



**UNIVERZITET CRNE GORE  
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET**



BSc Ivan Šofranac

**KONTROLABILNI GENERATOR KONSTANTNE SNAGE  
OPTIMIZOVAN ZA PRIMJENE U TERMALNOJ ANEMOMETRIJI**

MASTER RAD

Podgorica, 2025. godine

## **PODACI I INFORMACIJE O MAGISTRANDU**

**Ime i prezime:** Ivan Šofranac

**Datum i mjesto rođenja:** 29.04.1999. godine, Podgorica, Crna Gora

**Naziv završenog osnovnog studijskog programa i godina diplomiranja:** Elektonika, telekomunikacije i računari, 2022.

## **INFORMACIJE O MASTER RADU**

Elektrotehnički fakultet Podgorica

Postdiplomske master akademske studije

Smjer: Elektronika

**Naslov rada:** *Kontrolabilni generator konstantne snage optimizovan za primjene u termalnoj anemometriji*

## **OCJENA I ODBRANA MASTER RADA**

**Datum prijave master rada:** 20.11.2024.

**Datum sjednice Vijeća univerzitetske jedinice na kojoj je prihvaćena tema:** 16.12.2024.

**Komisija za ocjenu/odbranu rada:**

**Prof. dr Nikša Tadić, predsjednik**

Univerzitet Crne Gore,  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

**Prof. dr Milena Erceg, mentor**

Univerzitet Crne Gore,  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

**Prof. dr Milutin Radonjić, član**

Univerzitet Crne Gore,  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

**Datum odbrane:** 23.12.2025.

## Izjava o autorstvu

Potpisani Ivan Šofranac

Broj indeksa/upisa 9/22

### Izjavljujem

da je master rad pod nazivom

**"Kontrolabilni generator konstantne snage optimizovan za primjene u termalnoj anemometriji"**

- rezultat sopstvenog istraživačkog rada,
- da predloženi master rad ni u cjelini ni u djelovima nije bio predložen za dobijanje bilo koje diplome prema studijskim programima drugih ustanova visokog obrazovanja,
- da su rezultati korektno navedeni, i
- da nijesam povrijedio/la autorska i druga prava intelektualne svojine koja pripadaju trećim licima.

U Podgorici, 24.10.2025. godine

Potpis magistranda

ŠOFRANAC IVAN

## **ZAHVALNICA**

*Iskrenu i duboku zahvalnost dugujem svojoj mentorki, prof. dr Mileni Erceg, na stručnoj pomoći, korisnim savjetima te posvećenosti tokom izrade ovog master rada. Njeno znanje, profesionalan pristup i kontinuirana podrška dali su značajan doprinos kvalitetu ovog rada i mom akademskom formiranju.*

*Ovaj rad posvećujem svojoj porodici, uz iskrenu zahvalnost za nesebičnu podršku, razumijevanje i ohrabrenje koje su mi pružali tokom cijelog mog školovanja i života. Posebno se zahvaljujem svojoj sestri na stalnoj podršci, razumijevanju i strpljenju, koji su mi predstavljali važan oslonac tokom mog akademskog puta, kao i svojoj vjerenici na razumijevanju, strpljenju i kontinuiranoj podršci tokom izrade ovog rada, kao i za ohrabrenje i motivaciju koju mi je pružala u svim izazovima ovog važnog životnog perioda.*

## APSTRAKT

Kontrolabilni generator konstantne snage je elektronsko kolo koje omogućava generisanje konstantne DC snage za određeni opseg otpornih opterećenja, pri čemu se snaga može kontrolisati putem odgovarajućeg upravljačkog napona ili struje. Ovakvi generatori imaju široku primjenu u termalnoj anemometriji, uključujući sisteme za mjerenje protoka i brzine fluida, monitoring gasovitih fluida, pametno navodnjavanje kao i druge oblasti gdje je potrebno precizno mjerenje protoka na niskim brzinama.

U ovom master radu predstavljen je kontrolabilni generator konstantne snage optimizovan za primjene u termalnoj anemometriji, zasnovan na translinearnoj petlji sa bipolarnim tranzistorima. Radi poboljšanja tačnosti sistema, osnovna translinearna petlja je modifikovana implementacijom kola za eliminaciju uticaja baznih struja bipolarnih tranzistora. Mjerni sistem se sastoji od generatora konstantne snage i termalnog senzora kome se, u zavisnosti od brzine protoka fluida, mijenja temperaturu, a samim tim i otpornost. Kako generator konstantne snage obezbjeđuje konstantnu snagu na krajevima senzora, promjena otpornosti dovodi do promjene pada napona na senzoru, što omogućava indirektno mjerenje brzine protoka fluida. Termalni senzorski sistemi su atraktivni zbog svoje jednostavne konstrukcije i kompaktnosti.

Predloženi generator konstantne snage dizajniran je i njegove performanse su procijenjene pomoću LTSpice softverskog alata za simulaciju rada elektronskih kola. Dodatno, funkcionalnost predloženog dizajna potvrđena je izradom prototipa u diskretnoj tehnici. Simulacije i mjerenja su pokazali da kontrolabilni generator konstantne snage odlikuje širok dinamički opseg otpornosti, za generisane snage do 1 mW, uz prihvatljivu relativnu grešku. Napon napajanja kola iznosi 3.3 V dok je efikasnost napona 65 %. Stabilnost kola je testirana mjerenjem odziva kola pri nagloj promjeni otpornosti potrošača.

**Ključne riječi:** kontrolabilni generator konstantne snage, termalna anemometrija, translinearna petlja, bipolarni tranzistori, termalni senzorski sistemi.

## ABSTRACT

A controllable constant-power generator is an electronic circuit that enables the delivery of a constant DC power level over a specified range of resistive loads, with the output power being adjustable via an appropriate control voltage or current. Such generators have broad applications in thermal anemometry, including systems for fluid flow and velocity measurement, gas-flow monitoring, smart irrigation, and other domains requiring precise low-velocity flow measurement.

This master's thesis presents a controllable constant-power generator optimized for thermal-anemometry applications, based on a translinear loop employing bipolar transistors. To improve system accuracy, the basic translinear loop is modified through the implementation of circuitry designed to eliminate the influence of the base currents of the bipolar transistors. The measurement system consists of the constant-power generator and a thermal sensor whose temperature-and consequently resistance-varies with the fluid flow velocity. Because the generator maintains constant power across the sensor terminals, changes in sensor resistance result in variations of the voltage drop across the sensor, enabling indirect measurement of fluid flow velocity. Thermal sensing systems are attractive due to their simple construction and compactness.

The proposed constant-power generator was designed and its performance evaluated using the LTSpice electronic-circuit simulation software. Additionally, the functionality of the proposed design was validated through the development of a discrete-component prototype. Both simulations and measurements demonstrate that the controllable constant-power generator achieves a wide dynamic resistance range for output powers up to 1 mW, with acceptable relative error. The circuit is powered at 3.3 V, with a voltage efficiency of 65%. Circuit stability was assessed by measuring its response to abrupt changes in load resistance.

**Keywords:** controllable constant-power generator, thermal anemometry, translinear loop, bipolar transistors, thermal sensing systems.

## Sadržaj

1. UVOD.....	1
2. PREGLED POSTOJEĆIH RJEŠENJA KONTROLABILNIH GENERATORA KONSTANTNE SNAGE .....	4
3. KONTROLABILNI GENERATOR KONSTANTNE SNAGE OPTIMIZOVAN ZA PRIMJENE U TERMALNOJ ANEMOMETRIJI.....	54
3.1 PRINCIP RADA.....	54
3.2 TRANSLINEARNI PRINCIP .....	56
3.3 TRANSLINEARNA PETLJA SA BIPOLARNIM TRANZISTORIMA SA KOLOM ZA ELIMINACIJU UTICAJA BAZNIH STRUJA.....	57
3.4 STRUJNI PRENOSNIK DRUGE GENERACIJE .....	60
3.5 KOMPLETNA ELEKTRIČNA ŠEMA KONTROLABILNOG GENERATORA KONSTANTNE SNAGE .....	61
4. REZULTATI SIMULACIJA I ESKPERIMENTALNI REZULTATI .....	64
4.1 REZULTATI SIMULACIJA KOLA KONTROLABILNOG GENERATORA KONSTATNE SNAGE .....	64
4.2 EKSPERIMENTALNI REZULTATI .....	66
4.2.1 STRUJNI IZVOR .....	66
4.2.2 EKSPERIMENTALNI REZULTATI STRUJNOG PRENOSNIKA DRUGE GENERACIJE .....	67
4.2.3 EKSPERIMENTALNI REZULTATI KOLA TRANSILARNE PETLJE.....	70
4.2.4 EKSPERIMENTALNI REZULTATI KONTROLABILNOG GENERATORA KONSTANTNE SNAGE .....	73
4.2.5 EKSPERIMENTALNI REZULTATI MJERENJA ODZIVA KOLA NA PROMJENE OPTEREĆENJA .....	76
4.3 UPOREDNA ANALIZA.....	80
5. ZAKLJUČAK.....	83
6. DODATAK.....	84
7. LITERATURA .....	86

## 1. UVOD

Generator konstantne snage predstavlja kolo koje omogućava generisanje konstantne DC snage na otpornom opterećenju, nezavisno od otpornosti potrošača. Ključna karakteristika ovog kola je širok opseg otpornosti na kojem snaga ostaje konstantna, što omogućava njegovu primjenu u različitim tipovima termalnih senzora. U mnogim primjenama koje se oslanjaju na termalne senzore, kao što je termalna anemometrija, postoji potreba za održavanjem konstantne snage na samom senzoru, pri čemu je od presudne važnosti da generisana snaga bude nezavisna od temperature i varijacija procesnih parametara. U zavisnosti od tipa senzora, potrebna snaga može se značajno razlikovati. Na primjer, sensorima sa vrlo malim poprečnim presjekom, kao što su ugrijana nit ili tanki film, potrebna je mnogo manja disipacija snage u odnosu na standardne platinske rezistivne senzore ili termistore sa negativnim temperaturnim koeficijentom. Stoga, razvoj generatora konstantne snage koji može obezbijediti stabilnu i konstantnu snagu na širokom opsegu otpornosti predstavlja izazov, ali i ključnu potrebu za univerzalnu primjenu u ovom području.

U zavisnosti od dizajna i korišćene tehnologije, postojeći CCPS-ovi (*Controllable Constant Power Source*-CCPS) se mogu klasifikovati na sljedeći način. CCPS zasnovani na, translijearnoj petlji sa bipolarnim tranzistorima (BJT – *Bipolar Junction Transistor*) [1] [2] [3], koji se koriste za praćenje stanja tečnosti u biljaka, mjeračima procjeđivanja i mjeračima vrlo sporih nadalje usmjerenih protoka, obezbjeđuje širok dinamički opseg generisane snage  $P_{Lmax}/P_{Lmin} = 1000$ . Ovi sistemi pokazuju bolja svojstva u odnosu na CCPS-ove zasnovane na CMOS (*Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*) translijearnoj petlji [4] [5], koji se koriste u sistemima za monitoring gasova. Komercijalno dostupni BiCMOS monitori snage predstavljaju osnovu za CCPS-ove [6] [7] koji se koriste za mjerenje protoka, postizući veliki dinamički opseg otpornosti opterećenja  $R_{Lmax}/R_{Lmin} = 50$  za generisanu snagu do 100 mW, uz upotrebu dva izvora napajanja. Veliki frekvencijski opseg do 5 MHz postiže se implementacijom množača/djelitelja [8] i strujnog prenosnika druge generacije. CCPS-ovi zasnovani na otpornom ogledalu [9] [10] održavaju jednakost promjenljivih otpornosti kanala dva MOSFET-a u omskom režimu, što dovodi do konstantne generisane snage.

Cilj istraživanja u okviru ovog master rada je razvoj kontrolabilnog generatora konstantne snage optimizovanog za primjene u sistemima baziranim na termalnim sensorima.

Poseban fokus je bio na smanjenju napona napajanja uz zadržavanje stabilnosti izlazne snage za širok opseg otpornog opterećenja. Takođe, cilj je bio istražiti različite topologije i mogućnosti optimizacije sistema kako bi se poboljšale njegove performanse, posebno u pogledu smanjenja relativne greške i naponske efikasnosti, koja se definiše kao odnos pada napona na potrošaču i napona napajanja kola. Predloženi generator konstantne snage optimizovan je za generisanje manjih snaga na sensorima malih dimenzija, te pruža poboljšanja u odnosu na postojeća rješenja, posebno u pogledu smanjenja napona napajanja i ukupne disipacije snage. Predloženi sistem je verifikovan kako eksperimentalno, tako i kroz odgovarajuće simulacije, čime su potvrđeni razvijeni matematički modeli.

Kontrolabilni generator konstantne snage razvijen u okviru master rada zasnovan je na translinearnoj petlji sa bipolarnim tranzistorima, koja je pogodna za implementaciju matematičke operacije množenje/dijeljenja, kao i za preciznu kontrolu generisane snage. Struja sa izlaza translinearne petlje se vodi na Y ulaz strujnog prenosnika druge generacije gdje je povezan i potrošač. Za X ulaz strujnog prenosnika druge generacije vezan je referentni otpornik. Otpornost referentnog otpornika utiče na vrijednost generisane snage. Izlazna struja strujnog prenosnika se vodi na jedan od ulaza translinearne petlje, čime se uspostavlja globalna povratna sprega i konstantna DC snaga na potrošaču. Kako bi se poboljšala tačnost sistema, osnovna translinearna petlja je modifikovana dodatnim kolom za eliminaciju uticaja baznih struja bipolarnih tranzistora. Pored toga, kako bi se osigurao efikasniji prenos napona, pri manjim vrijednostima napona na potrošaču, u sistem je integrisan *voltage level shifter*.

Master rad sadrži 5 poglavlja uključujući uvod i zaključak. U drugom poglavlju su predstavljena postojeća rješenja kontrolabilnih generatora konstantne snage. Istaknute su osnovne performanse pojedinih rješenja, uz detaljnu analizu principa rada. U trećem poglavlju je predstavljeno predloženo rješenje kontrolabilnog generatora konstantne snage optimizovanog za primjene u termalnoj anemometriji. Detaljno je opisan princip rada kroz odgovarajuću blok šemu. Data je kompletna električna šema sa detaljnim opisom pojedinih funkcionalnih cjelina, kao i odgovarajući matematički modeli. Objasnjeno je translinearni princip, izvršena analiza kola za eliminaciju uticaja konačne vrijednosti strujnog pojačanja bipolarnih tranzistora, kao i analiza strujnog prenosnika druge generacije. U četvrtom poglavlju su prikazani rezultati simulacija kao i eksperimentalni rezultati, koji se odnose na prenosnu karakteristiku strujnog prenosnika druge generacije, prenosnu karakteristiku translinearne petlje sa kolom za eliminaciju uticaja baznih

struja BJT-ova, kao i na izmjerene generisane snage za opseg opterećenja od  $20 \Omega$  do  $5 \text{ k}\Omega$ , pri različitim vrijednostima kontrolne struje. Osim toga, detaljno su navedene specifikacije diskretnih pasivnih i aktivnih komponenti koje su korišćene prilikom realizacije sistema, kao i odgovarajuća mjerna oprema. U dodatku su date fotografije prototipa kontrolabilnog generatora konstantne snage optimizovanog za primjene u termalnoj anemometriji, kao i fotografije odgovarajućeg mjernog okruženja. Na kraju je dat popis literature korišćene prilikom izrade master rada.

## 2. PREGLED POSTOJEĆIH RJEŠENJA KONTROLABILNIH GENERATORA KONSTANTNE SNAGE

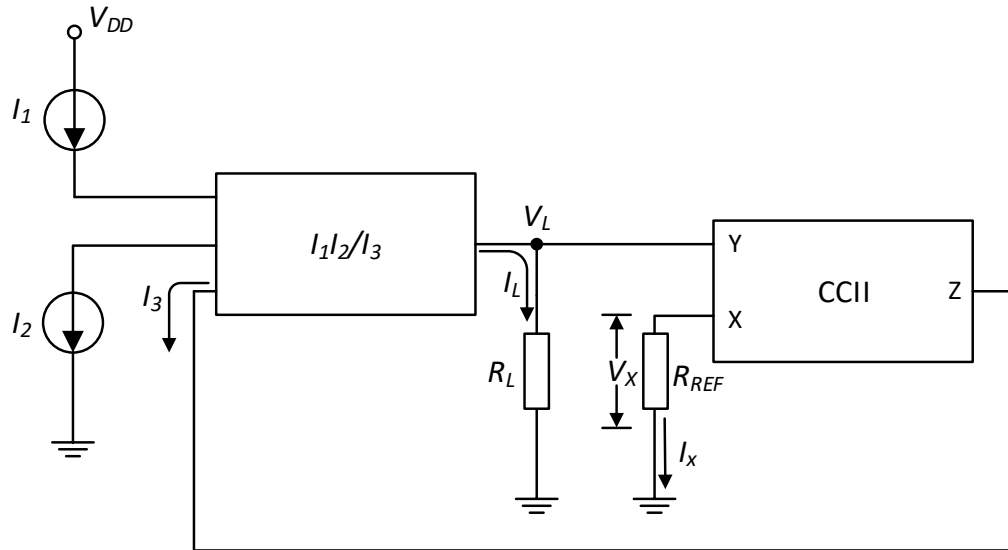
Elektronsko kolo kontrolabilnog generatora konstantne snage omogućava generisanje DC snage koja je konstantna u određenom opsegu otpornih opterećenja, a kontrola se vrši pomoću specifičnog upravljačkog napona ili struje. Kontrolabilni generatori konstantne snage našli su široku primjenu u sistemima za mjerenje masenog i zapreminskog protoka fluida [11], anemometriji [12], sistemima za monitoring protoka gasova [4] [13], sistemima za mjerenje vlažnosti tkiva biljke [1], za mjerenje protoka fluida u zemljištu [2] i mjerenje veoma sporog protoka [3]. Ključni cilj je obezbijediti konstantnu disipaciju snage za varijabilno otporno opterećenje, sa što širim opsegom otpornosti. Pored toga, bitan parametar je i dinamički opseg generisanih snaga.

U radu [8] je predstavljen kontrolabilni generator konstantne snage, realizovan u CMOS tehnologiji od 0.35  $\mu\text{m}$ , namijenjen za primjenu u sistemima zasnovanim na termalnim sensorima. Predloženi sklop koristi arhitekturu zasnovanu na operacijama množenja i dijeljenja struja, pri čemu se implementira modifikovana translinearna petlja. Generisana snaga podešava se pomoću dvije kontrolne struje koje predstavljaju ulazne struje množača/djelitelja.

Osnovni princip rada predloženog kontrolisanog generatora konstantne snage temelji se na pristupu koji je ilustrovan blok šemom koja je prikazana na slici 2.1. Kolo se sastoji od množača/djelitelja  $I_1 I_2 / I_3$ , strujnog prenosnika druge generacije CCII (*The Second Generation Current Conveyor*), otpornog opterećenja  $R_L$ , referentnog otpornika  $R_{REF}$  i dva jednosmjerna strujna izvora  $I_1$  i  $I_2$ . Izlazna struja  $I_L$  iz kola množača/djelitelja teče kroz otporno opterećenje  $R_L$ . Napon  $V_L$  sa krajeva otpornog opterećenja se prenosi pomoću strujnog prenosnika druge generacije CCII na otpornik  $R_{REF}$ . Slijedi da je izlazna struja  $I_3$  strujnog prenosnika druge generacije CCII data sljedećim izrazom:

$$I_3 = I_x = \frac{V_x}{R_{REF}} = \frac{V_L}{R_{REF}} \quad (2.1)$$

Ovaj odnos omogućava održavanje konstantne snage na otpornom opterećenju, što je ključni cilj ovog dizajna.



Slika 2.1 – Blok šema predloženog kontrolabilnog generatora konstantne snage, [8]

Sa druge strane, izlazna struja množača/djelitelja struja opisana je sljedećom relacijom:

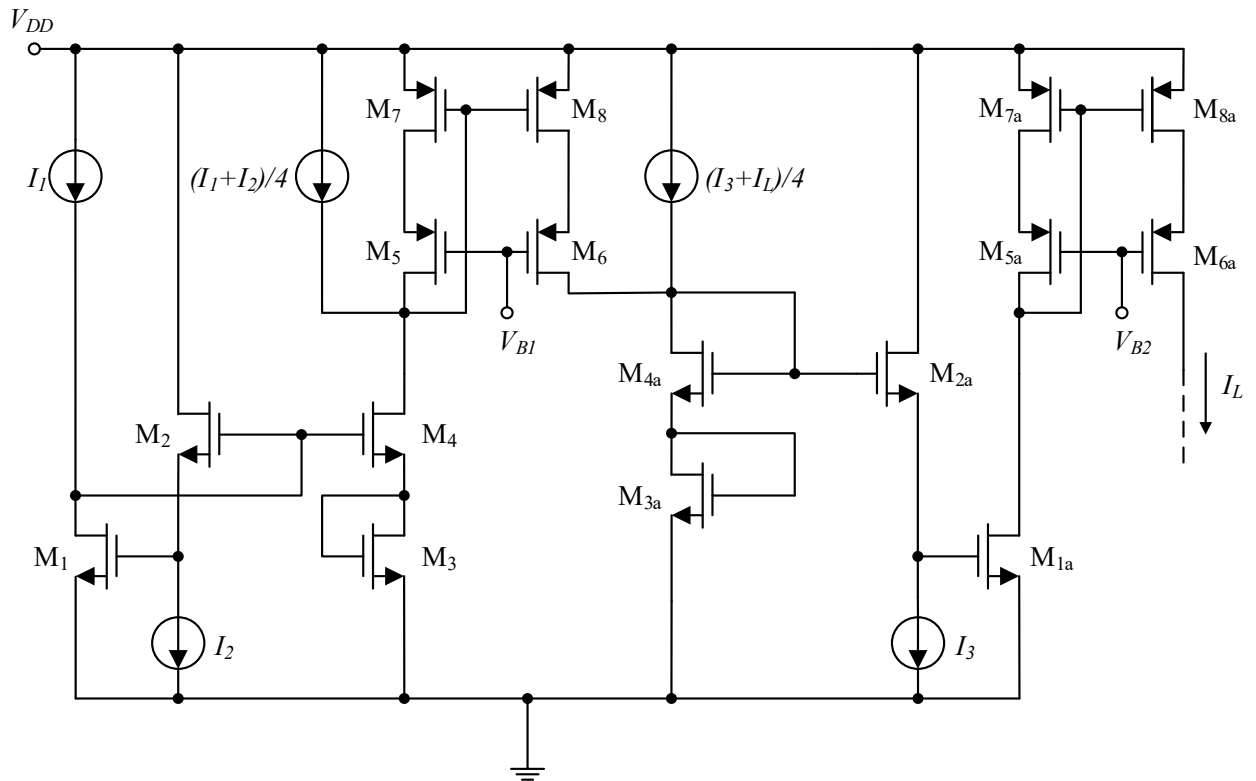
$$I_L = \frac{I_1 I_2}{I_3} \quad (2.2)$$

pri čemu su  $I_1$  i  $I_2$  ulazne struje množača/djelitelja struja posredstvom kojih se definiše vrijednost generisane snage.

Iz navedenog slijedi da se generisana snaga može izraziti kao:

$$P_L = I_L V_L = I_1 I_2 R_{REF} \quad (2.3)$$

Električna šema množača/djelitelja struja [8] [14] prikazana je na slici 2.2, gdje je implementacija zasnovana na CMOS translinearnoj petlji. Ovaj sklop se može podijeliti u dva funkcionalna segmenta. Prvi segment generiše struju proporcionalnu kvadratnom korijenu proizvoda dvije ulazne struje, što predstavlja geometrijsku sredinu, dok drugi funkcionalni blok obavlja operacije kvadriranja i dijeljenja.



Slika 2.2 – Električna šema množača/djelitelja struja, [8] [14]

MOSFET-ovi  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$ ,  $M_4$ ,  $M_{1a}$ ,  $M_{2a}$ ,  $M_{3a}$ ,  $M_{4a}$  imaju duge kanale od 3 mm, što omogućava zanemarivanje efekta modulacije dužine kanala u analizi.

Pretpostavljajući dobru uparenost MOSFET-ova unutar translinearnih petlji i primjenu kvadratnog modela za struju drejna MOSFET-a u režimu zasićenja, izlazna struja množača/djelitelja struja može se izraziti kao:

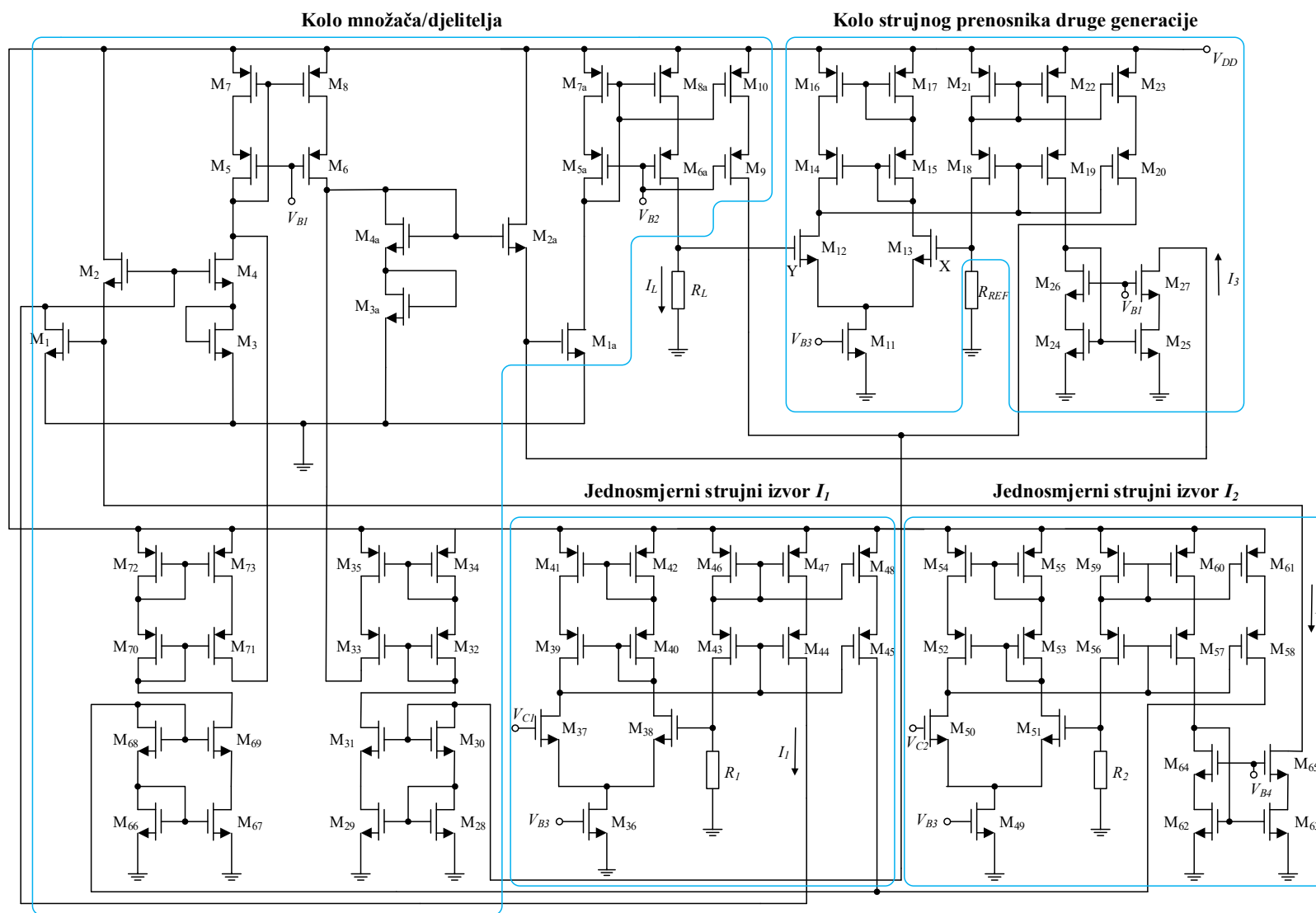
$$I_L = \frac{I_1 I_2}{I_3} \quad (2.4)$$

Kompletna električna šema predloženog kontrolabilnog generatora konstantne snage prikazana je na slici 2.3. Izlazna struja množača/djelitelja struja protiče kroz otporno opterećenje  $R_L$ , dok se izlazna struja  $I_3$  dobija kao izlazna struja strujnog prenosnika druge generacije CCII. Napon  $V_L$  na otpornom opterećenju  $R_L$  prenosi se putem ulaznog stepena strujnog prenosnika druge generacije CCII na njegov X priključak. Dakle, struja koja teče kroz otpornik  $R_{REF}$  povezan na X priključak strujnog prenosnika druge generacije CCII zadovoljava izraz:

$$I_3 = \frac{V_L}{R_{REF}} \quad (2.5)$$

Diferencijalni ulazni stepen strujnog prenosnika druge generacije CCII formiraju MOSFET-ovi  $M_{12}$  i  $M_{13}$  sa aktivnim kaskodnim opterećenjem ( $M_{14}$ ,  $M_{15}$ ,  $M_{16}$  i  $M_{17}$ ). Diferencijalni ulazni stepen je polarisan putem MOSFET-a  $M_{11}$  i polarizacionog napona  $V_{B3}$ . Izlazna struja strujnog prenosnika druge generacije se prenosi pomoću dvoizlaznog kaskodnog strujnog ogledala ( $M_{18}$  -  $M_{23}$ ).

Kako bi se omogućila promjena smjera struje  $I_3$ , koristi se *wide-swing* strujno ogledalo koje formiraju MOSFET-ovi  $M_{24}$ ,  $M_{25}$ ,  $M_{26}$  i  $M_{27}$  i polarizacioni napon  $V_{B1}$ . Struja  $I_L$ , koja protiče kroz otporno opterećenje  $R_L$ , preslikana je strujnim ogledalom formiranim od MOSFET-ova  $M_{6a}$ ,  $M_{8a}$ ,  $M_9$  i  $M_{10}$ .



Slika 2.3 – Električna šema kontrolabilnog generatora konstantne snage, [8]

Strujno ogledalo formirano od MOSFET-ova  $M_{28}$ ,  $M_{29}$ ,  $M_{30}$  i  $M_{31}$  koristi se za sabiranje struja  $I_3$  i  $I_L$ , te za njihovo dijeljenje faktorom 4. U skladu s tim, širine kanala MOSFET-ova  $M_{28}$  i  $M_{30}$  su 4 puta veće od širina kanala MOSFET-ova  $M_{29}$  i  $M_{31}$ . Smjer rezultujuće struje se mijenja koristeći kaskodno strujno ogledalo formirano od MOSFET-ova  $M_{32}$ ,  $M_{33}$ ,  $M_{34}$  i  $M_{35}$ .

DC strujni izvori  $I_1$  i  $I_2$  su realizovani na identičan način, korišćenjem strujnog prenosnika druge generacije. Diferencijalni ulazni stepen formiran je od MOSFET-ova  $M_{37}$  i  $M_{38}$  ( $M_{50}$  i  $M_{51}$ ), sa aktivnim kaskodnim opterećenjem koje uključuje MOSFET-ove  $M_{39}$ ,  $M_{40}$ ,  $M_{41}$  i  $M_{42}$  ( $M_{52}$ ,  $M_{53}$ ,  $M_{54}$  i  $M_{55}$ ). Polarizacija diferencijalnog ulaznog stepena ostvaruje se pomoću MOSFET-a  $M_{36}$  ( $M_{49}$ ) i polarizacionog napona  $V_{B3}$ . Struje koje generišu strujni izvori  $I_1$  i  $I_2$  su date sljedećim izrazom:

$$I_1 = 8 \frac{V_{C1}}{R_1} \left( I_2 = 8 \frac{V_{C2}}{R_2} \right) \quad (2.6)$$

Pri čemu su  $V_{C1}$  i  $V_{C2}$  kontrolni naponi koji se dovode na Y priključke strujnih prenosnika u sklopu strujnih izvora  $I_1$  i  $I_2$ .

Struja je pomnožena faktorom 8 posredstvom dva kaskodna strujna ogledala koja čine MOSFET-ovi  $M_{43}$ ,  $M_{44}$ ,  $M_{45}$ ,  $M_{46}$ ,  $M_{47}$  i  $M_{48}$  ( $M_{56}$ ,  $M_{57}$ ,  $M_{58}$ ,  $M_{59}$ ,  $M_{60}$  i  $M_{61}$ ). Kako bi se omogućila promjena smjera struje  $I_2$ , primjenjuje se *wide-swing* strujno ogledalo koga čine MOSFET-ovi  $M_{62}$ ,  $M_{63}$ ,  $M_{64}$  i  $M_{65}$  uz polarizacioni napon  $V_{B4}$ .

Strujno ogledalo formirano od MOSFET-ova  $M_{66}$ ,  $M_{67}$ ,  $M_{68}$  i  $M_{69}$  koristi se za sabiranje struja  $I_1$  i  $I_2$  i za dijeljenje sume struja faktorom 4. U skladu s tim, širine kanala MOSFET-ova  $M_{66}$  i  $M_{68}$  su 4 puta veće od širine kanala MOSFET-ova  $M_{67}$  i  $M_{69}$ . Smjer rezultujuće struje se mijenja koristeći kaskodno strujno ogledalo formirano od MOSFET-ova  $M_{70}$ ,  $M_{71}$ ,  $M_{72}$  i  $M_{73}$ . Generisana snaga predloženog kontrolabilnog generatora konstantne snage je data sljedećim izrazom:

$$P_L = 64 \frac{V_{C1}}{R_1} \frac{V_{C2}}{R_2} R_{REF} \quad (2.7)$$

Predloženi kontrolabilni generator konstantne snage projektovan je i simuliran korišćenjem PSpice softverskog paketa, uz primjenu BSIM3 modela verzije 3.1 za TSMC 0.35  $\mu\text{m}$  n-well CMOS proces dobijenog putem MOSIS platforme. Sistem je napajan jednosmjernim naponom od 5 V, dok polarizacioni naponi imaju sljedeće vrijednosti:  $V_{B1} = 3\text{ V}$ ,  $V_{B2} = 3.1\text{ V}$ ,  $V_{B3} = 0.8\text{ V}$  i  $V_{B4} = 1.9\text{ V}$ . Otpornici korišćeni u simulaciji imaju vrijednosti  $R_1 = 8\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 8\text{ k}\Omega$  i  $R_{REF} = 1.25\text{ k}\Omega$ .

Analizom generisane snage  $P_L$  od 5 mW za promjenljivo opterećenje u opsegu  $500\ \Omega < R_L < 1.5\text{ k}\Omega$  utvrđeno je da se relativna greška generisane snage kreće u opsegu  $-0.6\ \% < E_L < 0.1\ \%$ . Ova analiza pokazuje visoku preciznost sistema u održavanju konstantne snage unutar navedenog raspona otpornosti. Predloženi generator konstantne snage je takođe testiran za različite nivoe snage,  $P_L = 0.5\text{ mW}$  i  $P_L = 1\text{ mW}$ , za varijabilna opterećenja u opsegu otpornosti  $1\text{ k}\Omega < R_L < 15\text{ k}\Omega$ . Ovi rezultati pokazuju fleksibilnost sistema u radu sa širokim rasponom otpornosti. Dodatno, sistem je testiran za još veći raspon snaga,  $P_L = 2\text{ mW} - 9\text{ mW}$ , za varijabilna opterećenja u opsegu otpornosti  $400\ \Omega < R_L < 5.5\text{ k}\Omega$ . Ovi rezultati potvrđuju sposobnost sistema da održava konstantnu snagu u različitim režimima rada i za različite nivoe otpornosti.

Tabela 2.1 prikazuje performanse predloženog generatora konstantne snage. U tabeli je predstavljen opseg otpornosti opterećenja  $R_L$  za različite vrijednosti generisane snage  $P_L$ , kao i odgovarajuće vrijednosti kontrolnih napona  $V_{C1}$  i  $V_{C2}$ . Ključni zahtjev prilikom evaluacije bio je da relativna greška generisane snage zadovoljava uslov  $|E_L| < 2\ \%$ .

Simulacioni rezultati ukazali su na značajan dinamički opseg otpornog opterećenja za različite nivoe generisane snage. Za niže vrijednosti generisane snage ( $0.5\text{ mW} \leq P_L \leq 4\text{ mW}$ ), dinamički opseg opterećenja je veći, dosežući vrijednost do 15 za generisanu snagu  $P_L = 0.5\text{ mW}$  ( $1\text{ k}\Omega \leq R_L \leq 15\text{ k}\Omega$ ), dok je za više nivoe snage ( $5\text{ mW} \leq P_L \leq 9\text{ mW}$ ), dinamički opseg opterećenja smanjen, krećući se u intervalu od 2.4 do 5.5.

Tabela 2.1 – Prikaz rezultata ostvarenih u [8]

$P_L$ [mW]	$R_L$ [k $\Omega$ ]	$V_{C1}$ [V]	$V_{C2}$ [V]
0.5	$1 < R_L < 15$	0.67	0.6
1	$1 < R_L < 10$	1.33	0.6
2	$0.5 < R_L < 5.5$	0.6	2.67
3	$0.4 < R_L < 3.7$	0.9	2.67
4	$0.4 < R_L < 2.8$	1.2	2.67
5	$0.4 < R_L < 2.2$	1.5	2.67
6	$0.4 < R_L < 1.8$	1.8	2.67
7	$0.4 < R_L < 1.6$	2.1	2.67
8	$0.4 < R_L < 1.4$	2.4	2.67
9	$0.5 < R_L < 1.2$	2.7	2.67

Monte Carlo simulacije su sprovedene kako bi se ispitala otpornost dizajna na varijacije procesnih parametara. Promjenom parametara kao što su pokretljivost nosilaca naelektrisanja, napon praga, koeficijent modulacije dužine kanala i vrijednosti otpornosti  $R_1$ ,  $R_2$  i  $R_{ref}$ , utvrđeno je da se generisana snaga kreće u rasponu od 4.5 mW do 5 mW pri otpornom opterećenju  $R_L = 1$  k $\Omega$ . Relativna greška je ostala unutar opsega od 0.02 % do 2.65 %. Ova analiza pokazuje da dizajn ima visoku robusnost u odnosu na varijacije procesnih parametara.

Ispitivanje temperaturnog uticaja sprovedeno je simulacijom promjene temperature u intervalu od  $-20$  °C do  $80$  °C. Kada su otpornici modelirani kao temperaturno nezavisni, maksimalna relativna greška bila je do 8 %. S druge strane, kada su otpornici imali linearni temperaturni koeficijent od  $-3 \times 10^{-3}$  K $^{-1}$ , maksimalna greška porasla je na 12 %. Ova analiza sugerise da bi optimizacija temperaturne stabilnosti mogla biti postignuta projektovanjem kompozitnih otpornika [15] [16] [17] sa nulnim temperaturnim koeficijentom, što bi poboljšalo performanse sistema u različitim temperaturnim uslovima.

Stabilnost sistema je testirana naglom promjenom otpornosti potrošača. Ulogu otpornog opterećenja obavlja naponom kontrolisan otpornik čija otpornost se može podešavati posredstvom odgovarajućeg kontrolnog napona. Na ovaj način pokazano je da sistem odlikuje visok stepen stabilnosti.

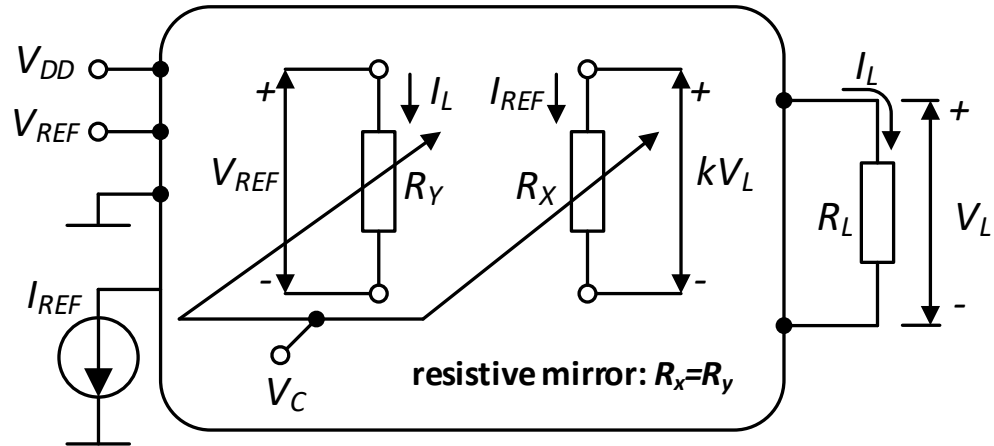
Predloženi kontrolabilni generator konstantne snage pokazao je visoku preciznost i robusnost u održavanju konstantne snage u različitim režimima rada i otpornostima, što ga čini pogodnim za primjenu u različitim elektrotehničkim aplikacijama.

U [9] predstavljen je CMOS kontrolabilni izvor konstantne snage za varijabilno otporno opterećenje, koji je zasnovan na otpornom ogledalu. Razmatrana su dva rješenja. Prototipovi izrađeni od diskretnih komponenti eksperimentalno su verifikovani. Relativne greške generisane snage, u opsegu od 0.48 mW do 10.8 mW za otporna opterećenja od 0.5 k $\Omega$  do 1.5 k $\Omega$ , manje su od 2.2 %. Takođe, za generisanu snagu od 6 mW postignut je opseg otpornih opterećenja od 0.2 k $\Omega$  do 5.6 k $\Omega$ , sa relativnom greškom manjom od 0.7 %.

I u ovom radu osnovni cilj je postizanje konstantne disipacije snage za što širi opseg otpornih opterećenja. Takođe, poželjno je da se postigne kontrolabilnost vrijednosti generisane snage, koja se može jednostavno podešavati. Kvalitet izvora konstantne snage može se ocijeniti na osnovu dinamičkog opsega otpornih opterećenja  $R_{Lmax}/R_{Lmin}$  i dinamičkog opsega generisanih snaga  $P_{Lmax}/P_{Lmin}$ , gdje su  $R_{Lmax}$  i  $R_{Lmin}$  najveća i najmanja upotrebljiva otpornost, a  $P_{Lmax}$  i  $P_{Lmin}$  najveća i najmanja upotrebljiva generisana snaga. Širok opseg otpornosti naročito je značajan za termalne senzore koji zahtijevaju velike promjene u otpornom senzorskom elementu. Zbog prisustva povratnih sprega u kontrolisanim izvorima konstantne snage (CCPS), stabilnost predstavlja glavni ograničavajući faktor kako za dinamički opseg otpornih opterećenja  $R_{Lmax}/R_{Lmin}$ , tako i za dinamički opseg generisanih snaga  $P_{Lmax}/P_{Lmin}$ .

Razvijeno je više rješenja CCPS-a u bipolarnoj, CMOS i BiCMOS tehnologiji. CCPS koji posjeduje dvije bipolarne translienarne petlje [1] [2] [3] omogućava veoma veliki dinamički opseg snage  $P_{Lmax}/P_{Lmin} = 1000$ . Tako veliki dinamički opseg snage bilo bi vrlo teško ostvariti u CMOS tehnologiji. CCPS sa CMOS translienarnom petljom postiže dinamički opseg otpornosti  $R_{Lmax}/R_{Lmin} = 3$ . Modifikacija ovog kola prikazana je u [4]. CCPS [6], zasnovan na komercijalno dostupnom monitoru snage u BiCMOS tehnologiji, postiže dinamički opseg otpornosti  $R_{Lmax}/R_{Lmin} = 50$  za generisanu snagu do 100 mW. Za razliku od čistih analognih rješenja [4] [1] [2] [3] [6] [18] [5], postoji i CCPS koji kombinuje analogni i digitalni dio, sa interfejsom zasnovanim na mikrokontroleru i odgovarajućim softverskim alatom [19].

Osnovni princip rada kontrolabilnog izvora konstantne snage (CCPS) za promenljiva otpornička opterećenja, zasnovan na otpornom ogledalu, prikazan je na slici 2.4.



**Slika 2.4** - Osnovni princip rada kontrolabilnog izvora konstantne snage za promjenjiva otpornička opterećenja korišćenjem otpornog ogledala, [9]

$V_L$  predstavlja napon na otpornom opterećenju  $R_L$ ,  $I_L$  je struja koja protiče kroz otporno opterećenje  $R_L$ ,  $V_{REF}$  je referentni napon,  $I_{REF}$  je referentna struja,  $R_X$  i  $R_Y$  su naponom kontrolisani otpornici (VCR – Voltage-Controlled Resistor) [20] [21] koji formiraju otporno ogledalo, kontrolisano kontrolnim naponom  $V_C$ ,  $V_{DD}$  je napon napajanja, dok je  $k$  konstanta ( $k < 1$ ). Otpornik „originala” u otpornom ogledalu predstavljen je VCR elementom  $R_X$ , dok je otpornik „lika” predstavljen VCR elementom  $R_Y$ . Snaga  $P_L$  disipirana na otpornom opterećenju  $R_L$  data je izrazom:

$$P_L = V_L I_L = \frac{V_L^2}{R_L} = R_L I_L^2 \quad (2.8)$$

Pretpostavlja se da odgovarajući dizajn omogućava sljedeće:

- struja kroz otporni „original”  $R_X$  jednaka je referentnoj struji  $I_{REF}$ ,
- napon na otpornom „originalu”  $R_X$  proporcionalan je naponu  $V_L$  na otpornom opterećenju  $R_L$ , sa konstantom proporcionalnosti  $k < 1$ ,
- struja kroz otpornost „lika”  $R_Y$  jednaka je struji  $I_L$  kroz otporno opterećenje  $R_L$ ,
- napon na otpornosti „lika”  $R_Y$  jednak je referentnom naponu  $V_{REF}$ .

Na osnovu toga otpornosti „originala” i „lika” otpornog ogledala mogu se izraziti kao:

$$R_X = \frac{kV_L}{I_{REF}} \quad (2.9)$$

$$R_Y = \frac{V_{REF}}{I_L} \quad (2.10)$$

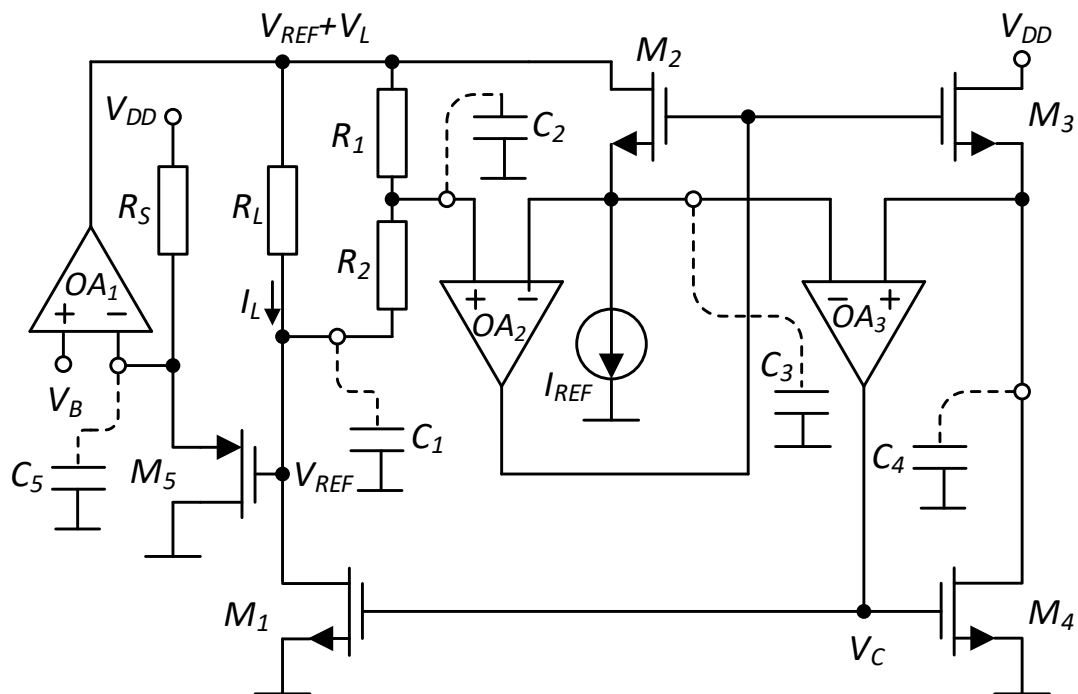
Kako su otpornosti „originala”  $R_X$  i „lika”  $R_Y$  međusobno jednake [20] [21], na osnovu izraza (2.8), (2.9) i (2.10), disipacija snage na otpornom opterećenju  $R_L$  može se zapisati kao:

$$P_L = V_L I_L = \frac{1}{k} V_{REF} I_{REF}. \quad (2.11)$$

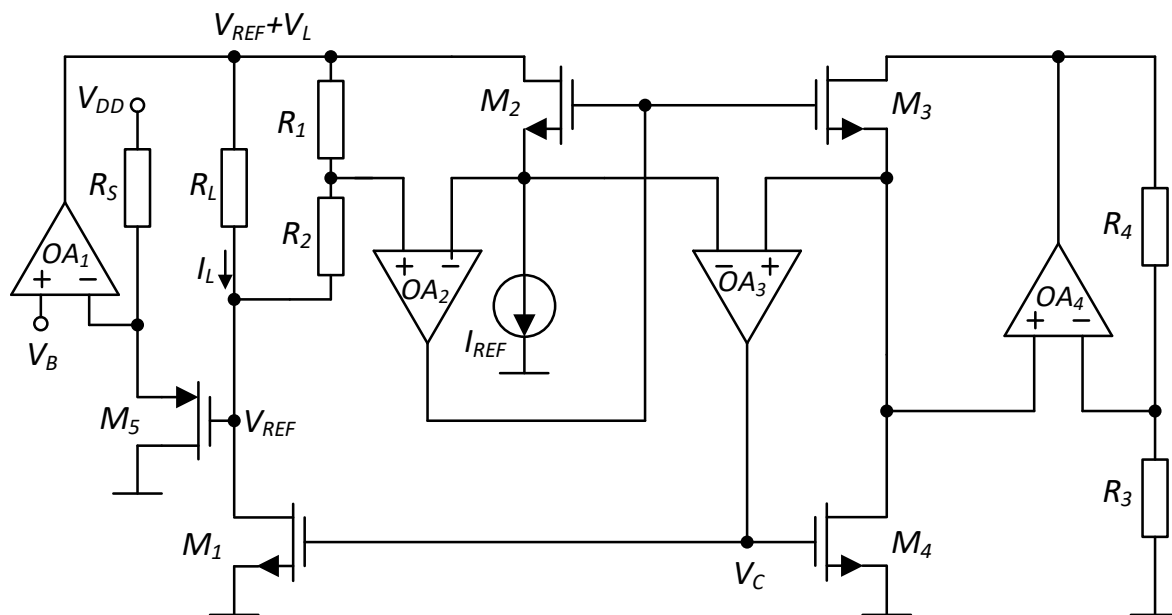
Iz jednostavne analize relacije (2.11) može se izvesti nekoliko zaključaka:

- disipacija snage  $P_L$  na otpornom opterećenju nezavisna je od same otpornosti opterećenja  $R_L$ ,
- disipacija snage  $P_L$  na otpornom opterećenju može se kontrolisati promjenom referentnog napona  $V_{REF}$  i/ili referentne struje  $I_{REF}$ ,
- disipacija snage  $P_L$  može biti znatno veća od kontrolisane referentne snage  $P_{REF} = V_{REF} I_{REF}$ , ukoliko je korišćena dovoljno mala konstanta  $k < 1$ .

Električna šema kola predloženog CCPS prikazana je na slici 2.5 i 2.6. Prikazana su dva slična rješenja: jedno sa tri operaciona pojačavača (slika 2.5), i drugo sa četiri operaciona pojačavača (slika 2.6). Dodatni operacioni pojačavač  $OA_4$  na slici 2.6 proširuje dinamički opseg otpornih opterećenja  $R_{Lmax}/R_{Lmin}$  i dinamički opseg generisane snage  $P_{Lmax}/P_{Lmin}$  kod predloženog CCPS. U odnosu na sliku 2.4, MOSFET-ovi  $M_1$  i  $M_2$  na slici 2.5 i 2.6 predstavljaju otporni “lik”  $R_Y$  i otporni “original”  $R_X$ , respektivno.



Slika 2.5 - Šematski prikaz kola kontrolabilnog izvora konstantne snage za promjenjiva otpornička opterećenja korišćenjem otpornog ogledala sa tri operaciona pojačavača, [9]



Slika 2.6 - Šematski prikaz kola kontrolabilnog izvora konstantne snage za promjenjiva otpornička opterećenja korišćenjem otpornog ogledala sa četiri operaciona pojačavača. [9]

Operacioni pojačavač  $OA_1$ , sa otpornim opterećenjem  $R_L$  i MOSFET-om  $M_1$  koji radi u omskom režimu rada, formira neinvertujući pojačavač. Budući da referentni napon  $V_{REF}$  treba biti reda veličine  $V_{REF} \sim 100$  mV, a koristi se napajanje  $V_{DD}$ , standardni operacioni pojačavač  $OA_1$  bez ulazne *rail-to-rail* funkcionalnosti zahtjeva upotrebu *voltage level shifter*-a (VLS). VLS može biti realizovan pomoću MOSFET-a  $M_5$  i otpornika  $R_5$ . Sa ovim (ili sličnim) VLS-om dovoljno veliki polarizacioni napon  $V_B$  koji obezbjeđuje normalan rad operacionog pojačavača  $OA_1$  proizvodi dovoljno mali napon drejn-sors  $V_{DS1}$  MOSFET-a  $M_1$ , jednak referentnom naponu  $V_{REF}$ . Kako je  $V_L$  pad napona na otpornom opterećenju  $R_L$ , napon na izlazu operacionog pojačavača  $OA_1$  iznosi  $V_L + V_{REF}$ . Pretpostavljajući da su otpornosti  $R_1$  i/ili  $R_2$  znatno veće od otpornosti opterećenja  $R_L$ , struja drejna  $I_{D1}$  MOSFET-a  $M_1$  je približno jednaka struji  $I_L$  kroz otporno opterećenje  $R_L$ .

Održavanjem referentnog napona  $V_{REF}$  dovoljno malim, MOSFET  $M_1$  funkcioniše kao VCR [22] [23] [24], pri čemu je njegova ekvivalentna otpornost  $R_{DS1}$  data izrazom:

$$R_{DS1} = \frac{V_{DS1}}{I_{D1}} = \frac{V_{REF}}{I_L} = \frac{1}{\beta_1(V_{GS1} - V_{t1})} \quad (2.12)$$

gdje je  $\beta_1$  transkonduktanski parametar MOSFET-a  $M_1$ ,  $V_{GS1}$  napon gejt-sors MOSFET-a  $M_1$ , a  $V_{t1}$  napon praga MOSFET-a  $M_1$ .

Radi obezbjeđivanja istih napona na sorsevima MOSFET-ova  $M_2$  i  $M_3$ , jednakih naponu na izlazu razdjelnika napona  $R_1 - R_2$ , koriste se operacioni pojačavači  $OA_2$  i  $OA_3$  preko kojih se zatvaraju negativne povratne sprege. Izlaz operacionog pojačavača  $OA_2$  dovodi se na gejtove MOSFET-ova  $M_2$  i  $M_3$ , pa su naponi gejt-sors  $V_{GS2}$  i  $V_{GS3}$  ovih MOSFET-ova međusobno jednaki. Izlaz operacionog pojačavača  $OA_3$  dovodi se na gejtove MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_4$ , što obezbjeđuje jednakost napona  $V_{GS1}$  i  $V_{GS4}$ .

Napon drejn-sors  $V_{DS2}$  MOSFET-a  $M_2$  se može izraziti kao:

$$V_{DS2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_L \quad (2.13)$$

Struja drejna  $I_{D2}$  MOSFET-a  $M_2$  jednaka je referentnoj struji  $I_{REF}$ . Za  $R_2 \gg R_1$ , MOSFET  $M_2$  radi u omskom režimu i funkcionise kao VCR [22] [23] [24], sa ekvivalentnom otpornošću  $R_{DS2}$ , izraženom kao:

$$R_{DS2} = \frac{V_{DS2}}{I_{D2}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{V_L}{I_{REF}} = \frac{1}{\beta_2(V_{GS2} - V_{t2})} \quad (2.14)$$

gde je  $\beta_2$  transkonduktanski parametar MOSFET-a  $M_2$ , a  $V_{t2}$  napona praga MOSFET-a  $M_2$ .

Pretpostavljajući dobru uparenost MOSFET-ova  $M_3$  i  $M_4$  koji rade u aktivnom režimu i kroz koje teku jednake struje, a zanemarijući modulacije dužine kanala, slijedi da su naponi gejt-sors  $V_{GS3}$  i  $V_{GS4}$  jednaki, pri čemu ovi MOSFET-ovi obavljaju funkciju *voltage level shifter*-a. Uz to, zbog jednakosti napona gejt-sors  $V_{GS2}$  i  $V_{GS3}$  MOSFET-ova  $M_2$  i  $M_3$ , odnosno  $V_{GS1}$  i  $V_{GS4}$  MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_4$ , ispunjen je sledeći odnos:

$$V_{GS1} = V_{GS4} = V_{GS3} = V_{GS2} = V_C \quad (2.15)$$

gde je  $V_C$  kontrolni napon na izlazu operacionog pojačavača  $OA_3$ .

U slučaju male disipacije snage  $P_L$  na otpornom opterećenju  $R_L$ , naročito za male vrijednosti otpornosti  $R_L$ , vrijednosti napona  $V_L$  mogu biti veoma male, izraz (2.8) Kao posljedica toga, napon drejn-sors  $V_{DS4}$  MOSFET-a  $M_4$  može biti prenizak za rad u aktivnom režimu. Istovremeno, kod predloženog CCPS-a sa tri operaciona pojačavača, prikazanog na slici 2.5, MOSFET  $M_3$  bi radio u aktivnom režimu, te bi naponi gejt-sors  $V_{GS3}$  i  $V_{GS4}$  kod MOSFET-ova  $M_3$  i  $M_4$  bili različiti. Zbog toga, VLS realizovan pomoću MOSFET-ova  $M_3$  i  $M_4$  ne bi ispravno funkcionisao. Radi rješavanja ovog problema, uvodi se operacioni pojačavač  $OA_4$  sa otpornicima  $R_3$  i  $R_4$  u neinvertujućoj konfiguraciji, slika 2.6. Ukoliko je  $R_3 = R_4$ , naponi drejn-sors  $V_{DS3}$  i  $V_{DS4}$  MOSFET-ova  $M_3$  i  $M_4$ , respektivno, su međusobno jednaki. Kako kroz ove MOSFET-ove protiču iste struje drejna, radne tačke MOSFET-ova  $M_3$  i  $M_4$  se podudaraju. Time

su naponi gejt–sors  $V_{GS3}$  i  $V_{GS4}$  jednaki u oba režima - kako u omskom, tako i u zasićenju - što garantuje da je izraz (2.15) uvijek ispunjen.

Pretpostavljajući dovoljno dobru uparenost MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  ( $\beta_1 = \beta_2$  i  $V_{t1} = V_{t2}$ ), i koristeći relacije (2.12), (2.14) i (2.15), jasno je da su ekvivalentne otpornosti  $R_{DS1}$  i  $R_{DS2}$  VCR elemenata međusobno jednake. MOSFET  $M_1$  i MOSFET  $M_2$  moraju imati radne tačke u linearnom dijelu karakteristike struje drejna u odnosu na napon drejn–sors u omskom režimu, za  $V_{GS1} = V_{GS2} = V_C$ . Budući da ova dva VCR elementa imaju isti kontrolni napon  $V_C$ , oni formiraju otporno ogledalo, pri čemu je otpornost „originala”  $R_X$  predstavljena sa  $R_{DS2}$ , a otpornost „lika”  $R_Y$  sa  $R_{DS1}$ . Time se dobija relacija (2.11), sa konstantom  $k$  definisanom kao:

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.16)$$

Realniji model zavisnosti struje drejna od napona drejn–sors u omskom režimu odstupa od linearnog. Ovakav slučaj uključuje greške koje su proporcionalne razlici napona drejn–sors  $V_{DS1}$  i  $V_{DS2}$  kod MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$ . U integrisanoj CMOS tehnologiji može se veoma efikasno izvršiti zamjena operacionih pojačavača  $OA_2$  i  $OA_3$ , slika 2.5 i 2.6, triplet-strukturom [25] [26] [27]. Parazitne kapacitivnosti  $C_1$ – $C_5$ , prikazane na slici 2.5, treba uzeti u obzir prilikom analize frekvencijskih karakteristika kola.

Mehanizam negativne povratne sprege objašnjen je proučavanjem ponašanja određenih funkcionalnih cjelina predloženog CCPS-a, prikazanog na slici 2.5 ili 2.6, pod uticajem promjena otpornog opterećenja  $R_L$ . Uticaj ovih promjena na karakteristike zavisnosti struje drejna od napona drejn–sors kod dobro uparenih MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  koji rade u omskom režimu prikazan je na slici 2.7. Kada se otpornost opterećenja poveća sa  $R_L$  na  $R_L + \Delta R_L$ , gde je  $\Delta R_L > 0$ , prva posljedica je porast napona sa  $V_L$  na  $V_L + \Delta V_L$ , usljed neinvertujuće konfiguracije pojačavača. Kao posljedica, napon drejn–sors  $V_{DS2}$  MOSFET-a  $M_2$  takođe se povećava sa  $kV_L$  na  $k(V_L + \Delta V_L)$ , gdje je  $\Delta V_L > 0$  (slika 2.7). Imajući u vidu da kroz MOSFET  $M_2$  protiče referentna struja  $I_{REF}$ , napon gejt–sors  $V_{GS2}$  MOSFET-a  $M_2$  mora biti smanjen sa  $V_C$  na  $V_C - \Delta V_C$ , gde je  $\Delta V_C > 0$ , prikazano na slici 2.7. Prema izrazu (2.15), naponi gejt–sors svih

ostalnih MOSFET-ova ( $M_1$ ,  $M_3$  i  $M_4$ ) takođe se smanjuju za istu vrijednost  $\Delta V_C$ . Pošto je napon drejn–sors  $V_{DS1}$  MOSFET-a  $M_1$  jednak referentnom naponu  $V_{REF}$ , struja drejna  $I_{D1}$  ovog MOSFET-a mora biti smanjena sa  $I_L$  na  $I_L - \Delta I_L$ , gde je  $\Delta I_L > 0$  (slika 2.7). Smanjenje napona gejt–sors sa  $V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS3} = V_{GS4} = V_C$  na  $V_C - \Delta V_C$  dovodi do povećanja ekvivalentnih otpornosti  $R_{DS1}$  i  $R_{DS2}$  MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  koji su u omskom režimu rada, izraženih kao:

$$R_{DS1} = \frac{V_{DS1}}{I_{D1}} = \frac{V_{REF}}{I_L - \Delta I_L} = \frac{1}{\beta_1(V_C - \Delta V_C - V_{t1})} \quad (2.17)$$

$$R_{DS2} = \frac{V_{DS2}}{I_{D2}} = \frac{k(V_L + \Delta V_L)}{I_{REF}} = \frac{1}{\beta_2(V_C - \Delta V_C - V_{t2})} \quad (2.18)$$

Kako su ove dvije otpornosti međusobno jednake ( $\beta_1 = \beta_2, V_{t1} = V_{t2}$ ), snaga  $P_L$  disipirana na opterećenju  $R_L + \Delta R_L$ , sa  $\Delta R_L > 0$ , može se izraziti relacijom (2.17) i (2.18):

$$P_L = (V_L + \Delta V_L)(I_L - \Delta I_L) = \frac{1}{k} V_{REF} I_{REF} \quad (2.19)$$

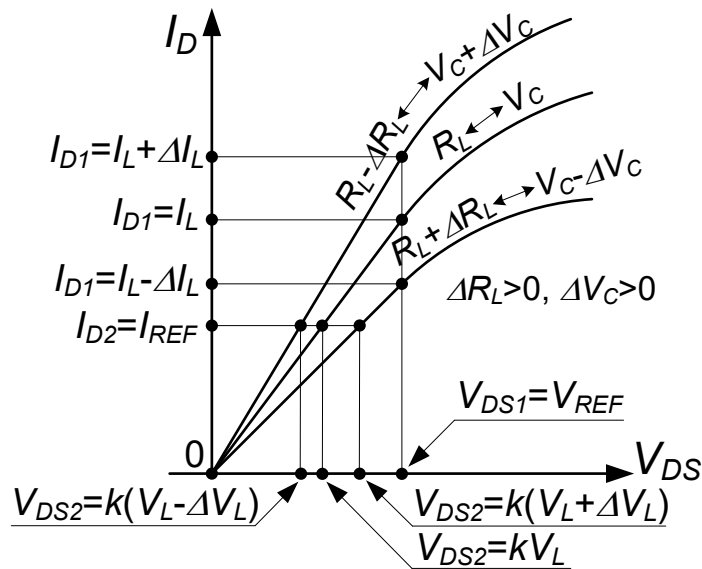
Može se zaključiti da povećanje otpornosti opterećenja sa  $R_L$  na  $R_L + \Delta R_L$  nema uticaja na generisanu snagu  $P_L$ . Slično tome, kada se otpornost opterećenja smanji sa  $R_L$  na  $R_L - \Delta R_L$ , gdje je  $\Delta R_L > 0$ , prva posljedica je pad napona sa  $V_L$  na  $V_L - \Delta V_L$ , usljed neinvertujuće konfiguracije pojačavača. Slijedi da se napon drejn–sors  $V_{DS2}$  MOSFET-a  $M_2$  takođe smanjuje sa  $kV_L$  na  $k(V_L - \Delta V_L)$ , gdje je  $\Delta V_L > 0$  (slika 2.7). Imajući u vidu da kroz MOSFET  $M_2$  protiče referentna struja  $I_{REF}$ , napon gejt–sors  $V_{GS2}$  mora biti povećan sa  $V_C$  na  $V_C + \Delta V_C$ , gdje je  $\Delta V_C > 0$  (slika 2.7). Prema izrazu (2.15), naponi gejt–sors svih ostalih MOSFET-ova ( $M_1$ ,  $M_3$  i  $M_4$ ) takođe se povećavaju za istu vrijednost  $\Delta V_C$ . Pošto je napon drejn–sors  $V_{DS1}$  MOSFET-a  $M_1$  jednak referentnom naponu  $V_{REF}$ , struja drejna  $I_{D1}$  mora da se poveća sa  $I_L$  na  $I_L + \Delta I_L$ , gde je  $\Delta I_L > 0$  (slika 2.7). Povećanje napona gejt–sors sa  $V_C$  na  $V_C + \Delta V_C$  dovodi do smanjenja ekvivalentnih otpornosti  $R_{DS1}$  i  $R_{DS2}$  MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  koji su u omskom režimu rada, izraženih kao:

$$R_{DS1} = \frac{V_{DS1}}{I_{D1}} = \frac{V_{REF}}{I_L + \Delta I_L} = \frac{1}{\beta_1(V_C + \Delta V_C - V_{t1})} \quad (2.20)$$

$$R_{DS2} = \frac{V_{DS2}}{I_{D2}} = \frac{k(V_L - \Delta V_L)}{I_{REF}} = \frac{1}{\beta_2(V_C + \Delta V_C - V_{t2})} \quad (2.21)$$

Pošto su ove otpornosti jednake ( $\beta_1 = \beta_2, V_{t1} = V_{t2}$ ), snaga  $P_L$  disipirana na opterećenju  $R_L - \Delta R_L$ , gdje je  $\Delta R_L > 0$ , može se izraziti relacijom (2.20) i (2.21):

$$P_L = (V_L - \Delta V_L)(I_L + \Delta I_L) = \frac{1}{k} V_{REF} I_{REF} \quad (2.22)$$



**Slika 2.7** Uticaj promjena otporničkog opterećenja  $R_L$  na karakteristike odnosa struje drejna i napona drejn-sors usklađenih MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  koji rade u osmkom režimu, [9]

Dakle, smanjenje otpornosti opterećenja sa  $R_L$  na  $R_L - \Delta R_L$  nema uticaja na generisanu snagu  $P_L$ .

Ukratko, prva posljedica promjene otpornog opterećenja  $R_L$  jeste promjena ekvivalentne otpornosti  $R_{DS2}$ , dok je druga posljedica promjena ekvivalentne otpornosti  $R_{DS1}$  na način da

uvijek važi jednakost  $R_{DS1} = R_{DS2}$ . Upravo zbog toga, VCR koga čini MOSFET  $M_2$  koji radi u omskom režimu ponaša se kao otporni „original”  $R_X$ , dok se VCR koga čini MOSFET  $M_1$  koji takođe radi u omskom režimu ponaša kao otporni „lik”  $R_Y$ .

Stabilnost predloženog CCPS-a ispitana je kroz analizu frekvencijskih karakteristika njegovog kružnog pojačanja  $A\beta(s)$ . Pokazuje se da stabilnost sistema zavisi od odnosa otpornosti  $R_2/R_1$ . Projektovani odnos  $R_2/R_1 \approx 50$  garantuje stabilnost, što omogućava širok dinamički opseg otpornih opterećenja, približno 30 puta. Pored toga, parazitne kapacitivnosti i dominantni polovi operacionih pojačavača utiču na položaj nule i polova kružnog pojačanja, što zajedno definiše stabilnost sistema. Stoga, pravilnim izborom otpornosti  $R_1$  i  $R_2$  i konstante  $k$  se može obezbijediti pouzdana funkcionalnost CCPS-a kroz širok opseg opterećenja.

Predloženi kontrolabilni izvori konstantne snage za promjenjiva otpornička opterećenja s otpornim ogledalima koji su prikazani na slici 2.5 i 2.6 eksperimentalno su verifikovani. Navedeni kontrolabilni izvori konstantne snage su realizovani korišćenjem sljedećih diskretnih komponenti: otpornici  $R_1 = R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 470 \text{ k}\Omega$ , i  $R_5 = 2.2 \text{ k}\Omega$ , operacioni pojačavači PMI OP97FP, i MOSFET-ovi iz integrisanih kola HCF4007UBE. Na osnovu relacije (2.16) i prethodno navedenih vrijednosti slijedi da je  $k \approx 0.021$ .

Svaki od MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  realizovan je paralelnim vezivanjem osam n-kanalnih MOSFET-ova iz integrisanih kola HCF4007UBE kako bi se postigli dovoljno veliki ekvivalentni transkonduktanski parametri  $\beta_1 = \beta_2$ . MOSFET-ovi  $M_3$  i  $M_4$  realizovani su kao pojedinačni MOSFET-i iz istog integrisanog kola. Izmjereni naponi praga  $V_{ti}$  za ove MOSFET-ove su  $V_{ti} \approx 2 \text{ V}$ , za  $i \in \{1, 2, 3, 4\}$ .

Referentni strujni izvor  $I_{REF}$  dizajniran je kao naponom kontrolisan strujni izvor, koristeći kaskodnu strukturu. Za eksperimentalnu verifikaciju kontrolabilnosti generisane snage korišćeno je napajanje  $V_{DD} = 7 \text{ V}$ . Cilj je bio ostvariti što veći dinamički opseg generisane snage  $P_{Lmax}/P_{Lmin}$ , za definisani opseg otpornih opterećenja  $R_L$  i zadatu vrijednost napona napajanja  $V_{DD}$ .

Relativne greške  $E_R$  generisane snage  $P_L$  u zavisnosti od opterećenja  $R_L$  za predložene kontrolabilne izvore konstantne snage su opisane u daljem dijelu radu. Dok  $R_L$  varira od  $0.5 \text{ k}\Omega$  do  $1.5 \text{ k}\Omega$  u koracima od  $100 \Omega$ , vrijednost  $P_L$  je održavana konstantnom. Konstanta snaga  $P_L$  uzima jednu od sledećih vrijednosti  $P_L \in \{0.48 \text{ mW}, 0.72 \text{ mW}, 0.96 \text{ mW}, 1.2 \text{ mW}, 2.4 \text{ mW}, 3.6 \text{ mW}, 4.8 \text{ mW}, 6 \text{ mW}, 7.2 \text{ mW}, 8.4 \text{ mW}, 9.6 \text{ mW}, 10.8 \text{ mW}\}$ . Na taj način, dobijen je

dinamički opseg generisane snage  $P_{Lmax}/P_{Lmin} = 22.5$  za opseg otpornosti  $0.5 \text{ k}\Omega < R_L < 1.5 \text{ k}\Omega$ .

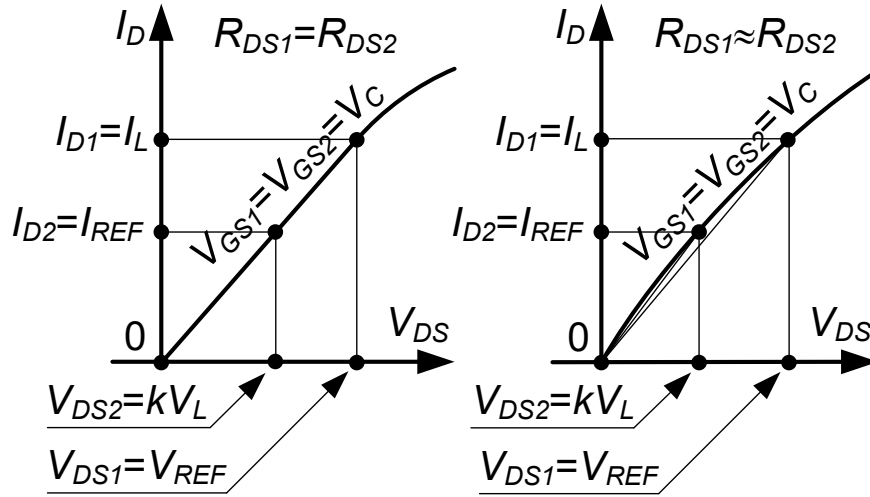
Za određivanje konstante  $k$  (2.16), izvršena je kalibracija za iznos  $P_L = 0.48 \text{ mW}$  pri  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ . Izmjereni rezultati su predstavljeni u tabeli 2.2. Kod generatora konstantne snage sa slike 2.5, najveće relativne greške  $E_R$  javljaju se za najmanje snage  $P_L = 0.48 \text{ mW}$  i  $P_L = 0.72 \text{ mW}$ , i to za opsege opterećenja  $500 \Omega < R_L < 800 \Omega$  ( $-8.65 \% < E_R < -1.81 \%$ ) odnosno  $500 \Omega < R_L < 600 \Omega$  ( $-3.37 \% < E_R < -1.48 \%$ ).

**Tabela 2.2** – Prikaz rezultata ostvarenih u [9]

P <sub>L</sub> [mW]	V <sub>REF</sub> [mV]	I <sub>REF</sub> [mA]	E <sub>R</sub> [%]	
			Slika 2.5	Slika 2.6
0.48	50	0.2	-8.65 < E <sub>R</sub> < 0.97	-0.43 < E <sub>R</sub> < 0.33
0.72	75	0.2	-3.37 < E <sub>R</sub> < 1.30	-1.02 < E <sub>R</sub> < 0.97
0.96	100	0.2	-1.91 < E <sub>R</sub> < 1.80	-1.49 < E <sub>R</sub> < 1.36
1.2	125	0.2	-2.32 < E <sub>R</sub> < 2.10	-2.20 < E <sub>R</sub> < 1.96
2.4	125	0.4	-1.48 < E <sub>R</sub> < 1.41	-1.31 < E <sub>R</sub> < 1.22
3.6	125	0.6	-1.15 < E <sub>R</sub> < 1.20	-1.25 < E <sub>R</sub> < 1.20
4.8	125	0.8	-1.09 < E <sub>R</sub> < 1.07	-0.80 < E <sub>R</sub> < 0.79
6	125	1	-1.19 < E <sub>R</sub> < 1.17	-0.62 < E <sub>R</sub> < 0.61
7.2	150	1	-1.05 < E <sub>R</sub> < 1.00	-0.89 < E <sub>R</sub> < 0.86
8.4	175	1	-1.21 < E <sub>R</sub> < 1.16	-1.10 < E <sub>R</sub> < 1.05
9.6	200	1	-1.45 < E <sub>R</sub> < 1.36	-1.48 < E <sub>R</sub> < 1.38
10.8	225	1	-1.78 < E <sub>R</sub> < 1.64	-1.54 < E <sub>R</sub> < 1.40

Za ostatak opsega generisane snage i opsega otpornosti  $0.5 \text{ k}\Omega < R_L < 1.5 \text{ k}\Omega$ , najveća relativna greška dostiže vrijednost za  $P_L = 1.2 \text{ mW}$  ( $-2.32 \% < E_R < 2.10 \%$ ). Problem *voltage level shift*-era  $M_3 - M_4$  riješen je dodavanjem operacionog pojačavača u neinvertujućoj konfiguraciji, slika 2.6. Osim toga, za razliku od rješenja sa slike 2.5, rad CCPS-a sa slike 2.6 nema problem sa modulacijom dužine kanala MOSFET-ova  $M_3$  i  $M_4$ . Zbog toga su relativne greške  $E_R$  CCPS-a sa slike 2.6 znatno manje. Za opseg otpornosti  $0.5 \text{ k}\Omega < R_L < 1.5 \text{ k}\Omega$ , najveća greška  $E_R$  je za snagu  $P_L = 1.2 \text{ mW}$  ( $-2.20 \% < E_R < 1.96 \%$ ). Osim nesavršenosti upravljanja MOSFET-ova, glavni uzrok grešaka kod CCPS-a sa slike 2.6 je razlika između napona drejn-sors  $V_{DS1} = V_{REF}$  i  $V_{DS2} = kV_L$  MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  koji rade

u omskom režimu. Za izabrane parametre uvijek važi  $V_{DS2} = kV_L < V_{REF} = V_{DS1}$ . Iz slike 2.8 jasno se vidi da je razlika između otpornosti lika  $R_{DS1}$  i originala  $R_{DS2}$  (odnosno relativna greška  $E_R$ ) proporcionalna razlici ovih napona.



**Slika 2.8** Jednakost otpornosti VCR-ova  $R_{DS1}$  i  $R_{DS2}$  u linearnom slučaju (lijevo) i nelinearnom slučaju (desno), [9]

Tri grupe generisane snage kontrolabilnog generatora konstantne snage sa slike 2.6 izdvajaju se:

- Četiri najmanje vrijednosti  $P_L \in \{0.48 \text{ mW}, 0.72 \text{ mW}, 0.96 \text{ mW}, 1.2 \text{ mW}\}$  dobijene su uz konstantnu  $I_{REF} = 0.2 \text{ mA}$ , dok se  $V_{REF}$  mijenja u koracima od 25 mV, od 50 mV do 125 mV. Povećanjem  $V_{REF}$ , raste i odnos  $V_{DS1}/V_{DS2}$  za isti  $R_L$ , a time i razlika  $R_{DS1}$  i  $R_{DS2}$  i greška  $E_R$ .
- Sljedeće četiri vrijednosti  $P_L \in \{2.4 \text{ mW}, 3.6 \text{ mW}, 4.8 \text{ mW}, 6 \text{ mW}\}$  dobijene su konstantnim  $V_{REF} = 125 \text{ mV}$ , dok je  $I_{REF}$  variran od 0.4 mA do 1 mA u koracima od 0.2 mA. Povećanjem  $I_{REF}$ , odnos  $V_{DS1}/V_{DS2}$  opada za isti  $R_L$ , smanjuje se razlika otpornosti lika i originala i opada greška  $E_R$ .

- Četiri najveće vrijednosti  $P_L \in \{7.2 \text{ mW}, 8.4 \text{ mW}, 9.6 \text{ mW}, 10.8 \text{ mW}\}$  realizovane su pri konstantnoj  $I_{REF} = 1 \text{ mA}$ , dok se  $V_{REF}$  mijenja od 150 mV do 225 mV u koracima od 25 mV. Porastom  $V_{REF}$ , raste i odnos  $V_{DS1}/V_{DS2}$  uz isti  $R_L$ , povećava se razlika  $R_{DS1}$  i  $R_{DS2}$  kao i greška  $E_R$ .

Najveća i najmanja relativna greška  $E_R$  ostvarenih vrijednosti kontrolabilnog generatora konstantne snage sa slike 2.6 javljaju se za  $P_L = 1.2 \text{ mW}$  ( $V_{REF} = 125 \text{ mV}$ ,  $I_L = 0.2 \text{ mA}$ ,  $-2.2 \% < E_R < 1.96 \%$ ) i  $P_L = 0.48 \text{ mW}$  ( $V_{REF} = 50 \text{ mV}$ ,  $I_L = 0.2 \text{ mA}$ ,  $-0.43 \% < E_R < 0.33 \%$ ).

Najveća relativna greška  $-2.2 \% < E_R < 1.96 \%$  kod kontrolabilnog generatora konstantne snage sa slike 2.6 ( $0.5 \text{ k}\Omega < R_L < 1.5 \text{ k}\Omega$ ,  $0.48 \text{ mW} < P_L < 10.8 \text{ mW}$ ) čak 5.5 puta je manja nego u [18] za isti opseg opterećenja i generisane snage  $0.5 \text{ mW} < P_L < 12 \text{ mW}$ . CCPS prikazan na slici 2.6 postiže ostvarenu snagu  $P_L = 6 \text{ mW}$  i opseg  $R_L$  od  $0.5 \text{ k}\Omega$  do  $1.5 \text{ k}\Omega$ , gdje je postignuta greška  $-0.62 \% < E_R < 0.61 \%$ , što je uporedivo i sa [5] pri  $P_L = 5.8 \text{ mW}$  i  $\pm 5 \text{ V}$  napajanju.

Za eksperimentalnu verifikaciju velikog dinamičkog opsega opterećenja, korišćeno je napajanje od 10 V. Cilj je ostvariti što već  $R_{Lmax}/R_{Lmin}$  za zadanu vrijednost  $P_L$ . Prilikom kalibracije za  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ , greška za opseg  $0.2 \text{ k}\Omega < R_L < 5.6 \text{ k}\Omega$  je  $-0.7 \% < E_R < 0.33 \%$ .

Najmanji  $R_L$  se može ostvariti i ispod  $0.2 \text{ k}\Omega$  bez problema sa stabilnošću, ali uz veći napon napajanja od 10 V. Tako je postignut  $R_{Lmax}/R_{Lmin} = 28$  za  $V_{DD} = 10 \text{ V}$ , što je 9.3 puta širi opseg od [5], a 1.8 puta uži od onog u [6].

Integrirana realizacija predloženog CCPS-a u CMOS tehnologiji omogućila bi znatno bolje uparivanje MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$ , kao i  $M_3$  i  $M_4$ , te time i znatno manje greške i kompaktniji dizajn, posebno primjenom tripleta iz [25] [26] [27]. Dodatno, standardna CMOS tehnologija omogućava znatno niže napone praga i manje napone napajanja

U radu [10] je predstavljen kontrolabilni generator konstantne snage pogodan za primjene koje se baziraju na termalnim senzorima sa promjenljivom otpornošću. Predloženo rješenje zasniva se na otpornom ogledalu i odlikuje ga jednostavnija implementacija i poboljšana stabilnost.

Električna šema predloženog kontrolabilnog generatora konstantne snage zasnovanog na otpornom ogledalu prikazana je na slici 2.9. Pretpostavlja se da operacioni pojačavači  $OA_1$  –  $OA_3$  mogu raditi sa malim ulaznim naponima. Jednostavno otporno ogledalo [20] [28] realizovano je pomoću MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$ , koji rade u omskom režimu. MOSFET  $M_1$  predstavlja "otporni lik", dok MOSFET  $M_2$  predstavlja "otporni original". Kompletno kolo kontrolabilnog generatora konstantne snage napaja se unipolarno, naponom napajanja  $V_{DD} = 10\text{ V}$ .

Otporno opterećenje  $R_L$  nalazi se u negativnoj povratnoj grani neinvertujućeg pojačavača formiranog operacionim pojačavačem  $OA_1$ , otpornim likom  $M_1$  i referentnim naponskim izvorom  $V_{REF}$ . Na taj način postiže se da je napon drejn-sors  $V_{DS1}$  MOSFET-a  $M_1$  jednak je referentnom naponu:

$$V_{DS1} = V_{REF} \quad (2.23)$$

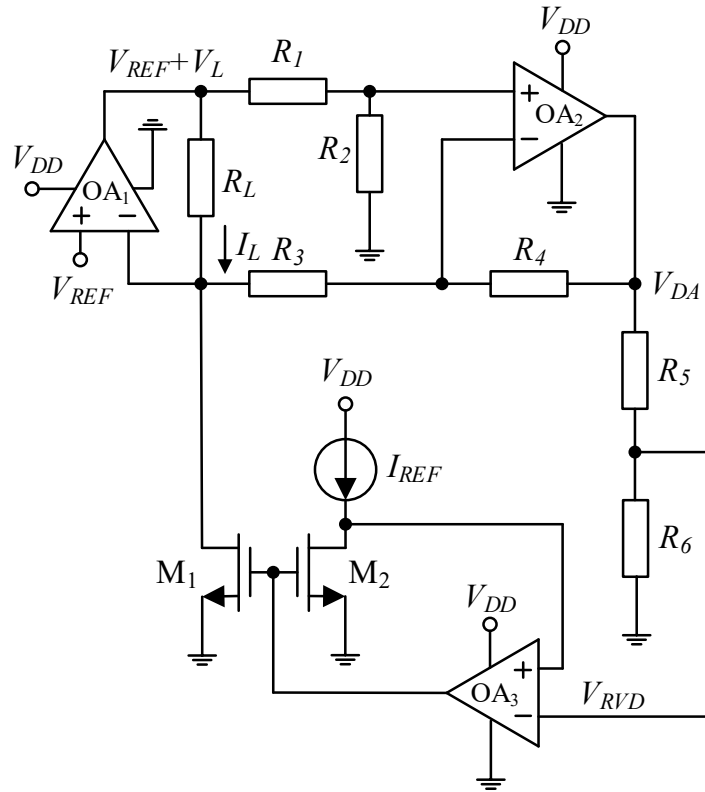
Kako bi se osigurao rad MOSFET-a  $M_1$  u omskom režimu, referentni napon  $V_{REF}$  mora imati dovoljno malu vrijednost. Pod pretpostavkom da je otpornost otpornika  $R_3$  znatno veća od otpornosti otpornog opterećenja  $R_L$ , struja kroz  $R_L$  i otporni lik približno je jednaka:

$$I_{D1} = I_L \quad (2.24)$$

Otpornost kanala  $R_{DS1}$  otpornog lika  $M_1$  se može izraziti kao [22] [23] [24]:

$$R_{DS1} = \frac{V_{DS1}}{I_{D1}} \approx \frac{V_{REF}}{I_L} \approx \frac{1}{\beta_1(V_{GS1} - V_{t1})} \quad (2.25)$$

gdje su  $\beta_1$ ,  $V_{GS1}$  i  $V_{t1}$  parametri MOSFET-a  $M_1$ .



Slika 2.9 – Električna šema kontrolabilnog generatora konstantne snage, [10]

Napon  $V_L$  na krajevima otpornog opterećenja  $R_L$  pojačava se diferencijalnim pojačavačem koga čine operacioni pojačavač  $OA_2$  i otpornici  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  i  $R_4$ . Diferencijalno pojačanje  $A_d$  ovog pojačavača podešeno je na:

$$A_d = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = 1 \quad (2.26)$$

čime se osigurava da izlazni napon diferencijalnog pojačavača  $V_{DA}$  bude jednak naponu  $V_L$  na krajevima otpornog opterećenja:

$$V_{DA} = V_L \quad (2.27)$$

Ovaj napon se zatim prenosi preko naponskog razdjelnika formiranog otpornicima  $R_5$  i  $R_6$ , pri čemu se izlazni napon  $V_{RVD}$  naponskog razdjelnika izražava kao:

$$V_{RVD} = \frac{R_6}{R_5 + R_6} V_L = kV_L \quad (2.28)$$

gdje je  $k$  koeficijent slabljenja napona.

Prenos napona sa razdjelnika napona na otporni original realizuje se pomoću operacionog pojačavača  $OA_3$ , čiji je invertujući ulaz povezan sa izlazom razdjelnika napona. Referentni izvor struje  $I_{REF}$  povezan je na drejn MOSFET-a  $M_2$ , tako da je struja kroz  $M_2$  jednaka referentnoj struji:

$$I_{D2} = I_{REF} \quad (2.29)$$

Pod pretpostavkom omskog režima rada, otporni original  $M_2$  ima otpornost kanala  $R_{DS2}$ :

$$R_{DS2} = \frac{V_{DS2}}{I_{D2}} = \frac{kV_L}{I_{REF}} = \frac{R_6}{R_5 + R_6} \frac{V_L}{I_{REF}} \approx \frac{1}{\beta_2(V_{GS2} - V_{t2})} \quad (2.30)$$

Kako je uspostavljena globalna negativna povratna sprega, a MOSFET-ovi  $M_1$  i  $M_2$  imaju jednake napone pragova  $V_{t1} = V_{t2}$ , kao i jednake napone gejt-sors,  $V_{GS1} = V_{GS2}$ , može se pokazati da je odnos otpornosti otpornog lika i otpornog originala:

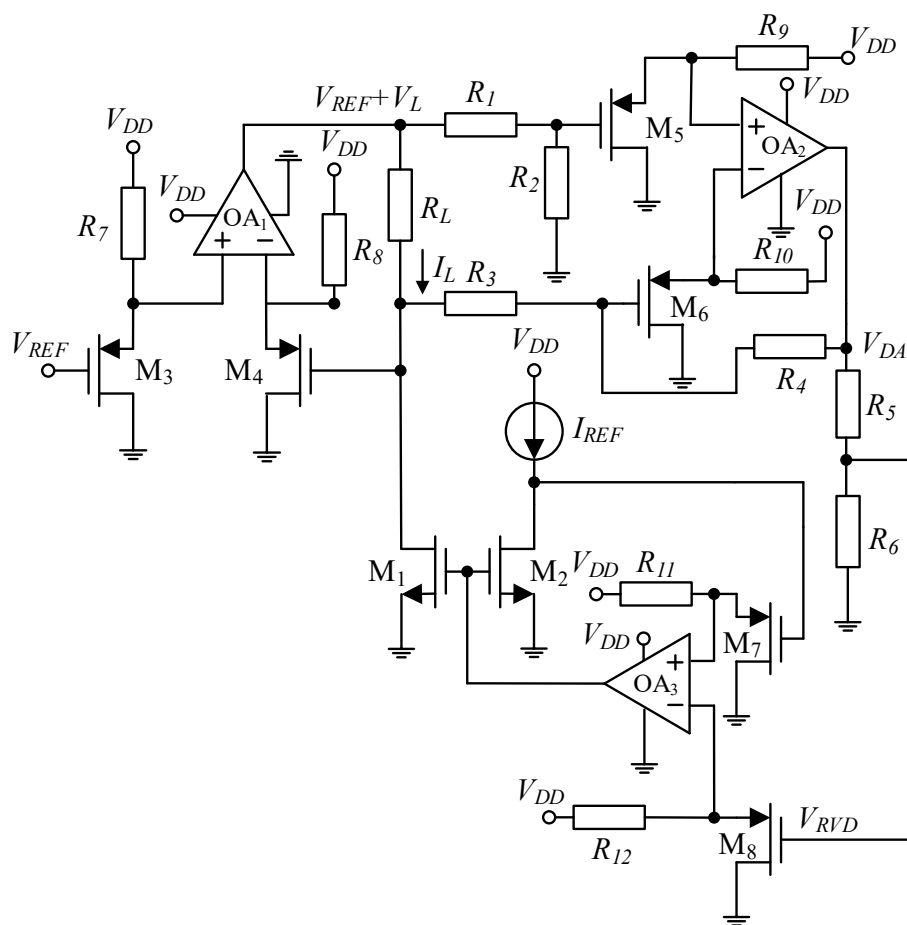
$$\frac{R_{DS1}}{R_{DS2}} = \frac{V_{REF} I_{REF}}{kV_L I_L} = \frac{\beta_2}{\beta_1} \quad (2.31)$$

Na osnovu prethodne relacije, generisana snaga disipirana na otpornom opterećenju može se izraziti kao:

$$P_L = V_L I_L = \frac{1}{k} \frac{\beta_1}{\beta_2} V_{REF} I_{REF} \quad (2.32)$$

što pokazuje da je generisana snaga nezavisna od vrijednosti otpornog opterećenja  $R_L$ .

Kako operacioni pojačavači  $OA_1 - OA_3$  nijesu *rail-to-rail* (opseg ulaznog/izlaznog napona je uži od granica definisanih naponom napajanja), uvode se jednostavni *source-follower*-i (slika 2.10) na njihove ulaze kako bi se obezbijedio regularan rad ovih operacionih pojačavača u slučaju malih ulaznih napona (blizu nule). *Source-follower*-i zapravo funkcionišu kao DC naponski *level-shifter*-i. *Source-follower*-e na ulazu operacionog pojačavača  $OA_1$  čine p-kanalni MOSFET-ovi  $M_3$  i  $M_4$  i otpornici  $R_7$  i  $R_8$ . *Source-follower*-e na ulazu operacionog pojačavača  $OA_2$  čine p-kanalni MOSFET-ovi  $M_5$  i  $M_6$  i otpornici  $R_9$  i  $R_{10}$ . *Source-follower*-e na ulazu operacionog pojačavača  $OA_3$  čine p-kanalni MOSFET-ovi  $M_7$  i  $M_8$  i otpornici  $R_{11}$  i  $R_{12}$ . Rad kola na slici 2.10 identičan je radu kola na slici 2.9. Takođe važe i iste relacije.

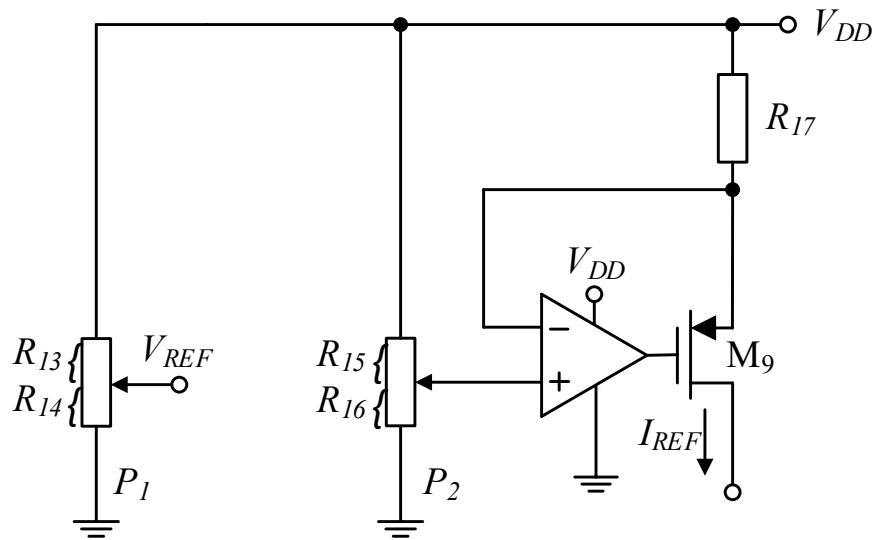


**Slika 2.10** – Električna šema kontrolabilnog generatora konstantne snage sa *source follower*-ima na ulazima operacionih pojačavača, [10]

Električna šema referentnog naponskog izvora  $V_{REF}$  i referentnog strujnog izvora  $I_{REF}$  prikazani su na slici 2.6. Vrijednosti  $V_{REF}$  i  $I_{REF}$  izražene su sljedećim relacijama:

$$V_{REF} = \frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}} V_{DD} \quad (2.33)$$

$$I_{REF} = \frac{R_{15}}{R_{15} + R_{16}} \frac{V_{DD}}{R_{17}} \quad (2.34)$$



Slika 2.11 – Električna šema referentnog naponskog izvora  $V_{REF}$  i referentnog strujnog izvora  $I_{REF}$

gdje su otpornici  $R_{13}$  i  $R_{14}$  dio potenciometra  $P_1$  ( $R_{13} + R_{14} = const.$ ), dok su otpornici  $R_{15}$  i  $R_{16}$  dio potenciometra  $P_2$  ( $R_{15} + R_{16} = const.$ ). Na osnovu prethodnih izraza, disipisana snaga  $P_L$  na otpornom opterećenju  $R_L$  može se izraziti kao:

$$P_L = \frac{\beta_1}{\beta_2} \frac{R_5 + R_6}{R_6} \frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}} \frac{R_{15}}{R_{15} + R_{16}} \frac{V_{DD}^2}{R_{17}} \quad (2.35)$$

Normalizovani temperaturni koeficijent generisane snage  $P_L$  dat je sljedećim izrazom:

$$\frac{1}{P_L} \frac{\partial P_L}{\partial T} = 2 \frac{1}{V_{DD}} \frac{\partial V_{DD}}{\partial T} - \frac{1}{R_{17}} \frac{\partial R_{17}}{\partial T} \quad (2.36)$$

Kako bi se osiguralo da generisana snaga ostane nepromijenjena usljed temperaturnih varijacija, normalizovani temperaturni koeficijent napona napajanja  $V_{DD}$  mora biti dvostruko manji od normalizovanog temperaturnog koeficijenta otpornika  $R_{17}$ . Najjednostavniji način da se smanji temperaturna osjetljivost jeste korišćenje naponskog izvora sa malim temperaturnim koeficijentom, poput referentnog izvora LT1021CCN8-10 [29] (tipični temperaturni koeficijent 5 ppm/K), i metal-film otpornika [30] sa niskim temperaturnim koeficijentom (tipično 2 ppm/K).

Pored toga, temperaturna zavisnost naponskog *offset*-a operacionih pojačavača može uticati na performanse kontrolabilnog generatora konstantne snage. Da bi se minimizirao ovaj efekat, preporučuje se korišćenje operacionih pojačavača sa malim temperaturnim koeficijentom naponskog *offset*-a, kao što je OP97FP (tipični temperaturni koeficijent naponskog *offset*-a iznosi 0.3  $\mu\text{V/K}$ ) [31].

Zbog neidealnosti diferencijalnog pojačavača, dizajniranog korišćenjem operacionog pojačavača  $OA_2$  (sa ili bez *source – follower* - a) i otpornika  $R_1 - R_4$ , izlazni napon diferencijalnog pojačavača zavisi ne samo od diferencijalnog ulaznog napona  $V_{IND}$ , već i od ulaznog *common-mode* napona  $V_{INC}$ :

$$V_{DA} = A_d V_{IND} + A_c V_{INC} = A_d \left( V_{IND} + \frac{V_{INC}}{CMRR} \right) \quad (2.37)$$

gdje je  $A_d$  diferencijalno pojačanje,  $A_c$  *common-mode* pojačanje, dok su  $V_{IND}$  i  $V_{INC}$  dati kao  $V_{IND} = V_L$  i  $V_{INC} = V_{REF} + V_L$ . Konačna vrijednost *CMRR*-a (*Common-Mode Rejection Ratio*),  $CMRR = A_d/A_c$ , je uzrokovana je međusobnim odstupanjem odnosa otpornosti  $R_1/R_2$  i  $R_3/R_4$ .

Relativna greška disipirane snage  $P_L$ , uzrokovana konačnom vrijednošću *CMRR*-a, može se izraziti kao:

$$E_R[\%] = \frac{100}{1 + 2CMRR} \left( 1 + 2k \frac{\beta_2 I_L}{\beta_1 I_{REF}} \right) \quad (2.38)$$

Na osnovu prethodne relacije slijedi da se i pri skromnim vrijednostima  $CMRR$ -a, odgovarajućim odabirom parametara  $k$  i  $I_{REF}$ , može ostaviti dovoljno mala vrijednost relativne greške disipirane snage. Uzimajući u obzir naponski *offset*  $V_{OFF1}$ ,  $V_{OFF2}$  i  $V_{OFF3}$  operacionih pojačavača  $OA_1$ ,  $OA_2$  i  $OA_3$ , napon drejn-sors MOSFET-a  $M_2$  se može zapisati na sljedeći način:

$$V_{DS2} = kV_L + 2kV_{OFF2} + V_{OFF3} \quad (2.39)$$

Relativna greška disipirane snage usljed naponskog *offset*-a operacionih pojačavača iznosi:

$$E_R[\%] = 100 \frac{\beta_2}{\beta_1} \frac{2kV_{OFF2} + V_{OFF3}}{V_{REF}} \frac{I_L}{I_{REF}} \quad (2.40)$$

Analiza pokazuje da su naponski *offset*-i operacionih pojačavača  $OA_2$  i  $OA_3$  dominantni faktori u nastanku greške, dok  $OA_1$  nema značajan uticaj. Korišćenjem operacionih pojačavača sa malim vrijednostima *offset*-a ili jednostavnom kalibracijom, ova greška može se značajno smanjiti.

Parabolične zavisnosti struja drejna od napona drejn-sors u omskom režimu rada, dovode do razlike između drejn-sors otpornosti  $R_{DSX}$  i  $R_{DSY}$  pri različitim vrijednostima odgovarajućih napona drejn-sors,  $V_{DSX}$  i  $V_{DSY}$ , redom. Prema tome, otpornosti predstavljene kao "otporni lik"  $R_{DS1}$  i "otporni original"  $R_{DS2}$  mogu se predstaviti sa većom preciznošću, na sljedeći način:

$$R_{DSi} = \frac{V_{DSi}}{I_{Di}} = \frac{\alpha_i}{\beta_i(V_{GSi} - V_{ti})}, i \in \{1,2\} \quad (2.41)$$

gdje je  $\alpha_i > 1$ , promenljiv parametar koji zavisi od napona drejn-sors  $V_{DSi}$ ,  $i \in \{1,2\}$ .

Zbog činjenice da zavisnost struje drejna od napona drejn-sors u omskom režimu rada nije u potpunosti linearna, postoji razlika između otpornosti drejn-sors MOSFET-a  $M_1$  i  $M_2$ , što može uzrokovati dodatnu grešku. Relativna greška disipirane snage zbog ove nesavršenosti može se izraziti kao:

$$E_R[\%] = 100 \left( 1 - \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \right) \quad (2.42)$$

gdje su  $\alpha_1$  i  $\alpha_2$  faktori koji zavis od napona  $V_{DS1}$  i  $V_{DS2}$ . Ova greška zavis od promjena otpornog opterećenja i disipirane snage, ali je pokazano da su njene vrijednosti unutar prihvatljivih granica.

Predloženi kontrolabilni generator konstantne snage realizovan je korišćenjem diskretnih komponenti na štampanoj ploči, pri čemu su odabrani precizni otpornici (odstupanje 0.3 %) i naponska referenca LT1021CCN8-10 (10 V). MOSFET-ovi  $M_1$  i  $M_2$  realizovani su paralelnim povezivanjem 16 n-kanalnih MOSFET-ova iz integrisanog kola ALD1106, čime je postignuta potrebna transkonduktansa. Mjerenja disipirane snage  $P_L$  pokazala su njenu stabilnost u širokom opsegu otpornih opterećenja (0.5 k $\Omega$  – 2.5 k $\Omega$ ), uz dinamički opseg disipirane snage od 46.2 (33.3 dB). Maksimalna relativna greška iznosila je 2.3 %, s manjim odstupanjima pri većim snagama, što potvrđuje efikasnost sistema [32] [5] [9] [8].

Predloženi generator konstantne snage, zasnovan na otpornom ogledalu, optimizovan je za termalne senzore s promjenljivim otpornim opterećenjem. Stabilnost se postiže jednostavnom povratnom spregom, uz širok dinamički opseg i visoku naponsku efikasnost. Regulacija se može ostvariti promjenom referentnog napona, struje ili odnosa otpornosti u sklopu naponskog razdjelnika. Zbog superiornih performansi, ova arhitektura je pogodna za napredne senzorske sisteme.

U [33] je predstavljen kontrolabilni izvor konstantne snage realizovan u 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS tehnologiji. Zasniva se na otpornom ogledalu i pogodan je za primjenu u sensorima koji funkcionišu na termalnom principu. Razvijene su i izrađene dvije verzije:

- verzija sa unipolarnim napajanjem od 10 V
- verzija sa unipolarnim napajanjem od 3.6 V

Kontrolabilni izvori konstantne snage (*Controllable Constant Power Source-CCPS*) generišu kontrolisanu konstantnu snagu nezavisno od promjena otpora opterećenja, unutar unaprijed definisanih granica. Te granice se odnose na najmanju i najveću generisanu snagu,  $P_{Lmin}$  i  $P_{Lmax}$ , koje se mogu disipirati na promjenljivom otporničkom opterećenju pri najvećim i

najmanjim otpornostima opterećenja,  $R_{Lmax}$  i  $R_{Lmin}$ , uz najveće dozvoljeno odstupanje od nominalne vrijednosti generisane snage  $P_L$ . Pored toga, efikasnost napona (odnos maksimalnog napona na otpornom opterećenju  $R_L$  i napona napajanja) treba da bude što veća. CCPS, kada se koristi kao interfejs termalnog senzora okruženog gasom ili tečnošću, pogodan je za mjerenje zapreminskog protoka fluida i brzine strujanja fluida [11] [34].

Slično kao u prethodnim radovima [9] [10], predloženi CCPS dizajniran u 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS tehnologiji zasnovan je na otpornom ogledalu [20] [28]. Predloženi CCPS ima jednostavniji dizajn i koristi dva operaciona pojačavača manje u odnosu na [9], a jedan operacioni pojačavač manje u odnosu na [10]. Dva operaciona pojačavača korišćena u ovom dizajnu bazirana su na jednostavnom CMOS *telescopic cascoded* dizajnu, za razliku od [9] [10] gdje su korišćeni diskretni operacioni pojačavači u bipolarnoj tehnologiji sa veoma malim naponskim ofsetom. Pored toga, predloženi CCPS ima manji broj povratnih sprega u odnosu na [9] [10] i obezbjeđuje bolju stabilnost. Stabilnost predloženog CCPS-a ne zavisi ni od otpornosti opterećenja, ni od generisane snage, za razliku od [9] kod koga stabilnost zavisi od oba navedena parametra.

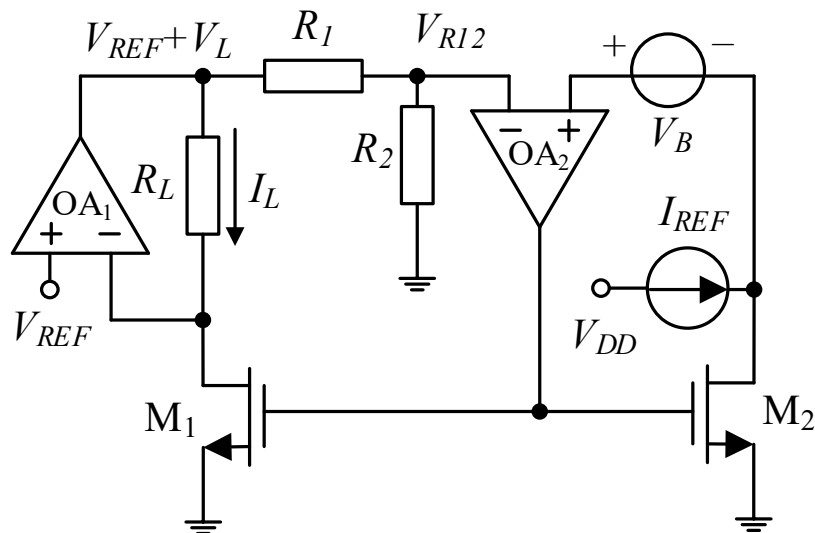
Dizajn izbjegava upotrebu bilo kakvih aritmetičkih kola kao što je slučaj u [10] gdje se oduzimanje dva napona vrši pomoću diferencijalnog pojačavača sa jediničnim diferencijalnim pojačanjem. Dizajn je otporan na temperaturne varijacije u rasponu od 0 °C do 50 °C. Pored visokonaponskog (HV) dizajna CCPS-a sa unipolarnim naponom napajanja od 10 V, napravljen je i niskonaponski (LV) dizajn CCPS-a sa unipolarnim naponom napajanja od 3.6 V, u cilju mogućnosti primjene u niskonaponskim aplikacijama i upotrebe standardnih CMOS tehnologija.

HV i LV CCPS imaju iste električne šeme, ali se razlikuju po tipu i dimenzijama MOSFET-ova. Dinamički opseg generisane snage  $P_{Lmax}/P_{Lmin}$  predloženog HV CCPS-a je 33.3 puta veći nego u [9] i 16.2 puta veći nego u [10]. Dinamički opseg otpornosti opterećenja  $R_{Lmax}/R_{Lmin}$  predloženog HV CCPS-a je dva puta veći nego u [9], a 1.2 puta veći nego u [10]. Istovremeno, relativne greške predloženog HV CCPS-a manje su nego u pomenutim prethodnim rješenjima.

S druge strane, dinamički opseg generisane snage  $P_{Lmax}/P_{Lmin}$  predloženog LV CCPS-a je 18.5 puta veći nego u [9], a 9 puta veći nego u [10]. Dinamički opseg otpornosti opterećenja  $R_{Lmax}/R_{Lmin}$  LV CCPS-a je 1.33 puta veći nego u [9], a 1.25 puta manji nego u [10].

Istovremeno, relativne greške LV CCPS-a su manje u odnosu na pomenuta rješenja. Ovi rezultati potvrđuju da predloženi LV CCPS, a naročito HV CCPS, imaju znatno bolje performanse od prethodno razvijenih CMOS CCPS-ova.

Pojednostavljena električna šema predloženog CCPS-a zasnovanog na otpornom ogledalu prikazana je na slici 2.12. Pretpostavlja se da operacioni pojačavači  $OA_1$  i  $OA_2$  mogu da rade sa malim ulaznim naponima. U tu svrhu, na ulazima operacionih pojačavača postavljene su jednostavni *voltage level shifter*-i sa p-kanalnim MOSFET-ovima koji rade kao DC *shifter*-i napona. Otporno ogledalo je realizovano pomoću n-kanalnih MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  koji rade u omskom režimu rada.



Slika 2.12-Pojednostavljena električna šema predloženog CCPS-a zasnovanog na otpornom ogledalu [33]

Slijedi da su otpornosti kanala  $R_{DS1}$  i  $R_{DS2}$  ovih MOSFET-ova dati izrazom: [22] [23] [24]

$$R_{DSi} \approx \frac{1}{\beta_i(V_{GSi} - V_{ti})}, i \in \{1,2\} \quad (2.43)$$

gdje su  $\beta_i$ ,  $V_{GSi}$  i  $V_{ti}$  odgovarajuće vrijednosti transkonduktansog parametra, napona gejtsors i napona praga za MOSFET  $M_i$ . Otpornički “lik” predstavlja MOSFET  $M_1$ , dok otpornički “original” predstavlja MOSFET  $M_2$ . Otpornost opterećenja  $R_L$  nalazi se u grani negativne

povratne sprege pojačavača  $OA_1$ . Zajedno sa otpornim likom  $M_1$  i referentnim naponskim izvorom  $V_{REF}$ , oni čine neinvertujući pojačavač. Napon drejn-sors  $V_{DS1}$  MOSFET-a  $M_1$  jednak je referentnom naponu:  $V_{DS1} = V_{REF}$ .

Da bi MOSFET  $M_1$  radio u omskom režimu, referentni napon  $V_{REF}$  mora biti dovoljno mali. Za razliku od [9] [10], gdje su struje kroz potrošač  $I_L$  i struja otpornog lika  $I_{D1}$  približno jednake, u predloženom pristupu ista struja  $I_L$  protiče i kroz potrošač  $R_L$  i kroz MOSFET  $M_1$ . Otpornost  $R_{DS1}$  otpornog lika  $M_1$  jednak je:

$$R_{DS1} = \frac{V_{DS1}}{I_{D1}} = \frac{V_{REF}}{I_L} \quad (2.44)$$

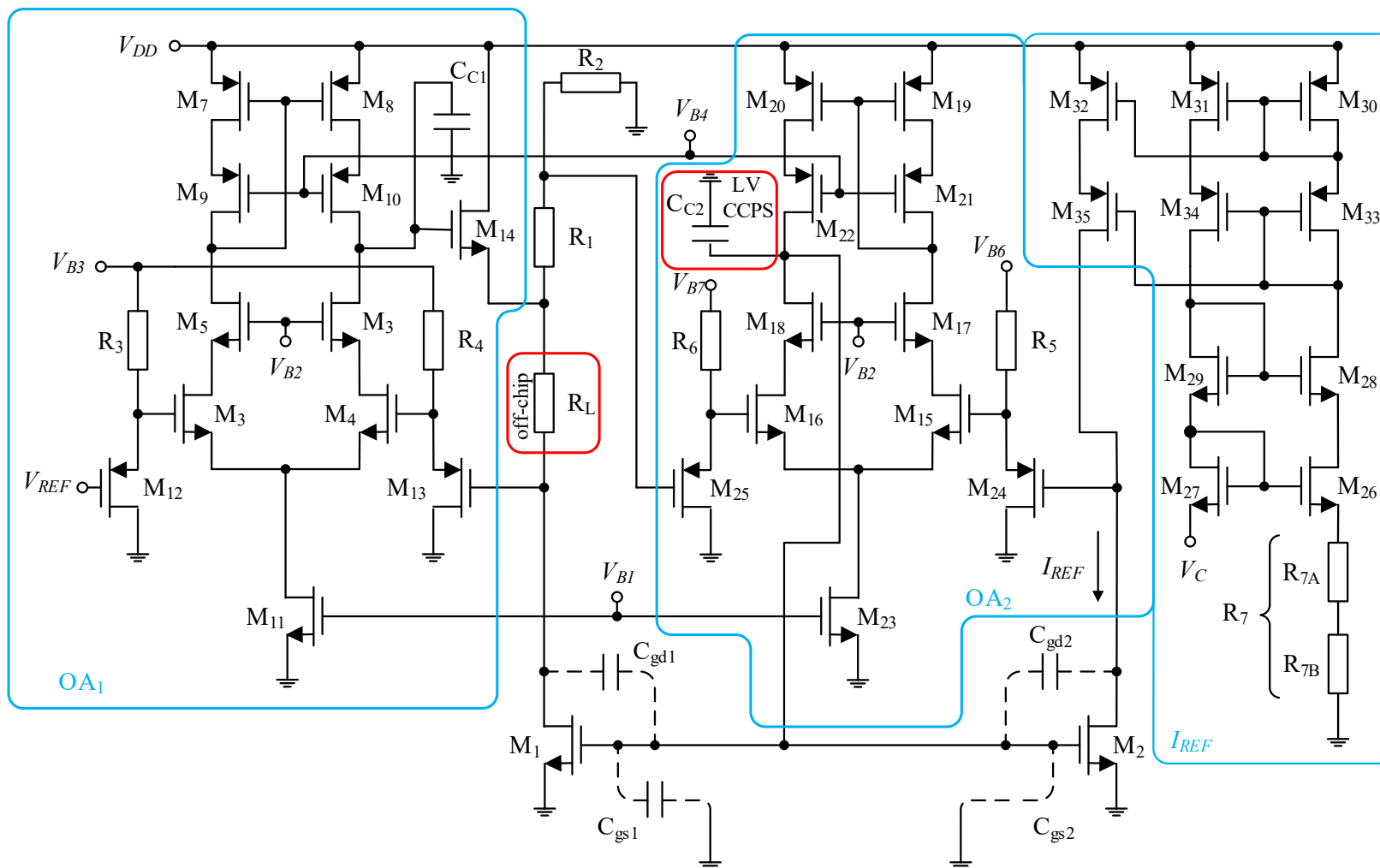
Na izlazu operacionog pojačavača  $OA_1$  je napon  $V_L$  na otpornom opterećenju  $R_L$ , uvećan za vrijednost referentnog napona  $V_{REF}$ . Napon  $V_L + V_{REF}$  se zatim prigušuje razdjelnikom napona koga formiraju otpornici  $R_1$  i  $R_2$ , tako da je:

$$V_{R12} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_L + V_{REF}) = k_{R12} (V_L + V_{REF}) \quad (2.45)$$

gdje  $k_{R12} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$  predstavlja faktor prigušenja razdjelnika napona.

Cilj je postići jednakost  $V_{DS2} = k_{R12} V_L$ . Za dovoljno velike generisane snage  $P_L$ , i za  $V_L \gg V_{REF}$ , izraz (2.45) se može aproksimirati kao  $V_{R12} \approx k_{R12} V_L$ . Da bi se striktno održao uslov  $V_{DS2} = k_{R12} V_L$ , uvodi se DC naponski izvor  $V_B$ :

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF} = k_{R12} V_{REF} \quad (2.46)$$



Slika 2.13-Potpuna električna šema predloženog CCPS-a zasnovanog na otpornom ogledalu [33]

Napon  $V_{DS2} = k_{R12}V_L$  mora biti dovoljno nizak kako bi se osigurao omski režim rada MOSFET-a  $M_2$ , koji predstavlja otporni original. Zbog toga koeficijent  $k_{R12} \ll 1$  mora biti dovoljno nizak. Posljedično, napon  $V_B$  je reda veličine milivolta. Referentni strujni izvor  $I_{REF}$  povezan je na drejn  $M_2$ . Budući da je napon drejn-sors MOSFET-a  $M_2$  dovoljno mali da obezbijedi omski režim rada, a napajanje  $V_{DD}$  dovoljno veliko, napon na krajevima referentnog strujnog izvora  $I_{REF}$  uvijek je dovoljan da obezbijedi njegov regularan rad, nezavisno od generisane snage  $P_L$  i/ili opterećenja  $R_L$ .

Otpornost otpornog originala, predstavljena kao otpornost kanala  $R_{DS2}$  MOSFET-a  $M_2$  u omskom režimu rada, jednaka je:

$$R_{DS2} = \frac{V_{DS2}}{I_{REF}} = \frac{k_{R12}V_L}{I_{REF}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{V_L}{I_{REF}} \quad (2.47)$$

Otpornost otpornog lika  $R_{DS1}$  (2.68) je obrnuto proporcionalna struji  $I_L$  otpornog opterećenja, dok je otpornost otpornog originala  $R_{DS2}$  direktno proporcionalna naponu  $V_L$  na krajevima opterećenja.

Dakle, obezbjeđivanjem konstantnog odnosa otpornosti  $R_{DS1}$  i  $R_{DS2}$ , tj.  $R_{DS1}/R_{DS2} = \text{const}$ . moguće je generisati snagu  $P_L = V_L I_L$  na otpornom opterećenju  $R_L$ , nezavisno od njegove vrijednosti. Da bi se obezbijedio konstantan odnos između otpornosti  $R_{DS1}$  i  $R_{DS2}$  (2.43), potrebno je zadovoljiti još dva uslova: jednakost napona gej-t-sors MOSFET-ova  $V_{GS1} = V_{GS2}$  i jednakost napona praga  $V_{t1} = V_{t2}$  za MOSFET-ove  $M_1$  i  $M_2$ . U tom slučaju, odnos otpornosti  $R_{DS1}$  i  $R_{DS2}$  određen je odnosom njihovih transkonduktansnih parametara  $\beta_1$  i  $\beta_2$ :  $R_{DS1}/R_{DS2} = \beta_2/\beta_1$ , (2.43). Jednakost napona  $V_{GS1}$  i  $V_{GS2}$  ostvaruje se dizajnom. S druge strane, MOSFET-ovi  $M_1$  i  $M_2$  moraju biti pažljivo upareni kako bi se osigurala jednakost njihovih napona praga  $V_{t1}$  i  $V_{t2}$ . Na taj način, transkonduktansni parametri MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  postaju jednaki, tj.  $\beta_1 = \beta_2$ . Napon drejn-sors MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$ ,  $V_{DS1} = V_{REF}$  i  $V_{DS2} = k_{R12}V_L$ , respektivno, dovoljno su niski da obezbijede omski režim rada, iako su međusobno različiti. Otpornosti kanala  $R_{DS1}$  i  $R_{DS2}$  MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  u omskom režimu rada mogu biti samo približno jednake [9] [10].

U skladu sa relacijom (2.43) i zahvaljujući održavanju ukupne negativne povratne sprege, ostvaruje se približna jednakost otpornosti otpornog lika (2.68) i otpornog originala :  $R_{DS1} \approx R_{DS2}$ . Ovo dovodi do izraza za snagu  $P_L$  generisanu na opterećenju  $R_L$ :

$$P_L = V_L I_L \approx \frac{1}{k_{R12}} V_{REF} I_{REF} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{REF} I_{REF} \quad (2.48)$$

U skladu sa jednačinom, generisana snaga  $P_L$  je nezavisna od otpornosti opterećenja  $R_L$ . Kontrola generisane konstantne snage  $P_L$  može se ostvariti promjenom referentnog napona  $V_{REF}$  i/ili promjenom referentne struje  $I_{REF}$ . Model dat izrazom (2.48) ostvaren je u predloženom CCPS-u bez upotrebe bilo kakvog diferencijalnog pojačavača, koji je inače izvor grešaka u CCPS sistemima [10].

Pored toga, u CCPS sistemima [9] [10] postoje i sistemske greške uzrokovane razlikom između struje otpornog opterećenja  $I_L$  i struje otpornog lika  $I_{D1}$ , što je posljedica samog dizajna. Budući da je otpornost  $R_{DS1}$  otpornog lika obrnuto proporcionalna struji  $I_{D1}$ , čak i mala odstupanja između  $I_{D1}$  i  $I_L$  mogu dovesti do značajnih grešaka u generisanoj snazi  $P_L$  [9] [10]. Da bi struje  $I_L$  i  $I_{D1}$  ostale jednake, u rješenju [9] se pretpostavlja da jedan od otpornika unutar razdjelnika napona ( $R_1, R_2$ ), koji je povezan paralelno sa opterećenjem  $R_L$ , mora imati znatno veću vrijednost ( $470 \text{ k}\Omega$ ) od najveće otpornosti opterećenja  $R_L$ , kako bi se smanjile greške generisane snage  $P_L$ . Slično tome, u rješenju [10] se za postizanje približne jednakosti  $I_L$  i  $I_{D1}$  pretpostavlja da otpornici unutar diferencijalnog pojačavača jedičnog pojačanja moraju imati veće vrijednosti ( $220 \text{ k}\Omega$ ) od najveće otpornosti opterećenja  $R_L$ , takođe u cilju smanjenja grešaka generisane snage  $P_L$ .

Međutim, upotreba tako velikih otpornosti nije pogodna u integrisanoj tehnologiji, jer zahtijeva veliku površinu na čipu. Zbog toga, u slučaju realizacije CCPS sistema [9] [10] u integrisanoj tehnologiji, ove otpornosti bi trebalo smanjiti, a napon na zajedničkom čvoru koji formiraju invertujući ulaz operacionog pojačavača, otpornost opterećenja  $R_L$  i drejn MOSFET-a  $M_1$  treba posredstvom naponskog bafera dovesti na jedan od ulaza razdjelnika napona [9] i diferencijalnog pojačavača [10]. Ovo bi, međutim, dovelo do složenijeg dizajna u odnosu na predloženi sistem prikazan na slici 2.12. Stoga, CCPS sistemi [9] [10] nisu naročito pogodni za implementaciju u integrisanoj tehnologiji.

Budući da predloženi CCPS nema navedene sistematske greške, može se očekivati da će dinamički opseg generisane snage  $P_{Lmax}/P_{Lmin}$  i dinamički opseg otpornosti opterećenja  $R_{Lmax}/R_{Lmin}$  u predloženom sistemu biti veći nego u [9] [10], pod pretpostavkom iste relativne greške i istog naponskog opsega na izlazu operacionih pojačavača koji se koriste u tim rješenjima.

Kompletna električna šema predloženog CCPS-a zasnovanog na otpornom ogledalu prikazana je na slici 2.13. Otporno opterećenje  $R_L$  nalazi se izvan čipa. Oba operaciona pojačavača,  $OA_1$  i  $OA_2$ , izvedena su u *telescopic cascoded* konfiguraciji [24] [35] [36] [37] [38] [39] [40] [41].

Diferencijalni ulazni stepeni projektovani su u formi stepena sa zajedničkim sorsom i stepena sa zajedničkim gejtom, i to pomoću MOSFET-ova  $M_3$  i  $M_5$ , kao i  $M_4$  i  $M_6$  ( $M_{15}$  i  $M_{17}$ , te  $M_{16}$  i  $M_{18}$ ), sa polarizacionim naponima  $V_{B2}$  i  $V_{B5}$ . Aktivna opterećenja dizajnirana su pomoću *wide-swing* strujnih ogledala, realizovanih pomoću MOSFET-ova  $M_7 - M_{10}$  ( $M_{19} - M_{22}$ ), uz polarizacioni napon  $V_{B4}$ . DC polarizaciona struja generiše se pomoću MOSFET-a  $M_{11}$  ( $M_{23}$ ), gdje je polarizacioni napon  $V_{B1}$ . Da bi se omogućio pouzdan rad operacionih pojačavača pri malim ulaznim naponima (manjim od 100 mV), na ulazima su postavljeni jednostavni *source-follower*-i. Svi ovi *source-follower*-i funkcionišu kao DC *shifter*-i naponskog nivoa. *Source-follower*-i na ulazima  $OA_1$  realizovani su pomoću uparenih p-kanalnih tranzistora  $M_{12}$  i  $M_{13}$  i otpornika jednakih otpornosti  $R_3 = R_4$ , uz polarizacioni napon  $V_{B3}$ . *Source-follower*-i na ulazima operacionog pojačavača  $OA_2$  realizovani su pomoću uparenih p-kanalnih tranzistora  $M_{24}$  i  $M_{25}$  i otpornika jednakih otpornosti  $R_5 = R_6$ , sa polarizacionim naponima  $V_{B6}$  i  $V_{B7}$ . DC napon  $V_B$  (2.46) se generiše kao razlika ulaznih napona operacionog pojačavača  $OA_2$ , stvaranjem odgovarajuće razlike između DC polarizacionih napona  $V_{B6}$  i  $V_{B7}$ , pri čemu je dovoljno promijeniti jedan od njih. U visokonaponskom (HV) CCPS-u i niskonaponskom (LV) CCPS-u, polarizacioni napon  $V_{B6}$  je konstantan i jednak je  $V_{B3}$ , dok polarizacioni napon  $V_{B7}$  služi za sva podešavanja. Pod pretpostavkom jednostavnog kvadratnog modela MOSFET-a u aktivnom režimu [22] [23] [24], DC napon  $V_B$  može se izraziti kao:

$$V_B = \sqrt{2/(\beta_{24}R_5)}(\sqrt{V_{t24} + V_{B6}} - \sqrt{V_{t25} + V_{B7}}) + V_{OFFDA2} \quad (2.49)$$

gdje su  $V_{t24} = V_{t25}$  naponi praga MOSFET-ova  $M_{24}$  i  $M_{25}$ , respektivno,  $\beta_{24} = \beta_{25}$  su njihovi transkonduktanski parametri, a  $V_{OFFDA2}$  je naponski *offset* uzrokovan nesavršenostima diferencijalnog para realizovanog pomoću  $M_{15}$  i  $M_{16}$ . Odgovarajućim podešavanjem polarizacionog napona  $V_{B7}$  može se postići željena vrijednost DC napona  $V_B$ . Primijenjene su sljedeće aproksimacije:  $V_{DS2} \ll V_{t24} + V_{B6}$ ,  $V_{DS2} \ll V_{t25} + V_{B7}$ ,  $2\beta_{24}R_5(V_{t24} + V_{B6}) \gg 1$ ,  $2\beta_{25}R_6(V_{t25} + V_{B7}) \gg 1$ . Izlazni stepen operacionog pojačavača  $OA_1$  realizovan je pomoću *source follower*-a sa MOSFET-om  $M_{14}$ , koji je polarisan pomoću razdjelnika napona otpornosti  $R_1 - R_2$ , otpornog opterećenja  $R_L$  i otpornog lika MOSFET-a  $M_1$ . Pošto je izlaz operacionog pojačavača  $OA_2$  povezan samo za gejtove MOSFET-a  $M_1$  i  $M_2$ , slijedi da  $OA_2$  nema potrebu za izlaznim stepenom. Kondenzator  $C_{C1}$  koristi se za frekvencijsku kompenzaciju operacionog pojačavača  $OA_1$  kako u visokonaponskom (HV) tako i u niskonaponskom (LV) CCPS-u. Zbog velikih dimenzija MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  korištenih u HV CCPS-u, njihove ugrađene gejt-sors i gejt-drejn kapacitivnosti ( $C_{gs1}$ ,  $C_{gs2}$ ,  $C_{gd1}$ ,  $C_{gd2}$ ) su dovoljno velike da obezbijede frekvencijsku kompenzaciju operacionog pojačavača  $OA_2$ . Nasuprot tome, u LV CCPS-u, gdje su dimenzije MOSFET-a  $M_1$  i  $M_2$  relativno male, pomenute parazitne kapacitivnosti nisu dovoljne, pa se primjenjuje dodatni kompenzacioni kondenzator  $C_{C2}$ . Referentni strujni izvor  $I_{REF}$  izveden je u obliku naponom kontrolisanog strujnog izvora, korišćenjem strujnog prenosnika prve generacije [42], realizovanog pomoću MOSFET-ova  $M_{26} - M_{35}$ , otpornosti  $R_7$  i kontrolnog napona  $V_C$ . Referentna struja  $I_{REF}$  data je izrazom:

$$I_{REF} = \frac{mV_C}{R_7} \quad (2.50)$$

gdje je  $m$  strujno pojačanje dvostrukog strujnog ogledala realizovanog pomoću  $M_{30}$ - $M_{35}$ .

Korišćenjem relacije (2.50), generisana snaga  $P_L$  može se izraziti kao:

$$P_L = \frac{m}{k_{R12}} \frac{V_{REF}V_C}{R_7} = m \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \frac{V_{REF}V_C}{R_7} \quad (2.51)$$

Generisana snaga  $P_L$  (2.51) predloženog CCPS-a podložna je promjenama temperature, što je posljedica temperaturne zavisnosti referentnog napona  $V_{REF}$ , referentne struje  $I_{REF}$ , kao i

naponskih *offset*-a  $V_{\text{OFFOA1}}$ ,  $V_{\text{OFFOA2}}$  i  $V_{\text{OFFCCI}}$  operacionih pojačavača  $OA_1$ ,  $OA_2$  i strunog prenosnika prve generacije, respektivno.

Predloženi CCPS je bezuslovno stabilan, sa dva realna pola u lijevoj polovini kompleksne ravni. Stabilnost ne zavisi od opterećenja niti od generisane snage, što znači da je sistem robustan i pogodan za različite uslove rada.

Predloženi HV CCPS i LV CCPS projektovani su u  $0.35 \mu\text{m}$  CMOS tehnologiji. Aktivna površina čipa HV CCPS-a iznosi  $990 \mu\text{m} \times 550 \mu\text{m}$ , dok je aktivna površina čipa LV CCPS-a  $610 \mu\text{m} \times 330 \mu\text{m}$ .

Vrijednost DC napona  $V_B$  postignuta je podešavanjem DC napona  $V_{B7}$ , dok je napon  $V_{B6}$  zadržan konstantnim u okviru kalibracijskog postupka, kako za HV CCPS, tako i za LV CCPS.

Postoji samo jedan DC polarizacioni napon za generisanje napona  $V_{B2}$  i  $V_{B5}$ , jer uslov  $V_{B2} = V_{B5}$  uvijek važi za oba CCPS-a. Takođe, postoji samo jedan DC polarizacioni napon za generisanje napona  $V_{B3}$  i  $V_{B6}$ , jer uslov  $V_{B3} = V_{B6}$  takođe uvijek važi. Pored toga, DC polarizacioni napon  $V_{B3}$  može se zamijeniti izvorom napajanja  $V_{DD}$ , uz povećanu potrošnju energije.

Dakle, predloženi dizajn zahtijeva sljedećih pet DC polarizacionih napona:  $V_{B1}$ ,  $V_{B2} = V_{B5}$ ,  $V_{B3} = V_{B6}$ ,  $V_{B4}$  i  $V_{B7}$ . Samo jedan od njih ( $V_{B7}$ ) mora biti precizno podešen u okviru postupka kalibracije. Mjerenja temperature obavljena su pomoću preciznog sistema za kontrolu temperature Thermonics T-2650BV (tačnost:  $\pm 1^\circ\text{C}$ , stabilnost:  $\pm 0.3^\circ\text{C}$ ). Upoređivanje predloženog CCPS-a sa aktuelnim (najsavremenijim) rješenjima dato je u tabeli 2.3.

**Tabela 2.3** - Upoređivanje karakteristika HV i LV CCPS-a

	Uporedna analiza HV i LV CCPS-a	
	HV CCPS	LV CCPS
$P_{Lmin}$ [mW]	0.04	0.06
$P_{Lmax}$ [mW]	30	25
$P_{Lmax}/P_{Lmin}$	750	416.7
$R_{Lmin}$ [k $\Omega$ ]	0.28	0.05
$R_{Lmax}$ [k $\Omega$ ]	1.68	0.2
$R_{Lmax}/R_{Lmin}$	6	4
$ E_R _{max}$ [%]	1.8	1.8
Napon napajanja [V]	+10V	+3.6
Naponska efikasnost	0.7	0.61
Tehnologija	0.35 $\mu$ m CMOS	0.35 $\mu$ m CMOS
FOM	1750	565

Pored male relativne greške koja iznosi do 1.8 %, predloženi visokonaponski dizajn kontrolisanog izvora konstantne snage sa naponom napajanja od 10 V ostvaruje dinamički opseg generisane snage od 750 i dinamički opseg otpornosti opterećenja od 6. Ove karakteristike visokonaponskog dizajna, zajedno sa performansama niskonaponskog dizajna sa naponom napajanja od 3.6 V, potvrđuju da predloženi kontrolabilni izvor konstantne snage može biti implementiran kako u visokonaponskim, tako i u standardnim niskonaponskim CMOS tehnologijama.

U [1] je opisano kako klimatske promjene i učestale suše zahtijevaju poboljšanje strategija navodnjavanja kako bi se optimizovala upotreba vode u poljoprivredi. Tradicionalne metode praćenja evapotranspiracije i vlažnosti tla oslanjaju se na meteorološke podatke i senzore tla, ali ne omogućavaju direktno mjerenje količine vode koju biljka transpirira. Biljke transportuju vodu kroz ksilemske žile, što čini mjerenja protoka soka relevantnim za određivanje stepena vlažnosti tkiva biljke, a samim tim i za planiranje navodnjavanja.

Postojeći senzori protoka soka kroz biljku često narušavaju tkivo biljke ili zahtijevaju specifična tehnička prilagođavanja. Alternativne metode, poput laserskog zagrijavanja i infracrvenog mjerenja temperature, omogućavaju neinvazivno praćenje, ali nisu postale

standardni alati za navodnjavanje. Studije su pokazale da biljke aktivno regulišu transpiraciju u uslovima suše, što otežava korišćenje protoka soka kao pouzdanog indikatora stresa biljke. Kontinuirane i neinvazivne procjene stresa biljke istraživana su kroz dendrometrijske metode i spektralnu refleksiju listova, ali se pokazalo da imaju značajna ograničenja sa aspekta potrebnih ulaganja, kao i tehničke prirode. Stoga postoji potreba za razvojem pristupačnih i robusnih senzora za praćenje statusa vlažnosti tkiva biljaka.

U ovom radu, opisan je pristup koji koristi stakleni termistor umetnut koaksijalno u središnji dio izrezane lateralne grane vinove loze. Ovim pristupom se izbjegava oštećenje lokalnog provodnog tkiva ksilema, dok se omogućava pristup informacijama o statusu vlažnosti tkiva biljke. U okviru rada razvijen je generator konstantne snage. Termistor predstavlja pasivni potrošač koji se opterećuje konstantnom snagom usljed čega dolazi do njegovog zagrijavanja. Toplota se sa termistora prenosi na okolno tkivo biljke. Pod uticajem protoka biljnih sokova dolazi do odvođenja toplote, samim tim temperatura u tački se smanjuje, što dovodi do povećanja otpornosti NTC termistora, pri čemu disipirana snaga zadržava konstantnu vrijednost. Konačno, mjerenjem napona na krajevima termistora, može se zaključiti o promjeni otpornosti, promjeni temperature, a samim tim i intenzitetu protoka biljnog soka.

Termistorski temperaturni senzori nude prednosti kao što su robusnost i visoka osjetljivost, što ih čini pogodnijim od rezistivnih temperaturnih senzora. Hermetička staklena kapsula štiti termistore od vode, što ih čini prikladnim za kontinuirano mjerenje protoka u otvorenim vodama i zatvorenim cjevovodima. Samozagrijavajući termistori oslobađaju toplotu, dok kontrolno kolo podešava snagu u skladu sa temperaturnom okolnog fluida. U cilju mjerenja ambijentalne temperature, koriste se dodatni termistori u mostnoj konfiguraciji, [43], [44], [45], [46] i [47]. Međutim, NTC termistori su izazovniji zbog svoje nelinearne prenosne karakteristike, koja se opisuje *Steinhart–Hart*-ovom jednačinom:

$$T(^{\circ}C) = \frac{1}{a + b \ln(R) + c \ln(R)^3} - 273.15^{\circ}C \quad (2.52)$$

gdje su  $a$ ,  $b$  i  $c$  koeficijenti koji se određuju u procesu kalibracije specifični za senzor, dok je  $R$  otpornost termistora.

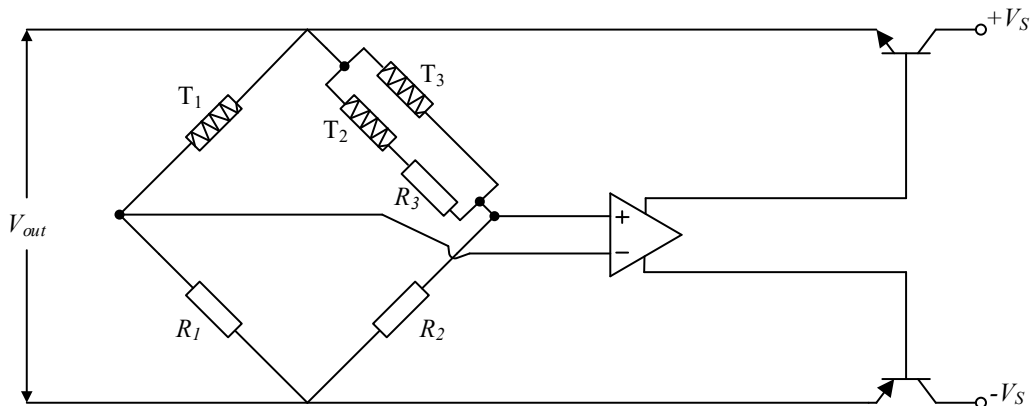
Određivanje otpornosti na osnovu izmjerene temperature može se izvršiti na osnovu sljedećih relacija:

$$\alpha = \frac{1}{c} \frac{1}{T + 273.15} \quad (2.53)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{b^3}{3c} + \frac{\alpha^2}{4}} \quad (2.54)$$

$$R(\Omega) = e^{(\beta - \frac{\alpha}{2})^{\frac{1}{3}} - (\beta + \frac{\alpha}{2})^{\frac{1}{3}}} \quad (2.55)$$

Nelinearnost prenosne karakteristike NTC termistora u značajnoj mjeri usložnjava primjenu termistora. Rani dizajni analognih mostova koristili su niskotemperaturne termistore za kompenzaciju promjena ambijentalne temperature, ali su imali ograničen temperaturni opseg. Jedan od pristupa sa tri termistora prikazan je na slici 2.14, [43].

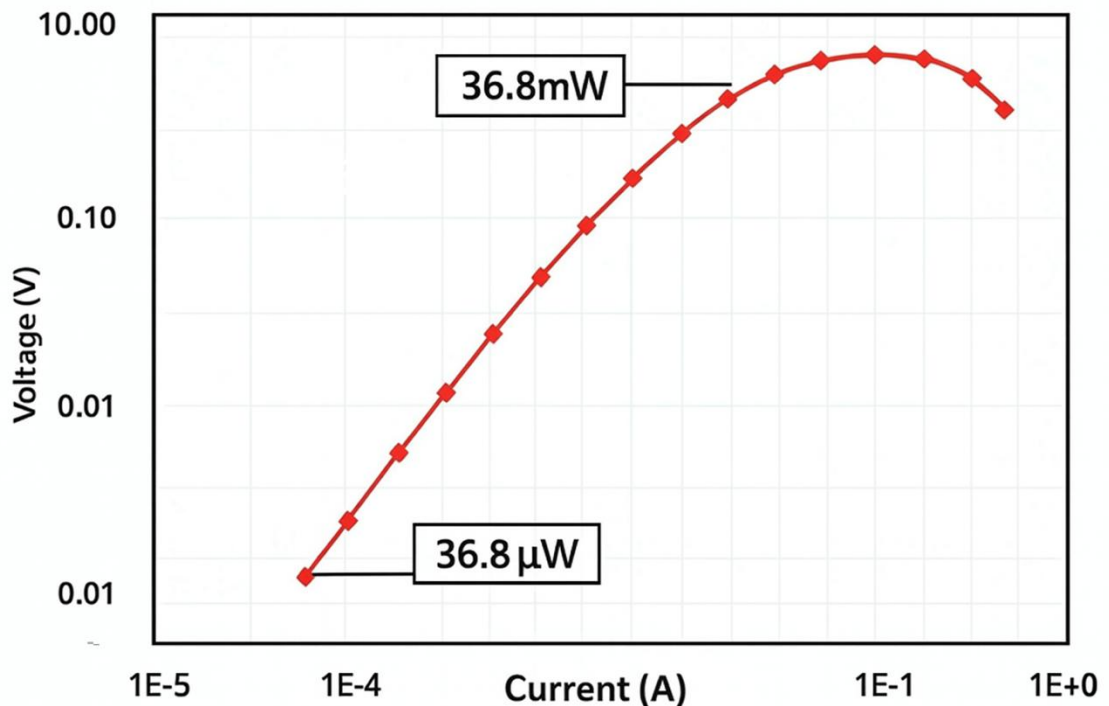


Slika 2.14 - Reidl–Machan termistorski mostni mjerac protoka, [43]

Otpornost zagrijanog termistora koji disipira konstantnu količinu topline u tok fluida zavisi od promjenama ambijentalne temperature (TA), kao i od svojstava fluida ili njegove brzine. Dok je snaga disipirana u kolu fiksna, otpornost varira, što mora biti kontinuirano praćeno kako bi se uspostavio odgovarajući kontrolni mehanizam. Termistori za praćenje ambijentalne temperature rade u linearnom području gdje je zagrijavanje zanemarljivo, a otpornost ostaje nepromijenjena pod uticajem struje ili kretanja fluida. Zagrijani termistori za mjerenje protoka

rade u nelinearnom području prenosne funkcije napona i struje NTC termistora, pri čemu se zagrijavanjem povećava temperatura termistora i smanjuje njegova otpornost. Niža otpornost znači veću struju sve dok ne dođe do uspostavljanja toplotne ravnoteže s fluidom. Previsok napon može izazvati nestabilnost i uništenje termistora. (slika 2.15)

Termistor koji se koristi se nalazi u hermetički zatvorenom mini staklenom kućištu (*Honeywell 120-102EAJ-Q01*) s nominalnom otpornošću od  $1\text{ k}\Omega$  ( $\pm 20\%$ ) na  $25\text{ }^\circ\text{C}$ . Izabran je termistor niske otpornosti kako bi se pri naponu napajanja od  $12\text{ V}$  mogla ostvariti što veća disipacija snage na senzoru. Pri najnižoj očekivanoj temperaturi od  $4\text{ }^\circ\text{C}$ , termistorska otpornost dostiže  $2.7\text{ k}\Omega$ , što ograničava maksimalni pad napona na termistoru na  $10\text{ V}$ .

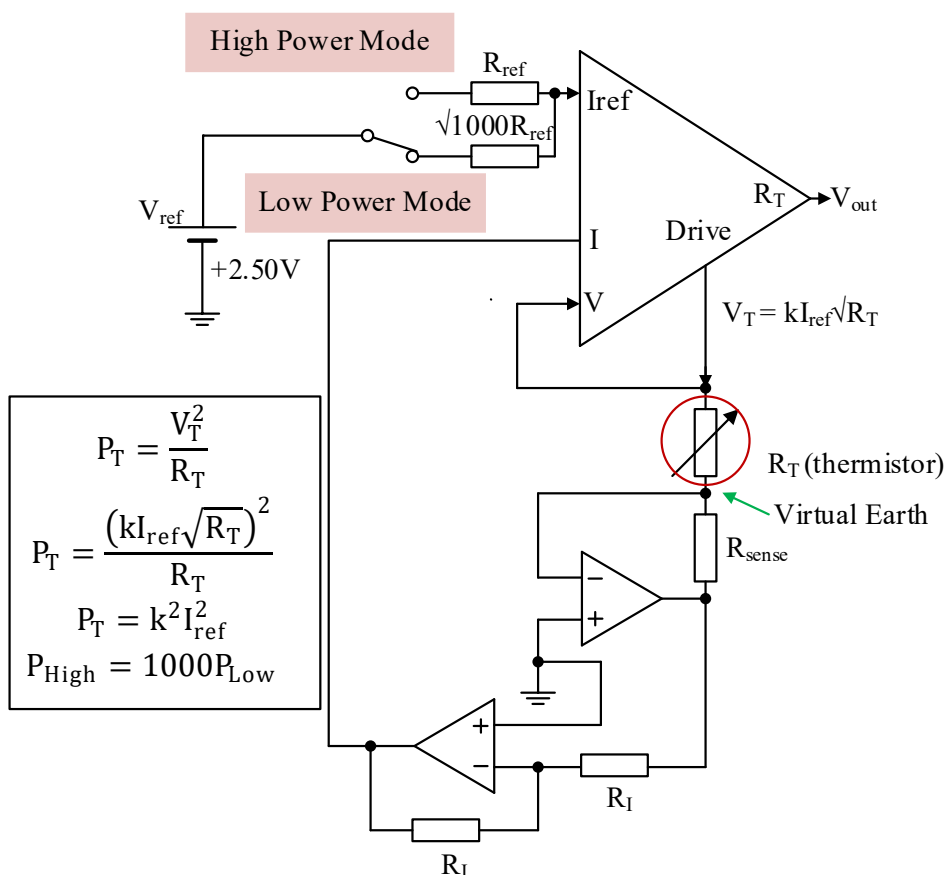


Slika 2.15 – Prenosna funkcija napona i struje NTC termistora od  $1\text{ k}\Omega$  pri  $25\text{ }^\circ\text{C}$ , na konstantnoj ambijentalnoj temperaturi od  $25\text{ }^\circ\text{C}$ , [1]

Minimalna struja termistora u ovom režimu iznosi  $3.68\text{ mA}$ , čime se postiže maksimalna disipacija snage od  $36.8\text{ mW}$ . Pri višim temperaturama, otpornost termistora se smanjuje, struja raste, a napon opada, ali disipacija snage ostaje konstantna.

Kontrolno kolo (slika 2.16) omogućava mjerenje otpornosti termistora (proporcionalne temperaturi prema jednačini (2.52) i održavanje konstantne disipacije snage prema izrazu:

$$P_T = \frac{V_T^2}{R_T} \quad (2.56)$$



Slika 2.16 - Šematski prikaz kontrolnog kola „double-bridge“ [1]

Primarni cilj kola za kvadratno korjenovanje je podešavanje izlazne struje  $I_{out}$  u skladu sa sljedećim relacijama:

$$I_{out} = I_{ref} \sqrt{k_1 R_T} = \sqrt{I_{ref}^2 k_1 \frac{V_{RT}}{I_{RT}}} = \sqrt{I_{ref}^2 k_1 \frac{k_2 I_V}{k_3 I_I}} \quad (2.57)$$

$$I_{out} = \sqrt{I_{ref}^2 \frac{I_V}{I_I} \frac{k_1 k_2}{k_3}} = 1 \quad (2.58)$$

gdje su:

- $I_V$  – struja proporcionalna naponu na termistoru,
- $I_I$  – struja proporcionalna struji kroz termistor,
- $I_{ref}$  – referentna struja čija vrijednost se mikrokontrolerski usklađuje sa režimom rada (ambijentalni ili samozagrijavajući).

Na slici 2.17 prikazana je osnovna funkcionalna ćelija generatora konstantne snage koja implementira zavisnost definisanu relacijom (2.57). Na osnovu električne šeme kola prikazanog na slici 2.10, važe sljedeće relacije:

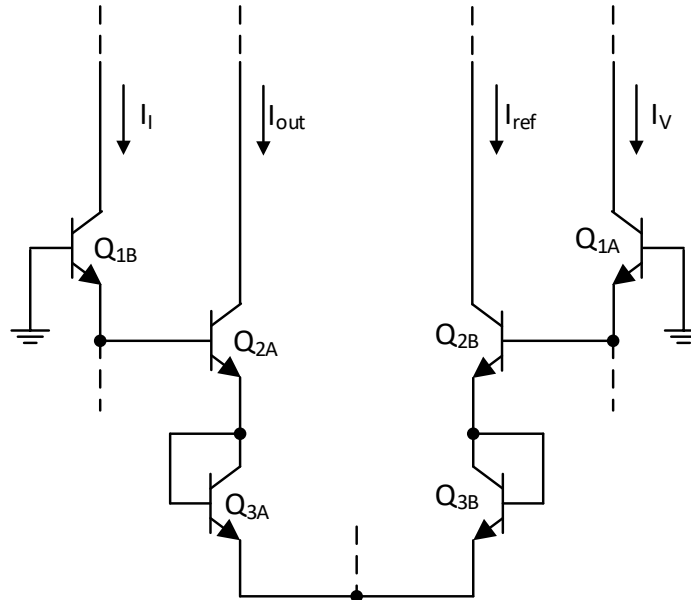
$$2V_{BE_{out}} + V_{BE_I} = 2V_{BE_{ref}} + V_{BE_V} \quad (2.59)$$

$$\ln(I_{out}) = \frac{1}{2} \left( 2\ln(I_{ref}) + \ln(I_V) - \ln(I_I) \right) \quad (2.60)$$

$$\ln(I_{out}) = \ln \left( \sqrt{I_{ref}^2 \frac{I_V}{I_I}} \right) \quad (2.61)$$

Kontrolno kolo, slika 2.16, reguliše disipaciju toplote na termistoru podešavajući vrijednost referentne struje  $I_{ref}$ . Mikrokontroler može mijenjati nivo disipirane snage između režima „nulte snage“ (ambijentalni režim) i režima samozagrijavanja promjenom  $I_{ref}$  u odnosu od 1:  $\sqrt{1000}$ , što rezultira disipacijom snage od 36.8  $\mu$ W do 36.8 mW.

Za mjerenje temperature termistora korišćeno je kolo koje na svom izlazu daje napon proporcionalan otpornosti termistora, nezavisno od trenutnog nivoa generisane snage. Ovo kolo djeluje kao dio dvostrukog *bridge* kola i funkcioniše paralelno s kontrolnim kolom, [1].



Slika 2.17 - Šematski prikaz jednog dijela kontrolnog kola konstantne snage „double-bridge“, [1]

Mjerenje izlaznog napona kola prikazanog na slici 2.16 koji sadrži informaciju o otpornosti termistora, izvršeno je pomoću preciznog voltmetra *Keithley* K2000 (6-1/2 cifara), koji omogućava rezoluciju bolju od 0.001 °C.

Kalibracija kontrolnog kola obavljena je korišćenjem serije preciznih otpornika umjesto termistora, pri čemu je postignuta linearna zavisnost u okviru predviđenog opsega otpornosti instrumenta. Dobijena linearna jednačina za konverziju napona u otpornost je:

$$R(\Omega) = \frac{V}{3.74845e-3} + 1.09054e-3. \quad (2.62)$$

Otpornost termistora je zatim konvertovan u temperaturu pomoću *Steinhart–Hart*-ove jednačine, uz primjenu kalibracionih koeficijenata:  $a = 1.3964842e-3$ ,  $b = 2.74563454e-4$ ,  $c = 1.14481691e-7$ . Eksperiment je sproveden na dvometarskoj lozi staroj 5 mjeseci. Prva faza obuhvatila je 24 sata mjerenja u hidratizovanim uslovima, a druga faza je praćenje sušenja stabljike nakon uklanjanja vode. Prikupljeno je 34 seta podataka sa 1024 mjerenja, podijeljenih na krive zagrijavanja i hlađenja. Model za krive hlađenja i zagrijavanja zasnovan je na eksponencijalnim i logaritamskim funkcijama, sa visokom tačnošću modela.

Sistem za mjerenje termalne difuzije omogućava precizno detektovanje i praćenje promjena vlažnosti tkiva biljke, čineći senzor pogodnim za primjenu u sistemima pametnog navodnjavanja. Međutim, metoda ima ograničenja u terenskim uslovima zbog zavisnosti od geometrije stabljike i termalnih svojstava srži biljke, što zahtijeva dodatna istraživanja za poboljšanje pouzdanosti i primjene u praksi.

U [2] je razvijen senzor protoka zasnovan na zagrijanom termistoru za mjerenje veoma sporih tokova podzemnih voda. Sistem se zasniva na generatoru konstantne snage vrijednosti 36.8 mW. Vršiti se mjerenje razlike temperature termistora u uslovima mirne vode i uslovima protoka. Senzor je osjetljiv je na protoke od 0.03 mm/s do 3 mm/s, prevazilazeći ograničenja do kojih dolazi usljed sile potiska u ovim primjenama.

Laboratorijska ispitivanja pokazala su gotovo linearan odziv senzora pri brzinama manjim od 3 mm/s, bez prisustva *offset*-a. Ispitivana su dva sistema za kalibraciju protoka: precizan aparat sa uranjajućom sondom i jednostepeni sistem za kalibraciju protoka zasnovan na *Hagen–Poiseuille* regulatoru protoka i vertikalnom cjevovodu. Numerički model (CFD - *Computational Fluid Dynamics*) pokazao je dobro slaganje s eksperimentalnim rezultatima za protoke do 3 mm/s, dok je teorijski model baziran na *Peclet*-ovom broju primjenjiv samo za veće protoke zbog efekata sile potiska.

U [48] je korišćen toplotni impulsni mjerač sa lijevkom prečnika 500 mm i odnosom površina zvona i vrata 2066: 1 za mjerenje protoka od 0.41 mm/s do 10.3 mm/s. U [49] je korišćen ultrazvučni mjerač sa lijevkom odnosa 2964: 1, kojim su mjerene brzine od 0.7 mm/s do 74 mm/s. U [50] su korišćeni su elektromagnetni mjerači i pocinčani rezervoari površine 17 670 cm<sup>2</sup>, što im je omogućilo mjerenje minimalnog protoka od 0.65 μm/s.

Mjerači procjeđivanja (*seepage*) predstavljaju primjenu u kojoj su vertikalni tokovi u vratu lijevka u istom smjeru kao i tokovi izazvani silom potiska kod toplotnog senzora protoka, što ograničava najniže mjerljive brzine termistorskih senzora na preko 3 mm/s. Razvoj mjernih sistema za opseg brzine fluida ispod 3 mm/s omogućio bi primjenu u horizontalnim mjerenjima protoka u poroznim materijalima.

U [51] su doveli u vezu gubitak toplote sfernog izvora sa *Peclet*-ovim brojem ( $Pe$ ), koji predstavlja odnos advektivnog gubitka toplote i toplotne difuzije. Definisan je kao:

$$Pe = \frac{vd}{\alpha} \quad (2.63)$$

gdje je  $\alpha$  toplotna difuzivnost okolnog medijuma, a  $v$  brzina laminarne struje fluida. Toplotni fluks sa sfere u struji fluida opisan je kao:

$$Q_{flow} = \frac{k\Delta T_f}{d} \left(1 + (1 + Pe)^{\frac{1}{3}}\right) \quad (2.64)$$

dok je u mirovanju:

$$Q_{still} = 2 \frac{k\Delta T_S}{d} \quad (2.65)$$

Ovdje je  $k$  toplotna provodljivost vode,  $\Delta T_f$  razlika temperature između površinske temperature sfere  $T_F$  u struji fluida i ambijentalne temperature  $T_A$  fluida na dovoljnom rastojanju od sfere,  $d$  je prečnik sfere,  $\Delta T_S$  razlika temperature između površinske temperature sfere  $T_S$  u stanju mirovanja i ambijentalne temperature  $T_A$  fluida na dovoljnom rastojanju od sfere.

Na osnovu relacija (2.64) i (2.65), može se izraziti razlika temperatura  $T_S - T_F$  između uslova protoka i mirovanja, eliminišući potrebu za dodatnim mjerenjem ambijentalne temperature  $T_A$ :

$$T_S - T_F = Q \frac{d}{k} \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{\left(1 + \left(1 + \frac{vd}{\alpha}\right)^{\frac{1}{3}}\right)} \right) \quad (2.66)$$

Jednačina (2.64) sugerije da termistorski senzor sa konstantnim toplotnim fluksom  $Q$  može detektovati protoke i do 0 mm/s.

Specijalizovan softver CFD korišćen je za modeliranje termistorskog senzora u horizontalnom protoku (0 – 100 mm/s). Simulacije su sprovedene sa termistorom *Honeywell* 120-102EAJ-Q01, nominalne otpornosti od  $1 \text{ k}\Omega \pm 20 \%$  pri  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  i disipiranom snagom od 36.8 mW. Konstanta disipacije toplote termistora zavisi od sredine i iznosi  $0.8 \text{ mW}/^\circ\text{C}$  u vazduhu,  $4.1 \text{ mW}/^\circ\text{C}$  u mirnoj vodi,  $6.1 \text{ mW}/^\circ\text{C}$  u jakom mlazu vode.

U mirnoj vodi temperatura termistora poraste za  $9.0 \text{ }^\circ\text{C}$ , dok u jakom mlazu raste  $6.0 \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu radni opseg senzora iznosi svega  $3.0 \text{ }^\circ\text{C}$ , zahtijevajući visoku preciznost mjerenja temperature. Elektronsko kolo za kontrolu konstantne snage sa zagrijanim termistorom (slika 2.16), koje je opisano u [1], omogućava praćenje samog zagrijavanja termistora.

Otpornost termistora  $R_T$  se koristi za izračunavanje temperature  $T$  pomoću *Steinhart-Hart*-ove jednačine [52], relacija (2.52). Istovremeno, termistor se samozagrijava posredstvom kontrolnog kola, te se na njemu disipira konstantna snaga [1].

Ispitane su dvije metode kalibracije senzora za mjerenje protoka: laboratorijska metoda s vertikalnim pomicanjem sonde kroz vodu i metoda koja simulira realne uslove s uzlaznim protokom vode pored senzora. Prva metoda koristi termistor u *Dewar*-ovom rezervoaru sa stabilnom temperaturom, dok druga omogućava bržu kalibraciju u stvarnim uslovima.

Eksperimenti su izvedeni pomoću preciznog mikromotora (*Faulhaber* 2224R012S) i enkodera (*Unidata* 6509) za generisanje brzina protoka od 0.1 mm/s do 3 mm/s. Brzina senzora je određena na osnovu poznatog pomaka sonde u određenom vremenskom intervalu. Temperaturne razlike  $T_S - T_F$  su mjerene posredno, pomoću *Keithley* K2000 voltmetra. Eksperimentalni podaci pokazuju linearnu zavisnost između brzine protoka  $v$  i temperaturne razlike  $T_S - T_F$ :

$$v = 4.44 (T_S - T_F) \quad (2.67)$$

CFD model potvrđuje ovaj odnos sa gotovo identičnim koeficijentom:

$$v = 4.45 (T_S - T_F) \quad (2.68)$$

Međutim, pri brzinama manjim od 3 mm/s, model (2.66) ne uzima u obzir silu potiska. Osjetljivost konvertora otpornosti u napon iznosi 400  $\Omega/V$ . Keithley K2000 voltmetar sa 6-1/2 cifara ima rezoluciju 10  $\mu V$  za mjerni opseg od 10 V, što omogućava detekciju promjene temperature od 0.001  $^{\circ}C$  ( $\approx 0.4$  m $\Omega$ ). Najmanja mjerljiva brzina protoka na osnovu relacije (2.67) iznosi:

$$\frac{T_s - T_F}{v} = \frac{0.255^{\circ}C}{mm * s^{-1}} \quad (2.69)$$

što definiše donju granicu brzine protoka fluida od 0.0044 mm/s.

Druga kalibraciona postavka generiše uzlazni protok, a toplotno polje senzora i tok izazvan silom potiska podliježu istim realnim graničnim uslovima koji su prisutni pri terenskoj primjeni ove vrste senzora u mjeračima procjeđivanja. Regulator protoka u uspravnoj cijevi senzora je jednostavna horizontalna cev malog prečnika postavljena upravno na osnovnu cijev, koja kontroliše protok isključivo na osnovu razlike pritisaka, dimenzija cevi i fizičkih osobina vode. Ovi odnosi opisani su *Hagen–Poiseuille*-ovom jednačinom:

$$Q_{pipe} = \frac{\pi r_0^4}{8\mu} \left( -\frac{dp}{dx} \right) \quad (2.70)$$

gdje je  $r_0$  radijus cijevi,  $\mu$  dinamička viskoznost fluida, a  $dp/dx$  gradijent pritiska. Srednja brzina fluida  $\bar{u}$  se može izračunati kao:

$$\bar{u} = \frac{r_0^2}{8\mu} \left( -\frac{dp}{dx} \right) = \frac{1}{2} u_{max} \quad (2.71)$$

Gradijent pritiska se može opisati kao:

$$\frac{dp}{dx} = \frac{\Delta p}{\Delta x} = \frac{\rho g(H - h)}{L} \quad (2.72)$$

gdje je  $\rho$  gustina vode,  $g$  gravitaciono ubrzanje,  $H$  ukupna visina posmatranog vodenog stuba,  $h$  trenutna visina vodenog stuba, a  $L$  dužina kontrolne cijevi.

Kalibracijski uređaj koristi horizontalnu cijev kako bi osigurao laminarni tok s *Reynolds*-ovim brojem ispod 1500:

$$Re = \frac{\rho v_s L_c}{\mu} \quad (2.73)$$

gdje je  $v_s$  srednja brzina vode u cijevi, a  $L_c$  karakteristična dužina cijevi.

Kalibracijska jednačina za senzor je:

$$v = 4.125 \frac{m}{s} \frac{1}{^\circ C} (T_S - T_F) \quad (2.74)$$

gdje je  $T_S$  temperatura stajaće vode, a  $T_F$  temperatura senzora. Najniža mjerljiva brzina protoka ovim pristupom je 0.03 mm/s.

Istraživanja samozagrijavanja NTC termistora, koristeći metodu konstantne snage, pokazala su linearnu zavisnost između temperaturene razlike i brzine protoka. CFD model potvrđuje rad senzora pri temperaturnim razlikama od 2 °C i višim, dok eksperimentalna ispitivanja pokazuju da senzor može raditi pri brzinama iznad 100 mm/s, iako s nižom rezolucijom. Odnos opsega mjerenja senzora prelazi 1000: 1, što ga čini pogodnim za mjerače procjeđivanja.

Rezultati sugerišu mogućnost razvoja jednostavnijeg modela mjerača procjeđivanja inspirisanog *Taniguchi*-jevim i *Paulsen*-ovim uređajem, dok bi glavni izazov u proizvodnji bio trošak ventila potrebnih za precizno mjerenje temperaturene razlike.

### 3. KONTROLABILNI GENERATOR KONSTANTNE SNAGE OPTIMIZOVAN ZA PRIMJENE U TERMALNOJ ANEMOMETRIJI

#### 3.1 PRINCIP RADA

Blok dijagram predloženog kontrolabilnog generatora konstantne snage, zasnovanog na translinearnoj petlji, prikazan je na slici 3.1. Predloženo kolo koristi arhitekturu koja se oslanja na operacije množenja i dijeljenja struja, pri čemu je implementirana modifikovana translinearna petlja sa bipolarnim tranzistorima, sa kolom za eliminaciju uticaja baznih struja, [53]. Cilj je generisati konstantnu snagu na otpornom opterećenju, nezavisno od promjena opterećenja. Sistem se sastoji od kola množača/djelitelja ( $I_1 I_2 / I_3$ ) realizovnog pomoću translinearne petlje sa bipolarnim tranzistorima i kola za eliminaciju uticaja baznih struja, strujnog prenosioca druge generacije (*The Second Generation Current Conveyor*, CCII), *voltage level shifter*-a (VLS), referentnog otpornika  $R_{REF}$ , strujnih ogledala i dva jednosmjerna strujna izvora  $I_1$  i  $I_2$ .

Translinearni pristup omogućava implementaciju operacije množenja/dijeljenja struja, uz mogućnost kontrole izlazne snage, dok se pomoću kola za eliminaciju uticaja baznih struja postiže veća tačnost sistema. Struja  $I_L$  na izlazu množača/djelitelja protiče kroz potrošač  $R_L$  i data je izrazom:

$$I_L = \frac{I_1 I_2}{I_3} \quad (3.1)$$

Upotrebom strujnog prenosioca CCII obezbjeđuje se efikasan prenos napona sa krajeva otpornog opterećenja  $R_L$  na krajeve referentnog otpornika  $R_{REF}$ , dok *voltage level shifter* omogućava pravilno funkcionisanje strujnog prenosioca CCII pri nižim vrijednostima ulaznog napona (napona na krajevima potrošača). Pored toga, strujni prenosnik CCII ima ulogu da ulaznu struju (X priključak) koja protiče kroz referentni otpornik  $R_{REF}$  prenese na izlaz Z. Posredstvom strujnog ogledala prilagođava se smjer struje koja se dalje upućuje na ulaz množača/djelitelja.

Dakle važi:

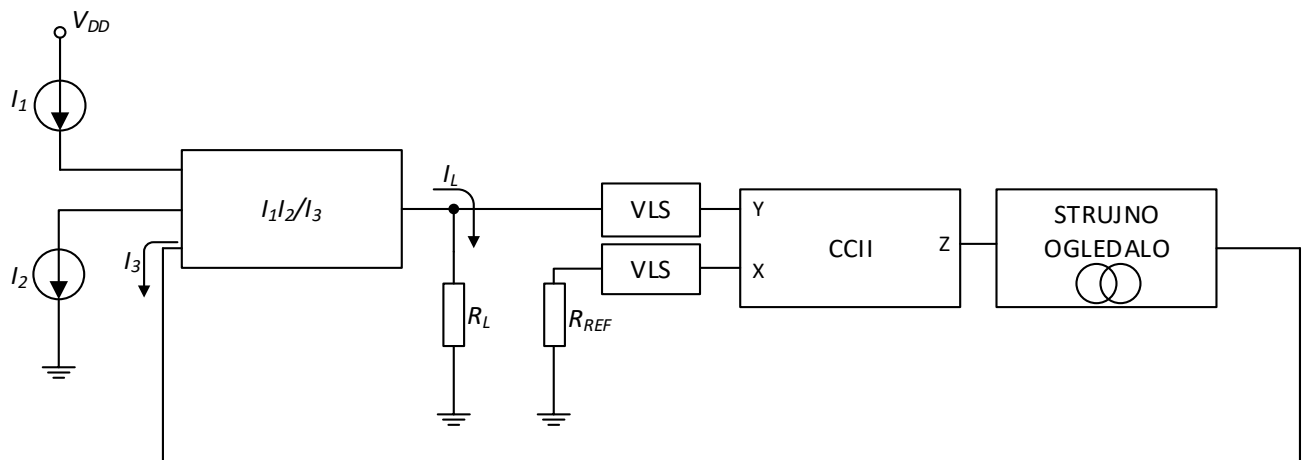
$$I_3 = I_z = I_x = \frac{V_L}{R_{REF}} \quad (3.2)$$

Na osnovu relacija (3.4) i (3.5) dobija se da je snaga  $P_L$  koja se disipira na potrošaču data izrazom:

$$P_L = I_L V_L = I_1 I_2 R_{REF} \quad (3.3)$$

Dakle, odabirom referentne otpornosti  $R_{REF}$  i struja  $I_1$  i  $I_2$  se definiše vrijednost generisane snage. Pored toga, ukoliko je jedan od strujnih izvora realizovan kao naponom/strujom kontrolisan, moguće je kontinualno upravljati vrijednostima generisane snage.

Predloženi generator konstantne snage je posebno optimizovan za primjenu u termalnoj anemometriji, gdje je ključno održavanje konstantne disipacije snage na senzoru. Kao senzor se može koristiti NTC termistor čija otpornost se mijenja sa promjenom temperature, odnosno pod uticajem strujanja fluida. Dakle, održavanje konstantne generisane snage je neophodno ostavriti pri varijacijama otpornog opterećenja u zadatim granicama kako bi se posredno moglo vršiti mjerenje zapreminskog protoka fluida.



Slika 3.1 – Blok šema predloženog kontrolabilnog generatora konstantne snage

### 3.2 TRANSLINEARNI PRINCIP

Translinearni princip predstavlja jednu od osnovnih metodologija u projektovanju analognih elektronskih kola koja funkcionišu u strujnom domenu. Ovaj princip, koji je prvi put formalizovan sredinom sedamdesetih godina prošlog vijeka, zasniva se na eksponencijalnoj zavisnosti između napona i struje u određenim elektronskim komponentama, prvenstveno u bipolarnim tranzistorima. [54] [55]

Osnovna karakteristika bipolarnog tranzistora (*Bipolar Junction Transistor*, BJT) ogleda se u njegovoj eksponencijalnoj zavisnosti između napona baza-emitor i kolektorske struje. Ta zavisnost se može matematički opisati izrazom:

$$I_C \approx I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (3.4)$$

gdje je  $I_S$  inverzna struja zasićenja,  $V_{BE}$  napon baza-emitor, dok je  $V_T$  termički napon. Transkonduktansa BJT-a definisana je kao:

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{I_C}{V_T} \quad (3.5)$$

i proporcionalna je kolektorskoj struji. Ova osobina omogućava linearnu obradu signala u strujnom domenu, što je i osnov translinearnog principa.

Iako je translinearni princip prvobitno prepoznat u bipolarnim tranzistorima, on se može primijeniti i na druge elektronske komponente koje posjeduju eksponencijalnu strujno-naponsku karakteristiku. U slučaju MOSFET-ova, sličan efekat se postiže kada MOSFET radi u režimu slabe inverzije (*subthreshold* režim).

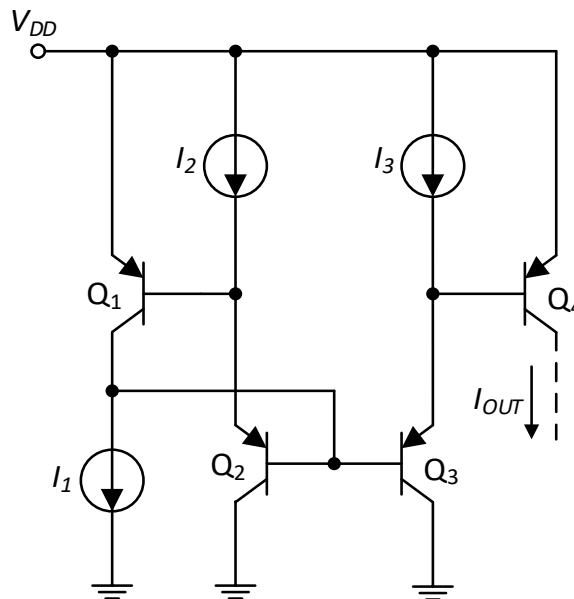
U savremenim integrisanim implementacijama translinearnih kola, naročito u aplikacijama koje zahtijevaju visoku preciznost i stabilnost u radu, posebno se ističe potreba za minimizacijom uticaja neželjenih efekata kao što su bazne struje bipolarnih tranzistora. Iako su bazne struje višestruko manje od kolektorskih, njihovo prisustvo može značajno uticati na tačnost, naročito

pri radu u režimima niskih struja ili u *subthreshold* oblasti. Da bi se osigurala visoka tačnost i pouzdanost rada translinearnih kola, razvijena su specijalizovana kola za eliminaciju uticaja baznih struja. Ova kola obično se realizuju uvođenjem dodatnih strujnih grana i pomoćnih tranzistora koji aktivno kompenzuju prisutne bazne struje. Na taj način, održava se preciznost matematičkih odnosa između struja u petlji, čime se omogućava stabilna i efikasna obrada signala u strujnom domenu.

U okviru ovog rada implementirana je translinearna petlja sa kolom za eliminaciju uticaja baznih struja, čime je obezbijedena veća preciznost i pouzdanost u radu kola, naročito u režimu niskih struja. Ova konfiguracija predstavlja ključni dio realizacije kontrolabilnog generatora konstantne snage razvijenog u okviru istraživanja.

### 3.3 TRANSLINEARNA PETLJA SA BIPOLARNIM TRANZISTORIMA SA KOLOM ZA ELIMINACIJU UTICAJA BAZNIH STRUJA

Električna šema kola množača/djelitelja bazira se na translinearnoj petlji sa bipolarnim tranzistorima, slika 3.3.1.



Slika 3.3.1: Električna šema množača/djelitelja na bazi translinearne petlje sa bipolarnim tranzistorima

Posmatrajući zatvorenu strujnu petlju unutar električnog kola koja uključuje baza-emitor spojeve bipolarnih tranzistora  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  i  $Q_4$  dobija se:

$$V_{BE1} + V_{BE2} = V_{BE3} + V_{BE4} \quad (3.6)$$

Poznato je da bipolarni tranzistori imaju eksponencijalnu zavisnost između struje kolektora i napona baza-emitor, što je predstavljeno relacijom (3.4).

U slučaju da se zanemare bazne struje, što je opravdano kada se pretpostavi da su strujna pojačanja bipolarnih tranzistora dovoljno velika - struje kroz kolektore tranzistora mogu se aproksimirati kao:  $I_{C1} = I_1$ ,  $I_{C2} = I_2$ ,  $I_{C3} = I_3$ , dok na osnovu električne šeme proizilazi da je  $I_{C4} = I_{OUT}$ .

Pretpostavljajući da su tranzistori  $Q_1$  do  $Q_4$  dobro upareni ( $I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = I_{S4}$ ,  $V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4}$ ), na osnovu relacija (3.4) i (3.9) može se izvesti izraz za izlaznu struju:

$$I_{OUT} = \frac{I_1 I_2}{I_3} \quad (3.7)$$

Ova relacija predstavlja suštinu translinearne tehnike, u kojoj se nelinearne karakteristike bipolarnih tranzistora koriste za izvođenje tačno definisanih određenih matematičkih odnosa između struja. Ovakva struktura omogućava implementaciju množenja i dijeljenja struja isključivo pomoću tranzistora i bez upotrebe otpornika ili dodatnih aktivnih elemenata.

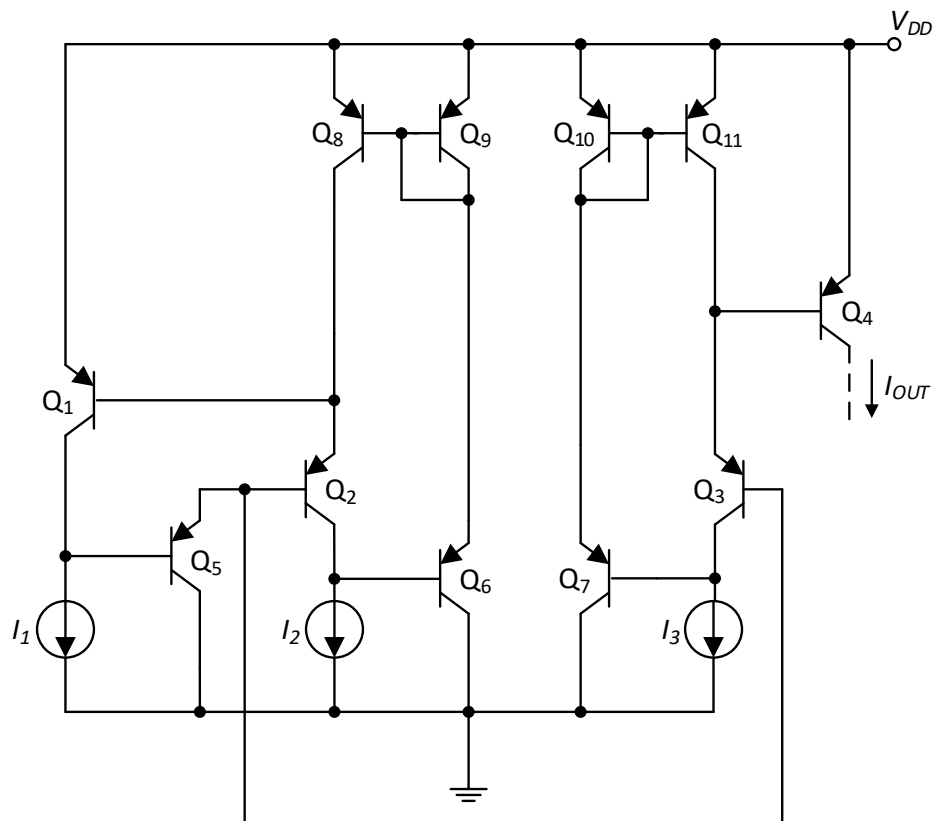
U prethodnoj analizi pretpostavljeno je da bipolarni tranzistori imaju beskonačno veliko strujno pojačanje  $\beta$ . Ova idealizacija predstavlja grubu aproksimaciju, budući da se bazne struje tranzistora ne mogu zanemariti u proračunima. Njihov uticaj ima značajan efekat na izlaznu struju, pa stvarna vrijednost kolektorske struje tranzistora  $Q_4$  odstupa od idealizovane:

$$I_{OUT} = \frac{(I_1 - I_{B2} - I_{B3})(I_2 + I_{B1} - I_{B2})}{I_3 + I_{B4} - I_{B3}} \quad (3.8)$$

gdje su  $I_{B1}$ ,  $I_{B2}$ ,  $I_{B3}$  i  $I_{B4}$  bazne struje bipolarnih tranzistora  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  i  $Q_4$ , redom. Poznato je da translinearne petlje mogu ispoljiti značajne greške u množenju/dijeljenju struja kada je strujno pojačanje  $\beta$  ograničeno, naročito u slučajevima kada su struje kroz spoljašnji par tranzistora ( $Q_1$  i  $Q_4$ ) znatno manje od struja kroz unutrašnji par ( $Q_2$  i  $Q_3$ ), što se jasno vidi iz izraza (3.8), [53].

U cilju smanjenja uticaja konačne vrijednosti strujnog pojačanja bipolarnih tranzistora - odnosno njihovih baznih struja - na tačnost strujnih odnosa u kolima množača/djelitelja, u literaturi [53] su predložena rješenja koja obezbjeđuju značajno poboljšane performanse.

U okviru ovog rada, implementirano je kolo (slika 3.3.2) za eliminaciju uticaja baznih struja, zasnovano na principima prikazanim u [53].



**Slika 3.3.2:** Električna šema množača/djelitelja sa eliminacijom uticaja baznih struja bipolarnih tranzistora, bazirano na kolu iz [53]

Osnovnu translinearnu petlju čine bipolarni tranzistori  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  i  $Q_4$ . Obilaskom zatvorene petlje koja uključuje napone baza-emitor ovih bipolarnih tranzistora, uzimajući u obzir konačne vrijednosti baznih struja, može se odrediti izlazna struja  $I_{OUT}$ :

$$I_{OUT} = \frac{\left(I_1 - \frac{I_{B2} + I_{B3}}{1 + \beta}\right) \left(I_2 + \frac{I_{B1} - I_{B2}}{1 + \beta}\right)}{I_3 + \frac{I_{B4} - I_{B3}}{1 + \beta}} \quad (3.9)$$

Na osnovu relacija (3.8) i (3.9) može se zaključiti da kolo efikasno redukuje uticaj baznih struja.

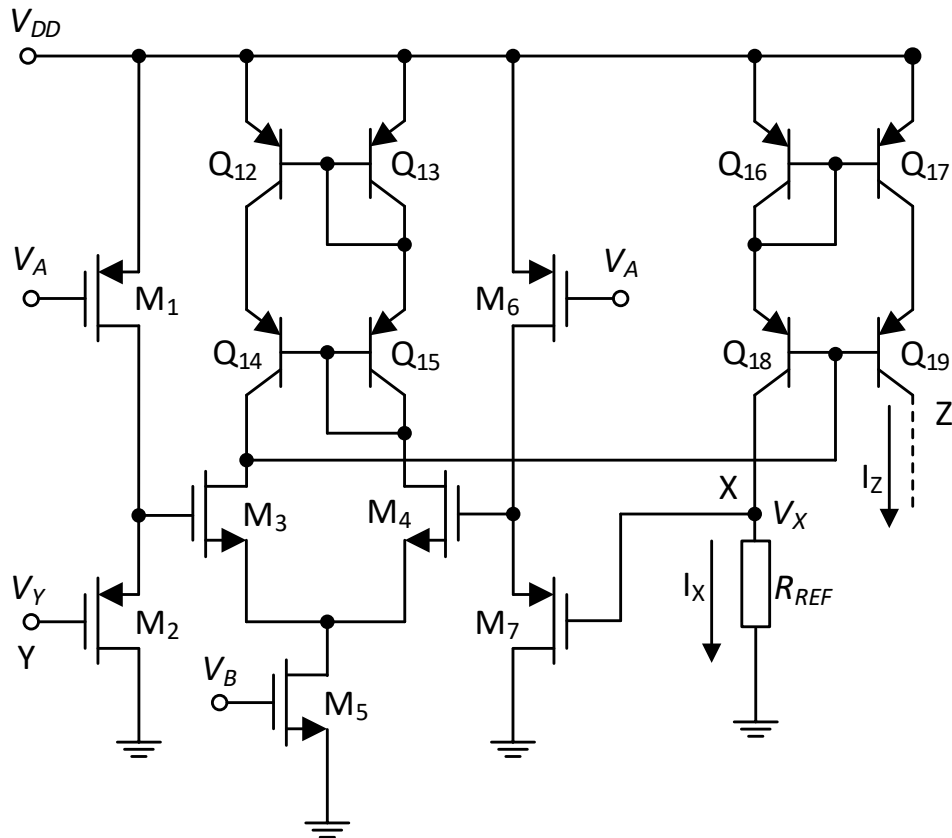
### 3.4 STRUJNI PRENOSNIK DRUGE GENERACIJE

U okviru kontrolabilnog generatora konstantne snage koristi se strujni prenosnik druge generacije, čija električna šema je data na slici 3.4.1. Napon sa Y priključka strujnog prenosnika (napon na krajevima potrošača  $R_L$ ) se prenosi na X priključak,  $V_X = V_Y = V_L$ . Slijedi da je struja koja protiče kroz otpornik  $R_{REF}$ :  $I_X = V_X/R_{REF} = V_L/R_{REF}$ . Izlazna struja strujnog prenosnika je  $I_Z = I_X = V_L/R_{REF}$ .

Ulazni diferencijalni par strujnog prenosnika čine MOSFET-ovi  $M_3$  i  $M_4$ , dok bipolarni tranzistori  $Q_{12} - Q_{15}$  predstavljaju aktivno opterećenje. MOSFET  $M_5$  sa polarizacionim naponom  $V_B$  predstavlja polarizacioni strujni izvor ulaznog stepena. Za primjene u termalnoj anemometriji od značaja je da sistem pravilno funkcioniše pri malim vrijednostima napona na potrošaču. Iz tog razloga, na ulaze osnovnog strujnog prenosnika vezani su *volatge level shifter*-i. VLS na Y priključku je realizovan pomoću MOSFET-a  $M_2$ , dok MOSFET  $M_1$  zajedno sa polarizacionim naponom  $V_A$  predstavlja kontrolni strujni izvor. VLS na X priključku je realizovan pomoću MOSFET-a  $M_7$ , dok MOSFET  $M_6$  zajedno sa polarizacionim naponom  $V_A$  predstavlja kontrolni strujni izvor. Posredstvom polarizacionog napona  $V_A$  podešava se vrijednost polarizacione struje, a samim tim i napon sors-gejt MOSFET-ova  $M_2$  i  $M_7$ . Na taj način, opseg ulaznog napona se proširuje ka manjim vrijednostima.

Struja sa X priključka strujnog prenosnika se prenosi na Z izlaz posredstvom strujnog ogledala koje čine bipolarni tranzistori  $Q_{16} - Q_{19}$ . Konačna vrijednost strujnog pojačanja  $\beta$  bipolarnih tranzistora dovodi do određenog odstupanja izlazne struje u odnosu na ulaznu struju.

Međutim, s obzirom da strujno pojačanje  $\beta$  u diskretnoj tehnici ima vrijednost reda 500, ova greška nije previše izražena. Razlog uvođenja bipolarnih tranzistora jeste mala vrijednost transkonduktanskog parametra.



Slika 3.4.1: Električna šema strujnog prenosnika druge generacije (CCII) sa voltage level shifter-ima na ulazima

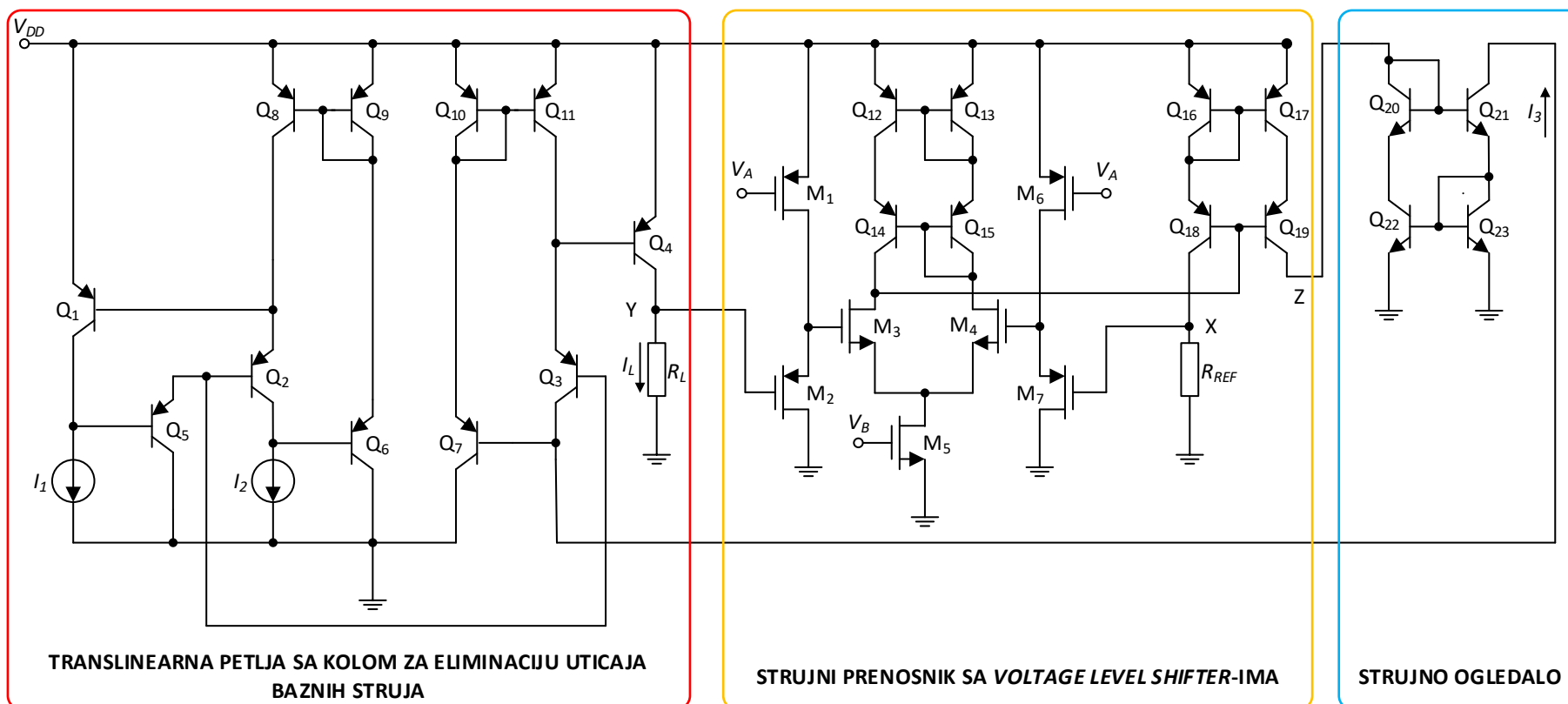
### 3.5 KOMPLETNA ELEKTRIČNA ŠEMA KONTROLABILNOG GENERATORA KONSTANTNE SNAGE

Kompletna električna šema predloženog kontrolabilnog generatora konstantne snage (*Controllable Constant Power Source - CCPS*) sastoji se od više funkcionalnih cjelina koje zajednički omogućavaju preciznu kontrolu disipacije snage na otpornom opterećenju. Među ključnim komponentama sistema izdvajaju se: kolo množača/djelitelja realizovano pomoću

translinearne petlje sa bipolarnim tranzistorima (BJT) sa kolom za eliminaciju uticaja baznih struja, strujni prenosnik druge generacije (*The Second Generation Current Conveyor*, CCII), kolo za pomjeranje nivoa napona (*Voltage Level Shifter* – VLS), referentni otpornik  $R_{REF}$ , strujno ogledalo, kao i dva jednosmjerna izvora struje  $I_1$  i  $I_2$ .

Detaljna električna šema sa naznačenim pojedinim funkcionalnim cjelinama predloženog kola prikazana je na slici 3.5.1. Kolektorska struja BJT-a  $Q_4$  predstavlja izlaznu struju množača/djelitelja. Ova struja se propušta kroz otporno opterećenje  $R_L$ , pri čemu dolazi do disipacije konstantne snage na potrošaču. Potrošač je ujedno vezan za Y ulaz strujnog prenosnika druge generacije (gejt MOSFET-a  $M_2$ ). Slijedi da se napon sa krajeva potrošača  $R_L$  prenosi na X ulaz strujnog prenosnika druge generacije (gejt MOSFET-a  $M_7$ ). Struja kroz  $R_{REF}$  koji je vezan za X priključak strujnog prenosnika se prenosi sa X ulaza na Z izlaz (kolektorska struja BJT-a  $Q_{19}$ ). *Wilson*-ovo strujno ogledalo koga čine BJT-ovi  $Q_{20} - Q_{23}$  služi za promjenu smjera struje  $I_Z$ . Izlazna struja ovog strujnog ogledala se vodi na kolektor BJT-a  $Q_3$  u sklopu množača/djelitelja.

Predloženi kontrolabilni generator konstantne snage optimizovan je za primjene u termalnoj anemometriji, gdje je održavanje konstantne disipacije snage ključno za precizno mjerenje brzine fluida na osnovu temperaturnih varijacija.



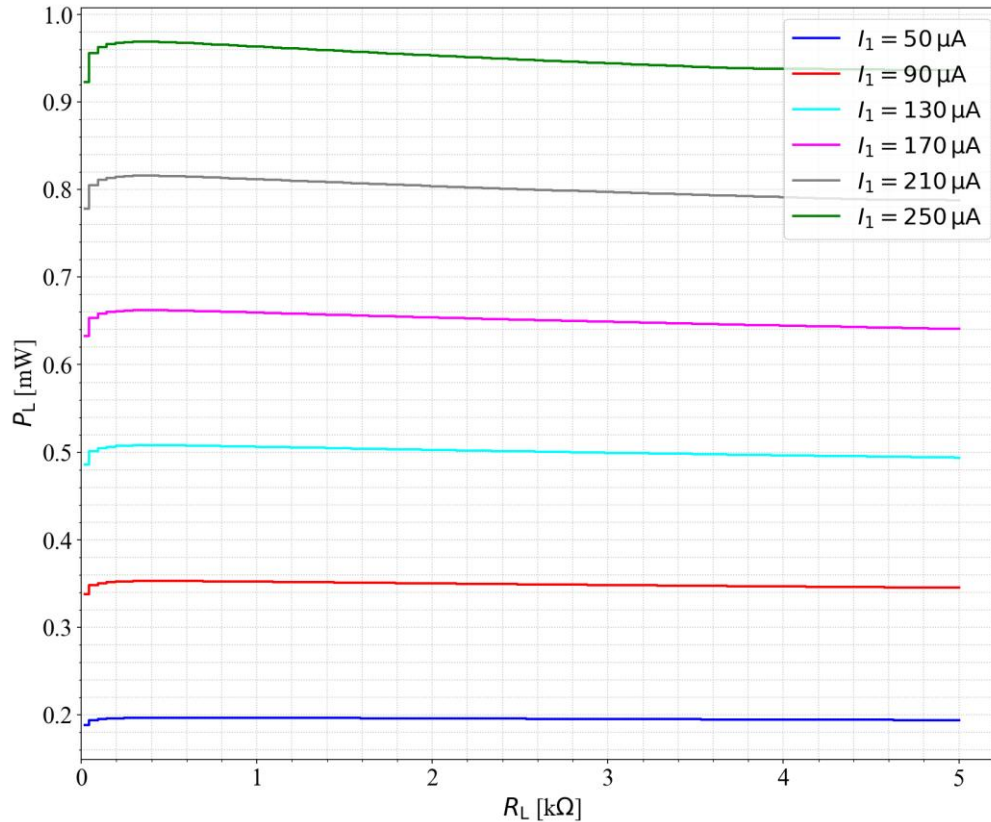
Slika 3.5.1: Električna šema kontrolabilnog generatora konstantne snage (CCPG)

## 4. REZULTATI SIMULACIJA I ESKPERIMENTALNI REZULTATI

### 4.1 REZULTATI SIMULACIJA KOLA KONTROLABILNOG GENERATORA KONSTATNE SNAGE

Predloženi kontrolabilni generator konstantne snage optimizovan za primjene u termalnoj anemometriji je projektovan upotrebom *LTSpice* softverskog alata za projektovanje i simulaciju rada elektronskih kola. *LTSpice* softverski alat omogućava upotrebu modela realnih komponenti. Simulacijama je potvrđeno pravilno funkcionisanje kola, kao i mogućnost ostvarivanja male relativne greške, prije eksperimentalne verifikacije dizajna. Pomoću *LTSpice*-a izvršen je i odabir odgovarajućih parametara kako bi se dobile što optimalnije performanse kola. Kolo je realizovano sa naponom napajanja od 3.3 V, referentna otpornost  $R_{REF}$  je 4.631 k $\Omega$  dok polarizacioni napon  $V_A$  ima vrijednost 2.2 V, a polarizacioni napon  $V_B$  ima vrijednost 1 V. Korišćeni su MOSFET-ovi iz integrisanih kola ALD1106 ( $M_3$ ,  $M_4$  i  $M_5$ ) i ALD1107 ( $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_6$  i  $M_7$ ), čije dimenzije su  $W/L = 20\mu/10\mu$ .

Na slici 4.1.1 prikazana je generisana snaga za opseg otpornog opterećenja od 20  $\Omega$  do 5 k $\Omega$ , za vrijednosti struje  $I_1$  od 50  $\mu$ A do 250  $\mu$ A, sa korakom 50  $\mu$ A, pri čemu je struja  $I_2 = 800 \mu$ A. Može se uočiti da je za čitav opseg otpornog opterećenja generisana snaga približno konstantna, za određenu vrijednost struje  $I_1$ . Vrijednosti struja  $I_1$  i  $I_2$  su birane tako da je moguće generisati snage od 200  $\mu$ W do 1 mW, sa prihvatljivom relativnom greškom, za opseg otpornih opterećenja od 20  $\Omega$  do 5 k $\Omega$ .



**Slika 4.1.1:** Generisana snaga za opseg otpornog opterećenja od  $20 \Omega$  do  $5 \text{ k}\Omega$ , za vrijednosti struje  $I_1$  od  $50 \mu\text{A}$  do  $250 \mu\text{A}$ , sa korakom  $50 \mu\text{A}$ , pri čemu je struja  $I_2 = 800 \mu\text{A}$

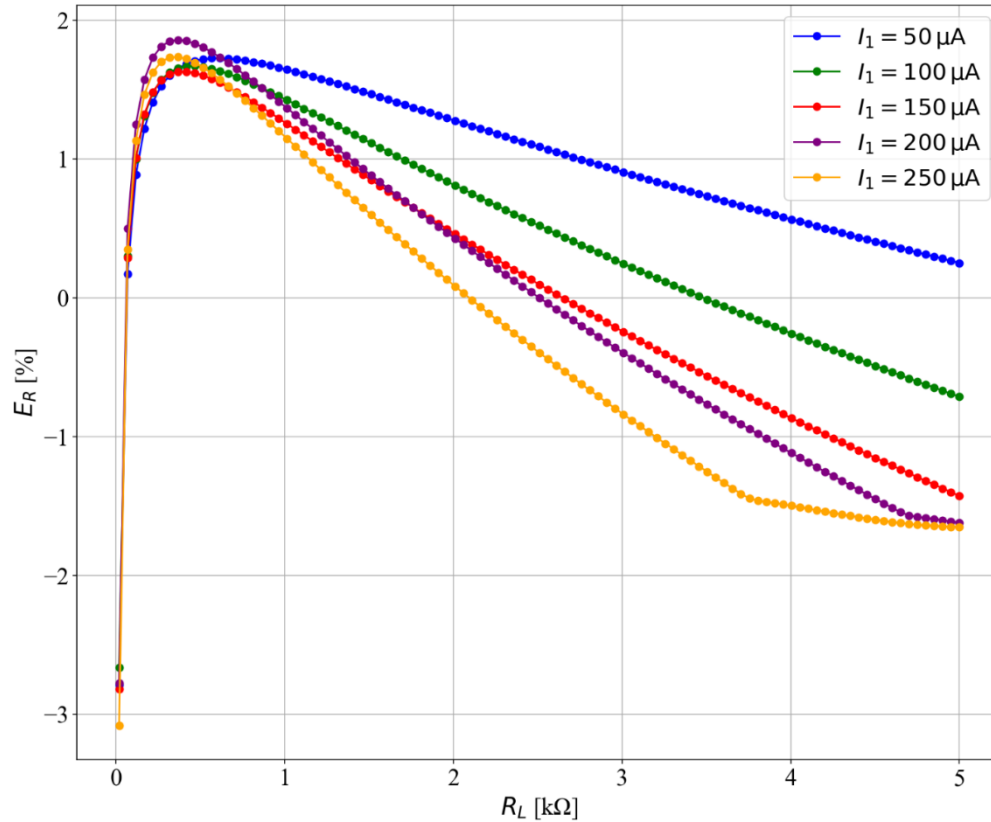
Na slici 4.1.2 je prikazana relativna greška generisane snage ( $E_R$ ) u zavinsoti od otpornosti potrošača ( $R_L$ ):

$$E_R = 100 \frac{P_{IZM} - P_{IZR}}{P_{IZR}} \quad (4.1)$$

gdje  $P_{IZM}$  predstavlja izmjerenu snagu dok  $P_{IZR}$  predstavlja izračunatu snagu, koje se disipiraju na otpornom opterećenju.

Otpornost potrošača  $R_L$  je parametar koji se mijenja od  $20 \Omega$  do  $5 \text{ k}\Omega$  čime se obuhvata realan raspon vrijednosti koje se mogu očekivati u praksi. Analiza pokazuje da je relativna greška u čitavom posmatranom opsegu manja od 2 %. Na osnovu prikazanih rezultata može se zaključiti da uže granice greške odgovaraju manjim generisanim snagama. Ovakav nivo odstupanja se

može smatrati prihvatljivim za većinu praktičnih primjena, te potvrđuje stabilnost izlazne snage u funkciji promjene opterećenja.



Slika 4.1.2: Relativna greška  $E_R$  generisane snage u zavisnosti od otpornosti potrošača  $R_L$

## 4.2 EKSPERIMENTALNI REZULTATI

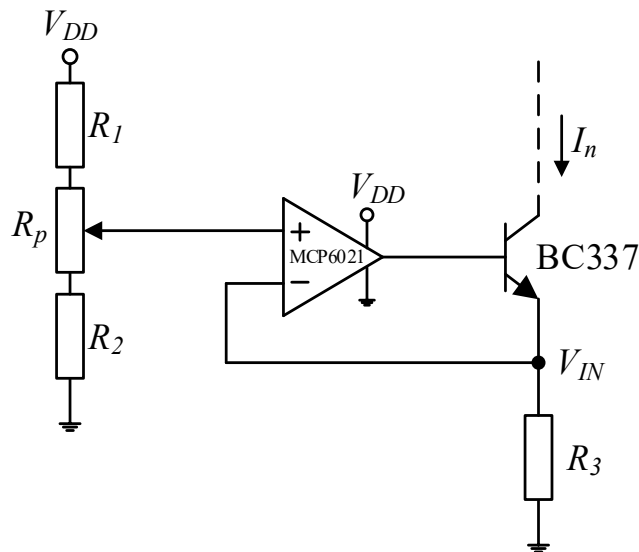
### 4.2.1 STRUJNI IZVOR

Na slici 4.2.1.1 prikazana je električna šema strujnog izvora zasnovanog na operacionom pojačavaču MCP 6021 i NPN tranzistoru BC337. Ovakav sklop predstavlja jednostavnu i efikasnu realizaciju strujnog izvora, pri čemu je izlazna struja:

$$I_n = \frac{V_{IN}}{R_3} \quad (4.2)$$

Vrijednost napona  $V_{IN}$  se podešava pomoću potenciometra  $R_p$ . Uloga otpornika  $R_1$  i  $R_2$  u sklopu ulaznog razdjelnika napona je postizanje veće osjetljivosti i definisanje ograničenja generisane struje. Na ovaj način su implementirani strujni izvori  $I_1$  i  $I_2$  u sklopu predloženog kontrolabilnog generatora konstantne snage.

Strujni izvor odlikuju brojne prednosti: visokom preciznošću, jednostavnom regulacijom izlazne struje, malim brojem komponenti. Upravo zbog tih karakteristika, ovakav tip strujnog izvora se često koristi u primjenama koje zahtijevaju preciznu kontrolu struje, kao što su napajanje senzora, aktuatorskih sistema, ispitivanje elektronskih komponenti, kao i u laboratorijskim ispitivanjima.



Slika 4.2.1.1: Električna šema strujnog izvora

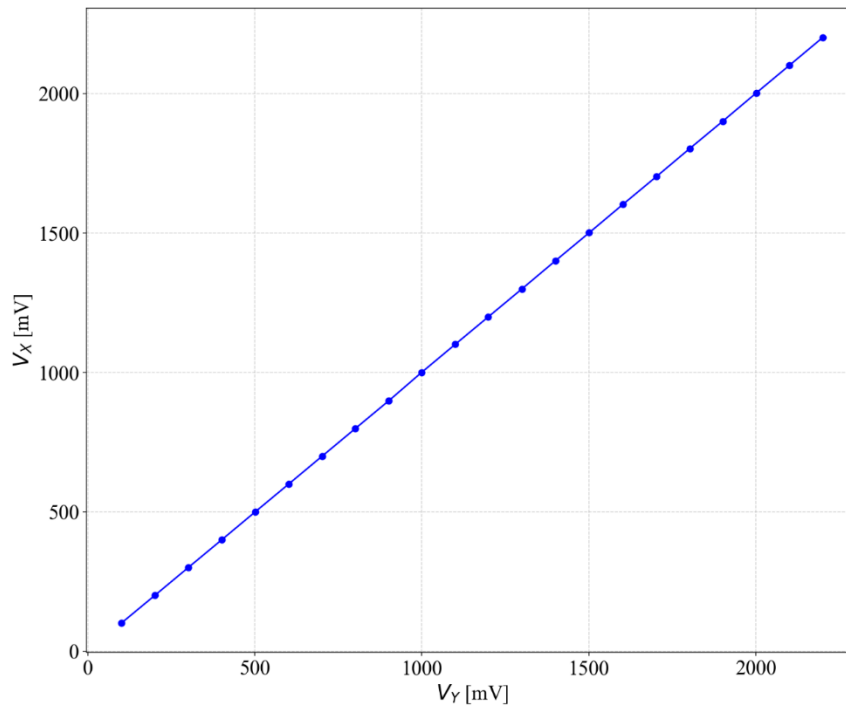
#### 4.2.2 EKSPERIMENTALNI REZULTATI STRUJNOG PRENOSNIKA DRUGE GENERACIJE

Na slici 4.2.2.1 je prikazana zavisnost napona na X priključku strujnog prenosnika druge generacije od napona na ulaznom Y priključku, za opseg ulaznog napona od 100 mV do 2.3 V. Na slici 4.2.2.2 je prikazana relativna greška karakteritike sa slike 4.2.2.1. Može se uočiti da je relativna greška (4.3) veća pri manjim ulaznim naponima (oko 1 V), gdje dostiže maksimalnu

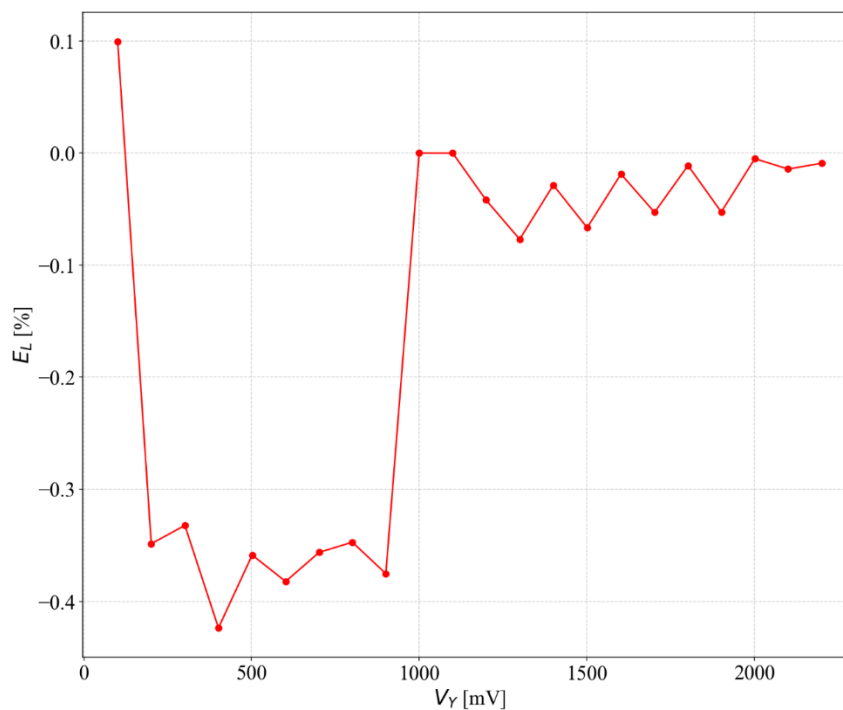
vrijednost od približno  $-0.43\%$ , dok je za veće napone greška znatno manja i stabilnija, krećući se oko nule.

Na slici 4.2.2.3 je prikazana zavisnost struje Z priključka u funkciji ulazne struje (X priključak) koja teče kroz referentnu otpornost  $R_{REF}$ . Na slici 4.2.2.4 je prikazana relativna greška (4.3) karakteritike sa slike 4.2.2.3. Može se uočiti da relativna greška raste s porastom ulazne struje, krećući se od oko  $-1\%$  za male struje do približno  $-4.6\%$  pri najvećoj mjerenoj struji. Odstupanje izlzne struje strujnog prenosnika od ulazne struje je posljedica konačne vrijednosti strujnog pojačanja  $\beta$  bipolarnih tranzistora.

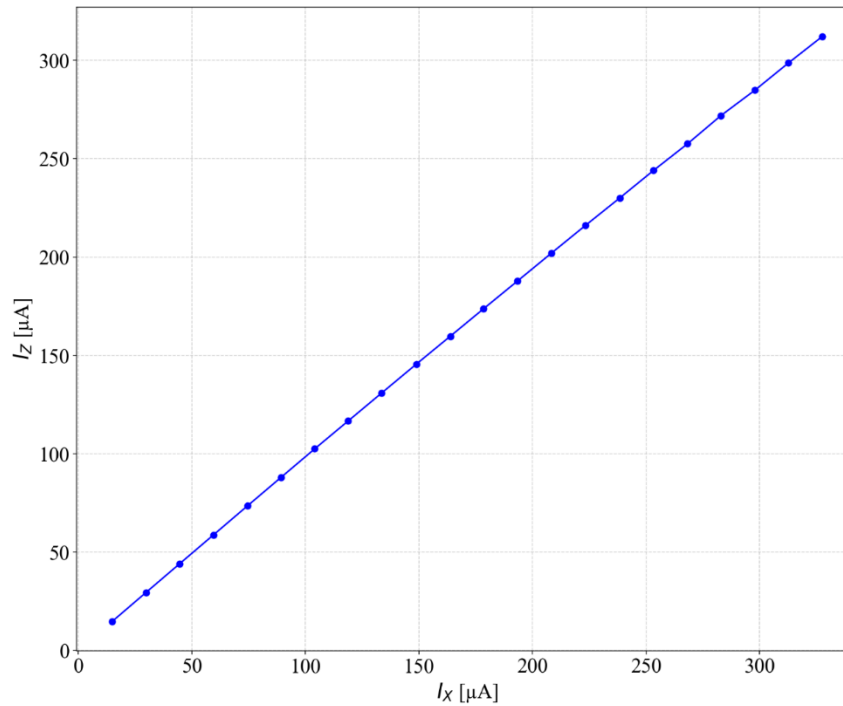
$$E_R = 100 \frac{V_X - V_Y}{V_Y} \quad (4.3)$$



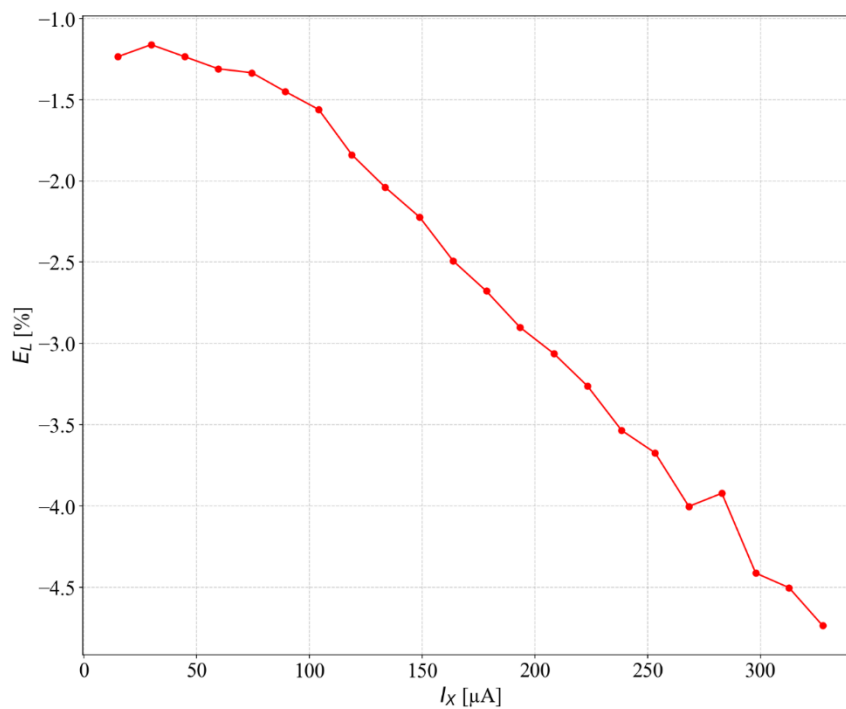
**Slika 4.2.2.1:** Zavisnost napona na X priključku ( $V_X$ ) strujnog prenosnika druge generacije od napona na ulaznom Y priključku ( $V_Y$ )



Slika 4.2.2.2: Relativna greška karakteritike sa slike 4.2.2.1



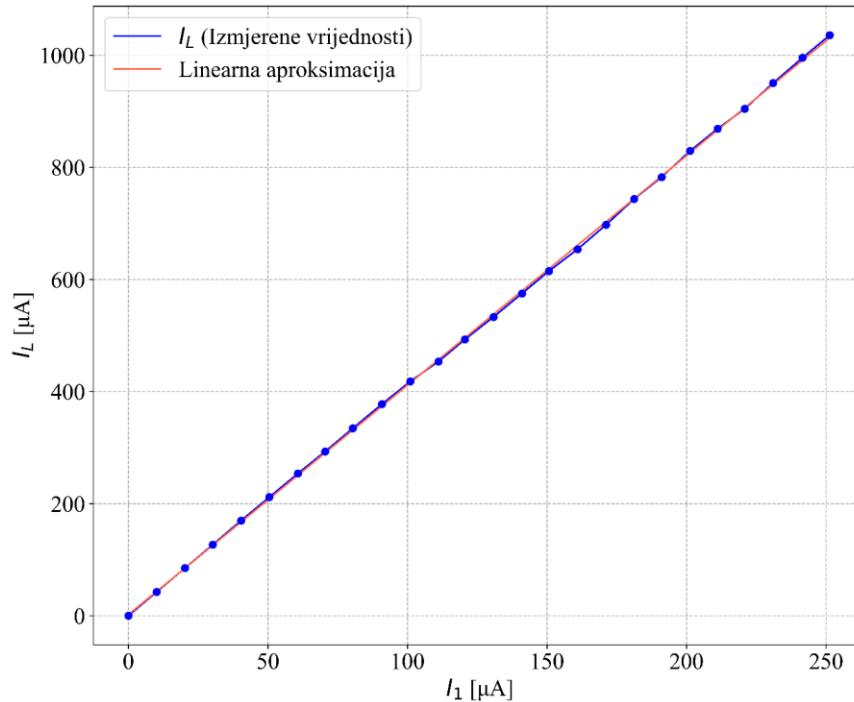
Slika 4.2.2.3: Zavisnost struje Z priključka ( $I_Z$ ) u funkciji ulazne struje  $I_X$  (X priključak) koja teče kroz referentnu otpornost  $R_{REF}$ .



Slika 4.2.2.4: Relativna greška karakteritike sa slike 4.2.2.3

### 4.2.3 EKSPERIMENTALNI REZULTATI KOLA TRANSILARNE PETLJE

Na slici 4.2.3.1 prikazana je zavisnost izlazne struje  $I_L$  translinearne petlje sa kolom za eliminaciju uticaja baznih struja od struje  $I_1$ , za opseg struje  $I_1$ , od 0 do 250  $\mu\text{A}$ .



**Slika 4.2.3.1:** Zavisnost izlazne struje  $I_L$  od ulazne  $I_1$  za translinearnu petlju sa kolom za eliminaciju uticaja baznih struja, sa odgovarajućom linearnom aproksimacijom

Eksperimentalno dobijene vrijednosti označene su tačkama, dok je crvenom bojom prikazana linearna aproksimacija, dobijena metodom najmanjih kvadrata. Cilj primjene regresione linije je da se ispita u kojoj mjeri se realno ponašanje kola može aproksimirati linearnim modelom. Dobijeni rezultati ukazuju na izraženu linearnost izlaznog odziva u posmatranom opsegu ulaznih struja.

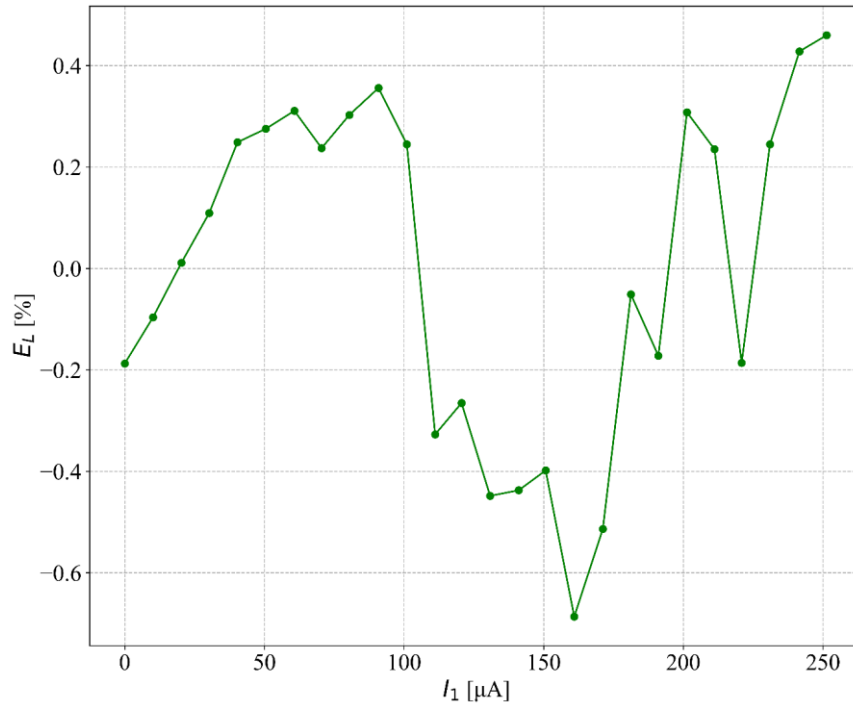
Na slici 4.2.3.2 prikazana je greška linearnosti ( $E_L$ ) između izmjerenih vrijednosti izlazne struje  $I_L$  i vrijednosti dobijenih na osnovu linearne aproksimacije:

$$E_L = 100 \frac{I_L - I_{IZR}}{\max(I_L)} \quad (4.4)$$

gdje je,  $I_L$  izmjerena vrijednost struje kroz otprono opterećenje,  $I_{IZR}$  teoretska vrijednost struje (linearna aproksimacija) dok je  $\max(I_L)$  maksimalna izmjerena vrijednost izlazne struje.

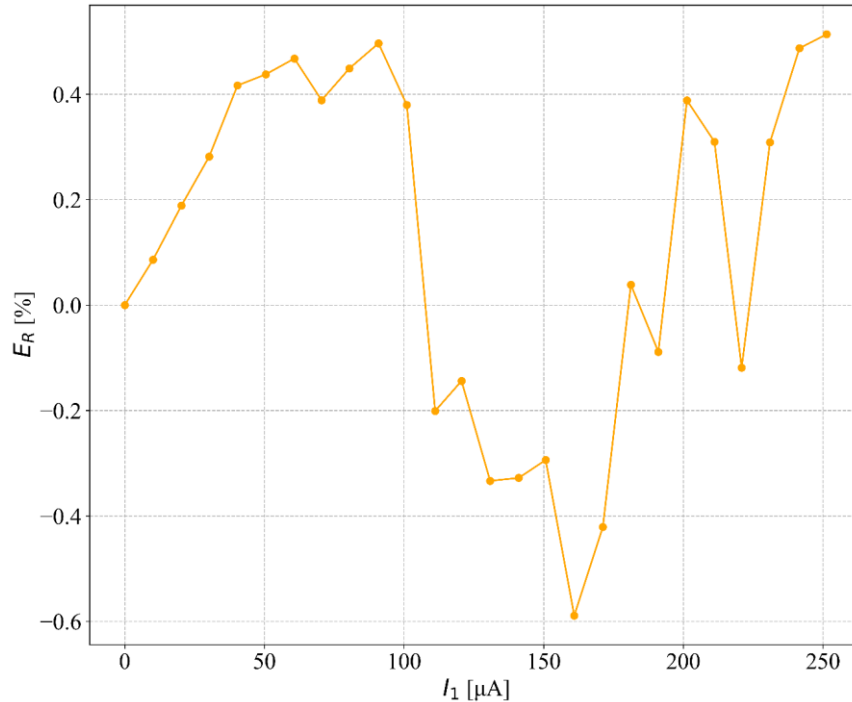
Greška je izražena u procentima u odnosu na maksimalnu izmjerenu vrijednost izlazne struje. Cilj ove analize je da se kvantifikuje odstupanje realnog sistema od linearnog modela. Uočen je

nizak nivo greške, što dodatno potvrđuje validnost primjene linearne aproksimacije u ovom slučaju. Na osnovu prikazanih rezultata može se zaključiti da je greška linearnosti translinearne petlje sa kolom za eliminaciju uticaja baznih struja manja od 0.7 %.



**Slika 4.2.3.2:** Greška linearnosti prenosne karakteristike translinearne petlje sa kolom za eliminaciju uticaja baznih struja u funkciji struje  $I_1$

Na slici 4.2.3.3 je prikazana relativna greška između izmjerenih vrijednosti izlazne struje  $I_L$  i vrijednosti struje  $I_{IZR}$  dobijenih na osnovu matematičkog modela, relacija (3.7). Greška je izražena u procentima, a služi kao mjera tačnosti teorijskog modela u odnosu na eksperimentalne rezultate. Analiza ukazuje na dobro slaganje matematičkog modela i izmjerenih rezultata. Maksimalna vrijednost greške za opseg struje  $I_1$  od 0 do 250  $\mu A$  iznosi 0.6 %.

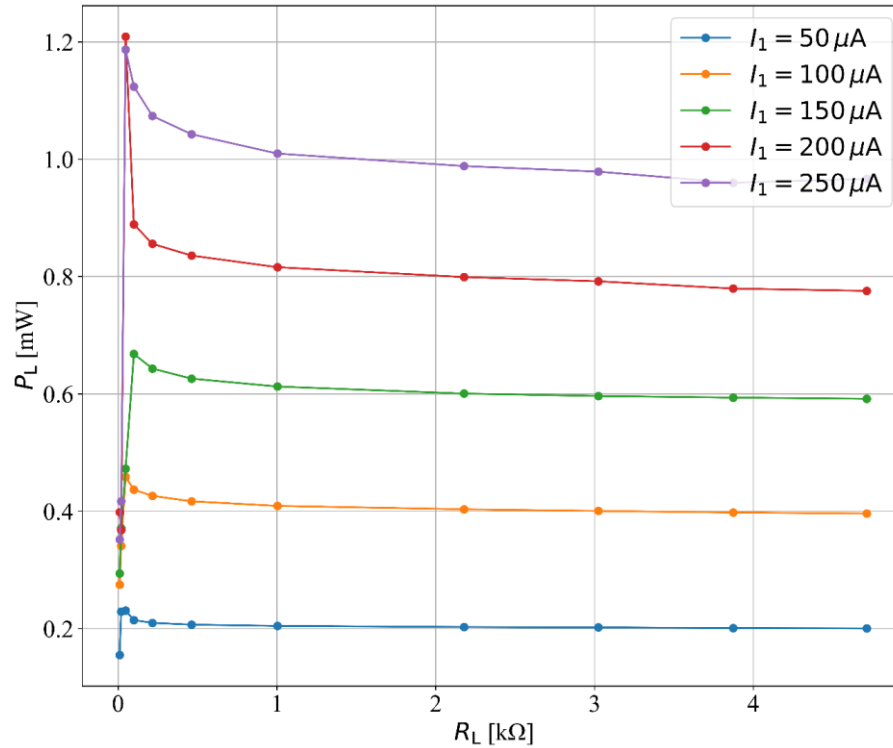


**Slika 4.2.3.3:** Relativna greška između izmjerenih vrijednosti izlazne struje  $I_L$  i vrijednosti struje  $I_{IZR}$  dobijenih na osnovu matematičkog modela, relacija (3.7)

Kroz prikazane rezultate može se zaključiti da izlazna struja translinearne petlje sa kolom za eliminaciju uticaja baznih struja pokazuje visoku linearnost u odnosu na ulaznu struju  $I_1$ , te da matematički model vjerno opisuje stvarno ponašanje kola. Pored toga, opravdan je uticaj uvođenja kola za eliminaciju uticaja baznih struja.

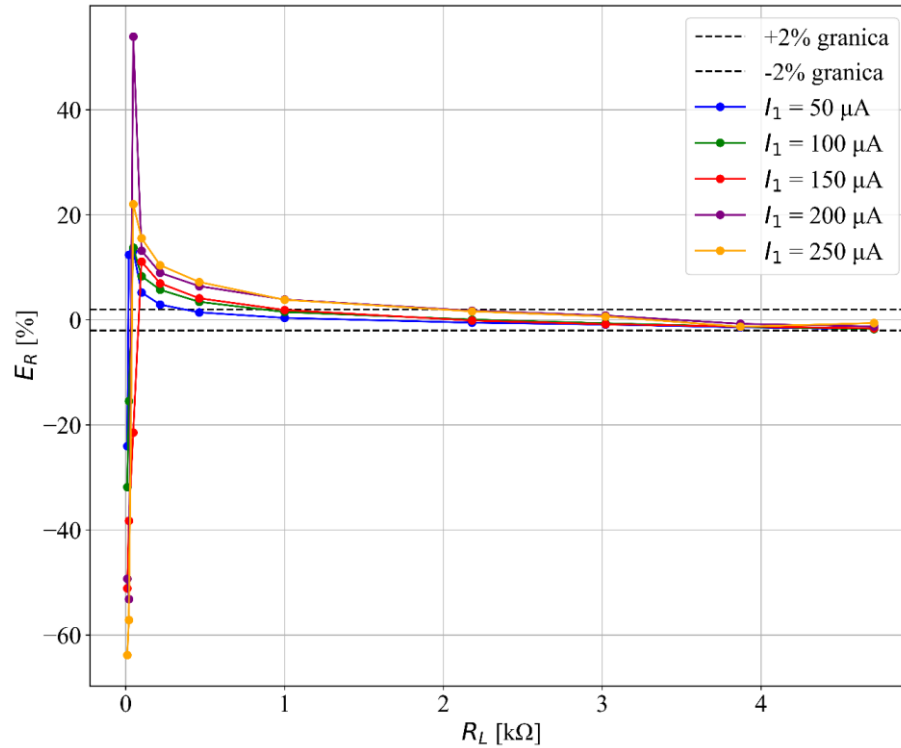
#### 4.2.4 EKSPERIMENTALNI REZULTATI KONTROLABILNOG GENERATORA KONSTANTNE SNAGE

Kontrolabilni generator konstantne snage optimizovan za primjene u termalnoj anemometriji eksperimentalno je realizovan i testiran u laboratorijskim uslovima. Testiranje je obavljeno sa ciljem potvrde matematičkih modela i simulacionih rezultata, te evaluacije stabilnosti sistema u realnim uslovima rada. Na slici 4.2.4.1 su prikazani rezultati izmjerene generisane snage za opseg otpornog opterećenja od 20  $\Omega$  do 5 k $\Omega$ , pri vrijednostima struje  $I_1$  od 50  $\mu A$  – 250  $\mu A$ , sa korakom 50  $\mu A$  i struje  $I_2 = 800 \mu A$ .



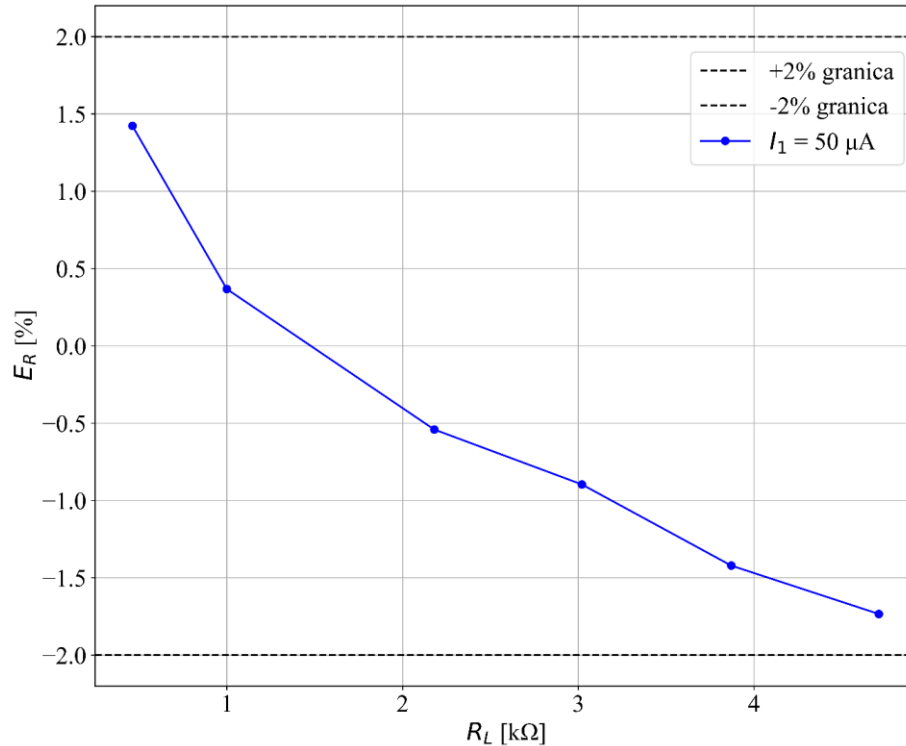
Slika 4.2.4.1: Generisana snaga za opseg otpornog opterećenja od 20 Ω do 5 kΩ, za vrijednosti struje  $I_1$  od 50 μA do 250 μA, sa korakom 50 μA, pri čemu je struja  $I_2 = 800 \mu\text{A}$

Na slici 4.2.4.2 je prikazana relativna greška generisane snage za za opseg otpornog opterećenja od 20 Ω do 5 kΩ. Na osnovu prikazanih rezultata može se uočiti da je za opseg otpornosti potrošača od 2 kΩ do 5 kΩ relativna greška generisane snage manja od 2 % za sve vrijednosti generisane snage.



Slika 4.2.4.2: Relativna greška generisane snage u zavisnosti od otpornosti potrošača  $R_L$

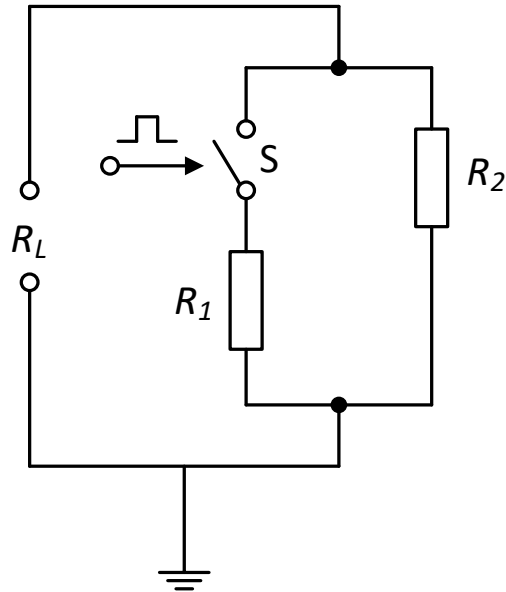
Takođe se može uočiti da je relativna greška manja u slučaju manjih vrijednosti generisanih snaga, kao što je prikazano na slici 4.2.4.3, gdje se na osnovu prikazanih rezultata može se uočiti da je za opseg otpornosti potrošača od 0.4 k $\Omega$  do 5 k $\Omega$  relativna greška generisane snage manja od 2 %.



Slika 4.2.4.3: Relativna greška generisane snage za  $I_1 = 50\mu\text{A}$  u zavisnosti od otpornosti potrošača  $R_L$

#### 4.2.5 EKSPERIMENTALNI REZULTATI MJERENJA ODZIVA KOLA NA PROMJENE OPTEREĆENJA

Na slici 4.2.5.2 je prikazan rezultat mjerenja odziva kola na nagle promjene opterećenja. Signal označen plavom bojom (kanal 1) predstavlja napon na izlazu kola  $V_{OUT}$ , dok signal označen crvenom bojom (kanal 2) prikazuje kontrolni signal (*PULSE*) koji upravlja elektronskim prekidačem, slika 4.2.5.1.

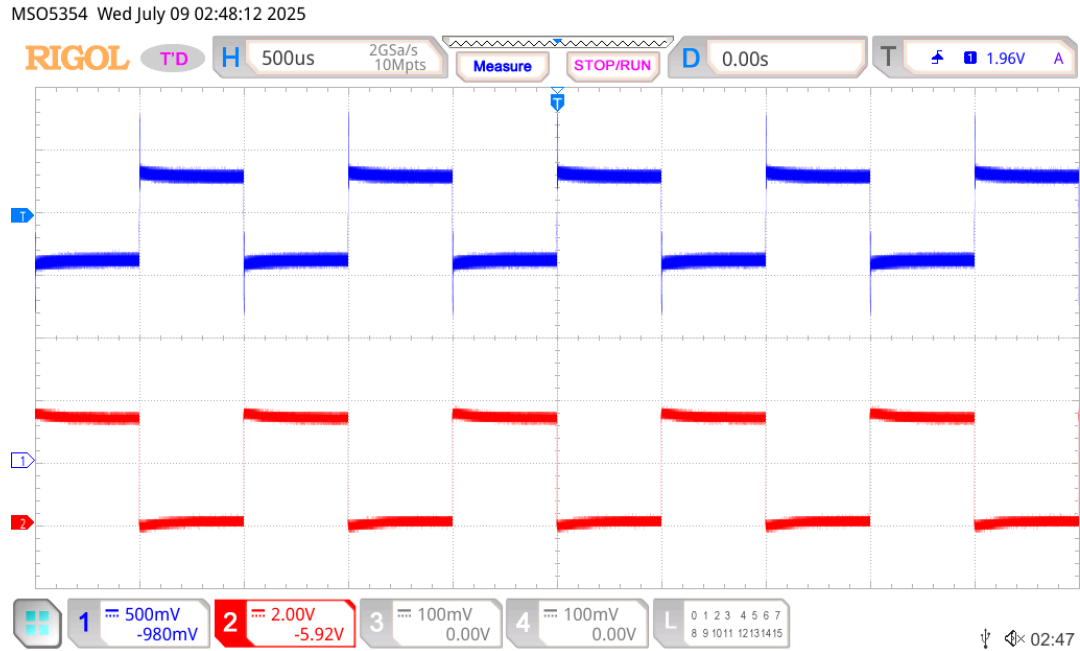


Slika 4.2.5.1: Otpornik  $R_L$  u impulsnom režimu rada korišćen u testu stabilnosti predloženog CCPS

Promjena stanja kontrolnog signala dovodi do uključivanja i isključivanja paralelnog otpornika  $R_1$ , čime se mijenja ekvivalentna otpornost potrošača. Kada je kontrolni signal visok (logička jedinica), prekidač zatvara put ka  $R_1$ , što dovodi do smanjenja ukupne otpornosti ( $R_1 \parallel R_2$ ) i samim tim izaziva pad izlaznog napona usljed većeg opterećenja. Kada je signal nizak (prekidač otvoren), na izlazu ostaje samo otpornost  $R_2$ , što uzrokuje porast izlaznog napona. Kod ove postavke eksperimenta, otpornosti  $R_1$  i  $R_2$  iznosile su po 4.7 k $\Omega$ .

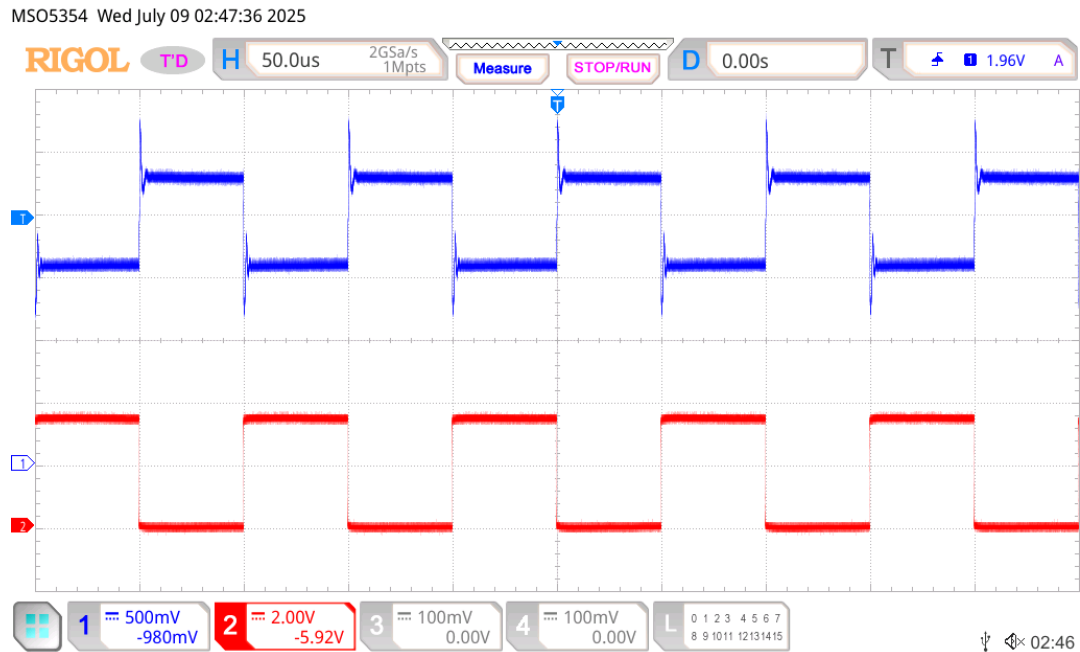
Na osciloskopu se jasno vidi da izlazni napon prati promjene u opterećenju sa karakterističnim naglim prelazima i manjim oscilacijama koje se mogu pripisati tranzijentnim pojavama u kolu pri svakom uključanju i isključenju prekidača.

Frekvencija upravljačkog PULSE signala iznosi 1 kHz, što omogućava detaljan uvid u ponašanje kola pri svakoj promjeni opterećenja.



Slika 4.2.5.2: Odziv napona na izlazu kola ( $V_{OUT}$ ) na promjene upravljačkog PULSE signala (1 kHz)

U drugom slučaju na slici 4.2.5.3 frekvencija upravljačkog PULSE signala iznosi 10 kHz, što i dalje omogućava detaljan uvid u ponašanje kola pri svakoj promjeni opterećenja.



Slika 4.2.5.3: Odziv napona na izlazu kola ( $V_{OUT}$ ) na promjene upravljačkog PULSE signala (10 kHz)

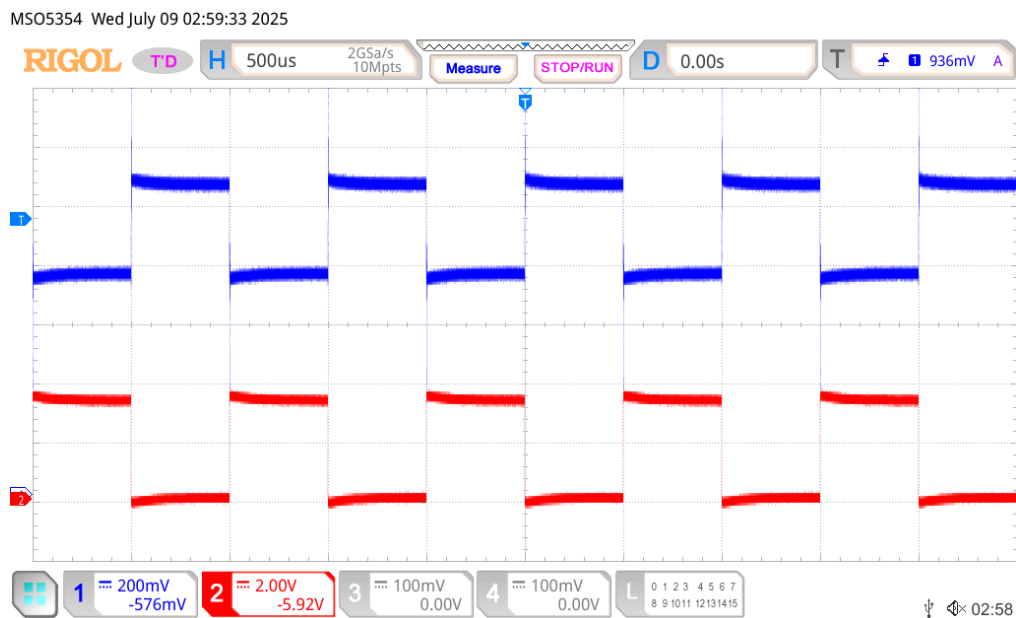
U trećem slučaju na slici 4.2.5.4 frekvencija upravljačkog PULSE signala iznosi 50 kHz, što takođe omogućava detaljan uvid u ponašanje kola pri svakoj promjeni opterećenja.



Slika 4.2.5.4: Odziv napona na izlazu kola ( $V_{OUT}$ ) na promjene upravljačkog PULSE signala (50 kHz)

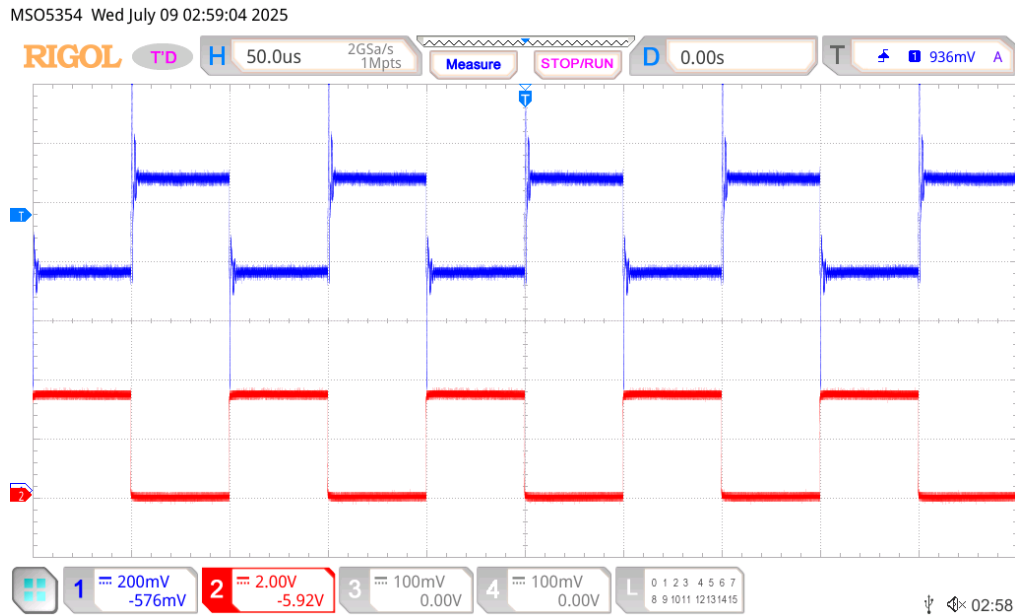
Kod druge postavke eksperimenta, otpornosti  $R_1$  i  $R_2$  iznosile su po 1 k $\Omega$ .

Za prvi slučaj, prikazan na slici 4.2.5.5, frekvencija upravljačkog PULSE signala iznosi 1 kHz



Slika 4.2.5.5: Odziv napona na izlazu kola ( $V_{OUT}$ ) na promjene upravljačkog PULSE signala (1 kHz)

Za drugi slučaj, prikazan na slici 4.2.5.6, frekvencija upravljačkog PULSE signala iznosi 10 kHz



Slika 4.2.5.6: Odziv napona na izlazu kola ( $V_{OUT}$ ) na promjene upravljačkog PULSE signala (10 kHz)

### 4.3 UPOREDNA ANALIZA

U tabeli 4.3.1 je prikazana uporedna analiza predloženog rješenja kontrolabilnog generatora konstantne snage optimizovanog za primjene u termalnoj anemometriji sa postojećim rješenjima.

U poređenju sa prethodnim rješenjima [1] [5] [6] [8] [9] [10] [32] [33], predloženi sistem nudi značajno smanjenje napona napajanja. Pored toga, predloženi sistem postiže maksimalnu relativnu grešku od 2 %, što je na istom nivou kao u [8], za nijasnu lošije nego u [32] i [33] ali bolje nego u [5] [9] [10], gdje greške dostižu 3 %, 2.2 %, 2.3 % respektivno.

Kada je riječ o generisanoj snazi, predloženo rješenje pokazuje minimalnu disipaciju od 0.2 mW i maksimalnu od 1 mW, dok su u [8] zabilježene vrijednosti od 2 mW do 7.8 mW, a u [10] od 0.65 mW do 30 mW. Iako manje vrijednosti generisane snage nijesu nužno prednost, one su u ovom slučaju bile ključni cilj jer je sistem razvijen kao generator konstantne snage optimizovan za primjene u termalnoj anemometriji gdje se koriste senzori veoma malog

poprečnog presjeka, kao što je ugrijana nit ili senzori na bazi tankog filma. Sistem se jednostavno može prilagoditi primjenama koje zahtijevaju veće vrijednosti generisane snage povećanjem napona napajanja. Očekuje se da bi u tom slučaju relativna greška bila manja.

Takođe, opseg otpornosti opterećenja kod predloženog sistema kreće se od  $20 \Omega$  do  $5 \text{ k}\Omega$ , dok je u [8] zabilježen opseg otpornosti od  $0.5 \text{ k}\Omega$  do  $1.5 \text{ k}\Omega$ , u [10] od  $0.5 \text{ k}\Omega$  do  $2.5 \text{ k}\Omega$ , u [32] od  $2 \text{ k}\Omega$  do  $3 \text{ k}\Omega$  što jasno ukazuje na znatno širi dinamički opseg opterećenja predloženog rješenja. Maksimalni izlazni napon u odnosu na napon napajanja iznosi 65 %, što je više nego u [8] (48 %), ali nešto niže u poređenju sa 81 % u [10]. Važno je naglasiti da su svi rezultati predloženog sistema eksperimentalno potvrđeni, što predstavlja značajnu prednost u odnosu na [8], gdje su prikazani isključivo rezultati simulacija. Time se dodatno potvrđuje pouzdanost i praktična primjenjivost predloženog pristupa.

Tabela 4.3.1 – Usporedna analiza

	[1]	[5]	[6]	[32] <sup>a</sup>	[8] <sup>b</sup>	[9]	[10]	[33]		<i>Predloženo rješenje</i>
								HV CCPS	LV CCPS	
$P_{Lmin}$ [mW]	0.0368	-	3	-	2	0.48	0.65	0.04	0.06	0.2
$P_{Lmax}$ [mW]	36.8	11	97	-	7.8	10.8	30	30	25	1
$P_{Lmax}/P_{Lmin}$	1000	-	32.3	-	3.9	22.5	46.2	750	416.7	5
$R_{Lmin}$ [kΩ]	0.5	0.47	0.01	2	0.5	0.5	0.5	0.28	0.05	0.020
$R_{Lmax}$ [kΩ]	2.7	1.47	0.5	3	1.5	1.5	2.5	1.68	0.2	5
$R_{Lmax}/R_{Lmin}$	5.4	3.13	50	1.5	3	3	5	6	4	250
$ E_R _{max}$ [%]	-	3	-	1.5	2	2.2	2.3	1.8	1.8	2
Napon napajanja [V]	+12/-5	+5/-5	+18/+5.5	+5	+5	+7	+10	+10V	+3.6	3.3
Naponska efikasnost	0.58	-	0.38	-	0.48	0.5	0.81	0.7	0.61	0.65
Tehnologija	Diskretna	2μm CMOS + diskretna	Diskretna	1μm CMOS	0.35μm CMOS	Diskretna	Diskretna	0.35μm CMOS	0.35μm CMOS	Diskretna
FOM	1566 <sup>c</sup>	-	307 <sup>c</sup>	-	2.81	15.3	81.4	1750	565	406.25

<sup>a</sup> Izmjereni rezultati za  $P_L = 5,7$  mW

<sup>b</sup> Rezultati simulacije

<sup>c</sup> Pod pretpostavkom  $|E_R|_{max} = 2$  %

## 5. ZAKLJUČAK

U ovom master radu predstavljen je kontrolabilni generator konstantne snage optimizovan za primjene u termalnoj anemometriji, zasnovan na translinearnoj petlji sa bipolarnim tranzistorima. Predloženo rješenje karakterišu performanse koje će biti na nivou ili u nekim segmentima bolje u odnosu na postojeće pristupe, posebno u pogledu smanjenja napona napajanja, širokog opsega otpornosti potrošača i smanjene relativne greške. Važan segment ovog istraživanja bila je modifikacija osnovne translinearne petlje kroz eliminaciju uticaja baznih struja bipolarnih tranzistora, čime je značajno unaprijeđena tačnost sistema.

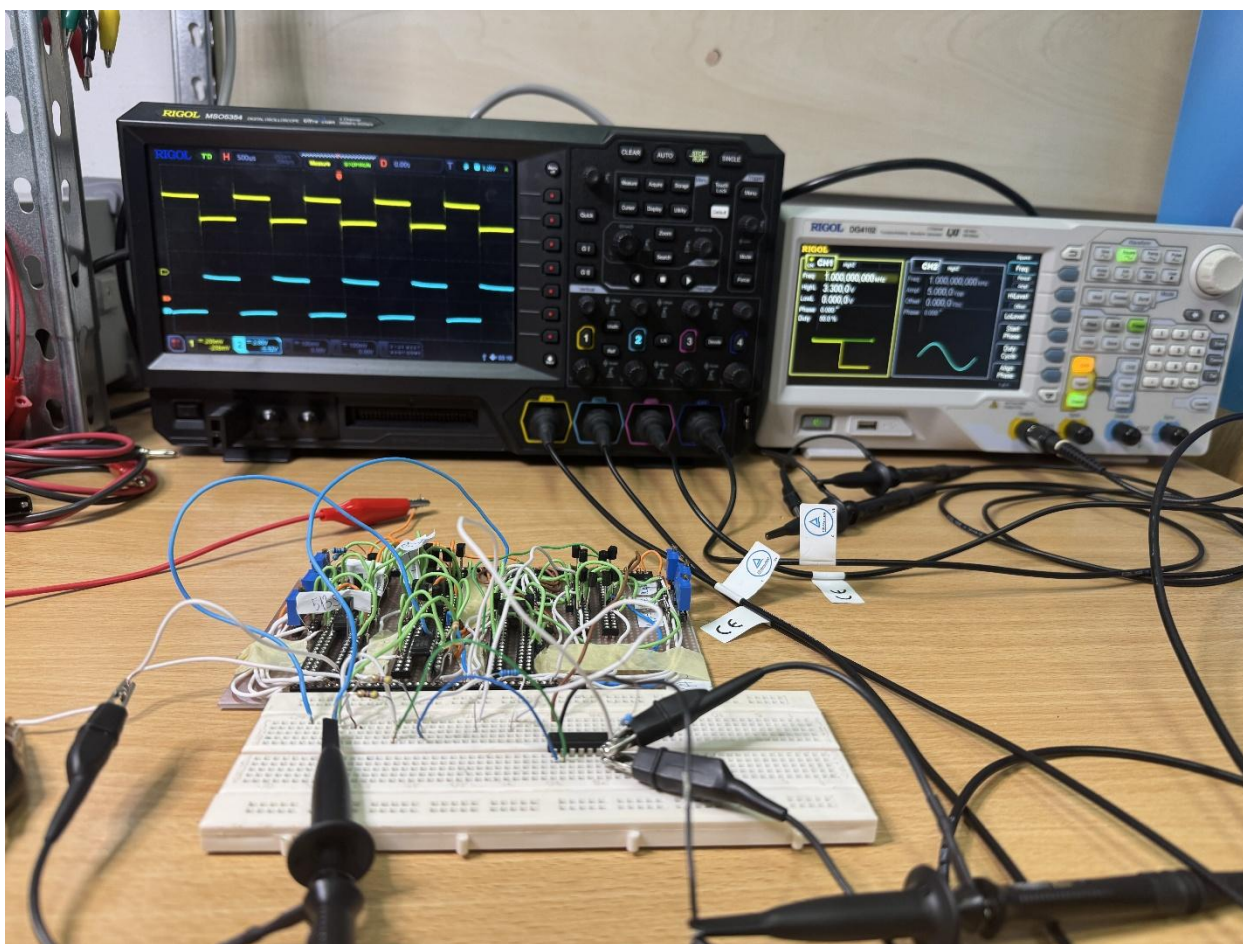
U okviru rada dat je pregled postojećih rješenja generatora konstantne snage koji pripadaju istoj klasi kao i predloženo rješenje i objašnjen je njihov princip rada. Izvršena je detaljna analiza cjelokupnog kola generatora konstantne snage kao i njegovih pojedinačnih funkcionalnih cjelina. Simulacije rada ovako dizajniranog generatora konstantne snage izvršene su pomoću *LTSpice* softverskog alata za simulaciju rada elektronskih kola. Osim toga, izrađen je prototip predloženog generatora konstantne snage u diskretnoj tehnici. Funkcionalnost predloženog koncepta verifikovana je eksperimentalnim putem, mjerenjem odgovarajućih karakteristika prototipa. Rezultati softverske simulacije rada predloženog rješenja, kao i eksperimentalno dobijeni rezultati, takođe su prikazani u okviru master rada. Data je i odgovarajuća uporedna analiza sa prethodno analiziranim rješenjima.

Eksperimentalni rezultati pokazali su nizak napon napajanja od 3.3 V, maksimalnu relativnu grešku od svega 2 % , te generisanu snagu u rasponu od 0.2 mW do 1 mW, što predstavlja ciljšanu optimizaciju s obzirom na specifične zahtjeve termalne anemometrije, gdje je fokus na maloj snazi i širokom opsegu otpornosti opterećenja.

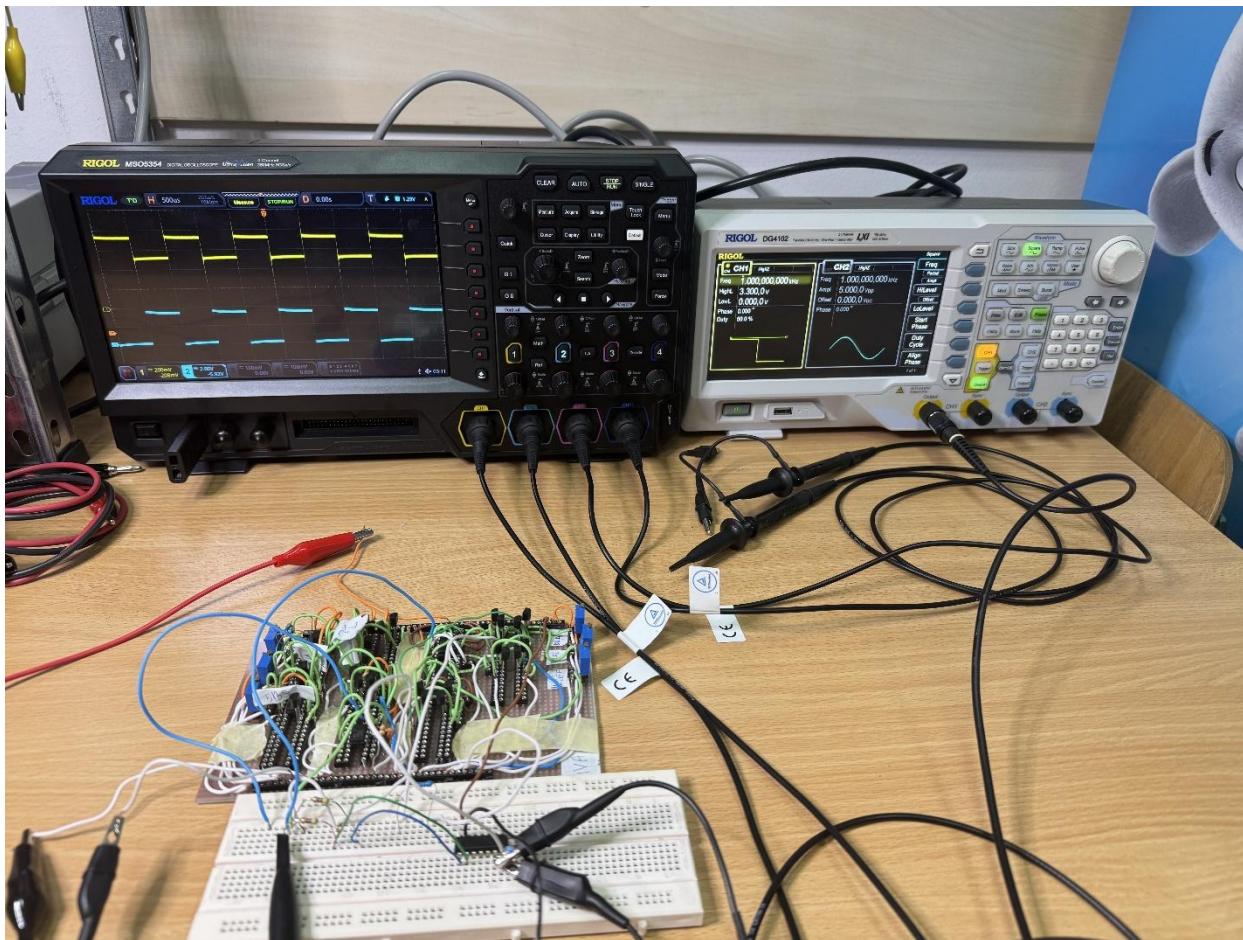
Predloženi generator konstantne snage predstavlja doprinos razvoju sistema za mjerenje protoka fluida na bazi termalnih senzora, posebno u aplikacijama gdje je potrebna preciznija kontrola snage pri niskim potrošnjama. Očekuje se da ovaj dizajn posluži kao osnova za dalja istraživanja i optimizaciju u smjeru smanjenja dimenzija sistema kroz integrisanu tehnologiju, kao i proširenja funkcionalnosti za druge tipove senzora i primjene u savremenim mjernim i kontrolnim sistemima.

## 6. DODATAK

Na slici 6.1 je prikazan prototip kontrolabilnog generatora konstantne snage u diskretnoj tehnici kao i fotografija mjernog okruženja (slika 6.2).



Slika 6.1 – Prototip kontrolabilnog generatora konstantne snage u diskretnoj tehnici



**Slika 6.2** – Mjerno okruženje

## 7. LITERATURA

- [1] A. J. Skinner and M. F. Lambert, "A log-antilog analog control circuit for constant-power warm-thermistor sensors-application to plant water status measurement," *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, no. 9, p. 1049-1057, 2009.
- [2] A. J. Skinner and M. F. Lambert, "Evaluation of a warm-thermistor flow sensor for use in automatic seepage meters," *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, no. 9, p. 1058-1067, 2009.
- [3] A. J. Skinner, A. K. Wallace and M. F. Lambert, "A null-buoyancy thermal flow meter with potential application to the measurement of the hydraulic conductivity of soils," *IEEE Sensors J*, vol. 11, no. 1, pp. 71-77, 2011.
- [4] G. Ferri and V. Stornelli, "A high precision temperature control system for CMOS integrated wide range resistive gas sensors," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 47, no. 3, pp. 293-301, 2006.
- [5] S. S. W. Chan and P. C. H. Chan, "A resistance-variation tolerant constant-power heating circuit for integrated sensor application," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 4, pp. 432-439, 1999.
- [6] D. Sackett, "Constant-power source," Maxim Integrated, Tech. Rep 4470, 2009.
- [7] K. Clocker, S. Sengupta, L. McKay and M. L. Johnston, "Single-element thermal flow sensor using dual-slope control scheme," in *IEEE Sensors Conference*, Glasgow, UK, 29 October 1 November, 2017.
- [8] M. Z. Erceg, "A controllable constant power generator in 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS technology for thermal-based sensor applications," *Journal of Sensors*, 2018.
- [9] 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, p. 1988-1996, 2014.
- [10] 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*, no. 18, p. 10066-10076, 2018.
- [11] N. T. Nguyen, "Thermal mass flow sensors," in *J.G. Webster (Ed.), The measurement, instrumentation, and sensors handbook (ch. 28.9)*, Boca Raton, FL, CRC Press, 1999.
- [12] J. K. Agarwal and J. G. Olin, "Thermal anemometry," in *The measurement, instrumentation, and sensors handbook*, vol. 29.2, Boca Raton, FL: CRC Press, 2014, p. ch. 59.
- [13] D. Moser, R. Lenggenhager and H. Baltes, "Silicon gas flow sensors using industrial CMOS and bipolar IC technology," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 27, no. 1-3, pp. 577-581, 1991.
- [14] A. J. Lopez-Martin and A. Carlosena, "Current-mode multiplier/divider circuit based on MOS translinear principle," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 28, no. 3, pp. 265-278, 2001.
- [15] M. Wit, "Temperature Independent Resistor," Patent US5448103, 1995.
- [16] B. R. Gregoire and U.-K. Moon, "Process-independent resistor temperature-coefficients using series/parallel and parallel/series composite resistors," in *in 2007 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, New Orleans, LA, USA, 2007.
- [17] Y. -H. Chiang and S.-I. Liu, "A submicrowatt 1.1-MHz CMOS relaxation oscillator with temperature compensation," *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express*

- Briefs*, vol. 60, no. 12, pp. 837-841, 2013.
- [18] C. A. Leme, I. Filanovsky and H. Baltes, "CMOS stabilized DC power," *Electron. Lett*, vol. 28, p. 1153-1155, Jun.1992..
- [19] P. Asimakopoulos, G. Kalsas and A. G. Nassiopoulou, "A microcontroller-based interface circuit for data acquisition and control of a micromechanical thermal flow sensor," *J. Phys., Conf.*, vol. 10, no. 10, p. 301-305, 2005.
- [20] 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, 1998.
- [21] N. Tadic and D.Gobovic, "Self-balancing linear bridge circuits with resistive mirrors for resistance measurement," *IEEE Trans. Instrum. Meas*, vol. 49, no. 6, p. 1318-1325, Dec. 2000.
- [22] Y. Tividis, *Operating and Modeling of the MOS Transistor*, 2nd ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 1999.
- [23] P. E. Allen and D. R. Holberg, *CMOS Analog Circuit Design*, 2nd ed. New York, NY, USA: Oxford Univ. Press, 2002.
- [24] P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis and R. G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, 4th ed. New York, NY, USA: Wiley, 2001.
- [25] N. Tadic and D.Gobovic, "Current-controlled CMOS transconductor using bisection of input voltage," *Electron. Lett*, vol. 39, no. 1, p. 45-46, Jan. 2003.
- [26] N. Tadic and H.Zimmermann, "Low-power BiCMOS optical receiver with voltage-controlled transimpedance," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 3, p. 613-626, Mar. 2007.
- [27] N. Tadic and H. Zimmermann, "Optical receiver with widely tunable sensitivity in BiCMOS technology," *IEEE Trans. Circuits Syst., I, Regular Papers*, vol. 55, no. 5, p. 1223-1236, Jun.2008.
- [28] 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 VCCA.," *IEEE Transactions on Circuits and Systems, Part II: Express Briefs*, no. 66, p. 46-50, 2019.
- [29] Linear Technology, Milpitas, CA, USA: Precision Reference, Accessed: Oct. 9, 2018. [Online]. Available: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1021fc.pdf>.
- [30] Vishay Intertechnology, Malvern, PA, USA, Metal Film Resistors, Accessed: Oct. 9, 2018. [Online]. Available: [http://www.vishay.com/docs/49311/\\_metal\\_film\\_resistors\\_vmn\\_sg2030\\_1602.pdf](http://www.vishay.com/docs/49311/_metal_film_resistors_vmn_sg2030_1602.pdf).
- [31] Analog Devices, Norwood, MA, USA. (2009), LowPower, High Precision Operational Amplifier, Accessed: Oct. 9, 2018. [Online]. Available: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/OP97.pdf>.
- [32] Q. Huang, C. Menolfi and H. Baltes, "Temperature and supply voltage stabilized power driver for flow sensors," *In Proceedings of the 8th International Conference on Solid-State*, p. 440- 442, 1995.
- [33] 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, 2021.
- [34] J. G. Olin, "Thermal anemometry," in *J. G. Webster (Ed.), The measurement, instrumentation, and sensors handbook (ch. 29.2)*, Boca Raton, FL, CRC Press, 1999.

- [35] B. Razavi, Design of analog CMOS integrated circuits, New York, NY: McGraw-Hill, 2001.
- [36] P. R. Gray and R. G. Meyer, "MOS operational amplifier design—a tutorial overview," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 17, pp. 969-982, 1982.
- [37] G. Nicollini and D. Sanderowicz, "Internal fully-differential operational amplifier for CMOS integrated circuits". U.S. Patent 918101, 1987.
- [38] G. Nicollini, F. Moretti and M. Conti, "High-frequency fully differential filter using operational amplifiers without common-mode feedback," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 24, pp. 803-813, 1989.
- [39] G. Nicollini, P. Confalonieri and D. Sanderowicz, "A fully differential sample-and-hold circuit for high-speed applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 24, pp. 1461-1465, 1989.
- [40] K. Gulati and H.-S. Lee, "A high-swing CMOS telescopic operational amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 2010-2019, 1998.
- [41] R. Nagulapalli, K. Hayatleh, S. Barker, S. Zourob and N. Yassine, "An OTA gain enhancement technique for low power biomedical applications," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 95, pp. 387-394, 2018.
- [42] A. S. Sedra and G. Roberts, "Current conveyor theory and practice," in *Analogue IC design: the current-mode approach (ch. 3)*, C. Toumazou, F. J. Lidgley and D. G. Haigh, Eds., Stevenage, Peter Peregrinus, 1990, pp. 93-126.
- [43] R. J. Riedl and R. Machan, "Hydrodynamic patterns in lotic intertidal sands and their bioclimatological implications," *Marine Biol*, vol. 13, pp. 179-209, 1972.
- [44] M. LaBarbera and S. Vogel, "An inexpensive thermistor flowmeter for aquatic biology," *Limnology and Oceanography*, vol. 21, pp. 750-756, 1976.
- [45] M. Briggs-Smith, S. Piscitelli and A. Livrea, "Pulse thermistor technique for measuring very low liquid flow rates," *Rev. Scientific Instruments*, vol. 52, no. 10, pp. 1565-1568, 1981.
- [46] S. MacIntyre, "A flow-measuring system for use in small lakes," *Limnology and Oceanography*, vol. 31, no. 4, pp. 900-906, 1986.
- [47] C. Yang, M. Kummel and H. Soeberg, "A self-heated thermistor flowmeter for small liquid flow in microchannels," *Sens. Actuators*, vol. 15, pp. 51-62, 1988.
- [48] M. Taniguchi and Y. Fukuo, "Continuous measurements of groundwater seepage using an automatic seepage meter," *Ground Water GRWAAP*, vol. 31, no. 4, pp. 675-679, Jul./Aug. 1993.
- [49] R. J. Paulsen, C. F. Smith, D. O'Rourke and T. F. Wong, "Development and evaluation of an ultrasonic ground water seepage meter," *Ground Water*, vol. 39, no. 6, pp. 904-911, Nov./Dec. 2001.
- [50] D. O. Rosenberry and R. H. Morin, "Use of an electromagnetic seepage meter to investigate temporal variability in lake seepage," *Ground Water*, vol. 41, no. 1, pp. 68-77, Jan./Feb. 2004.
- [51] R. Clift, J. Grace and M. E. Weber, Bubbles, Drops and Particles, New York: Dover Publications, 1978.
- [52] J. S. Steinhart and S. R. Hart, "Calibration curves for thermistors," *Deep Sea Research*, vol. 15, p. 497, 1968.
- [53] N. Tadic, "A beta-error elimination in the trainlinear reduction of the "log-antilog" multiplier/divider," *IMTC/99. Proceedings of the 16th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (Cat.No.99CH36309), Venice, Italy*, vol. 1, pp. 525-530, 1999.

- [54] B. Gilbert, "Translinear circuits: An historical overview," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 9, p. 95-118, 1996.
- [55] B. Gilbert, "Translinear Circuits," in *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, J. G. Webster, Ed., Wiley, 1999.
- [56] Y. Tsvividis, *Operation and Modeling of the MOS Transistor*, 2nd ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 1999.
- [57] J. M. Coulson and J. F. Richardson, *Chemical Engineering*, 3rd ed., New York: Permagon, 1978, p.203..
- [58] Douglas, *Fluid Mechanics*, 2nd ed, Essex, U.K.: Longman, 1986, p.311.
- [59] M. J. Tsai and M. C. Tsou, "Controller for controlling a power converter to output constant power and related method thereof," *U.S. patent 2014/0098570 A1*, 2013.

**Izjava o istovjetnosti štampane i elektronske verzije master rada**

Ime i prezime autora Ivan Šofranac  
Broj indeksa/upisa 9/22  
Studijski program Elektronika  
Naslov rada "Kontrolabilni generator  
konstantne snage optimizovan za primjene u  
termalnoj anemometriji"  
Mentor Prof. dr Milena Erceg

Potpisani Ivan Šofranac

**Izjavljujem**

da je štampana verzija mog master rada istovjetna elektronskoj verziji koju sam predao/la za objavljivanje u Digitalni arhiv Univerziteta Crne Gore.

Istovremeno izjavljujem da dozvoljavam objavljivanje mojih ličnih podataka u vezi sa dobijanjem akademskog naziva master nauka, kao što su ime i prezime, godina i mjesto rođenja, naslov master rada i datum odbrane rada.

U Podgorici, 24.10.2025. godine

Potpis magistranda

ŠOFRANAC IVAN

## IZJAVA O KORIŠĆENJU

Ovlašćujem Univerzitetsku biblioteku da u Digitalnom arhivu Univerziteta Crne Gore pohrani moj master rad pod nazivom:

**"Kontrolabilni generator konstantne snage optimizovan za primjene u termalnoj anemometriji"**

koji je moje autorsko djelo.

Master rad sa svim priložima predao/la sam u elektronskom formatu pogodnom za trajno arhiviranje.

Moj master rad pohranjen u Digitalnom arhivu Univerziteta Crne Gore mogu da koriste svi koji poštuju odredbe sadržane u odabranom tipu licence Kreativne zajednice (*Creative Commons*) za koju sam se odlučio/la.

1. Autorstvo
2. Autorstvo – nekomercijalno
3. Autorstvo – nekomercijalno – bez prerade
4. Autorstvo – nekomercijalno – dijeliti pod istim uslovima
5. Autorstvo – bez prerade
6. Autorstvo – dijeliti pod istim uslovima

*(Molimo da zaokružite samo jednu od šest ponuđenih licenci, kratak opis licenci dat je na poledini lista).*

U Podgorici, 24.10.2025. godine

Potpis magistranda

ŠOFRALIĆ NANI

1. Autorstvo - Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje djela, i prerade, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence, čak i u komercijalne svrhe. Ovo je najslobodnija od svih licenci.
2. Autorstvo - nekomercijalno. Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje djela, i prerade, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence. Ova licenca ne dozvoljava komercijalnu upotrebu djela.
3. Autorstvo - nekomercijalno - bez prerade. Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje djela, bez promjena, preoblikovanja ili upotrebe djela u svom djelu, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence. Ova licenca ne dozvoljava komercijalnu upotrebu djela. U odnosu na sve ostale licence, ovom licencom se ograničava najveći obim prava korišćenja djela.
4. Autorstvo - nekomercijalno - dijeliti pod istim uslovima. Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje djela, i prerade, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence i ako se prerada distribuira pod istom ili sličnom licencom. Ova licenca ne dozvoljava komercijalnu upotrebu djela i prerade.
5. Autorstvo - bez prerade. Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje djela, bez promjena, preoblikovanja ili upotrebe djela u svom djelu, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence. Ova licenca dozvoljava komercijalnu upotrebu djela.

Autorstvo - dijeliti pod istim uslovima. Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje djela, i prerade, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence i ako se prerada distribuira pod istom ili sličnom licencom. Ova licenca dozvoljava komercijalnu upotrebu djela i prerada. Slična je softverskim licencama, odnosno licencama otvorenog koda