



**UNIVERZITET CRNE GORE**  
**ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET PODGORICA**



BSc Jovan Zogović

**Instrumentacioni pojačavač sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim  
na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici**

MASTER RAD

Podgorica, 2025. godine

## **PODACI I INFORMACIJE O MAGISTRANDU**

**Ime i prezime:** Jovan Zogović

**Datum i mjesto rođenja:** 09.09.1999. 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:** *Instrumentacioni pojačavač sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici*

## **OCJENA I ODBRANA MASTER RADA**

**Datum prijave master rada:** 12. 06. 2025.

**Datum sjednice Vijeća univerzitetske jedinice na kojoj je prihvaćena tema:** 16. 06. 2025.

**Komisija za ocjenu/odbranu rada:**

**Prof. dr Milena Erceg, predsjednik**

Univerzitet Crne Gore,  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

**Prof. dr Nikša Tadić, 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 Jovan Zogović

Broj indeksa/upisa 5/2022

### **Izjavljujem**

da je master rad pod nazivom

**"Instrumentacioni pojačavač sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici"**

- 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, 10.11.2025. godine

Potpis magistranda

Jovan Zogović

*Magistarski rad pod nazivom „Instrumentacioni pojačavač sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici” je produkt rada u laboratorijskom prostoru kabineta 337 na Elektrotehničkom fakultetu u period od novembra 2023. godine do jula 2025. godine.*

*Iskreno se zahvaljujem svom mentoru, prof. dr Nikši Tadiću, na pomoći, sugestijama, korisnim savjetima i posvećenosti tokom izrade ovog master rada. Njegovo znanje, strpljenje i smjernice bili su od ključne važnosti za realizaciju istraživanja.*

*Posebnu zahvalnost dugujem svojoj porodici na neizmjernoj podršci, razumijevanju i ohrabrenju tokom cijelog procesa studiranja. Njihova ljubav i podrška mi je značila više nego što mogu da izrazim.*

*Jovan Zogović*

## Apstrakt

Instrumentacioni pojačavač predstavlja elektronsko kolo koje na svom izlazu generiše napon direktno proporcionalan diferencijalnom ulaznom naponu, sa diferencijalnim pojačanjem kao konstantom proporcionalnosti poznate vrijednosti, i sa beskonačno velikim ulaznim otpornostima na ulaznim terminalima. U okviru master rada predstavljen je instrumentacioni pojačavač zasnovan na strujnom prenosniku druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici čije je diferencijalno pojačanje izraženo odnosom dvije otpornosti.

Prototip novog tipa instrumentacionog pojačavača sa strujnim procesiranjem i unipolarnim naponom napajanja realizovan u diskretnoj tehnici omogućava kontrolabilnost parametara kojima se nezavisno mijenjaju DC pojačanja i presječne učestanosti dva operaciona pojačavača koji su sastavni dio dizajna novog tipa instrumentacionog pojačavača. Pošto DC pojačanja i presječne učestanosti nije moguće podešavati kod operacionih pojačavača koji se koriste kao gradivni elementi u formi integrisanog kola, ovi operacioni pojačavači su takođe realizovani u diskretnoj tehnici, korišćenjem diskretnih aktivnih i pasivnih elektronskih komponenti postavljenih na univerzalnu štampanu ploču, i međusobno povezanih metalizacijama i *jumper-ima*. Kontrolabilnost pomenutih parametara operacionih pojačavača u sklopu instrumentacionog pojačavača potrebna je zbog maksimiziranja faktora potiskivanja srednje vrijednosti signala.

Eksperimentalna valorizacija obavljena je u domenu DC prenosnih karakteristika, kao i u frekvencijskom i vremenskom domenu. Ostvarena je kontrolabilnost DC pojačanja i presječne učestanosti dvo-stepenih operacionih pojačavača u sklopu predloženog rješenja instrumentacionog pojačavača primjenom DC polarizacione struje ulaznih diferencijalnih parova, odnosno primjenom Milerove kapacitivnosti  $C_c$  ( $C_c \sim 10$  pF) koji se koristi za frekvencijsku kompenzaciju operacionih pojačavača. Dobijeni rezultati pokazuju da su oba operaciona pojačavača ostvarila DC pojačanje od približno 90 dB. Takođe, izmjerene su i margine faze za oba operaciona pojačavača, koja za prvi iznosi  $50^\circ$  sa presječnom učestanošću od 200 kHz, dok za drugi iznosi  $25^\circ$  sa presječnom učestanošću od 300 kHz, što je posljedica manje vrijednosti kapacitivnosti Milerovog kondenzatora. Izmjerena je i linearnost DC prenosnih karakteristika instrumentacionog pojačavača. Utvrđeno je da greška linearnosti

instrumentacionog pojačavača za diferencijalno pojačanje  $A_d = 100$  manja od 0.5 %, za  $A_d = 10$  greška je manja od 0.1 %, dok je za  $A_d = 1$  greška manja od 0.05 %.

Postignuti rezultati u pogledu kontrolabilnosti DC pojačanja i presječnih učestanosti operacionih pojačavača koji ulaze u sastav predloženog instrumentacionog pojačavača garantuju mogućnost maksimiziranja vrijednosti faktora potiskivanja srednje vrijednosti signala samog instrumentacionog pojačavača. Ovo će omogućiti novi način povećanja kvaliteta rada instrumentacionih pojačavača, prije svega u domenu minimizacije grešaka u procesu pojačavanja malih diferencijalnih napona, a samim tim i smanjenje grešaka mjernih instrumenata u čijem sastavu se nalaze instrumentacioni pojačavači.

**Ključne riječi:** faktor potiskivanje srednje vrijednosti signala, instrumentacioni pojačavač, Milerova kapacitivnost/otpornost, operacioni pojačavač, strujni prenosnik druge generacije

## Abstarct

An instrumentation amplifier is an electronic circuit that generates at its output a voltage directly proportional to the differential input voltage, with the differential gain as the proportionality constant of a known value, and with infinitely large input impedances at its input terminals. Within this master's thesis, an instrumentation amplifier is presented, based on a second-generation current conveyor implemented with an operational amplifier in discrete CMOS technology, whose differential gain is defined by the ratio of two resistances.

The prototype of a new type of instrumentation amplifier with current-mode processing and single-supply operation, realized in discrete technology, enables controllability of the parameters that independently adjust the DC gains and cutoff frequencies of the two operational amplifiers that constitute the design of the proposed instrumentation amplifier. Since DC gains and cutoff frequencies cannot be adjusted in operational amplifiers employed as building blocks in integrated circuit form, these operational amplifiers were also realized in discrete technology, using discrete active and passive electronic components mounted on a universal printed circuit board and interconnected with metallizations and jumpers. The controllability of these operational amplifier parameters within the instrumentation amplifier is necessary for maximizing the common-mode rejection ratio (CMRR).

The experimental evaluation was carried out in the domain of DC transfer characteristics, as well as in the frequency and time domain. Controllability of the DC gain and cutoff frequency of the two-stage operational amplifiers within the proposed instrumentation amplifier design was achieved by applying a DC bias current to the input differential pairs, as well as by using Miller capacitance  $C_c$  ( $C_c \sim 10$  pF) for frequency compensation of the operational amplifiers. The obtained results show that both operational amplifiers achieved a DC gain of approximately 90 dB. Furthermore, the phase margins of both operational amplifiers were measured:  $50^\circ$  with a cutoff frequency of 200 kHz for the first, and  $25^\circ$  with a cutoff frequency of 300 kHz for the second, the latter being a consequence of the smaller Miller capacitance value. The linearity of the DC transfer characteristics of the instrumentation amplifier was also measured. It was established that the linearity error of the instrumentation amplifier is less than 0.5 % for a differential gain  $A_d = 100$ , less than 0.1 % for  $A_d = 10$ , and less than 0.05 % for  $A_d = 1$ .

The achieved results regarding the controllability of DC gains and cutoff frequencies of the operational amplifiers included in the proposed instrumentation amplifier ensure the possibility of maximizing the common-mode rejection ratio of the instrumentation amplifier itself. This enables a new approach to improving the performance of instrumentation amplifiers, primarily in minimizing errors in the amplification of small differential voltages, and consequently reducing measurement errors in instruments incorporating instrumentation amplifiers.

**Keywords:** common-mode rejection ratio, instrumentation amplifier, Miller capacitance/resistance, operational amplifier, second-generation current conveyor

## Sadržaj

1. Uvod .....	10
2. Pregled i analiza postojećih rješenja instrumentacionih pojačavača .....	13
2.1. Instrumentacioni pojačavači sa naponskim procesiranjem .....	15
2.1.1. Diferencijalni pojačavač sa jednim operacionim pojačavačem .....	15
2.1.2. Instrumentacioni pojačavač sa naponskim procesiranjem sa dva operaciona pojačavača .....	17
2.1.3. Instrumentacioni pojačavač sa naponskim procesiranjem sa tri operaciona pojačavača .....	21
2.2. Instrumentacioni pojačavači sa strujnim procesiranjem .....	24
2.3. Instrumentacioni pojačavači sa strujnom povratnom spregom .....	27
3. Instrumentacioni pojačavač sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici .....	30
3.1. Operacioni pojačavač .....	32
3.2. Strujni izvor .....	38
4. Mjerni metod koji se koristi za mjerenje performansi karakteristika prototipa instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici .....	40
5. Rezultati mjerenja .....	57
5.1. Rezultati mjerenja operacionih pojačavača .....	57
5.2. Rezultati mjerenja instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici .....	69
6. Zaključak .....	80
7. Dodatak – fotografije prototipa instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici .....	82
8. Literatura .....	84

## 1. Uvod

Instrumentacioni pojačavač predstavlja ključni element elektronskih mjernih sistema, koji obavlja kondicioniranje signala u velikom broju uređaja za precizno mjerenje. Ova vrsta gradivnog bloka predstavlja elektronsko kolo sa beskonačno velikim ulaznim otpornostima na ulaznim terminalima [1] – [5] koje na svom izlazu daje napon direktno proporcionalan diferencijalnom ulaznom naponu. Koristi se za mjerenje širokog spektra veličina kako električnih, tako i neelektričnih parametara. U idealnom slučaju, instrumentacioni pojačavač funkcioniše kao naponski pojačavač koji na izlazu generiše napon proporcionalan razlici ulaznih napona  $V_{in1}$  i  $V_{in2}$ . Ova relacija se matematički opisuje izrazom:  $V_{out} = A_d V_{ind} = A_d (V_{in1} - V_{in2})$ , gdje je  $V_{ind} = V_{in1} - V_{in2}$  diferencijalni ulazni napon, dok je  $A_d$  diferencijalno pojačanje koje se nalazi unutar opsega  $1 < A_d < 1000$ . Međutim, u stvarnim uslovima dolazi do pojave neželjenih komponenti koje uzrokuju odstupanja od idealnog ponašanja. Iz tog razloga, izlazni napon realnog instrumentacionog pojačavača određuje se kao  $V_{out} = A_d V_{ind} + A_c V_{inc} = A_d (V_{in1} - V_{in2}) + A_c \left( \frac{V_{in1} + V_{in2}}{2} \right)$ , pri čemu je  $V_{inc} = \left( \frac{V_{in1} + V_{in2}}{2} \right)$  srednja vrijednost ulaznog signala, dok je  $A_c$  pojačanje srednje vrijednosti ulaznog signala. U velikom broju slučajeva, diferencijalni ulazni napon  $V_{ind}$  je višestruko manji u odnosu na srednju vrijednost ulaznog napona  $V_{inc}$ . Zbog toga je, da bi se smanjila greška instrumentacionog pojačavača, potrebno da pojačanje  $A_c$  bude što manje u odnosu na minimalno diferencijalno pojačanje  $A_d$ . Kao pokazatelj kvaliteta rada instrumentacionog pojačavača koriste se faktor potiskivanja srednje vrijednosti signala (*Common Mode Rejection Ratio – CMRR*) koji se definiše kao odnos diferencijalnog pojačanja i pojačanja srednje vrijednosti signala  $CMRR = \frac{A_d}{A_c}$ . Što je faktor potiskivanja srednje vrijednosti signala veći, to je instrumentacioni pojačavač sposobniji da eliminiše neželjene komponente signala i obezbijedi preciznije mjerenje.

Instrumentacione pojačavače možemo podijeliti u četiri grupe: instrumentacioni pojačavači sa naponskim procesiranjem [1] – [9], instrumentacioni pojačavači sa strujnim procesiranjem [5], [10] – [24], instrumentacioni pojačavači sa strujnom povratnom spregom [5], [25] – [30] i instrumentacioni pojačavači sa kapacitivnom spregom [5], [31] – [37].

Tema master rada odnosi se na instrumentacioni pojačavač sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici. U

pitanju je dizajn novog tipa instrumentacionog pojačavača sa strujnim procesiranjem i unipolarnim naponom napajanja. Instrumentacioni pojačavač se zasniva na strujnom prenosniku druge generacije negativnog tipa [38], [39], koji je realizovan korišćenjem operacionog pojačavača i MOSFET-a. S obzirom na unipolarno napajanje instrumentacionog pojačavača, vrši se DC polarizacija tako što se u ulazni strujni priključak strujnog prenosnika druge generacije dovodi DC struja poznate vrijednosti. Ova DC struja sabira se sa strujom koja je proporcionalna ulaznom diferencijalnom naponu. Sam proces sumiranja struja obavlja se u klasi A [40], pri čemu rezultujuća struja predstavlja ulaznu struju strujnog prenosnika negativnog tipa. Pored strujnog prenosnika druge generacije baziranog na operacionom pojačavaču, koristi se još jedan operacioni pojačavač, u konfiguraciji jediničnog pojačavača. Na neinvertujuće ulaze pomenutih operacionih pojačavača dovode se ulazni naponi, čija se razlika zatim pojačava. Diferencijalno pojačanje predloženog rješenja instrumentacionog pojačavača određeno je odnosom otpornosti dva otpornika. Ovakav pristup eliminiše potrebu za preciznim uparivanjem pasivnih komponenti, što predstavlja jednu od karakterističnih prednosti instrumentacionih pojačavača koji funkcionišu na principu strujnog procesiranja.

Matematički modeli koji opisuju ponašanje predloženog instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije negativnog tipa baziranim na operacionom pojačavaču pokazuju da faktor potiskivanja srednje vrijednosti signala zavisi od uparivanja DC pojačanja i presječnih učestanosti dva operaciona pojačavača koji su sastavni dio dizajna novog tipa instrumentacionog pojačavača. Faktor potiskivanja srednje vrijednosti signala predloženog instrumentacionog pojačavača se povećava sa porastom stepena uparenosti DC pojačanja dva operaciona pojačavača. Osim toga, frekvencija prvog pola amplitudno-frekvencijske karakteristike faktora potiskivanja srednje vrijednosti signala predloženog instrumentacionog pojačavača povećava se sa porastom stepena uparenosti presječnih učestanosti dva operaciona pojačavača. Na taj način povećava se i frekvencijski opseg čitavog instrumentacionog pojačavača. Cilj istraživanja u ovom master radu je realizacija novog tipa instrumentacionog pojačavača sa strujnim procesiranjem i unipolarnim naponom napajanja na način koji omogućava kontrolabilnost parametara kojima se nezavisno mijenjaju DC pojačanja i presječne učestanosti dva operaciona pojačavača koji su sastavni dio dizajna novog tipa instrumentacionog pojačavača. Pošto DC pojačanja i presječne učestanosti nije moguće podešavati kod operacionih pojačavača koji se koriste kao gradivni elementi u formi

integrisanog kola, ove operacione pojačavače je neophodno realizovati u diskretnoj tehnici, korišćenjem diskretnih aktivnih i pasivnih elektronskih komponenti postavljenih na univerzalnu štampanu ploču, i međusobno povezanih metalizacijama i *jumper-ima*.

Master rad sadrži šest poglavlja uključujući uvod i zaključak. U drugom poglavlju dat je osvrt na postojeća rješenja instrumentacionih pojačavača, i bazira se na analizi električnih šema postojećih instrumentacionih pojačavača i njihovom matematičkom modelovanju, tj. DC analizi. U trećem poglavlju detaljno je predstavljena tema master rada, odnosno instrumentacioni pojačavač sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici. Data je analiza električnih šema i matematičkih modela predloženog instrumentacionog pojačavača sa posebnim osvrtom na dvo-stepenim operacionim pojačavačima koji predstavljaju sastavni dio predloženog instrumentacionog pojačavača. U četvrtom poglavlju predstavljen je mjerni metod, sa odgovarajućom instrumentacijom, za mjerenje performansi instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici i opisano je pojedinačno testiranje svakog funkcionalnog bloka u cilju verifikacije ispravnosti i stabilnosti svih gradivnih elemenata. U petom poglavlju predstavljeni su rezultati mjerenja i prikazani su u grafičkoj formi. U dodatku su prikazane fotografije prototipa instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici.

## **2. Pregled i analiza postojećih rješenja instrumentacionih pojačavača**

Instrumentacioni pojačavač predstavlja elektronski gradivni element čija je osnovna funkcija pojačavanje razlike dva ulazna napona, označena kao  $V_{in1}$  i  $V_{in2}$ . Ulazna otpornost instrumentacionog pojačavača u idealnom slučaju treba da bude beskonačno velika. Izlazni napon  $V_{out}$  može se matematički izraziti kao [41]:

$$V_{out} = A_d V_{ind} = A_d (V_{in1} - V_{in2}) \quad (2.1)$$

gdje  $A_d$  označava diferencijalno pojačanje, čija se vrijednost postiže podešavanjem parametara električnog kola, a obično se kreće u opsegu od 1 do 1000. Ulazni diferencijalni napon  $V_{ind}$  definiše se kao razlika ulaznih signala:

$$V_{ind} = V_{in1} - V_{in2} \quad (2.2)$$

U realnim uslovima rada, instrumentacioni pojačavač ne funkcioniše idealno, već se njegov izlazni napon  $V_{out}$  izražava u obliku [41]:

$$V_{out} = A_d V_{ind} + A_c V_{inc} \quad (2.3)$$

Ovdje  $A_c$  označava pojačanje srednje vrijednosti ulaznog signala. Ova srednja vrijednost ulaznog signala,  $V_{inc}$  izražava se pomoću izraza:

$$V_{inc} = \frac{V_{in1} + V_{in2}}{2} \quad (2.4)$$

Jedan od ključnih parametara za procjenu kvaliteta rada instrumentacionog pojačavača jeste faktor potiskivanja srednje vrijednosti signala  $CMRR$ . Ova veličina predstavlja odnos diferencijalnog pojačanja  $A_d$  i pojačanja srednje vrijednosti signala  $A_c$ :

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} \quad (2.5)$$

Faktor potiskivanja srednje vrijednosti signala  $CMRR$  obično se izražava u decibelima (dB) prema sljedećoj formuli:

$$CMRR_{dB} = 20 \log \left( \frac{A_d}{A_c} \right) \quad (2.6)$$

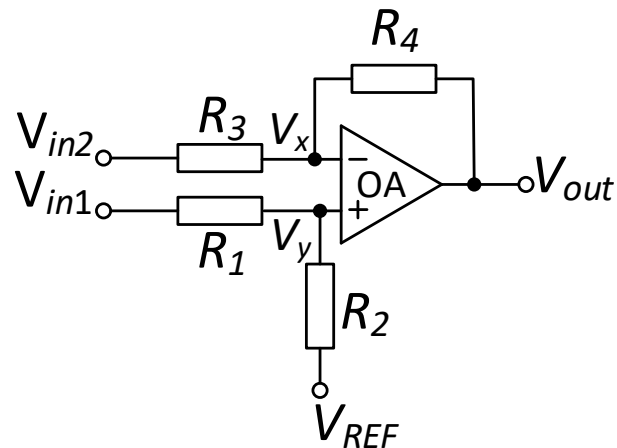
Odstupanje realne karakteristike (2.3) od idealne karakteristike (2.1) može se predstaviti relativnom greškom  $E_r$ , koja se definiše sljedećim izrazom:

$$E_r = - \frac{1}{CMRR} \frac{V_{inc}}{V_{ind}} \cdot 100 \quad (2.7)$$

Na osnovu izraza (2.7) jasno je da će relativna greška  $E_r$  biti manja ukoliko instrumentacioni pojačavač ima veći faktor potiskivanja srednje vrijednosti signala  $CMRR$ .

U ovom poglavlju analiza će se fokusirati na različite topologije instrumentacionih pojačavača, pri čemu će poseban akcenat biti stavljen na DC analizu. Poseban osvrt biće dat na:

- Instrumentacioni pojačavači sa naponskim procesiranjem,
- Instrumentacioni pojačavači sa strujnim procesiranjem,
- Instrumentacioni pojačavači sa strujnom povratnom spregom.



Slika 2.1.1.1 – Električna šema diferencijalnog pojačavača sa jednim operacionim pojačavačem [40]

## 2.1. Instrumentacioni pojačavači sa naponskim procesiranjem

Diferencijalni i instrumentacioni pojačavači sa naponskim procesiranjem predstavljaju jednu od osnovnih klasa pojačavača koji koriste operacione pojačavače za realizaciju diferencijalnog pojačanja i predstavljeni su u referencama [1] – [9]. Ove konfiguracije mogu koristiti jedan, dva ili tri operaciona pojačavača, zavisno od potrebe preciznosti i osjetljivosti aplikacije. Sami operacioni pojačavač funkcioniše kao diferencijalni pojačavač sa veoma velikim diferencijalnim pojačanjem, koje se obično kreće u opsegu od 10 000 do 10 000 000. Instrumentacioni pojačavači sa naponskim procesiranjem koriste otpornike kao ključne elemente za podešavanje pojačanja, što značajno utiče na stabilnost i validnost relacije (2.1).

### 2.1.1. Diferencijalni pojačavač sa jednim operacionim pojačavačem

Diferencijalni pojačavač sa jednim operacionim pojačavačem [40] prikazan na slici 2.1.1.1 je osnovni gradivni element koji se koristi za pojačavanje razlike dva ulazna napona. Iako se ne može klasifikovati kao instrumentacioni pojačavač zbog konačnih vrijednosti ulaznih

otpornosti, ovaj tip pojačavača predstavlja ključni gradivni element u realizaciji nekih instrumentacionih pojačavača sa naponskim procesiranjem.

Idealni diferencijalni pojačavač funkcioniše pod pretpostavkom da su ulazne struje operacionog pojačavača jednake nuli i da su naponi na invertujućem i neinvertujućem ulazu identični ( $V_x = V_y$ ). Da bi diferencijalni pojačavač ispravno radio i ostvario pojačanje razlike ulaznih napona  $V_{in1}$  i  $V_{in2}$ , moraju biti zadovoljeni određeni uslovi koji zavise od vrijednosti otpornika u kolu. Na osnovu jednakosti napona na priključnim tačkama operacionog pojačavača, može se izvesti odgovarajuća relacija za izlazni napon  $V_{out}$  [41]:

$$V_{out} = \frac{R_2(R_3 + R_4)}{R_3(R_1 + R_2)}V_{in1} - \frac{R_4}{R_3}V_{in2} + \frac{R_1(R_3 + R_4)}{R_3(R_1 + R_2)}V_{REF} \quad (2.1.1.1)$$

Da bi diferencijalni pojačavač prikazan na slici 2.1.1.1 pojačavao razliku ulaznih napona  $V_{in1}$  i  $V_{in2}$ , neophodno je da bude zadovoljen uslov [41]:

$$\frac{R_2(R_3 + R_4)}{R_3(R_1 + R_2)} = \frac{R_4}{R_3} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (2.1.1.2)$$

Izlazni napon  $V_{out}$  idealnog diferencijalnog pojačavača može se predstaviti izrazom:

$$\begin{aligned} V_{out} &= A_d(V_{in1} - V_{in2}) + V_{REF} = \frac{R_2}{R_1}(V_{in1} - V_{in2}) + V_{REF} \\ &= \frac{R_4}{R_3}(V_{in1} - V_{in2}) + V_{REF} \end{aligned} \quad (2.1.1.3)$$

gdje je diferencijalno pojačanje  $A_d$  definisano kao:

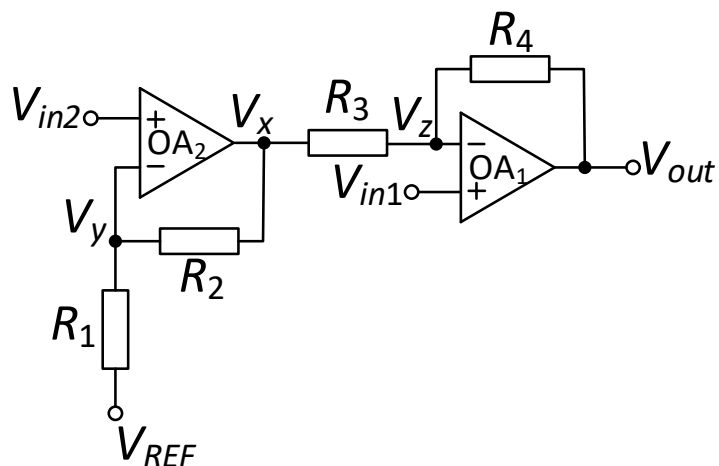
$$A_d = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (2.1.1.4)$$

Izrazi (2.1.1.3) i (2.1.1.4) pokazuju da je izlazni napon  $V_{out}$  proporcionalan razlici ulaznih napona  $V_{in1}$  i  $V_{in2}$ , sa diferencijalnim pojačanjem  $A_d$  kao faktorom proporcionalnosti. Dodatno,

izraz (2.1.1.2) izražava uslov koji mora biti ispunjen da bi kolo sa slike 2.1.1.1 moglo da obavlja funkciju diferencijalnog pojačavača. Promjena diferencijalnog pojačanja  $A_d$  promjenom jedne od otpornosti  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  ili  $R_4$  podrazumijeva da se moraju mijenjati i ostale otpornosti tako da bude ispunjen uslov (2.1.1.2). U realnim uslovima, treba uzeti u obzir nesavršenosti operacionog pojačavača, kao što su *offset* naponi i njegovo ograničeno diferencijalno pojačanje, što može uticati na tačnost pojačavača.

### 2.1.2. Instrumentacioni pojačavač sa naponskim procesiranjem sa dva operaciona pojačavača

Instrumentacioni pojačavač sa naponskim procesiranjem sa dva operaciona pojačavača prikazan je na slici 2.1.2.1. Za razliku od diferencijalnog pojačavača sa jednim operacionim pojačavačem, u ovoj konfiguraciji ulazni signali  $V_{in1}$  i  $V_{in2}$  su direktno povezani na neinvertujuće priključke operacionih pojačavača, što rezultira visokom ulaznom impedansom. Idealni instrumentacioni pojačavač sa naponskim procesiranjem i dva operaciona pojačavača podrazumijeva da su operacioni pojačavači  $OA_1$  i  $OA_2$  idealni, što znači da imaju beskonačno veliko pojačanje, beskonačno veliku ulaznu impedansu i nultu izlaznu impedansu. Primjenom teoreme superpozicije može se izvesti izraz za napon  $V_x$  [41]:



Slika 2.1.2.1 – Električna šema instrumentacionog pojačavača sa dva operaciona pojačavača [41]

$$V_x = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_{in2} - \frac{R_2}{R_1}V_{REF} \quad (2.1.2.1)$$

Takođe, primjenom iste teoreme dobija se izraz za izlazni napon  $V_{out}$  [41]:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)V_{in1} - \frac{R_4}{R_3}V_x \quad (2.1.2.2)$$

Iz relacija (2.1.2.1) i (2.1.2.2) dobija se izraz za izlazni napon  $V_{out}$  analiziranog kola:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)V_{in1} - \frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_{in2} + \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1}V_{REF} \quad (2.1.2.3)$$

Da bi kolo funkcionisalo kao instrumentacioni pojačavač, mora biti ispunjen sljedeći uslov [41]:

$$\frac{R_3 + R_4}{R_3} = \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1 R_3} \Rightarrow \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3} \quad (2.1.2.4)$$

Iz izraza (2.1.2.3) i (2.1.2.4), izlazni napon  $V_{out}$  iznosi :

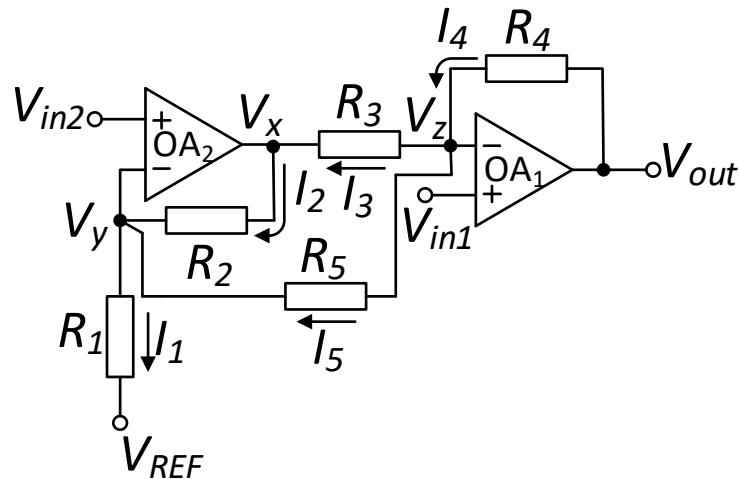
$$V_{out} = A_d(V_{in1} - V_{in2}) + V_{REF} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)(V_{in1} - V_{in2}) + V_{REF} \quad (2.1.2.5)$$

gdje je diferencijalno pojačanje  $A_d$  definisano kao:

$$A_d = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (2.1.2.6)$$

Izrazi (2.1.2.5) i (2.1.2.6) pokazuju da je izlazni napon  $V_{out}$  proporcionalan razlici ulaznih napona  $V_{in1}$  i  $V_{in2}$ , sa diferencijalnim pojačanjem  $A_d$  kao faktorom proporcionalnosti. Dodatno, relacija (2.1.2.4) izražava uslov koji mora biti ispunjen da bi kolo na slici 2.1.2.1 moglo da

obavlja funkciju diferencijalnog pojačavača, i koja je slična relaciji (2.1.1.2). Promjena diferencijalnog pojačanja  $A_d$  promjenom jedne od otpornosti  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  ili  $R_4$  podrazumijeva da se moraju mijenjati i ostale otpornosti tako da bude ispunjen uslov (2.1.2.4).



Slika 2.1.2.2 – Električna šema instrumentacionog pojačavača sa dva operaciona pojačavača i otpornikom  $R_5$  [41]

Instrumentacioni pojačavač sa naponskim procesiranjem sa dva operaciona pojačavača i dodatim otpornikom  $R_5$  [41] između negativnih ulaza dva operaciona pojačavača  $OA_1$  i  $OA_2$  prikazan je na slici 2.1.2.2. Za razliku od diferencijalnog pojačavača sa jednim operacionim pojačavačem, u ovoj konfiguraciji ulazni signali  $V_{in1}$  i  $V_{in2}$  su direktno povezani na neinvertujuće priključke operacionih pojačavača, što rezultira visokom ulaznom impedansom. Idealni instrumentacioni pojačavač sa naponskim procesiranjem i dva operaciona pojačavača podrazumijeva da su operacioni pojačavači  $OA_1$  i  $OA_2$  idealni, što znači da imaju beskonačno veliko pojačanje, beskonačno veliku ulaznu impedansu i nultu izlaznu impedansu. Takođe, ulazne struje oba operaciona pojačavača jednake su nuli, pa su naponi na invertujućem i neinvertujućem ulazu identični tj.  $V_{in1} = V_z$  i  $V_{in2} = V_y$ . Posmatrajući električnu šemu instrumentacionog pojačavača struje  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ ,  $I_4$  i  $I_5$  mogu se zapisati kao [41]:

$$I_1 = \frac{V_{in2} - V_{REF}}{R_1} \quad (2.1.2.7)$$

$$I_2 = \frac{V_x - V_{in2}}{R_2} \quad (2.1.2.8)$$

$$I_3 = \frac{V_{in1} - V_x}{R_3} \quad (2.1.2.9)$$

$$I_4 = \frac{V_{out} - V_{in1}}{R_4} \quad (2.1.2.10)$$

$$I_5 = \frac{V_{in1} - V_{in2}}{R_5} \quad (2.1.2.11)$$

Primjenom I Kirhof-ovog zakona za čvorišta sa naponima  $V_y$  i  $V_z$ , struje  $I_1$  i  $I_4$  mogu se zapisati kao [41]:

$$I_1 = I_2 + I_5 \quad (2.1.2.12)$$

$$I_4 = I_3 + I_5 \quad (2.1.2.13)$$

Kombinovanjem izraza (2.1.2.7) – (2.1.2.13) dobija se izraz za izlazni napon  $V_{out}$  instrumentacionog pojačavača:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4}{R_5} + \frac{R_2 R_4}{R_3 R_5}\right) V_{in1} - \left(\frac{R_4}{R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_3 R_5} + \frac{R_4}{R_5}\right) V_{in2} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} V_{REF} \quad (2.1.2.14)$$

Da bi kolo funkcionisalo kao instrumentacioni pojačavač, mora biti ispunjen sljedeći uslov [41]:

$$1 + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4}{R_5} + \frac{R_2 R_4}{R_3 R_5} = \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_3 R_5} + \frac{R_4}{R_5} \Rightarrow \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_1}{R_2} \quad (2.1.2.15)$$

Iz izraza (2.1.2.14) i (2.1.2.15), izlazni napon  $V_{out}$  iznosi :

$$V_{out} = A_d(V_{in1} - V_{in2}) + V_{REF} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1 + R_4}{R_5}\right)(V_{in1} - V_{in2}) + V_{REF} \quad (2.1.2.16)$$

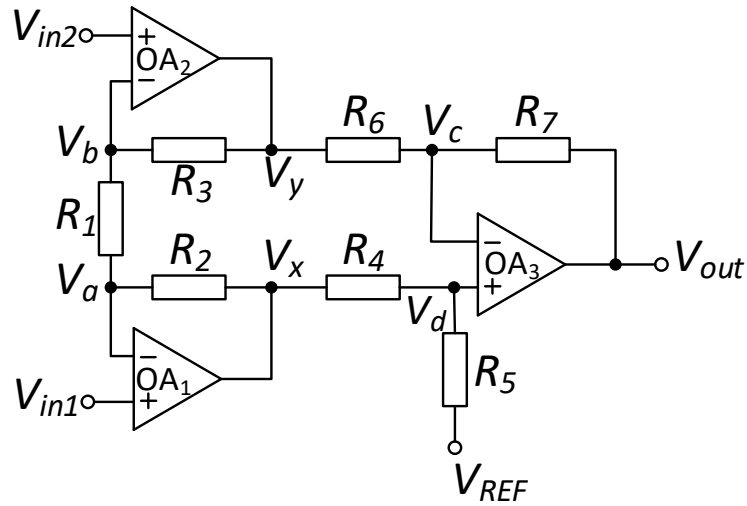
gdje je diferencijalno pojačanje  $A_d$  definisano kao:

$$A_d = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1 + R_4}{R_5} \quad (2.1.2.17)$$

Izrazi (2.1.2.16) i (2.1.2.17) pokazuju da je izlazni napon  $V_{out}$  proporcionalan razlici ulaznih napona  $V_{in1}$  i  $V_{in2}$ , sa diferencijalnim pojačanjem  $A_d$  kao faktorom proporcionalnosti. Dodatno, relacija (2.1.2.15) izražava uslov koji mora biti ispunjen da bi kolo na slici 2.1.2.2 moglo da obavlja funkciju diferencijalnog pojačavača, i slična je relaciji (2.1.2.4). Promjena diferencijalnog pojačanja  $A_d$  promjenom jedne od otpornosti  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  ili  $R_5$  podrazumijeva da se moraju mijenjati i ostale otpornosti tako da bude ispunjen uslov (2.1.2.15).

### **2.1.3. Instrumentacioni pojačavač sa naponskim procesiranjem sa tri operaciona pojačavača**

Instrumentacioni pojačavač sa tri operaciona pojačavača prikazan na slici 2.1.3.1, sastoji se od dva osnovna dijela: ulaznog stepena i izlaznog diferencijalnog pojačavača. Ulazni stepen čine dva operaciona pojačavača  $OA_1$  i  $OA_2$ , zajedno sa otpornicima  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ . Njegova funkcija je da pojača razliku između ulaznih signala  $V_{in1}$  i  $V_{in2}$ , dok istovremeno obezbjeđuje visoku ulaznu impedansu sistema. Izlazni stepen realizovan je kao standardni diferencijalni pojačavač analiziran u poglavlju 2.1.1, koji koristi treći operacioni pojačavač  $OA_3$  zajedno sa otpornicima  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_6$  i  $R_7$ . Ovaj dio kola vrši pojačanje diferencijalnog napona sa izlaza ulaznog stepena.



Slika 2.1.3.1 – Električna šema instrumentacionog pojačavača sa tri operaciona pojačavača [41]

Za DC analizu kola sa slike pretpostavljeno je da su operacioni pojačavači idealni, što znači da imaju beskonačno veliko pojačanje, beskonačno veliku ulaznu impedansu i nultu izlaznu impedansu. Naponi  $V_x$  i  $V_y$ , koji predstavljaju izlazne napone operacionih pojačavača OA<sub>1</sub> i OA<sub>2</sub>, pomoću teoreme superpozicije mogu se izraziti kao [41]:

$$V_x = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_{in1} - \frac{R_2}{R_1}V_{in2} \quad (2.1.3.1)$$

$$V_y = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)V_{in2} - \frac{R_3}{R_1}V_{in1} \quad (2.1.3.2)$$

Podrazumijevajući da je ispunjen uslov (2.1.1.2), što znači da važi:

$$\frac{R_5}{R_4} = \frac{R_7}{R_6} \quad (2.1.3.3)$$

i koristeći izraz (2.1.1.3), dobija se izraz za izlazni napon  $V_{out}$  :

$$V_{out} = \frac{R_7}{R_6}(V_x - V_y) + V_{REF} \quad (2.1.3.4)$$

Kombinovanjem relacija (2.1.3.1) – (2.1.3.4) dobija se konačan izraz za izlazni napon  $V_{out}$  instrumentacionog pojačavača sa tri operaciona pojačavača :

$$V_{out} = A_d(V_{in1} - V_{in2}) + V_{REF} = \frac{R_7}{R_6} \left( 1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} \right) (V_{in1} - V_{in2}) + V_{REF} \quad (2.1.3.5)$$

gdje diferencijalno pojačanje  $A_d$  iznosi:

$$A_d = \frac{R_7}{R_6} \left( 1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} \right) \quad (2.1.3.6)$$

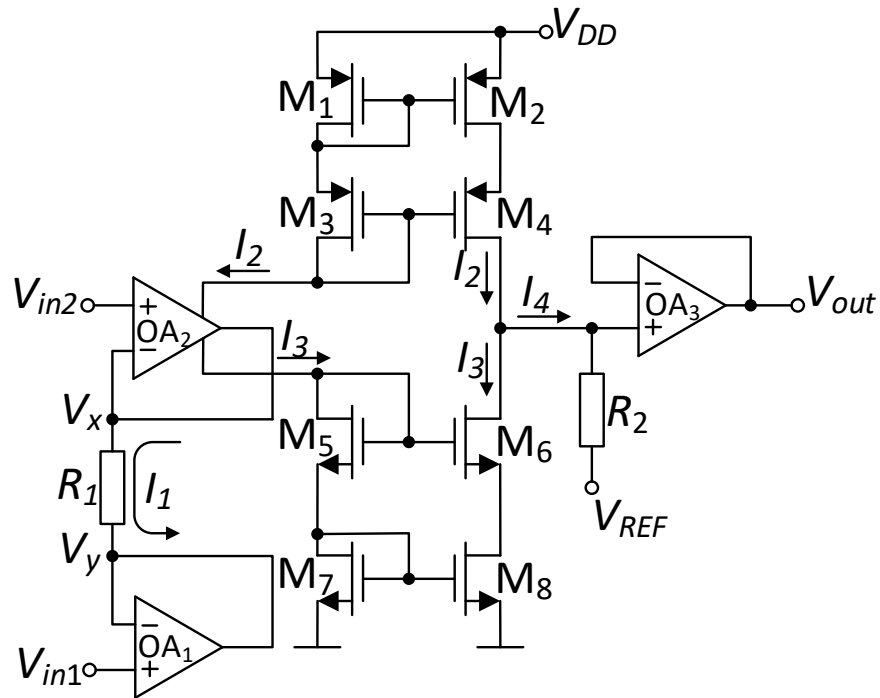
Izraz (2.1.3.5) pokazuje da je izlazni napon  $V_{out}$  proporcionalan razlici ulaznih napona  $V_{in1}$  i  $V_{in2}$ , sa diferencijalnim pojačanjem  $A_d$  (2.1.3.6) kao faktorom proporcionalnosti. Dodatno, relacija (2.1.3.3) izražava uslov koji mora biti ispunjen da bi kolo na slici 2.1.3.1 moglo da obavlja funkciju instrumentacionog pojačavača, i koja je slična relaciji (2.1.2.4).

Ovaj instrumentacioni pojačavač sa tri operaciona pojačavača omogućava precizno pojačavanje diferencijalnog ulaznog signala uz visoku ulaznu impedansu. Diferencijalno pojačanje  $A_d$  može da se kontroliše pomoću otpornika u ulaznom i izlaznom stepenu. Otpornici  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  utiču na pojačanje ulaznog stepena, dok otpornici  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_6$  i  $R_7$  kontrolišu diferencijalno pojačanje izlaznog stepena. Promjena diferencijalnog pojačanja  $A_d$  promjenom jedne od otpornosti  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_6$  ili  $R_7$  podrazumijeva da se moraju mijenjati i ostale otpornosti tako da bude ispunjen uslov  $R_7/R_6 = R_5/R_4$ . Efikasniji način promjene diferencijalnog pojačanja  $A_d$  jeste promjene jedne od otpornosti  $R_1$ ,  $R_2$  ili  $R_3$ . Kako se obično uzima da je  $R_2 = R_3$ , najefikasniji način promjene diferencijalnog pojačanja  $A_d$  jeste promjena otpornosti  $R_1$ .

## **2.2. Instrumentacioni pojačavači sa strujnim procesiranjem**

Instrumentacioni pojačavači sa strujnim procesiranjem oslanjaju se na aktivne komponente kao ključne gradivne elemente, uključujući operacione pojačavače i strujne prenosnike. Za razliku od drugih pristupa, kod ove arhitekture validnost relacije (2.1) ne zavisi od uparivanja pasivnih komponenti, poput otpornika, već prvenstveno od uparivanja parametara aktivnih elemenata. Ova osobina čini ih pogodnim za primjene u kojima je potrebna visoka stabilnost pri varijacijama temperature i proizvodnih tolerancija. Na osnovu navedenog, ovi instrumentacioni pojačavači mogu se kategorizovati na sljedeći način:

- Instrumentacioni pojačavači sa strujnim procesiranjem u kojima operacioni pojačavači čine osnovne gradivne elemente. Stabilnost DC pojačanja ovih operacionih pojačavača ključna je za postizanje validnosti relacije (2.1). Osim toga, ostvarivanje visokog stepena validnosti relacije (2.1) zahtijeva dobro uparivanje DC naponskih pojačanja pojedinačnih operacionih pojačavača.
- Instrumentacioni pojačavači sa strujnim procesiranjem kod kojih strujni prenosnici predstavljaju osnovne gradivne elemente. Ova grupa uključuje različite vrste strujnih prenosnika, kao što su strujni prenosnik II generacije, operacioni *floating* strujni prenosnik, diferencijalni strujni prenosnik i strujom kontrolisan strujni prenosnik II generacije. Validnosti relacije (2.1) u značajnoj mjeri zavisi od naponskog pojačanja naponskog *follower-a* i strujnog pojačanja strujnog *follower-a* unutar sklopova strujnih prenosnika. Međutim, zbog tehnoloških ograničenja i varijacija procesnih parametara dolazi do odstupanja od idealnih vrijednosti, naročito kod strujnih ogledala, koja su često korišćena za realizaciju strujnog *follower-a*. Ova ogledala mogu unijeti značajne greške, posebno pri niskim naponima napajanja.
- Instrumentacioni pojačavači sa strujnim procesiranjem u kojima operacioni pojačavači i strujni prenosnici zajedno čine osnovne gradivne elemente. Ova kombinacija omogućava balans između stabilnosti naponskog i strujnog procesiranja, čime se povećava efikasnost sistema.



Slika 2.2.1 – Električna šema instrumentacionog pojačavača sa strujnim procesiranjem [10]

Električna šema instrumentacionog pojačavača sa strujnim procesiranjem [10] prikazana je na slici 2.2.1. Posmatrani instrumentacioni pojačavač realizovan je korišćenjem tri operaciona pojačavača i dva strujna ogledala. Ulazni diferencijalni stepen formiraju dva operaciona pojačavača  $OA_1$  i  $OA_2$ , koji su predstavljeni u konfiguraciji jedinčnih pojačavača (*voltage follower-a*), sa otpornikom  $R_1$  između njihovih izlaza. Izlazni stepen se sastoji od operacionog pojačavača  $OA_3$  i otpornika  $R_2$ . Ove dvije sekcije povezane su pomoću strujnih ogledala realizovanih pomoću MOSFET-ova  $M_1 - M_4$  i  $M_5 - M_8$ . Pod pretpostavkom da su svi operacioni pojačavači idealni, naponi  $V_x$  i  $V_y$  odgovaraju ulaznim naponima instrumentacionog pojačavača  $V_x = V_{in1}$ ,  $V_y = V_{in2}$ . Struja koja protiče kroz otpornik  $R_1$  data je sljedećim izrazom [41]:

$$I_1 = \frac{V_x - V_y}{R_1} = \frac{V_{in1} - V_{in2}}{R_1} \quad (2.2.1)$$

Strujno ogledalo  $M_1 - M_4$  ima funkciju da preslika struju  $I_2$  u sljedeći stepen kola. Slično, strujno ogledalo  $M_5 - M_8$  ima funkciju da preslika struju  $I_3$  u sljedeći stepen kola. Operacioni pojačavač  $OA_2$  može se tretirati kao strujno čvorište za koji važi I Kihof-ov zakon, pa važi [41]:

$$I_1 = I_2 - I_3 \quad (2.2.2)$$

U zajedničkom čvorištu kojeg čine *drain-ovi* MOSFET-ova  $M_4$  i  $M_6$ , priključak otpornika  $R_2$ , i neinvertujući priključak operacionog pojačavača  $OA_3$ , takođe važi I Kirhof-ov zakon [41]:

$$I_4 = I_2 - I_3 \quad (2.2.3)$$

Posmatrajući izraz (2.2.2) i (2.2.3) može se zaključiti da su struje  $I_1$  i  $I_4$  jednake:

$$I_4 = I_1 \quad (2.2.4)$$

S obzirom da struja  $I_4$  teče kroz otpornik  $R_2$ , izlazni napon  $V_{out}$  može se odrediti pomoću Omovog zakona:

$$V_{out} = V_{REF} + R_2 I_4 \quad (2.2.5)$$

Kombinovanjem relacija (2.2.1) i (2.2.5) dobija se konačan izraz za izlazni napon  $V_{out}$  ovog instrumentacionog pojačavača:

$$V_{out} = V_{REF} + \frac{R_2}{R_1} (V_{in1} - V_{in2}) \quad (2.2.6)$$

gdje diferencijalno pojačanje  $A_d$  instrumentacionog pojačavača iznosi:

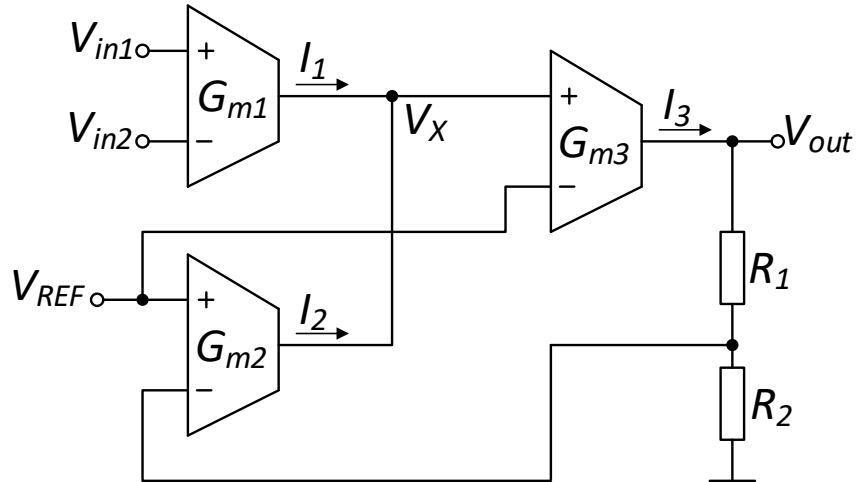
$$A_d = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.2.7)$$

Analiza modela pokazuje da se diferencijalno pojačanje može ostvariti primjenom strujnog procesiranja, pri čemu se eliminiše potreba za preciznim uparivanjem otpornika, za razliku od instrumentacionih pojačavača sa naponskim procesiranjem. Umjesto toga, stabilnost i tačnost pojačanja obezbjeđuju se korišćenjem aktivnih komponenti i njihovom preciznom kontrolom.

### **2.3. Instrumentacioni pojačavači sa strujnom povratnom spregom**

Instrumentacioni pojačavači sa strujnom povratnom spregom [41], predstavljaju posebnu klasu diferencijalnih pojačavača koji koriste transkonduktorske stepene za pretvaranje diferencijalnog naponskog signala u struju, koja se zatim ponovo konvertuje u izlazni napon. Ovakva arhitektura omogućava visoku preciznost i stabilnost rada, što ih čini pogodnim za primjenu u integrisanim tehnologijama i niskonaponskim sistemima. Za razliku od instrumentacionih pojačavača sa naponskim i strujnim procesiranjem, koji koriste otpornike za određivanje diferencijalnog pojačanja, instrumentacioni pojačavači sa strujnom povratnom spregom koriste aktivne elemente, odnosno transkonduktore, što omogućava veću fleksibilnost pri podešavanju pojačanja i bolju kontrolu nad performansama kola.

Električna šema jednog instrumentacionog pojačavača sa strujnom povratnom spregom prikazana je na slici 2.3.1. Ovaj pojačavač sastoji se od tri transkonduktora sa transkonduktansama  $G_{m1}$ ,  $G_{m2}$ ,  $G_{m3}$  i dva otpornika u povratnoj sprezi  $R_1$  i  $R_2$ . Analiza kola se vrši pod pretpostavkom da su svi transkonduktori idealni, što znači da imaju beskonačnu ulaznu impedansu i da im je ulazna struja jednaka nuli. Svaki transkonduktorski stepen generiše izlaznu struju proporcionalnu diferencijalnom ulaznom naponu. Ako su ulazni naponi označeni kao  $V_{in1}$  i  $V_{in2}$ , izlazne struje  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  transkonduktorskih stepena mogu se izraziti kao:



Slika 2.3.1 – Električna šema instrumentacionog pojačavača sa strujnom povratnom spregom [41]

$$I_1 = G_{m1}(V_{in1} - V_{in2}) \quad (2.3.1)$$

$$I_2 = G_{m2}\left(V_{REF} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}V_{out}\right) \quad (2.3.2)$$

$$I_3 = G_{m3}(V_X - V_{REF}) = \frac{V_{out}}{R_1 + R_2} \quad (2.3.3)$$

gdje se posmatrajući izraz (2.3.3) napon  $V_X$  dalje može zapisati kao:

$$V_X = \frac{V_{out}}{G_{m3}(R_1 + R_2)} + V_{REF} \quad (2.3.4)$$

Zahvaljujući negativnoj povratnoj sprezi, važi sljedeća relacija [41]:

$$I_1 = -I_2 \quad (2.3.5)$$

Posmatrajući izraze (2.3.1), (2.3.2) i (2.3.5), izlazni napon  $V_{out}$  analiziranog kola može se zapisati kao:

$$V_{out} = A_d(V_{in1} - V_{in2}) + (1 + \frac{R_1}{R_2})V_{REF} = \frac{G_{m1}}{G_{m2}}(1 + \frac{R_1}{R_2})(V_{in1} - V_{in2}) + (1 + \frac{R_1}{R_2})V_{REF} \quad (2.3.6)$$

gdje diferencijalno pojačanje  $A_d$  iznosi:

$$A_d = \frac{G_{m1}}{G_{m2}}(1 + \frac{R_1}{R_2}) \quad (2.3.7)$$

Takođe, iz izraza (2.3.4) i (2.3.6) napon  $V_X$  se može zapisati kao:

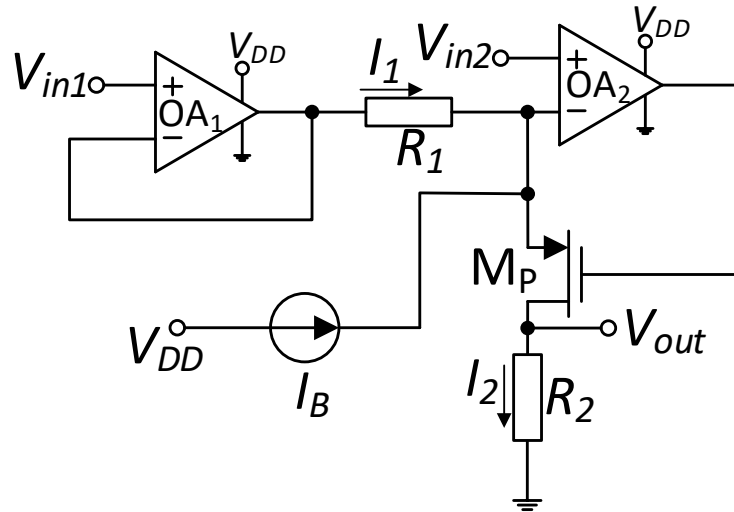
$$V_X = \frac{G_1}{G_2 G_3} \frac{1}{R_2} (V_{in1} - V_{in2}) + (1 + \frac{1}{G_3 R_2}) V_{REF} \quad (2.3.8)$$

Rezultat dobijen u izrazu (2.3.7) pokazuje da je diferencijalno pojačanje  $A_d$  određeno odnosom transkonduktansi  $G_{m1}$  i  $G_{m2}$ , kao i odnosom otpornosti  $R_1$  i  $R_2$  otpornika u povratnoj sprezi, bez potrebe za uparivanjem aktivnih ili pasivnih komponenti, za razliku od instrumentacionih pojačavača sa naponskim procesiranjem. Odabirom odgovarajućih vrijednosti pomenutih transkonduktansi i otpornosti, pojačanje se može precizno kontrolisati.

### **3. Instrumentacioni pojačavač sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici**

U fokusu ovog master rada nalazi se instrumentacioni pojačavač sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču realizovanom u diskretnoj CMOS tehnici koji je prikazan na slici 3.1. Ovo kolo predstavlja dizajn novog tipa instrumentacionog pojačavača sa strujnim procesiranjem i unipolarnim naponom napajanja. Predloženo rješenje instrumentacionog pojačavača bazira se na strujnom prenosniku druge generacije negativnog tipa [38], [39] realizovanom pomoću operacionog pojačavača i MOSFET-a. Pored strujnog prenosnika druge generacije realizovanog pomoću operacionog pojačavača  $OA_2$  i p-kanalnog MOSFET-a  $M_p$ , za realizaciju predloženog dizajna koristi se i dodatni operacioni pojačavač  $OA_1$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača, koji ima beskonačno veliku ulaznu otpornost. Zbog unipolarnog napajanja instrumentacionog pojačavača obavlja se DC polarizacija DC struje  $I_B$  poznate vrijednosti u ulazni strujni priključak strujnog prenosnika druge generacije. Ova DC struja  $I_B$  sumira se sa strujom koja je proporcionalna ulaznom diferencijalnom naponu. Sumiranje struja obavlja se u klasi A [40], a rezultujuća struja predstavlja ulaznu struju strujnog prenosnika druge generacije negativnog tipa.

Matematički modeli koji opisuju ponašanje predloženog rješenja instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije negativnog tipa baziranog na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici prikazanog na slici 3.1, kojima se potvrđuje da njegov faktor potiskivanja srednje vrijednosti signala zavisi od uparivanja DC pojačanja i presječnih učestanosti dva operaciona pojačavača [42], zasnivaju se na analizi modela za male signale. Ovo prevazilazi oblast istraživanja ovog master rada, i biće predmet detaljnog istraživanja u narednom periodu. Zahvaljujući realizaciji instrumentacionog pojačavača u diskretnoj tehnici, DC pojačanja navedenih operacionih pojačavača i njihove presječne učestanosti mogu da se mijenjaju kontrolisanjem pojedinih DC polarizacionih napona ulaznog diferencijalnog para i Milerovih kapacitivnosti/otpornosti, koje se koriste za frekvencijsku kompenzaciju operacionih pojačavača.



Slika 3.1 – Kompletna šema instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici

Pod pretpostavkom da su operacioni pojačavači idealni, struja  $I_1$  koja protiče kroz otpornik  $R_1$  data je sljedećim izrazom:

$$I_1 = \frac{(V_{in1} - V_{in2})}{R_1} \quad (3.1)$$

Rezultujuća struja  $I_2$  koja protiče kroz p-kanalni MOSFET  $M_p$  data je izrazom:

$$I_2 = I_1 + I_B = \frac{(V_{in1} - V_{in2})}{R_1} + I_B \quad (3.2)$$

Napon  $V_{out}$  na izlazu instrumentacionog pojačavača iznosi:

$$V_{out} = A_d(V_{in1} - V_{in2}) + R_2 I_B = \frac{R_2}{R_1}(V_{in1} - V_{in2}) + R_2 I_B \quad (3.3)$$

gdje diferencijalno pojačanje  $A_d$  iznosi:

$$A_d = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.4)$$

Izraz (3.3) pokazuje da je izlazni napon  $V_{out}$  proporcionalan razlici ulaznih napona  $V_{in1}$  i  $V_{in2}$ , sa diferencijalnim pojačanjem  $A_d$  (3.4) kao faktorom proporcionalnosti. Za razliku od instrumentacionih pojačavača sa naponskim procesiranjem, u predloženom rješenju nije potrebno uparivanje otpornosti.

Uzimajući u obzir ulazni naponski *offset*  $V_{OFF1}$  i  $V_{OFF2}$  operacionih pojačavača  $OA_1$  i  $OA_2$ , redom, izraz za izlazni napon  $V_{out}$  instrumentacionog pojačavača iznosi:

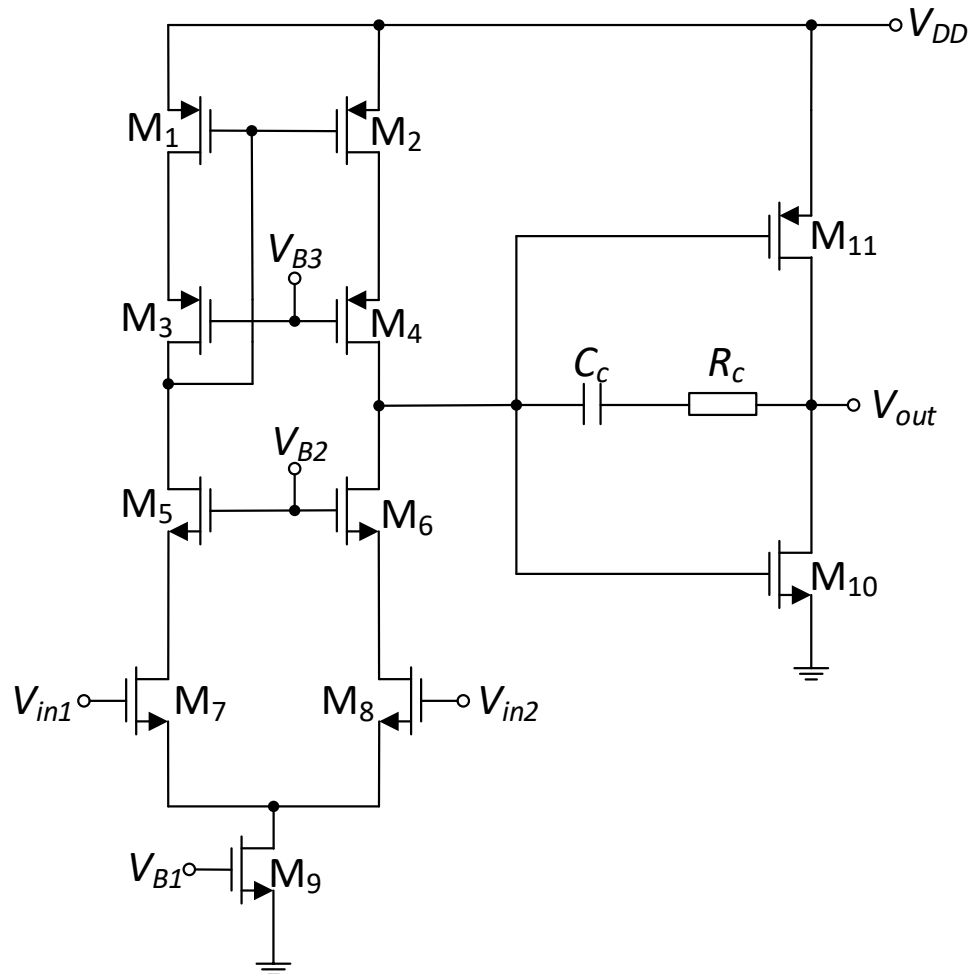
$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1}(V_{in1} - V_{in2}) + \frac{R_2}{R_1}(V_{OFF1} - V_{OFF2}) + R_2 I_B \quad (3.5)$$

Član  $\frac{R_2}{R_1}(V_{OFF1} - V_{OFF2})$  koji zavisi od ulaznog naponskog *offset-a*  $V_{OFF1}$  i  $V_{OFF2}$  operacionih pojačavača  $OA_1$  i  $OA_2$ , redom, se uključuje u DC *biasing*, pa nema uticaja na rad instrumentacionog pojačavača.

### **3.1. Operacioni pojačavač**

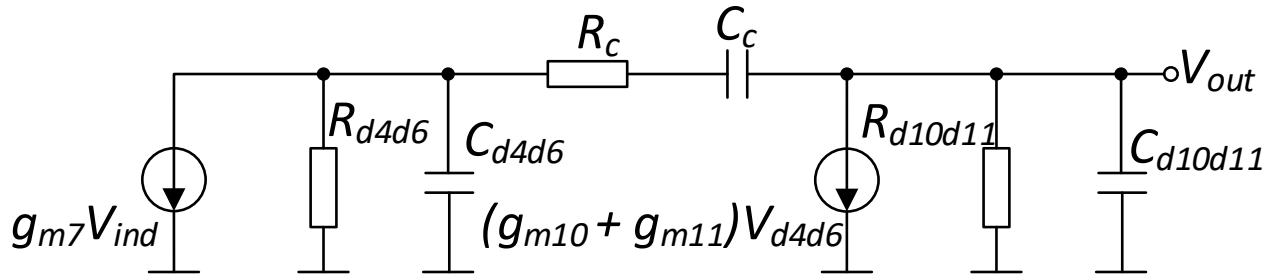
Za potrebe realizacije projektnog zadatka definisanog u poglavlju 3, korišćena su dva operaciona pojačavača identičnih karakteristika, realizovana primjenom istih diskretnih aktivnih i pasivnih komponenti. Jedan od operacionih pojačavača koristi se u konfiguraciji jediničnog pojačavača, dok se na drugom operacionom pojačavaču i MOSFET-u bazira strujni prenosnik druge generacije negativnog tipa [38], [39]. Oba operaciona pojačavača su istog tipa, kod kojih se kao ulazni stepen koristi teleskopik diferencijalni pojačavač [43], dok je za izlazni stepen izabran CMOS invertor [40], kao što je prikazano na slici 3.1.1. Teleskopik diferencijalni pojačavač je realizovan korišćenjem n-kanalnih ( $M_5 - M_9$ ) i p-kanalnih MOSFET-ova ( $M_1 - M_4$ ). MOSFET-ovi  $M_5$  i  $M_6$  kaskodno su vezani na ulazni diferencijalni par  $M_7$  i  $M_8$  uz

odgovarajući DC polarizacioni napon  $V_{B2}$ . Aktivno opterećenje predstavlja *wide swing* strujno ogledalo [44], [45] realizovano pomoću MOSFET-ova  $M_1 - M_4$  uz odgovarajući DC polarizacioni napon  $V_{B3}$ . Polarizacija čitavog teleskopik diferencijalnog pojačavača obavlja se pomoću DC struje  $I_{D9}$  *drain-a* MOSFET-a  $M_9$  podešavanjem DC polarizacionog napona  $V_{B1}$ . Ovakva konfiguracija omogućava ostvarivanje velikog naponskog pojačanja. CMOS inverter predstavlja osnovni digitalni logički sklop, čija se struktura zasniva na komplementarnom paru MOSFET-ova: n-kanalnog i p-kanalnog tipa ( $M_{10}$ ,  $M_{11}$ ), povezanih tako da obavljaju invertorsku logiku. Kao izlazni stepen CMOS inverter radi kao naponski pojačavač podrazumjevajući da su oba MOSFET-a  $M_{10}$  i  $M_{11}$  u zasićenju. Pojačavački režim rada CMOS invertora omogućava da velikim promjenama napona na izlazu invertora (koji ujedno predstavlja i izlaz operacionog pojačavača) odgovaraju male promjene napona na ulazu invertora (koji ujedno predstavlja izlaz teleskopik diferencijalnog pojačavača na spoju *drain-ova* MOSFET-ova  $M_4$  i  $M_6$ ). Na ovaj način minimizira se uticaj varijacija napona na izlazu operacionog pojačavača na rad teleskopik diferencijalnog pojačavača, čime se povećava ulazno-izlazni naponski opseg operacionog pojačavača. Milerova frekvencijska kompenzacija [40] obavlja se pomoću otpornika  $R_c$  i kondenzatora  $C_c$ .



Slika 3.1.1 – Operacioni pojačavač

Sa druge strane, u cilju određivanja DC pojačanja, polova prenosne karakteristike i presječne učestanosti operacionog pojačavača prikazanog na slici 3.1.1, koji predstavlja sastavni dio predloženog rješenja instrumentacionog pojačavača, potrebno je analizirati model za male signale ovog operacionog pojačavača. Model za male signale operacionog pojačavača prikazan je na slici 3.1.2 [42]. Prenosna karakteristika pojačanja operacionog pojačavača bez povratne sprege  $A(s)$  dobija se analizom kola za male signale i data je izrazom [42]:



Slika 3.1.2 – Model za male signale (Operacioni pojačavač)

$$A(s) = \frac{A_0(1 + \frac{s}{\omega_z})}{(1 + \frac{s}{\omega_b})(1 + \frac{s}{\omega_p})} \quad (3.1.1)$$

gdje je  $A_0$  DC pojačanje operacionog pojačavača,  $\omega_z$  nula prenosne karakteristike,  $\omega_b$  predstavlja dominantni pol prenosne karakteristike  $A(s)$ , dok je  $\omega_p$  nedominantni pol prenosne karakteristike  $A(s)$  operacionog pojačavača, koji se mogu predstaviti kao [42]:

$$A_0 = A_{Dc\text{telescopic}}A_{DC\text{inverter}} \approx g_{m7}R_{d4d6}(g_{m10} + g_{m11})R_{d10d11} \quad (3.1.2)$$

$$\omega_z = \frac{1}{C_c(R_c - \frac{1}{g_{m10} + g_{m11}})} \quad (3.1.3)$$

$$\omega_b = \frac{1}{(g_{m10} + g_{m11})R_{d4d6}R_{d10d11}C_c} \quad (3.1.4)$$

$$\omega_p = \frac{g_{m10} + g_{m11}}{C_{d4d6} + C_{d10d11}} \quad (3.1.5)$$

pri čemu su  $g_{m1}$ ,  $g_{m10}$  i  $g_{m11}$  transkonduktanse MOSFET-ova  $M_1$ ,  $M_{10}$  i  $M_{11}$ , redom,  $R_{d4d6}$  izlazna otpornost teleskopik diferencijalnog pojačavača:

$$R_{d4d6} = (g_{m4}r_{ds4}r_{ds2}) || (g_{m6}r_{ds6}r_{ds8}) \quad (3.1.6)$$

$R_{d10d11}$  ekvivalentna otpornost na izlazu CMOS invertora:

$$R_{d10d11} = r_{ds10} || r_{ds11} || R_L \quad (3.1.7)$$

$C_{d4d6}$  ekvivalentna kapacitivnost na izlazu teleskopik diferencijalnog pojačavača,  $C_{d10d11}$  ekvivalentna kapacitivnost na izlazu operacionog pojačavača koja uključuje i kapacitivno opterećenje na izlazu operacionog pojačavača, dok su  $R_c$  i  $C_c$  Milerova otpornost i kapacitivnost, redom, za frekvencijsku kompenzaciju operacionog pojačavača. DC pojačanje teleskopik diferencijalnog pojačavača  $A_{DCtelescopic}$  i CMOS invertora  $A_{DCinverter}$ , dalje se može predstaviti izrazima:

$$A_{DCtelescopic} \approx g_{m7}R_{d4d6} = g_{m7}[(g_{m4}r_{ds4}r_{ds2}) || (g_{m6}r_{ds6}r_{ds8})] \quad (3.1.8)$$

$$A_{DCinverter} = (g_{m10} + g_{m11})R_{d10d11} = (g_{m10} + g_{m11})(r_{ds10} || r_{ds11} || R_L) \approx (g_{m10} + g_{m11})R_L \quad (3.1.9)$$

gdje su  $r_{ds2}, r_{ds4}, r_{ds6}, r_{ds8}, r_{ds10}, r_{ds11}$  izlazne otpornosti MOSFET-ova  $M_2, M_4, M_6, M_8, M_{10}, M_{11}$ , redom, a  $R_L$  otpornost na izlazu CMOS invertora (izlaz operacionog pojačavača). Polazeći od realne pretpostavke da je suma ekvivalentne kapacitivnosti na izlazu teleskopik diferencijalnog pojačavača  $C_{d4d6}$  i ekvivalentne kapacitivnosti na izlazu operacionog pojačavača  $C_{d10d11}$  reda pF,  $C_{d4d6} + C_{d10d11} \sim 1$  pF, kao i da su transkonduktanse  $g_{m10}$  i  $g_{m11}$  transkonduktanse MOSFET-ova  $M_{10}$  i  $M_{11}$  reda 100  $\mu$ S,  $g_{m10} + g_{m11} \sim 100$   $\mu$ S, dolazi se do zaključka da je frekvencija  $f_p$  nedominantnog pola  $\omega_p = 2\pi f_p$  (3.1.5) reda 10 MHz,  $f_p \sim 10$  MHz. Optimalnim izborom Milerove kapacitivnosti  $C_c$ , frekvencija dominantnog pola  $\omega_b$  (3.1.4) može se učiniti mnogo manjom od frekvencije nedominantnog pola  $\omega_p$  (3.1.5),  $\omega_b \ll \omega_p$ . Dakle uticaj nedominantnog pola  $\omega_p$  (3.1.5) može se zanemariti. Sa druge strane, optimalnim izborom Milerove otpornosti  $R_c$  frekvencija nule  $\omega_z$  (3.1.3) može se učiniti dovoljno velikom tako da se uticaj nule  $\omega_z$  takođe može zanemariti. Dakle, prenosna

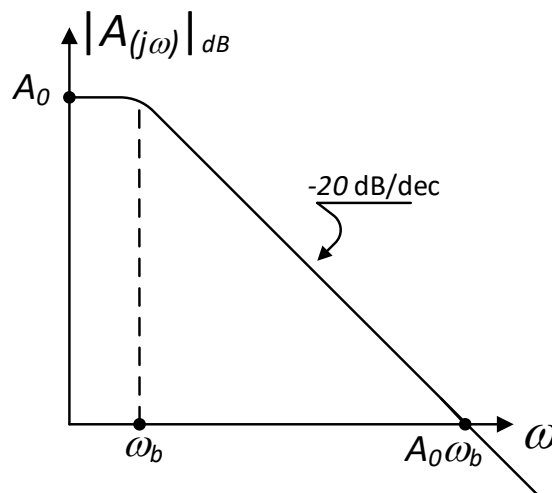
karakteristika pojačanja operacionog pojačavača bez povratne sprege  $A(s)$  (3.1.1) može se aproksimirati jednim dominantnim polom:

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_b}} \quad (3.1.10)$$

Sada se presječna učestanost (učestanost na kojoj pojačanje operacionog pojačavača bez povratne sprege dobija jediničnu vrijednost) izražava kao proizvod DC pojačanja  $A_0$  (3.1.2) i dominantnog pola  $\omega_b$  (3.1.4) (*Gain-Bandwidth product - GBW*):

$$GBW = A_0 \omega_b = \frac{g_{m7}}{C_c} \quad (3.1.11)$$

Amplitudno-frekvencijska karakteristika operacionog pojačavača bez povratne sprege  $|A(j\omega)|$  prikazana je na slici 3.1.3.



Slika 3.1.3 – Amplitudno-frekvencijska karakteristika operacionog pojačavača bez povratne sprege  $|A(j\omega)|$

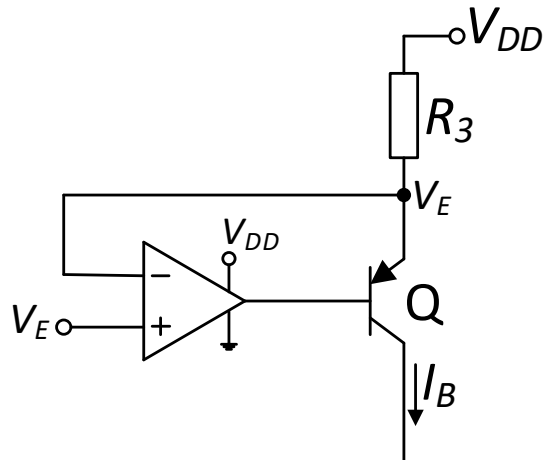
Dakle, promjenom Milerove kapacitivnosti  $C_c$  moguće je mijenjati presječnu učestanost operacionog pojačavača. Podrazumijevajući da važi jednostavan kvadratni model za MOSFET-

ove  $M_1 - M_8$  u zasićenju [40], [43], [45], kada se poveća polarizacioni napon  $V_{B1}$  struja *drain*-a  $I_{D9}$  MOSFET-a  $M_9$  takođe se poveća, pa važi:

- DC pojačanje teleskopik diferencijalnog pojačavača  $A_{DCtelescopic} \sim I_{D9}^{-1}$  (3.1.8) se smanjuje,
- izlazna otpornost teleskopik diferencijalnog pojačavača  $R_{d4d6} \sim I_{D9}^{-3/2}$  (3.1.6) se smanjuje,
- transkonduktansa  $g_{m7} \sim I_{D9}^{1/2}$  MOSFET-a  $M_7$  se povećava,
- dominantni pol  $\omega_b$  (3.1.4) se povećava,
- presječna učestanost  $GWB$  (3.1.11) se povećava.

### **3.2. Strujni izvor**

Pored operacionih pojačavača, DC strujni izvor  $I_B$  predstavlja drugi ključni gradivni element instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču realizovanom u diskretnoj CMOS tehnici koji je prikazan na slici 3.1. Kompletna šema DC strujnog izvora  $I_B$  prikazana je na slici 3.2.1. Strujni izvor  $I_B$  se sastoji od operacionog pojačavača, pnp bipolarnog tranzistora Q, otpornika  $R_3$  i DC naponskog izvora  $V_E$ . DC struja  $I_B$  izražava se na sljedeći način:



Slika 3.2.1 – DC strujni izvor  $I_B$

$$I_B = \frac{V_{DD} - V_E}{R_3} \quad (3.2.1)$$

gdje je  $V_{DD}$  napon napajanja. Kombinovanjem izraza (3.2.1) i (3.3) dobija se konačni izraz za izlazni napon  $V_{out}$  predloženog prototipa instrumentacionog pojačavača:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_{in1} - V_{in2}) + \frac{R_2}{R_3} (V_{DD} - V_E) \quad (3.2.2)$$

#### **4. Mjerni metod koji se koristi za mjerenje performansi karakteristika prototipa instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici**

Prototip instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici realizovan je u diskretnoj tehnici, korišćenjem štampane ploče univerzalnog tipa na kojoj su aktivne i pasivne elektronske komponente povezane pomoću metalizacija i *jumper-a* u cilju ostvarivanja kontrolabilnosti parametara kojima se nezavisno mijenjaju DC pojačanja i presječne učestanosti dva operaciona pojačavača koji su sastavni dio dizajna novog tipa instrumentacionog pojačavača. Ovakav pristup omogućio je fizičko razdvajanje gradivnih blokova sistema i bolju kontrolu u fazi testiranja i analize. Za realizaciju prototipa korišćene su sljedeće elektronske komponente:

- n-kanalni MOSFET-ovi ALD1106,
- p-kanalni MOSFET-ovi ALD1107,
- pnp bipolarni tranzistor BC327,
- npn bipolarni tranzistor BC337,
- naponski stabilizator LT1021-7,
- *rail-to-rail* operacioni pojačavač MCP 6021,
- operacioni pojačavač OP97,
- metal-filmski otpornici,
- višeobrtni trimer potencijometri,
- polipropilenski i keramički kondenzatori.

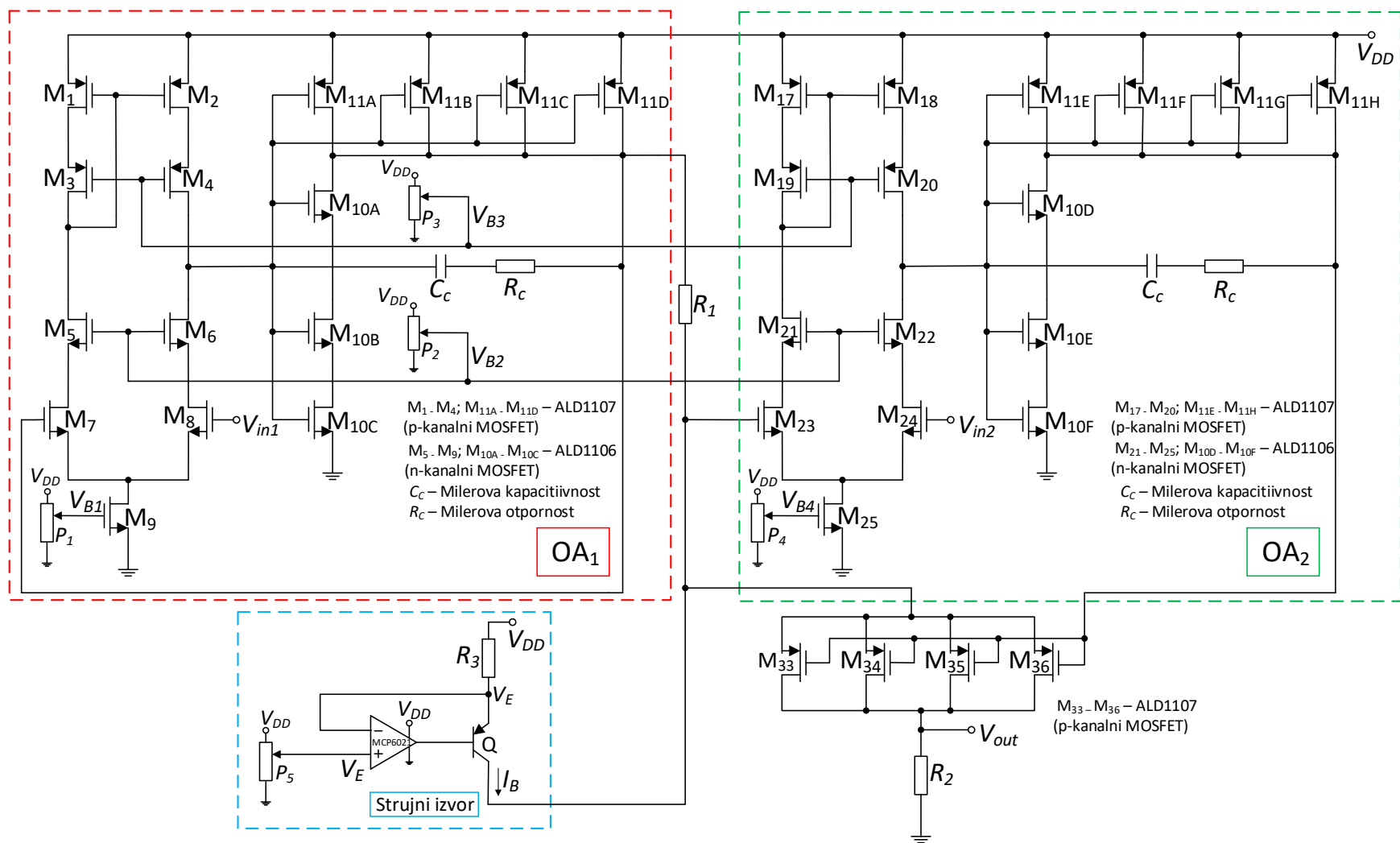
Za mjerenje performansi prototipa korišćena je sljedeća mjerna instrumentacija:

- stabilisani izvor za napajanje RIGOL DP832A,
- generator proizvoljnih talasnih oblika RIGOL DG4102,
- digitalni multimetar RIGOL DM3058E,
- LCR metar Keysight U1733C,
- osciloskop Teledyne LeCroy WaveJet Touch 334 oscilloscope (350 MHz, 2 GS/s) za registrovanje karakterističnih talasnih oblika u vremenskom domenu,
- *network analyzer* Keysight E5061B-3L5 (5 Hz – 3 GHz) za mjerenje amplitudno-frekvencijskih i fazno-frekvencijskih karakteristika.

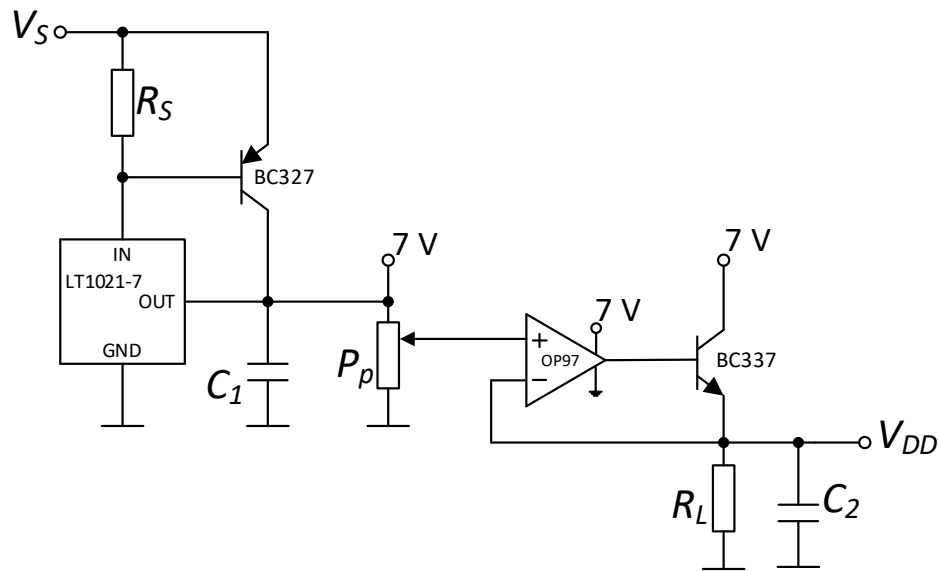
S obzirom na to da je izrada projekta bila usmjerena na realizaciju u diskretnoj tehnici, prije pristupa konačnom sastavljanju sklopa vršena su mjerenja karakteristika u frekvencijskom i vremenskom domenu, kao i DC prenosnih karakteristika, i bilo je neophodno izvršiti pojedinačno testiranje svakog funkcionalnog bloka. Proces testiranja započet je od osnovnih gradivnih elemenata, koji su sukcesivno implementirani na štampanoj ploči i provjereni u pogledu ispravnosti i stabilnosti, prije njihovog povezivanja u cjelinu.

Kompletna električna šema instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici prikazana je na slici 4.1. P-kanalni MOSFET  $M_p$  u grani povratne sprege operacionog pojačavača  $OA_2$  sa slike 3.1 realizovan je kao paralelna veza 4 p-kanalna MOSFET-a iz integrisanog kola ALD1107 u cilju povećanja ekvivalentnog faktora pojačanja  $\beta_p$  ovog MOSFET-a, kako bi njegov napon *source-gate*  $V_{SGp}$  bio što manji. Ovo rezultira povećanjem opsega struje koja protiče kroz otpornik  $R_2$ . N-kanalni MOSFET  $M_{10}$  u sklopu izlaznog invertorskog stepena prikazanog na slici 3.1.1 realizovan je kao redna veza 3 n-kanalna MOSFET-a iz integrisanog kola ALD1106 (MOSFET-ovi  $M_{10A}$ ,  $M_{10B}$  i  $M_{10C}$ , odnsono  $M_{10D}$ ,  $M_{10E}$  i  $M_{10F}$ ). P-kanalni MOSFET  $M_{11}$  u sklopu izlaznog invertorskog stepena prikazanog na slici 3.1.1 realizovan je kao paralelna veza 4 p-kanalna MOSFET-a iz integrisanog kola ALD1107 (MOSFET-ovi  $M_{11A}$ ,  $M_{11B}$ ,  $M_{11C}$  i  $M_{11D}$ , odnsono  $M_{11E}$ ,  $M_{11F}$ ,  $M_{11G}$  i  $M_{11H}$ ). Na ovaj način podešava se odnos faktora  $\beta_{10}$  i  $\beta_{11}$  MOSFET-ova  $M_{10}$  i  $M_{11}$  tako da se postigne optimalna radna tačka na ulazu invertora (na izlazu teleskopik diferencijalnog pojačavača) koja

omogućava regularan rad operacionih pojačavača u što širem ulazno-izlaznom naponskom opsegu. DC polarizacioni naponi  $V_{B1}$ ,  $V_{B2}$ ,  $V_{B3}$  i  $V_{B4}$  realizovani su pomoću potencijometara  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  i  $P_4$ , redom, ukupnih otpornosti  $P_1 = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $P_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $P_3 = 10 \text{ k}\Omega$  i  $P_4 = 20 \text{ k}\Omega$ , redom.



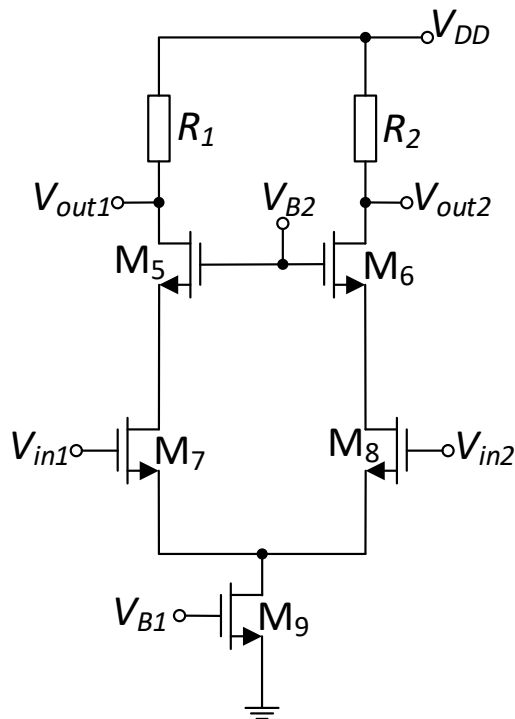
Slika 4.1 – Kompletna električna šema instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici



**Slika 4.2** – Električna šema napajanja instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici

Napajanje prototipa ostvareno je pomoću jednopolarne naponske konfiguracije sa naponom od  $V_{DD} = 2.7 \text{ V}$ . Napajanje je realizovano korišćenjem kola prikazanog na slici 4.2. Kolo se sastoji od naponske reference LT1021-7 koja generiše stabilisani napon od 7 V, otpornika  $R_S = 220 \Omega$ , pnp bipolarnog tranzistora BC327 za povećanje strujnog kapaciteta naponske reference, kondenzatora  $C_1, C_2 = 1 \mu\text{F}$  za dodatnu naponsku stabilizaciju, potenciometra  $P_p = 50 \text{ k}\Omega$  za podešavanje vrijednosti izlaznog stabilisanog napona  $V_{DD}$ , visoko-preciznog operacionog pojačavača OP97, i npn bipolarnog tranzistora BC337 koji obezbjeđuje struju koju zahtijeva potrošač  $R_L$  kojim je predstavljen kompletan instrumentacioni pojačavač. Na ulaz kola dovodi se nestabilisani napon  $V_S \approx 10 \text{ V}$ , čime se na izlazu dobija stabilisani unipolarni napon  $V_{DD} = 2.7 \text{ V}$ , koji se koristi za napajanje instrumentacionog pojačavača.

Teleskopik diferencijalni pojačavač predstavlja prvi gradivni blok u okviru realizacije projekta, a izveden je upotrebom p-kanalne i n-kanalne grupe MOSFET-ova, kako je detaljnije opisano u poglavlju 3.1.1. S obzirom na značaj pravilnog rada ovog podsistema, prije njegovog uparivanja u konačnu strukturu bilo je neophodno sprovesti testiranje i mjerenje pojedinačnih grupa tranzistora, kako bi se obezbijedila njihova međusobna uparenost i funkcionalna ispravnost.



Slika 4.3 – N-kanlana grupa teleskopik diferencijalnog pojačavača

Testiranje je započeto analizom n-kanalne grupe tranzistora, pri čemu je osnovni cilj bio postizanje dobre uparenosti, tj. obezbjeđivanje jednakih struja kroz obje grane kola. Otpornici  $R_1$  i  $R_2$  u prikazanom kolu sa slike 4.3 zamjenjuju aktivno opterećenje teleskopik ulaznog kaskodnog diferencijalnog para realizovanog u formi *wide swing* strujnog ogledala  $M_1 - M_4$  ( $M_{17} - M_{20}$ ). Tokom mjerenja, naponi  $V_{in1}$  i  $V_{in2}$  ( $V_{in1} = V_{in2}$ ) podešavani su u opsegu od 0.7 V – 2.2 V, sa korakom 0.5 V,  $V_{in1} = V_{in2} \in \{0.7 \text{ V}, 1.2 \text{ V}, 1.7 \text{ V}, 2.2 \text{ V}\}$ , dok je za svaku vrijednost jednakih ulaznih napona  $V_{in1} = V_{in2}$  DC polarizacioni napon  $V_{B1}$  variran kao parametar u opsegu od 0.6 V – 1.2 V, sa korakom 0.1 V,  $V_{B1} \in \{0.6 \text{ V}, 0.7 \text{ V}, 0.8 \text{ V}, 0.9 \text{ V}, 1 \text{ V}, 1.1 \text{ V}, 1.2 \text{ V}\}$ . Tokom testiranja mjerene su izlazne vrijednosti  $V_{out1}$  i  $V_{out2}$ , kao i struja  $I_{SS}$ , koja se računa pomoću izraza  $I_{SS} = 2 \frac{V_{DD} - V_{out1}}{R_1} = 2 \frac{V_{DD} - V_{out2}}{R_2}$ . Prethodno opisana mjerenja realizovana su za 3 vrijednosti DC polarizacionog napona  $V_{B2}$ ,  $V_{B2} \in \{1.2 \text{ V}, 1.6 \text{ V}, 2 \text{ V}\}$ . Vrijednosti otpornika  $R_1$  i  $R_2$  bile su konstantne i iznosile su  $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ . Rezultati mjerenja prikazani u tabelama I, II i III potvrđuju očekivano ponašanje sistema: kada MOSFET-ovi  $M_9$  i  $M_{25}$  rade u zasićenju, smanjenje napona  $V_{B2}$  rezultira smanjenjem struje  $I_{SS}$ . Ovo je posljedica uticaja efekta

modulacije dužine kanala MOSFET-ova  $M_5 - M_9$  ( $M_{21} - M_{25}$ ), usljed čega sa smanjenjem napona  $V_{B2}$  dolazi do smanjenja napona *drain-source*  $V_{DS9}$  MOSFET-a  $M_9$  i napona *drain-source*  $V_{DS25}$  MOSFET-a  $M_{25}$ , a samim tim i do smanjenja struje kroz MOSFET-ove. Kada su ulazni naponi  $V_{in1} = V_{in2} = 0.7$  V, MOSFET-ovi  $M_9$  i  $M_{25}$  su u omskom režimu, i struje  $I_{SS}$  su gotovo identične za sve tri vrijednosti napona  $V_{B2} \in \{1.2$  V, 1.6 V, 2 V $\}$ .

**Tabela I** – izmjerene vrijednosti izlaznih napona  $V_{out1}$  i  $V_{out2}$ , kao i struje  $I_{SS}$ , za  $V_{B2} = 1.2$  V,  $V_{B1} \in \{0.6$  V, 0.7 V, 0.8 V, 0.9 V, 1 V, 1.1 V, 1.2 V},  $V_{in1} = V_{in2} \in \{0.7$  V, 1.2 V, 1.7 V, 2.2 V},  $V_{DD} = 2.7$  V

$V_{B1}$ [V]	$V_{in1} = V_{in2}$ [V]	$V_{out1}$ [V]	$V_{out2}$ [V]	$V_{DD}$ [V]	$I_{SS}$ [ $\mu$ A]
0.60028	0.69776	2.6933	2.6935	2.7029	1.92
0.70066	0.69776	2.6800	2.6804	2.7029	4.58
0.80075	0.69772	2.6705	2.6709	2.7029	6.48
0.90055	0.69764	2.6647	2.6653	2.7029	7.64
1.00064	0.69780	2.6609	2.6614	2.7029	8.40
1.09946	0.69732	2.6584	2.6590	2.7029	8.90
1.20086	0.69734	2.6564	2.6570	2.7029	9.30
0.60025	1.20462	2.6926	2.6928	2.7029	2.06
0.70072	1.20465	2.6668	2.6672	2.7030	7.24
0.80037	1.20463	2.6120	2.6125	2.7029	18.18
0.90071	1.20463	2.5327	2.5334	2.7029	34.04
1.00027	1.20459	2.4651	2.4658	2.7029	47.56
1.10081	1.20445	2.4168	2.4175	2.7029	57.22
1.20038	1.20455	2.38142	2.38215	2.7029	64.30
0.60047	1.69813	2.6925	2.6926	2.7029	2.08
0.70088	1.69817	2.6665	2.6669	2.7030	7.30
0.80049	1.69811	2.6115	2.6119	2.7030	18.30
0.90053	1.69819	2.5263	2.5269	2.7030	35.34
1.00081	1.69815	2.4394	2.4400	2.7030	52.72
1.09972	1.69803	2.37489	2.37545	2.7030	65.62
1.20062	1.69810	2.32525	2.32572	2.7030	75.55
0.60096	2.20201	2.6925	2.6926	2.7030	2.1
0.70060	2.20203	2.6668	2.6671	2.7030	7.24
0.80028	2.20203	2.6115	2.6119	2.7030	18.30
0.90043	2.20204	2.5255	2.5260	2.7030	35.50
1.00092	2.20207	2.4335	2.4340	2.7030	53.90
1.10026	2.20203	2.36257	2.36303	2.7029	68.07
1.20088	2.20203	2.30753	2.30794	2.7029	79.07

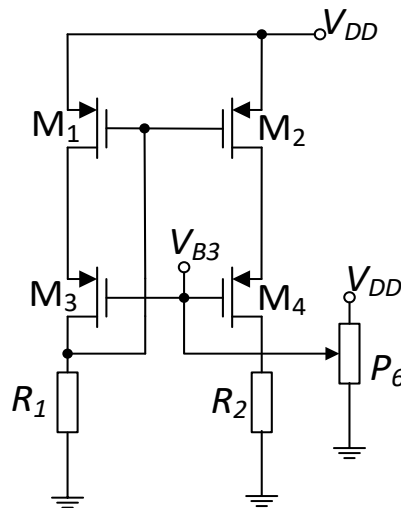
**Tabela II** – izmjerene vrijednosti izlaznih napona  $V_{out1}$  i  $V_{out2}$ , kao i struje  $I_{SS}$ , za  $V_{B2} = 1.6$  V,  $V_{B1} \in \{0.6$  V, 0.7 V, 0.8 V, 0.9 V, 1 V, 1.1 V, 1.2 V},  $V_{in1} = V_{in2} \in \{0.7$  V, 1.2 V, 1.7 V, 2.2 V},  $V_{DD} = 2.7$  V

$V_{B1}$ [V]	$V_{in1} = V_{in2}$ [V]	$V_{out1}$ [V]	$V_{out2}$ [V]	$V_{DD}$ [V]	$I_{SS}$ [ $\mu$ A]
0.60023	0.69794	2.6933	2.6934	2.7030	1.94
0.70014	0.69798	2.6798	2.6802	2.7030	4.64
0.80029	0.69802	2.6701	2.6705	2.7030	6.58
0.90044	0.69798	2.6641	2.6646	2.7030	7.78
1.00039	0.69776	2.6602	2.6608	2.7030	8.56
1.10044	0.69782	2.6574	2.6580	2.7030	9.12
1.20082	0.69788	2.6553	2.6559	2.7030	9.54
0.60044	1.20495	2.6924	2.6927	2.7030	2.12
0.70015	1.20502	2.6665	2.6672	2.7030	7.30
0.80014	1.20498	2.6109	2.6121	2.7030	18.42
0.90061	1.20497	2.5235	2.5250	2.7030	35.90
1.00049	1.20501	2.4252	2.4270	2.7030	55.56
1.10092	1.20495	2.34282	2.34473	2.7030	72.04
1.20033	1.20500	2.27804	2.27986	2.7030	84.99
0.60042	1.69865	2.6923	2.6925	2.7030	2.14
0.70043	1.69868	2.6661	2.6665	2.7030	7.38
0.80002	1.69862	2.6098	2.6105	2.7030	18.64
0.90015	1.69863	2.5190	2.5200	2.7030	36.80
1.00057	1.69863	2.39403	2.39506	2.7030	61.79
1.10033	1.69857	2.24626	2.24742	2.7030	91.35
1.20067	1.69858	2.11117	2.11226	2.7030	118.37
0.60059	2.20253	2.6923	2.6925	2.7030	2.14
0.70051	2.20248	2.6662	2.6666	2.7030	7.36
0.80026	2.20249	2.6097	2.6104	2.7030	18.66
0.90052	2.20244	2.5186	2.5194	2.7030	36.88
1.00027	2.20251	2.39343	2.39439	2.7030	61.91
1.10099	2.20247	2.23783	2.23879	2.7030	93.03
1.20048	2.20247	2.08432	2.08526	2.7030	123.74

**Tabela III** – izmjerene vrijednosti izlaznih napona  $V_{out1}$  i  $V_{out2}$ , kao i struje  $I_{SS}$ , za  $V_{B2} = 2\text{ V}$ ,  $V_{B1} \in \{0.6\text{ V}, 0.7\text{ V}, 0.8\text{ V}, 0.9\text{ V}, 1\text{ V}, 1.1\text{ V}, 1.2\text{ V}\}$ ,  $V_{in1} = V_{in2} \in \{0.7\text{ V}, 1.2\text{ V}, 1.7\text{ V}, 2.2\text{ V}\}$ ,  $V_{DD} = 2.7\text{ V}$

$V_{B1}$ [V]	$V_{in1} = V_{in2}$ [V]	$V_{out1}$ [V]	$V_{out2}$ [V]	$V_{DD}$ [V]	$I_{SS}$ [ $\mu\text{A}$ ]
0.60089	0.69835	2.6932	2.6933	2.7029	1.94
0.70047	0.69836	2.6797	2.6801	2.7029	4.64
0.80088	0.69837	2.6698	2.6703	2.7029	6.62
0.90033	0.69835	2.6639	2.6645	2.7029	7.80
1.00052	0.69838	2.6599	2.6605	2.7029	8.60
1.10045	0.69838	2.6571	2.6578	2.7029	9.16
1.20026	0.69834	2.6550	2.6556	2.7029	9.58
0.60048	1.20561	2.6925	2.6928	2.7029	2.08
0.70019	1.20561	2.6668	2.6675	2.7029	7.22
0.80039	1.20560	2.6111	2.6123	2.7029	18.36
0.90014	1.20558	2.5242	2.5259	2.7029	35.74
1.00038	1.20558	2.4241	2.4261	2.7029	55.76
1.10081	1.20556	2.33941	2.34150	2.7029	72.70
1.20082	1.20552	2.27177	2.27399	2.7029	86.23
0.60066	1.69916	2.6922	2.6925	2.7029	2.14
0.70039	1.69917	2.6660	2.6668	2.7029	7.38
0.80082	1.69916	2.6089	2.6104	2.7029	18.80
0.90078	1.69916	2.5171	2.5190	2.7029	37.16
1.00065	1.69916	2.39021	2.39243	2.7029	62.54
1.10012	1.69913	2.23049	2.23285	2.7029	94.48
1.20048	1.69913	2.04571	2.04808	2.7029	131.44
0.60017	2.20303	2.6923	2.6925	2.7029	2.12
0.70021	2.20300	2.6659	2.6664	2.7029	7.40
0.80036	2.20295	2.6087	2.6096	2.7029	18.84
0.90012	2.20294	2.5167	2.5179	2.7029	37.24
1.00061	2.20293	2.38855	2.39036	2.7029	62.87
1.10081	2.20293	2.22485	2.22633	2.7029	95.61
1.20050	2.20293	2.02994	2.03152	2.7029	134.59

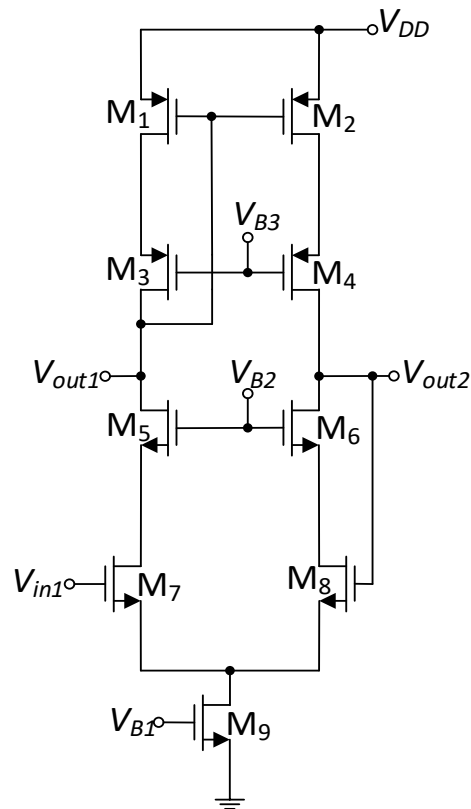
Nakon sprovedene analize i mjerenja koja su se odnosila na n-kanalnu grupu tranzistora, bilo je neophodno izvršiti i ispitivanje p-kanalne grupe, u cilju potvrđivanja funkcionalne uparenosti oba dijela teleskopik diferencijalnog pojačavača. U okviru eksperimentalne postavke, ponašanje n-kanalne grupe je simulirano putem otpornika  $R_1$  i  $R_2$ , čije se otpornosti postepeno mijenjaju kako bi se analizirao uticaj na rad p-kanalne grupe. Posebna pažnja posvećena je osiguravanju uslova simetrije, što podrazumijeva održavanje odnosa  $R_1 = R_2$ . DC polarizacioni napon  $V_{B3}$  se podešava pomoću potenciometra  $P_6$ , u skladu sa šemom prikazanoj na slici 4.4. Primarni cilj ovog mjerenja bio je uspostavljanje približno jednake struje kroz obje grane teleskopik diferencijalnog pojačavača (kroz ujedinjene n i p-kanalne strukture) pri čemu se kao optimalan radni opseg struje uzima vrijednost između  $5 \mu\text{A}$  i  $10 \mu\text{A}$ . Za ispitivanu konfiguraciju, najpovoljniji rezultati dobijeni su pri otpornostima  $R_1 = R_2 = 220 \text{ k}\Omega$  i DC polarizacionom naponu  $V_{B3} = 1.35 \text{ V}$ . U tim uslovima, kroz obje grane teleskopik diferencijalnog pojačavača ostvorena je identična struja od  $7.5 \mu\text{A}$ .



**Slika 4.4** – P-kanalna grupa teleskopik diferencijalnog pojačavača

Nakon završenih testiranja i mjerenja koja su se odnosila na ponašanje p-kanalne i n-kanalne grupe, pristupilo se njihovom povezivanju u cilju formiranja kompletne strukture teleskopik diferencijalnog pojačavača. Ova faza predstavlja izuzetno značajan korak u razvoju operacionog pojačavača i istovremeno ključnu tačku u procesu realizacije kompletnog instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na

operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici. Po završetku formiranja teleskopik diferencijalnog pojačavača, sprovedena su dodatna testiranja u cilju provjere ispravnosti njegovog rada. Za potrebe ovog testiranja, teleskopik diferencijalni pojačavač je postavljen u konfiguraciju jediničnog pojačavača bez potrošača, prema prikazu sa slike 4.5. U ovoj postavci, izlaz teleskopik pojačavača sa naponom  $V_{out2}$  direktno je povezan sa njegovim invertujućim ulazom, dok se napon za testiranje  $V_{in1}$  dovodi na neinvertujući ulaz. Tokom ispitivanja, variran je ulazni napon  $V_{in1}$ , a istovremeno je praćena promjena izlaznog napona  $V_{out1}$ . Proces verifikacije obuhvatao je dovođenje testerastog ulaznog napona frekvencije 1 kHz i amplitude 2.7 V (koji odgovara naponu napajanja) sa DC polarizacijom od 1.35 V. Na ovaj način snimljena je DC prenosna karakteristika teleskopik diferencijalnog pojačavača u konfiguraciji jediničnog pojačavača. Uočen je relativno uzak radni opseg u kojem ulazni napon može da varira bez narušavanja stabilnosti rada. Na primjer, za  $V_{in1} = 1.205$  V izmjeren je izlazni napon  $V_{out} = 1.205$  V, dok je za  $V_{in1} = 1.308$  V dobijen  $V_{out} = 1.306$  V. Ovakvo ponašanje potvrđuje slabost teleskopik diferencijalnog pojačavača – uzak izlazni naponski opseg (*output voltage swing*), koji značajno ograničava oblast njegove primjene. Rezultati prethodnih mjerenja ostvareni su uz kombinaciju DC polarizacionih napona  $V_{B1} = 0.8$  V,  $V_{B2} = 2$  V i  $V_{B3} = 1.35$  V.



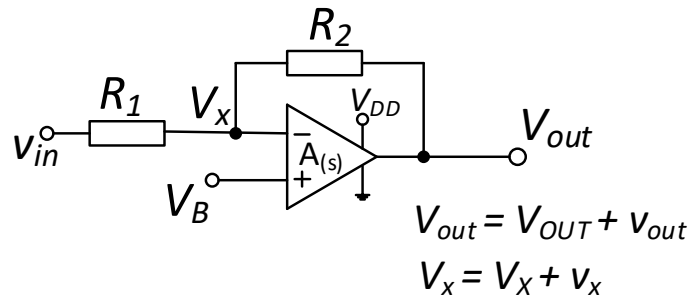
Slika 4.5 – Teleskopik diferencijalni pojačavač u konfiguraciji jediničnog pojačavača

Kako bi se prevazišao problem ograničenog izlaznog naponskog opsega teleskopik diferencijalnog pojačavača kada se koristi kao ulazni stepen operacionog pojačavača, na izlaz teleskopik diferencijalnog pojačavača dodat je pojačavački stepen implementiran kao CMOS invertor. Dodavanjem CMOS invertora na izlaz teleskopik diferencijalnog pojačavača u sklopu operacionog pojačavača omogućeno je da se izlazni napon teleskopik diferencijalnog pojačavača zadrži u uskom opsegu oko logičkog praga CMOS invertora. Time je ublažen efekat ograničenog *output voltage swing-a* karakterističan za teleskopik difencijalne pojačavače.

Implementacija CMOS invertora na štampanoj ploči vršena je sukcesivnim dodavanjem po jednog n-kanalnog MOSFET-a iz integrisanog kola ALD1106 (MOSFET-ovi  $M_{10A}$ ,  $M_{10B}$  i  $M_{10C}$ , odnsono  $M_{10D}$ ,  $M_{10E}$  i  $M_{10F}$ ) i jednog p-kanalnog MOSFET-a iz integrisanog kola ALD1107 (MOSFET-ovi  $M_{11A}$ ,  $M_{11B}$ ,  $M_{11C}$  i  $M_{11D}$ , odnsono  $M_{11E}$ ,  $M_{11F}$ ,  $M_{11G}$  i  $M_{11H}$ ). Nakon svake iteracije, sprovedena je verifikacija ispravnosti rada invertora kako bi se osiguralo pravilno funkcionisanje sklopa u svakom koraku realizacije. Proces verifikacije CMOS invertora obuhvatao je dovođenje testerastog ulaznog napona frekvencije 1 kHz i amplitude 2.7

V (koji odgovara naponu napajanja) sa DC polarizacijom od 1.35 V. Na ovaj način snimljena je DC prenosna karakteristika CMOS invertora.

Integracijom prethodno razvijenih gradivnih elemenata (teleskopik diferencijalnog pojačavača i CMOS invertora) dobija se operacioni pojačavač. Ovaj operacioni pojačavač predstavlja jedan od ključnih segmenata cjelokupnog projekta, koji čini jedan od najbitnijih elemenata instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici. Testiranje ovakve konfiguracije sprovedeno je po analogiji sa testiranjem CMOS invertora. Na ulaz operacionog pojačavača u konfiguraciji jediničnog pojačavača dovodi se testerasti signal frekvencije 1 kHz, amplitude 2.7 V (koji odgovara naponu napajanja) sa DC polarizacijom od 1.35 V. Na ovaj način snimljena je DC prenosna karakteristika operacionog pojačavača u konfiguraciji jediničnog pojačavača. Tokom eksperimentalne analize zabilježeno je prisustvo oscilatornog procesa usljed nedostatka frekvencijske kompenzacije, konkretno zbog izostanka Milerove kapacitivnosti/otpornosti. U cilju stabilizacije izlaznog signala, u sklop je dodata Milerova kapacitivnost/otpornost koja predstavlja rednu vezu otpornika i kondenzatora i koja je postavljena između ulaza i izlaza CMOS invertora, slika 4.1. Ponovnim testiranjem nakon implementacije Milerove kapacitivnosti/otpornosti, sa vrijednostima  $R_c = 10 \text{ k}\Omega$  i  $C_c = 47 \text{ pF}$ , ustanovljeno je da izlazni napon operacionog pojačavača u konfiguraciji jediničnog pojačavača postaje stabilan. Analizom DC prenosne karakteristike na osciloskopu, utvrđeno je da se aktivni režim rada operacionog pojačavača u konfiguraciji jediničnog pojačavača nalazi u ulaznom naponskom opsegu od 0.6 V do 2.1 V, pri unipolarnom naponu napajanja  $V_{DD} = 2.7 \text{ V}$ . Rezultati prethodnih testiranja ostvareni su uz kombinaciju DC polarizacionih napona  $V_{B1} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.2 \text{ V}$  i  $V_{B3} = 1.35 \text{ V}$ .



Slika 4.6 – Invertujuća konfiguracija operacionog pojačavača

U cilju određivanja prenosne karakteristike operacionih pojačavača, odnosno utvrđivanja vrijednosti DC pojačanja  $A_0$ , dominantnog pola  $\omega_b$ , presječne učestanosti  $A_0\omega_b$  i margine faze, kao i njihove kontrolabilnosti, obavljena su mjerenja frekvencijskih karakteristika korišćenjem *network analyzer-a* Keysight E5061B, sa opsegom frekvencije od 5 Hz do 3 GHz. Testiranje je sprovedeno postavljanjem operacionog pojačavača u konfiguraciju prikazanu na slici 4.6, gdje je  $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ . Napon  $V_B = 0.85 \text{ V}$  predstavlja DC polarizacioni napon. Iz *network analyzer-a* se na ulaz pojačavača na slici 4.6 dovodi AC signal  $v_{in}$  prostoperiodičnog talasnog oblika konstantne amplitude čija se frekvencija mijenja u odgovarajućim koracima u opsegu od 5 Hz do 1 MHz. Priključci na invertujućem ulazu i izlazu operacionog pojačavača povezani su sa odgovarajućim ulazima *network analyzer-a*. *Network analyzer* izdvaja AC napone  $v_x$  i  $v_{out}$  iz ukupnih napona (DC + AC) na invertujućem priključku operacionog pojačavača  $V_x = V_X + v_x$  i izlazu operacionog pojačavača  $V_{out} = V_{OUT} + v_{out}$ , i obavlja mjerenje AC napona  $v_x$  i  $v_{out}$ . Ova mjerenja se sprovode za svaku pojedinačnu frekvenciju koju postavlja *network analyzer*. Pošto operacioni pojačavač obavlja svoju funkciju u domenu AC signala prema sljedećem modelu:

$$v_{out} = A(s)(0 - v_x) \quad (4.1)$$

*network analyzer* izvršava operacije dijeljenja napona  $v_{out}$  i  $v_x$  u cilju određivanja prenosne karakteristike operacionog pojačavača  $A(s)$ :

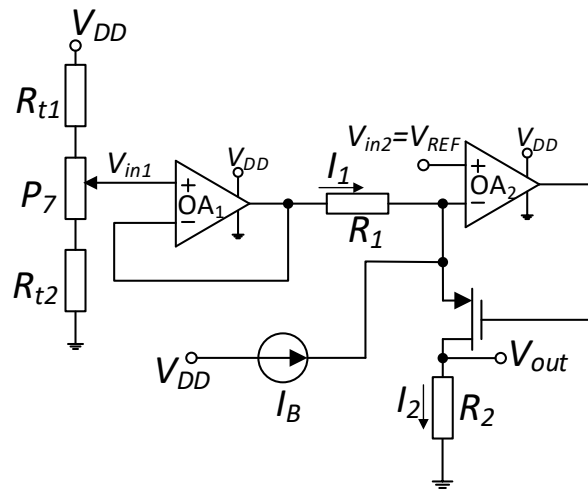
$$A(s) = -\frac{v_{out}}{v_x} \quad (4.2)$$

Nakon završetka testiranja operacionih pojačavača, koje je obuhvatilo mjerenje amplitudno-frekvencijskih i fazno-frekvencijskih karakteristika, naredna faza u realizaciji instrumentacionog pojačavača podrazumijevala je implementaciju strujnog izvora, slika 3.2.1. U tu svrhu, kao osnovni elementi korišćeni su operacioni pojačavač MCP 6021 i pnp bipolarnim tranzistorom BC327. Prije integracije bipolarnog tranzistora u glavni sklop, izvršeno je ispitivanje njegovih karakteristika. Mjerenjem je utvrđeno da bipolarni tranzistor BC327 u direktnom aktivnom režimu rada ima strujno pojačanje  $\beta = 423$ , dok u inverznom aktivnom režimu strujno pojačanje iznosi 19, što je u skladu sa očekivanim ponašanjem za ovu klasu pnp tranzistora. Napon na neinvertujućem ulazu operacionog pojačavača podešava se pomoću potenciometra nominalne otpornosti  $P_5 = 10 \text{ k}\Omega$ , dok je otpornost otpornika  $R_3 = 47 \text{ k}\Omega$ , slika 4.1. Imajući u vidu da je cilj realizacije DC strujni izvor sa strujom  $I_B = 6.75 \text{ }\mu\text{A}$ , neophodno je da napon  $V_E$  bude podešen na  $V_E = 2.383 \text{ V}$ .

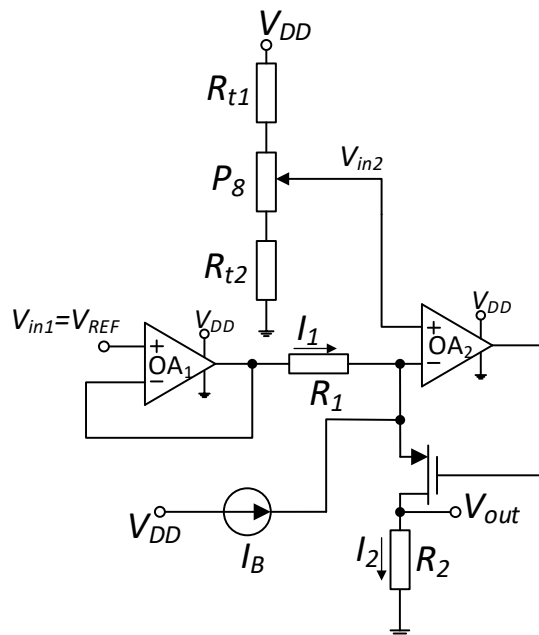
Po završetku realizacije strujnog izvora, stvoreni su svi preduslovi za integraciju i ispitivanje instrumentacionog pojačavača. Prvi korak u procesu implementacije obuhvata međusobno povezivanje svih funkcionalnih segmenata pojačavača, nakon čega je uslijedila faza testiranja. Cilj testiranja je da se prate promjene napona na izlazu instrumentacionog pojačavača, kada se napon na jednom od ulaznih priključaka instrumentacionog pojačavača mijenja u okolini referentnog napona  $V_{REF} = V_{DD}/2$ , dok je napon na drugom ulazu instrumentacionog pojačavača konstantan i iznosi  $V_{REF} = V_{DD}/2$ . Referentni napon  $V_{REF} = V_{DD}/2$  realizovan je upotrebom jednostavnog naponskog razdjelnika realizovanog sa dva identična otpornika od po  $10 \text{ k}\Omega$  povezana jednim krajem na napajanje  $V_{DD}$ , dok je drugi kraj uzemljen.

U prvom scenariju testiranja, na neinvertujući ulaz operacionog pojačavača  $OA_1$  dovodi se ulazni napon  $V_{in1}$ , koji se podešava pomoću sklopa sastavljenog od serijski povezana dva otpornika otpornosti  $R_{t1} = R_{t2} = 100 \text{ k}\Omega$  i potenciometra  $P_7 = 5 \text{ k}\Omega$  kao što je prikazano na slici 4.7. Na ovaj način ostvaruje se ulazni napon  $V_{in1}$  u opsegu  $V_{REF} - 100 \text{ mV} < V_{in1} < V_{REF} + 100 \text{ mV}$ . Napon na neinvertujućem ulazu operacionog pojačavača  $OA_2$  je konstantan,  $V_{in2} = V_{REF}$ .

U drugom scenariju testiranja uloge ulaznih priključka su zamijenjene. Na neinvertujućem ulazu operacionog pojačavača  $OA_1$  dovodi se konstantan ulazni napon  $V_{in1} = V_{REF}$ . Na neinvertujućem ulazu operacionog pojačavača  $OA_2$  dovodi se ulazni napon koji se podešava pomoću sklopa sastavljenog od serijski povezana dva otpornika otpornosti  $R_{t1} = R_{t2} = 100\text{ k}\Omega$  i potenciometra  $P_8 = 5\text{ k}\Omega$  kao što je prikazano na slici 4.8. Na ovaj način ostvaruje se ulazni napon  $V_{in2}$  u opsegu  $V_{REF} - 100\text{ mV} < V_{in2} < V_{REF} + 100\text{ mV}$ .



Slika 4.7 – Instrumentacioni pojačavač konfigurisan za scenario 1



Slika 4.8 – Instrumentacioni pojačavač konfigurisan za scenario 2

## 5. Rezultati mjerenja

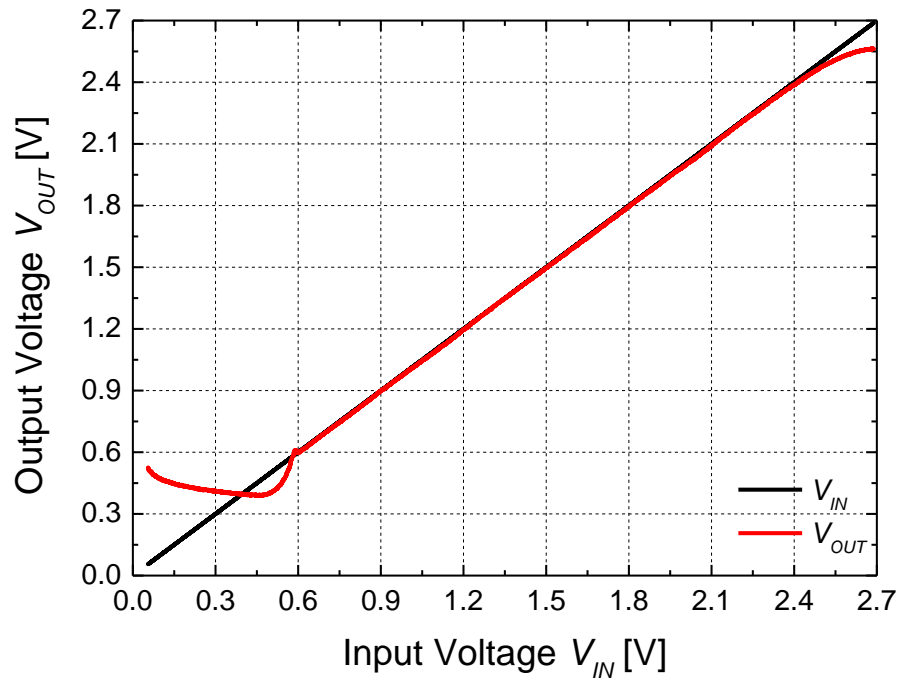
### 5.1. Rezultati mjerenja operacionih pojačavača

Mjerenja DC karakteristika dva operaciona pojačavača koji ulaze u sastav instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici obavljena su u konfiguraciji jediničnog pojačavača.

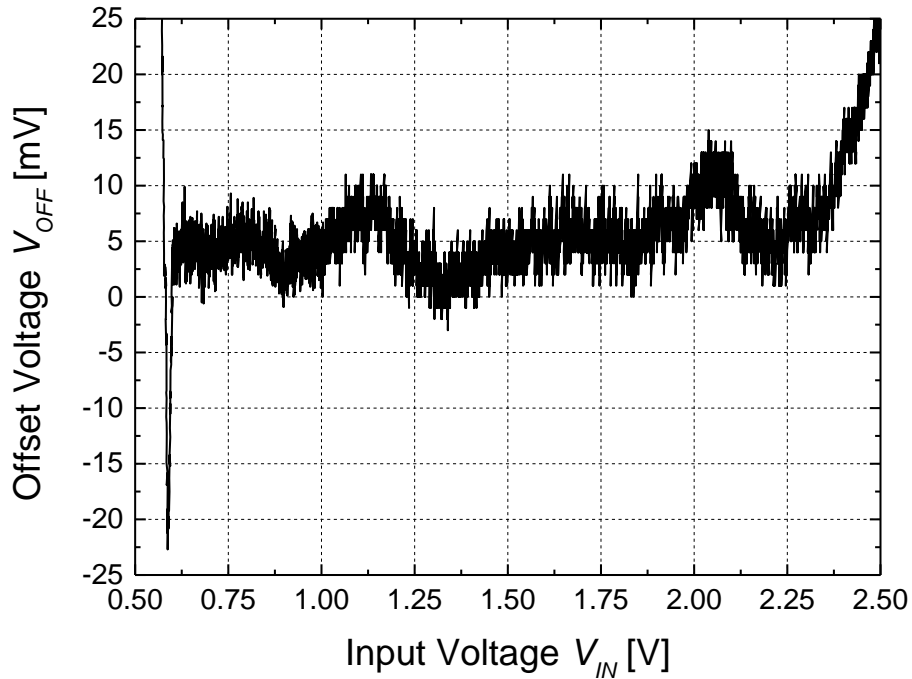
Zavisnost izlaznog napona  $V_{OUT}$  od ulaznog napona  $V_{IN}$  operacionog pojačavača  $OA_1$  (slika 4.1) u konfiguraciji jediničnog pojačavača prikazana je na slici 5.1.1. Ulazni napon se mijenja u granicama  $0 < V_{IN} < 2.7$  V, dok su DC polarizacioni naponi  $V_{B1} = 0.8$  V,  $V_{B2} = 2.4$  V,  $V_{B3} = 1.1$  V, sa Milerovom otpornošću i kapacitivnošću  $R_C = 10$  k $\Omega$ ,  $C_C = 47$  pF. Zavisnost naponskog *offset-a*  $V_{OFF} = V_{IN} - V_{OUT}$  od ulaznog napona  $V_{IN}$  operacionog pojačavača  $OA_1$  prikazana je na slici 5.1.2. Može se uočiti da je opseg ulaznog napona  $V_{IN}$  unutar kojeg operacioni pojačavač  $OA_1$  radi kao jedinični pojačavač ograničen na  $0.6$  V  $< V_{IN} < 2.3$  V, pri unipolarnom napajanju  $V_{DD} = 2.7$  V.

Zavisnost izlaznog napona  $V_{OUT}$  od ulaznog napona  $V_{IN}$  operacionog pojačavača  $OA_2$  (slika 4.1) u konfiguraciji jediničnog pojačavača prikazana je na slici 5.1.3. Ulazni napon se mijenja u granicama  $0 < V_{IN} < 2.7$  V, dok su DC polarizacioni naponi  $V_{B1} = 1$  V,  $V_{B2} = 2.4$  V,  $V_{B3} = 1.1$  V, sa Milerovom otpornošću i kapacitivnošću  $R_C = 10$  k $\Omega$ ,  $C_C = 33$  pF. Zavisnost naponskog *offset-a*  $V_{OFF} = V_{IN} - V_{OUT}$  od ulaznog napona  $V_{IN}$  operacionog pojačavača  $OA_2$  prikazana je na slici 5.1.4. Može se uočiti da je opseg ulaznog napona  $V_{IN}$  unutar kojeg operacioni pojačavač  $OA_2$  radi kao jedinični pojačavač ograničen na  $0.65$  V  $< V_{IN} < 2.1$  V, pri unipolarnom napajanju  $V_{DD} = 2.7$  V.

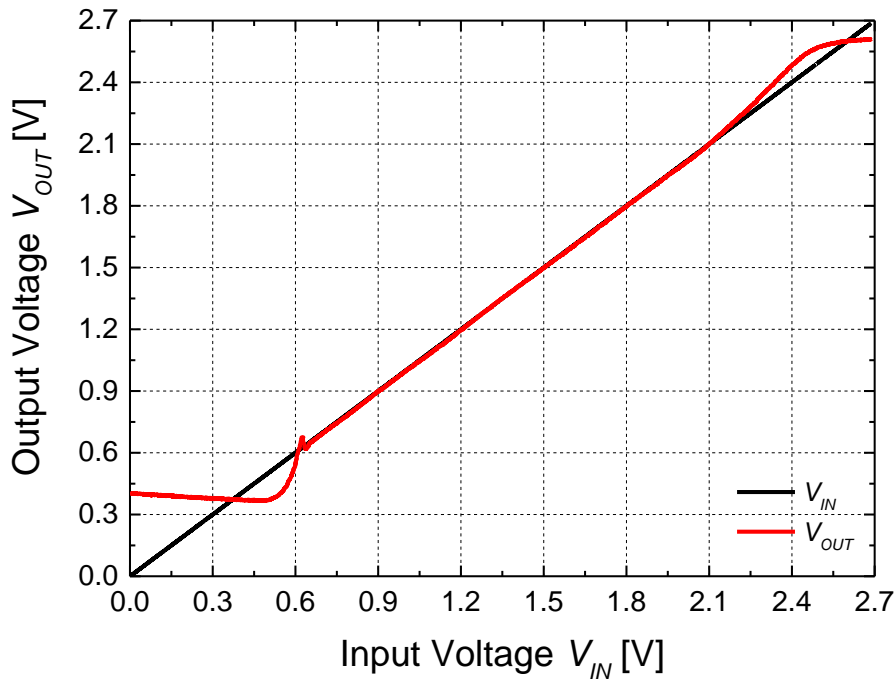
Nešto uži ulazni naponski opseg operacionog pojačavača  $OA_2$  u odnosu na naponski opseg operacionog pojačavača  $OA_1$  objašnjava se činjenicom da su DC struje MOSFET-ova u sklopu teleskopik diferencijalnog pojačavača  $OA_2$  ( $V_{B1} = 1$  V) veće nego DC struje MOSFET-ova u sklopu teleskopik diferencijalnog pojačavača  $OA_1$  ( $V_{B1} = 0.8$  V).



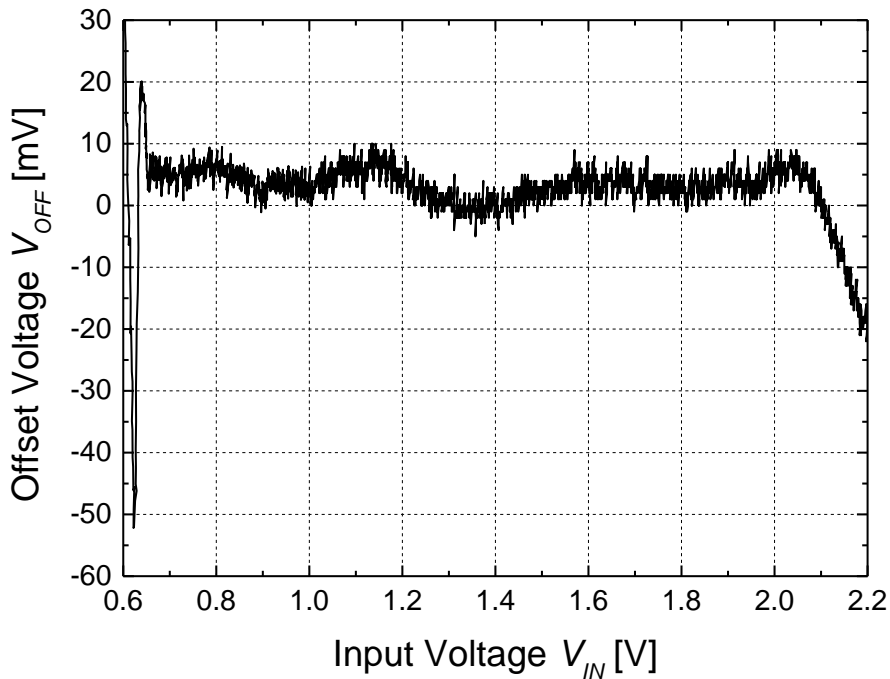
**Slika 5.1.1** - Zavisnost izlaznog napona  $V_{OUT}$  od ulaznog napona  $V_{IN}$  operacionog pojačavača  $OA_1$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača ( $0 < V_{IN} < 2.7$  V,  $R_c = 10$  k $\Omega$ ,  $C_c = 47$  pF,  $V_{B1} = 0.8$  V,  $V_{B2} = 2.4$  V,  $V_{B3} = 1.1$  V).



**Slika 5.1.2** - Zavisnost naponskog *offset-a*  $V_{OFF}$  od ulaznog napona  $V_{IN}$  operacionog pojačavača  $OA_1$  ( $0 < V_{IN} < 2.5$  V,  $R_c = 10$  k $\Omega$ ,  $C_c = 47$  pF,  $V_{B1} = 0.8$  V,  $V_{B2} = 2.4$  V,  $V_{B3} = 1.1$  V).



**Slika 5.1.3** - Zavisnost izlaznog napona  $V_{OUT}$  od ulaznog napona  $V_{IN}$  operacionog pojačavača  $OA_2$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača ( $0 < V_{IN} < 2.7$  V,  $R_c = 10$  k $\Omega$ ,  $C_c = 33$  pF,  $V_{B1} = 1$  V,  $V_{B2} = 2.4$  V,  $V_{B3} = 1.1$  V).



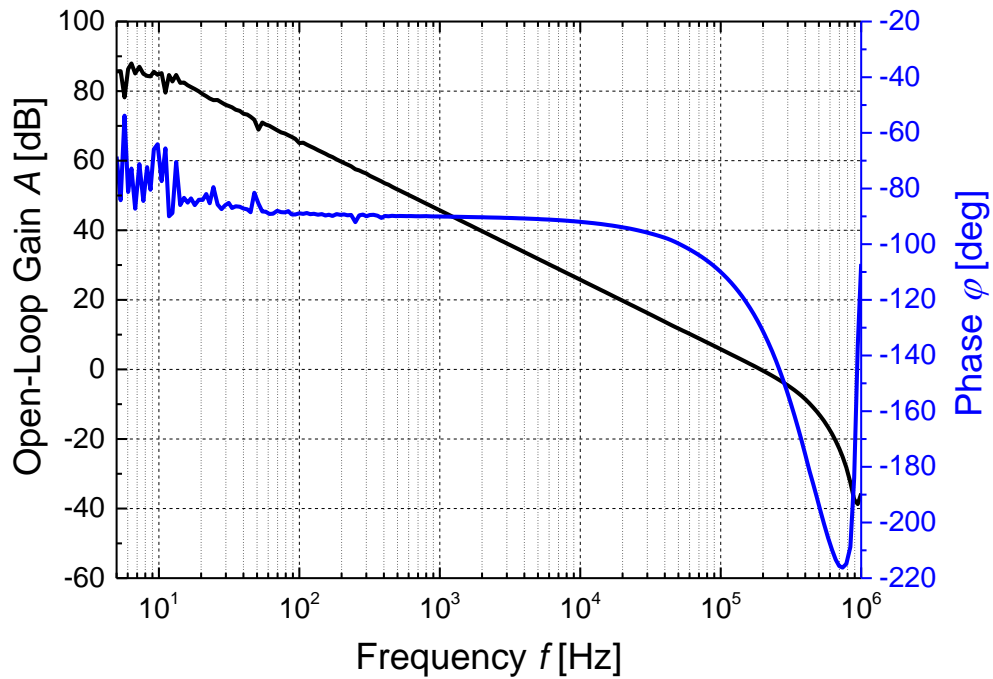
**Slika 5.1.4** - Zavisnost naponskog *offset-a*  $V_{OFF}$  od ulaznog napona  $V_{IN}$  operacionog pojačavača  $OA_2$  ( $0.6$  V  $< V_{IN} < 2.2$  V,  $R_c = 10$  k $\Omega$ ,  $C_c = 33$  pF,  $V_{B1} = 1$  V,  $V_{B2} = 2.4$  V,  $V_{B3} = 1.1$  V).

Mjerenja frekvencijskih karakteristika dva operaciona pojačavača koji ulaze u sastav instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici obavljena su u konfiguraciji invertujućeg pojačavača, slika 4.6.

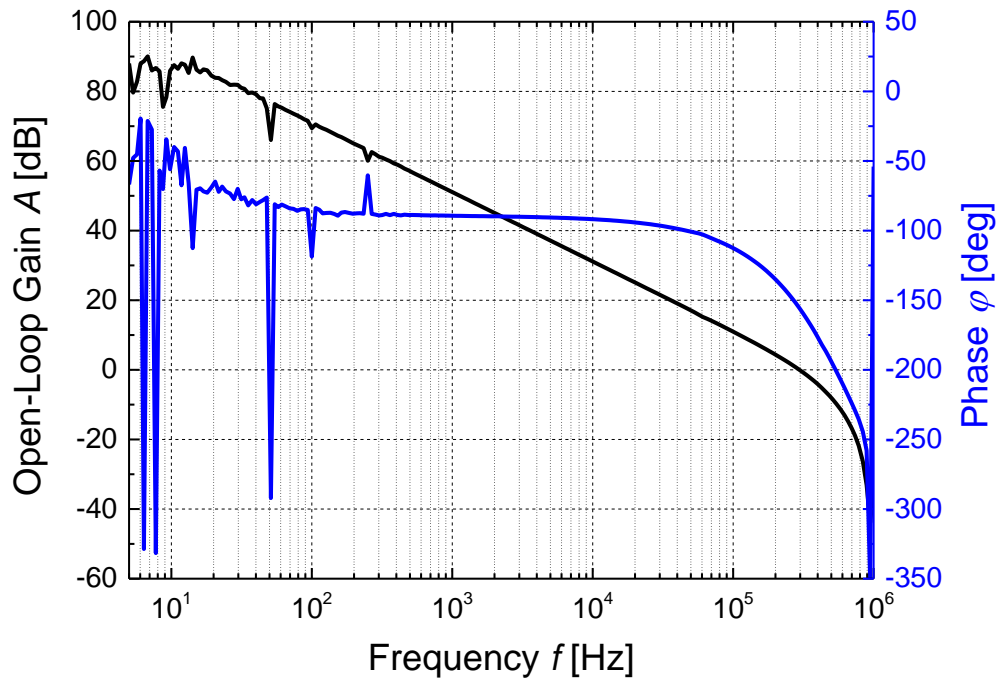
Amplitudno-frekvencijska i fazno-frekvencijska karakteristika  $|A(j\omega)|$  i  $\varphi(\omega)$ , redom, operacionog pojačavača  $OA_1$  (slika 4.1) prikazane su na slici 5.1.5. DC polarizacioni naponi su  $V_{B1} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ , sa Milerovom otpornošću i kapacitivnošću  $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_c = 47 \text{ pF}$ . DC pojačanje  $A_0$ , frekvencija dominantnog pola  $f_b = \omega_b/2\pi$ , presječne učestanosti  $GBW = A_0\omega_b$  i margine faze (*phase margin - PM*) iznose:  $A_0 \approx 88 \text{ dB}$ ,  $f_b = \omega_b/2\pi \approx 10 \text{ Hz}$ ,  $GBW = A_0\omega_b = 200 \text{ kHz}$ ,  $PM = 50^\circ$ .

Amplitudno-frekvencijska i fazno-frekvencijska karakteristika  $|A(j\omega)|$  i  $\varphi(\omega)$ , redom, operacionog pojačavača  $OA_2$  (slika 4.1) prikazane su na slici 5.1.6. DC polarizacioni naponi su  $V_{B1} = 1 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ , sa Milerovom otpornošću i kapacitivnošću  $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_c = 33 \text{ pF}$ . DC pojačanje  $A_0$ , frekvencija dominantnog pola  $f_b = \omega_b/2\pi$ , presječne učestanosti  $GBW = A_0\omega_b$  i margine faze (*phase margin - PM*) iznose:  $A_0 \approx 90 \text{ dB}$ ,  $f_b = \omega_b/2\pi \approx 10 \text{ Hz}$ ,  $GBW = A_0\omega_b = 300 \text{ kHz}$ ,  $PM = 25^\circ$ .

Veća presječna učestanost  $GBW = A_0\omega_b$  i manja margina faze  $PM$  kod operacionog pojačavača  $OA_2$  u odnosu na operacioni pojačavač  $OA_1$  posljedica je manje Milerove kapacitivnosti  $C_c$  kod operacionog pojačavača  $OA_2$  ( $C_c = 33 \text{ pF}$ ) u odnosu na Milerovu kapacitivnost kod operacionog pojačavača  $OA_1$  ( $C_c = 47 \text{ pF}$ ).



**Slika 5.1.5** - Frekventijska karakteristika pojačanja  $A$  i faze  $\varphi$  operacionog pojačavača  $OA_1$  ( $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_c = 47 \text{ pF}$ ,  $V_{B1} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ ).



**Slika 5.1.6** - Frekventijska karakteristika pojačanja  $A$  i faze  $\varphi$  operacionog pojačavača  $OA_2$  ( $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_c = 33 \text{ pF}$ ,  $V_{B1} = 1 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ ).

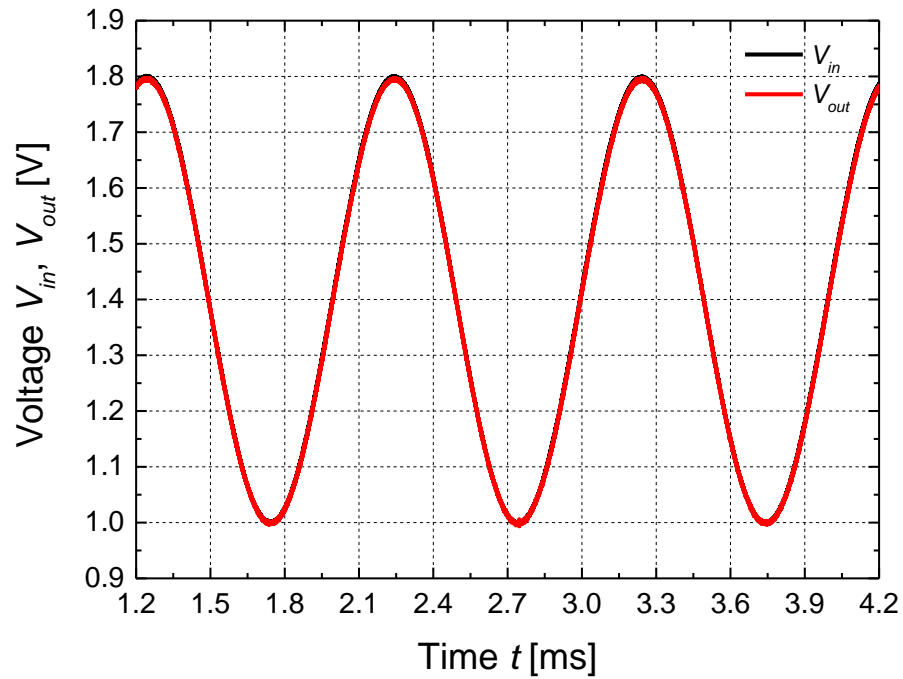
Mjerenja odziva u vremenskom domenu dva operaciona pojačavača koji ulaze u sastav instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici obavljena su u konfiguraciji jediničnog pojačavača.

Svi odzivi u vremenskom domenu operacionog pojačavača  $OA_1$  (slika 4.1) u konfiguraciji jediničnog pojačavača izmjereni su sa sljedećim parametrima:  $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_c = 47 \text{ pF}$ ,

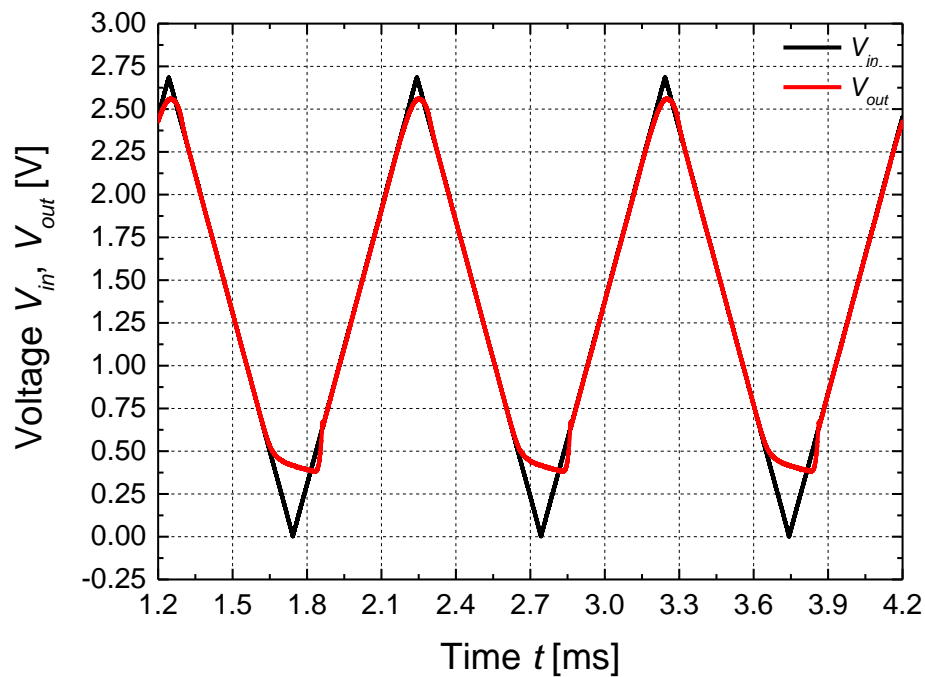
$V_{B1} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ . Odziv na ulazni napon prostoperiodičnog talasnog oblika ( $V_{in} = V_{IN} + V_m \sin \omega t$ ,  $V_{IN} = 1.4 \text{ V}$ ,  $V_m = 0.4 \text{ V}$ ,  $\omega = 2\pi f$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ), trouganog talasnog oblika ( $V_{pp} = 2.7 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.35 \text{ V}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ), testerastog talasnog oblika ( $V_{pp} = 2.7 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.35 \text{ V}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ), pravougaonog talasnog oblika ( $V_{pp} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.4 \text{ V}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ), na ulaznu rastuću odskočnu pobudu ( $V_{pp} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.4 \text{ V}$ ), na ulaznu opadajuću odskočnu pobudu ( $V_{pp} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.4 \text{ V}$ ), prikazani su na slikama 5.1.7, 5.1.8, 5.1.9, 5.1.10, 5.1.11 i 5.1.12, redom.

Svi odzivi u vremenskom domenu operacionog pojačavača  $OA_2$  (slika 4.1) u konfiguraciji jediničnog pojačavača izmjereni su sa sljedećim parametrima:  $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_c = 33 \text{ pF}$ ,  $V_{B1} = 1 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ . Odziv na ulazni napon prostoperiodičnog talasnog oblika ( $V_{in} = V_{IN} + V_m \sin \omega t$ ,  $V_{IN} = 1.4 \text{ V}$ ,  $V_m = 0.4 \text{ V}$ ,  $\omega = 2\pi f$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ), trouganog talasnog oblika ( $V_{pp} = 2.7 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.35 \text{ V}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ), testerastog talasnog oblika ( $V_{pp} = 2.7 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.35 \text{ V}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ), pravougaonog talasnog oblika ( $V_{pp} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.4 \text{ V}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ), na ulaznu rastuću odskočnu pobudu ( $V_{pp} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.4 \text{ V}$ ), na ulaznu opadajuću odskočnu pobudu ( $V_{pp} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.4 \text{ V}$ ), prikazani su na slikama 5.1.13, 5.1.14, 5.1.15, 5.1.16, 5.1.17 i 5.1.18, redom.

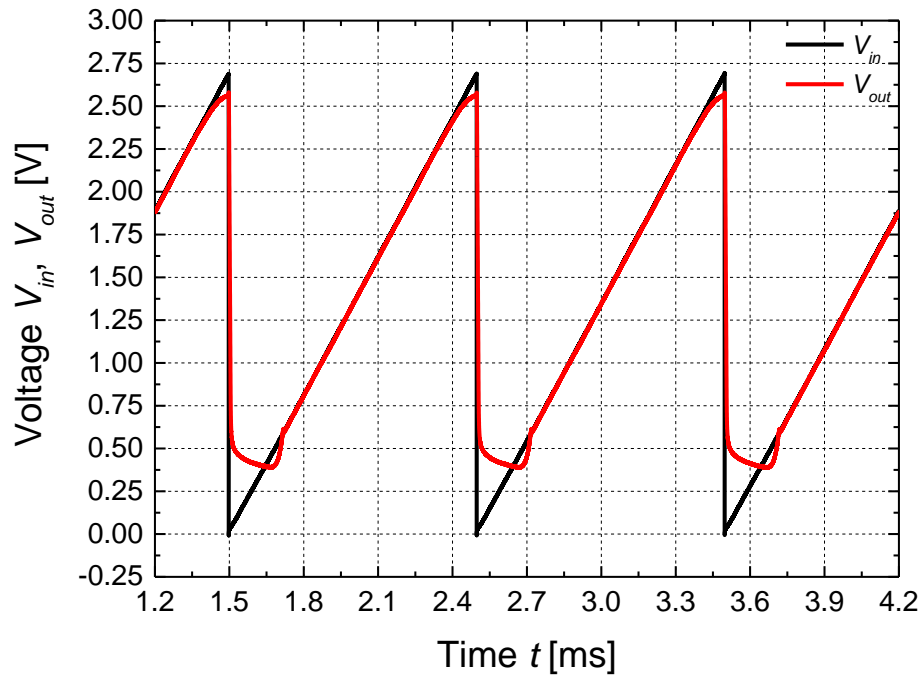
Pri ulaznoj rastućoj i opadajućoj odskočnoj pobudi, za razliku od operacionog pojačavača  $OA_1$  kod kojeg su *overshoot* i prigušeni oscilatorni proces jedva vidljivi, slike 5.1.11 i 5.1.12, kod operacionog pojačavača  $OA_2$  *overshoot* i prigušeni oscilatorni proces su sasvim izraženi, slike 5.1.17 i 5.1.18. Ovo je posljedica različitih vrijednosti Milerovih kapacitivnosti korišćenih za frekvencijsku kompenzaciju operacionih pojačavača  $OA_1$  ( $C_c = 47 \text{ pF}$ ) i  $OA_2$  ( $C_c = 33 \text{ pF}$ ), što rezultira različitim marginama faze:  $PM = 50^\circ$  za operacioni pojačavač  $OA_1$  i  $PM = 25^\circ$  za operacioni pojačavač  $OA_2$ .



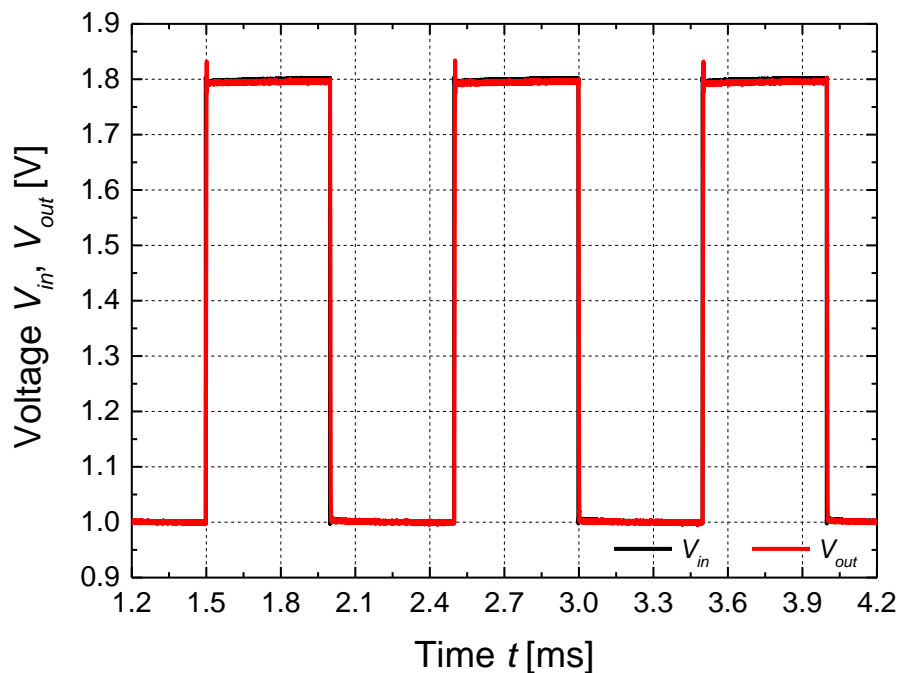
**Slika 5.1.7** - Odziv u vremenskom domenu operacionog pojačavača  $OA_1$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača ( $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_c = 47 \text{ pF}$ ,  $V_{B1} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ ) na ulazni napon prostoperiodičnog talasnog oblika ( $V_{in} = V_{IN} + V_m \sin \omega t$ ,  $V_{IN} = 1.4 \text{ V}$ ,  $V_m = 0.4 \text{ V}$ ,  $\omega = 2\pi f$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ).



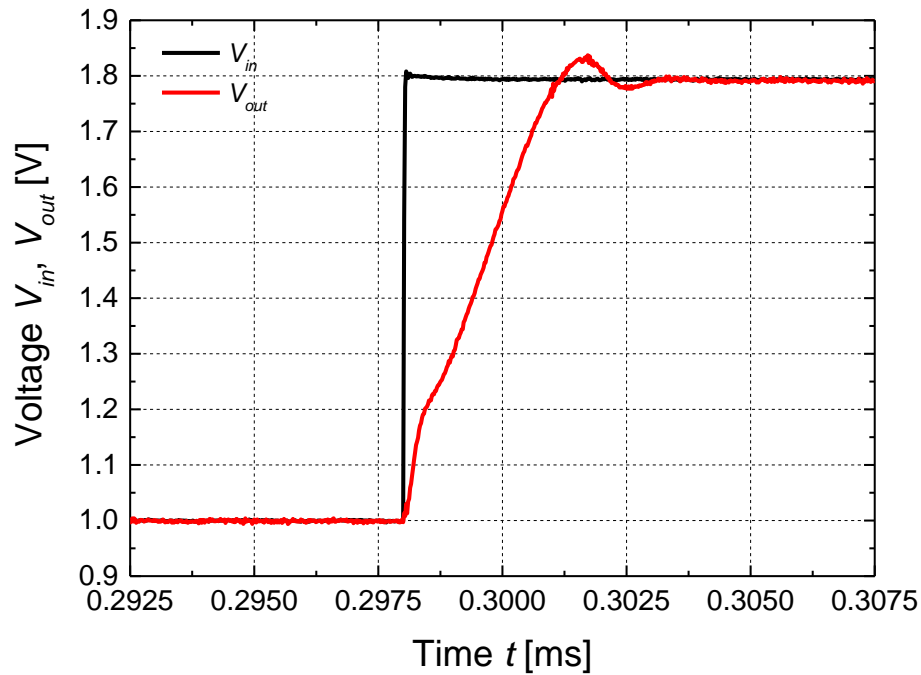
**Slika 5.1.8** - Odziv u vremenskom domenu operacionog pojačavača  $OA_1$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača ( $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_c = 47 \text{ pF}$ ,  $V_{B1} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ ) na ulazni napon trougaonog talasnog oblika ( $V_{pp} = 2.7 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.35 \text{ V}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ).



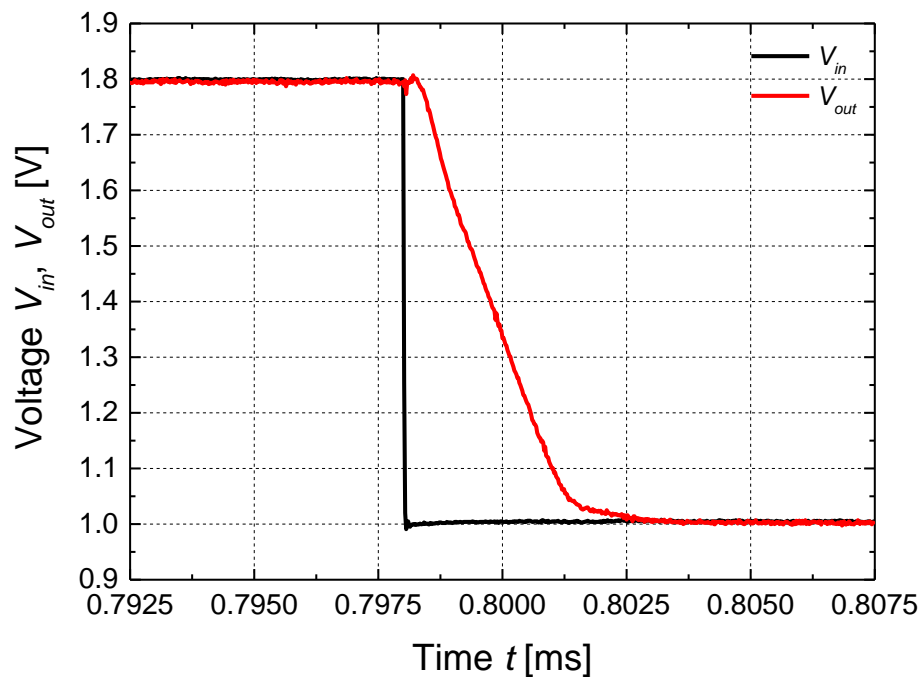
**Slika 5.1.9** - Odziv u vremenskom domenu operacionog pojačavača  $OA_1$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača ( $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_c = 47 \text{ pF}$ ,  $V_{B1} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ ) na ulazni napon testerastog talasnog oblika ( $V_{pp} = 2.7 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.35 \text{ V}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ).



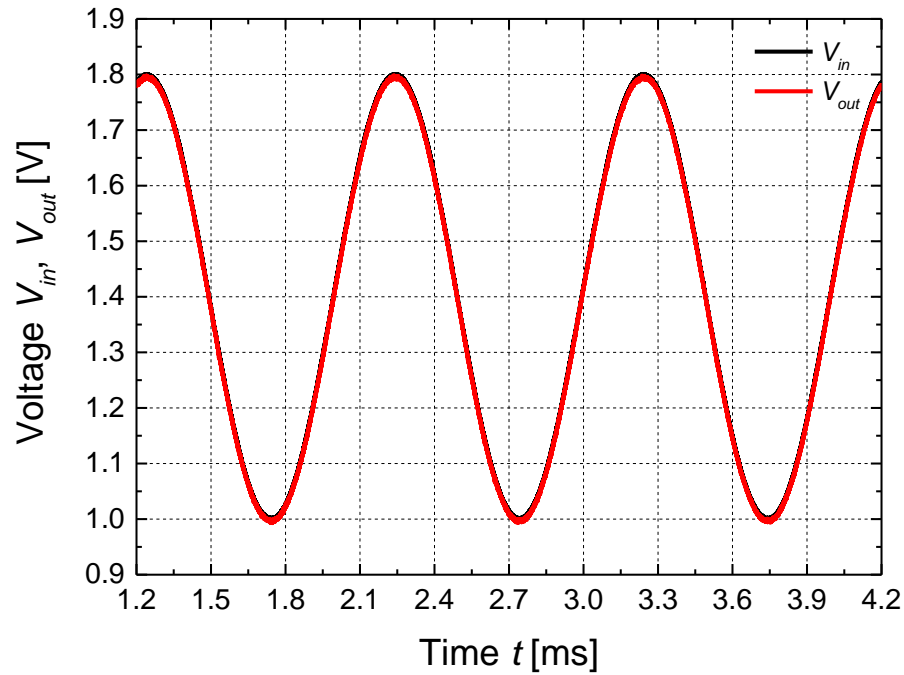
**Slika 5.1.10** - Odziv u vremenskom domenu operacionog pojačavača  $OA_1$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača ( $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_c = 47 \text{ pF}$ ,  $V_{B1} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ ) na ulazni napon pravougaonog talasnog oblika ( $V_{pp} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.4 \text{ V}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ).



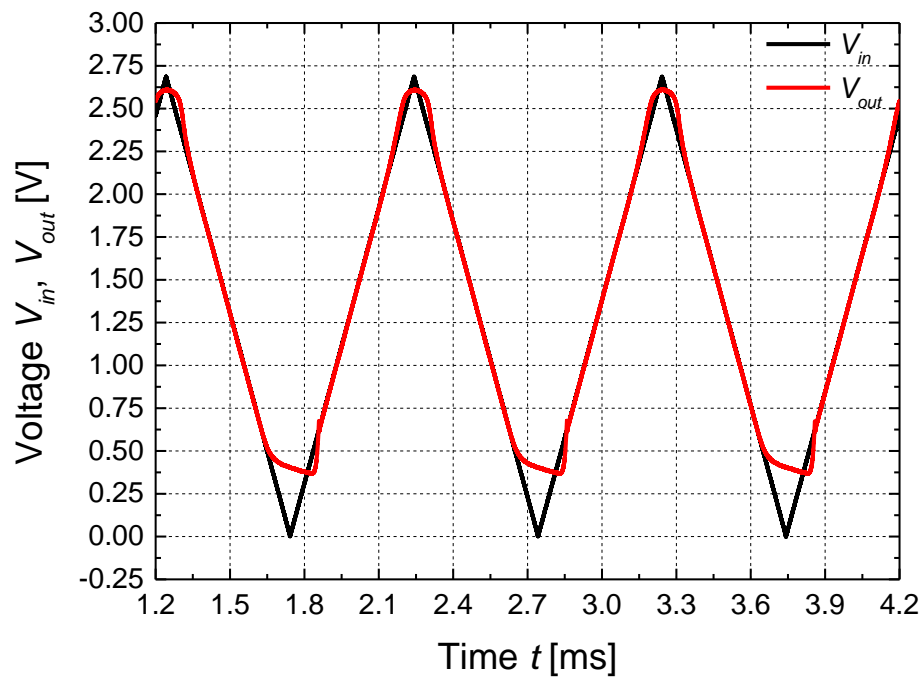
**Slika 5.1.11** - Odziv u vremenskom domenu operacionog pojačavača  $OA_1$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača ( $R_C = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_C = 47 \text{ pF}$ ,  $V_{B1} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ ) na ulaznu rastuću odskočnu pobudu ( $V_{pp} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.4 \text{ V}$ ).



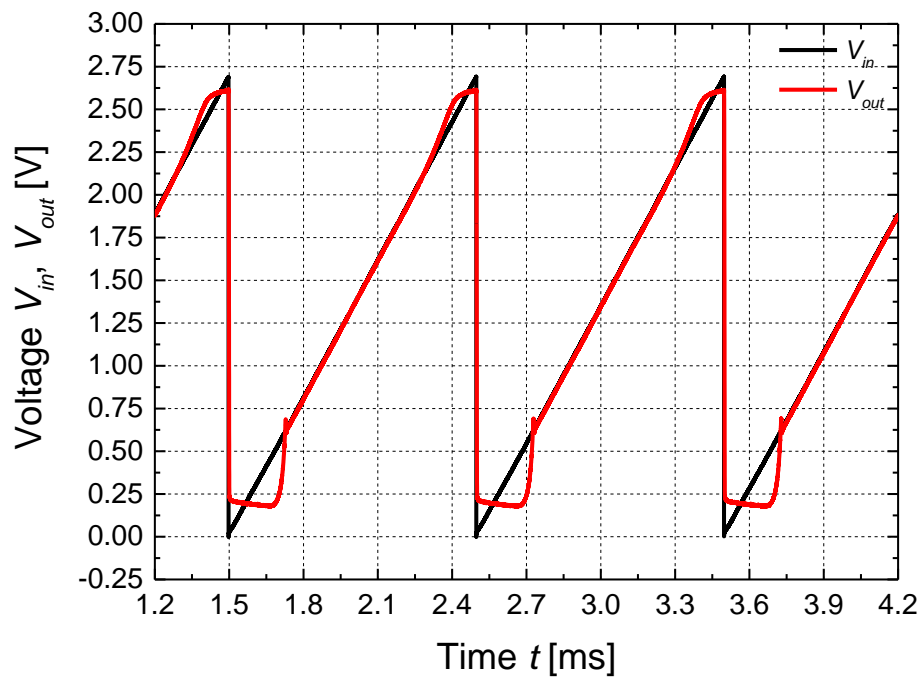
**Slika 5.1.12** - Odziv u vremenskom domenu operacionog pojačavača  $OA_1$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača ( $R_C = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_C = 47 \text{ pF}$ ,  $V_{B1} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ ) na ulaznu opadajuću odskočnu pobudu ( $V_{pp} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.4 \text{ V}$ ).



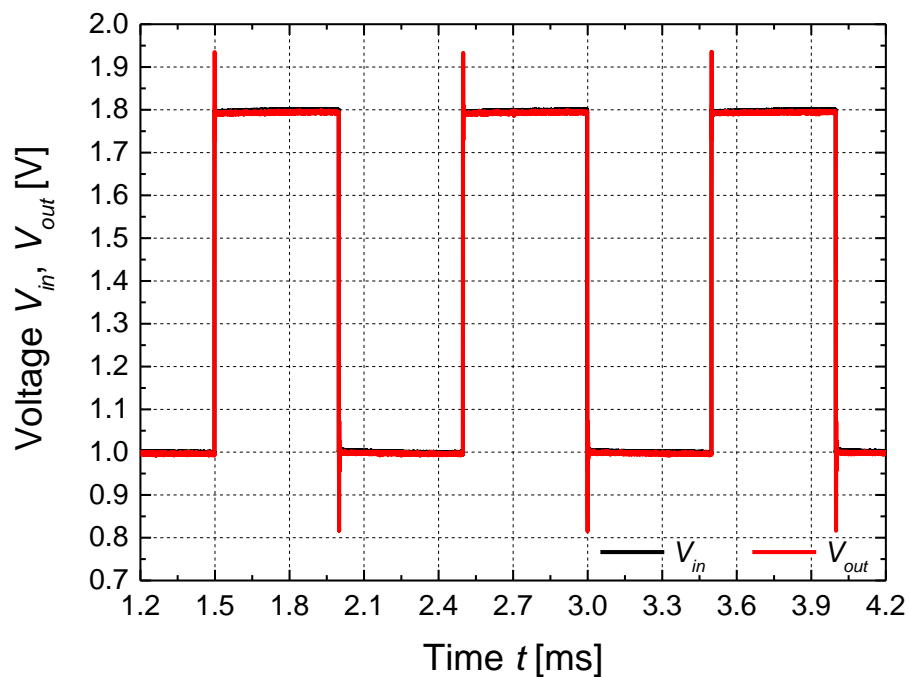
**Slika 5.1.13** - Odziv u vremenskom domenu operacionog pojačavača  $OA_2$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača ( $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_c = 33 \text{ pF}$ ,  $V_{B1} = 1 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ ) na ulazni napon prostoperiodičnog talasnog oblika ( $V_{in} = V_{IN} + V_m \sin \omega t$ ,  $V_{IN} = 1.4 \text{ V}$ ,  $V_m = 0.4 \text{ V}$ ,  $\omega = 2\pi f$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ).



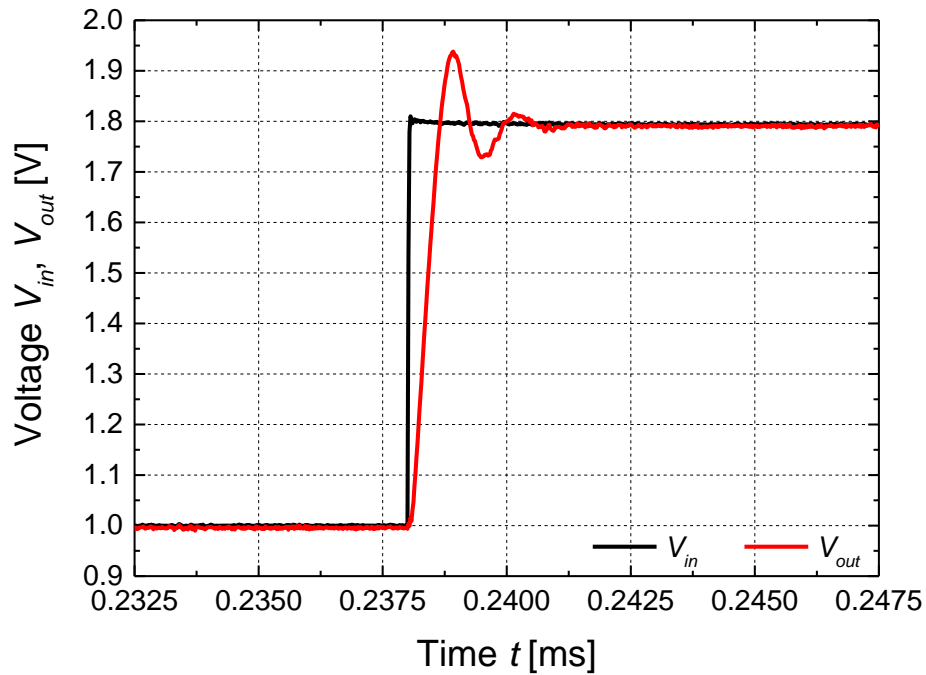
**Slika 5.1.14** - Odziv u vremenskom domenu operacionog pojačavača  $OA_2$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača ( $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_c = 33 \text{ pF}$ ,  $V_{B1} = 1 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ ) na ulazni napon trougaonog talasnog oblika ( $V_{pp} = 2.7 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.35 \text{ V}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ).



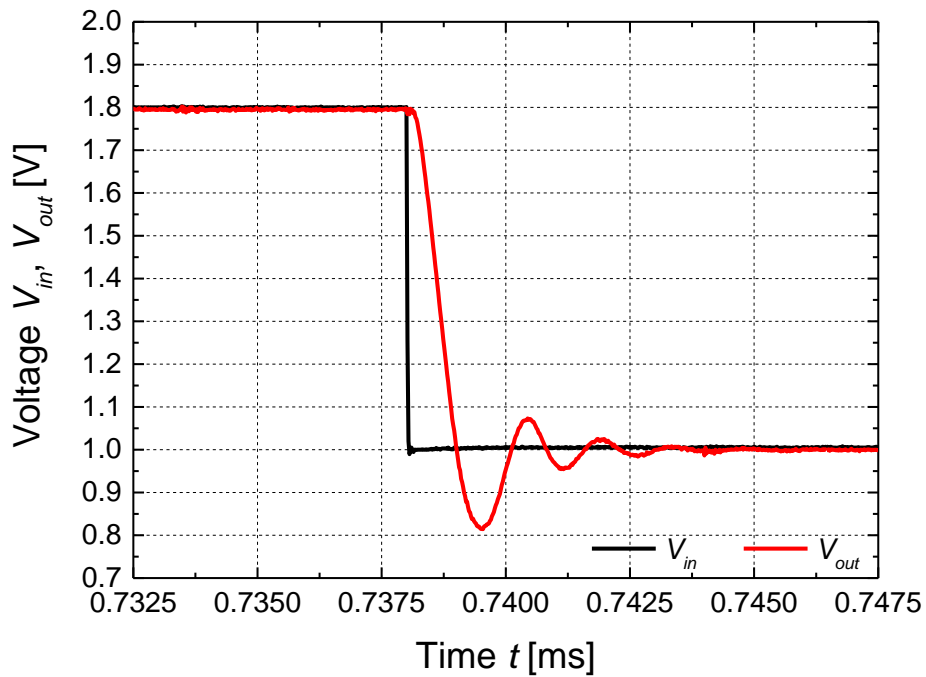
**Slika 5.1.15** - Odziv u vremenskom domenu operacionog pojačavača  $OA_2$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača ( $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_c = 33 \text{ pF}$ ,  $V_{B1} = 1 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ ) na ulazni napon testerastog talasnog oblika ( $V_{pp} = 2.7 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.35 \text{ V}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ).



**Slika 5.1.16** - Odziv u vremenskom domenu operacionog pojačavača  $OA_2$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača ( $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_c = 33 \text{ pF}$ ,  $V_{B1} = 1 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ ) na ulazni napon pravougaonog talasnog oblika ( $V_{pp} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.4 \text{ V}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ).



**Slika 5.1.17** - Odziv u vremenskom domenu operacionog pojačavača  $OA_2$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača ( $R_C = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_C = 33 \text{ pF}$ ,  $V_{B1} = 1 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ ) na ulaznu rastuću odskočnu pobudu ( $V_{pp} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.4 \text{ V}$ ).



**Slika 5.1.18** - Odziv u vremenskom domenu operacionog pojačavača  $OA_2$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača ( $R_C = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C_C = 33 \text{ pF}$ ,  $V_{B1} = 1 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 2.4 \text{ V}$ ,  $V_{B3} = 1.1 \text{ V}$ ) na ulaznu opadajuću odskočnu pobudu ( $V_{pp} = 0.8 \text{ V}$ ,  $V_{MEAN} = 1.4 \text{ V}$ ).

## 5.2. Rezultati mjerenja instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici

DC prenosne karakteristike instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici izmjerene su podrazumijevajući prvi i drugi scenario koji su predstavljeni u poglavlju 4, slike 4.7 i 4.8. U prvom scenariju, na neinvertujući ulaz operacionog pojačavača  $OA_1$  dovodi se ulazni napon  $V_{in1}$  koji je varijabilan, dok je napon na neinvertujućem ulazu operacionog pojačavača  $OA_2$  konstantan  $V_{in2} = V_{REF}$ . U drugom scenariju, napon na neinvertujućem ulazu operacionog pojačavača  $OA_1$  je konstantan,  $V_{in1} = V_{REF}$ , dok se na neinvertujućem ulazu operacionog pojačavača  $OA_2$  dovodi ulazni napon  $V_{in2}$  koji je varijabilan. Za svaku DC prenosnu karakteristiku izračunate su greške linearnosti  $E_L$  prema sljedećem izrazu:

$$E_L[\%] = \frac{V_{outopt} - V_{out}}{V_{outmax}} \cdot 100 \quad (5.2.1)$$

gdje je  $V_{out}$  vrijednost izlaznog napona instrumentacionog pojačavača za datu vrijednost ulaznog diferencijalnog napona  $V_{in1} - V_{in2}$ ,  $V_{outopt}$  je vrijednost optimalne prave izlaznog napona instrumentacionog pojačavača, dobijene metodom najmanjih kvadrata, za istu vrijednost ulaznog diferencijalnog napona  $V_{in1} - V_{in2}$ , dok je  $V_{outmax}$  najveća vrijednost izlaznog napona instrumentacionog pojačavača za dati opseg ulaznog diferencijalnog napona  $V_{in1} - V_{in2}$ .

Izabrano je da referentni napon  $V_{REF}$  iznosi  $V_{REF} = V_{DD}/2 = 1.35$  V. Sa druge strane, da bi p-kanalni MOSFET  $M_p$  u grani povratne sprege operacionog pojačavača  $OA_2$  imao dovoljno veliki napon  $V_{SD} > 0$ , mora biti ispunjeno  $V_{OUT} < V_{DD}/2 = 1.35$  V. DC biasing  $R_2 I_B$  (3.3) izlaznog napona  $V_{out}$  instrumentacionog pojačavača postavlja se na vrijednost  $R_2 I_B = \frac{V_{DD}}{4} = 0.675$  V. Otpornost otpornika  $R_2$  je konstantna i iznosi  $R_2 = 100$  k $\Omega$ . Ova vrijednost se postiže ukoliko je struja DC strujnog izvora podešena na  $I_B = 6.75$   $\mu$ A, što je realizovano podešavanjem napona  $V_E$  pomoću potenciometra  $P_5$  na vrijednost  $V_E = 2.383$  V, slika 4.1. Otpornost  $R_1$  podešava se u skladu sa zahtijevanim diferencijalnim pojačanjem  $A_d \in$

{1, 10, 100}, što znači da otpornost  $R_1$  uzima vrijednosti  $R_1 \in \{100 \text{ k}\Omega, 10 \text{ k}\Omega, 1 \text{ k}\Omega\}$ , redom. Sada važe sljedeće relacije:

$$\begin{cases} V_{out} = A_d(V_{in1} - V_{in2}) + R_2 I_B < \frac{V_{DD}}{2} \\ R_2 I_B = \frac{V_{DD}}{4} \end{cases} \Rightarrow V_{out} = A_d |V_{in1} - V_{in2}| < \frac{V_{DD}}{4} \Rightarrow |V_{in1} - V_{in2}| < \frac{V_{DD}}{4A_d} \quad (5.2.2)$$

U zavisnosti od diferencijalnog pojačanja  $A_d$ , apsolutna vrijednost ulaznog diferencijalnog napona  $V_{in1} - V_{in2}$  ograničena je na:

$$|V_{in1} - V_{in2}| = \begin{cases} 675 \text{ mV}, A_d = 1 \\ 67.5 \text{ mV}, A_d = 10 \\ 6.75 \text{ mV}, A_d = 100 \end{cases} \quad (5.2.3)$$

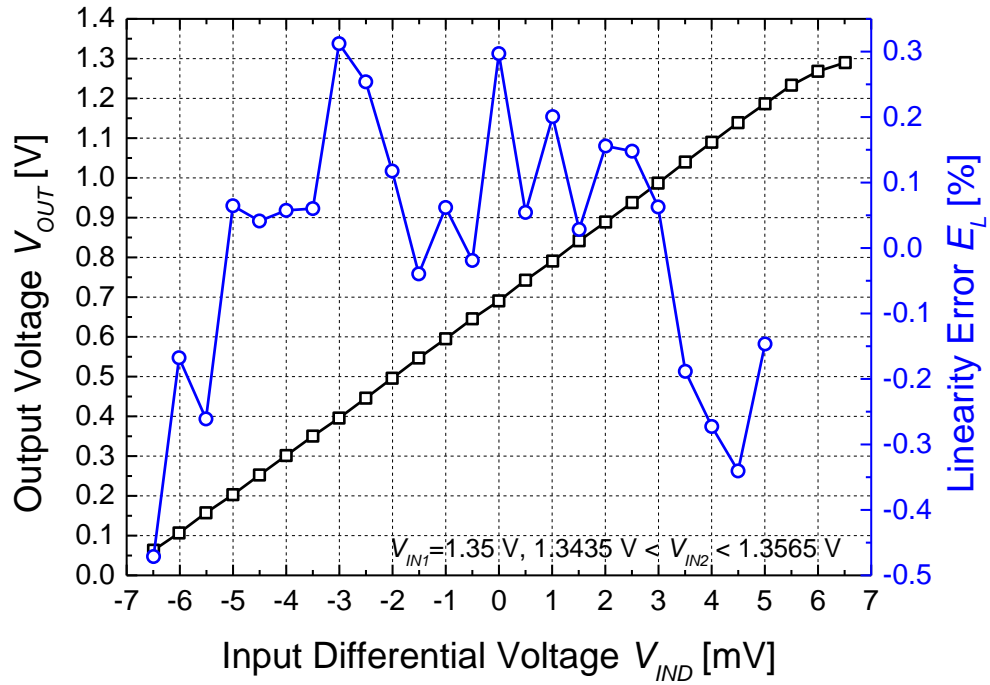
Zavisnost izlaznog napona  $V_{OUT}$  od ulaznog diferencijalnog napona  $V_{IND} = V_{IN1} - V_{IN2}$  instrumentacionog pojačavača za diferencijalno pojačanje  $A_d = 100$  ( $R_1 = 1 \text{ k}\Omega, R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ), sa odgovarajućim greškama linearnosti  $E_L$ , za  $V_{IN1} = 1.35 \text{ V}$ ,  $1.3435 \text{ V} < V_{IN2} < 1.3565 \text{ V}$  (sa korakom  $\Delta V_{IN2} = 0.5 \text{ mV}$ ) i  $1.3435 \text{ V} < V_{IN1} < 1.3565 \text{ V}$  (sa korakom  $\Delta V_{IN1} = 0.5 \text{ mV}$ ),  $V_{IN2} = 1.35 \text{ V}$ , prikazane su na slikama 5.2.1 i 5.2.2, redom. Greške linearnosti su  $|E_L| < 0.5 \%$  (slika 5.2.1), odnosno  $|E_L| < 0.4 \%$  (slika 5.2.2).

Zavisnost izlaznog napona  $V_{OUT}$  od ulaznog diferencijalnog napona  $V_{IND} = V_{IN1} - V_{IN2}$  instrumentacionog pojačavača za diferencijalno pojačanje  $A_d = 10$  ( $R_1 = 10 \text{ k}\Omega, R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ), sa odgovarajućim greškama linearnosti  $E_L$ , za  $V_{IN1} = 1.35 \text{ V}$ ,  $1.285 \text{ V} < V_{IN2} < 1.415 \text{ V}$  (sa korakom  $\Delta V_{IN2} = 5 \text{ mV}$ ) i  $1.285 \text{ V} < V_{IN1} < 1.415 \text{ V}$  (sa korakom  $\Delta V_{IN1} = 5 \text{ mV}$ ),  $V_{IN2} = 1.35 \text{ V}$ , prikazane su na slikama 5.2.3 i 5.2.4, redom. Greške linearnosti su  $|E_L| < 0.08 \%$  (slika 5.2.3), odnosno  $|E_L| < 0.05 \%$  (slika 5.2.4).

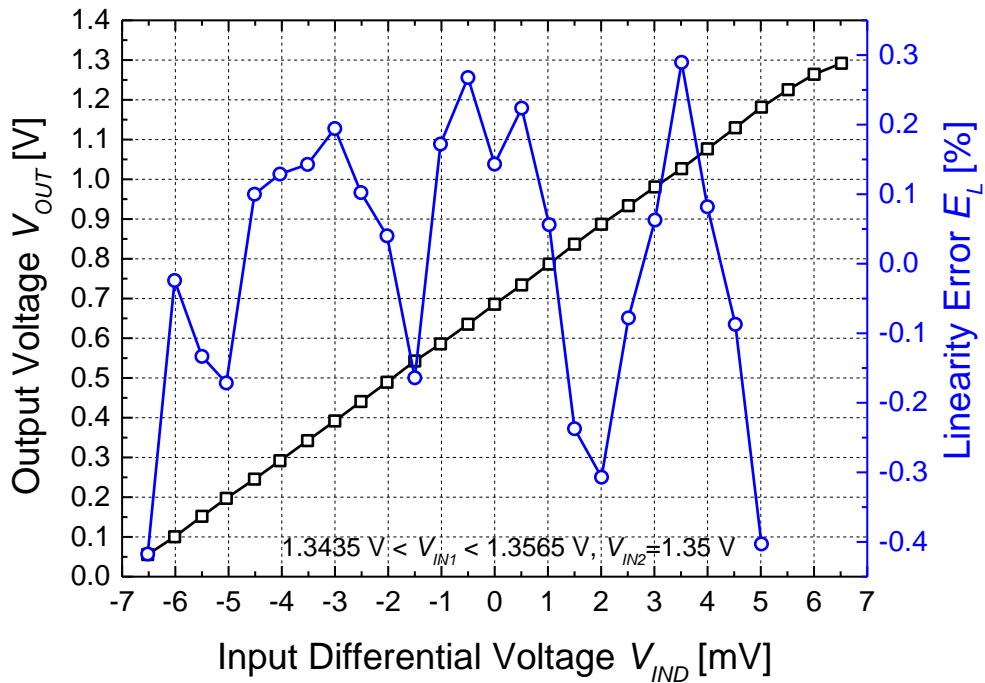
Zavisnost izlaznog napona  $V_{OUT}$  od ulaznog diferencijalnog napona  $V_{IND} = V_{IN1} - V_{IN2}$  instrumentacionog pojačavača za diferencijalno pojačanje  $A_d = 1$  ( $R_1 = 100 \text{ k}\Omega, R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ), sa odgovarajućim greškama linearnosti  $E_L$ , za  $V_{IN1} = 1.35 \text{ V}$ ,  $0.7 \text{ V} < V_{IN2} < 2 \text{ V}$  (sa korakom  $\Delta V_{IN2} = 50 \text{ mV}$ ) i  $0.7 \text{ V} < V_{IN1} < 2 \text{ V}$  (sa korakom  $\Delta V_{IN1} = 50 \text{ mV}$ ),  $V_{IN2} = 1.35 \text{ V}$ ,

prikazane su na slikama 5.2.5 i 5.2.6, redom. Greške linearnosti su  $|E_L| < 0.1 \%$  (slika 5.2.5), odnosno  $|E_L| < 0.0125 \%$  (slika 5.2.6).

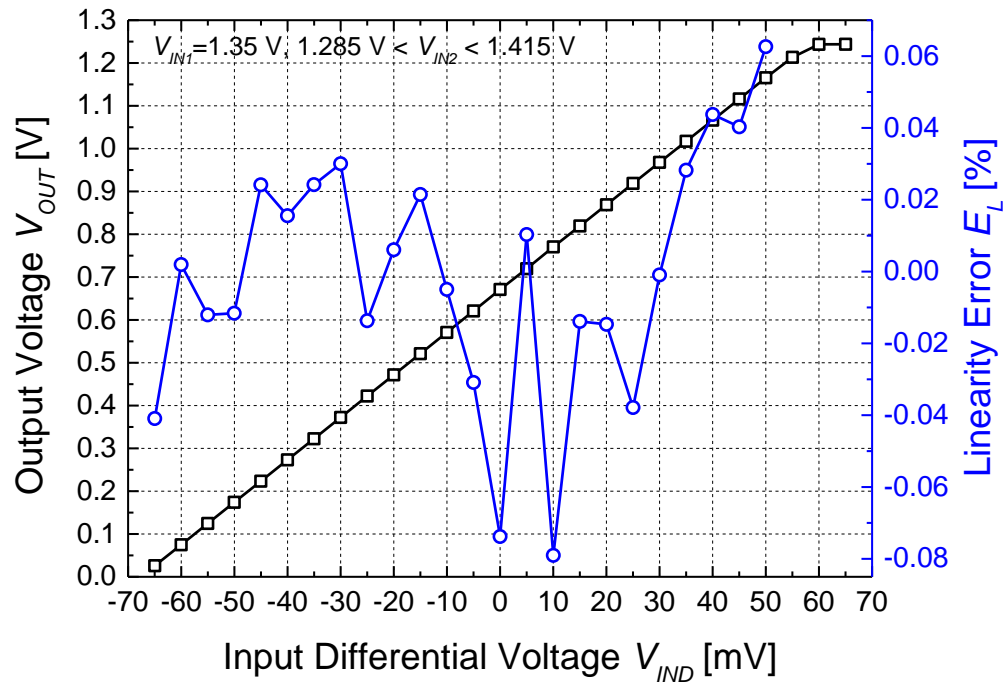
Na slici 5.2.5 uočava se velika nelinearnost u opsegu ulaznog diferencijalnog napona  $-650 \text{ mV} < V_{IND} < -550 \text{ mV}$ , što odgovara opsegu  $1.9 \text{ V} < V_{IN2} < 2 \text{ V}$ . Na osnovu slika 3.1 i 3.2.1, uzimajući u obzir da napon  $V_E$  na *emitter-u* bipolarnog tranzistora u sklopu DC strujnog izvora  $I_B$  ima vrijednost  $V_E = 2.383 \text{ V}$ , napon *emitter-collector*  $V_{EC}$  ovog bipolarnog tranzistora u navedenom opsegu ulaznog diferencijalnog napona  $V_{IND}$  iznosi  $0.383 \text{ V} < V_{EC} < 0.483 \text{ V}$ . Ovaj opseg napona *emitter-collector*  $V_{EC}$  odgovara prelasku bipolarnog tranzistora iz direktnog aktivnog režima u režim zasićenja, odnosno, u oblast rada bipolarnog tranzistora u kojem opada vrijednost strujnog pojačanja  $\beta$ , povećava se struja baze, a smanjuje se struja *collector-a* koja predstavlja struju  $I_B$ . Dakle, u ovom opsegu ulaznog diferencijalnog napona  $V_{IND}$  struja  $I_B$  odstupa od nominalne vrijednosti  $I_B = 6.75 \mu\text{A}$ , što uzrokuje povećanje greške linearnosti  $E_L$ . Takođe, u opsegu ulaznog diferencijalnog napona  $150 \text{ mV} < V_{IND} < 700 \text{ mV}$ , što odgovara opsegu  $0.65 \text{ V} < V_{IN2} < 1.2 \text{ V}$ , operacioni pojačavač  $OA_2$  nalazi se u negativnom zasićenju. Naime, u navedenom opsegu ulaznog diferencijalnog napona  $V_{IND}$  operacioni pojačavač  $OA_2$  ne može da generiše dovoljno mali napon na svom izlazu, odnosno na *gate-u* MOSFET-a  $M_p$ , u cilju formiranja odgovarajućeg napona *gate-source* ovog MOSFET-a.



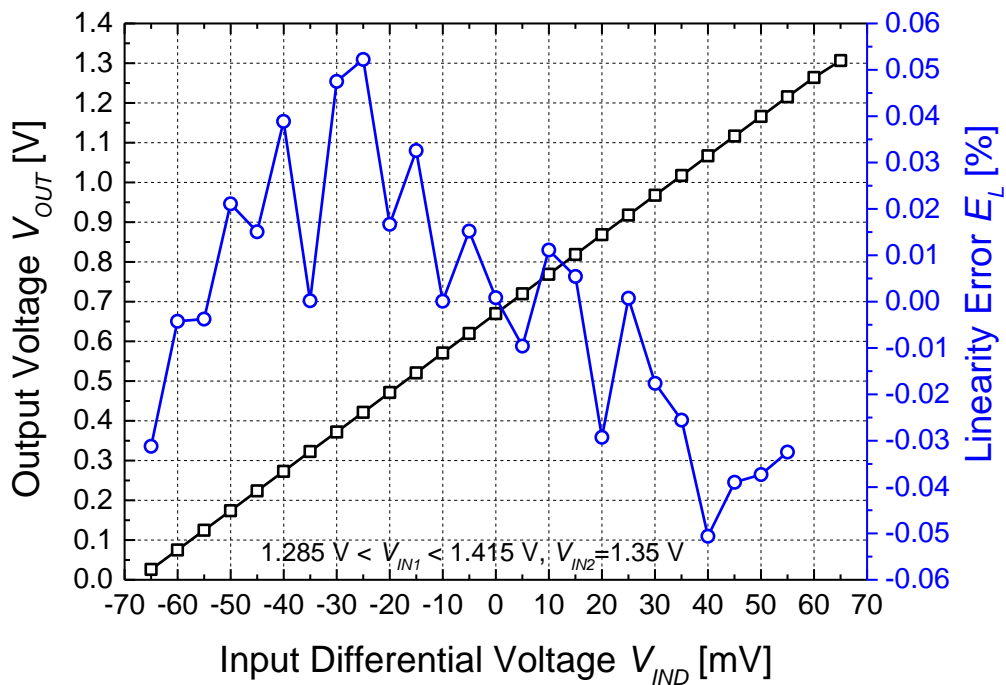
**Slika 5.2.1** - Zavisnost izlaznog napona  $V_{OUT}$  od ulaznog diferencijalnog napona  $V_{IND} = V_{IN1} - V_{IN2}$  instrumentacionog pojačavača ( $V_{IN1} = 1.35 \text{ V}$ ,  $1.3435 \text{ V} < V_{IN2} < 1.3565 \text{ V}$ , sa korakom  $\Delta V_{IN2} = 0.5 \text{ mV}$ ), za diferencijalno pojačanje  $A_d = 100$  ( $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ), sa greškom linernosti  $E_L$ .



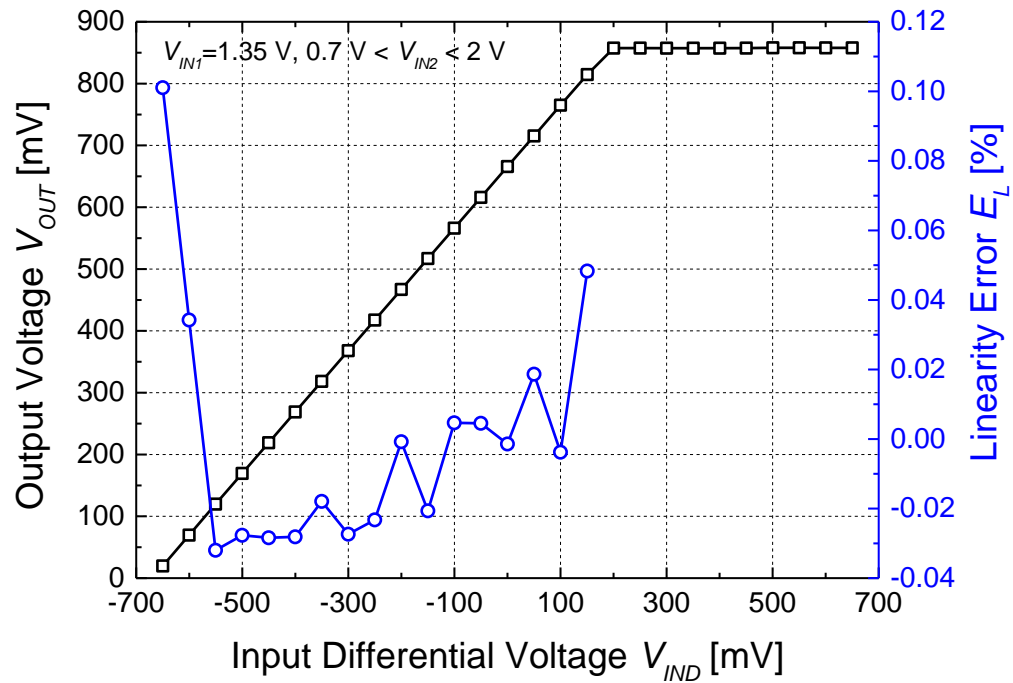
**Slika 5.2.2** - Zavisnost izlaznog napona  $V_{OUT}$  od ulaznog diferencijalnog napona  $V_{IND} = V_{IN1} - V_{IN2}$  instrumentacionog pojačavača ( $1.3435 \text{ V} < V_{IN1} < 1.3565 \text{ V}$ ,  $V_{IN2} = 1.35 \text{ V}$ , sa korakom  $\Delta V_{IN1} = 0.5 \text{ mV}$ ) za diferencijalno pojačanje  $A_d = 100$  ( $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ), sa greškom linernosti  $E_L$ .



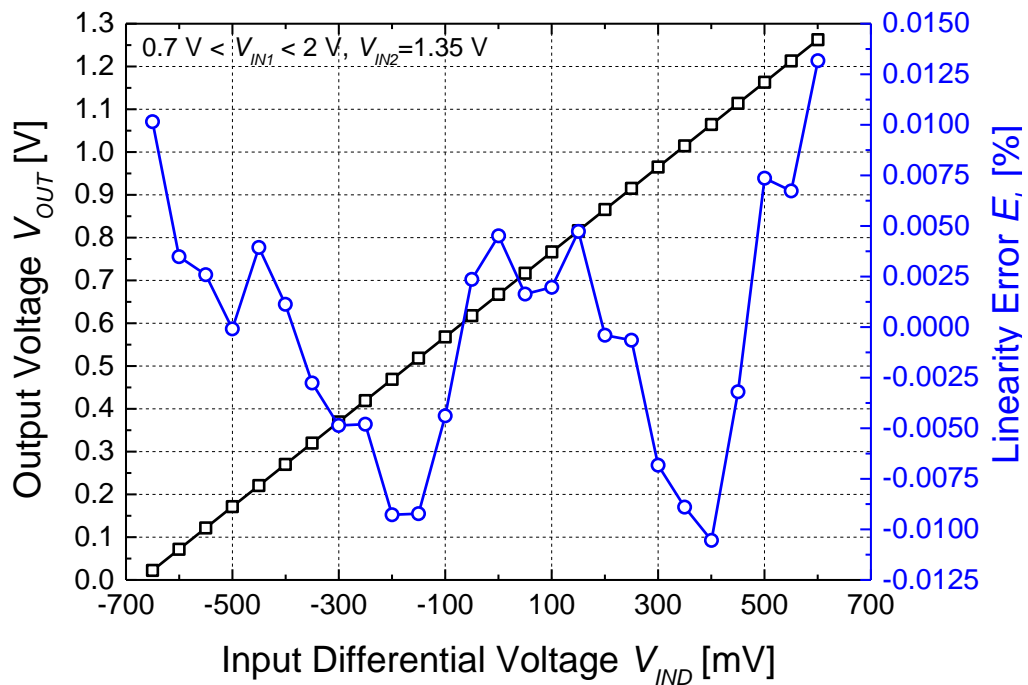
**Slika 5.2.3** - Zavisnost izlaznog napona  $V_{OUT}$  od ulaznog diferencijalnog napona  $V_{IND} = V_{IN1} - V_{IN2}$  instrumentacionog pojačavača ( $V_{IN1} = 1.35 \text{ V}$ ,  $1.285 \text{ V} < V_{IN2} < 1.415 \text{ V}$ , sa korakom  $\Delta V_{IN2} = 5 \text{ mV}$ ) za diferencijalno pojačanje  $A_d = 10$  ( $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ), sa greškom linernosti  $E_L$ .



**Slika 5.2.4** - Zavisnost izlaznog napona  $V_{OUT}$  od ulaznog diferencijalnog napona  $V_{IND} = V_{IN1} - V_{IN2}$  instrumentacionog pojačavača ( $1.285 \text{ V} < V_{IN1} < 1.415 \text{ V}$ ,  $V_{IN2} = 1.35 \text{ V}$ , sa korakom  $\Delta V_{IN1} = 5 \text{ mV}$ ) za diferencijalno pojačanje  $A_d = 10$  ( $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ), sa greškom linernosti  $E_L$ .



**Slika 5.2.5** - Zavisnost izlaznog napona  $V_{OUT}$  od ulaznog diferencijalnog napona  $V_{IND} = V_{IN1} - V_{IN2}$  instrumentacionog pojačavača ( $V_{IN1} = 1.35 \text{ V}$ ,  $0.7 \text{ V} < V_{IN2} < 2 \text{ V}$ , sa korakom  $\Delta V_{IN2} = 50 \text{ mV}$ ) za diferencijalno pojačanje  $A_d = 1$  ( $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ), sa greškom linernosti  $E_L$ .

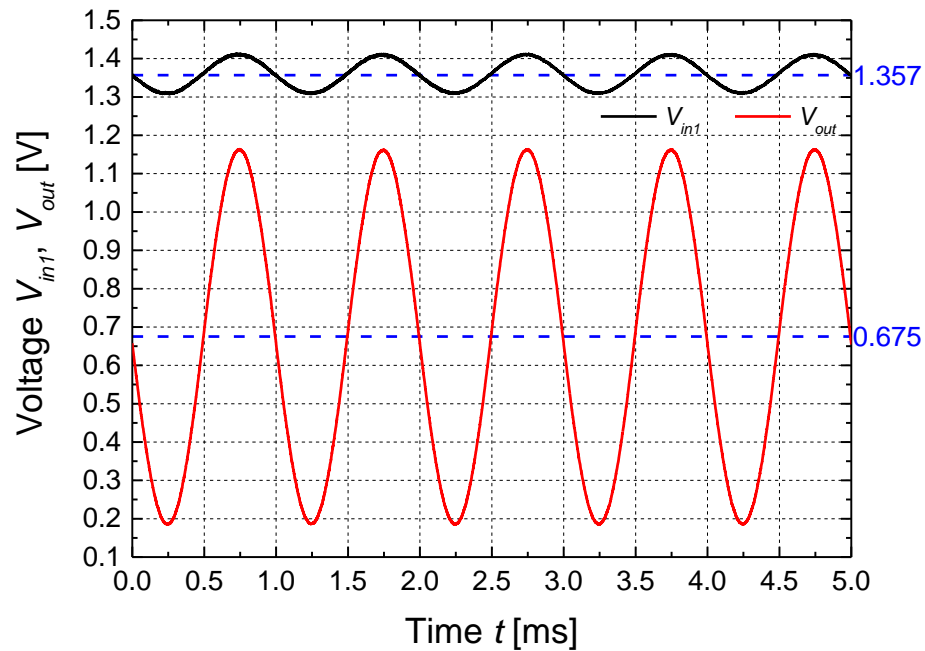


**Slika 5.2.6** - Zavisnost izlaznog napona  $V_{OUT}$  od ulaznog diferencijalnog napona  $V_{IND} = V_{IN1} - V_{IN2}$  instrumentacionog pojačavača ( $0.7 \text{ V} < V_{IN1} < 2 \text{ V}$ ,  $V_{IN2} = 1.35 \text{ V}$ , sa korakom  $\Delta V_{IN1} = 50 \text{ mV}$ ) za diferencijalno pojačanje  $A_d = 1$  ( $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ), sa greškom linernosti  $E_L$ .

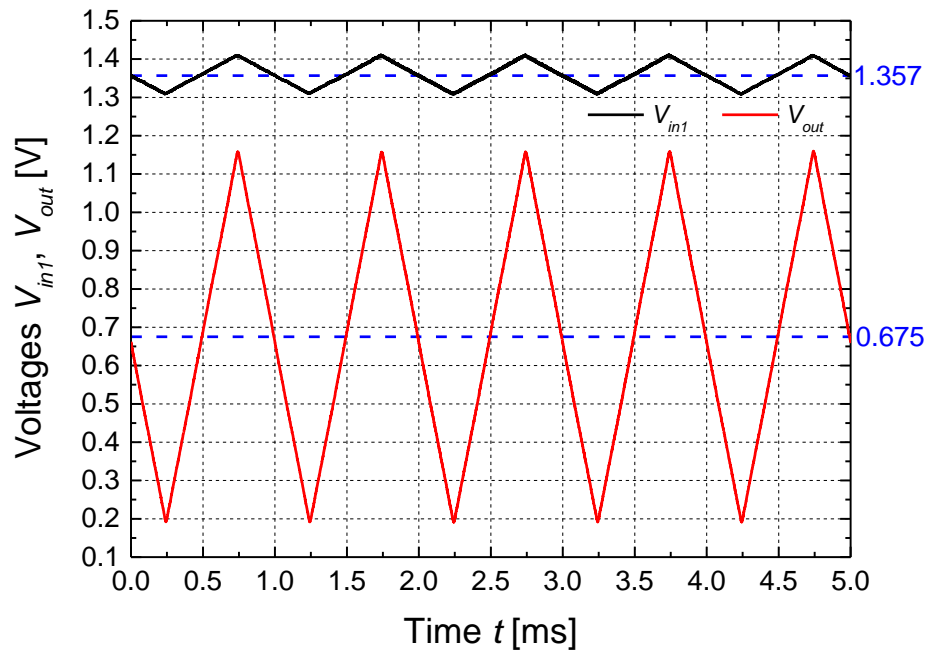
Mjerenje odziva u vremenskom domenu instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici obavljeno je za diferencijalno pojačanje  $A_d = 10$  ( $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ). Primijenjeni su prvi i drugi scenario koji su predstavljeni u poglavlju 4, slike 4.7 i 4.8, kao i tokom mjerenja DC prenosnih karakteristika. U prvom scenariju, na neinvertujući ulaz operacionog pojačavača  $OA_1$  dovodi se ulazni napon  $V_{in1}$  koji je varijabilan, dok je napon na neinvertujućem ulazu operacionog pojačavača  $OA_2$  konstantan  $V_{in2} = V_{REF} = V_{DD}/2$ . U drugom scenariju, napon na neinvertujućem ulazu operacionog pojačavača  $OA_1$  je konstantan,  $V_{in1} = V_{REF} = V_{DD}/2$ , dok se na neinvertujućem ulazu operacionog pojačavača  $OA_2$  dovodi ulazni napon  $V_{in2}$  koji je varijabilan.

Odzivi u vremenskom domenu instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici na ulazni napon  $V_{in1}$  prostoperiodičnog, trouganog, testerastog i pravougaonog talasnog oblika, sa ulaznim naponom  $V_{in2} = V_{REF} = V_{DD}/2$ , prikazani su na slikama 5.2.7, 5.2.8, 5.2.9 i 5.2.10, redom.

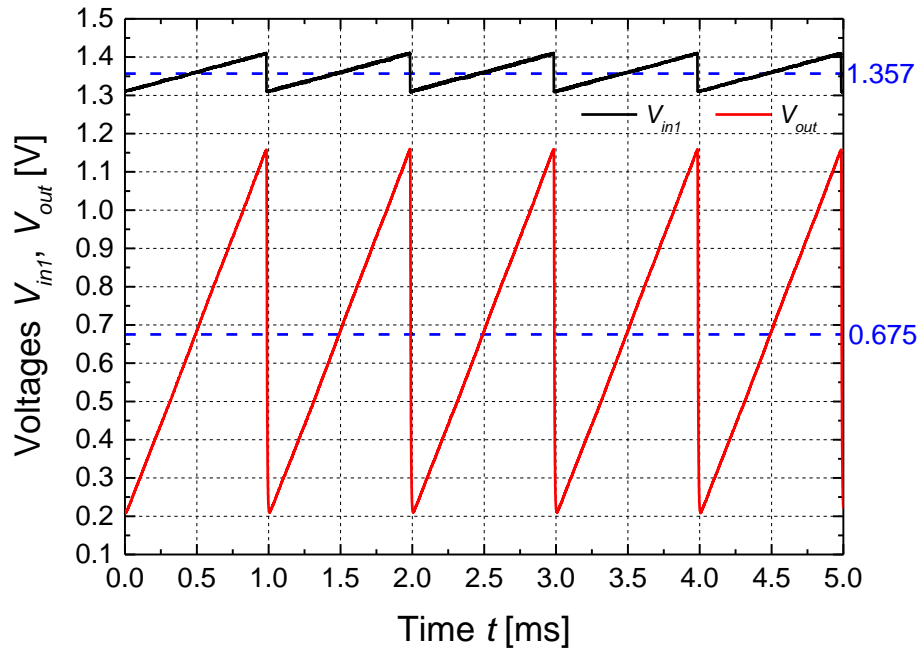
Odzivi u vremenskom domenu instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici na ulazni napon  $V_{in2}$  prostoperiodičnog, trouganog, testerastog i pravougaonog talasnog oblika, sa ulaznim naponom  $V_{in1} = V_{REF} = V_{DD}/2$ , prikazani su na slikama 5.2.11, 5.2.12, 5.2.13 i 5.2.14, redom.



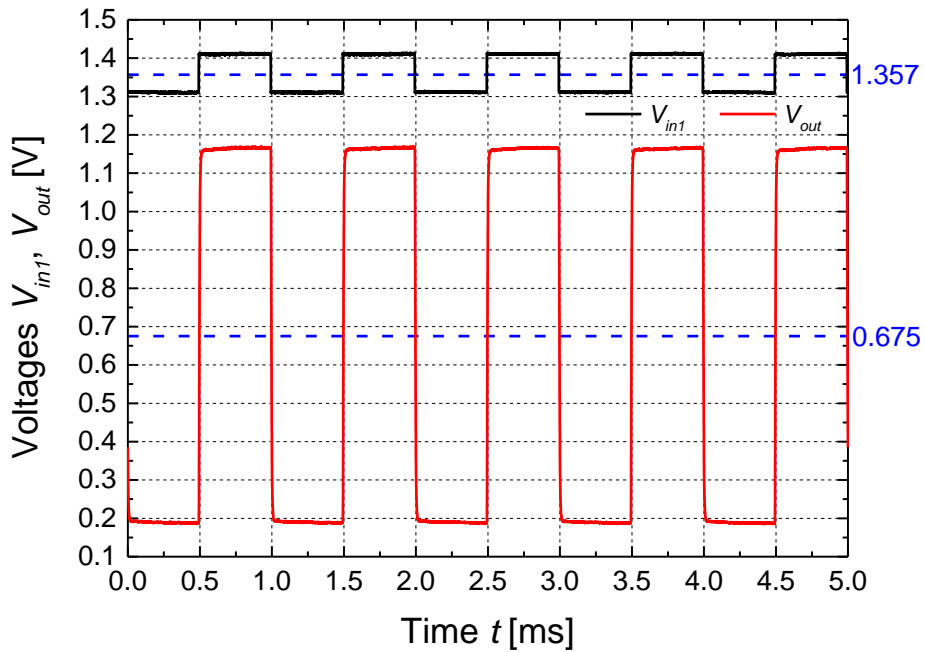
**Slika 5.2.7** - Odziv u vremenskom domenu instrumentacionog pojačavača na ulazni napon prostoperiodičnog talasnog oblika  $V_{in1} = V_{IN1} + V_{m1} \sin \omega t$  ( $V_{IN1} = 1.35$  V,  $V_{m1} = 50$  mV,  $\omega = 2\pi f$ ,  $f = 1$  kHz),  $V_{in2} = V_{IN2} = 1.35$  V, za diferencijalno pojačanje  $A_d = 10$  ( $R_1 = 10$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 100$  k $\Omega$ ).



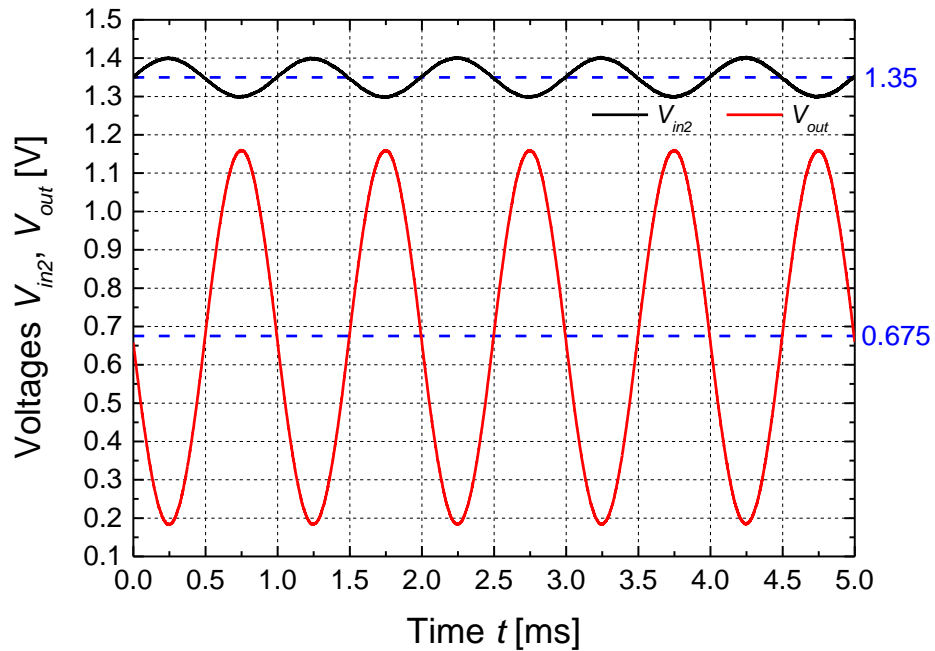
**Slika 5.2.8** - Odziv u vremenskom domenu instrumentacionog pojačavača na ulazni napon  $V_{in1}$  trougaonog talasnog oblika ( $V_{IN1} = 1.35$  V,  $V_{pp1} = 100$  mV,  $f = 1$  kHz),  $V_{in2} = V_{IN2} = 1.35$  V, za diferencijalno pojačanje  $A_d = 10$  ( $R_1 = 10$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 100$  k $\Omega$ ).



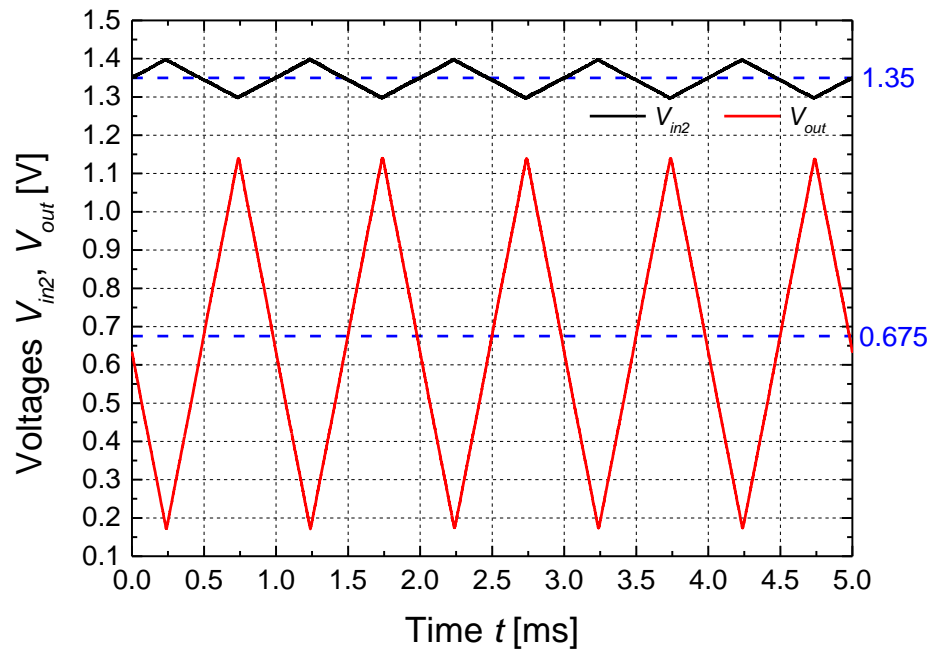
**Slika 5.2.9** - Odziv u vremenskom domenu instrumentacionog pojačavača na ulazni napon  $V_{in1}$  testerastog talasnog oblika ( $V_{IN1} = 1.35$  V,  $V_{pp1} = 100$  mV,  $f = 1$  kHz),  $V_{in2} = V_{IN2} = 1.35$  V, za diferencijalno pojačanje  $A_d = 10$  ( $R_1 = 10$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 100$  k $\Omega$ ).



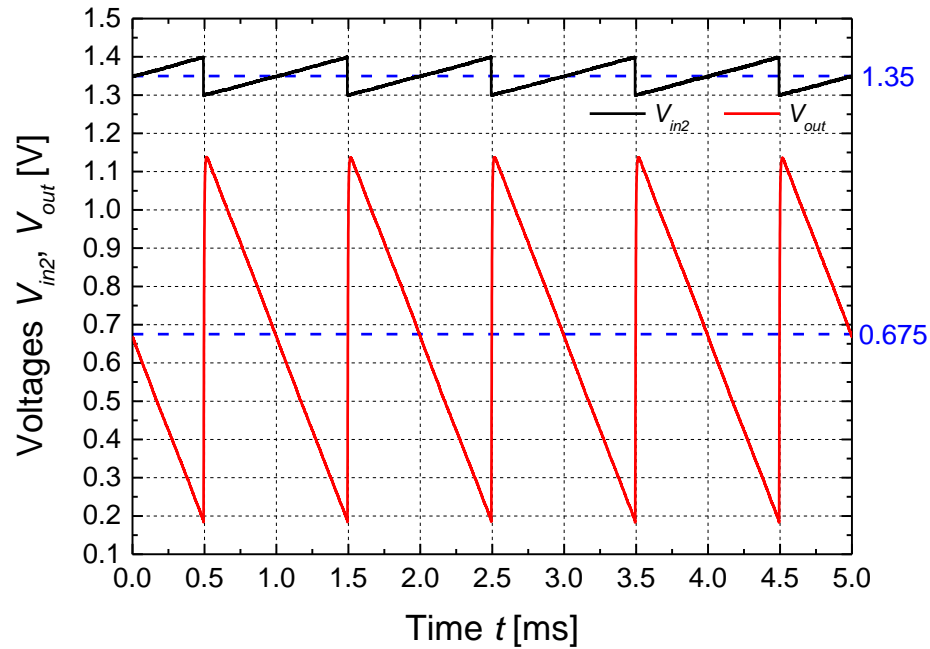
**Slika 5.2.10** - Odziv u vremenskom domenu instrumentacionog pojačavača na ulazni napon  $V_{in1}$  pravougaonog talasnog oblika ( $V_{IN1} = 1.35$  V,  $V_{pp1} = 100$  mV,  $f = 1$  kHz),  $V_{in2} = V_{IN2} = 1.35$  V, za diferencijalno pojačanje  $A_d = 10$  ( $R_1 = 10$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 100$  k $\Omega$ ).



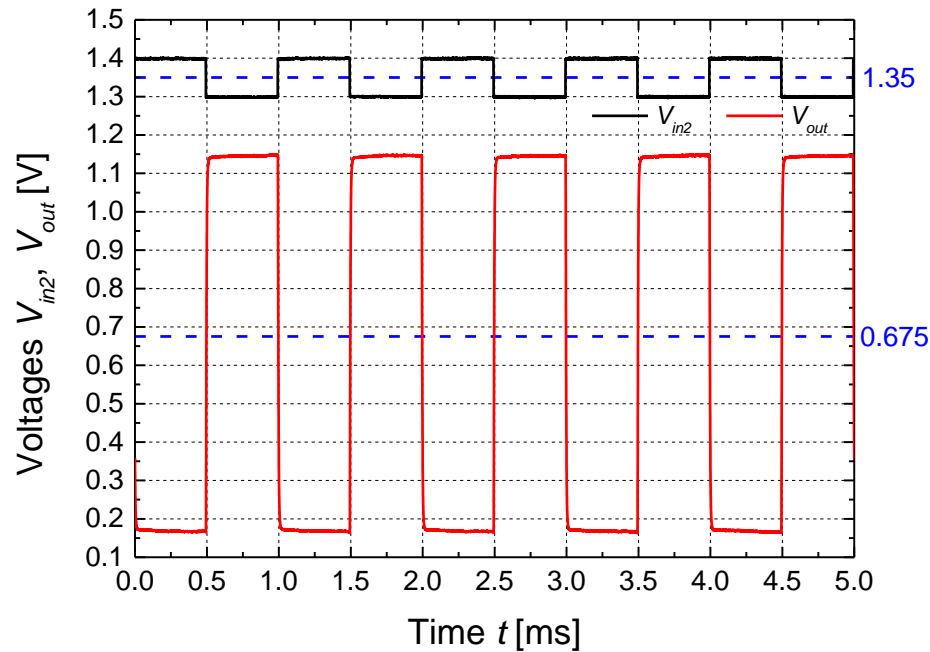
**Slika 5.2.11** - Odziv u vremenskom domenu instrumentacionog pojačavača na ulazni napon prostoperiodičnog talasnog oblika  $V_{in2} = V_{IN2} + V_{m2} \sin \omega t$  ( $V_{IN2} = 1.35 \text{ V}$ ,  $V_{m2} = 50 \text{ mV}$ ,  $\omega = 2\pi f$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ),  $V_{in1} = V_{IN1} = 1.35 \text{ V}$ , za diferencijalno pojačanje  $A_d = 10$  ( $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ).



**Slika 5.2.12** - Odziv u vremenskom domenu instrumentacionog pojačavača na ulazni napon  $V_{in2}$  trougaonog talasnog oblika ( $V_{IN2} = 1.35 \text{ V}$ ,  $V_{pp2} = 100 \text{ mV}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ ),  $V_{in1} = V_{IN1} = 1.35 \text{ V}$ , za diferencijalno pojačanje  $A_d = 10$  ( $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ).



**Slika 5.2.13** - Odziv u vremenskom domenu instrumentacionog pojačavača na ulazni napon  $V_{in2}$  testerastog talasnog oblika ( $V_{IN2} = 1.35$  V,  $V_{pp2} = 100$  mV,  $f = 1$  kHz),  $V_{in1} = V_{IN1} = 1.35$  V, za diferencijalno pojačanje  $A_d = 10$  ( $R_1 = 10$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 100$  k $\Omega$ ).



**Slika 5.2.14** - Odziv u vremenskom domenu instrumentacionog pojačavača na ulazni napon  $V_{in2}$  pravougaonog talasnog oblika ( $V_{IN2} = 1.35$  V,  $V_{pp2} = 100$  mV,  $f = 1$  kHz),  $V_{in1} = V_{IN1} = 1.35$  V, za diferencijalno pojačanje  $A_d = 10$  ( $R_1 = 10$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 100$  k $\Omega$ ).

## **6. Zaključak**

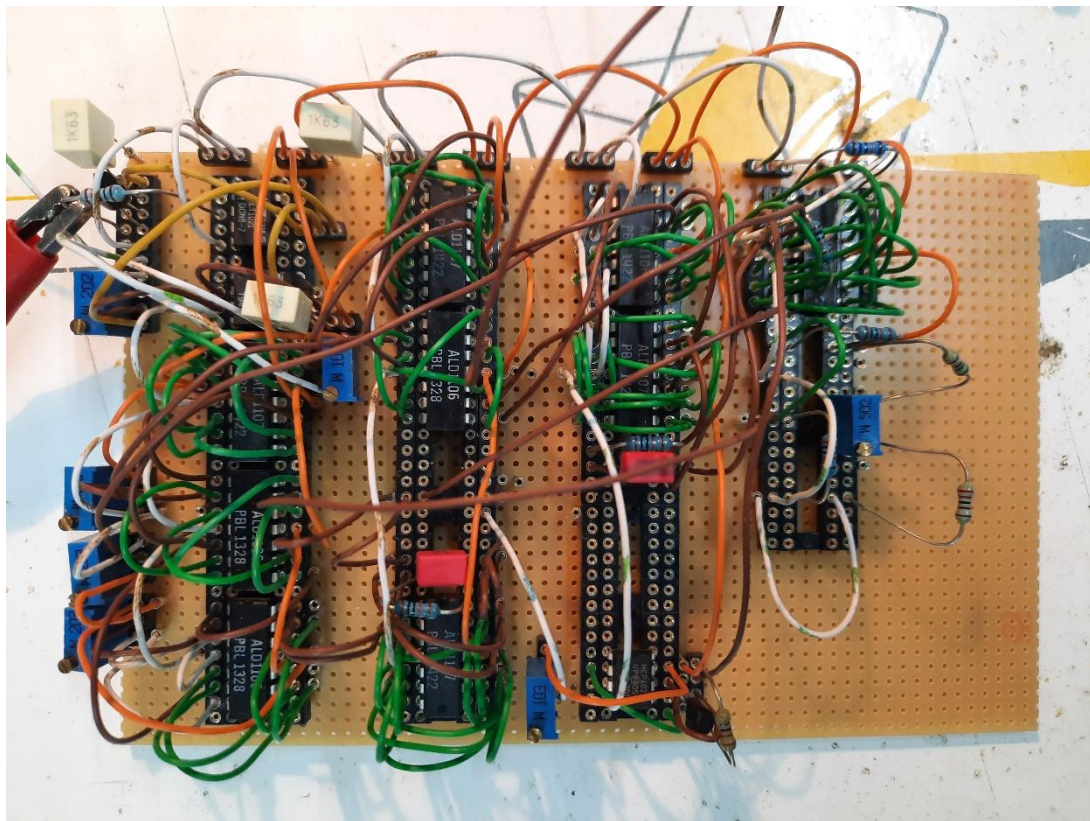
U ovom master radu predstavljen je dizajn novog tipa instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici. Pored detaljne analize dizajna novog tipa instrumentacionog pojačavača dat je pregled postojećih rješenja instrumentacionih pojačavača sa naponskim i strujnim procesiranjem, kao i instrumentacionih pojačavača sa strujnom povratnom spregom. Prototip predloženog rješenja instrumentacionog pojačavača realizovan je korišćenjem diskretnih aktivnih i pasivnih elektronskih komponenti postavljenih na štampanu ploču univerzalnog tipa koje su međusobno povezane metalizacijama i *jumper-ima*. Ovakav pristup omogućio je jasnu fizičku separaciju gradivnih blokova sistema i bolju kontrolu u fazi testiranja i analize. Dva operaciona pojačavača koji ulaze u sastav instrumentacionog pojačavača takođe su realizovani upotrebom diskretnih komponenti, dok se cjelokupan sistem napaja unipolarnim naponom  $V_{DD} = 2.7 V$ .

Eksperimentalna valorizacija kako samog instrumentacionog pojačavača, tako i njegovih zasebnih gradivnih blokova (operacionih pojačavača i DC strujnog izvora), obavljena je u domenu DC prenosnih karakteristika, u vremenskom domenu i frekvencijskom domenu. Ostvarena je kontrolabilnost DC pojačanja i presječne učestanosti dvo-stepenih operacionih pojačavača promjenom struje polarizacije ulaznog diferencijalnog para, odnosno promjenom kapacitivnosti  $C_c$  ( $C_c \sim 10$  pF) Milerovih kondenzatora koji se koriste za frekvencijsku kompenzaciju operacionih pojačavača. Izmjerene su DC prenosne karakteristike instrumentacionog pojačavača koje predstavljaju zavisnost izlaznog napona  $V_{OUT}$  od ulaznog diferencijalnog napona  $V_{IND} = V_{IN1} - V_{IN2}$  za različite vrijednosti diferencijalnog pojačanja  $A_d$  ( $A_d = 1$ ;  $A_d = 10$ ;  $A_d = 100$ ) koje se izražava odnosom dvije otpornosti. Pokazano je da su izmjerene DC prenosne karakteristike u potpunom skladu sa matematičkim modelima koji opisuju rad predloženog instrumentacionog pojačavača, odnosno operacionih pojačavača koji ulaze u sastav instrumentacionog pojačavača. Greška linearnosti instrumentacionog pojačavača za diferencijalno pojačanje  $A_d = 100$  iznosi manje od 0.5 %, za  $A_d = 10$  greška linearnosti je manja od 0.1 %, dok je za  $A_d = 1$  greška linearnosti manja od 0.05 %. Obavljeno je snimanje odziva u vremenskom domenu na ulazne naponske pobude različitih talasnih oblika kako

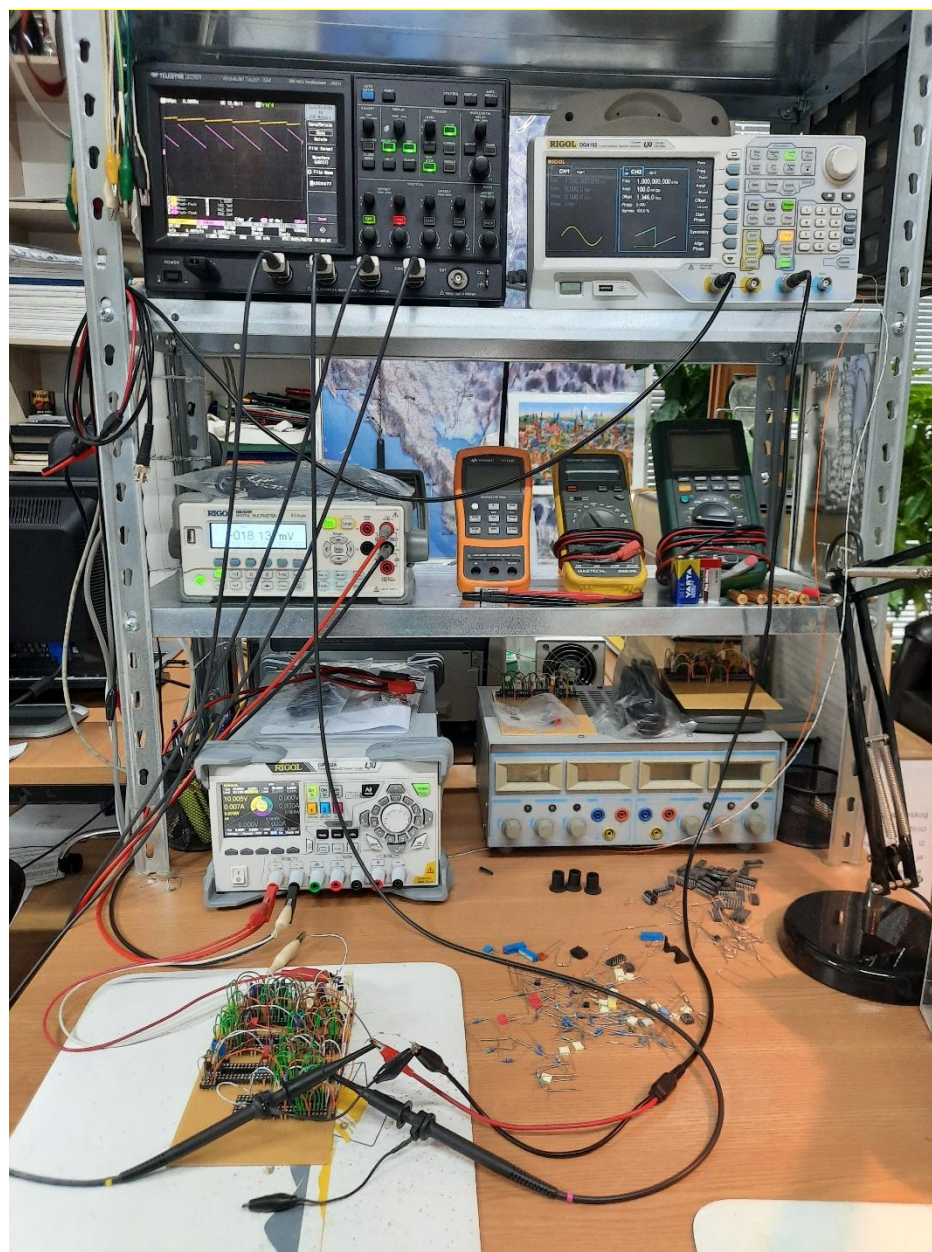
kompletnog instrumentacionog pojačavača, tako i dvo-stepenih operacionih pojačavača, koji se nalaze u sastavu predloženog rješenja instrumentacionog pojačavača. Odzivi u vremenskom domenu ovih operacionih pojačavača obavljani su u konfiguraciji jediničnih pojačavača, kao najkritičnijoj konfiguraciji sa aspekta stabilnosti. U tu svrhu korišćena su četiri talasna oblika ulaznog napona: prostoperiodični, pravougaoni, trougaoni, testerasti. Pokazano je da su odzivi u vremenskom domenu u potpunom skladu sa matematičkim modelima koji opisuju rad predloženog instrumentacionog pojačavača, odnosno operacionih pojačavača koji ulaze u sastav instrumentacionog pojačavača. Obavljena su mjerenja amplitudno-frekvencijskih i fazno-frekvencijskih karakteristika oba operaciona pojačavača koji ulaze u sastav instrumentacionog pojačavača. Kao rezultat amplitudno-frekvencijskih mjerenja, oba operaciona pojačavača imaju pojačanje od približno 90 dB na učestanosti od 5 Hz. Za realizaciju u diskretnoj tehnici ovo postignuće predstavlja izuzetno dobar rezultat. Mjerenja fazno-frekvencijskih karakteristika pokazala su da jedan operacioni pojačavač ima marginu faze od  $50^\circ$  sa presječnom učestanošću od 200 kHz, sa Milerovom kapacitivnošću  $C_c = 47$  pF, dok drugi operacioni pojačavač ima marginu faze od  $25^\circ$  sa presječnom učestanošću od 300 kHz, sa Milerovom kapacitivnošću  $C_c = 33$  pF.

Postignuti rezultati u pogledu kontrolabilnosti DC pojačanja i presječnih učestanosti operacionih pojačavača koji ulaze u sastav predloženog instrumentacionog pojačavača garantuju mogućnost maksimiziranja vrijednosti faktora potiskivanja srednje vrijednosti signala samog instrumentacionog pojačavača, što će biti premet budućih istraživanja.

## **7. Dodatak – fotografije prototipa instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici**



**Slika 7.1** - Fotografija prototipa instrumentacionog pojačavača sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici korišćenjem diskretnih aktivnih i pasivnih elektronskih komponenti postavljenih na štampanu ploču i povezanih odgovarajućim metalizacijama i jumper-ima.



Slika 7.2 - Fotografija measurement set-up-a.

## 8. Literatura

- [1] P. Horowitz and W. Hill, *The Art of Electronics*, 3rd ed., Cambridge, U.K.: Cambridge University Press, 2015.
- [2] R. Pallas-Areny and J. G. Webster, "Common mode rejection ratio in differential amplifiers," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, no. 4, pp. 669-676, August 1991.
- [3] J. G. Webster, *The Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook*, Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 1999.
- [4] R. Pallas-Areny and J. G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning*, 2nd ed., New York, NY, USA: Wiley, 2001.
- [5] R. Wu, J. H. Huijsing and K. A. A. Makinwa, *Precision Instrumentation Amplifiers and Read-Out Integrated Circuits*, Springer, New York, 2013.
- [6] M. A. Smither, D. R. Pugh and L. M. Woolard, "C.M.R.R. Analysis of the 3-op-amp instrumentation amplifier," *Electron. Lett.*, vol. 13, no. 20, p. 594, Sept. 1977.
- [7] *INAx126 MicroPower Instrumentation Amplifier Single and Dual Versions*, Texas Instruments, Dallas, TX, USA. Accessed: Sept. 2025. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina126.pdf>.
- [8] *Micropower, Single- and Dual-Supply, Rail-to-Rail Instrumentation Amplifier*. Analog Devices, Norwood, MA, USA. Accessed: Sept. 2025. [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad627.pdf>.
- [9] *Basic Two Op Amp In-Amp Configuration*. Analog Devices, Norwood, MA, USA. Accessed: Sept. 2025. [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-062.pdf>.
- [10] C. Toumazou and F. J. Lidgley, "Novel current-mode instrumentation amplifier," *Electronics Letters*, vol. 25, no. 3, pp. 228-230, Feb. 2, 1989.
- [11] B. Wilson, "Universal conveyor instrumentation amplifier," *Electronics Letters*, vol. 25, no. 7, pp. 470-471, Mar. 30, 1989.
- [12] A. A. Khan, M. A. Al-Turaigi and M. A. El-Ela, "An improved current-mode instrumentation amplifier with bandwidth independent of gain," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, vol. 44, no. 4, pp. 887-891, Aug. 1995.
- [13] K. Koli and K. A. I. Halonen, "CMRR enhancement techniques for current-mode instrumentation amplifiers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 47, no. 5, pp. 622-632, May 2000.
- [14] S. J. Azhari and H. Fazlalipoor, "A novel current mode instrumentation amplifier (CMIA) topology," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 49, no. 6, pp. 1272-1277, Dec. 2000.
- [15] S. J. G. Gift, "An enhanced current-mode instrumentation amplifier," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, no. 1, pp. 85-88, Feb. 2001.
- [16] Y. H. Ghallab, W. Badawy, K. V. I. S. Kaler and B. J. Maundy, "A Novel Current-Mode

- Instrumentation Amplifier Based on Operational Floating Current Conveyor," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 54, no. 5, pp. 1941-1949, Oct. 2005.
- [17] S. J. G. Gift, B. Maundy and F. Muddeen, "High-performance current-mode instrumentation amplifier circuit," *International Journal of Electronics*, vol. 94, no. 11, pp. 1015-1024, November 2007.
- [18] C. A. Prior, C. R. Rodrigues, A. L. Aita, J. B. d. S. Martins and F. C. B. Vieira, "Design of an integrated low power high CMRR instrumentation amplifier for biomedical applications," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 57, pp. 11-17, 2008.
- [19] F. C. B. Vieira, C. A. Prior, C. R. Rodrigues, L. Perin and J. B. dos S. Martins, "Current mode instrumentation amplifier with rail-to-rail input and output," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 57, pp. 29-37, 2008.
- [20] S. J. Azhari and H. Fazlalipoor, "CMRR in voltage-op-amp-based current-mode instrumentation amplifiers (CMIA)," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, no. 3, p. 563569, March 2009.
- [21] V. Schaffer, M. F. Snoeij, M. V. Ivanov and D. T. Trifonov, "A 36 V programmable instrumentation amplifier with sub-20  $\mu$ V offset and a CMRR in excess of 120 dB at all gain settings," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 7, pp. 2036-2046, July 2009.
- [22] G. Zamora-Mejia, J. Martinez-Castillo, J. M. Rocha-Perez and A. Diaz-Sanchez, "A current mode instrumentation amplifier based on the flipped voltage follower in 0.50 $\mu$ m CMOS," *Analog Integrated Circuits and Signal Proc*, vol. 87, pp. 389-398, 2016.
- [23] Z. M'harzi, M. Alami and F. Temcamani, "Low voltage, high CMRR, and wide bandwidth novel current mode current controlled instrumentation amplifier," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 90, no. 1, pp. 199-205, 2017.
- [24] M. A. Eldeeb, Y. H. Ghallab, Y. Ismail and H. El-Ghitani, "A 0.4-V Miniature CMOS Current Mode Instrumentation Amplifier," *IEEE Transactins on Circuits and Systems, part II: Express Briefs*, vol. 65, no. 3, pp. 261-266, March 2018.
- [25] B. J. van den Dool and J. H. Huijsing, "Indirect current feedback instrumentation amplifier with a common-mode input range that includes the negative rail," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 28, no. 7, pp. 743-749, July 1993.
- [26] J. F. Witte, J. H. Huijsing and K. A. A. Makinwa, "A current-feedback instrumentation amplifier with 5  $\mu$ V Offset for bidirectional high-side current-sensing," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 12, pp. 2769-2775, December 2008.
- [27] R. Wu, K. A. A. Makinwa and J. H. Huijsing, "A chopper current-feedback instrumentation amplifier with a 1 mHz 1/f noise corner and an AC-coupled ripple reduction loop," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 12, pp. 3232-3243, Dec. 2009.
- [28] M. A. P. Pertijs and W. J. Kindt, "A 140 dB-CMRR current-feedback instrumentation amplifier employing ping-pong auto-zeroing and chopping," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 10, pp. 2044-2056, October 2010.
- [29] R. Wu, J. H. Huijsing and K. A. A. Makinwa, "A Current-Feedback Instrumentation Amplifier With a Gain Error Reduction Loop and 0.06 % Untrimmed Gain Error," *IEEE*

- Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 12, pp. 2794-2806, Decembe 2011.
- [30] Q. Fan, J. H. Huijsing and K. A. A. Makinwa, "A 21 nV/ Hz chopper-stabilized multi-path current-feedback instrumentation amplifier with 2 uV offset," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 2, pp. 464-475, February 2012.
- [31] Q. Fan, F. Sebastiano, J. H. Huijsing and K. A. A. Makinwa, "A 1.8  $\mu$ W 60 nV/ $\sqrt$ Hz capacitively-coupled chopper instrumentation amplifier in 65 nm CMOS for wireless sensor nodes," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 7, pp. 1534-1543, July 2011.
- [32] J. Zheng, W.-H. Ki, L. Hu and C.-Y. Tsui, "Chopper capacitively coupled instrumentation amplifier capable of handling large electrode offset for biopotential recordings," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 64, no. 12, pp. 1392-1396, Dec. 2017.
- [33] H. Wang and P. P. Mercier, "A current-mode capacitively-coupled chopper instrumentation amplifier for biopotential recording with resistive or capacitive electrodes," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 65, no. 6, pp. 699-703, June 2018.
- [34] H. Jeon, J.-S. Bang and M. Je, "A CMRR enhancement circuit employing Gm-controllable output stages for capacitively coupled instrumentation amplifiers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 67, no. 9, pp. 1539-1543, Sept. 2020.
- [35] Z. Zhou, L. Zhu, W. Wang, J. Li, Q. Meng and Z. Wang, "A capacitively coupled chopper instrumentation amplifier with compensated auto-zeroed DC servo-loop for neural signal recording," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 70, no. 12, pp. 4314-4318, Dec. 2023.
- [36] J. Li, L. Zhu, R. Su, W. Wang, Y. Zhou, S. Xie, G. Mao and Z. Zhou, "A capacitively coupled chopper instrumentation amplifier with deadtime offset reduction technique for neural signal sensing," *IEEE Sensors Letters*, vol. 8, no. 1, pp. 1-4, Jan. 2024.
- [37] K. A. Ng, L. Zhang, H. Wu, T. Tang and J. Yoo, "A single-stage, capacitively-coupled instrumentation amplifier with complementary transimpedance boosting," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 71, no. 7, pp. 2989-3001, July 2024.
- [38] A. S. Sedra, G. W. Roberts and F. Gohh, "The current conveyer history, progress and new results," *IEE Proceedings, Part G (Circuits, Devices and Systems)*, vol. 137, pp. 78-87, Apr.1990.
- [39] A. S. Sedra and G. Roberts, "Current conveyor theory and practice," in *Analogue IC Design: the Current-Mode Approach*, C. Toumazou, F. J. Lidgey and D. G. Haigh, Eds., Stevenage, U. K.; Peter Peregrinus, 1990, ch. 3, pp. 93-126.
- [40] A. S. Sedra, K. C. Smith, T. C. Carusone and V. Gaudet, *Microelectronic Circuits*, 8th ed., New York, NY, USA: Oxford University Press, 2020.
- [41] N. Tadić, *Skripta - Elektronski mjerni instrumenti*, Univerzitet Crne Gore Elektrotehnički fakultet , Podgorica, 2025.
- [42] N. Tadic, "Instrumentation amplifier with controllable common-mode rejection ratio using the second generation current conveyor based on the operational amplifier in 0.35 $\mu$ m CMOS technology," *Report no. 44, internal communication within EMCE Institute*,

*Vienna University of Technology*, August, 2019.

- [43] B. Razavi, *Design of analog CMOS integrated circuits*, 2nd ed., New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2016.
- [44] J. N. Babanezhad and R. Gregorian, "A programmable gain/loss circuit," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vols. SSC-22, no. 6, pp. 1082-1090, Dec. 1987.
- [45] T. C. Carusone, D. A. Johns and K. W. Martin, *Analog Integrated Circuit Design*, 2nd ed., New York, NJ, USA: Wiley, 2012.

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

Ime i prezime autora Jovan Zogović

Broj indeksa/upisa 5/2022

Studijski program Elektronika

Naslov rada "Instrumentacioni pojačavač sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici"

Mentor Prof. dr Nikša Tadić

Potpisani Jovan Zogović

### **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, 10.11.2025. godine

Potpis magistranda

Jovan Zogović

## IZJAVA O KORIŠĆENJU

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

**"Instrumentacioni pojačavač sa strujnim prenosnikom druge generacije baziranim na operacionom pojačavaču sa realizacijom u diskretnoj CMOS tehnici"**

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, 10.11.2025. godine

Potpis magistranda

Jovan Žogović

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**