šuma ulaznog stepena sastavljenog od CMOS otpornog ogledala i *voltage follower*-a. Na kraju, analiziran je šum strujnog prenosnika prve generacije.

Šema za male signale za analizu šuma *wide-swing* strujnog ogledala sastavljenog od MOSFET-ova  $M_5 - M_{10}$  i polarizacionog otpornika  $R_{B1}$  (slika 14), prikazana je na slici 19. Analizom šeme sa slike 19, dobija se da je spektralna gustina snage šuma izlazne struje *wide-swing* strujnog ogledala jednaka:

$$i_{out}^2 = g_{m9}^2(v_{p5}^2 + v_{p9}^2) + \frac{v_{RB1}^2}{R_{B1}^2} \quad (49)$$

gdje je  $g_{m9}$  transkonduktansa MOSFET-ova koji čine strujno ogledalo,  $v_{p5}^2$  i  $v_{p9}^2$  su spektralne gustine snage šuma MOSFET-ova  $M_5$  i  $M_9$  date relacijom (44), a  $v_{RB1}^2$  spektralna gustina snage šuma otpornika  $R_{B1}$  data relacijom (38). Kako važi jednakost spektralnih gustina snage šuma uparenih MOSFET-ova  $M_5$  i  $M_9$ ,  $v_{p5}^2 = v_{p9}^2$ , to se šum može predstaviti i kao:

$$i_{out}^2 = 2g_{m9}^2 v_{p9}^2 + \frac{v_{RB1}^2}{R_{B1}^2} \quad (50)$$



Slika 19: Šema za male signale *wide swing* strujnog ogledala sa izvorima šuma

Šema za male signale za analizu šuma ulaznog stepena sastavljenog od MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  u omskom režimu (CMOS otporno ogledalo) i MOSFET-ova  $M_3$  i  $M_4$  u zasićenju (*voltage follower*) (slika 14) prikazana je na slici 20. Pri tome strujni izvori  $i_{in1}$  i  $i_{in2}$  modeluju šum koji unosi DC strujni izvor  $I_{B1}$  prema relaciji (50). Analiza šeme za male signale ulaznog stepena sa slike 20 rezultira spektralnom gustinom snage šuma izlazne struje:

$$i_{out}^2 = \frac{g_{m2}^2}{g_{m1}^2} i_{in1}^2 + \frac{g_{m2}^2}{g_{m1}^2} \frac{v_{n3}^2 + v_{n4}^2}{r_{ds1}^2} + g_{m2}^2 (v_{n1}^2 + v_{n2}^2) \quad (51)$$

gdje su  $v_{n1}^2$  i  $v_{n2}^2$  spektralne gustine snage šuma MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  date relacijom (45),  $v_{n3}^2$  i  $v_{n4}^2$  ( $v_{n3}^2 = v_{n4}^2$ ) spektralne gustine snage šuma MOSFET-ova  $M_3$  i  $M_4$  date relacijom (44),  $r_{ds1}$  otpornost kanala MOSFET-a  $M_1$  data relacijom (22), a  $g_{m1}$  i  $g_{m2}$  transkonduktanse MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  date relacijama:

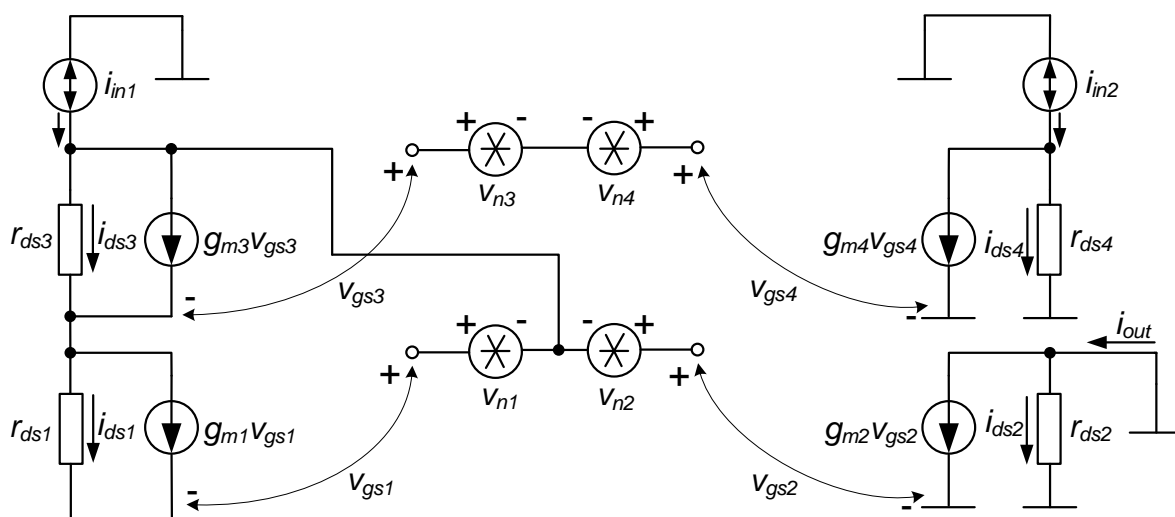
$$g_{m1} = \frac{\partial I_{D1}}{\partial V_{GS1}} = \frac{\partial \left\{ \beta_1 \left[ (V_{GS1} - V_{t1}) V_{DS1} - \frac{1}{2} V_{DS1}^2 \right] \right\}}{\partial V_{GS1}} = \beta_1 V_{DS1} = \beta_1 V_{C1} \quad (52)$$

$$g_{m2} = \frac{\partial I_{D2}}{\partial V_{GS2}} = \frac{\partial \left\{ \beta_2 \left[ (V_{GS2} - V_{t2}) V_{DS2} - \frac{1}{2} V_{DS2}^2 \right] \right\}}{\partial V_{GS2}} = \beta_2 V_{DS2} = \beta_2 V_{C2} \quad (53)$$



Kombinujući relacije (22), (44), (45), (51), (52) i (53) dobija se da je spektralna gustina snage šuma izlazne struje ulaznog stepena predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala jednaka:

$$i_{out}^2 = \frac{V_{C2}^2}{V_{C1}^2} i_{in1}^2 + 2 \frac{V_{C2}^2}{V_{C1}^2} \frac{v_{n3}^2}{r_{ds1}^2} + \beta_2^2 V_{C2}^2 (v_{n1}^2 + v_{n2}^2) \quad (54)$$



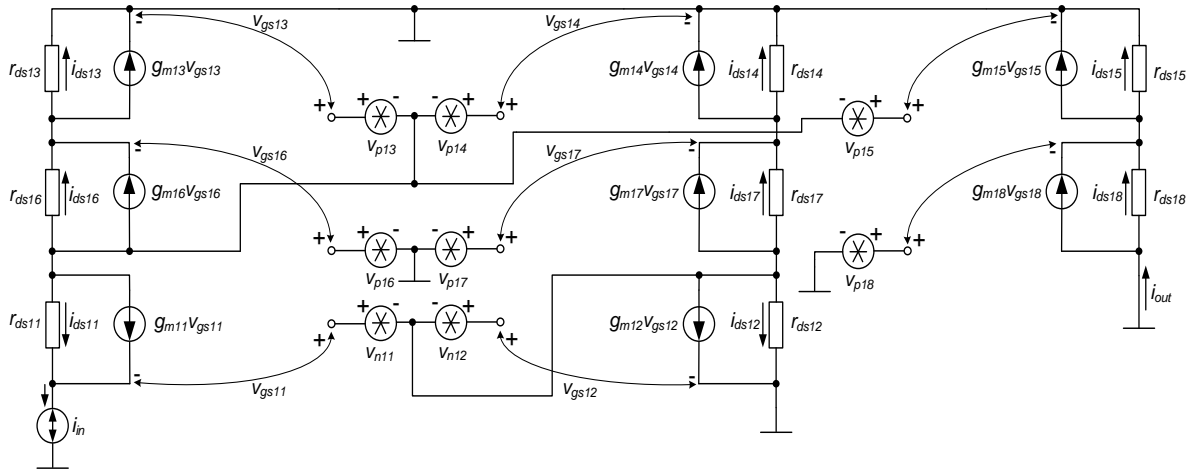
Slika 20: Šema za male signale ulaznog stepena sa izvorima šuma

Šema za male signale za analizu šuma strujnog prenosnika prve generacije realizovanog preko MOSFET-ova  $M_{13} - M_{18}$  (slika 14) prikazana je na slici 21. Pri tome, strujni izvor  $i_{in}$  u šemi na slici 21 modeluje uticaj šuma DC strujnog izvora  $I_{B1}$  i ulaznog stepena (CMOS otporno ogledalo i *voltage follower*) prema relaciji (54). Analizom električne šeme sa slike 21 dobija se spektralna gustina snage šuma izlazne struje realizovanog strujnog prenosnika prve generacije jednaka:

$$i_{out}^2 = i_{in}^2 + g_{m15}^2 (v_{p13}^2 + v_{p15}^2) \quad (55)$$

gdje je  $g_{m15}$  transkonduktansa MOSFET-ova koji čine strujni prenosnik, a  $v_{p13}^2$  i  $v_{p15}^2$  spektralne gustine snage šuma MOSFET-ova  $M_{13}$  i  $M_{15}$  date relacijom (44). Kako važi jednakost spektralnih gustina snage šuma uparenih MOSFET-ova  $M_{13}$  i  $M_{15}$ ,  $v_{p13}^2 = v_{p15}^2$ , to se šum može predstaviti i kao:

$$i_{out}^2 = i_{in}^2 + 2g_{m15}^2 v_{p15}^2 \quad (56)$$



Slika 21: Šema za male signale strujnog prenosnika prve generacije sa izvorima šuma

Kombinujući relacije (54) i (56) dobija se konačan izraz za spektralnu gustinu snage šuma izlazne hiperbolne struje date relacijom (30), predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala:

$$i_{out}^2 = \frac{V_{C2}^2}{V_{c1}^2} \left( 2g_{m9}^2 v_{p9}^2 + \frac{v_{RB1}^2}{R_{B1}^2} \right) + 2 \frac{V_{C2}^2}{V_{c1}^2} \frac{v_{n3}^2}{r_{ds1}^2} + \beta_2^2 V_{C2}^2 (v_{n1}^2 + v_{n2}^2) + 2g_{m15}^2 v_{p15}^2 \quad (57)$$

Dodatno, na osnovu relacija (40), (46), (47), (48) i (57) dobija se kvadrat efektivne vrijednosti šuma izlazne hiperbolne struje predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala:

$$\begin{aligned} i_{lccdRMS}^2 &= \frac{V_{C2}^2}{V_{c1}^2} \left( 2g_{m9}^2 v_{pRMS9}^2 + \frac{v_{RB1RMS}^2}{R_{B1}^2} \right) \\ &+ 2 \frac{V_{C2}^2}{V_{c1}^2} \frac{v_{nRMS3}^2}{r_{ds1}^2} + \beta_2^2 V_{C2}^2 (v_{nRMS1*}^2 + v_{nRMS2*}^2) \\ &+ 2g_{m15}^2 v_{pRMS15}^2 \end{aligned} \quad (57)$$

Pri tome, prvi član izraza (57) predstavlja šum koji unosi *wide-swing* strujno ogledalo sastavljeno od MOSFET-ova  $M_5 - M_9$  i polarizacionog otpornika  $R_{B1}$ . Drugi član izraza (57) predstavlja šum koji unosi CMOS otporno ogledalo sastavljeno od MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  i *voltage follower* sastavljen od MOSFET-a  $M_3$  i  $M_4$ . Posljednji član izraza (57) predstavlja šum koji unosi strujni prenosnik prve generacije.

Izvedeni kvadrat efektivne vrijednosti šuma izlazne hiperbolne struje dat relacijom (57) biće analiziran za slučaj kada kontrolni napon testerastog talasnog oblika  $V_{c1}$  opada od

$V_H$  ka  $V_L$ , sa  $V_{C2} = const.$ . Opadanjem napon testerastog talasnog oblika  $V_{c1}$  od  $V_H$  ka  $V_L$  prvi dio izraza (šum *wide-swing* strujnog ogledala) se povećava usljed povećanja multiplikacionog faktora  $V_{C2}^2/V_{c1}^2$ , što dovodi do povećanja kvadrata efektivne vrijednosti šuma izlazne hiperbolne struje  $i^2_{lccdRMS}$ . Opadanje napon testerastog talasnog oblika  $V_{c1}$  od  $V_H$  ka  $V_L$  dovodi i do smanjenja otpornosti kanala  $r_{ds1} = R_{ds1} \approx r_{ds2} = R_{ds2}$  prema relacijama (22) i (23), što istovremeno znači i smanjenje kvadrata efektivne vrijednosti ulaznog naponskog izvora šuma  $v^2_{nRMS1*}$  prema relaciji (48). To znači da se kvadrat efektivne vrijednosti šuma izlazne hiperbolne struje  $i^2_{lccdRMS}$  povećava usljed povećanja prvog člana u drugom redu izraza (57) (šum *voltage follower-a*). Sa druge strane, kvadrat efektivne vrijednosti šuma izlazne hiperbolne struje  $i^2_{lccdRMS}$  se istovremeno i smanjuje usljed smanjenja drugog člana u drugom redu izraza (57) (šum CMOS otpornog ogledala). Pokazuje se da šum *voltage follower-a* ima veći uticaj na izlazni šum u poređenju sa šumom CMOS otpornog ogledala u situacijama kada je  $V_{c1} \approx V_L$  ( $V_{c1} > V_L$ ), pa kvadrat efektivne vrijednosti šuma izlazne hiperbolne struje  $i^2_{lccdRMS}$  u tom slučaju raste. Nasuprot tome, šum CMOS otpornog ogledala ima veći uticaj u poređenju sa *voltage follower-om* u situacijama kada je  $V_{c1} \approx V_H$  ( $V_{c1} < V_H$ ), pa kvadrat efektivne vrijednosti šuma izlazne hiperbolne struje  $i^2_{lccdRMS}$  u tom slučaju opada. Na kraju, držanjem  $V_H, V_L = const.$ , srednja vrijednost struje  $I_z = I_{d2}$  se održava konstantnom pri tranziciji kontrolnog napona testerastog talasnog oblika  $V_{c1}$  od  $V_H$  ka  $V_L$ . Usljed toga, transkonduktansa  $g_m$  MOSFET-ova  $M_{13} - M_{18}$  je konstantna. To znači da je i treći član u izrazu (57) (šum strujnog prenosnika prve generacije) takođe konstantan.

Na osnovu prethodne analize može se izvesti sledeći zaključak: kvadrat efektivne vrijednosti šuma izlazne hiperbolne struje  $i^2_{lccdRMS}$  dat relacijom (57) se povećava pri tranziciji kontrolnog napona testerastog talasnog oblika od  $V_H$  ka  $V_L$ . Drugim riječima, kvadrat efektivne vrijednosti šuma izlazne hiperbolne struje  $i^2_{lccdRMS}$  je najveći pri strujnim pikovima  $I_{lccd}(T_0)$  (34), a najmanji pri početnoj vrijednosti struje  $I_{lccd}(0) = I_0$  (33). Sa druge strane, performanse optičkih kvantnih generatora slučajnih brojeva koji se baziraju na mjerenju vremenskog intervala između pojave sukcesivnih fotona zavise od oblika hiperbolne struje (što je moguće bliže idealnoj hiperboli) i faktora  $n$  (35) (odnos hiperbolne struje na kraju i na početku vremenskog intervala), a ne samog šuma.

#### 4.4 FREKVENTNA ANALIZA (FREKVENTNI SPEKTAR) IZLAZNE STRUJE

Frekventni odziv, odnosno frekventni spektar signala i proizvoljnih funkcija u vremenu pokazuje se kao izuzetno koristan za analizu njihovih karakteristika. Frekventni spektar signala moguće je dobiti matematičkim modelima poznatim kao Furijeov red i Furijeova transformacija. Ovi modeli omogućavaju predstavljanje naponskog ili strujnog signala kao sume sinusoida različitih frekvencija i amplituda, pomnoženih određenim težinskim koeficijentima [30]. I dok se Furijeov red može koristiti za modelovanje isključivo periodičnih signala, Furijeova transformacija je opštijeg tipa i koristi se za signale proizvoljnih talasnih oblika u vremenu.

Drugim riječima, razvoj u Furijeov red omogućava prikazivanje periodičnog signala kao sume beskonačnog broj sinusoida čije su frekvencije harmonijski povezane. Pri tome se frekvencija koja odgovara periodu signala naziva osnovnom ili fundamentalnom frekvencijom ( $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ ). Dobijene sinusoidalne komponente čine spektar periodičnog signala, koji je sastavljen od diskretnih frekvencija ( $\omega_0$  i njenih harmonika) [30]. Ovakvo predstavljanje frekventnog spektra signala je izuzetno pogodno usljed prirode sinusoida, koja je u potpunosti određena svojom amplitudom, frekvencijom i fazom. Na osnovu navedenog, Furijeov red integrabilne, periodične funkcije  $f$  sa periodom  $2L$  može se predstaviti formulom [30]:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(\frac{n\pi}{L}t\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(\frac{n\pi}{L}t\right) \quad (58)$$

gdje su  $a_0$ ,  $a_n$  i  $b_n$  težinski koeficijenti koji su jednaki [30]:

$$a_0 = \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(t) dt \quad (59)$$

$$a_n = \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(t) \cos\left(\frac{n\pi}{L}t\right) dt \quad (60)$$

$$b_n = \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(t) \sin\left(\frac{n\pi}{L}t\right) dt \quad (61)$$

U konkretnom slučaju frekventne analize predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala, potrebno je odrediti frekventni spektar izlazne struje date relacijom (30). Kako je izlazna struja  $I_{ldcd}$  periodična, sa periodom  $T_0$ , to će njen Furijeov red biti dat formulom:

$$I_{ldcd} = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(\frac{2n\pi}{T_0} t\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(\frac{2n\pi}{T_0} t\right) \quad (62)$$

gdje su  $a_0$ ,  $a_n$  i  $b_n$  dati formulama:

$$a_0 = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} I_{ldcd} dt \quad (63)$$

$$a_n = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} I_{ldcd} \cos\left(\frac{2n\pi}{T_0} t\right) dt \quad (64)$$

$$b_n = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} I_{ldcd} \sin\left(\frac{2n\pi}{T_0} t\right) dt \quad (65)$$

Zamjenom relacije (30) u relaciju (63) dobija se težinski koeficijent  $a_0$ :

$$a_0 = \frac{2I_0 T}{T_0} \ln \frac{T}{T - T_0} \quad (66)$$

gdje je  $I_0$  DC struja data relacijom (31), a  $T$  vremenska konstanta data relacijom (32). Kombinovanjem relacija (32) i (66)  $a_0$  se može predstaviti i kao:

$$a_0 = 2I_0 \frac{V_H}{V_H - V_L} \ln \frac{V_H}{V_L} \quad (67)$$

gdje su  $V_H$  i  $V_L$  maksimalna i minimalna vrijednost kontrolnog napona testerastog talasnog oblika  $V_{c1}$ . Zamjenom relacije (30) u relacije (64) i (65) dobijaju se težinski koeficijent  $a_n$  i  $b_n$ :

$$a_n = -\frac{2I_0 T}{T_0} \left[ \cos\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \int_{\frac{2n\pi T}{T_0}}^{\frac{2n\pi(T-T_0)}{T_0}} \frac{\cos x}{x} dx + \sin\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \int_{\frac{2n\pi T}{T_0}}^{\frac{2n\pi(T-T_0)}{T_0}} \frac{\sin x}{x} dx \right] \quad (68)$$

$$b_n = -\frac{2I_0T}{T_0} \left[ \sin\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \int_{\frac{2n\pi T}{T_0}}^{\frac{2n\pi(T-T_0)}{T_0}} \frac{\cos x}{x} dx - \cos\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \int_{\frac{2n\pi T}{T_0}}^{\frac{2n\pi(T-T_0)}{T_0}} \frac{\sin x}{x} dx \right] \quad (69)$$

Integrale tipa  $\sin x/x$  i  $\cos x/x$  dobijene u relacijama (68) i (69) moguće je riješiti u formi stepenih redova, razvojem sinusne i kosinusne funkcije u Meklorenov red prema formulama [32], [32]:

$$\sin x = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{x^{2k+1}}{(2k+1)!} \quad (70)$$

$$\cos x = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{x^{2k}}{(2k)!} \quad (71)$$

pri čemu se vrši integraljenje svakog pojedinačnog člana sume. Navedeni postupak rezultira koeficijentima  $a_n$  i  $b_n$  u formi:

$$\begin{aligned} a_n = & -\frac{2I_0T}{T_0} \cos\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \left\{ \ln\left[\frac{2n\pi}{T_0}(T-T_0)\right] - \ln\frac{2n\pi T}{T_0} \right\} \\ & - \frac{2I_0T}{T_0} \cos\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{2k(2k)!} \left\{ \left[\frac{2n\pi}{T_0}(T-T_0)\right]^{2k} - \left[\frac{2n\pi T}{T_0}\right]^{2k} \right\} \\ & - \frac{2I_0T}{T_0} \sin\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)(2k+1)!} \left\{ \left[\frac{2n\pi}{T_0}(T-T_0)\right]^{2k+1} - \left[\frac{2n\pi T}{T_0}\right]^{2k+1} \right\} \end{aligned} \quad (72)$$

$$\begin{aligned} b_n = & -\frac{2I_0T}{T_0} \sin\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \left\{ \ln\left[\frac{2n\pi}{T_0}(T-T_0)\right] - \ln\frac{2n\pi T}{T_0} \right\} \\ & - \frac{2I_0T}{T_0} \sin\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{2k(2k)!} \left\{ \left[\frac{2n\pi}{T_0}(T-T_0)\right]^{2k} - \left[\frac{2n\pi T}{T_0}\right]^{2k} \right\} \\ & + \frac{2I_0T}{T_0} \cos\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)(2k+1)!} \left\{ \left[\frac{2n\pi}{T_0}(T-T_0)\right]^{2k+1} - \left[\frac{2n\pi T}{T_0}\right]^{2k+1} \right\} \end{aligned} \quad (73)$$

Zamjenom relacija (66), (72) i (73) u izraz (62) dobija se frekventni spektar izlazne struje  $I_{l_{dcd}}$ , predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala:

$$\begin{aligned}
I_{ldcd} &= \frac{I_0 T}{T_0} \ln \frac{T}{T - T_0} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_0 T}{T_0} \cos\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \left\{ \ln \left[ \frac{2n\pi}{T_0} (T - T_0) \right] - \ln \frac{2n\pi T}{T_0} \right\} \cos\left(\frac{2n\pi}{T_0} t\right) \\
&- \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_0 T}{T_0} \cos\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{2k(2k)!} \left\{ \left[ \frac{2n\pi}{T_0} (T - T_0) \right]^{2k} - \left[ \frac{2n\pi T}{T_0} \right]^{2k} \right\} \cos\left(\frac{2n\pi}{T_0} t\right) \\
&- \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_0 T}{T_0} \sin\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)(2k+1)!} \left\{ \left[ \frac{2n\pi}{T_0} (T - T_0) \right]^{2k+1} - \left[ \frac{2n\pi T}{T_0} \right]^{2k+1} \right\} \cos\left(\frac{2n\pi}{T_0} t\right) \\
&- \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_0 T}{T_0} \sin\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \left\{ \ln \left[ \frac{2n\pi}{T_0} (T - T_0) \right] - \ln \frac{2n\pi T}{T_0} \right\} \sin\left(\frac{2n\pi}{T_0} t\right) \\
&- \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_0 T}{T_0} \sin\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{2k(2k)!} \left\{ \left[ \frac{2n\pi}{T_0} (T - T_0) \right]^{2k} - \left[ \frac{2n\pi T}{T_0} \right]^{2k} \right\} \sin\left(\frac{2n\pi}{T_0} t\right) \\
&+ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_0 T}{T_0} \cos\left(\frac{2n\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)(2k+1)!} \left\{ \left[ \frac{2n\pi}{T_0} (T - T_0) \right]^{2k+1} - \left[ \frac{2n\pi T}{T_0} \right]^{2k+1} \right\} \sin\left(\frac{2n\pi}{T_0} t\right)
\end{aligned} \tag{74}$$

Iz relacije (74) može se odrediti srednja vrijednost (DC komponenta) izlazne struje

$I_{ldcd\text{mean}}$ :

$$I_{ldcd\text{mean}} = \frac{I_0 T}{T_0} \ln \frac{T}{T - T_0} \tag{75}$$

kao i vrijednost harmonika izlazne struje, od kojih su prva tri ( $I_{ldcd}(n=1)$ ,  $I_{ldcd}(n=2)$  i  $I_{ldcd}(n=3)$ ) jednaka:

$$\begin{aligned}
I_{ldcd}(n=1) &= \frac{2I_0 T}{T_0} \cos\left(\frac{2\pi T}{T_0}\right) \left\{ \ln \left[ \frac{2\pi}{T_0} (T - T_0) \right] - \ln \frac{2\pi T}{T_0} \right\} \cos\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right) \\
&- \frac{2I_0 T}{T_0} \cos\left(\frac{2\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{2k(2k)!} \left\{ \left[ \frac{2\pi}{T_0} (T - T_0) \right]^{2k} - \left[ \frac{2\pi T}{T_0} \right]^{2k} \right\} \cos\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right) \\
&- \frac{2I_0 T}{T_0} \sin\left(\frac{2\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)(2k+1)!} \left\{ \left[ \frac{2\pi}{T_0} (T - T_0) \right]^{2k+1} - \left[ \frac{2\pi T}{T_0} \right]^{2k+1} \right\} \cos\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right) \\
&- \frac{2I_0 T}{T_0} \sin\left(\frac{2\pi T}{T_0}\right) \left\{ \ln \left[ \frac{2\pi}{T_0} (T - T_0) \right] - \ln \frac{2\pi T}{T_0} \right\} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right) \\
&- \frac{2I_0 T}{T_0} \sin\left(\frac{2\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{2k(2k)!} \left\{ \left[ \frac{2\pi}{T_0} (T - T_0) \right]^{2k} - \left[ \frac{2\pi T}{T_0} \right]^{2k} \right\} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right) \\
&+ \frac{2I_0 T}{T_0} \cos\left(\frac{2\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)(2k+1)!} \left\{ \left[ \frac{2\pi}{T_0} (T - T_0) \right]^{2k+1} - \left[ \frac{2\pi T}{T_0} \right]^{2k+1} \right\} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right)
\end{aligned} \tag{76}$$

$$\begin{aligned}
I_{lacd}(n=2) &= \frac{2I_0T}{T_0} \cos\left(\frac{4\pi T}{T_0}\right) \left\{ \ln \left[ \frac{4\pi}{T_0}(T-T_0) \right] - \ln \frac{4\pi T}{T_0} \right\} \cos\left(\frac{4\pi}{T_0}t\right) \\
&\quad - \frac{2I_0T}{T_0} \cos\left(\frac{4\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{2k(2k)!} \left\{ \left[ \frac{4\pi}{T_0}(T-T_0) \right]^{2k} - \left[ \frac{4\pi T}{T_0} \right]^{2k} \right\} \cos\left(\frac{4\pi}{T_0}t\right) \\
&\quad - \frac{2I_0T}{T_0} \sin\left(\frac{4\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)(2k+1)!} \left\{ \left[ \frac{4\pi}{T_0}(T-T_0) \right]^{2k+1} - \left[ \frac{4\pi T}{T_0} \right]^{2k+1} \right\} \cos\left(\frac{4\pi}{T_0}t\right) \\
&\quad - \frac{2I_0T}{T_0} \sin\left(\frac{4\pi T}{T_0}\right) \left\{ \ln \left[ \frac{4\pi}{T_0}(T-T_0) \right] - \ln \frac{4\pi T}{T_0} \right\} \sin\left(\frac{4\pi}{T_0}t\right) \\
&\quad - \frac{2I_0T}{T_0} \sin\left(\frac{4\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{2k(2k)!} \left\{ \left[ \frac{4\pi}{T_0}(T-T_0) \right]^{2k} - \left[ \frac{4\pi T}{T_0} \right]^{2k} \right\} \sin\left(\frac{4\pi}{T_0}t\right) \\
&\quad + \frac{2I_0T}{T_0} \cos\left(\frac{4\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)(2k+1)!} \left\{ \left[ \frac{4\pi}{T_0}(T-T_0) \right]^{2k+1} - \left[ \frac{4\pi T}{T_0} \right]^{2k+1} \right\} \sin\left(\frac{4\pi}{T_0}t\right)
\end{aligned} \tag{77}$$

$$\begin{aligned}
I_{lacd}(n=3) &= \frac{2I_0T}{T_0} \cos\left(\frac{6\pi T}{T_0}\right) \left\{ \ln \left[ \frac{6\pi}{T_0}(T-T_0) \right] - \ln \frac{6\pi T}{T_0} \right\} \cos\left(\frac{6\pi}{T_0}t\right) \\
&\quad - \frac{2I_0T}{T_0} \cos\left(\frac{6\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{2k(2k)!} \left\{ \left[ \frac{6\pi}{T_0}(T-T_0) \right]^{2k} - \left[ \frac{6\pi T}{T_0} \right]^{2k} \right\} \cos\left(\frac{6\pi}{T_0}t\right) \\
&\quad - \frac{2I_0T}{T_0} \sin\left(\frac{6\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)(2k+1)!} \left\{ \left[ \frac{6\pi}{T_0}(T-T_0) \right]^{2k+1} - \left[ \frac{6\pi T}{T_0} \right]^{2k+1} \right\} \cos\left(\frac{6\pi}{T_0}t\right) \\
&\quad - \frac{2I_0T}{T_0} \sin\left(\frac{6\pi T}{T_0}\right) \left\{ \ln \left[ \frac{6\pi}{T_0}(T-T_0) \right] - \ln \frac{6\pi T}{T_0} \right\} \sin\left(\frac{6\pi}{T_0}t\right) \\
&\quad - \frac{2I_0T}{T_0} \sin\left(\frac{6\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{2k(2k)!} \left\{ \left[ \frac{6\pi}{T_0}(T-T_0) \right]^{2k} - \left[ \frac{6\pi T}{T_0} \right]^{2k} \right\} \sin\left(\frac{6\pi}{T_0}t\right) \\
&\quad + \frac{2I_0T}{T_0} \cos\left(\frac{6\pi T}{T_0}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)(2k+1)!} \left\{ \left[ \frac{6\pi}{T_0}(T-T_0) \right]^{2k+1} - \left[ \frac{6\pi T}{T_0} \right]^{2k+1} \right\} \sin\left(\frac{6\pi}{T_0}t\right)
\end{aligned} \tag{78}$$

Frekventni spektar izlazne struje  $I_{lacd}$  dat relacijom (74), predstavljen kao skup harmonika na diskretnim frekvencijama  $n\omega_0$ , gdje je  $n \in \{1, 2, 3 \dots\}$  broj harmonika, a  $\omega_0 = 2\pi/T_0$  učestanost fundamentalnog harmonika može se prikazati preko efektivnih vrijednosti harmonika u dB. Pri tome, efektivne vrijednosti pojedinačnih harmonika mogu se izračunati na osnovu relacije (62) prema formuli:

$$I_{lacd_{eff}}(n) = \frac{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}}{\sqrt{2}} \tag{79}$$

gdje su  $a_n$  i  $b_n$  težinski koeficijenti dati relacijama (72) i (73).

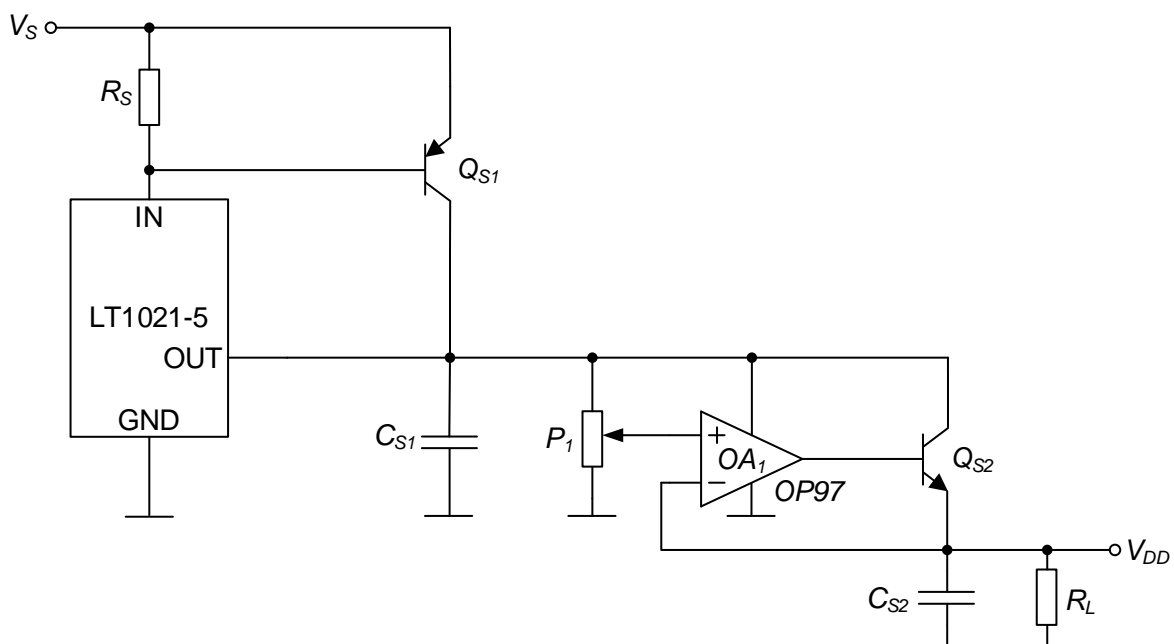


## Poglavlje 5. Measurement set-up

### 5.1 REALIZACIJA HIPERBOLNOG STRUJNOG DRAJVERA LASERSKIH DIODA ZA OPTIČKE KVANTNE GENERATORE SLUČAJNIH BROJEVA NA BAZI CMOS OTPORNOG OGLEDALA U DISKRETNJOJ TEHNICI

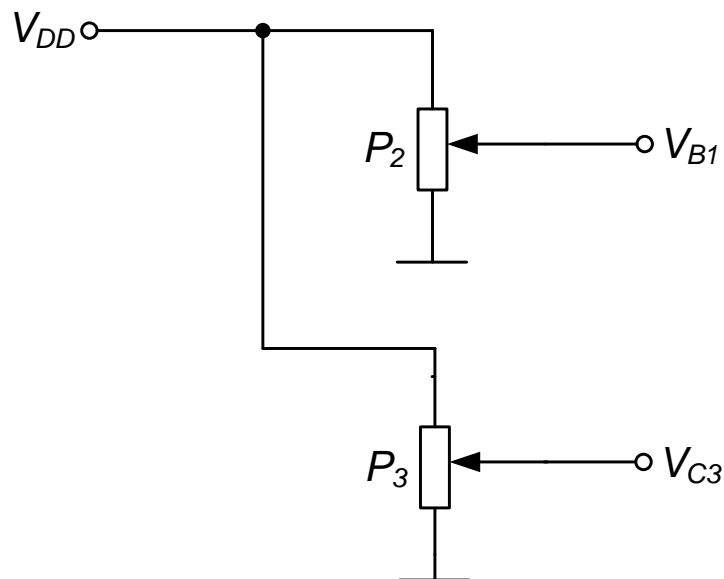
Predloženi hiperbolni strujni drajver laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala realizovan je u diskretnoj tehnici, korišćenjem aktivnih i pasivnih diskretnih elektronskih komponenti zalemljenih na štampanu ploču i međusobno povezanih metalizacijama i *jumperima*.

Napajanje strujnog drajvera realizovano je korišćenjem kola prikazanog na slici 22. Kolo se sastoji od naponske reference LT1021-5 [33] koja generiše stabilisani napon od 5 V, otpornika  $R_S = 220 \Omega$  za povećanje strujnog kapaciteta, kondenzatora  $C_{S1}, C_{S2} = 1 \mu\text{F}$  za dodatnu naponsku stabilizaciju, potencimetra  $P_1 = 50 \text{ k}\Omega$  za podešavanje vrijednosti izlaznog stabilisanog napona  $V_{DD}$ , visoko-preciznog operacionog pojačavača OP97 [34], npn i pnp bipolarnih tranzistora BC337 [35] i BC327 [36], respektivno i otpornika  $R_L$  koji modeluje otpornost realizovanog strujnog drajvera. Na ulaz kola dovodi se nestabilisani napon  $V_S \sim 8 \text{ V}$ , čime se na izlazu dobija stabilisani unipolarni napon  $V_{DD} = 3.3 \text{ V}$ , koji se koristi za napajanje strujnog drajvera.



Slika 22: Šema kola za generisanje stabilisanog napona napajanja  $V_{DD}$

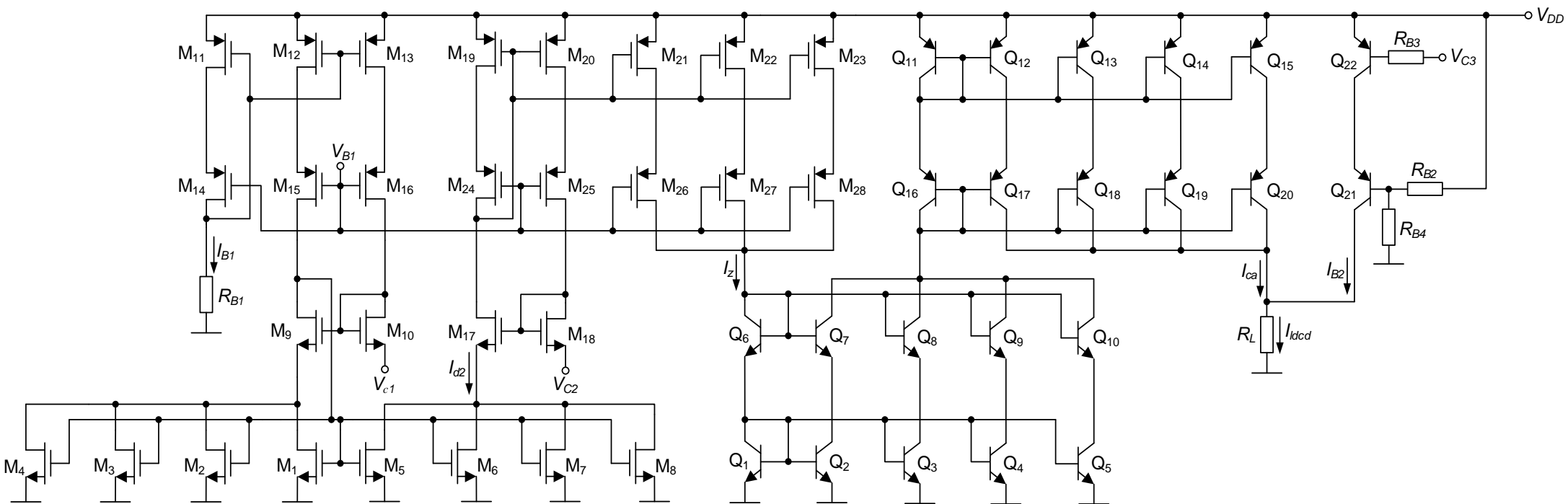
Osim za napajanje strujnog drajvera, generisani stabilisani napon  $V_{DD}$  koristi se i za realizaciju polarizacionog napona  $V_{B1}$  i kontrolnog napona  $V_{C3}$ , prema šemi prikazanoj na slici 23. Pri tome su vrijednosti otpornosti potencijometara  $P_2 = 500 \Omega$  i  $P_3 = 10 \text{ k}\Omega$ . Sa druge strane, kontrolni naponi  $V_{C1}$  i  $V_{C2}$  generisani su direktno, korišćenjem generatora proizvoljnih talasnih oblika *RIGOL DG4102* (2 kanala, 100 MHz, 500 MS/s) i DC izvora za napajanje, respektivno.



Slika 23: Šema kola za generisanje polarizacionih napona  $V_{B1}$  i kontrolnog napona  $V_{C3}$

Sami hiperbolni strujni drajver laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala eksperimentalno je realizovan prema šemi prikazanoj na slici 24. Za n-kanalne i p-kanalne MOSFET-ove korišćeni su MOSFET-ovi iz integrisanih kola ALD1106 [37] i ALD1107 [38], respektivno. Izmjereni naponi pragova i transkonduktanski parametri pojedinačnih MOSFET-ova ALD1106 [38] i ALD1107 [38] su:  $V_{tn} = 0.58 \text{ V}$ ,  $\beta_n = 0.67 \text{ mA/V}^2$ ,  $V_{tp} = -0.68 \text{ V}$ ,  $\beta_p = 0.28 \text{ mA/V}^2$ . U cilju povećanja transkonduktanskog parametra  $\beta$  i postizanja bolje uparenosti, MOSFET-ovi  $M_1$  i  $M_2$  koji čine CMOS otporno ogledalo (slika 14), realizovani su paralelnom vezom 4 n-kanalna ALD1106 [37] MOSFET-a, sa  $\beta_1 = \beta_2$ . Ostali MOSFET-ovi su realizovani u formi jednog ALD1106 [37] ili ALD1107 [38] MOSFET-a. Za realizaciju bipolarnih tranzistora korišćeni su npn i pnp bipolarni tranzistori BC337 [35] i BC327 [36], respektivno. Korišćen je i metal-filmski otpornik  $R_{B1} = 220 \text{ k}\Omega$  za polarizaciju *wide swing* strujnog ogledala čime je dobijena DC polarizaciona struja  $I_{B1} \approx 10 \mu\text{A}$ , kao i metal-filmski otpornici  $R_{B3} = 10 \text{ k}\Omega$  za smanjenje struja baza bipolarnih tranzistora koji čine DC strujni izvor  $I_{B2}$ . Na kraju, polarizacioni napon  $V_{B2}$ , DC strujnog izvora  $I_{B2}$  realizovan je

preko jednostavnog razdjelnika napona sastavljenog od metal-filmskih otpornika  $R_{B2} = 2.2 \text{ k}\Omega$  i  $R_{B4} = 3.3 \text{ k}\Omega$ .

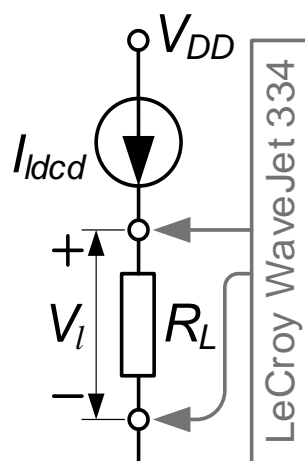


Slika 24: Detaljna električna šema hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala u diskretnoj tehnici

## 5.2 MEASUREMENT SET-UP ZA MJERENJE PERFORMANSI HIPERBOLNOG STRUJNOG DRAJVERA LASERSKIH DIODA ZA OPTIČKE KVANTNE GENERATORE SLUČAJNIH BROJEVA NA BAZI CMOS OTPORNOG OGLEDALA

Ekperimentalna verifikacija predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala vršena je implementacijom dva *measurement set-up-a*, slično kao u radovima [20] i [21].

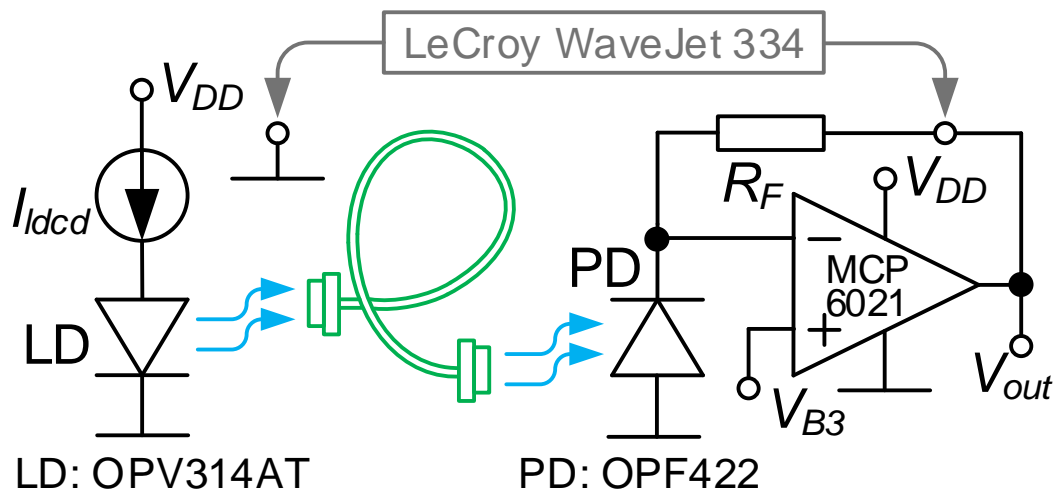
Prvi *measurement set-up* prikazan je na slici 25. U njemu je predloženi hiperbolni strujni drajver laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala opterećen otpornikom  $R_L = 100 \Omega$ . Pad napona  $V_l$  na otporniku  $R_L$ ,  $V_l = R_L I_{ldcd}$  je mjereno korišćenjem osciloskopa Teledyne LeCroy WaveJet Touch 334 (350 MHz, 2 GS/s).



Slika 25: Prvi *measurement set-up*

Drugi *measurement setup* prikazan je na slici 26. U njemu je predloženi hiperbolni strujni drajver laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala opterećen *vertical cavity surface emitting* laserskom diodom OPV314AT [39], optičke talasne dužine  $\lambda = 850 \text{ nm}$ , struje praga  $I_{TH} = 1.6 \text{ mA}$ , i minimalne izlazne optičke snage  $P_{OPT} = 1.4 \text{ mW}$ . Tipični napon direktne polarizacije laserske diode OPV314AT [39] pri struji direktne polarizacije od  $I_F = 7 \text{ mA}$  je  $V_F = 2 \text{ V}$ . U skladu sa datim karakteristikama, izlazna struja  $I_{ldcd}$  predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda je pri mjerenju podešena tako da se obezbijedi optimalna linearna zavisnost između struje i optičke snage laserske diode. Svjetlost laserske diode uparena je sa optičkim vlaknom prečnika jezgra od  $62.5 \mu\text{m}$  i prenesena do optičkog prijemnika koji se sastoji od fotodiode i transimpedansnog pojačavača. Konkretno, korišćena je PIN fotodiode OPF422 [40], optimizovana za talasne dužine  $800 \text{ nm} < \lambda < 1000 \text{ nm}$ .

Tipična vrijednost *responsivity-a* ove laserske diode na talasnoj dužini  $\lambda = 850 \text{ nm}$  iznosi  $R = 0.55 \text{ A/W}$ , dok je tipična vrijednost napona inverzne polarizacije  $V_R = 5 \text{ V}$ . Sa druge strane, transimpedansni pojačavač se sastoji od *rail-to-rail* operacionog pojačavača niskog ofseta MCP6021E/P [41], otpornika u grani povratne sprege  $R_F = 1 \text{ k}\Omega$  i DC napona korišćenog za inverznu polarizaciju fotodiode  $V_{B3} = 2 \text{ V}$ , koji je realizovan na identičan način kao i kontrolni napon  $V_{C3}$  (slika 23). Izlazni napon  $V_{out}$  optičkog prijemnika mjereno je korišćenjem osciloskopa *Teledyne LeCroy WaveJet Touch 334*.



Slika 26: Drugi *measurement set-up*

## Poglavlje 6. Rezultati mjerenja i uporedna analiza

---

Odzivi u vremenskom domenu karakterističnih napona i struja predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala mjereni su u skladu sa *measurement set-up-ovima* predstavljenim na slikama 25 i 26.

### 6.1 REZULTATI MJERENJA ZA PRVI MEASUREMENT SET-UP

Izmjereni naponi testerastog talasnog oblika na sorsevima MOSFET-ova koji formiraju *voltage follower* prikazani su na slikama 27 i 28. Analizom dobijenih rezultata može se zaključiti da *voltage follower* prenosi napon testerastog talasnog oblika sa sorsa MOSFET-a  $M_4$  na sors MOSFET-a  $M_3$  (slika 13), kako je i bilo očekivano. Pri tome, prenos se uspješno obavlja za različite vrijednosti maksimalnog ( $V_H$ ) i minimalnog ( $V_L$ ) napona testerastog talasnog oblika. Dobijeni rezultati pokazuju i prisustvo malog naponskog ofseta između napona na sorsevima MOSFET-ova  $M_3$  i  $M_4$ , koji se povećava smanjenjem napona  $V_H$  i  $V_L$ , što je posljedica neuparenosti struja koje protiču kroz MOSFET-ove, kao i neuparenosti samih MOSFET-ova.

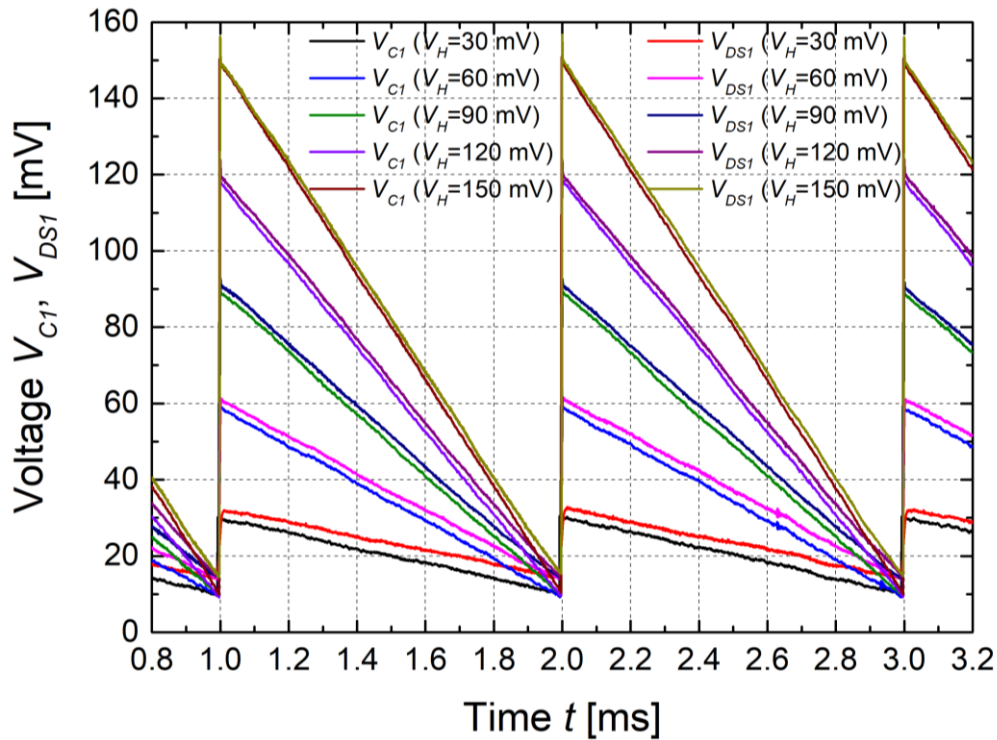
Izračunati i izmjereni talasni oblici izlazne struje  $I_{ldcd}$  u vremenskom domenu i odgovarajuća relativna greška  $E_R$  prikazani su na slikama 29 i 30, respektivno. U cilju upoređivanja relativne greške  $E_R$  predloženog hiperbolnog strujnog drajvera, sa rješenjem [20], [21], minimalna vrijednost struje  $I_{ldcd}$  je podešena na isti nivo kao u radovima [20] i [21],  $I_{B2} + I_0 \approx 3.7$  mA. Dobijena relativna greška između izmjerenog i izračunatog talasnog oblika je  $E_R < 3\%$  u 96% vremenskog perioda, što je približno isto kao u rješenju [20], [21]. Ova greška je uglavnom izazvana već razmatranim nedostatkom CMOS otpornog ogledala, u vidu različitih vrijednosti napona drejn-sors MOSFET-ova koji čine CMOS otporno ogledalo [25].

Izmjereni talasni oblici izlazne struje  $I_{ldcd}$  u vremenskom domenu sa kontrolom odnosa  $n$  (35) promjenom napona  $V_H$  u opsegu  $30\text{ mV} < V_H < 150\text{ mV}$  sa korakom od 30 mV i  $I_{B2} + I_0 \approx 2$  mA, i promjenom napona  $V_L$  u opsegu  $5\text{ mV} < V_H < 25\text{ mV}$  sa korakom od 5 mV i  $I_{B2} + I_0 \approx 2$  mA prikazani su na slikama 31 i 32, respektivno. Dodatno, izmjereni talasni oblici izlazne struje  $I_{ldcd}$  u vremenskom domenu sa kontrolom amplitude  $I_m$  (36) promjenom napona  $V_{C2}$  u opsegu  $30\text{ mV} < V_{C2} < 150\text{ mV}$  sa korakom od 30 mV i

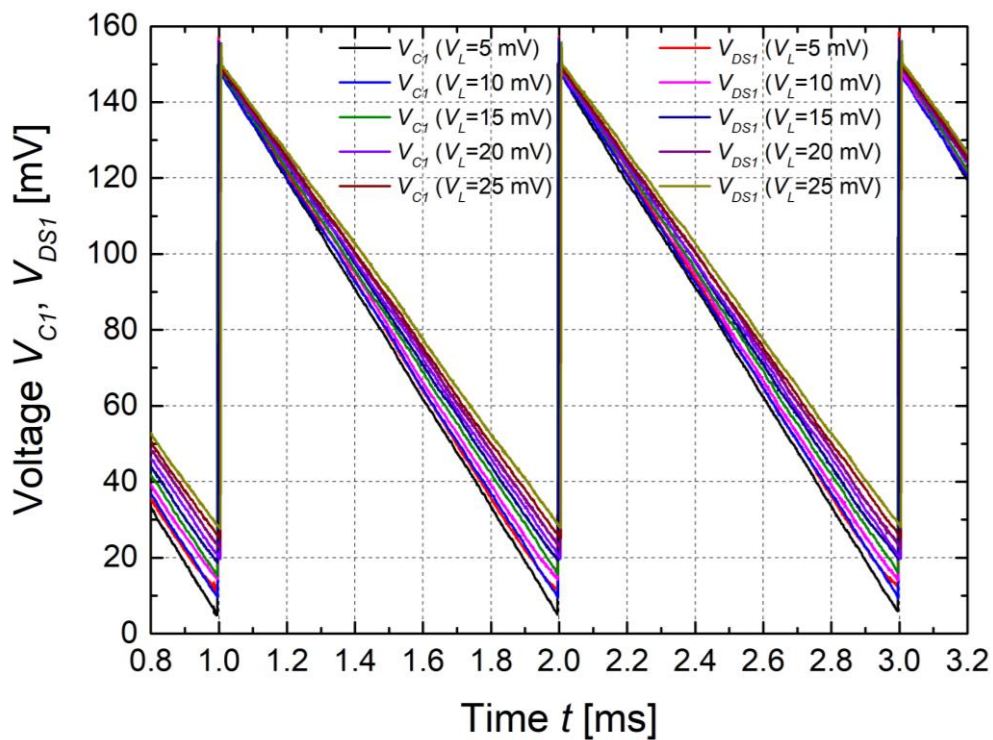
$I_{B2} + I_0 \approx 2 \text{ mA}$  prikazani su na slici 33. Na kraju, izmjereni talasni oblici izlazne struje  $I_{lccd}$  u vremenskom domenu sa kontrolom DC polarizacije struje  $I_{B2}$  promjenom napona  $V_{C3}$  za  $I_{B2} + I_0 \approx 2 \text{ mA}$  i  $I_{B2} + I_0 \approx 3.7 \text{ mA}$  prikazani su na slikama 34(a) i 34(b), respektivno. Dobijenim rezultatima dokazana je kontrolabilnost predloženog hiperbolnog strujnog drajvera promjenom odgovarajućih kontrolnih napona. Konkretno, eksperimentalno je dokazano da se:

- držanjem izlazne struje  $I_{lccd}(T_0)$  (34) konstantnom putem  $V_{C2}, V_L = const.$ , i izlazna struja  $I_{lccd}(0)$  (33) i odnos  $n$  (35) se mogu podešavati promjenom  $V_H$
- držanjem izlazne struje  $I_{lccd}(0)$  (33) konstantnom putem  $V_{C2}, V_H = const.$ , i izlazna struja  $I_{lccd}(T_0)$  (34) i odnos  $n$  (35) se mogu podešavati promjenom  $V_L$
- držanjem odnosa  $n$  (35) konstantnim putem  $V_H, V_L = const.$ , samo se amplituda  $I_m$  (36) može podešavati promjenom  $V_{C2}$
- DC polarizaciona struja  $I_{B2}$  se može podešavati promjenom  $V_{C3}$

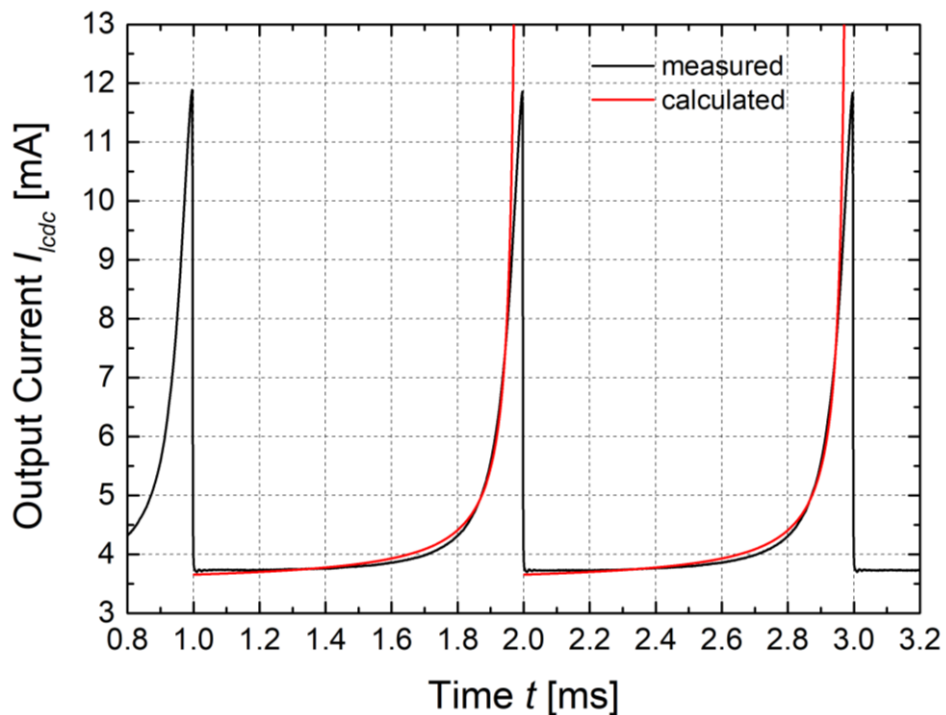




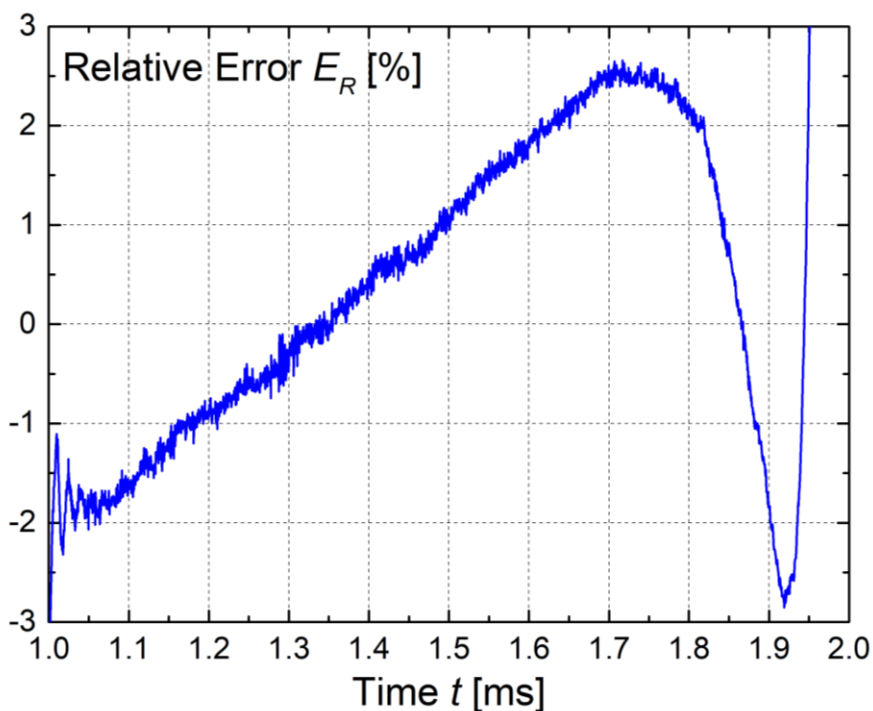
Slika 27: Naponi na sorsevima MOSFET-ova  $M_3$  i  $M_4$  koji formiraju *voltage follower* sa promjenom napona  $V_H$  koji se mijenja u opsegu  $30 \text{ mV} < V_H < 150 \text{ mV}$ , sa korakom od  $\Delta V_H = 30 \text{ mV}$  ( $V_{C2} = 100 \text{ mV}$ ,  $V_L = 10 \text{ mV}$ )



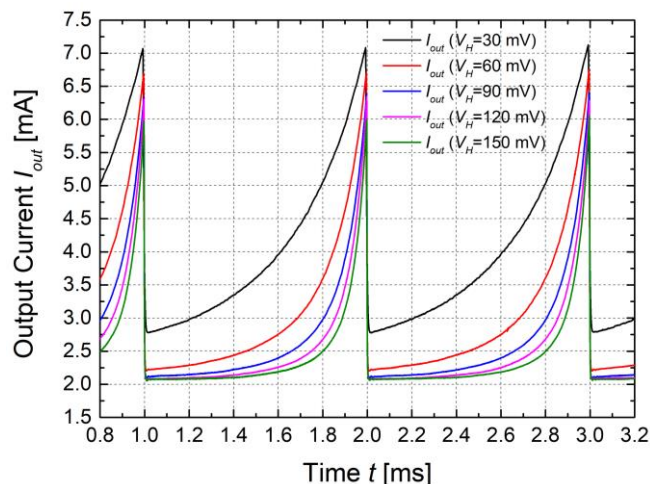
Slika 28: Naponi na sorsevima MOSFET-ova  $M_3$  i  $M_4$  koji formiraju *voltage follower* sa promjenom napona  $V_L$  koji se mijenja u opsegu  $5 \text{ mV} < V_L < 25 \text{ mV}$ , sa korakom od  $\Delta V_L = 5 \text{ mV}$  ( $V_{C2} = V_H = 150 \text{ mV}$ )



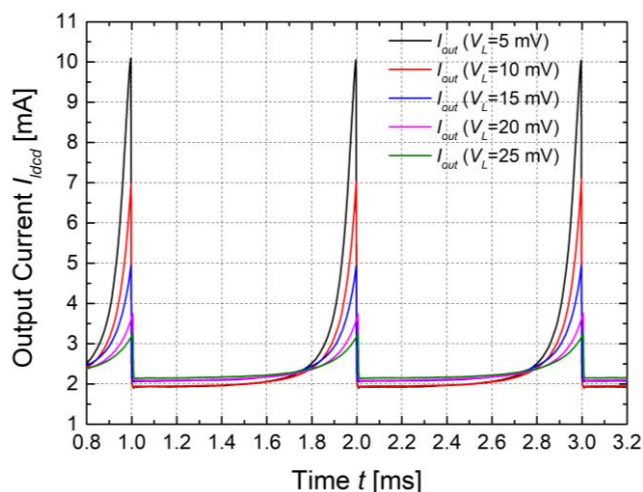
Slika 29: Izmjereni i izračunati talasni oblici izlazne struje  $I_{lcdc}$  u vremenskom domenu ( $V_{C2} = V_H = 150$  mV,  $V_L = 5$  mV,  $I_{B2} + I_0 \approx 3.7$  mA)



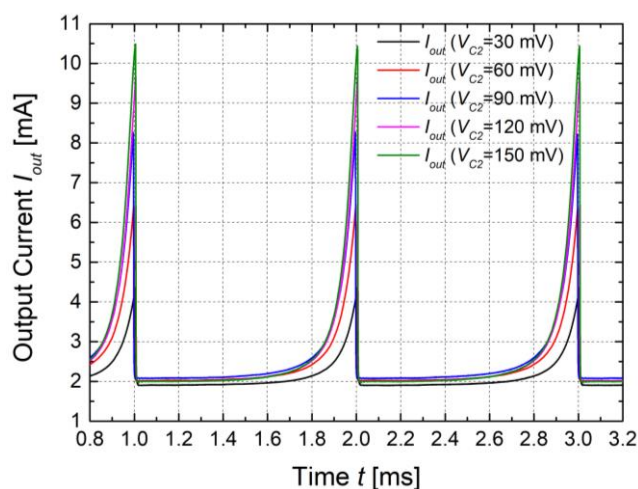
Slika 30: Relativna greška izmjenjenog talasnog oblika izlazne struje  $I_{lcdc}$  u vremenskom domenu u odnosu na talasni oblik koji se dobija računskim putem ( $V_{C2} = V_H = 150$  mV,  $V_L = 5$  mV,  $I_{B2} + I_0 \approx 3.7$  mA)



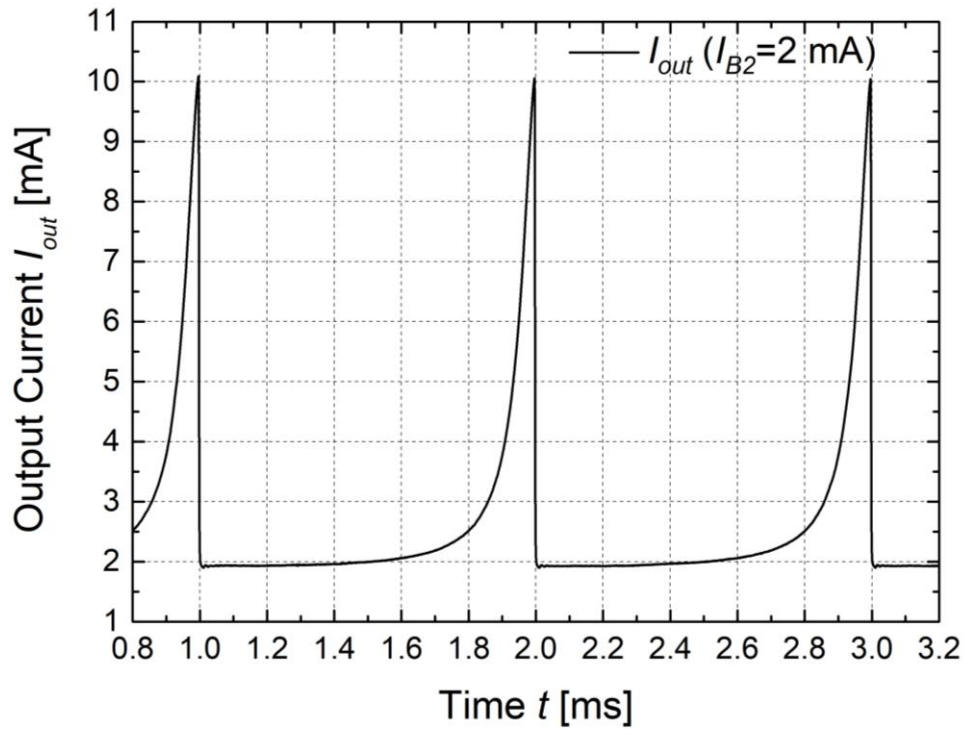
Slika 31: Izmjereni talasni oblici izlazne struje  $I_{ldcd}$  u vremenskom domenu sa kontrolom odnosa  $n$  (35) promjenom napona  $V_H$  koji se mijenja u opsegu  $30 \text{ mV} < V_H < 150 \text{ mV}$ , sa korakom od  $\Delta V_H = 30 \text{ mV}$  ( $V_{C2} = 100 \text{ mV}$ ,  $V_L = 10 \text{ mV}$ ,  $I_{B2} + I_0 \approx 2 \text{ mA}$ )



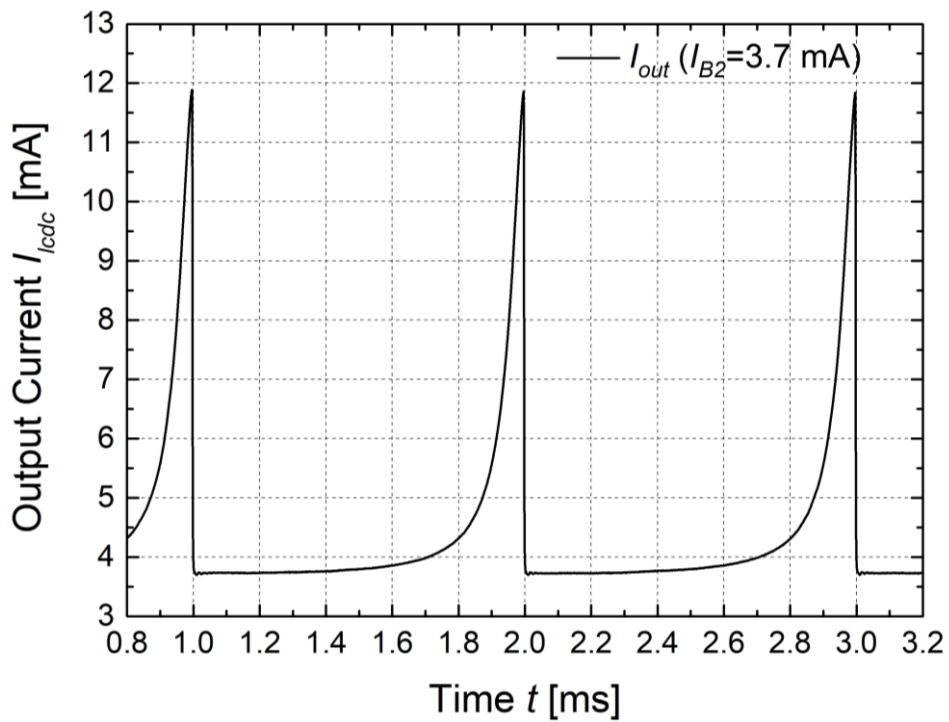
Slika 32: Izmjereni talasni oblici izlazne struje  $I_{ldcd}$  u vremenskom domenu sa kontrolom odnosa  $n$  (35) promjenom napona  $V_L$  koji se mijenja u opsegu  $5 \text{ mV} < V_L < 25 \text{ mV}$ , sa korakom od  $\Delta V_L = 5 \text{ mV}$  ( $V_{C2} = V_H = 150 \text{ mV}$ ,  $I_{B2} + I_0 \approx 2 \text{ mA}$ )



Slika 33: Izmjereni talasni oblici izlazne struje  $I_{ldcd}$  u vremenskom domenu sa kontrolom amplitude  $I_m$  (36) promjenom napona  $V_{C2}$  koji se mijenja u opsegu  $30 \text{ mV} < V_H < 150 \text{ mV}$ , sa korakom od  $\Delta V_{C2} = 30 \text{ mV}$  ( $V_H = 150 \text{ mV}$ ,  $V_L = 5 \text{ mV}$ ,  $I_{B2} + I_0 \approx 2 \text{ mA}$ )



(a)



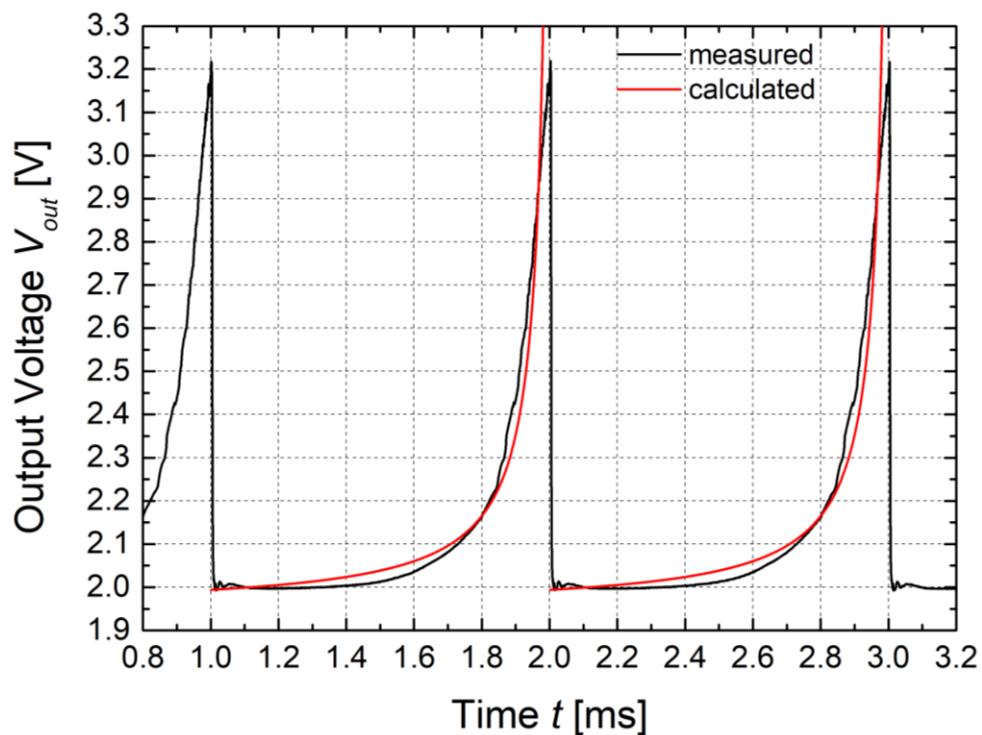
(b)

Slika 34: Izmjereni talasni oblici izlazne struje  $I_{lcd}$  u vremenskom domenu sa kontrolom DC polarizacije struje  $I_{B2}$  promjenom napona  $V_{C3}$  ( $V_{C2} = V_H = 150$  mV,  $V_L = 5$  mV): (a)  $I_{B2} + I_0 \approx 2$  mA, (b)  $I_{B2} + I_0 \approx 3.7$  mA

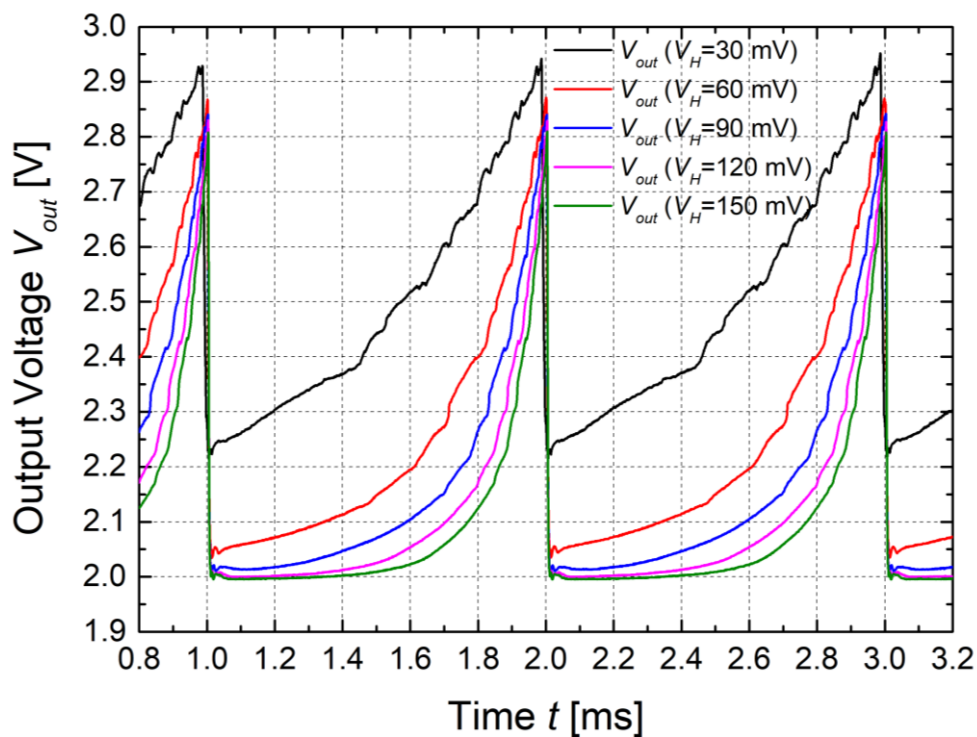
## 6.2 REZULTATI MJERENJA ZA DRUGI MEASUREMENT SET-UP

Izračunati i izmjereni talasni oblici u vremenskom domenu izlaznog napona  $V_{out}$  optičkog prijemnika u sklopu drugog *measurement set-up-a* (slika 26), prikazani su na slici 35. Ovaj izlazni napon  $V_{out}$  odgovara izlaznoj struji  $I_{ldcd}$  predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala prikazanoj na slici 29, za  $V_{C2} = V_H = 150$  mV,  $V_L = 5$  mV,  $I_{B2} + I_0 \approx 2$  mA. Pri tome je minimalna vrijednost struje  $I_{ldcd}$  podešena na  $I_{B2} + I_0 \approx 2$  mA kako bi laserska dioda OPV314AT [39] radila iznad propisanog strujnog praga ( $I_{TH} = 1.6$  mA) i kako bi se postigla optimalna linearna zavisnost između struje i optičke snage laserske diode OPV314AT [39]. Takođe, u cilju inverzne polarizacije fotodiode OPF422 [40], DC polarizacioni napon  $V_{B3}$  je podešen na  $V_{B3} = 2$  V. Postignuti rezultati pokazuju da izmjereni talasni oblik i u slučaju upotrebe u optičkim sistemima postiže visok nivo saglasnosti sa izračunatim (idealnim) hiperbolnim talasnim oblikom, uz veoma malu relativnu grešku. Može se primijetiti da je odstupanje izmjenog talasnog oblika od idealne hiperbole u ovom slučaju ipak nešto veća u poređenju sa odstupanjem dobijenom u prvom *measurement set-up-u*. Pri tome, razlog ovog povećanja nije u samom drajveru, već u jednostavnom optičkom prijemniku, usljed ograničenog frekventnog opsega operacionog pojačavača MCP6021E/P [41] korišćenog za realizaciju transimpedansnog pojačavača.

Izmjereni talasni oblici u vremenskom domenu izlaznog napona  $V_{out}$  optičkog prijemnika u sklopu drugog *measurement set-up-a*, sa kontrolom odnosa  $n$  promjenom napona  $V_H$  u opsegu  $30$  mV  $< V_H < 150$  mV sa korakom od  $30$  mV, i promjenom napona  $V_L$  u opsegu  $5$  mV  $< V_L < 25$  mV sa korakom od  $5$  mV prikazani su na slikama 36 i 37, respektivno. Ovaj napon  $V_{out}$  odgovara izlaznoj struji  $I_{ldcd}$  predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala prikazanoj na slikama 31 i 32. Na kraju, izmjereni talasni oblici u vremenskom domenu izlaznog napona  $V_{out}$  optičkog prijemnika sa kontrolom amplitude promjenom napona  $V_{C2}$  u opsegu  $30$  mV  $< V_{C2} < 150$  mV sa korakom od  $30$  mV prikazani su na slici 38. Navedeni napon u ovom slučaju odgovara izlaznoj struji  $I_{ldcd}$  predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala prikazanoj na slici 33. Dobijeni rezultati dokazuju da je predloženi hiperbolni strujni drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala pogodan za upotrebu u optičkim kvantnim generatorima slučajnih brojeva. Uz to, potvrđena je kontrolabilnost predloženog rješenja i pri upotrebi u optičkim sistemima.

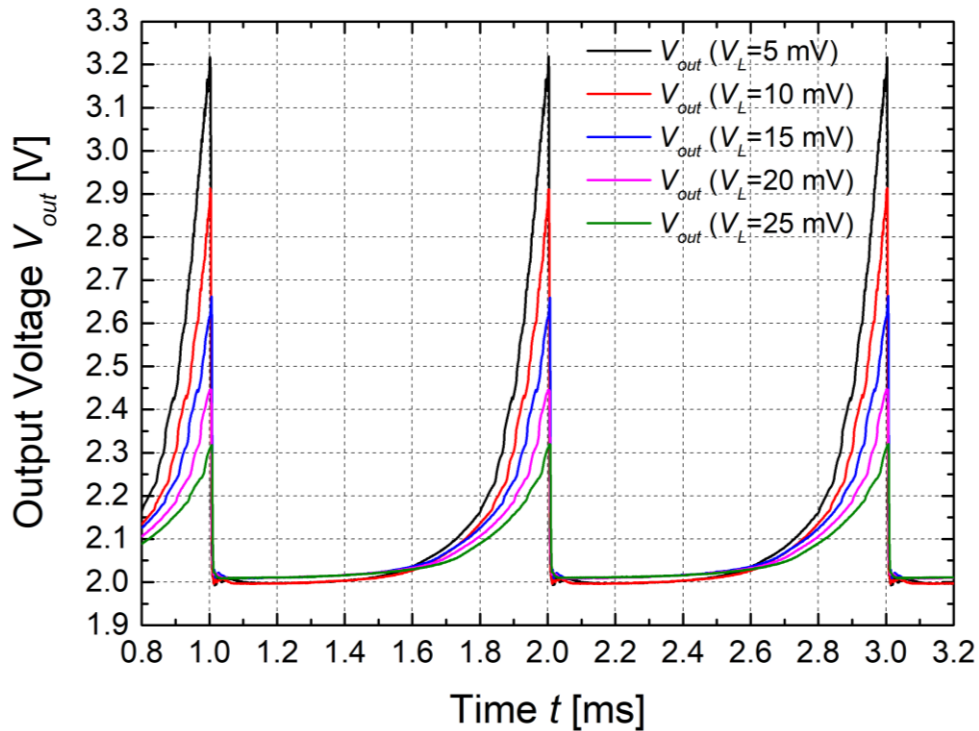


Slika 35: Izmjereni i izračunati talasni oblici izlaznog napona optičkog prijemnika  $V_{out}$  u vremenskom domenu ( $V_{C2} = V_H = 150$  mV,  $V_L = 5$  mV)

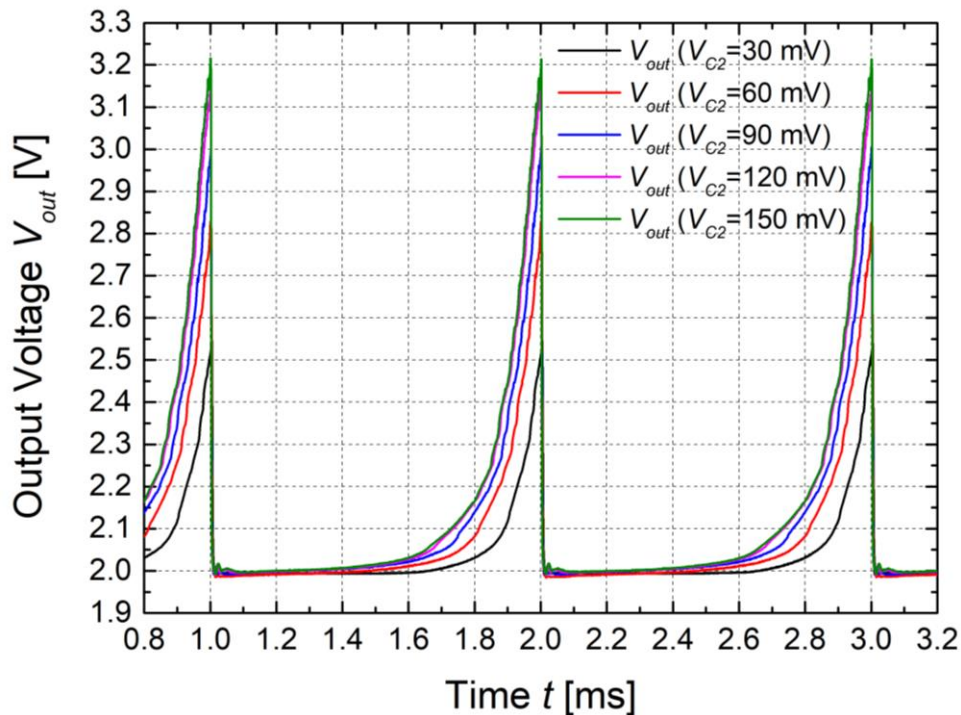


Slika 36: Izmjereni talasni oblici izlaznog napona optičkog prijemnika  $V_{out}$  u vremenskom domenu sa kontrolom odnosa  $n$  (35) promjenom napona  $V_H$  koji se mijenja u opsegu  $30$  mV  $< V_H < 150$  mV, sa korakom od  $\Delta V_H = 30$  mV ( $V_{C2} = 100$  mV,  $V_L = 10$  mV)





Slika 37: Izmjereni talasni oblici izlaznog napona  $V_{out}$  optičkog prijemnika u vremenskom domenu sa kontrolom odnosa  $n$  (35) promjenom napona  $V_L$  koji se mijenja u opsegu  $5 \text{ mV} < V_L < 25 \text{ mV}$ , sa korakom od  $\Delta V_L = 5 \text{ mV}$  ( $V_{C2} = V_H = 150 \text{ mV}$ )



Slika 38: Izmjereni talasni oblici izlaznog napona  $V_{out}$  optičkog prijemnika u vremenskom domenu sa kontrolom amplitude promjenom napona  $V_{C2}$  koji se mijenja u opsegu  $30 \text{ mV} < V_H < 150 \text{ mV}$ , sa korakom od  $\Delta V_{C2} = 30 \text{ mV}$  ( $V_H = 150 \text{ mV}$ ,  $V_L = 5 \text{ mV}$ )

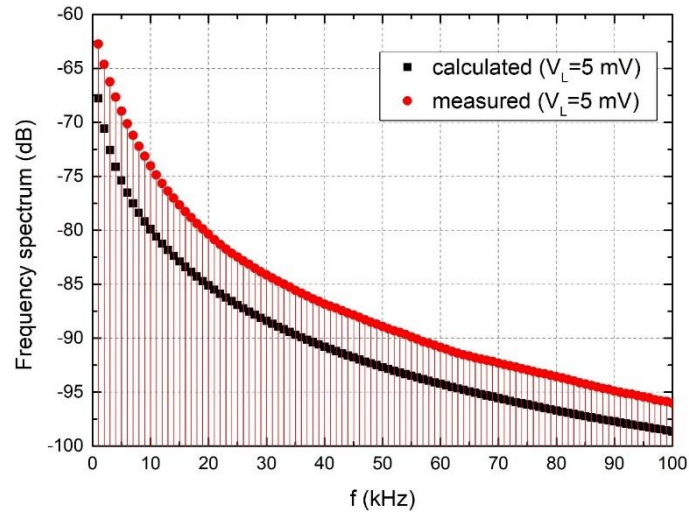
### 6.3 REZULTATI FREKVENTNE ANALIZE

Frekventni spektar izlazne struje  $I_{ldcd}$  izračunat je prema relacijama (72), (73) i (74) pomoću programskog jezika *Python*, za vrijednosti parametara:  $T_0 = 1$  ms,  $V_H = V_{C2} = 150$  mV,  $I_0 = 180$   $\mu$ A i pri promjeni napona  $V_L$ , koji se mijenja u opsegu  $5$  mV  $< V_L < 25$  mV sa korakom  $\Delta V_L = 5$  mV. Frekventni spektar izlazne struje  $I_{ldcd}$  dobijen je i eksperimentalnim putem, korišćenjem softverskog paketa *LTspice* za računanje brze Furijeove transformacije (*Fast Fourier Transformation* – FFT) na izmjenjenim talasnim oblicima izlazne struje  $I_{ldcd}$  za iste vrijednosti parametara. Izmjereni talasni oblici izlazne struje  $I_{ldcd}$  korišćeni za dobijanje frekventnog spektra prikazani su na slici 32. Izračunati i izmjeni frekventni spektri izlazne struje  $I_{ldcd}$  za različite vrijednosti napona  $V_L$  koji se mijenja u opsegu  $5$  mV  $< V_L < 25$  mV sa korakom  $\Delta V_L = 5$  mV prikazani su na slikama 39, 40, 41, 42 i 43. Dobijeni rezultati pokazuju izvjesno odstupanje između izračunatih i izmjerenih frekventnih spektara izlazne struje  $I_{ldcd}$ , pri čemu su talasni oblici spektara gotovo identični. Odstupanja su uvijek istog znaka, tj. prisutna je određena aditivna greška. Izvor ove greške može biti objašnjen činjenicom da je u računskom postupku smatrano da je talasni oblik izlazne struje  $I_{ldcd}$  idealnog hiperbolnog talasnog oblika u vremenskom domenu, dok izmjeni rezultati ipak odstupaju od idealne hiperbole. Takođe, greška može biti uzrokovana i ograničenim kompjuterskim resursima, pri radu sa velikim vrijednostima koeficijenata  $a_n$  (72) i  $b_n$  (73) koji se javljaju u toku analize. Naime, vrijednosti koeficijenata  $a_n$  (72) i  $b_n$  (73) pri višim harmonicima su takve da ih kompjuterski nije moguće zapisati u predviđenom formatu (nedovoljan broj bita), tj. dolazi do pojave prekoračenja (*overflow*) kada kompajler vrši zaokruživanje kako bi rezultujuće vrijednosti odgovarale predviđenom broju bita.

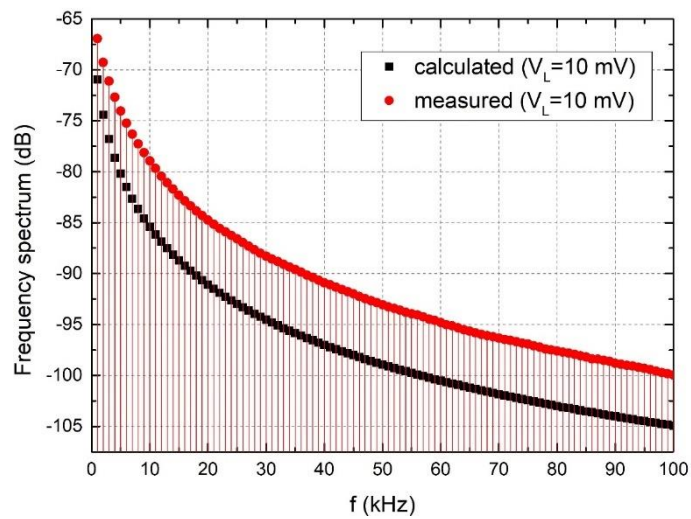
Talasni oblici frekventnih spektara dobijenih eksperimentalno na osnovu izmjerenih talasnih oblika izlazne struje  $I_{ldcd}$  za različite vrijednosti napona  $V_L$  koji se mijenja u opsegu  $5$  mV  $< V_L < 25$  mV, sa korakom  $\Delta V_L = 5$  mV (slika 32) prikazani su na slici 44. Analizom talasnih oblika na slici 44 jasno se uočava da je frekventni spektar širi u slučaju manjeg napona  $V_L$ . Drugim riječima, pri većem naponu  $V_L$  frekventni spektar brže opada, tj. vrijednost svakog sljedećeg harmonika je manja od vrijednosti prethodnog harmonika u većem procentu nego što bi to bio slučaj za manji napon  $V_L$ . Dobijeni rezultati potvrđuju teorijsko modelovanje, jer manjim vrijednostima napona  $V_L$  (pri konstantnom naponu  $V_H$ ) odgovara veći odnos  $n$ , hiperbolne struje na kraju i na početku vremenskog intervala. Veća vrijednost odnosa  $n$  znači i veće pikove hiperbolne struje, što odgovara širem frekventnom spektru. Dobijeni rezultati pokazuju i potencijalnu mogućnost upotrebe predloženog dizajna



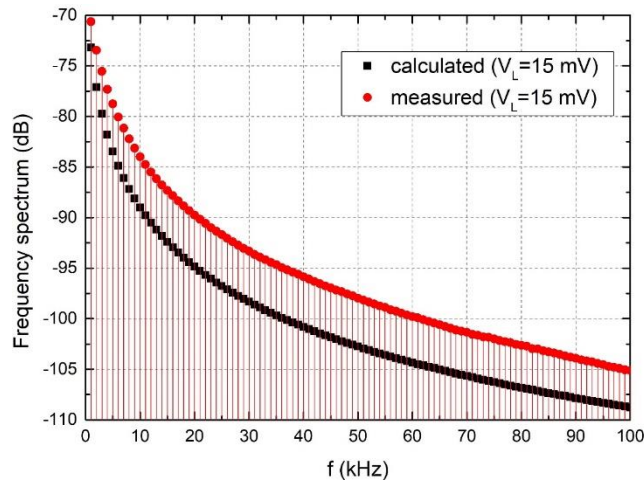
za generisanje Dirakovog impulsa (kojeg karakteriše beskonačan frekventni opseg) u slučaju dodatnog smanjenja napona  $V_L$ .



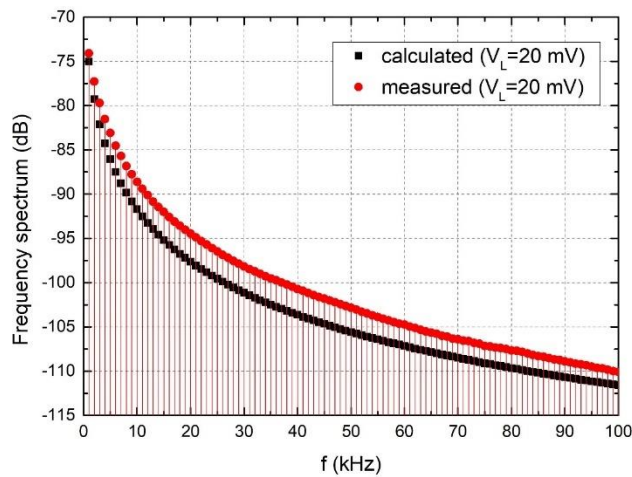
Slika 39: Izračunati i izmjereni spektar izlazne struje  $I_{ldcd}$  hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala za  $V_L = 5$  mV ( $T_0 = 1$  ms,  $V_H = V_{C2} = 150$  mV,  $I_0 = 180$   $\mu$ A)



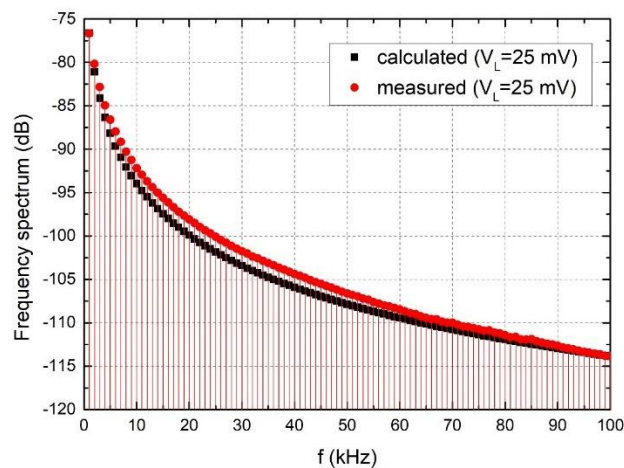
Slika 40: Izračunati i izmjereni spektar izlazne struje  $I_{ldcd}$  hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala za  $V_L = 10$  mV ( $T_0 = 1$  ms,  $V_H = V_{C2} = 150$  mV,  $I_0 = 180$   $\mu$ A)



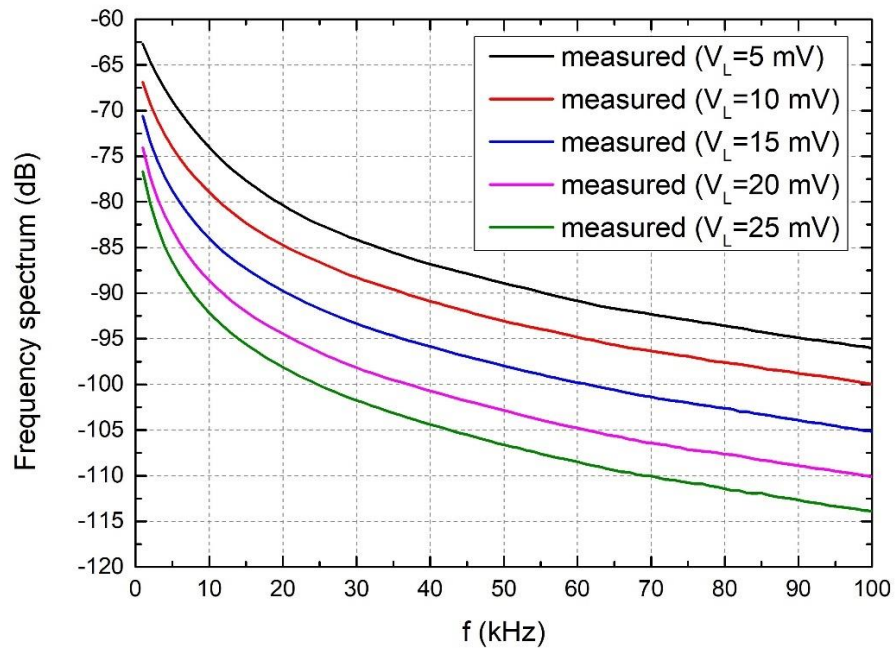
Slika 41: Izračunati i izmjereni spektar izlazne struje  $I_{ldcd}$  hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala za  $V_L = 15$  mV ( $T_0 = 1$  ms,  $V_H = V_{C2} = 150$  mV,  $I_0 = 180$   $\mu$ A)



Slika 42: Izračunati i izmjereni spektar izlazne struje  $I_{ldcd}$  hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala za  $V_L = 20$  mV ( $T_0 = 1$  ms,  $V_H = V_{C2} = 150$  mV,  $I_0 = 180$   $\mu$ A)



Slika 43: Izračunati i izmjereni spektar izlazne struje  $I_{ldcd}$  hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala za  $V_L = 25$  mV ( $T_0 = 1$  ms,  $V_H = V_{C2} = 150$  mV,  $I_0 = 180$   $\mu$ A)



Slika 44: Talasni oblik frekventnih spektara dobijenih eksperimentalno na osnovu izmjerenih talasnih oblika izlazne struje  $I_{l_{dca}}$  za različite vrijednosti napona  $V_L$  koji se mijenja u opsegu  $5 \text{ mV} < V_L < 25 \text{ mV}$ , sa korakom  $\Delta V_L = 5 \text{ mV}$

## 6.4 UPOREDNA ANALIZA

Rezultati koje postiže predloženi hiperbolni strujni drajver laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala i rezultati ostvareni u postojećim rješenjima hiperbolnih strujnih drajvera laserskih dioda, prikazani su u tabeli 1.

U poređenju sa rješenjem [5] predloženi hiperbolni strujni drajver nudi kontrolabilnost DC nivoa, oblika frekvencije i amplitude. Takođe, predloženo rješenje nudi i superiorne performanse u pogledu odnosa  $n$  hiperbolne struje na kraju i na početku vremenskog intervala, kao i niže vrijednosti relativne greške i manji napon napajanja u odnosu na rješenje [5]. Relativna greška predloženog rješenja je manja od 3 % u 96% slučajeva, što je poboljšanje u odnosu na rješenje [5], koje usljed nedostataka u dizajnu postiže znatno odstupanje izmjerenog u odnosu na idealni hiperbolni talasni oblik. Takođe, predloženo rješenje nudi i manji napon napajanja, od 3.3 V u poređenju sa 5 V u rješenju [5]. Dodatno, predloženi hiperbolni strujni drajver laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala u potpunosti je prilagođen integraciji u CMOS tehnologiji, što nije slučaj sa rješenjem [5] koje je realizovano u bipolarnoj tehnologiji.

U poređenju sa rješenjem [20], [21] oba drajvera nude isti nivo kontrolabilnosti, u vidu kontrolabilnog DC nivoa, oblika, frekvencije i amplitude. Ipak, predloženi dizajn nudi mnogo veći odnos hiperbolne struje na kraju i na početku vremenskog intervala uz istu relativnu grešku i za isti napon napajanja. Naime, odnos  $n$  u predloženom strujnom drajveru je  $n \approx 38$ , što je 8.4 puta veće od odnosa  $n$  postignutog u rješenju [20], [21]. Samim tim, predloženi strujni drajver nudi mogućnost znatnog povećanja brzine generisanja slučajnih brojeva u optičkim kvantnim generatorima slučajnih brojeva koji se zasnivaju na mjerenju vremenskog intervala između pojave sukcesivnih fotona.

Usljed veoma ograničenog frekventnog opsega diskretnih MOSFET-ova ALD1106 [37] i ALD1107 [38] korišćenih za realizaciju predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala, radna frekvencija predloženog drajvera  $f \sim \text{kHz}$  je mnogo manja od frekventnog opsega izlazne struje u radovima [5] i [20], [21]. Međutim, moguća realizacija predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala u integrisanoj CMOS tehnologiji bi ponudila mnogo širi frekventni opseg [26]. Zapravo, frekventni opseg predloženog rješenja implementiranog u integrisanoj CMOS tehnologiji ne bi bio ograničen samim dizajnom, već jedino induktivnošću *bond-ova* korišćenih za prenos hiperbolne struje oštih pikova  $I_{ldcd}$  ka laserskoj diodi koja se nalazi van čipa, kao i induktivnošću same laserske diode.

Takođe, minimalna vrijednost unipolarnog napona napajanja ( $V_{DD} = 3.3 \text{ V}$ ) korišćena u realizaciji predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala ograničena je minimalnom vrijednošću napona potrebnog za ispravno funkcionisanje diskretnih MOSFET-ova ALD1106 [37] i ALD1107 [38], u domenu struja drejna ovih MOSFET-ova reda  $\sim 10 \mu\text{A}$ . Unipolarni napon napajanja  $V_{DD} = 3.3 \text{ V}$  takođe je pogodan za poređenje karakteristika predloženog rješenja sa rješenjem [20], [21], koje koristi isti unipolarni napon napajanja. Međutim, sami dizajn predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala prilagođen je značajno manjim vrijednostima napona napajanja, ukoliko bi se predloženo rješenje realizovalo u integrisanoj CMOS tehnologiji [26].

Tabela 1: Uporedna analiza predloženog i postojećih rješenja

	[5]	[20], [21]	Rad
$n$	2	4.5	38
$E_R$	/	< 3 %	< 3 %
$V_{DD}$	5 V	3.3 V	3.3 V
$f_{max}$	20 MHz	100 MHz	10 kHz
Kontrolabilnost	/	DC nivo, oblik, frekvencija i amplituda	DC nivo, oblik, frekvencija i amplituda
Tehnologija	Bipolarna	0.35 $\mu\text{m}$ BiCMOS	diskretna tehnika

## Poglavlje 7. Zaključak

---

U ovom master radu predstavljen je hiperbolni strujni drajver laserskih dioda  $(1 - t/T)^{-1}$  talasnim oblikom u vremenskom domenu, gdje je  $t$  vremenska promjenljiva, a  $T$  vremenska konstanta. Ovaj strujni drajver namijenjen je za primjenu u optičkim kvantnim generatorima slučajnih brojeva. Princip rada predloženog hiperbolnog strujnog drajvera zasniva se na CMOS otpornom ogledalu realizovanom pomoću dva MOSFET-a koji rade u omskom režimu. Objasnjen je značaj hiperbolnog strujnog drajvera u optičkim kvantnim generatorima slučajnih brojeva, kao i prednosti koje pruža ovaj drajver u odnosu na DC strujni izvor koji se koristi za pobuđivanje laserskih diode koje emituju svjetlost konstantne optičke snage. Dat je pregled postojećih rješenja hiperbolnih strujnih drajvera laserskih dioda i analizirane njihove performanse. Predstavljen je princip rada predloženog hiperbolnog strujnog drajvera, uz odgovarajuće matematičke modele. Pokazano je da se primjenom CMOS otpornog ogledala kao osnovnog gradivnog elementa može ostvariti hiperbolni strujni drajver veoma dobrih performansi, čija je izlazna struja oblika  $I_0(1 - t/T)^{-1}$ , gdje je  $t$  vremenska promjenljiva,  $I_0$  predstavlja DC struju, a  $T$  vremensku konstantu. Analiziran je i uticaj šuma predloženog hiperbolnog strujnog drajvera, kao i karakteristike hiperbolnog strujnog drajvera u frekventnom domenu.

Prototip predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda za optičke kvantne generatore slučajni brojeva realizovan je u diskretnoj tehnici korišćenjem diskretnih aktivnih i pasivnih elektronskih komponenti postavljenih na štampanu ploču i povezanih odgovarajućim metalizacijama i *jumper-ima*. Eksperimentalna valorizacija je obavljena korišćenjem dva *measurement set-up-a*. U prvom *measurement set-up-u* predloženi hiperbolni strujni drajver povezan je sa otpornim potrošačem. Struja hiperbolnog strujnog drajvera indirektno je izmjerena putem direktnog mjerenja napona na krajevima otpornika korišćenjem osciloskopa. U drugom *measurement set-up-u* hiperbolni strujni drajver je korišćen za polarizaciju laserske diode. Svjetlost laserske diode prenesena je optičkim vlaknom do jednostavnog optičkog prijemnika sastavljenog od PIN fotodiode i transimpedansnog pojačavača, i osciloskopom je izmjeren napon na izlazu optičkog prijemnika. Eksperimentalnom valorizacijom ostvarenom pomoću ova dva *measurement set-up-a* postignute su sljedeće performanse predloženog hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda:

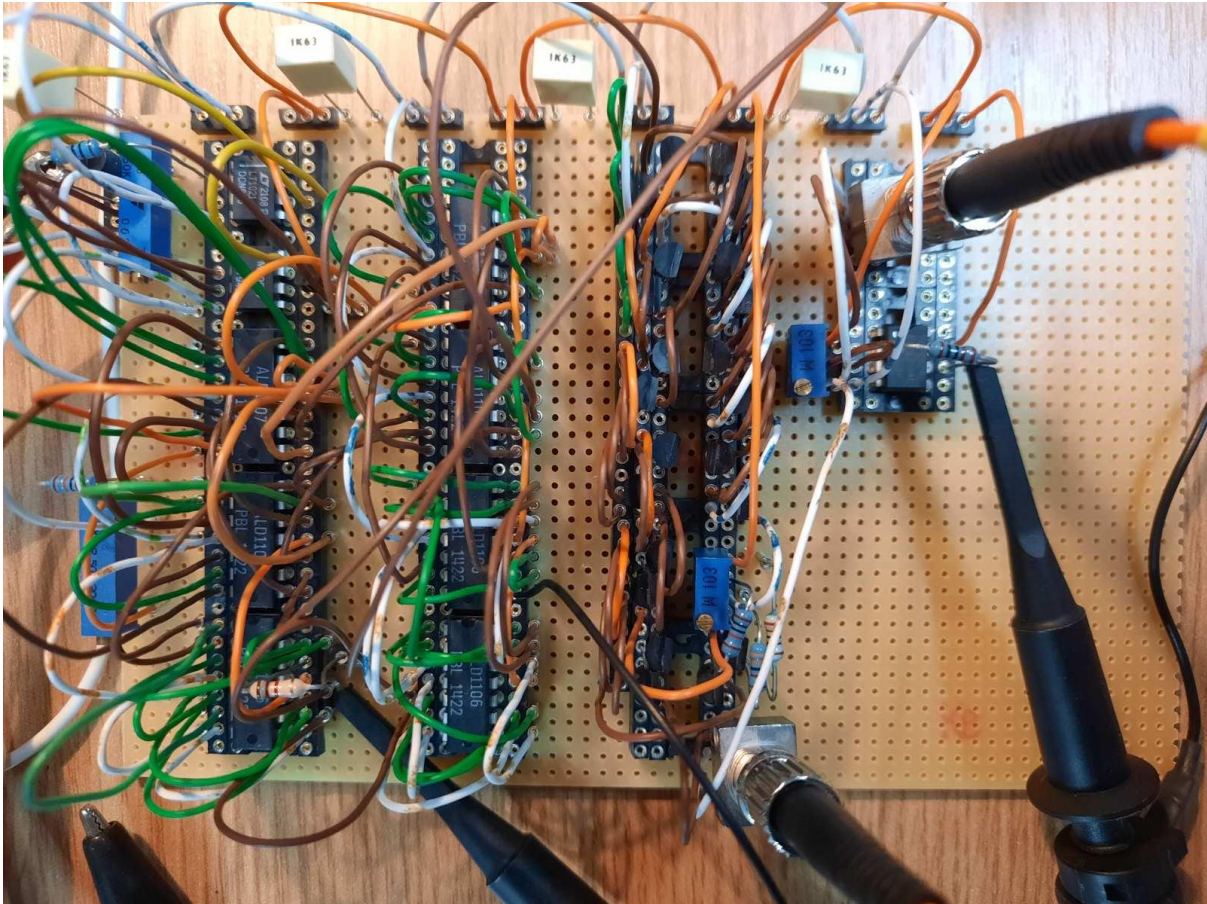
- Odnos hiperbolne struje na kraju i na početku vremenskog intervala jednak  $n \approx 38$ , što je 8.4 veće u odnosu na najveći do sada postignuti faktor  $n$  kod postojećih hiperbolnih strujnih drajvera laserskih dioda,
- Kontrolabilnost DC nivoa, oblika, frekvencije i amplitude izlazne hiperbolne struje, što omogućava upotrebu predloženog rješenja u sistemima različitih performansi,
- Mogućnost implementacije predloženog rješenja u CMOS tehnologiji, čime se znatno smanjuje cijena potencijale serijske proizvodnje u odnosu na prethodna rješenja koja se baziraju na bipolarnoj i BiCMOS tehnologiji,
- Relativna greška između izmjerenog i izračunatog talasnog oblika manja od 3 % u 96 % vremenskog perioda, što je znatno manje od rješenja [5], a na istom nivou kao kod rješenja [20], [21],
- Napon napajanja od 3.3 V, što je manje od rješenja [5], a na istom nivou kao kod rješenja [20], [21], sa mogućnošću dodatnog smanjenja napona napajanja u slučaju integracije u CMOS tehnologiji.

Navedene performanse, ostvarene eksperimentalnom valorizacijom korišćenjem dva *measurement set-up-a* dokazuju da se predloženi hiperbolni strujni drajver laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala ponaša u skladu sa zahtjevima dizajna. Takođe, one potvrđuju da je predloženo rješenje pogodno za upotrebu u optičkim kvantnim generatorima slučajnih brojeva. Pri tome, predloženi strujni drajver nudi mogućnost realizacije optičkog kvantnog generatora slučajnih brojeva oslobođenog od post-procesiranja, uz znatno povećanje brzine generisanja slučajnih brojeva u poređenju sa postojećim rješenjima.



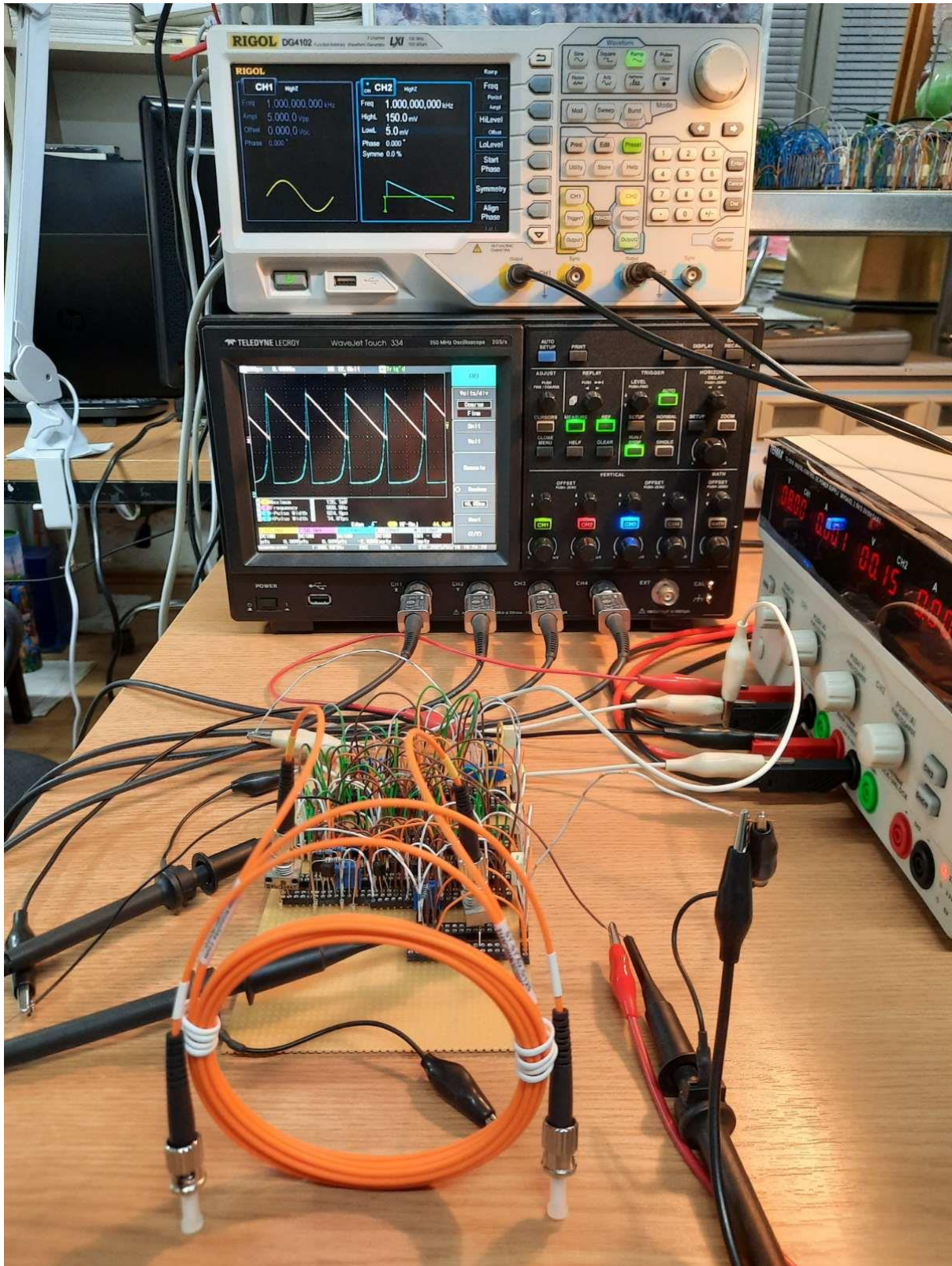
## Dodatak - Fotografije prototipa hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala

---



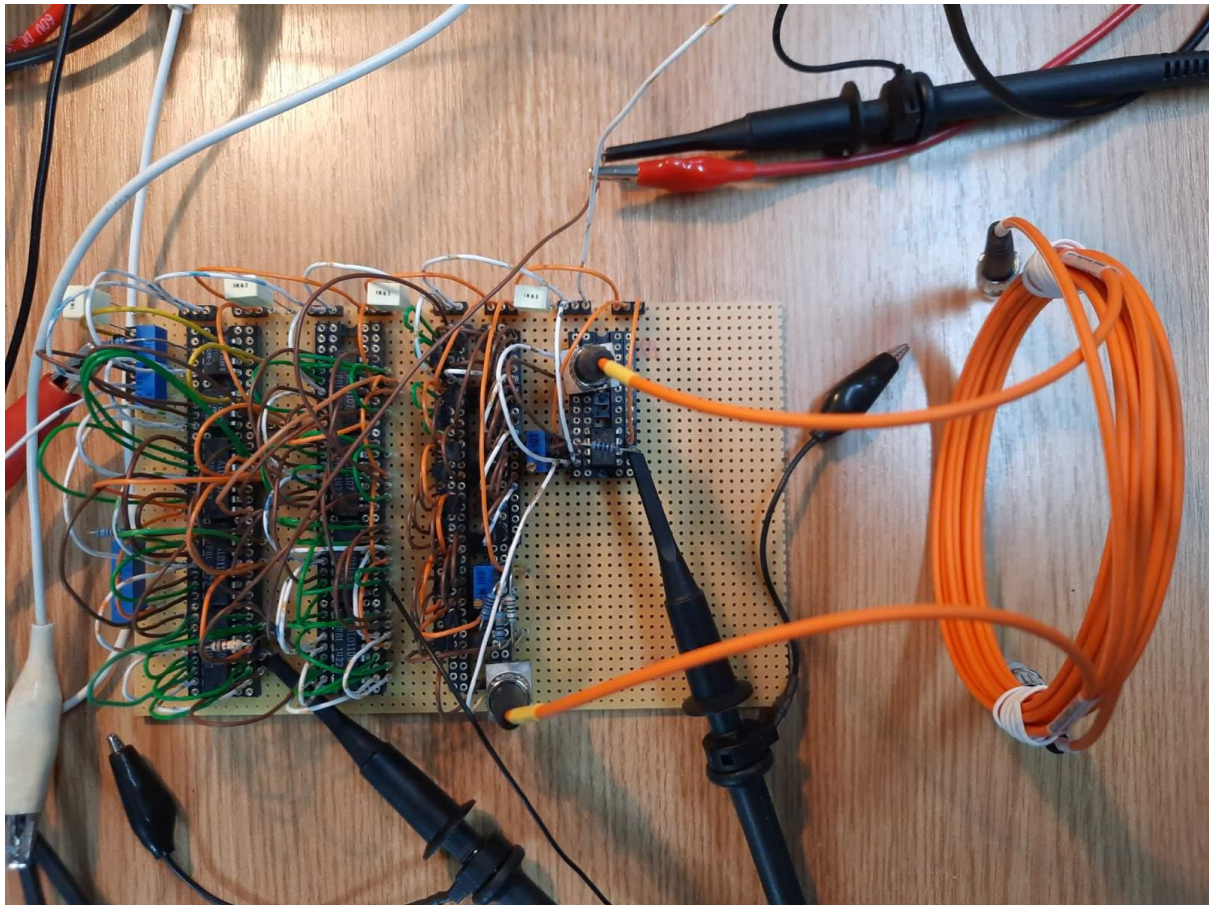
Slika 45: Prototip hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala u diskretnoj tehnici





Slika 46: *Measurement set-up* za mjerenje performansi hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala (1)





Slika 47: *Measurement set-up* za mjerenje performansi hiperbolnog strujnog drajvera laserskih dioda na bazi CMOS otpornog ogledala (2)

# Literatura

---

- [1] N. Gisin, G. Ribordy, W. Tittel, and H. Zbinden., “Quantum cryptography”, *Rev. Mod. Phys.*, 74(1), pp. 145–195, March 2002.
- [2] N. Ferguson, B. Schneier, and T. Kohno, *Cryptography Engineering: Design Principles and Practical Applications*, Wiley, Hoboken, New Jersey, 2015.
- [3] R. Y. Rubinstein and D. P. Kroese, *Simulation and the Monte Carlo Method*, 3rd ed., Wiley, Hoboken, New Jersey, 2016.
- [4] S. Asmussen and P. W. Glynn, *Stochastic Simulation: Algorithms and Analysis*, Springer-Verlag, New York, 2007.
- [5] M. A. Wayne and P. G. Kwiat, “Low-bias high-speed quantum random number generator via shaped optical pulses”, *Optics Express*, vol. 18, no. 9, pp. 9351–9357, 26. April 2010.
- [6] A. Dervić, N. Tadić, H. Mahmoudi, B. Goll, M. Hofbauer, and H. Zimmermann, "Single-pixel postprocessing-free 5 Mbps quantum random number generator using a single-photon avalanche diode detector and a  $T/(T - t)$  pulse-shaped laser driver", *Optical Engineering*, vol. 59, no. 12, 127105, December 2020.
- [7] M. Fürst, H. Weier, S. Nauerth, D. G. Marangon, C. Kurtsiefer, and H. Weinfurter, “High speed optical quantum random number generation”, *Optics Express*, vol. 18, no. 12, pp. 13029 – 13037, 7 June 2010.
- [8] B. Sanguinetti, A. Martin, H. Zbinden and N. Gisin, “Quantum Random Number Generation on a Mobile Phone”, *Physical Review X*, 4, 031056, 2014.
- [9] M.J. Applegate, O. Thomas, J.F. Dynes, Z. Yuan, D. Ritchie and A.J. Shields, “Efficient and robust quantum random number generation by photon number detection”, *Applied Physics Letters*, 107. 10.1063/1.4928732, 2015.
- [10] S. Tisa, F. Villa, A. Giudice, G. Simmerle and F. Zappa, “High-Speed Quantum Random Number Generation Using CMOS Photon Counting Detectors”, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 21. 1-7. 10.1109/JSTQE.2014.2375132, 2015.
- [11] M. A. Wayne, E. R. Jeffrey, G. M. Akselrod, and P. G. Kwiat, “Photon arrival time quantum random number generation”, *Journal of Modern Optics*, vol. 56, no. 4, pp. 516–522, March 2009.

- [12] M. Wahl, M. Leifgen, M. Berlin, T. Rohlicke, H. Rahn and O. Benson, “An ultrafast quantum random number generator with provably bounded output bias based on photon arrival time measurements”, *Applied Physics Letters*, 98, 171105 - 171105. 10.1063/1.3578456, 2011.
- [13] J. -m. Wang, T. -y. Xie, H. -f. Zhang, D. -x. Yang, C. Xie and J. Wang, “A Bias-Free Quantum Random Number Generation Using Photon Arrival Time Selectively”, *IEEE Photonics Journal*, vol. 7, no. 2, pp. 1-8, April 2015.
- [14] H. Xu, D. Perenzoni, A. Tomasi, and N. Massari, “A 16×16 Pixel Post-Processing Free Quantum Random Number Generator Based on SPADs”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems, part II: Express Briefs*, vol. 65, no. 5, pp. 627-631, May 2018.
- [15] A. Tontini, L. Gasparini, N. Massari, and R. Passerone, “SPAD-Based Quantum Random Number Generator With an Nth-Order Rank Algorithm on FPGA”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems, part II: Express Briefs*, vol. 66, no. 12, pp. 2067-2071, December 2019.
- [16] M. Stipčević and B. Medved Rogina. “Quantum random number generator based on photonic emission in semiconductors”, *The Review of scientific instruments*, 78 4, 2006.
- [17] W. Dultz, and E. Hildebrandt, “Optical random-check generator based on the individual photon statistics at the optical beam divider”, *PCT Patent WO/98/16008*, April 1998.
- [18] A. Stefanov, N. Gisin, O. Guinnard, L. Guinnard & H. Zbinden, “Optical quantum random number generator”, *Journal of Modern Optics*, 47:4, 595-598, 2000.
- [19] M. Stipčević and J. E. Bowers, “Spatio-temporal optical random number generator”, *Optics Express*, 23, 11619-11631, 2015.
- [20] N. Tadić, B. Goll, and H. Zimmermann, “Laser diode current driver with  $(1-t/T)^{-1}$  time dependence in 0.35  $\mu\text{m}$  BiCMOS technology for quantum random number generators”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems, part II: Express Briefs*, vol. 64, issue 5, pp. 510-514, May 2017.
- [21] N. Tadić, B. Goll, and H. Zimmermann, “100 MHz current generator with  $T/(T-t)$  time waveform in 0.35  $\mu\text{m}$  BiCMOS technology”, *Electronics Letters*, vol. 52, issue 9, pp. 744-746, 28th April 2016.

- [22] B. Gilbert, “Current-mode circuits from a translinear viewpoint: A tutorial,” in *Analogue IC Design: The Current-Mode Approach*, C. Toumazou, F. J. Lidgley, and D. G. Haigh, Eds. Stevenage, U. K.: Peregrinus, ch. 2, pp. 11–91. 1990.
- [23] N. Tadić, “Resistive mirror-based voltage controlled resistor with generalized active devices”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, no. 2, pp. 587-591, April 1998.
- [24] N. Tadić, M. Zogović, and D. Gobović, “A CMOS controllable constant-power source for variable resistive loads using resistive mirror with large load resistance dynamic range“, *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, no. 6, pp. 1988-1996, June 2014.
- [25] N. Tadić, M. Erceg, A. Dervić, and D. Gobović, “An Analog Controllable CMOS Constant-Power Source for a Thermally-Based Sensor Interface Using a Resistive Mirror Architecture“, *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, issue 24, pp. 10066-10076, December 15, 2018.
- [26] N. Tadić, A. Dervić, M. Erceg, B. Goll, and H. Zimmermann, “A 54.2 dB current gain dynamic range, 1.78 GHz gain-bandwidth product CMOS  $V_{CCA}^2$ ”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems, part II: Express Briefs*, vol. 66, issue 1, pp. 46-50, January 2019.
- [27] N. Tadić, A. Dervić, M. Erceg, and H. Zimmermann, “A 40  $\mu$ W – 30 mW generated power, 280  $\Omega$  – 1.68 k $\Omega$  load resistance CMOS controllable constant-power source for thermally-based sensor applications”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 106, no. 3, pp. 593-613, March 2021.
- [28] T. C. Carusone, D. A. Johns, and K. W. Martin, *Analog integrated circuit design*, 2nd ed., Wiley, New York, NY, USA, 2012.
- [29] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith, *Microelectronic Circuits*, Oxford University Press, 2004.
- [30] Valery Serov, *Fourier Series, Fourier Transform and Their Applications to Mathematical Physics*, Springer, 10.1007/978-3-319-65262-7, 2017.
- [31] Horace Lamb, *An Elementary Course of Infinitesimal Calculus*, Cambridge University Press, pp. 457–479, 2009.
- [32] C.M McGregor, J. Nimmo, & W.W. Stothers, *Fundamentals of university mathematics*, Woodhead Publishing, 10.1533/9780857092243, 2010.
- [33] *LT1021 Precision Reference*, Linear Technology Corporation, [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1021fc.pdf>

- [34] *OP97 Low Power, High Precision Operational Amplifier*, Analog Devices Inc. (Revised 2009.). [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/op97.pdf>
- [35] *BC337 Amplifier Transistor NPN Silicon*, ON Semiconductor (Revised 2007.). [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/bc337-d.pdf>
- [36] *BC327 Amplifier Transistor PNP Silicon*, ON Semiconductor (Revised 2007.). [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/bc327-d.pdf>
- [37] *Quad/Dual N-channel matched pair MOSFET array*, Advanced Linear Devices, Inc. (Revised 2012.). [Online]. Available: <http://www.aldinc.com/pdf/ALD1116.pdf>
- [38] *Quad/Dual P-channel matched pair MOSFET array*, Advanced Linear Devices, Inc. (Revised 2012.). [Online]. Available: <http://www.aldinc.com/pdf/ALD1117.pdf>
- [39] *OPV 314AT Vertical Cavity Surface Emitting Laser in ST Optical Sub-Assembly*, TT Electronics (Revised 2019.) [Online]. Available: <https://www.ttelectronics.com/TTElectronics/media/ProductFiles/Datasheet/OPV314-Series.pdf>
- [40] *OPF422 Fiber Optic Detector*, TT Electronics (Revised 2018.) [Online]. Available: <https://www.ttelectronics.com/TTElectronics/media/ProductFiles/Datasheet/OPF422.pdf>
- [41] *MCP6021/1R/2/3/4 Rail-to-Rail Input/Output, 10 MHz Op Amps*, Microchip Technology Inc. (Revised 2017.) [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/20001685e.pdf>