



**UNIVERZITET CRNE GORE  
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET**



BSc Ana Vujičić

**LINEARIZACIJA PRENOSNE KARAKTERISTIKE NTC TERMISTORA  
PRIMJENOM NAPONOM-KONTROLISANOG OTPORNIKA**

MASTER RAD

Podgorica, 2025. godine

## **PODACI I INFORMACIJE O MAGISTRANDU**

**Ime i prezime:** Ana Vujičić

**Datum i mjesto rođenja:** 03.06.1998. godine, Nikšić, Crna Gora

**Naziv završenog osnovnog studijskog programa i godina diplomiranja:** Elektronika, telekomunikacije i računari, 2021.

## **INFORMACIJE O MASTER RADU**

Elektrotehnički fakultet Podgorica

Postdiplomske master akademske studije

Smjer: Elektronika

**Naslov rada:** *Linearizacija prenosne karakteristike NTC termistora primjenom naponom kontrolisanog otpornika*

## **OCJENA I ODBRANA MASTER RADA**

**Datum prijave master rada:** 30. 04. 2024.

**Datum sjednice Vijeća univerzitetske jedinice na kojoj je prihvaćena tema:** 16. 05. 2024.

**Komisija za ocjenu/odbranu rada:**

**Prof. dr Nikša Tadić, predsjednik**

Univerzitet Crne Gore,  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

**Prof. dr Milena Erceg, mentor**

Univerzitet Crne Gore,  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

**Prof. dr Nevena Radović, član**

Univerzitet Crne Gore,  
Elektrotehnički fakultet Podgorica

**Datum odbrane:**

**Datum promocije:**

Ime i prezime autora: Ana Vujičić

## ETIČKA IZJAVA

U skladu sa članom 22 Zakona o akademskom integritetu i članom 18 Pravila studiranja na master studijama, pod krivičnom i materijalnom odgovornošću, izjavljujem da je master rad pod naslovom:

**„Linearizacija prenosne karakteristike NTC termistora primjenom naponom-kontrolisanog otpornika“**

moje originalno djelo.

U Podgorici, dana 05.08.2025.

Podnosilac izjave:

Ana Vujičić, BSc

*Ana Vujičić*

## APSTRAKT

NTC termistori (eng. *Negative Temperature Coefficient*) su poluprovodnički otpornici čija se električna otpornost smanjuje sa porastom temperature. Odlikuje ih kompaktnost, visoka osjetljivost, niska cijena, dugoročna stabilnost i brz odziv, zbog čega se ubrajaju među najčešće korišćene temperaturne senzore u velikom broju primjena. Njihovo glavno ograničenje predstavlja izražena nelinearnost prenosne karakteristike, pri čemu se njena kompenzacija ističe kao ključni korak u poboljšanju performansi mjernih sistema zasnovanih na NTC termistorima. Linearizacija se postiže primjenom različitih digitalnih, analognih i mješovitih tehnika, koje su detaljno analizirane u ovom radu, pri čemu su istaknute prednosti i nedostaci različitih metoda. Uprkos velikom broju razvijenih tehnika, i dalje postoji potreba za razvojem novih metoda primjenom kojih se unaprijeđuju karakteristike mjernih sistema na bazi ovog senzora.

U ovom master radu je predstavljen novi pristup za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora, zasnovan na upotrebi naponom-kontrolisanog otpornika. Princip predložene metode se zasniva na dinamičkom prilagođavanju vrijednosti otpornika paralelno vezanog NTC termistoru u zavisnosti od temperaturnog opsega u kojem se mjerni sistem nalazi. U radu je predstavljen detaljan teorijski okvir predloženog pristupa koji je zasnovan na analizi paralelne veze pasivnog otpornika i NTC termistora. Teorijski uvidi pružaju praktične smjernice za dizajn predloženog sistema za linearizaciju. Dinamičko podešavanje otpornosti je ostvareno pomoću naponom-kontrolisanog otpornika u omskom režimu rada, čija se otpornost podešava primjenom odgovarajućeg upravljačkog napona, tj. kontrolne struje. Njegove karakteristike, kao i paralelna veza sa NTC termistorom su detaljno analizirani kroz matematički model i simulacije u LTspice-u. Na kraju, kreiran je prototip sistema na osnovu kojeg je eksperimentalno verifikovan ovaj mjerni sklop.

Glavni doprinos rada se ogleda u postavljanju čvrstih teorijskih temelja za dalji razvoj novog pristupa, pri čemu je demonstriran njegov potencijal. Takođe, predložen je konkretan naponom-kontrolisani otpornik čija je primjenjivost i efikasnost potvrđena kroz simulacije i eksperimentalnu valorizaciju.

**Ključne riječi:** NTC termistor, prenosna karakteristika, linearizacija, naponom-kontrolisani otpornik

## ABSTRACT

NTC thermistors (*Negative Temperature Coefficient*) are semiconductor resistors whose electrical resistance decreases with increasing temperature. They are characterized by compactness, high sensitivity, low cost, long-term stability, and fast response, which makes them among the most widely used temperature sensors across a broad range of applications. Their main limitation lies in the pronounced nonlinearity of the transfer characteristic, with its compensation standing out as a key step in improving the performance of measurement systems based on NTC thermistors. Linearization is achieved through the various digital, analog, and hybrid techniques, which are thoroughly analyzed in this work, along with an evaluation of their advantages and limitations. Despite the large number of developed techniques, there is still a need for developing novel methods that can further enhance the performance of measurement systems based on this sensor.

This Master's thesis introduces a new approach for compensating the nonlinearity of the transfer characteristic of NTC thermistors, based on the use of a voltage-controlled resistor (VCR). The core principle of the proposed method relies on dynamically adjusting the value of a resistor connected in parallel with the thermistor, depending on the temperature range in which the measurement system operates. A comprehensive theoretical framework of the proposed approach is presented, based on the analysis of the parallel connection of a passive resistor and an NTC thermistor. Theoretical insights provide practical guidelines for the design of the proposed linearization system. Dynamic resistance adjustment is achieved by employing a voltage-controlled resistor operating in the ohmic region, whose resistance depends on the control voltage, i.e., the control current. Its behavior and interaction with the NTC thermistor are thoroughly analyzed through a mathematical model and LTspice simulations. Finally, a prototype system is developed to enable the experimental verification of the proposed measurement circuit.

The main contribution of this work lies in establishing a solid theoretical foundations for further development of the proposed approach, while simultaneously demonstrating its potential. Furthermore, a concrete voltage-controlled resistor is proposed, and its applicability is confirmed through both simulations and experimental validation.

**Keywords:** NTC thermistor, transfer characteristic, linearization, voltage-controlled resistor

## Lista skraćenica

- NTC - Negativni temperaturni koeficijent (eng. *Negative Temperature Coefficient*)
- VCR - Naponom-kontrolisani otpornik (eng. *Voltage Controlled Resistor*)
- RTD - Temperaturni otpornik (eng. *Resistance Temperature Detector*)
- PTC - Pozitivni temperaturni koeficijent (eng. *Positive Temperature Coefficient*)
- SHHE (eng. *Steinhart-Hart equation*)
- VLSI (eng. *Very Large Scale Integration*)
- LUT - Tabele za pretragu (eng. *Lookup Table*)
- PWL - Segmentna linearizacija (eng. *Piecewise Linearization*)
- PLI - Polinomska interpolacija (eng. *Polynomial Interpolation*)
- ANN - Vještačke neuronske mreže (eng. *Artificial Neural Network*)
- ANFIS - Adaptivni neuro-fazični inferencijski sistemi (eng. *Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System*)
- FPGA - Programabilno logičko kolo (eng. *Field-Programmable Gate Array*)
- PRT - Platinski temperaturni otpornik (eng. *Platinum Resistance Thermometer*)
- RMSE - Korijen srednje kvadratne greške (eng. *Root Mean Square Error*)
- MAD - Srednje apsolutno odstupanje (eng. *Mean Absolute Deviation*)
- RRC - Kompenzacija ostatka otpornosti (eng. *Resistance Residual Compensation*)
- SSE - Suma kvadratnih grešaka (eng. *Sum of Squared Errors*)
- VCO - Naponom-kontrolisani oscilator (eng. *Voltage Controlled Oscillator*)
- MLP - Višeslojni perceptron (eng. *Multilayer Perceptron*)
- SCC - Kolo za kondicioniranje signala (eng. *Signal Conditioning Circuit*)
- BP - Unazadna propagacija (eng. *Backpropagation*)
- TSK - *Takagi-Sugeno-Kang* fuzzy model
- MF - Funkcije članstva (eng. *Membership Functions*)
- LSDSDC - Linearizujući digitalni konvertor sa dvojnomo integracijom (eng. *Linearizing Dual Slope Digital Converter*)

## Popis slika

|   |    |
|---|----|
| <b>Slika 2.1:</b> Kristalna struktura silicijuma: a) na temperaturi apsolutne nule, b) na sobnoj temperaturi, [33] .....  | 5  |
| <b>Slika 2.2:</b> Dijagram energetske zone poluprovodnika, [33].....  | 5  |
| <b>Slika 2.3:</b> Prenosna funkcija NTC termistora dobijena primjenom $\beta$ jednačine (nominalna otpornost NTC-a $R_0 = 10$ k $\Omega$ i specifična temperatura $\beta = 3970$ K) i <i>Stainhart-Hartove</i> jednačine ( $a_0 = -14.6337$ , $a_1 = 4791.842$ K, $a_2 = -115$ 334 K <sup>2</sup> , $a_3 = -3.730535 \times 10^6$ K <sup>3</sup> )..... | 9  |
| <b>Slika 3.1:</b> Blok dijagram procesa linearizacije prenosne funkcije senzora, [37].....  | 11 |
| <b>Slika 4.1:</b> Blok dijagram šeme za implementaciju termistorskih jednačina na FPGA, [31] .....  | 14 |
| <b>Slika 4.2:</b> Dijagram procesa implementacije SHHE na FPGA platformi, [31].....   | 15 |
| <b>Slika 4.3:</b> Dijagram procesa implementacije tehnike za linearizaciju zasnovane na LUT, [40] .....   | 18 |
| <b>Slika 4.4:</b> Dijagram procesa implementacije PWL tehnike za linearizaciju [40].....  | 19 |
| <b>Slika 4.5:</b> Dijagram procesa implementacije polinomske interpolacije, [40].....   | 20 |
| <b>Slika 4.6:</b> Arhitektura ANN šeme, [40] .....  | 21 |
| <b>Slika 4.7:</b> Treniranje AN mreže korišćenjem <i>BP</i> algoritma, [40] .....   | 22 |
| <b>Slika 4.8:</b> Arhitektura ANFIS mreže, [40].....  | 23 |
| <b>Slika 4.9:</b> Blok šema predloženog kola za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora upotrebom astabilnog multivibratora, [41] .....   | 25 |
| <b>Slika 4.10:</b> Funkcionalni blok 7555 tajmera, [42].....  | 26 |
| <b>Slika 4.11:</b> Vremenski dijagrami karakterističnih napona astabilnog multivibratora .....  | 26 |
| <b>Slika 4.12:</b> Električna šema predloženog rješenja sistema za linearizaciju prenosne karakteristike NTC-a, [41] .....  | 28 |
| <b>Slika 4.13:</b> Blok šema predloženog kola za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora upotrebom logaritamskog pojačavača i DSADC-a, [43] .....   | 30 |
| <b>Slika 4.14:</b> Električna šema predloženog kola za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora, [44] .....  | 33 |
| <b>Slika 4.15:</b> Električna šema predloženog kola za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora upotrebom VCO-a, [45].....   | 36 |
| <b>Slika 4.16:</b> Blok dijagram NE/SE 566 generatora, [46].....  | 36 |
| <b>Slika 4.17:</b> MLP neuronska mreža, [45] .....  | 37 |
| <b>Slika 4.18:</b> Modul za ANN model, [45].....  | 38 |
| <b>Slika 4.19:</b> Blok dijagram predloženog sistema za mjerenje temperature, [47].....   | 39 |
| <b>Slika 4.20:</b> Električna šema linearizacionog kola, [47].....  | 39 |
| <b>Slika 4.21:</b> Električna šema konvertora napona u struju, [47] .....   | 40 |
| <b>Slika 4.22:</b> Kolo za odlučivanje, [47].....   | 41 |
| <b>Slika 4.23:</b> Električna šema predloženog kola za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora, [48] .....  | 43 |
| <b>Slika 4.24:</b> Vremenski dijagrami karakterističnih napona astabilnog multivibratora .....  | 43 |
| <b>Slika 4.25:</b> MLP neuronska mreža, [48] .....  | 44 |
| <b>Slika 4.26:</b> Modul za ANN model, [48].....  | 45 |
| <b>Slika 4.27:</b> Električna šema predloženog kola za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora, [27] .....  | 46 |
| <b>Slika 4.28:</b> Električna šema predloženog kola za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora, [28] .....  | 48 |
| <b>Slika 4.29</b> – Električna šema predloženog mjernog sistema, [26].....  | 51 |
| <b>Slika 5.1:</b> Koncept linearizacije zasnovan na dinamičkom upravljanju otpornošću paralelno vezane NTC termistoru: a) prenosna karakteristika NTC termistora, b) paralelna veza NTC-a i pasivnog otpornika čijim se paralelnim  |    |

|   |    |
|---|----|
| vezivanjem linearizuje funkcija u naznačenom temperaturnom segmentu, c) linearni segmenti paralelne veze NTC-a i adekvatne otpornosti koja se dinamički podešava u zavisnosti od temperaturnog segmenta .....   | 57 |
| <b>Slika 5.2:</b> Električna šema paralelne veze NTC termistora i pasivnog otpornika $R_p$ .....  | 57 |
| <b>Slika 5.3:</b> Ekvivalentna otpornost $R_{eq}$ u funkciji temperature, za različite vrijednosti otpornosti $R_p$ u opsegu: $0 \leq R_p \leq 300 \text{ k}\Omega$ , pri čemu je nominalna otpornost termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ i specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ .....  | 59 |
| <b>Slika 5.4:</b> Zavisnost ekvivalentne otpornosti $R_{eq}$ od temperature za tri različite vrijednosti otpornosti $R_p \in \{375 \Omega, 875 \Omega, 1375 \Omega\}$ , pri čemu je nominalna otpornost termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ i specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ .....  | 62 |
| <b>Slika 5.5:</b> Zavisnost prvog izvoda funkcije $R_{eq}(T)$ od temperature za tri različite vrijednosti otpornosti $R_p \in \{375 \Omega, 875 \Omega, 1375 \Omega\}$ , pri čemu je nominalna otpornost termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ i specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ .....   | 62 |
| <b>Slika 5.6:</b> Zavisnost drugog izvoda funkcije $R_{eq}(T)$ od temperature za tri različite vrijednosti otpornosti $R_p \in \{375 \Omega, 875 \Omega, 1375 \Omega\}$ , pri čemu je nominalna otpornost termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ i specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ .....  | 63 |
| <b>Slika 5.7:</b> Ekvivalentna otpornost $R_{eq}$ i njena linearna aproksimacija $R_{lin}$ u funkciji temperature, pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ , otpornost $R_p = 1.5 \text{ k}\Omega$ .....   | 65 |
| <b>Slika 5.8:</b> Maksimalna apsolutna greška u funkciji otpornosti $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ i posmatrani temperaturni opseg $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.23) .....                      | 68 |
| <b>Slika 5.9:</b> Srednja apsolutna greška u funkciji otpornosti $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ i posmatrani temperaturni opseg $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.24) .....                         | 69 |
| <b>Slika 5.10:</b> Srednja kvadratna greška u funkciji otpornosti $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ i posmatrani temperaturni opseg $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.25) .....                        | 69 |
| <b>Slika 5.11:</b> Korijen srednja kvadratne greška u funkciji otpornosti $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ i posmatrani temperaturni opseg $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.26).....                 | 70 |
| <b>Slika 5.12:</b> Maksimalna relativna greška linearnosti u funkciji otpornosti $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ i posmatrani temperaturni opseg $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.28).....          | 70 |
| <b>Slika 5.13:</b> Srednja apsolutna procentualna greška u funkciji otpornosti $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ i posmatrani temperaturni opseg $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.29).....            | 71 |
| <b>Slika 5.14:</b> Suma kvadrata normalizovane devijacije u funkciji otpornosti $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ i posmatrani temperaturni opseg $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.31).....           | 71 |
| <b>Slika 5.15:</b> Koeficijent determinacije $R^2$ u funkciji otpornosti $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ i posmatrani temperaturni opseg $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.32) .....                 | 72 |
| <b>Slika 5.16:</b> Funkcije $R_{eq}(T)$ i $R_{lin}(T)$ , kao i osjetljivost funkcije $R_{eq}(T)$ i aproksimacija osjetljivosti koeficijentom nagiba $\alpha_l$ funkcije $R_{lin}(T)$ .....  | 79 |
| <b>Slika 5.17:</b> Osjetljivost funkcije $R_{eq}(T)$ koja je aproksimirana koeficijentom nagiba $\alpha_l$ u funkciji otpornosti $R_p$ .....  | 80 |
| <b>Slika 5.18:</b> Disipacija snage $P_T$ u funkciji temperature za tri različite vrijednosti otpornosti $R_p \in \{769 \Omega, 1364 \Omega, 2305 \Omega\}$ , pri čemu je $I_S = 1 \text{ mA}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ i specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ .....   | 82 |
| <b>Slika 5.19:</b> Disipacije snage $P_T$ u funkciji otpornosti $R_p \in [769 \Omega, 2305 \Omega]$ , za tri različite vrijednosti struje $I_S \in \{50 \mu\text{A}, 100 \mu\text{A}, 200 \mu\text{A}\}$ , na temperaturi $T = -40 \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ i specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ ..... | 82 |
| <b>Slika 5.20:</b> Disipacije snage $P_T$ u funkciji struje $I_S \in [0, 500 \mu\text{A}]$ , na temperaturi $T = -40 \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu je otpornost $R_p = 1 \text{ k}\Omega$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ i specifična temperatura $\beta = 3528 \text{ K}$ .....   | 82 |
| <b>Error! Bookmark not defined.</b>   |    |

|  |     |
|--|-----|
| <b>Slika 5.21:</b> Dinamički opseg otpornosti potrebnih za linearizaciju u zavisnosti od specifične temperature, za različiti broj temperaturnih segmenata, pri ravnomjernoj segmentaciji temperaturnog opsega od $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ , pri čemu je u svakom segmentu birana otpornost koja minimizuje maksimalnu grešku linearnosti .....  | 89  |
| <b>Slika 5.22:</b> Dinamički opseg otpornosti potrebnih za linearizaciju u zavisnosti od specifične temperature, za različiti broj temperaturnih segmenata, pri ravnomjernoj segmentaciji temperaturnog opsega od $0$ do $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ , pri čemu je u svakom segmentu birana otpornost koja minimizuje maksimalnu grešku linearnosti .....  | 89  |
| <b>Slika 5.23:</b> Dinamički opseg otpornosti potrebnih za linearizaciju u zavisnosti od specifične temperature, za različiti broj temperaturnih segmenata, pri ravnomjernoj segmentaciji temperaturnog opsega od $0$ do $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ , pri čemu se u prvom segmentu bira minimalna otpornost za koju je greška linearnosti ispod $2\%$ , a u posljednjem segmentu maksimalna otpornost koja zadovoljava dati prag greške ..... | 90  |
| <b>Slika 5.24:</b> Električna šema predloženog VCR-a, [57] .....   | 91  |
| <b>Slika 5.25:</b> Električna šema predloženog CCR-a, [57].....  | 93  |
| <b>Slika 5.26:</b> Električna šema paralelne veze VCR-a i NTC termistora .....   | 94  |
| <b>Slika 5.27:</b> Naponi $V_{DS1}$ i $V_{SG1}-V_{m1}$ u funkciji ulazne struje $I_S$ i njihov presjek koji predstavlja maksimalnu vrijednost struje $I_S$ koja se može propustiti kroz MOSFET $M_1$ kada je vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.5\text{ }\mu\text{A}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 40\text{ }\mu\text{m}$ , $W_2 = 40\text{ }\mu\text{m}$ .....  | 97  |
| <b>Slika 5.28:</b> Prenosna funkcija VCR-a u opsegu ulazne struje $I_S \in [0, 59.89]\text{ }\mu\text{A}$ , za različite vrijednosti kontrolne struje $I_C \in \{0.5, 2, 10, 50, 1000\}\text{ }\mu\text{A}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 40\text{ }\mu\text{m}$ , $W_2 = 40\text{ }\mu\text{m}$ .....  | 98  |
| <b>Slika 5.29:</b> Otpornost VCR-a u funkciji kontrolne struje $I_C \in [0.5\text{ }\mu, 1\text{ m}]\text{ A}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 40\text{ }\mu\text{m}$ , $W_2 = 40\text{ }\mu\text{m}$ .....   | 98  |
| <b>Slika 5.30:</b> Naponi $V_{DS1}$ i $V_{SG1}-V_{m1}$ u funkciji kontrolne struje $I_C$ i njihov presjek koji predstavlja minimalnu vrijednost struje $I_C$ koja se može propustiti kroz MOSFET $M_2$ kada je vrijednost ulazne struje $I_S = 3\text{ mA}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 40\text{ }\mu\text{m}$ , $W_2 = 40\text{ }\mu\text{m}$ .....  | 99  |
| <b>Slika 5.31:</b> Prenosna funkcija VCR-a u opsegu ulazne struje $I_S \in [0, 3]\text{ mA}$ , za različite vrijednosti kontrolne struje $I_C \in \{300, 380, 500, 700, 1000\}\text{ }\mu\text{A}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 40\text{ }\mu\text{m}$ , $W_2 = 40\text{ }\mu\text{m}$ .....   | 100 |
| <b>Slika 5.32:</b> Maksimalna dozvoljena struja $I_S$ pri kojoj MOSFET $M_1$ ostaje u omskom režimu rada za različite kombinacije širina kanala MOSFET-ova $M_1$ i $M_2$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.5\text{ }\mu\text{A}$ .....  | 101 |
| <b>Slika 5.33:</b> Prenosna funkcija VCR-a u opsegu ulazne struje $I_S \in [0, 7.29]\text{ }\mu\text{A}$ , za različite širine kanala $W_1 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\}\text{ }\mu\text{m}$ , pri čemu je širina kanala $W_2 = 40\text{ }\mu\text{m}$ i vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.5\text{ }\mu\text{A}$ .....   | 102 |
| <b>Slika 5.34:</b> Prenosna funkcija VCR-a u opsegu ulazne struje $I_S \in [0, 350]\text{ }\mu\text{A}$ , za različite širine kanala $W_1 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\}\text{ }\mu\text{m}$ , pri čemu je širina kanala $W_2 = 40\text{ }\mu\text{m}$ i vrijednost kontrolne struje $I_C = 1\text{ mA}$ .....   | 103 |
| <b>Slika 5.35:</b> Prenosna funkcija VCR-a u opsegu ulazne struje $I_S \in [0, 43.24]\text{ }\mu\text{A}$ , za različite širine kanala $W_2 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\}\text{ }\mu\text{m}$ , pri čemu je širina kanala $W_1 = 40\text{ }\mu\text{m}$ i vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.5\text{ }\mu\text{A}$ .....  | 103 |
| <b>Slika 5.36:</b> Prenosna funkcija VCR-a za opseg ulazne struje $I_S \in [0, 3]\text{ mA}$ , za različite širine kanala $W_2 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\}\text{ }\mu\text{m}$ , pri čemu je širina kanala $W_1 = 40\text{ }\mu\text{m}$ , vrijednost kontrolne struje $I_C = 1\text{ mA}$ .....  | 104 |
| <b>Slika 5.37:</b> Otpornost $R_{DS1}$ u funkciji kontrolne struje $I_C \in [0.5\text{ }\mu, 1\text{ m}]\text{ A}$ , za različite vrijednosti širine kanala $W_1 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\}\text{ }\mu\text{m}$ , pri čemu je $W_2 = 40\text{ }\mu\text{m}$ .....  | 105 |
| <b>Slika 5.38:</b> Otpornost $R_{DS1}$ u funkciji kontrolne struje $I_C \in [0.5\text{ }\mu, 1\text{ m}]\text{ A}$ , za različite vrijednosti širine kanala $W_2 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\}\text{ }\mu\text{m}$ , pri čemu je $W_1 = 40\text{ }\mu\text{m}$ .....  | 105 |
| <b>Slika 5.39:</b> Otpornosti VCR-a pri vrijednostima kontrolne struje $I_C = 0.5\text{ }\mu\text{A}$ ( $R_{DS1max}$ ) i $I_C = 1\text{ mA}$ ( $R_{DS1min}$ ), za različite kombinacije širina kanala MOSFET-ova: $W_1$ i $W_2$ . .....  | 106 |
| <b>Slika 5.40:</b> Heat mape otpornosti VCR-a pri kontrolnoj struji $I_C = 0.5\text{ }\mu\text{A}$ ( $R_{DS1max}$ ) i $I_C = 1\text{ mA}$ ( $R_{DS1min}$ ), za različite kombinacije širina kanala MOSFET-ova: $W_1$ i $W_2$ .....   | 107 |
| <b>Slika 5.41:</b> Dinamički opseg predloženog VCR-a za različite vrijednosti širine kanala MOSFET-a $M_2$ ; maksimalna otpornost VCR-a odgovara kontrolnoj struji $I_C = 0.5\text{ }\mu\text{A}$ , a minimalna otpornost kontrolnoj struji $I_C = 1\text{ mA}$ .....  | 108 |
| <b>Slika 5.42:</b> Naponi $V_{DS1}$ i $V_{SG1}-V_{m1}$ u funkciji ulazne struje $I_S$ i njihov presjek koji predstavlja maksimalnu vrijednost struje $I_S$ koja se može propustiti kroz MOSFET $M_1$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.35\text{ }\mu\text{A}$ , temperatura   |     |

|   |     |
|---|-----|
| $T = 0$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 160 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....  | 111 |
| <b>Slika 5.43:</b> Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a, $V_{DSI}$ , u funkciji ulazne struje $I_S \in [0, 618] \mu\text{A}$ , za različite temperature $T \in \{0, 10, 20, 30\} \text{ }^\circ\text{C}$ pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.35 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 160 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....   | 111 |
| <b>Slika 5.44:</b> Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a, $V_{DSI}$ , u funkciji ulazne struje $I_S \in [0, 618] \mu\text{A}$ , za različite temperature $T \in \{30, 40, 50, 60\} \text{ }^\circ\text{C}$ pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 12.7 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 160 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....  | 112 |
| <b>Slika 5.45:</b> Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a, $V_{DSI}$ , u funkciji ulazne struje $I_S \in [0, 618] \mu\text{A}$ , za različite temperature $T \in \{60, 70, 80, 90\} \text{ }^\circ\text{C}$ pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 121.8 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 160 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....   | 112 |
| <b>Slika 5.46:</b> Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a, $V_{DSI}$ , u funkciji ulazne struje $I_S \in [0, 618] \mu\text{A}$ , za različite temperature $T \in \{90, 100, 110, 120\} \text{ }^\circ\text{C}$ pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 761.4 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 160 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....  | 113 |
| <b>Slika 5.47:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DSI}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L [\%]$ u funkciji temperature $T \in [0, 30] \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.35 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 618 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 160 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....  | 114 |
| <b>Slika 5.48:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DSI}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L [\%]$ u funkciji temperature $T \in [30, 60] \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 12.7 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 618 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 160 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....   | 114 |
| <b>Slika 5.49:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DSI}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L [\%]$ u funkciji temperature $T \in [60, 90] \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 121.8 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 618 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 160 \mu\text{m}$ , $W_2 = 10 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....   | 115 |
| <b>Slika 5.50:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DSI}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L [\%]$ u funkciji temperature $T \in [90, 120] \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 761.4 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 618 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 160 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....   | 115 |
| <b>Slika 5.51:</b> Linearni segmenti napona $V_{DSI}$ u funkciji temperature $T \in [0, 120] \text{ }^\circ\text{C}$ koja je podjeljena na četiri jednaka intervala, u okviru kojih se propuštaju različite vrijednosti kontrolne struje $I_C \in \{0.35, 12.7, 121.8, 761.4\} \mu\text{A}$ , pri čemu je vrijednost ulazne struje $I_S = 618 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 160 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ ..... | 116 |
| <b>Slika 5.52:</b> Maksimalna dozvoljena struja $I_{SMAX}$ u funkciji temperature $T \in [0, 120] \text{ }^\circ\text{C}$ , za različite vrijednosti kontrolne struje $I_C \in \{0.35, 12.7, 121.8, 761.4\} \mu\text{A}$ u zavisnosti od posmatranog temperaturnog intervala, pri čemu su širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 160 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ .....   | 117 |
| <b>Slika 5.53:</b> Linearni segmenti napona $V_{DSI}$ u funkciji temperature $T \in [0, 120] \text{ }^\circ\text{C}$ koja je podjeljena na četiri jednaka intervala, u okviru kojih se propuštaju različite vrijednosti kontrolne struje $I_C \in \{0.35, 12.7, 121.8, 761.4\} \mu\text{A}$ , gdje je za $T \in [0, 30] \text{ }^\circ\text{C}$ , $I_S = 661 \mu\text{A}$ , a za $T \in [30, 120] \text{ }^\circ\text{C}$ , $I_S = 1.5 \text{mA}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 160 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ .....                   | 118 |
| <b>Slika 5.54:</b> Naponi $V_{DSI}$ i $V_{SG1} - V_{in1}$ u funkciji ulazne struje $I_S$ i njihov presjek koji predstavlja maksimalnu vrijednost struje $I_S$ koja se može propustiti kroz MOSFET $M_1$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.46 \mu\text{A}$ , temperatura  |     |

|  |     |
|--|-----|
| $T = -13$ °C, širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10$ $\mu\text{m}$ , $W_2 = 5$ $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10$ k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970$ K.....   | 119 |
| <b>Slika 5.55:</b> Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a, $V_{DSI}$ , u funkciji ulazne struje $I_S \in [0, 39]$ $\mu\text{A}$ , za različite temperature $T \in \{-13, -6, -1\}$ °C pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.46$ $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10$ $\mu\text{m}$ , $W_2 = 5$ $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10$ k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970$ K.....   | 120 |
| <b>Slika 5.56:</b> Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a, $V_{DSI}$ , u funkciji struje $I_S \in [0, 39]$ $\mu\text{A}$ , za različite temperature $T \in \{0, 12, 23\}$ °C pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.81$ $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10$ $\mu\text{m}$ , $W_2 = 5$ $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10$ k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970$ K.....  | 120 |
| <b>Slika 5.57:</b> Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a, $V_{DSI}$ , u funkciji ulazne struje $I_S \in [0, 39]$ $\mu\text{A}$ , za različite temperature $T \in \{24, 38, 52\}$ °C pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 22.12$ $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10$ $\mu\text{m}$ , $W_2 = 5$ $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10$ k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970$ K.....   | 121 |
| <b>Slika 5.58:</b> Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a, $V_{DSI}$ , u funkciji ulazne struje $I_S \in [0, 39]$ $\mu\text{A}$ , za različite temperature $T \in \{53, 78, 102\}$ °C pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 568.16$ $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10$ $\mu\text{m}$ , $W_2 = 5$ $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10$ k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970$ K.....   | 121 |
| <b>Slika 5.59:</b> Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a, $V_{DSI}$ , u funkciji ulazne struje $I_S \in [0, 39]$ $\mu\text{A}$ , za različite temperature $T \in \{103, 111, 120\}$ °C pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 968.26$ $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10$ $\mu\text{m}$ , $W_2 = 5$ $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10$ k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970$ K.....   | 122 |
| <b>Slika 5.60:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DSI}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L$ [%] u funkciji temperature $T \in [-13, -1]$ °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.46$ $\mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 39$ $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10$ $\mu\text{m}$ , $W_2 = 5$ $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10$ k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970$ K.....  | 122 |
| <b>Slika 5.61:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DSI}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L$ [%] u funkciji temperature $T \in [0, 23]$ °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.81$ $\mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 39$ $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10$ $\mu\text{m}$ , $W_2 = 5$ $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10$ k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970$ K.....  | 123 |
| <b>Slika 5.62:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DSI}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L$ [%] u funkciji temperature $T \in [24, 52]$ °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 22.12$ $\mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 39$ $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10$ $\mu\text{m}$ , $W_2 = 5$ $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10$ k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970$ K.....  | 123 |
| <b>Slika 5.63:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DSI}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L$ [%] u funkciji temperature $T \in [53, 102]$ °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 568.16$ $\mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 39$ $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10$ $\mu\text{m}$ , $W_2 = 5$ $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10$ k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970$ K.....  | 124 |
| <b>Slika 5.64:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DSI}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L$ [%] u funkciji temperature $T \in [103, 120]$ °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 968.26$ $\mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 39$ $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10$ $\mu\text{m}$ , $W_2 = 5$ $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10$ k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970$ K.....   | 124 |
| <b>Slika 5.65:</b> Linearni segmenti napona $V_{DSI}$ u funkciji temperature $T \in [-13, 120]$ °C koja je podjeljena na intervale različitih širina, u okviru kojih se propuštaju različite vrijednosti kontrolne struje $I_C \in \{0.46, 0.81, 22.12, 568.16, 968.26\}$ $\mu\text{A}$ , pri čemu je vrijednost ulazne struje $I_S = 39$ $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10$ $\mu\text{m}$ , $W_2 = 5$ $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10$ k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970$ K..... | 125 |
| <b>Slika 5.66:</b> Maksimalna dozvoljena struja $I_{SMAX}$ u funkciji temperature $T \in [-13, 120]$ °C, za različite vrijednosti kontrolne struje $I_C \in \{0.46, 0.81, 22.12, 568.16, 968.26\}$ $\mu\text{A}$ u zavisnosti od temperaturnog opsega, pri čemu su širine  |     |

|   |     |
|---|-----|
| kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970 \text{K}$ .....   | 126 |
| <b>Slika 5.67:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DS1}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L$ [%] u funkciji temperature $T \in [0, 23] \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.81 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 61.534 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970 \text{K}$ .....  | 127 |
| <b>Slika 5.68:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DS1}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L$ [%] u funkciji temperature $T \in [24, 52] \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 568.16 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 720.548 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970 \text{K}$ .....  | 127 |
| <b>Slika 5.69:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DS1}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L$ [%] u funkciji temperature $T \in [53, 101] \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 568.16 \mu\text{A}$ , $\mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 1.5 \text{mA}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970 \text{K}$ .....   | 128 |
| <b>Slika 5.70:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DS1}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L$ [%] u funkciji temperature $T \in [103, 120] \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 968.26 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 1.5 \text{mA}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 10 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970 \text{K}$ .....  | 128 |
| <b>Slika 5.71:</b> Linearni segmenti napona $V_{DS1}$ u funkciji temperature $T \in [-13, 120] \text{ }^\circ\text{C}$ koja je podjeljena na intervale različitih širina, u okviru kojih se propuštaju različite vrijednosti kontrolne struje $I_C \in \{0.46, 0.81, 22.12, 568.16, 968.26\} \mu\text{A}$ , pri čemu se u prva tri temperaturna intervala propušta struja $I_S$ koja je maskimalna dozvoljena u tim segmentima, a kroz četvrti i peti segment se propušta struja od $1.5 \text{mA}$ , širine kanala MOSFET-ova su: $W_1 = 10 \mu\text{m}$ , $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 10 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3970 \text{K}$ ..... | 129 |
| Slika 5.72: Napon praga p-kanalnog MOSFET-a $M_2$ , $V_{tp2}$ , u funkciji kontrolne struje $I_C$ , pri čemu je struja $I_S = 1 \text{mA}$ , a podloga p-kanalnog MOSFET-a $M_2$ je povezana sa naponom napajanja .....   | 131 |
| <b>Slika 5.73:</b> Naponi $V_{DS1}$ i $V_{SG1} - V_{m1}$ u funkciji ulazne struje $I_S$ i njihov presjek koji predstavlja maksimalnu vrijednost struje $I_S$ koja se može propustiti kroz MOSFET $M_1$ , a da on ostane u omskom režimu rada, pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.5 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 40 \mu\text{m}$ , $W_2 = 40 \mu\text{m}$ , a podloga MOSFET-a $M_1$ je povezana sa naponom napajanja.....  | 131 |
| <b>Slika 5.74:</b> Prenosna funkcija VCR-a za opseg ulazne struje $I_S \in [0, 370.68] \mu\text{A}$ , za različite vrijednosti kontrolne struje $I_C \in \{0.5, 2, 10, 50, 1000\} \mu\text{A}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 40 \mu\text{m}$ , $W_2 = 40 \mu\text{m}$ , a podloga MOSFET-a $M_1$ je povezana sa naponom napajanja.....   | 132 |
| Slika 5.75: Otpornost $R_{DS1}$ u funkciji kontrolne struje $I_C \in [0.5 \mu\text{A}, 1 \text{mA}]$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 40 \mu\text{m}$ , $W_2 = 40 \mu\text{m}$ , a podloga MOSFET-a $M_1$ je povezana sa naponom napajanja.....   | 132 |
| Slika 5.76: Otpornost $R_{DS1}$ u funkciji kontrolne struje $I_C \in [0.5 \mu\text{A}, 1 \text{mA}]$ , za različite vrijednosti širine kanala $W_1 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\} \mu\text{m}$ , pri čemu je $W_2 = 40 \mu\text{m}$ , a podloga MOSFET-a $M_1$ je povezana sa naponom napajanja ..  | 133 |
| Slika 5.77: Otpornost $R_{DS1}$ u funkciji kontrolne struje $I_C \in [0.5 \mu\text{A}, 1 \text{mA}]$ , za različite vrijednosti širine kanala $W_2 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\} \mu\text{m}$ , pri čemu je $W_1 = 40 \mu\text{m}$ , a podloga MOSFET-a $M_1$ je povezana sa naponom napajanja ..  | 133 |
| <b>Slika 5.78:</b> Otpornosti VCR-a pri vrijednostima kontrolne struje $I_C = 0.5 \mu\text{A}$ ( $R_{DS1max}$ ) i $I_C = 1 \text{mA}$ ( $R_{DS1min}$ ), za različite kombinacije širina kanala MOSFET-ova: $W_1$ i $W_2$ , kada je podloga p-kanalnog MOSFET-a $M_2$ vezana za napon napajanja.....   | 134 |
| Slika 5.79: Heat mape otpornosti VCR-a pri kontrolnoj struji $I_C = 0.5 \mu\text{A}$ ( $R_{DS1max}$ ) i $I_C = 1 \text{mA}$ ( $R_{DS1min}$ ), za različite kombinacije širina kanala MOSFET-ova: $W_1$ i $W_2$ , kada je podloga p-kanalnog MOSFET-a $M_2$ vezana za napon napajanja.....   | 135 |
| Slika 5.80: Dinamički opseg predloženog VCR-a za različite vrijednosti širine kanala MOSFET-ova $M_1$ i $M_2$ , kada je podloga p-kanalnog MOSFET-a $M_2$ vezana za napon napajanja; maksimalna otpornost VCR-a odgovara kontrolnoj struji $I_C = 0.5 \mu\text{A}$ , a minimalna otpornost kontrolnoj struji $I_C = 1 \text{mA}$ .....  | 135 |

|   |     |
|---|-----|
| <b>Slika 5.81:</b> Naponi $V_{DS1}$ i $V_{SG1}-V_{in1}$ u funkciji ulazne struje $I_S$ i njihov presjek koji predstavlja maksimalnu vrijednost struje $I_S$ koja se može propustiti kroz MOSFET $M_1$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.2 \mu\text{A}$ , temperatura $T = 0$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 80 \mu\text{m}$ , $W_2 = 20 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....  | 137 |
| <b>Slika 5.82:</b> Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a, $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne struje $I_S \in [0, 1] \text{mA}$ , za različite temperature $T \in \{0, 7, 14\} \text{ }^\circ\text{C}$ pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.2 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 80 \mu\text{m}$ , $W_2 = 20 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....   | 138 |
| <b>Slika 5.83:</b> Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a, $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne struje $I_S \in [0, 1] \text{mA}$ , za različite temperature $T \in \{15, 30, 45\} \text{ }^\circ\text{C}$ pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 9.75 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 80 \mu\text{m}$ , $W_2 = 20 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....  | 138 |
| <b>Slika 5.84:</b> Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a, $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne struje $I_S \in [0, 1] \text{mA}$ , za različite temperature $T \in \{46, 64, 82\} \text{ }^\circ\text{C}$ pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 874.7 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 80 \mu\text{m}$ , $W_2 = 20 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....   | 139 |
| <b>Slika 5.85:</b> Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a, $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne struje $I_S \in [0, 1] \text{mA}$ , za različite temperature $T \in \{83, 92, 100\} \text{ }^\circ\text{C}$ pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 940 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 80 \mu\text{m}$ , $W_2 = 20 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....  | 139 |
| <b>Slika 5.86:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DS1}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L [\%]$ u funkciji temperature $T \in [0, 14] \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 0.2 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 1 \text{mA}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 80 \mu\text{m}$ , $W_2 = 20 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....   | 140 |
| <b>Slika 5.87:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DS1}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L [\%]$ u funkciji temperature $T \in [15, 45] \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 9.75 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 1 \text{mA}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 80 \mu\text{m}$ , $W_2 = 20 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....   | 140 |
| <b>Slika 5.88:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DS1}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L [\%]$ u funkciji temperature $T \in [46, 82] \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 874.7 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 1 \text{mA}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 80 \mu\text{m}$ , $W_2 = 20 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....  | 141 |
| <b>Slika 5.89:</b> Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a, $V_{DS1}$ i odgovarajuća greška linearnosti $E_L [\%]$ u funkciji temperature $T \in [83, 100] \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje $I_C = 940 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje $I_S = 1 \text{mA}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 80 \mu\text{m}$ , $W_2 = 20 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ .....   | 141 |
| <b>Slika 5.90:</b> Linearni segmenti napona $V_{DS1}$ u funkciji temperature $T \in [0, 100] \text{ }^\circ\text{C}$ koja je podjeljena na intervale različitih širina, u okviru kojih se propuštaju različite vrijednosti kontrolne struje $I_C \in \{0.2, 9.75, 874.7, 940\} \mu\text{A}$ , pri čemu je vrijednost ulazne struje $I_S = 1 \text{mA}$ , širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 80 \mu\text{m}$ , $W_2 = 20 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora $R_0 = 1 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a $\beta = 3528 \text{K}$ ..... | 142 |
| <b>Slika 6.1:</b> Električna šema strujnih izvora struja $I_C$ i $I_I$ .....  | 143 |
| <b>Slika 6.2:</b> Prenosna funkcija predloženog naponom-kontrolisanog otpornika za vrijednosti ulazne struje u opsegu $I_I \in [0, 1] \text{A}$ , sa korakom $\Delta I_I = 50 \mu\text{A}$ , za različite vrijednosti kontrolne struje $I_C \in \{0.5 \mu, 5 \mu, 10 \mu, 50 \mu, 100 \mu, 300 \mu, 700 \mu, 1 \text{m}, 1.3 \text{m}\} \text{A}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 80 \mu\text{m}$ , $W_2 = 20 \mu\text{m}$ .....   | 145 |
| <b>Slika 6.3:</b> Greška linearnosti prenosne funkcije predloženog naponom-kontrolisanog otpornika za vrijednost ulazne struje u opsegu $I_I \in [0, 1] \text{A}$ , sa korakom $\Delta I_I = 50 \mu\text{A}$ , za različite vrijednosti kontrolne struje $I_C \in \{0.5 \mu, 5 \mu, 10 \mu, 50 \mu, 100 \mu, 300 \mu, 700 \mu, 1 \text{m}, 1.3 \text{m}\}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 80 \mu\text{m}$ , $W_2 = 20 \mu\text{m}$ .....  | 145 |

|  |     |
|--|-----|
| <b>Slika 6.4:</b> Prenosna funkcija predloženog naponom-kontrolisanog otpornika za vrijednosti ulazne struje u opsegu $I_I \in [0, 1]$ A, sa korakom $\Delta I_I = 50 \mu\text{A}$ , za različite vrijednosti kontrolne struje $I_C \in \{1 \mu, 5 \mu, 10 \mu, 50 \mu, 100 \mu, 300 \mu, 700 \mu, 1 \text{ m}, 1.3 \text{ m}\}$ A, pri čemu su širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 40 \mu\text{m}$ , $W_2 = 20 \mu\text{m}$ .....      | 146 |
| <b>Slika 6.5:</b> Greška linearnosti prenosne funkcije predloženog naponom-kontrolisanog otpornika za vrijednost ulazne struje u opsegu $I_I \in [0, 1]$ A, sa korakom $50 \mu\text{A}$ , za različite vrijednosti kontrolne struje $I_C \in \{1 \mu, 5 \mu, 10 \mu, 50 \mu, 100 \mu, 300 \mu, 700 \mu, 1 \text{ m}, 1.3 \text{ m}\}$ A, pri čemu su širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 40 \mu\text{m}$ , $W_2 = 20 \mu\text{m}$ ..... | 147 |
| <b>Slika 8.1:</b> Fotografija prototipa naponom-kontrolisanog otpornika realizovanog u diskretnoj tehnici .....  | 151 |
| <b>Slika 8.2:</b> Fotografija mjernog okruženja.....   | 152 |

## Popis tabela

|  |     |
|--|-----|
| <b>Tabela 4.1:</b> Pregled jednačina koje se koriste za opisivanje prenosne karakteristike NTC termistora .....  | 13  |
| <b>Tabela 4.2:</b> Metrike za procjenu performansi <i>Hoge</i> jednačina, [32] .....   | 16  |
| <b>Tabela 4.3:</b> Optimalne vrijednosti <i>trade-off</i> parametara različitih digitalnih tehnika, [40] .....   | 24  |
| <b>Tabela 4.4:</b> Prikaz iskorišćenih hardverskih resursa pri implementaciji različitih digitalnih metoda na FPGA platformi .....   | 25  |
| <b>Tabela 4.5:</b> Poređenje maksimalne greške linearnosti različitih hardverskih i kombinovanih tehnika za linearizaciju .....  | 55  |
| <b>Tabela 5.1:</b> Rezultati računarske simulacije ravnomjerne segmentacije funkcije $R_{eq}(T)$ u temperaturnom opsegu od -40 °C do 120 °C, za različit broj temperaturnih segmenata.....   | 73  |
| <b>Tabela 5.2:</b> Rezultati računarske simulacije segmentacije funkcije $R_{eq}(T)$ koja je izvršena tako da maksimalna greška linearnosti u svakom segmentu bude ista i da ne prelazi pragove greške 2 %, 1 % i 0.5 %, pri čemu je proces segmentacije započet od najniže temperature u posmatranom opsegu .....   | 75  |
| <b>Tabela 5.3:</b> Rezultati računarske simulacije segmentacije funkcije $R_{eq}(T)$ koja je izvršena tako da maksimalna greška linearnosti u svakom segmentu bude ista i da ne prelazi pragove greške 2 %, 1 % i 0.5 %, pri čemu je proces segmentacije započet od najviše temperature u posmatranom opsegu .....   | 76  |
| <b>Tabela 5.4:</b> Opseg otpornosti $R_p$ za koji maksimalna greška linearnosti ne prelazi pragove greške 2 %, 1 % i 0.5 %, definisane u okviru temperaturnih segmenata različitih širina .....  | 77  |
| <b>Tabela 5.5:</b> Minimalna potrebna osjetljivost mjernog sistema za detekciju promjene temperature od 1 °C, u zavisnosti od rezolucije A/D konvertora, pri čemu je $V_{ref}= 3.3$ V.....   | 84  |
| <b>Tabela 5.6:</b> Opseg otpornosti $R_p$ za koji maksimalna greška linearnosti ne prelazi pragove greške 2 %, 1 % i 0.5 %, i opseg osjetljivosti $R_{eq}$ u odnosu na temperaturu u okviru kojeg greška linearnosti ne prelazi 2 %, pri ravnomjernoj segmentaciji temperaturnog opsega, za različit broj segmenata, za različite NTC termistore .....               | 86  |
| <b>Tabela 5.7:</b> Otpornosti VCR-a ostvarene za različite vrijednosti kontrolne struje $I_C$ u opsegu od 0.5 $\mu$ A do 1 mA i odgovarajuće vrijednosti maksimalne struje $I_S$ pri kojoj MOSFET $M_1$ ostaje u omskom režimu rada, pri čemu su širine kanala MOSFET-ova: $W_1 = 40$ $\mu$ m, $W_2 = 40$ $\mu$ m .....  | 100 |
| <b>Tabela 5.8:</b> Opsezi sa otpornostima $R_{DS1}$ čijim vezivanjem paralelno NTC termistoru (nominalna otpornost $R_0 = 1$ k $\Omega$ i specifična temperatura $\beta = 3528$ K) se ostvaruje maksimalna greška linearnosti ispod 2 %, 1 % i 0.5 % u odgovarajućim temperaturnim intervalima širine 20 °C unutar temperaturnog opsega $T \in [-40, 120]$ °C .....  | 109 |
| <b>Tabela 5.9:</b> Opsezi sa otpornostima $R_{DS1}$ čijim vezivanjem paralelno NTC termistoru (nominalna otpornost $R_0 = 10$ k $\Omega$ i specifična temperatura $\beta = 3977$ K) se ostvaruje maksimalna greška linearnosti ispod 2 %, 1 % i 0.5 % u odgovarajućim temperaturnim intervalima širine 20 °C unutar temperaturnog opsega $T \in [-40, 120]$ °C ..... | 109 |
| <b>Tabela 5.10:</b> Otpornosti VCR-a potrebne za linearizaciju prenosne funkcije NTC-a i vrijednosti odgovarajućih kontrolnih struja $I_C$ u različitim temperaturnim segmentima.....  | 110 |
| <b>Tabela 5.11:</b> Otpornosti VCR-a potrebne za linearizaciju prenosne funkcije NTC-a i vrijednosti odgovarajućih kontrolnih struja $I_C$ u različitim temperaturnim segmentima.....  | 119 |

# SADRŽAJ

|   |     |
|---|-----|
| <b>1. UVOD</b> .....  | 2   |
| <b>2. PRINCIP RADA NTC TERMISTORA</b> .....   | 4   |
| <b>3. TERMIN LINEARIZACIJA</b> .....  | 10  |
| <b>4. PREGLED POSTOJEĆIH RJEŠENJA ZA LINEARIZACIJU ODZIVA MJERNIH SISTEMA ZASNOVANIH NA NTC TERMISTORU</b> .....                                | 12  |
| 4.1 PRIMJENA TERMISTORSKIH JEDNAČINA I TEHNIKA ZA KALIBRACIJU U KONTEKSTU METODA ZA LINEARIZACIJU .....   | 13  |
| 4.2 DIGITALNE TEHNIKE ZA LINEARIZACIJU ODZIVA MJERNIH SISTEMA SA NTC TERMISTORIMA .....   | 17  |
| 4.3 HARDVERSKE I KOMBINOVANE TEHNIKE ZA LINEARIZACIJU ODZIVA MJERNIH SISTEMA NA BAZI NTC TERMISTORA .....                                       | 25  |
| 4.4 KOMPARATIVNA ANALIZA TEHNIKA ZA LINEARIZACIJU.....  | 54  |
| <b>5. KOMPENZACIJA NELINEARNOSTI PRENOSNE KARAKTERISTIKE NTC TERMISTORA PRIMJENOM NAPONOM KONTROLISANOG OTPORNIKA</b> .....                     | 57  |
| 5.1 ANALIZA PARALELNE VEZE NTC TERMISTORA I PASIVNOG OTPORNIKA.....   | 57  |
| 5.2 ANALITIČKE I NUMERIČKE METODE ZA ODREĐIVANJE VRIJEDNOSTI OTPORNIKA VEZANOG PARALELNO NTC TERMISTORU KOJE SU OPTIMALNE ZA LINEARIZACIJU .... | 60  |
| 5.3 METRIKE ZA PROCJENU GREŠKE LINEARNOSTI.....   | 65  |
| 5.4 PODJELA TEMPERATURNOG OPSEGA NA ODGOVARAJUĆE SEGMENTE.....  | 72  |
| 5.5 ANALIZA DRUGIH KRITERIJUMA KOJI UTIČU NA ODABIR OTPORNOSTI.....   | 77  |
| 5.6 ANALIZA NAPONOM-KONTROLISANOG OTPORNIKA I NJEGOVE PARALELNE VEZE SA NTC TERMISTOROM.....  | 91  |
| 5.7 SIMULACIONA ANALIZA VCR-A I PARALELNE VEZE VCR-A I NTC TERMISTORA .....   | 96  |
| <b>6. EKSPERIMENTALNI REZULTATI</b> .....   | 143 |
| 6.1 REZULTATI MJERENJA.....   | 144 |
| <b>7. ZAKLJUČAK</b> .....   | 148 |
| <b>8. DODATAK-FOTOGRAFIJE PROTOTIPA NAPONOM-KONTROLISANOG OTPORNIKA U DISKRETNJOJ TEHNICI I MJERNE INSTRUMENTACIJE</b> .....                    | 151 |
| <b>LITERATURA</b> .....   | 153 |

## **ZAHVALNICA**

*Od srca se zahvaljujem svojoj mentorki, prof. dr. Mileni Erceg, na velikoj podršci, stručnim smjericama i korisnim sugestijama. Njeno znanje i profesionalan pristup, uz autentičnost, pouzdanost i predanost imali su veliki značaj pri izradi rada i doprinijeli su da se tokom tog procesa osjećam sigurno, podržano i podstaknuto.*

*Mnogo sam zahvalna svojoj porodici i prijateljima na bezuslovnoj podršci i osloncu koji su mi pružali tokom školovanja.*

*Posebnu zahvalnost dugujem svom partneru, Danilu, čija je kontinuirana motivacija i podrška bila od ogromnog značaja na mom akademskom putu.*

## 1. UVOD

Izučavanje fizičkih veličina i njihovo mjerenje predstavlja značajnu komponentu u naučnim i tehničkim disciplinama. Mjerne informacije sadrže kvantitativne vrijednosti koje omogućavaju procjenu i bolje razumijevanje stanja objekta istraživanja [1]. Senzori su ključni element u svakom elektronskom sistemu koji se primjenjuje za mjerenje i/ili kontrolu [2]. Oni omogućavaju prikupljanje podataka o različitim fizičkim veličinama, kao što su temperatura, pritisak, vlažnost, sila, pomjeraj i itd. U opštem smislu, senzor se može definisati kao uređaj koji pretvara fizičke ili hemijske promjene (neelektrični stimulus) u mjerljiv električni signal (napon, struju ili naelektrisanje) [3]. Informacija o mjerenoj veličini je sadržana u amplitudi, fazi, frekvenciji ili digitalnom kodu signala na izlazu senzora.

Jedan od najvažnijih tipova senzora u mjernim sistemima su senzori za mjerenje temperature. Mjerenje temperature je veoma značajno za različite oblasti kao što su: industrija, medicina, potrošačka elektronika, različita naučna istraživanja, svemirska istraživanja itd. Osim toga, termalni senzori se nekada ugrađuju u integrisana kola kako bi omogućili praćenje internog termalnog stanja u cilju identifikovanja *hot-spot*-a usljed ekstremne radne aktivnosti. Takođe, mjerenje temperature se može koristiti za posredno određivanje nekih drugih veličina, kao u slučaju određivanja protoka fluida. Konačno, mjerenje temperature je neophodno u temperaturno zavisnim mjernim sistemima radi ostvarivanja odgovarajuće temperaturne kompenzacije [2].

U najčešće korišćene termalne senzore se ubrajaju: RTD (eng. *Resistance Temperature Detector*), termistori, silikonski senzori i termoparovi [2]. U zavisnosti od toga da li se otpornost smanjuje ili povećava sa porastom temperature, termistori se mogu podijeliti na NTC termistore i PTC (eng. *Positive Temperature Coefficient*) termistore. Odabir temperaturnog senzora zavisi od konkretnih zahtjeva primjene, pri čemu u mnogim slučajevima NTC termistori predstavljaju prvi izbor, a posebno u medicinskim aplikacijama, kućnim aparatima, sistemima grijanja, ventilacije i klimatizacije, kao i u automobilskoj industriji [2], [4]. Ono što ih izdvaja u odnosu na druge termalne senzore jeste jedinstvena kombinacija karakteristika kao što su: kompaktne dimenzije, visoka osjetljivost, niska cijena, dugoročna stabilnost i brz odziv. Takođe, NTC termistori imaju širok mjerni opseg koji se obično kreće u opsegu od - 50 °C do 200 °C, pri čemu pojedini modeli mogu mjeriti i temperature u rasponu od - 80 °C 300 °C [5].

Princip rada termistora se zasniva na činjenici da se promjene temperature odražavaju na promjenu otpornosti poluprovodničkog materijala od kojeg su izgrađeni. Promjena temperature utiče na broj slobodnih nosilaca naelektrisanja i njihovu pokretljivost, čime se mijenja ukupna provodnost materijala. Fenomen na kojem se zasniva rad termistora je otkrio Michael Faraday još

1833. godine. On je primjetio da se električna otpornost srebrnog sulfida smanjuje sa porastom temperature. Ipak, prvi komercijalni termistori su počeli da se proizvode tridesetih godina XX vijeka, dok je razvoj poluprovodničke tehnologije 1950. doveo do njihove šire primjene [6].

Prenosna funkcija NTC termistora predstavlja zavisnost njegove otpornosti od temperature ( $R_T-T$  karakteristika). Kako bi se na osnovu ove zavisnosti dobila informacija o temperaturi, kroz NTC termistor se propušta konstantna struja. Na taj način se na krajevima NTC-a generiše naponski signal koji sadrži informaciju o njenoj vrijednosti. Prenosna karakteristika NTC termistora, a samim tim i napon generisan na njegovim krajevima u funkciji temperature su nelinearni. Ova nelinearnost je eksponencijalnog karaktera i predstavlja glavno ograničenje NTC termistora. Nelinearna prenosna karakteristika otežava direktnu konverziju mjerene otpornosti u temperaturu, što može dovesti do smanjenja tačnosti i složenije obrade signala. Shodno tome, kompenzacija njene nelinearnosti predstavlja značajan korak u unaprijeđenju performansi mjernih sistema zasnovanih na NTC termistoru, jer omogućava bolju preciznost, jednostavnije procesuiranje podataka i veću primjenjivost u različitim aplikacijama. Na taj način se omogućava bolje iskorišćavanje prednosti koje izdvajaju ovaj senzor u poređenju sa drugim termalnim senzorima, što daje podsticaj za razvoj inovativnih rješenja za linearizaciju koja u zavisnosti od zahtjeva konkretne primjene mogu nadmašiti postojeća.

U literaturi je predstavljen veliki broj pristupa kompenzaciji nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora koje se mogu podijeliti u tri kategorije: hardverske, softverske i mješovite metode. Hardverske tehnike se zasnivaju na primjeni pasivnih i aktivnih elektronskih komponenti kao što su otporničke mreže različitih konfiguracija (pasivni otpornici vezani redno i paralelno NTC-u, *Wheatston-ov* most i sl.) [7], [8], [9], [10], [11], zatim kola zasnovana astabilnim multivibratorima [12], [13], [14], operacionim pojačavačima [15] i logaritamskim pojačavačima [16], [17], [18]. Sa druge strane, softverske tehnike se zasnivaju na implementaciji različitih algoritamskih pristupa kao što su upotreba tabela za pretragu (eng. *Lookup Table*, LUT) [19], segmentna linearizacija (eng. *Piecewise Linearization*, PWL) [20], polinomska interpolacija (eng. *polynomial interpolation*, PLI) [21], vještačke neuronske mreže (eng. *Artificial neural network*, ANN) [22], [23], [24] i adaptivni neuro-fazični inferencijski sistemi (eng. *Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System*, ANFIS) [25]. U posljednjoj deceniji, veliki broj rješenja se zasniva na kombinovanju hardverskih i softverskih tehnika [26], [27], [28], [29], [30]. Osim toga, jedan broj istraživanja se fokusira na implementaciji poznatih matematičkih modela na FPGA platformama [31], [32].

U okviru ovog master rada je predložen novi koncept linearizacije koji se zasniva na primjeni naponom-kontrolisanog otpornika. Ideja za ovaj pristup proizilazi iz činjenice da se vezivanjem pasivnog otpornika paralelno NTC termistoru postiže linearnost u određenom, relativno uskom temperaturnom opsegu, pri čemu je taj opseg definisan vrijednošću otpornosti

pasivnog otpornika. Na osnovu toga se zaključuje da se dinamičkim podešavanjem otpornosti otpornika paralelno vezanog NTC termistoru može proširiti opseg u okviru kojeg je prenosna karakteristika ovog mjernog sistema linearna.

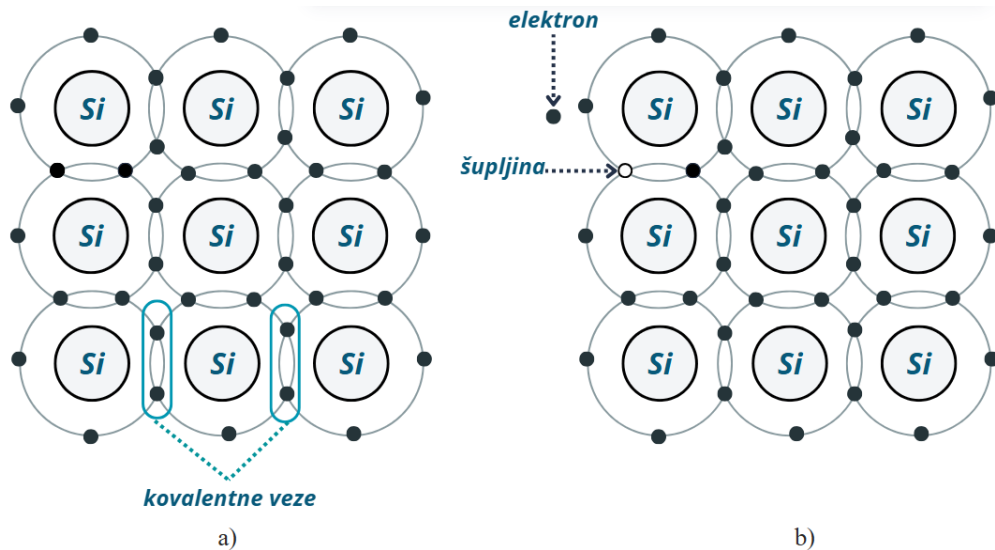
Master rad se sastoji od šest poglavlja, pri čemu uvod predstavlja prvo, a zaključak posljednje poglavlje. U okviru drugog poglavlja je objašnjen princip funkcionisanja NTC termistora, čiji nelinearan karakter prenosne funkcije proizilazi iz fizičko-hemijskih svojstava poluprovodničkih materijala od kojih je izgrađen. Treće poglavlje se odnosi na definisanje pojma linearizacije u kontekstu senzora, pri čemu se polazi od uvođenja linearne funkcije i linearizacije u matematici. U okviru četvrtog poglavlja su predstavljena predložena rješenja za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike kategorisana u tri grupe: digitalna, analogna i kombinovana rješenja. U petom poglavlju je detaljno predstavljen predloženi koncept za linearizaciju prenosne karakteristike NTC termistora. Novi pristup je teorijski razrađen analizom paralelne veze NTC termistora i pasivnog otpornika. Posebno je analiziran predloženi naponom-kontrolisani otpornik i njegova mogućnost primjene za linearizaciju prenosne karakteristike NTC-a paralelnim vezivanjem, kroz matematički model i simulacije uz pomoć softvera za dizajn i verifikaciju rada elektronskih kola *LTspice*-u. Eksperimentalna valorizacija predloženog rješenja je predstavljena u šestom poglavlju. Rad sadrži dodatak u kojem su priložene fotografije prototipa predloženog rješenja i mjernog okruženja.

## **2. PRINCIP RADA NTC TERMISTORA**

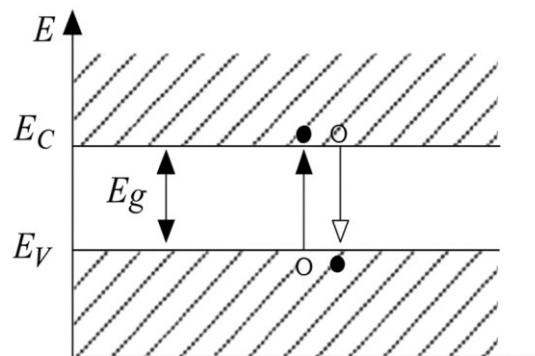
NTC termistori se najčešće prave od poluprovodničkih materijala kao što su oksidi metala poput mangana, nikla, kobalta, gvožđa ili bakra. Osim toga, visokokvalitetni NTC termistori mogu se izrađivati i od monokristalnog ili polikristalnog germanijuma ili silicijuma [3]. Razumijevanje uticaja temperature na poluprovodničke materijale ključno je za shvatanje osnovnog principa rada NTC termistora.

Tipičan predstavnik poluprovodnika je silicijum (Si). Iako silicijum nije standardan materijal za izradu NTC termistora u komercijalnoj proizvodnji, koristi se pri njegovoj izradi u specifičnim primjenama [3]. Osim toga, analiza kristalne rešetke silicijuma omogućava intuitivan prikaz uticaja temperature na strukturu poluprovodnika, kao i na ponašanje nosilaca naelektrisanja. U skladu sa navedenim, principi fizike koji objašnjavaju termičku zavisnost otpornosti NTC termistora su analizirani na primjeru silicijuma.

Kako bi ostvario fizičko-hemijsku stabilnost svaki atom silicijuma kreira četiri kovalentne veze sa susjednim atomima. Na temperaturi apsolutne nule svi elektroni se nalaze unutar kovalentnih veza, tj. nema slobodnih nosilaca naelektrisanja. Kako bi elektron prešao iz valentne zone u provodnu zonu potrebno je da apsorbuje dovoljnu količinu energije koja je veća od energije zabranjene zone. Na temperaturama većim od apsolutne nule, neki elektroni dobijaju dovoljno energije da postanu slobodni nosioci naelektrisanja tj. da pređu iz valentne zone u provodnu zonu, pri čemu preskaču zabranjenu zonu i ostavljaju za sobom šupljinu. Ovaj proces je ilustrativno prikazan na slici 2.1, dok slika 2.2 prikazuje energetske dijagram zone poluprovodničkog materijala.



Slika 2.1: Kristalna struktura silicijuma: a) na temperaturi apsolutne nule, b) na sobnoj temperaturi, [33]



Slika 2.2: Dijagram energetske zone poluprovodnika, [33]

Nastala šupljina može biti popunjena elektronom iz susjedne kovalentne veze koji ostavlja novu šupljinu na svom prethodnom mjestu. Na taj način šupljine se pomjeraju kroz kristalnu rešetku uspostavljajući strujni tok u zatvorenom kolu. Energetska razlika između gornje granice valentne zone ( $E_V$ ) i donje granice provodne zone ( $E_C$ ) definiše energiju zabranjene zone ( $E_g$ ), čija vrijednost zavisi od vrste poluprovodničkog materijala. Za silicijum, ona iznosi  $E_g=1.12$  eV. U praksi, pri izradi NTC termistora, silicijum se dopira, odnosno kroz različite tehnološke procese se u kristalnu strukturu silicijuma unose drugi hemijski elementi. Na ovaj način se smanjuje širina provodne zone  $E_g$  i povećava koncentracija slobodnih nosilaca naelektrisanja na datoj temperaturi.

Specifična provodnost poluprovodnika se može opisati relacijom:

$$\sigma = q(n\mu_n + p\mu_p) \quad (2.1)$$

pri čemu je  $q$  elementarno naelektrisanje,  $n$  koncentracija elektrona u provodnoj zoni,  $p$  koncentracija šupljina u valentnoj zoni,  $\mu_n$  pokretljivost elektrona,  $\mu_p$  pokretljivost šupljina.

Na osnovu izraza (2.1) uočava se da specifična provodnost zavisi od koncentracije slobodnih nosilaca naelektrisanja i njihove pokretljivosti, dok oba ova parametra zavise od temperature. Sa porastom temperature, generiše se veći broj parova elektron-šupljina, tj. koncentracija slobodnih nosilaca naelektrisanja raste uslijed pojačane termičke pobude. Istovremeno, porast temperature dovodi do pojačanih vibracija kristalne rešetke, skraćuje se vrijeme između sudara nosilaca naelektrisanja, sudari su učestaliji, pa je kretanje nosilaca naelektrisanja sporije pri istom intenzitetu električnog polja. Dakle, sa porastom temperature pokretljivost opada i može se modelovati na sljedeći način:  $\mu \sim T^{-m}$ , pri čemu je  $m$  koeficijent u opsegu od 1.6 do 3 [33].

Zavisnost specifične provodnosti poluprovodnika od temperature, može se opisati i polazeći od pojma energije aktivacije koji je prvi put uveo švedski naučnik *Svante Arrhenius* 1889. godine. On je uveo koncept minimalne energije potrebne da bi reakcija mogla da započne - energiju koja „aktivira“ proces. *Arrhenius*-ova jednačina definiše brzinu neke hemijske reakcije u zavisnosti od temperature i energije aktivacije kroz sljedeći izraz:

$$k = A \cdot e^{-\frac{E_a}{k_B T}} \quad (2.2)$$

pri čemu je  $k$  brzina reakcije,  $A$  konstanta,  $E_a$  energija aktivacije,  $T$  apsolutna temperatura,  $k_B$  Boltzmann-ova konstanta.

Ovaj isti zakon se može primijeniti u fizici poluprovodnika da opiše minimalnu toplotnu energiju potrebnu da elektrone pređe iz valentne u provodnu zonu. Vjerovatnoća da se oslobodi

nosilac naelektrisanja uslijed termičke pobude takođe se može opisati *Arrhenius*-ovom jednačinom i to u obliku:

$$P = P_0 \cdot e^{-\frac{E_a}{k_B T}} \quad (2.3)$$

pri čemu je  $P_0$  konstanta (predeksponentni faktor) koja određuje maksimalnu vjerovatnoću procesa pri nepostojanju energetske barijere.

Sa druge strane, specifična provodnost poluprovodnika je direktno proporcionalna broju slobodnih nosilaca naelektrisanja, koji je direktno proporcionalan vjerovatnoći  $P$ . Imajući to u vidu, izraz za specifičnu provodnost se može zapisati u obliku:

$$\sigma = \sigma_0 \cdot e^{-\frac{E_a}{k_B T}} \quad (2.4)$$

pri čemu je  $\sigma_0$  predeksponentni faktor provodnosti (konstanta). Kako je otpornost, obrnuto proporcionalna specifičnoj provodnosti, izraz (2.4) se može zapisati u obliku:

$$R = R_0 \cdot e^{\frac{E_a}{k_B T}} \quad (2.5)$$

Važno je napomenuti da za razliku od klasičnih poluprovodnika, kod kojih je provodljivost određena prelaskom elektrona iz valentne u provodnu zonu, mehanizam provodljivosti u keramičkim materijalima je složeniji i zasniva se na procesu poznatom kao *polaron hopping* [34]. U tom procesu elektroni prelaze između jonskih centara različitih valentnih stanja, pri čemu osnovni zakoni fizike ostaju isti, dok se razlikuje samo fizički mehanizam koji određuje provodnost. Dakle, izraz za otpornost (2.5) zadržava isti oblik, ali njegovo značenje u kontekstu keramičkih materijala je drugačije: energija aktivacije  $E_a$  ne predstavlja energiju potrebnu da elektron pređe iz valentne zone u provodnu zonu, već energiju potrebnu da polaron preskoči sa jednog jonskog mjesta na drugo.

Kada je poznata otpornost NTC termistora na nekoj referentnoj temperaturi  $T_0$ , tada se njegova otpornost u funkciji temperature može opisati primjenom tzv.  $\beta$ -jednačine, koja proizilazi iz analiziranog teorijskog modela i data je relacijom:

$$R_T(T) = R_0 e^{\frac{E_a}{k_B} \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} = R_0 e^{\beta \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (2.6)$$

pri čemu je  $T_0$  referentna temperatura (najčešće 298.15 K),  $R_0$  otpornost na temperaturi  $T_0$ ,  $\beta$  konstanta specifična za različite materijale (specifična temperatura).

Ukoliko vrijednost specifične temperature  $\beta$  nije poznata, potrebno je izvršiti odgovarajuću kalibraciju na osnovu dva poznata para otpornost NTC termistora – temperatura:  $(R_0, T_0)$  i  $(R_1, T_1)$ . Poznavanjem kalibrisanih vrijednosti otpornosti na dvije temperaturne tačke, izraz za specifičnu temperaturu  $\beta$  dobija oblik:

$$\beta = \frac{\ln\left(\frac{R_1}{R_0}\right)}{\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_0}\right)} \quad (2.7)$$

pri čemu su  $T_0$  i  $T_1$  kalibracione temperaturne tačke, a  $R_0$  i  $R_1$  otpornosti na navedenim temperaturama respektivno.

Na osnovu izmjerene vrijednosti otpornosti NTC-a, primjenom, funkcije inverzne prenosnoj funkciji NTC-a opisanoj relacijom (2.5), temperatura se može zapisati u obliku:

$$T = \frac{1}{T_0} + \frac{\ln\left(\frac{R_T}{R_0}\right)}{\beta} \quad (2.8)$$

Često korišćen, a ujedno i precizniji model za opisivanje prenosne funkcije NTC-a u širem temperaturnom opsegu su predstavili *Steinhart* i *Hart*, [35]. Oni su predložili jednačinu za okeanografski opseg temperatura od  $-2$  °C do  $30$  °C, koja se pokazala korisna za mnogo širi opseg. Temperatura u funkciji otpornosti NTC-a, na osnovu *Steinhart-Hart*-ove jednačine (eng. *Steinhart-Hart equation*, SHHE) se može izraziti na sljedeći način:

$$T = [\alpha_0 + \alpha_1 \ln R_T + \alpha_2 (\ln R_T)^2 + \alpha_3 (\ln R_T)^3]^{-1} \quad (2.9)$$

pri čemu su  $\alpha_0$ ,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  i  $\alpha_3$  parametri SHHE. Parametri SHHE se određuju na osnovu poznatih vrijednosti otpornosti NTC termistora na tri temperaturne tačke, rješavanjem sistema jednačina:

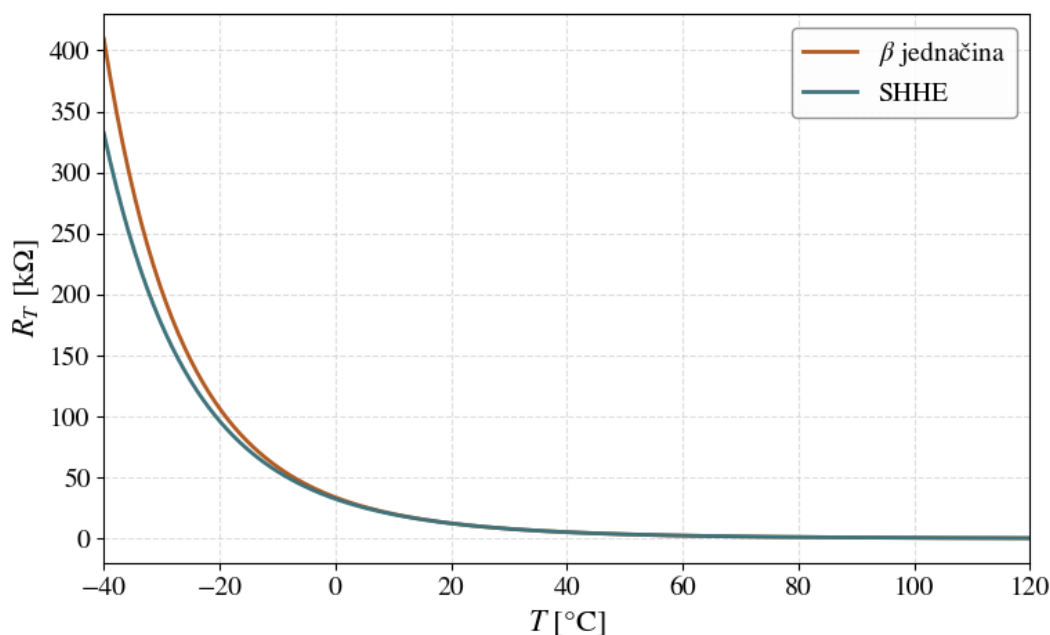
$$\begin{aligned} \frac{1}{T_1} &= \alpha_0 + \alpha_1 \ln R_1 + \alpha_2 (\ln R_1)^2 + \alpha_3 (\ln R_1)^3 \\ \frac{1}{T_2} &= \alpha_0 + \alpha_1 \ln R_2 + \alpha_2 (\ln R_2)^2 + \alpha_3 (\ln R_2)^3 \\ \frac{1}{T_3} &= \alpha_0 + \alpha_1 \ln R_3 + \alpha_2 (\ln R_3)^2 + \alpha_3 (\ln R_3)^3 \end{aligned} \quad (2.10)$$

pri čemu su  $T_1$ ,  $T_2$  i  $T_3$  kalibracione temperaturne tačke, a  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  otpornosti NTC termistora na posmatranim temperaturama, respektivno.

*Steinhart* i *Hart* su pokazali da se eliminisanjem kvadratnog člana izraza (2.9) ne gubi značajno na preciznosti pri određivanju temperature, pa se u literaturi često može naći relacija SHHE zapisana u sljedećem obliku:

$$T = [b_0 + b_1 \ln R_T + b_3 (\ln R_T)^3]^{-1} \quad (2.11)$$

Na slici 2.3 je prikazana prenosna funkcija NTC termistora u temperaturnom opsegu od  $-40$  °C do  $120$  °C, dobijena primjenom  $\beta$ -modela i SHHE modela. Parametri NTC termistora čija je prenosna funkcija predstavljena na grafiku su sljedeći: nominalna otpornost NTC-a  $R_0 = 10$  k $\Omega$  i specifična temperatura  $\beta = 3970$  K. Koeficijenti SHHE kojom se opisuje isti termistor su  $a_0 = -14.6337$ ,  $a_1 = 4791.842$  K,  $a_2 = -115\,334$  K<sup>2</sup>,  $a_3 = -3.730535 \times 10^6$  K<sup>3</sup>.



**Slika 2.3:** Prenosna funkcija NTC termistora dobijena primjenom  $\beta$  jednačine (nominalna otpornost NTC-a  $R_0 = 10$  k $\Omega$  i specifična temperatura  $\beta = 3970$  K) i *Steinhart-Hartove* jednačine ( $a_0 = -14.6337$ ,  $a_1 = 4791.842$  K,  $a_2 = -115\,334$  K<sup>2</sup>,  $a_3 = -3.730535 \times 10^6$  K<sup>3</sup>)

Na osnovu priloženih jednačina i grafika prikazanog na slici 2.3 može se uočiti izražena nelinearnost prenosne funkcije NTC termistora, koja ima eksponencijalan karakter. Kao što je navedeno u uvodnom dijelu rada, kompenzacija ove nelinearnosti u procesu linearizacije prenosne funkcije predstavlja osnovnu temu istraživanja u ovom radu. Shodno tome, sljedeće poglavlje je posvećeno definisanju termina linearizacije.

### 3. TERMIN LINEARIZACIJA

#### LINEARNA FUNKCIJA

Za funkciju  $f$  se može reći da je linearna ukoliko zadovoljava dva osnovna svojstva:

1. Aditivnost

$$f(x + y) = f(x) + f(y) \quad (3.1)$$

2. Homogenost

$$f(c \cdot x) = c \cdot f(x) \quad (3.2)$$

Ova dva uslova definišu strogu matematičku linearnost funkcije.

#### LINEARIZACIJA FUNKCIJE

U matematici se pojam linearizacija odnosi na aproksimaciju neke funkcije linearnom u referentnoj tački ili u određenom opsegu oko nje. Ova aproksimacija proizilazi iz analize *Taylor*-ovog reda, uz pomoć kojeg je moguće funkciju predstaviti beskonačnom sumom polinoma različitih stepena oko referentne tačke  $a$  [36]:

$$f(x) = f(a) + \frac{f'(a)}{1!}(x - a) + \frac{f''(a)}{2!}(x - a)^2 + \dots + \frac{f^{(n)}(a)}{n!}(x - a)^n + R_n(x) \quad (3.3)$$

pri čemu je  $R_n(x)$  mjera odstupanja funkcije  $f(x)$  od *Taylor*-ovog polinoma razvijenog do člana  $n$ . Da bi funkcija (3.3) bila linearna potrebno je da treći član i viši članovi niza budu jednaki nuli:

$$f''(x) = f^{(3)}(x) = \dots = 0 \quad (3.4)$$

Na kraju, linearna aproksimacija funkcije  $f(x)$  oko referentne tačke  $a$  ima oblik:

$$f(x) = f(a) + f'(a)(x - a) \quad (3.5)$$

Ovaj izraz u geometrijskom smislu predstavlja jednačinu tangente na krivu  $f(x)$  u tački  $a$ .

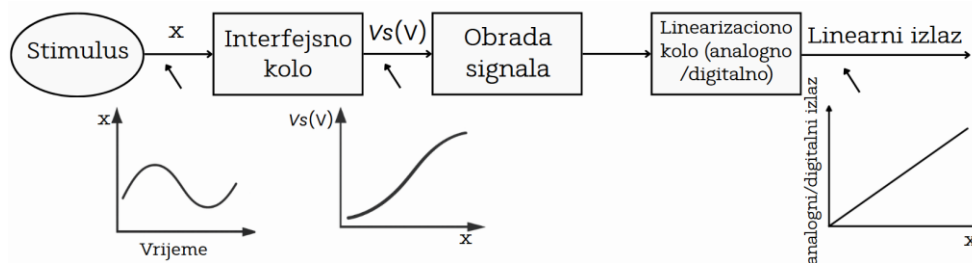
## LINEARNOST SENZORA I LINEARIZACIJA U INŽENJERSKOM KONTEKSTU

Za senzor se može reći da je linearan ako je njegov izlazni signal proporcionalan ulaznoj veličini koja se mjeri. Drugim riječima, pri jednakim promjenama mjenog parametra, dolazi do jednakih promjena izlaza senzora, tj. senzor ima konstantnu osjetljivost. Međutim, u inženjerskom kontekstu je nemoguće postići strogu matematičku linearnost koja je definisana uslovima homogenosti i aditivnosti. U praktičnoj primjeni linearnost senzora predstavlja mjeru odstupanja stvarne izlazne krive od idealne linearne aproksimacije. Ovo odstupanje se najčešće kvantifikuje kroz grešku linearnosti izraženu relativno u odnosu na mjereni opseg i to kroz sljedeću relaciju:

$$E_{Lmax}[\%] = \frac{D_{max}}{FS} \cdot 100 \quad (3.6)$$

pri čemu je  $E_{Lmax}$  [%] maksimalna relativna greška linearnosti izražena u procentima,  $D_{max}$  maksimalna apsolutna greška, i  $FS$  je pun opseg mjerene veličine (eng. *full-scale*)

Linearizacija u kontekstu senzora predstavlja proces kompenzacije nelinearnosti njegove prenosne funkcije kreiranjem mjernih sistema zasnovanih na datom senzoru tako da ukupni odziv sistema zadovoljava unaprijed definisane kriterijume linearnosti. Dakle, u inženjerskom smislu linearizacija predstavlja širi pojam koji ne obuhvata samo aproksimaciju nelinearne prenosne funkcije mjernog sistema linearnom funkcijom, već i dizajniranje hardverskih i softverskih rješenja koja omogućavaju da ta aproksimacija što vjernije prati stvarnu karakteristiku senzora u što širem opsegu ulazne veličine. Blok dijagram koji ilustruje proces linearizacije prenosne funkcije senzora je prikazan na slici 3.1.



Slika 3.1: Blok dijagram procesa linearizacije prenosne funkcije senzora, [37]

#### 4. PREGLED POSTOJEĆIH RJEŠENJA ZA LINEARIZACIJU ODZIVA MJERNIH SISTEMA ZASNOVANIH NA NTC TERMISTORU

Kompenzacija nelinearnog odnosa između otpornosti i temperature NTC termistora se ističe kao ključni korak u unapređenju performansi mjernih sistema zasnovanih na ovom tipu senzora. Zahvaljujući brojnim prednostima koje izdvajaju NTC termistore u odnosu na druge termalne senzore, linearizacija odziva sistema u kojima se oni koriste je decenijama predmet istraživanja. Kao rezultat toga, razvijeni su različiti pristupi za rješavanje ovog problema, koji se zasnivaju na hardverskim, softverskim i kombinovanim tehnikama. Softverske tehnike su po svojoj prirodi isključivo digitalne, dok se hardverske mogu podijeliti na analogne i digitalne u zavisnosti od vrste elektronskih komponenti koje se koriste i načina obrade signala.

Prve metode za linearizaciju su razvijene na bazi pasivnih elektronskih komponenti. Ove tehnike su zasnovane na upotrebi otporničkih mreža različitih konfiguracija kao što su vezivanje otpornika fiksne otpornosti redno ili paralelno NTC termistoru, primjena *Wheatston*-ovog mosta i sl. [7], [8], [9], [10], [11]. Na ovaj način je moguće kompenzovati nelinearnost prenosne funkcije kola, ali u veoma uskom temperaturnom opsegu. Razvoj aktivnih elektronskih komponenti je omogućio primjenu naprednijih hardverskih tehnika za linearizaciju koje se zasnivaju na upotrebi astabilnih multivibratora [12], [13], [14], operacionih pojačavača [15] i logaritamskih pojačavača [16], [17], [18]. Sa druge strane, razvoj VLSI tehnologije (eng. *Very Large Scale Integration*) je omogućio primjenu digitalnih tehnika za linearizaciju kao što su tabele za pretragu (eng. *Lookup Table*, LUT) [19], segmentna linearizacija (eng. *Piecewise Linearization*, PWL) [20], polinomska interpolacija (eng. *polynomial interpolation*, PLI) [21], vještačke neuronske mreže (eng. *artificial neural network*, ANN) [22], [23], [24] i adaptivni neuro-fazični inferencijski sistemi (eng. *Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System*, ANFIS) [25]. U posljednjoj deceniji, veliki broj rješenja se zasniva na kombinovanju hardverskih i softverskih tehnika [26], [27], [28], [29], [30]. Osim toga, jedan broj istraživanja se fokusira na implementaciji poznatih matematičkih modela na FPGA platformama [31], [32].

Odabir odgovarajuće metode za linearizaciju zavisi od specifičnih zahtjeva konkretne primjene i dostupnih hardverskih i softverskih resursa. Iz tog razloga, potrebno je detaljno analizirati pojedinačna rješenja i steći uvide koje su prednosti, a koji nedostaci različitih pristupa. Kroz detaljnu analizu postojećih rješenja se omogućava temeljno razumijevanje postupka linearizacije i različitih pristupa linearizaciji. U okviru ovog poglavlja je dat pregled metoda za linearizaciju odziva mjernih sistema na bazi NTC termistora, koji je zasnovan na naučnim radovima koji su objavljeni u posljednje dvije decenije. Na ovaj način se stiče uvid u principe različitih tehnika za linearizaciju i omogućava se njihova komparativna analiza kojom se zaokružuje ovo poglavlje.

#### 4.1 PRIMJENA TERMISTORSKIH JEDNAČINA I TEHNIKA ZA KALIBRACIJU U KONTEKSTU METODA ZA LINEARIZACIJU

Matematički modeli koji precizno opisuju prenosnu karakteristiku NTC termistora predstavljaju polazište za razvoj odgovarajućih tehnika linearizacije i njihovu implementaciju na digitalnim uređajima. U tom kontekstu, u procesu linearizacije se teži postizanju što manje greške linearnosti prenosne karakteristike mjernog sistema u definisanom temperaturnom opsegu.

U literaturi je predloženo više matematičkih modela koji opisuju odnos između otpornosti i temperature NTC termistora. Najčešće korišćeni među njima su prikazani u tabeli 4.1.

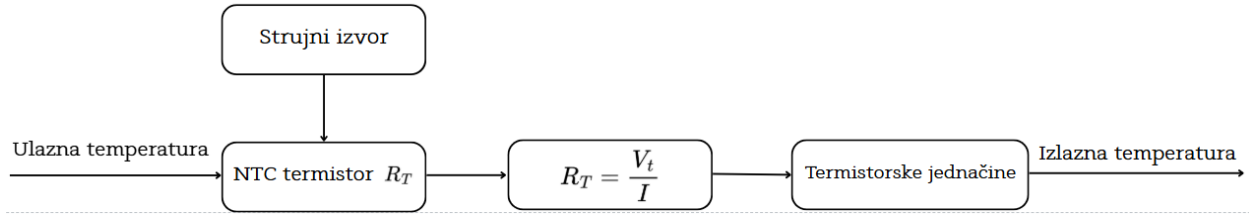
**Tabela 4.1:** Pregled jednačina koje se koriste za opisivanje prenosne karakteristike NTC termistora

| Model                   | Matematički izraz   |
|-------------------------|---|
| $\beta$ model           | $R_T(T) = R_0 e^{\beta(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0})}$                             |
| Steinhart–Hart-ov model | $\frac{1}{T} = A + B \ln(R_T) + C (\ln(R_T))^3$                                   |
| Hoge 1                  | $\frac{1}{T} = A + B \ln(R_T) + C (\ln(R_T))^2$                                   |
| Hoge 2                  | $\frac{1}{T} = A + B \ln(R_T) + C (\ln(R_T))^2 + D (\ln(R_T))^3$                  |
| Hoge 3                  | $\frac{1}{T} = A + B \ln(R_T) + C (\ln(R_T))^2 + D (\ln(R_T))^3 + E (\ln(R_T))^4$ |
| Hoge 4                  | $\frac{1}{T} = A + B \ln(R_T) + C (\ln(R_T))^2 + \frac{D}{\ln(R_T)}$              |
| Hoge 5                  | $\ln(R_T) = A + \frac{B}{T}$  |

gdje su  $R_T(T)$  otpornost termistora,  $T$  apsolutna temperatura,  $R_0$  otpornost NTC termistora na referentnoj temperaturi  $T_0$ ,  $T_0$  referentna temperatura,  $\beta$  temperaturni koeficijent,  $A$ ,  $B$ ,  $C$  koeficijenti Steinhart–Hart-ove i Hoge-ovih jednačina [38].

Upotreba FPGA platformi u oblasti linearizacije odziva mjernih sistema je dobilo na značaju tokom posljednje decenije, zahvaljujući njihovoj sve većoj dostupnosti, fleksibilnosti, i sposobnosti za obradu podataka u realnom vremenu. Autori *K. P. S. Rana, Vineet Kumar, A. Kumar Dagar, Ankit Chandel* i *Akshay Kataria* su u svom radu predstavili implementaciju SHHE na FPGA [31], dok su autori *Jaya Srivastava, K. P. S. Rana* i *Vineet Kumar* realizovali implementaciju Hoge jednačina, na istoj platformi [32].

Pristup implementaciji SHEE i Hoge jednačina na FPGA predstavljen u oba rada slijedi istu šemu čiji je blok dijagram prikazan na slici 4.1.



Slika 4.1: Blok dijagram šeme za implementaciju termistorskih jednačina na FPGA, [31]

Kroz NTC termistor  $R_T$  se propušta struja  $I$  koju generiše strujni izvor. Spoljašnja temperatura izaziva promjenu otpornosti, koja se manifestuje kao promjena napona u električnom kolu. Taj napon  $V_t$  se prosleđuje analogno-digitalnom konvertoru, gdje se prevodi u digitalnu vrijednost pogodnu za obradu na FPGA platformi. Na osnovu poznate struje koja protiče kroz termistor i izmjenog napona  $V_t$  se računa trenutna otpornost NTC termistora. Primjenom odgovarajućeg matematičkog modela, na osnovu trenutne otpornosti NTC-a, određuje se temperatura koja predstavlja izlaz sistema.

Za proračun temperature na osnovu poznate otpornosti termistora, primjenom SHHE i Hoge jednačina, koriste se logaritamske funkcije. Međutim, direktna implementacija logaritamske funkcije u okviru FPGA platforme je moguća samo za ulazne vrijednosti koje se nalaze u opsegu od  $1/e$  do 1. Iz tog razloga, potrebno je izvršiti normalizaciju otpornosti termistora, kako bi se ove vrijednosti prilagodile ograničenjima domena logaritamske funkcije. U tom cilju se primjenjuje relacija za izračunavanje normalizovane otpornosti  $R_{T-norm}$  koja ima oblik:

$$R_{T-norm} = \left[ \left( \frac{R_T - R_{min}}{R_{max} - R_{min}} \right) \left( \frac{e - 1}{e} \right) + \frac{1}{e} \right] \quad (4.1)$$

pri čemu  $R_{min}$  i  $R_{max}$  predstavljaju otpornosti termistora na minimalnoj i maksimalnoj temperaturi u odgovarajućem temperaturnom opsegu.

Normalizovana otpornost  $R_{T-norm}$  nije u direktno-proporcionalnoj vezi sa stvarnom otpornošću  $R_T$  zbog konstante  $1/e$ , relacija (4.1). Iz tog razloga se originalna vrijednost  $\ln(R_T)$  ne može direktno rekonstruisati iz normalizovane otpornosti. U cilju eliminisanja konstantnog člana  $1/e$  opseg otpornosti se dijeli na segmente tako da je odnos između maksimalne i minimalne otpornosti u okviru svakog segmenta jednak prirodnom broju  $e$ .

$$\left( \frac{R_{s,min}}{R_{s,max}} \right) = \frac{1}{e} \quad (4.2)$$

gdje  $R_{smin}$  i  $R_{smax}$  predstavljaju minimalnu i maksimalnu otpornost u okviru jednog logaritamskog segmenta. Dakle, segmenti su definisani na sljedeći način:

$$(R_{\min}, eR_{\min}), (eR_{\min}, e^2R_{\min}), \dots, (e^{n-1}R_{\min}, e^nR_{\min}) \quad (4.3)$$

gdje  $n$  predstavlja broj logaritamskih sekcija . Sada se normalizovana otpornost može opisati izrazom:

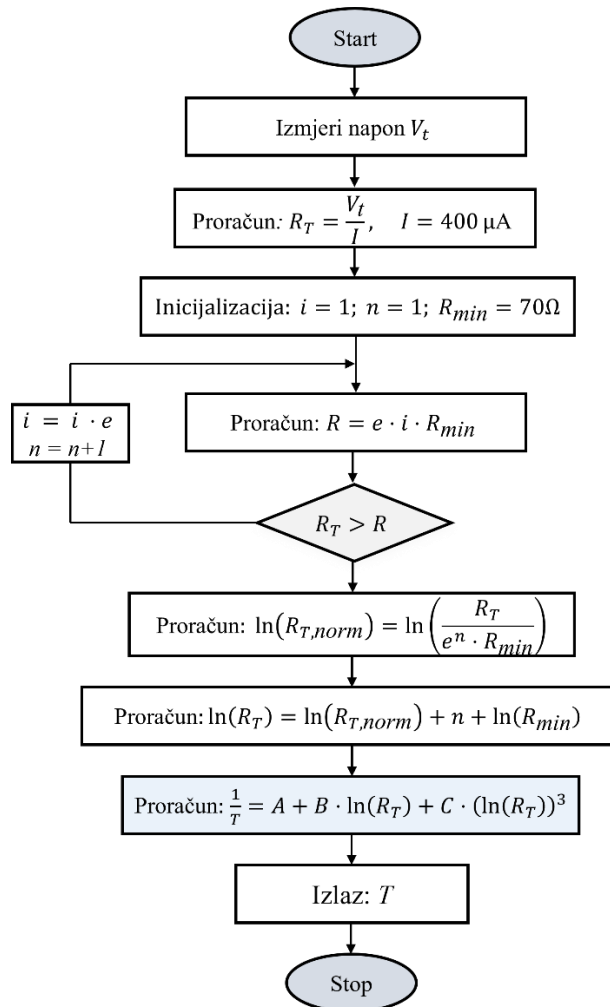
$$R_{T\text{-norm}} = \frac{R_T}{e^n \cdot R_{\min}} \quad (4.4)$$

Originalnu otpornost je moguće vratiti primjenom izraza:

$$\ln(R_T) = \ln(R_{T\text{-norm}}) + n + \ln(R_{\min}) \quad (4.5)$$

Na kraju, potrebno je primijeniti odgovarajuću termistorsku jednačinu za proračun temperature.

Dijagram 4.2 prikazuje tok algoritma koji predstavlja način implementacije termistorskih jednačina na FPGA platformi, na primjeru implementacije SHHE.



Slika 4.2: Dijagram procesa implementacije SHHE na FPGA platformi, [31]

SHHE i *Hoge* jednačine su implementirane na istoj FPGA platformi – *National Instruments* PXI-7833R, koristeći *LabVIEW* FPGA modul i *Xilinx* kompajler.

Eksperimentalna verifikacija implementacije SHHE na FPGA je sprovedena u temperaturnom opsegu od -20 °C do 120 °C. Kao referentni senzor je korišćen *Platinum Resistance Thermometer* (PRT), dok je temperaturni izvor obezbijeđen upotrebom suve kupke (*dry-well calibrator*) M/S Fluke. Kroz eksperimentalne rezultate je pokazano da maksimalna nelinearnost odziva iznosi ±0.11 % dok maksimalna greška sistema i RMSE (eng. *Root Mean Square Error*) dostižu 0.15 °C i 0.095 °C, respektivno. Sa aspekta zahtijevanih hardverskih resursa, zauzeto je 2046 elementarnih jedinica, što predstavlja oko 14 % ukupnih resursa uređaja.

Sa druge strane, praktična implementacija *Hoge* jednačina je sprovedena generisanjem simuliranih ulaznih otpornosti i poređenjem rezultata sa referentnim temperaturama dobijenim na osnovu SHHE. U tabeli 4.2 su prikazane vrijednosti RMSE, srednje apsolutno odstupanje (eng. *Mean Absolute Deviation*, MAD) i maksimalna greška linearnosti različitih *Hoge* jednačina, kao i broj zauzetih *slice* jedinica u hardveru.

**Tabela 4.2:** Metrike za procjenu performansi *Hoge* jednačina, [32]

| Model         | RMSE (°C) | MAD (°C)  | Maksimalna nelinearnost (%) | Broj elementarnih jedinica |
|---------------|-----------|-----------|-----------------------------|----------------------------|
| <i>Hoge 1</i> | 1.899E-02 | 3.651E-05 | 2.417E-03                   | 2035                       |
| <i>Hoge 2</i> | 5.015E-11 | 1.845E-13 | 2.028E-13                   | 2318                       |
| <i>Hoge 3</i> | 3.064E-09 | 1.126E-11 | 1.087E-11                   | 2465                       |
| <i>Hoge 4</i> | 3.660E-03 | 7.103E-06 | 5.625E-04                   | 2264                       |
| <i>Hoge 5</i> | 3.206E-01 | 6.392E-04 | 2.877E-02                   | 1925                       |

Autor *Xiao Deng* i njegovi saradnici su predstavili matematički model za opisivanje prenosne karakteristike NTC termistora u niskim temperaturnim opsezima, zasnovan na primjeni RRC (eng. *Resistance Residual Compensation*) metode [39]. Princip ove metode se zasniva na uvođenju korekcionog člana u okviru standardne empirijske jednačine koja se može zapisati u obliku:

$$T = \frac{B}{\ln(R_T) - A} \quad (4.6)$$

gdje su *A* i *B* konstante dobijene empirijskim putem. Autori su razliku između izmjerene i izrazom (4.6) predviđene otpornosti  $R_T$  definisali kao rezidualna otpornosti *r*. Uzimajući u obzir rezidualnu otpornost, precizniji izraz za računanje temperature ima oblik:

$$T = \frac{B}{\ln(R_T - r) - A} \quad (4.7)$$

Otpornost  $r$  se modeluje primjenom polinoma drugog stepena:

$$r = a + bR_T + cR_T^2 \quad (4.8)$$

Koeficijenti  $a$ ,  $b$  i  $c$  se određuju primjenom metode najmanjih kvadrata na osnovu eksperimentalno izmjerenih parova otpornosti  $R_T$  i  $r$ .

Konačno, krajnji izraz za proračun temperature, koji uključuje korekcionni član, ima sljedeći oblik:

$$T = \frac{B}{\ln[R_T - (a + bR_T + cR_T^2)] - A} \quad (4.9)$$

Eksperimentalna verifikacija predložene kalibracione metode je sprovedena u temperaturnom opsegu od  $-50$  °C do  $+20$  °C, korišćenjem nisko-temperaturnog termostata proizvođača BILON-W-506S. Pokazano je da primjenom standardne empirijske formule rezidualna greška iznosi do 0.76 K pri najnižim temperaturama, dok je primjenom RRC greška smanjena na  $\pm 0.10$  K. Dodatno, vrijednosti prosječne apsolutne greške i sume kvadrata rezidualnih grešaka (eng. *Sum of Squared Errors*, SSE) iznose 0.039 K i 0.037 K<sup>2</sup>, respektivno.

## 4.2 DIGITALNE TEHNIKE ZA LINEARIZACIJU ODZIVA MJERNIH SISTEMA SA NTC TERMISTORIMA

Digitalne tehnike za linearizaciju predstavljene u ovom potpoglavlju se zasnivaju na implementaciji matematičkih i numeričkih algoritama na digitalnim uređajima, poput mikrokontrolera i FPGA platformi. U ovom dijelu rada je dat pregled različitih digitalnih tehnika za linearizaciju, uključujući: tabele za pretragu (engl. *Lookup Table*, LUT), segmentnu linearizaciju (eng. *Piecewise Linearization*, PWL), polinomsku interpolaciju (engl. *Polynomial Interpolation*, PLI), vještačke neuronske mreže (engl. *Artificial Neural Network*, ANN) i adaptivni neuro-fazični inferencijski sistem (engl. *Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System*, ANFIS). Autori *K. P. S. Rana*, *V. Kumar* i *A. Batra* su implementirali navedene tehnike na FPGA platformi, omogućivši pouzdano poređenje njihovih performansi i zahtijevanih hardverskih resursa [40].

LUT tehnike za linearizaciju se zasnivaju na kreiranju unaprijed definisane tabele koju čine parovi vrijednosti temperature i odgovarajuće otpornosti. Tabela se implementira u memorijskom bloku i najčešće se kreira na osnovu mjerenja otpornosti na svakoj temperaturi, primjenom SHHE ili kombinovanjem ova dva pristupa. Prilikom kreiranja tabele, na samom početku se biraju ravnomjerno raspoređene otpornosti unutar opsega između otpornosti na minimalnoj temperaturi

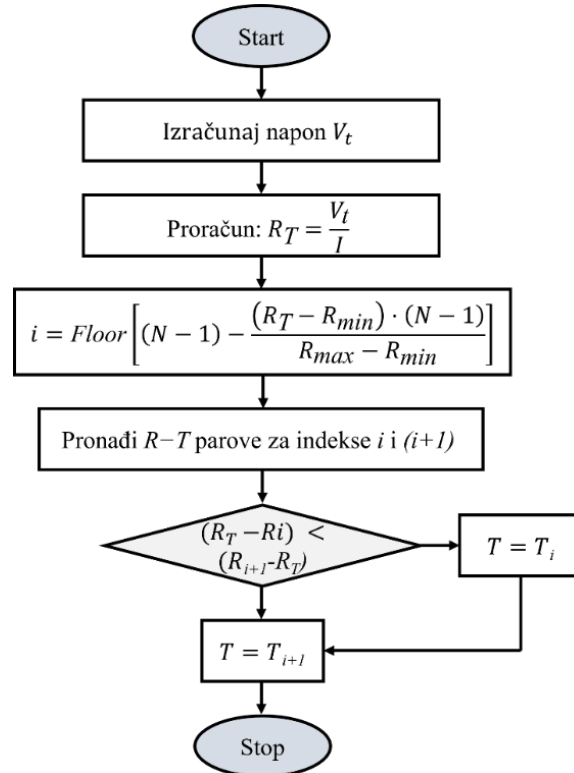
i otpornosti na maksimalnoj temperaturi u definisanom temperaturnom opsegu. Otpornosti koje se unose u LUT se dobijaju na osnovu izraza:

$$R_i = R_{max} - \left( \frac{R_{max} - R_{min}}{N - 1} \right) i \quad (4.10)$$

pri čemu je  $i=1, 2, 3 \dots N-1$ , gdje  $i$  predstavlja redni broj segmenta, a  $N$  željeni broj članova LUT tabele. Za svaku otpornost  $R_i$  se računa odgovarajuća temperatura  $T_i$ , te se tako dobija niz parova otpornost-temperatura koji se skladišti u tabeli. Kako bi se, na osnovu izmjerene otpornosti  $R_T$ , pristupilo odgovarajućoj temperaturi iz tabele, traži se indeks reda u tabeli u kojem se nalazi najbliža otpornost manja od otpornosti  $R_T$ , primjenom izraza:

$$i = \text{Floor} \left[ (N - 1) - \frac{(R_T - R_{min}) \cdot (N - 1)}{R_{max} - R_{min}} \right] \quad (4.11)$$

Ovaj izraz se koristi za slučaj kada su otpornosti smještene u opadajućem nizu u tabeli. Kako otpornost koja je najbliža  $R_T$  može biti i manja i veća od otpornosti pod indeksom  $i$ , upoređuje se razlika između otpornosti  $R_T$  i  $R_i$  sa razlikom između otpornosti  $R_T$  i  $R_{i+1}$ . U zavisnosti od toga koja je razlika manja, kao vrijednost temperature se očitava  $T_i$  ili  $T_{i+1}$ . Dijagram procesa implementacije tehnike za linearizaciju zasnovane na LUT je prikazan na slici 4.3.



Slika 4.3: Dijagram procesa implementacije tehnike za linearizaciju zasnovane na LUT, [40]

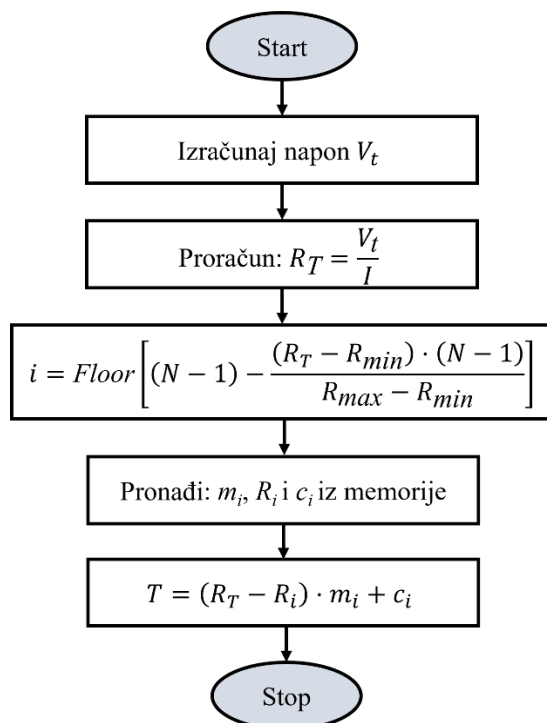
Slično kao i kod klasične LUT metode, za primjenu PWL tehnike se formira tabela sa unaprijed izračunatim parovima otpornost–temperatura. Na osnovu izmjerene otpornosti  $R_T$ , identifikuje se indeks  $i$  pod kojim se u tabeli nalazi prva manja otpornost od  $R_T$ , na isti način kao u prethodno opisanoj metodi. Temperatura koja najbolje odgovara izmjerenoj otpornosti  $R_T$  se računa primjenom linearne interpolacije između dvije susjedne tačke u tabeli, odnosno primjenom relacije:

$$T = m_i \cdot (R_T - R_i) + c_i \quad (4.12)$$

Koeficijenti  $m_i$  i  $c_i$  linearne aproksimacije se računaju pomoću izraza:

$$m_i = \frac{T_{i+1} - T_i}{R_{i+1} - R_i}, \quad c_i = T_i \quad (4.13)$$

Dijagram procesa implementacije segmentne linearizacije je prikazan na slici 4.4,



Slika 4.4: Dijagram procesa implementacije PWL tehnike za linearizaciju [40]

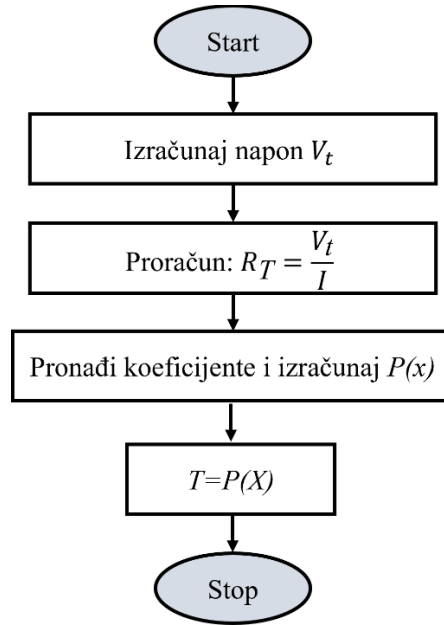
Primjenom polinomske interpolacije, prenosna funkcija NTC termistora se može aproksimirati polinomom višeg stepena. Temperatura termistora se tada može napisati u obliku:

$$T = a_0 + a_1R_T + a_2R_T^2 + a_3R_T^3 + a_4R_T^4 + \dots + a_nR_T^n \quad (4.14)$$

pri čemu  $a_0, a_1, \dots, a_n$  predstavljaju koeficijente interpolacionog polinoma. Optimalne vrijednosti koeficijenata se biraju tako da minimizuju sumu kvadrata odstupanja između polinomom predviđene i stvarne temperature:

$$SSE = \sum_{i=1}^N \left( T_i - (a_0 + a_1R_i + a_2R_i^2 + \dots + a_nR_i^n) \right)^2 \quad (4.15)$$

Vrijednosti  $T_i$  i  $R_i$  se određuju na osnovu tabele poznatih parova otpornost-temperatura.



Slika 4.5: Dijagram procesa implementacije polinomske interpolacije, [40]

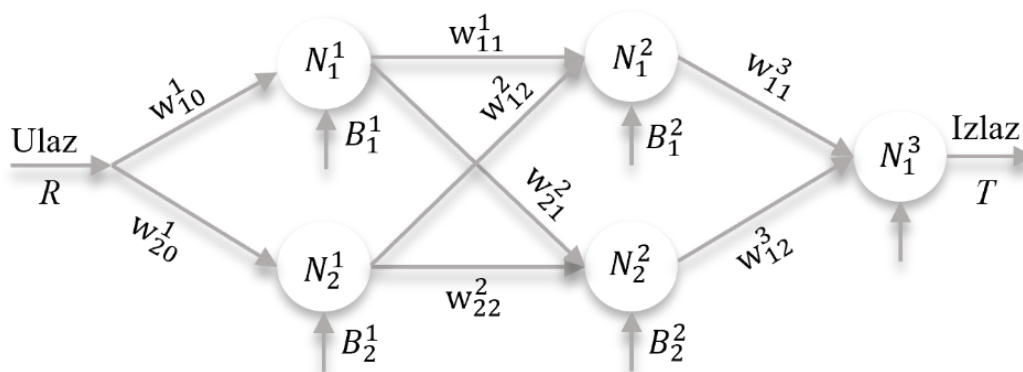
Vještačke neuronske mreže su računarski modeli koji omogućavaju sistemima da na osnovu ulaznih podataka, uče da prepoznaju obrasce i donose odluke i predviđanja – bez potrebe za eksplicitnim programiranjem. Učenje u neuronskim mrežama se odnosi na proces numeričke optimizacije tokom koje se podešavaju parametri mreže, s ciljem minimizacije metrike kojom se procjenjuje greška između predviđenog i očekivanog izlaza mreže.

U kontekstu NTC termistora, primjenom ANN, parametri sistema se prilagođavaju tako da se omogući što preciznija konverzija otpornosti u odgovarajuću temperaturu. Ulazni podaci mreže koji se koriste za obuku sistema su izmjereni parovi otpornost-temperatura NTC termistora.

Primjena ANN za linearizaciju odziva mjernih sistema na bazi NTC termistora obuhvata sljedeće korake:

- Prikupljanje podataka - mjerenje parova temperatura-otpornost
- Obrada podataka - normalizacija ulaza, podjela podataka na setove za treniranje mreže, validaciju i testiranje
- Definisane arhitekture mreže – određivanje broja slojeva mreže, broja neurona, odabir aktivacione funkcije
- Definisane funkcije greške
- Odabir optimizacionog algoritma za minimizaciju funkcije greške
- Treniranje mreže
- Evaluacija modela – testiranje performansi modela na validacionom i testnom setu podataka
- Analiza i interpretacija rezultata
- Implementacija modela u sistem

Arhitektura ANN koja je predstavljena u radu [40] je prikazana na slici 4.6.



Slika 4.6: Arhitektura ANN šeme, [40]

Strukturu predložene mreže čine tri sloja:

- Ulazni sloj: 1 neuron (normalizovana otpornost  $R$ )
- Dva skrivena sloja: po 2 neurona
- Izlazni sloj: 1 neuron (temperatura  $T$ )

Prvi skriveni sloj se sastoji od neurona  $N_1^1$  i  $N_2^1$ , koji kao ulaz primaju normalizovanu otpornost. Ta vrijednost se množi sa odgovarajućim težinskim koeficijentima  $w_{10}^1$  i  $w_{20}^1$ , nakon čega se dodaju koeficijenti  $B_1^1$  i  $B_2^1$ . Na tako dobijene vrijednosti primjenjuje se aktivaciona funkcija, čime se formiraju izlazi neurona prvog sloja koji predstavljaju ulaze za neurone u drugom skrivenom sloju. Drugi skriveni sloj čine neuroni  $N_1^2$  i  $N_2^2$  koji obrađuju informacije iz prvog sloja pomoću parametara mreže:  $w_{11}^1$ ,  $w_{21}^1$ ,  $w_{12}^2$ ,  $w_{22}^2$ ,  $B_1^2$  i  $B_2^2$ . Konačno, izlazni neuron  $N_1^3$  prima izlazne signale iz oba neurona drugog skrivenog sloja, koje množi težinskim koeficijentima  $w_{11}^3$ ,  $w_{12}^3$ , i dodaje koeficijent  $B_1^3$ , čime se nakon primjene aktivacione funkcije formira krajnji izlaz mreže – predikcija temperature.

Aktivaciona funkcija uvodi nelinearnost u model, što omogućava mreži da uči kompleksne obrasce iz podataka. U ovom modelu se koristi log-sigmoidna aktivaciona funkcija definisana izrazom:

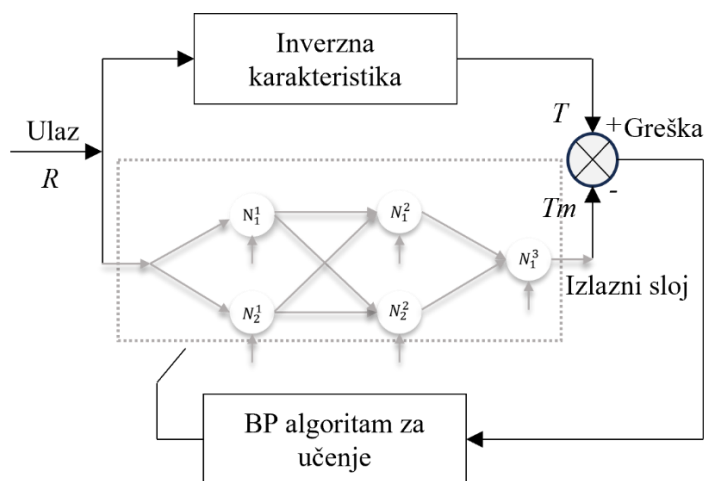
$$\text{logsig}(z) = \frac{1}{1 + e^{-z}} \quad (4.16)$$

Izlaz svakog neurona se može matematički zapisati u obliku:

$$y = \text{logsig}(w_{ij}^n \cdot x + B_i^n) \quad (4.17)$$

gdje  $n$  označava broj sloja kojem neuron pripada,  $w_{ij}^n$  predstavlja težinski koeficijent veze između  $j$ -tog neurona iz prethodnog sloja i  $i$ -tog neurona u narednom sloju,  $B_i^n$  označava koeficijent ofseta za  $i$ -ti neuron u  $n$ -tom sloju.

Blok dijagram koji prikazuje proces obuke mreže je dat na slici 4.7.

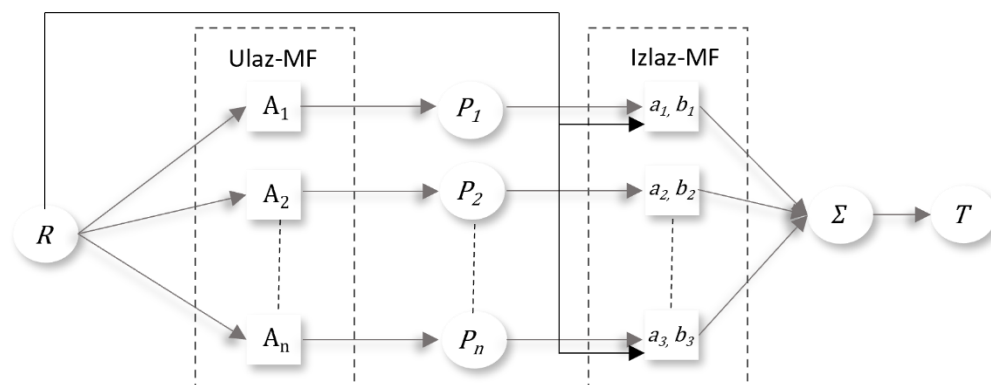


Slika 4.7: Treniranje AN mreže korišćenjem BP algoritma, [40]

Kao funkcija greške se primjenjuje MSE, koja kvantifikuje razliku između izlaza mreže i stvarne (očekivane) temperature. Parametri sistema se iterativno prilagođavaju dok funkcija greške ne dostigne unaprijed definisani prag. Ovo se postiže primjenom BP (eng. *backpropagation*) algoritma.

ANFIS predstavlja hibridni računarski model koji kombinuje osobine ANN i *fuzzy* logike. *Fuzzy* logika omogućava da se ulazne vrijednosti transformišu u *fuzzy* vrijednosti primjenom funkcija pripadnosti. ANN se koristi za prilagođavanje parametara *fuzzy* sistema. U okviru rada je implementiran *Takagi–Sugeno–Kang* (TSK) model prvog reda sa pet slojeva.

Arhitektura ANFIS mreže je prikazana na slici 4.8.



Slika 4.8: Arhitektura ANFIS mreže, [40]

Normalizovana otpornost termistora  $R$  predstavlja ulazni parametar ANFIS mreže koji se prosljeđuje ka funkcijama članstva (eng. *Membership Functions*, MF) koje se nalaze u okviru prvog sloja, označenog kao Ulaz–MF. Svaka od funkcija članstva  $A_1, A_2, \dots, A_n$  predstavlja jedan *fuzzy* skup i ima zadatak da izračuna stepen pripadnosti ulazne vrijednosti  $R$  tom *fuzzy* skupu. U tom cilju se koristi unaprijed definisana trijangularna funkcija članstva, koja ulaznoj otpornosti dodjeljuje stepen pripadnosti u intervalu  $[0,1]$  na osnovu izraza [25] :

$$\mu_i(x) = \begin{cases} 0 & \text{kada je } x \leq L_i \text{ ili } x \geq R_i \\ (x - L_i)/(C_i - L_i) & \text{kada je } L_i < x \leq C_i \\ (R_i - x)/(R_i - C_i) & \text{kada je } C_i < x < R_i \end{cases} \quad (4.18)$$

$L_i, C_i$  i  $R_i$  predstavljaju parametre funkcija članstva koji definišu lijevu granicu, centralnu vrijednost i desnu granicu trijangularne funkcije članstva. Ovi parametri se iterativno podešavaju u procesu obuke ANFIS modela, primjenom gradijentnog spusta u povratnoj putanji. Dobijeni stepeni pripadnosti  $\mu_i(x)$  za svaku funkciju članstva se dalje prosljeđuju u drugi sloj ANFIS

arhitekture, gdje se vrši izračunavanje snage aktivacije *fuzzy* pravila. U slučaju kao što je ovaj, kada sistem ima jednu ulaznu promjenjivu, tada je snaga aktivacije svakog pravila, označenog kao  $P_1, P_2, \dots, P_n$ , jednaka vrijednosti funkcije članstva. U trećem sloju se vrši normalizacija snage svakog pravila. Na taj način svako pravilo utiče na izlaz u skladu sa relativnim doprinosom. U četvrtom sloju se svako pravilo povezuje sa odgovarajućom izlaznom funkcijom oblika:

$$y_i = a_i \cdot R_T + b_i \quad (4.19)$$

gdje se linearni parametri  $a_i$  i  $b_i$  ažuriraju primjenom metode najmanjih kvadrata korišćenjem FP (eng. *forward propagation*) algoritma.

Finalni izlazni signal sistema (procjena temperature) se dobija primjenom izraza:

$$T = \frac{\sum \mu_i y_i}{\sum \mu_i} \quad (4.20)$$

Eksperimentalna verifikacija navedenih digitalnih tehnika za linearizaciju je sprovedena u temperaturnom opsegu od  $-20$  °C do  $+100$  °C. Korišćenjen je *Dry-Well* kalibrator modela Fluke 9142 i PRT kao referentni senzor. Napon sa termistora je mjereno pomoću 16-bitnog ADC-a (eng. *Anlog-to-Digital Converter*). FPGA je podešen na osnovnu frekvenciju od 40 MHz.

U cilju objektivnog poređenja zahtijevanih FPGA resursa različitih tehnika, odgovarajući parametri su podešavani tako da MSE iznosi približno  $2 \times 10^{-6}$  za svaku metodu. U tabeli 4.3 su prikazani odgovarajući parametri svake tehnike.

**Tabela 4.3:** Optimalne vrijednosti *trade-off* parametara različitih digitalnih tehnika, [40]

| Tehnika | Parametar                       | Optimalna vrijednost      |
|---------|---------------------------------|---------------------------|
| LUT     | Dimenzije LUT tabele            | 186 elemenata             |
| PWL     | Broj sekcija                    | 65 sekcija                |
| PLI     | Stepen polinoma                 | 12. stepen                |
| ANN     | Broj neurona po skrivenom sloju | 2 neurona                 |
| ANFIS   | Broj funkcija pripadnosti       | 11 triangularnih funkcija |

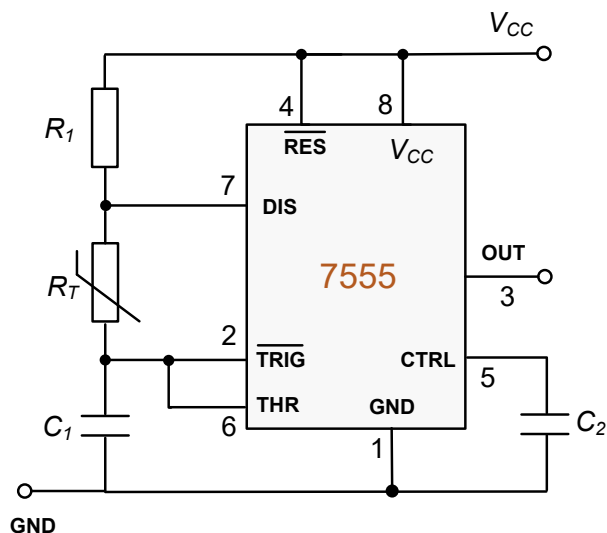
U tabeli 4.4 je dat prikaz iskorišćenih hardverskih resursa implementacijom različitih metoda na FPGA platformi.

**Tabela 4.4:** Prikaz iskorišćenih hardverskih resursa pri implementaciji različitih digitalnih metoda na FPGA platformi

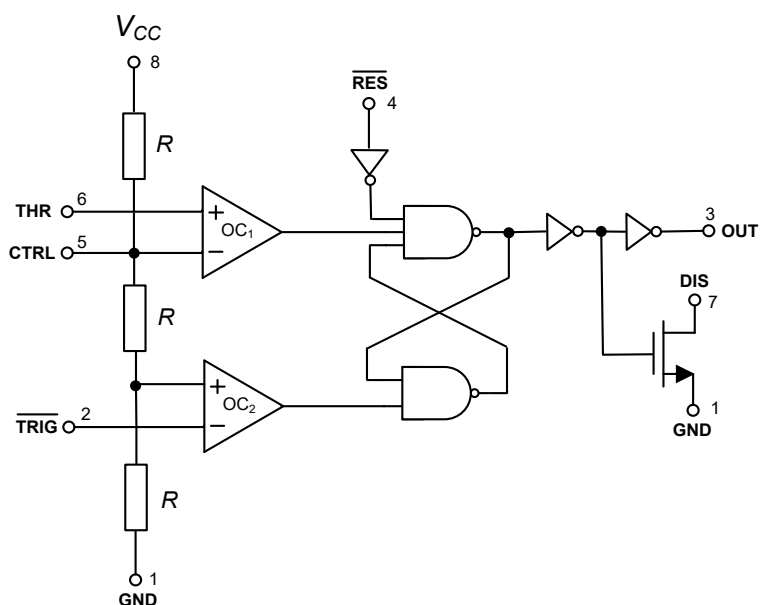
| Metoda | Slice Flip-Flop (%) | 4-Input LUTs (%) | Množači (18x18) (%) | Slices (%) |
|--------|---------------------|------------------|---------------------|------------|
| LUT    | 3%                  | 5%               | 6%                  | 7%         |
| PWL    | 5%                  | 5%               | 11%                 | 9%         |
| PLI    | 7%                  | 11%              | 29%                 | 16%        |
| ANN    | 12%                 | 26%              | 97%                 | 36%        |
| ANFIS  | 22%                 | 38%              | 73%                 | 56%        |

### 4.3 HARDVERSKE I KOMBINOVANE TEHNIKE ZA LINEARIZACIJU ODZIVA MJERNIH SISTEMA NA BAZI NTC TERMISTORA

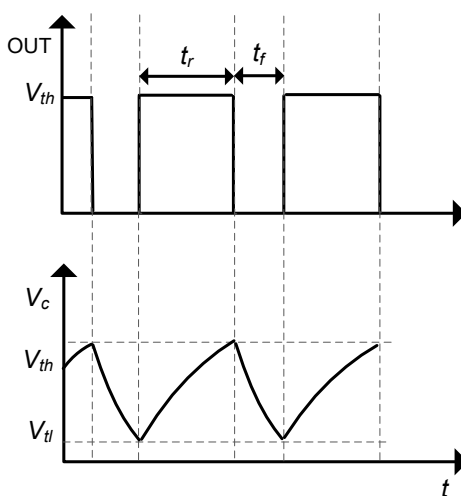
U velikom broju predloženih hardverskih rješenja za linearizaciju, izlazni signal senzorskog sistema predstavlja frekvencija koja sadrži informaciju o temperaturi. Autori *Zvezdita P. Nenova i Toshko G. Nenov* su predstavili jedno takvo rješenje u kojem temperaturno zavisne oscilacije generiše astabilni multivibrator, koji je realizovan pomoću 7555 tajmera [41]. Blok šema predloženog rješenja, funkcionalni blok tajmera 7555 i vremenski dijagrami karakterističnih napona su prikazani na slikama 4.9, 4.10 i 4.11, respektivno.



**Slika 4.9:** Blok šema predloženog kola za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora upotrebom astabilnog multivibratora, [41]



Slika 4.10: Funkcionalni blok 7555 tajmera, [42]



Slika 4.11: Vremenski dijagrami karakterističnih napona astabilnog multivibratora

Tajmer 7555 u astabilnom režimu rada generiše povorku pravougaonih impulsa koji osciluju između niskog i visokog logičkog stanja. Oscilacije nastaju usljed naizmjeničnog punjenja kondenzatora  $C_1$  kroz otpornike  $R_1$  i  $R_T$ , i njegovog pražnjenja kroz otpornik  $R_T$ . Napon na kondenzatoru tokom faze punjenja sa mijenja u skladu sa relacijom:

$$V_C(t) = V_{CC} + (V_{tl} - V_{CC})e^{-t/(R_1+R_T)C_1} \quad (4.21)$$

Vrijeme punjenja kondenzatora, odnosno vrijeme za koje napon na kondenzatoru poraste od vrijednosti donjeg praga komparatora  $V_{tl} = \frac{1}{3}V_{CC}$  na vrijednost gornjeg praga  $V_{th} = \frac{2}{3}V_{CC}$  iznosi:

$$t_r = (R_1 + R_T)C_1 \ln 2 \quad (4.22)$$

Kada napon na kondenzatoru dostigne vrijednost  $V_{th}$ , kondenzator počinje da se prazni u skladu sa izrazom:

$$V_C = \frac{2}{3}V_{CC}e^{-\frac{t}{C_1R_T}} \quad (4.23)$$

Na sličan način se dobija izraz za vrijeme pražnjenja kondenzatora:

$$t_f = R_T C_1 \ln 2 \quad (4.24)$$

Konačno, frekvencija oscilacija koja predstavlja izlazni signal tajmera iznosi:

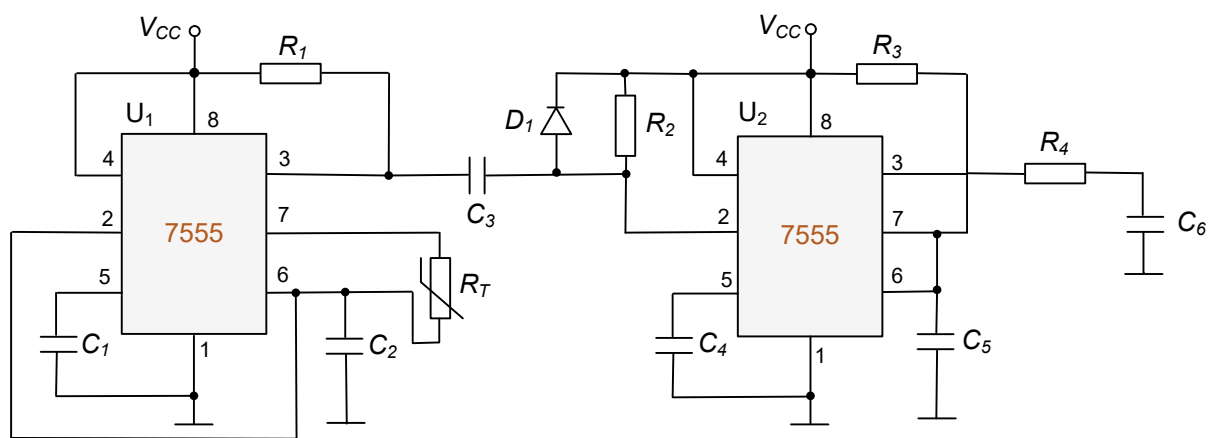
$$f = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_T)C_1} = \frac{1.44}{\left(R_1 + 2R_{T25}e^{\beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}\right)C_1} \quad (4.25)$$

Dakle, frekvencija tajmera zavisi od otpornost  $R_T$  NTC termistora, a samim tim zavisi od temperature, nominalne otpornosti termistora  $R_{T25}$ , kao i temperaturnog koeficijenta  $\beta$ . Osim toga, na frekvenciju utiču i otpornost  $R_1$ , kao i kapacitivnost  $C_1$ . Autori su analizirali kako navedeni parametri utiču na opseg frekvencija signala na izlazu kola i kako se mogu optimizovati u cilju postizanja linearnog segmenta prenosne karakteristike kola u odgovarajućem temperaturnom opsegu. U okviru ove analize, posebna pažnja je posvećena uticaju ovih parametara na tačku infleksije (eng. *inflection point*). Tačka infleksije, u kontekstu prenosne karakteristike NTC termistora, označava temperaturu oko koje je promjena otpornosti najlinearnija. To je tačka na temperaturnoj skali gdje prvi izvod funkcije koja opisuje zavisnost između otpornosti i temperature dostiže maksimum, odnosno vrijednost drugog izvoda ove funkcije je jednaka nuli. Pravilnim odabirom parametara kola moguće je postaviti tačku infleksije unutar željenog temperaturnog opsega. Korišćenjem softvera *MathCAD*, izvršena je simulacija uticaja parametara termistora i elemenata kola koji određuju frekvenciju oscilacija na linearni segment prenosne karakteristike. Utvrđeno je da kapacitivnost  $C_1$  utiče na osjetljivost kola i opseg izlazne frekvencije obrnuto

proporcionalno, dok nema uticaj na oblik prenosne funkcije kola. Otpornik  $R_I$  utiče na opseg frekvencija signala na izlazu kola i osjetljivost na isti način. Međutim, otpornik  $R_I$  utiče i na linearnost prenosne funkcije, zajedno sa parametrima  $\beta$  i  $R_{T25}$ . Analizom uticaja parametara  $R_I$ ,  $\beta$  i  $R_{T25}$  na frekvenciju oscilacija tajmera, autori su došli do sljedećih zaključaka:

- Kako bi se postigao širi linearni segment prenosne karakteristike, potrebno je izabrati termistor sa nižom vrijednošću parametra  $\beta$ .
- Ako je odnos  $R_{T25}/R_I \approx 1-1.2$ , tada je tačka infleksije na temperaturi oko  $35\text{ }^\circ\text{C}$  i uticaj parametra  $\beta$  je zanemarljiv.
- Ako tačka infleksije treba da bude na temperaturi nižoj od  $35\text{ }^\circ\text{C}$ , potrebno je da bude ispunjen uslov  $R_{T25} < R_I$ . Pri ovom uslovu vrijednost parametra  $\beta$  ne utiče značajno na položaj te tačke.
- Ako tačka infleksije treba da bude na temperaturi višoj od  $35\text{ }^\circ\text{C}$ , uslov  $R_{T25} > R_I$  mora biti ispunjen. U tom slučaju, povećanje odnosa  $R_{T25}/R_I$  (pri konstantnoj vrijednosti  $\beta$ ) dovodi do povećanja temperature na kojoj se nalazi tačka infleksije, tj. linearizovani segment je u višem temperaturnom opsegu.
- Kada je ispunjen uslov  $R_{T25} > R_I$ , smanjenje  $\beta$  (uz održavanje konstantnog odnosa  $R_{T25}/R_I$ ) dovodi do povećanja temperature na kojoj se nalazi tačka infleksije. Slično, pri uslovu  $R_{T25} < R_I$  uz veću vrijednost parametra  $\beta$ , tačka infleksije je na nižoj temperaturi.

Izlazna frekvencija astabilnog multivibratora se konvertuje u jednosmjerni napon proporcionalan frekvenciji. Kompletna električna šema kola za linearizaciju prenosne karakteristike NTC termistora, zajedno sa kolom za mjerenje frekvencije je prikazana na slici 4.12.



**Slika 4.12:** Električna šema predloženog sistema za linearizaciju prenosne karakteristike NTC-a, [41]

Povorka pravougaonih impulsa sa izlaza astabilnog multivibratora  $U_1$  predstavlja ulazni signal za monostabilni multivibrator baziran na tajmeru  $U_2$ . Monostabilni multivibrator na svaki prelaz ulaznog signala sa visokog na nisko logičko stanje generiše impuls konstantne širine ( $t_0$ ) i amplitude ( $U_0$ ). Sekvenca generisanih impulsa prolazi kroz RC niskopropusni filter ( $R_4, C_6$ ) koji izdvaja jednosmjerni napon proporcionalan srednjoj vrijednosti impulsa. Napon na izlazu iz filtera iznosi:

$$U = \frac{1}{T_x} \int_0^{T_x} u(t) dt = \frac{1}{T_x} U_0 t_0 = U_0 t_0 f \quad (4.26)$$

Dakle, napon  $U$  je direktno proporcionalan ulaznoj frekvenciji  $f$ , što omogućava linearnu konverziju frekvencije u napon. Trajanje impulsa  $t_0$  se može izraziti relacijom (4.27), pri čemu uslov  $t_0 < T_x$  mora biti zadovoljen, gdje  $T_x$  predstavlja periodu ulaznog signala.

$$t_0 = 1.1 \cdot R_3 \cdot C_5 \quad (4.27)$$

Prije eksperimentalne validacije kola sprovedene su simulacije sa tri NTC termistora, svaki sa različitim vrijednostima  $R_{T0}$  i  $\beta$ :

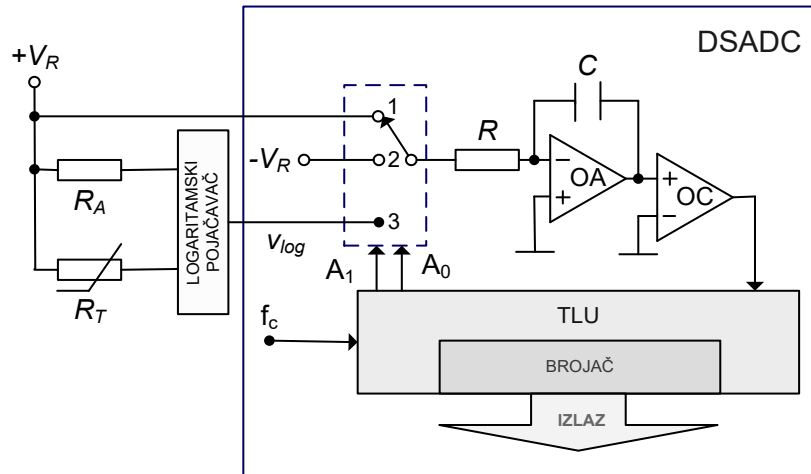
- T-I: Nominalna otpornost  $R_{T0} = 2.4 \text{ k}\Omega$  i karakteristična temperatura  $\beta = 2109 \text{ K}$
- T-II: Nominalna otpornost  $R_{T0} = 4.7 \text{ k}\Omega$  i karakteristična temperatura  $\beta = 3977 \text{ K}$
- T-III: Nominalna otpornost  $R_{T0} = 47 \text{ k}\Omega$  i karakteristična temperatura  $\beta = 4190 \text{ K}$

Simulacije su izvršene za vrijednost otpornosti  $R_l = 1000 \Omega$  i kapacitivnosti  $C_l = 120 \text{ nF}$ . Tačka infleksije je na temperaturama  $67.85 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $73.85 \text{ }^\circ\text{C}$  i  $148.85 \text{ }^\circ\text{C}$  za navedene termistore, respektivno. Korišćenje T-I je omogućilo linearizovani temperaturni opseg od  $0^\circ\text{C}$  do  $120^\circ\text{C}$ , dok su za T-II i T-III linearni opsezi od  $30^\circ\text{C}$  do  $120^\circ\text{C}$  i iznad  $90^\circ\text{C}$ , respektivno. Za T-III, kako bi tačka infleksije bila na nižoj temperaturi, simulacije su izvedene sa višim vrijednostima otpornosti  $R_l$ , što je rezultiralo nižom frekvencijom izlaznog signala, ali i linearnim segmentom od  $40^\circ\text{C}$  do  $120^\circ\text{C}$ . Na osnovu ovih rezultata, T-I je identifikovan kao najpogodniji za dalje eksperimentalno testiranje, jer omogućava najveći linearni segment prenosne karakteristike.

Eksperimentalna validacija je sprovedena unutar termostata u temperaturnom opsegu od  $0 \text{ }^\circ\text{C}$  do  $120 \text{ }^\circ\text{C}$ . T-I je izrađen korišćenjem vanadijum-pentoksida ( $\text{V}_2\text{O}_5$ ). Temperatura i otpornost su mjereni uz pomoć termometra i RLC mosta na frekvenciji od  $1 \text{ kHz}$ . Frekvencija i napon su mjereni pomoću frekvencmetra Philips PM6622 i voltmetra Metex M-3850D. Preciznost mjerenja temperature iznosi do  $0.2^\circ\text{C}$ . Za T-I, osjetljivost izlazne frekvencije je oko  $48 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$ , dok je osjetljivost naponskog izlaza  $15 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ . Pokazano je da je greška linearnosti za T-I ispod  $\pm 1,7 \%$  u opsegu temperatura od  $0 \text{ }^\circ\text{C}$  do  $120 \text{ }^\circ\text{C}$ , dok je u opsegu od  $20 \text{ }^\circ\text{C}$  do  $120 \text{ }^\circ\text{C}$  greška manja od

$\pm 1\%$ . Takođe, greška usljed temperaturnih promjena u kolu je oko  $0,01\%/^{\circ}\text{C}$  za frekvencijski izlaz i  $0,02\%/^{\circ}\text{C}$  za naponski izlaz.

Autori *N. Madhu Mohan, V. Jagadeesh Kumar i P. Sankaran* su predstavili metodu za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora upotrebom logaritamskog pojačavača i analogno-digitalnog konvertora sa dvojnou integracijom (eng. *Dual-slope analog-to-digital converter, DSADC*) koji čine integrator (operacioni pojačavač OA, kondenzator  $C$  i otpornik  $R$ ), komparator OC i jedinica za vremensko upravljanje i logiku (eng. *Timing and Logic Unit, TLU*) [43]. Blok šema predloženog rješenja je prikazana na slici 4.13.



**Slika 4.13:** Blok šema predloženog kola za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora upotrebom logaritamskog pojačavača i DSADC-a, [43]

Logaritamski pojačavač se koristi za konverziju eksponencijalne zavisnosti između otpornosti termistora  $R_T$  i temperature u logaritamski signal. Izlaz iz logaritamskog pojačavača predstavlja logaritamski količnik struja koje teku kroz otpornik  $R_A$  i NTC termistor  $R_T$  i dat je izrazom:

$$v_{log} = \ln(R_T) - \ln(R_A) \quad (4.28)$$

Uvrštavanjem *Bosson*-ove jednačine koja opisuje prenosnu karakteristiku NTC termistora u izraz za napon  $v_{log}$  dobija se sljedeći izraz:

$$v_{log} = \ln\left(A \cdot e^{\frac{\beta}{\theta+\gamma}}\right) - \ln(R_A) \quad (4.29)$$

pri čemu su  $A$ ,  $\beta$  i  $\gamma$  konstante specifične za određeni termistor, dok je  $\theta$  referentna temperatura.

Daljim sređivanjem izraza (4.29) dolazi se do relacije:

$$v_{log} = \frac{\beta}{\theta + \gamma} + \ln(A) - \ln(R_A) \quad (4.30)$$

Uočava se da se izjednačavanjem otpornosti  $R_A$  i konstante  $A$  uklanja teorijski ofset koji predstavljaju drugi i treći član izraza (2.35). Tada se napon  $v_{log}$  može opisati krajnjom relacijom:

$$v_{log} = \frac{\beta}{\theta + \gamma} \quad (4.31)$$

Izlaz logaritamskog pojačavača  $v_{log}$  predstavlja ulazni signal za DSADC. DSADC konvertuje ovaj signal u digitalnu vrijednost koja predstavlja temperaturu. Istovremeno, DSADC vrši inverziju signala i dodatno smanjuje ofset. Položaj prekidača  $S$  određuje koji se signal dovodi na ulaz integratora koga čine operacioni pojačavač  $OA$ , otpornik  $R$  i kondenzator  $C$ . TLU upravlja prekidačem preko kontrolnih linija  $A_0$  i  $A_1$ . Prekidač ima tri položaja, koji omogućavaju izbor jednog od tri različita ulaza.

- Kada su kontrolne linije  $A_0 = 1$  i  $A_1 = 0$ , prekidač povezuje pozitivni referentni napon  $+V_R$  sa ulazom integratora.
- Kada su  $A_0=0$  i  $A_1=1$ , prekidač povezuje negativni referentni napon  $-V_R$  sa ulazom integratora.
- Kada su  $A_0=1$  i  $A_1=1$ , prekidač povezuje izlaz logaritamskog pojačavača  $v_{log}$  sa ulazom integratora.

Uloga komparatora  $OC$  je da odredi tačan trenutak kada se zaustavlja integracija i kada DSADC može da obradi rezultat za dalje digitalno očitavanje temperature. Kada napon na izlazu integratora dostigne vrijednost manju od nule, napon na izlazu komparatora mijenja stanje iz logičke jedinice u logičku nulu. Taj signal ukazuje TLU da je integracija završena i da se može pristupiti izračunavanju temperature.

Procesu konverzije napona u digitalnu vrijednost prethodi *auto-zero* faza, koja omogućava postavljanje izlaza integratora na nulu. Ova faza je postupak koji DSADC koristi kako bi eliminisao greške koje mogu nastati uslijed nesavršenosti komponenti. Tokom *auto-zero* faze, DSADC se "resetuje" tako da se greške svedu na najmanju moguću mjeru prije nego što započne proces mjerenja.

Ukoliko je početno stanje kola takvo da je napon na izlazu integratora negativan, TLU postavlja kontrolni signal tako da se prekidač povezuje sa negativnim referentnim naponom, što uzrokuje porast napona na izlazu integratora prema nuli. Slično, ukoliko je napon na izlazu integratora pozitivan, prekidač se povezuje sa pozitivnim referentnim naponom i napon na izlazu integratora se spušta ka nuli. Promjena stanja komparatora (iz logičke nule u logičku jedinicu ili

obrnuto) označava kraj *auto-zero* faze i početak faze konverzije. Faza konverzije se sprovodi kroz dva uzastopna procesa integracije.

Tokom prve integracije ulaz integratora je povezan na negativni referentni napon  $-V_R$ . Napon na izlazu integratora raste sa konstantnim pozitivnim nagibom. Vrijeme akumulacije napona određuje se pomoću brojača koji radi u režimu odbrojanja. Tajmer počinje odbrojanje od  $N_1$  (broj impulsa koje treba odbrojati) prema nuli, pri čemu svaki impuls ima trajanje  $T_C$ . Kada tajmer dostigne vrijednost nula, to označava kraj prve faze integracije. Vrijeme prve integracije iznosi:

$$T_1 = N_1 \cdot T_C \quad (4.32)$$

Nakon što tajmer dostigne nulu postavlja se na vrijednost koja je definisana kao razlika pune skale brojača  $N_{fs}$  i konstante  $N_k$  koja zavisi od karakteristika termistora. Tajmer sada prelazi u režim brojanja "naviše" i počinje odbrojanje od  $N_{fs} - N_k$ . U prvoj fazi brojač odbroji  $N_k$  taktova, što ga postavlja na vrijednost pune skale, odnosno nulu. Nakon toga, nastavlja brojanje prema vrijednosti koja se označava kao  $N_2$ . Ulaz integratora se povezuje sa izlazom iz logaritamskog pojačavača  $v_{log}$ . Napon na izlazu integratora sada opada se negativnim konstantnim nagibom. Druga integracija traje sve dok napon na izlazu integratora ne dostigne vrijednost nula. Kada se to dogodi, izlaz komparatora mijenja svoje stanje iz visokog u nisko, signalizirajući kraj ove integracije. Vrijeme trajanja druge integracije iznosi:

$$T_2 = (N_k + N_2)T_C \quad (4.33)$$

Imajući u vidu da je ukupno naelektrisanje na kondenzatoru jednako nuli, mora biti zadovoljen uslov:

$$\frac{V_R}{RC} T_1 = \frac{v_{log}}{RC} T_2 \quad (4.34)$$

Kombinovanjem relacije (4.34) sa izrazima koji opisuju  $T_1$  i  $T_2$  dobija se izraz:

$$V_R N_1 T_C = v_{log} (N_k + N_2) T_C \quad (4.35)$$

Konačno, broj impulsa  $N_2$  iznosi:

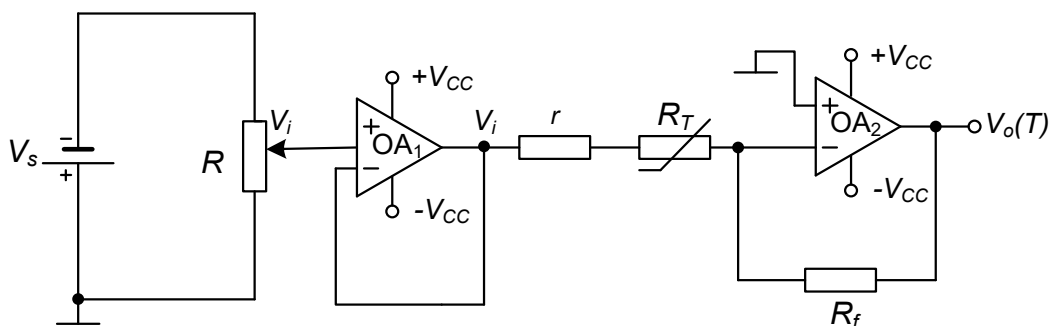
$$N_2 = \frac{\ln R_T - \ln A}{V_R N_1} - N_k \quad (4.36)$$

Ako se postavi uslov da je  $N_1 V_R = \beta$  i  $N_k = \gamma$ , dobija se da je  $N_2 = \theta$ , što znači da broj impulsa direktno mjeri temperaturu.

U ovom sistemu, temperatura  $\theta$  je predstavljena kao digitalni broj  $N_2$ , što znači da je rezultat mjerenja prikazan kao cijeli broj, bez decimalnih mjesta. Kako bi se omogućilo preciznije očitavanje temperature, sistem prilagođava maksimalni broj koji brojač može doseći. U praktičnom primjeru, u ovom prototipu je odlučeno da broj  $N_2=10\,000$  odgovara temperaturi  $100\text{ }^\circ\text{C}$ .

Eksperiment je sproveden u temperaturnom opsegu od  $0$  do  $120\text{ }^\circ\text{C}$ , sa korakom od  $5\text{ }^\circ\text{C}$ . U eksperimentu su korišćeni logaritamski pojačavač LOG112, operacioni pojačavač OP97 u sklopu integratora, komparator LM311 i prekidač HCF4052. Termistor korišćen u prototipu je biNTCS0603E3223FMT, a za kalibraciju su korišćeni kalibratori MP40R i MTC650. Mjerenja su pokazala da je greška linearnosti manja od  $\pm 0.2\%$  na čitavom opsegu, dok je u opsegu od  $30\text{ }^\circ\text{C}$  do  $50\text{ }^\circ\text{C}$  greška manja od  $\pm 0.1\%$ .

Autori *Aloke Raj Sarkar, Debangshu Dey i Sugata Munshi* su predstavili kolo za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora koje se zasniva na upotrebi invertujućeg pojačavača koji je baziran na operacionom pojačavaču [44]. Na vrijednost izlaznog napona invertujućeg pojačavača utiču otpornosti NTC termistora i sa njim redno povezanog otpornika. Kako izlazni napon zavisi od otpornosti termistora, samim tim zavisi i od temperature, te sadrži informaciju o njenoj vrijednosti. Otpornost redno vezanog otpornika se optimizuje kako bi se kompenzovala nelinearnost prenosne karakteristike termistora. Šema predloženog rješenja je prikazana na slici 4.14.



**Slika 4.14:** Električna šema predloženog kola za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora, [44]

Stabilan jednosmjerni izvor napajanja  $V_s$  se koristi za generisanje napona koji se podešava preko potencijometra  $R$  i dovodi na ulaz operacionog pojačavača  $OA_1$ . Operacioni pojačavač  $OA_1$  je konfigurisan kao jedinični pojačavač (bafer), pa njegov izlazni napon prati ulazni bez pojačanja.

Napon na invertujućem priključku operacionog pojačavača OA<sub>2</sub> je određen vrijednostima otpornosti NTC termistora  $R_T$  i otpornosti  $r$ , kao i naponom  $V_i$ . Otpornik  $R_f$  se nalazi u grani negativne povratne sprege operacionog pojačavača OA<sub>2</sub> i reguliše pojačanje invertujućeg pojačavača. Kako je izlaz iz bafera negativan, izlaz iz invertujućeg pojačavača je uvijek pozitivan i opisan je relacijom:

$$V_o(T) = -V_i \frac{R_f}{r + R_T} \quad (4.37)$$

Odnos između izlaznog napona  $V_o(T)$  i otpornosti NTC termistora je inverzan, što znači da je izlazni napon  $V_o(T)$  direktno proporcionalan promjeni temperature. Vrijednost otpornosti  $r$  koja je pogodna za linearizaciju se može odrediti numeričkim i analitičkim putem.

U cilju matematičkog proračuna optimalne otpornosti  $r$ , koja omogućava dobijanje što linearnijeg odnosa između izlaznog napona i temperature, izraz koji opisuje napon  $V_o(T)$  se razvija u *Taylor*-ov red (2.13). *Taylor*-ov red omogućava da se funkcija  $V_o(T)$  izrazi kao linearni model u malom opsegu oko određene referentne temperature  $T_r$ .

$$V_o(T) = V_o(T_r) + \tau V_o'(T_r) + \frac{\tau^2}{2!} V_o''(T_r) + \frac{\tau^3}{3!} V_o'''(T_r) + \dots \dots \quad (4.38)$$

$$\tau = T - T_r$$

Funkcija izlaznog napona  $V_o(T)$  se aproksimira *Taylor*-ovim razvojem do kvadratnog člana (drugi red):

$$V_o(T) \approx V_o(T_r) + \tau V_o'(T_r) + \frac{\tau^2}{2!} V_o''(T_r) \quad (4.39)$$

Za referentnu temperaturu se uzima srednja temperatura  $T_M$  iz odgovarajućeg temperaturnog opsega. Optimalna otpornost  $r$  se dobija tako što se drugi član *Taylor*-ovog reda (koji je kvadratni) postavlja na nulu, čime se dobija otpornost  $r$  koja kompenzuje nelinearne efekte oko referentne temperature.

$$\left. \frac{d^2 V_o(T)}{dT^2} \right|_{T=T_M} = V_o''(T_M) = 0 \quad (4.40)$$

Na kraju, rješavanjem izraza (4.40) se dobija vrijednost optimalne linearizujuće otpornosti:

$$r = r_0 = R_{T_M} \left( \frac{\beta - 2T_M}{\beta + 2T_M} \right) \quad (4.41)$$

Sa druge strane, otpornost  $r$  koja je optimalna za linearizaciju se može odrediti numeričkim putem minimizacijom sume kvadrata normalizovanih odstupanja od idealne linearne karakteristike. Normalizovana devijacija linearnosti je definisana izrazom (4.42), pri čemu su  $T_L$  i  $T_U$  donja i gornja granica temperaturnog opsega, a  $V_0(T_U)$  i  $V_0(T_L)$  naponi na graničnim temperaturama.

$$D = \frac{V_0(T) - V_0(T_L)}{V_0(T_U) - V_0(T_L)} - \frac{T - T_L}{T_U - T_L} \quad (4.42)$$

Suma kvadrata standardne devijacije koju je potrebno minimizovati je definisana izrazom:

$$S = \sum_{i=1}^N D^2(r, T_i) \quad (4.43)$$

Otpornost  $r_0$ , koja služi kao početna aproksimacija za numeričku optimizaciju se dobija na osnovu matematičkog uslova koji predstavlja 'savršen linearan odnos' :

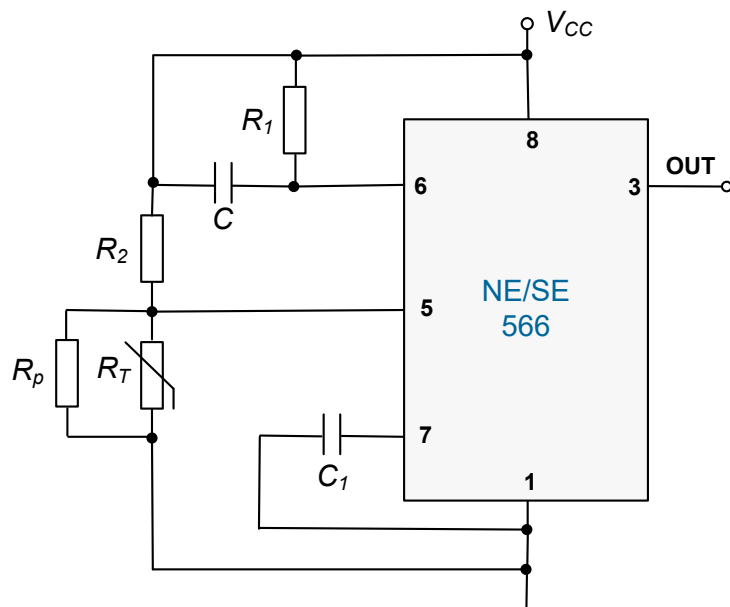
$$V_0(T_M) - V_0(T_L) = V_0(T_U) - V_0(T_M) \quad (4.44)$$

Eksperimentalna verifikacija je sprovedena sa tri različita NTC termistora, svaki sa različitom nominalnom otpornošću  $R_{T0}$  i specifičnom temperaturom  $\beta$ .

- T-I:  $R_{T0}=100 \Omega$  i  $\beta=2847.4 \text{ K}$
- T-II:  $R_{T0}=1 \text{ k}\Omega$  i  $\beta=3056.4 \text{ K}$
- T-III:  $R_{T0}=5 \text{ k}\Omega$  i  $\beta=3963.3 \text{ K}$

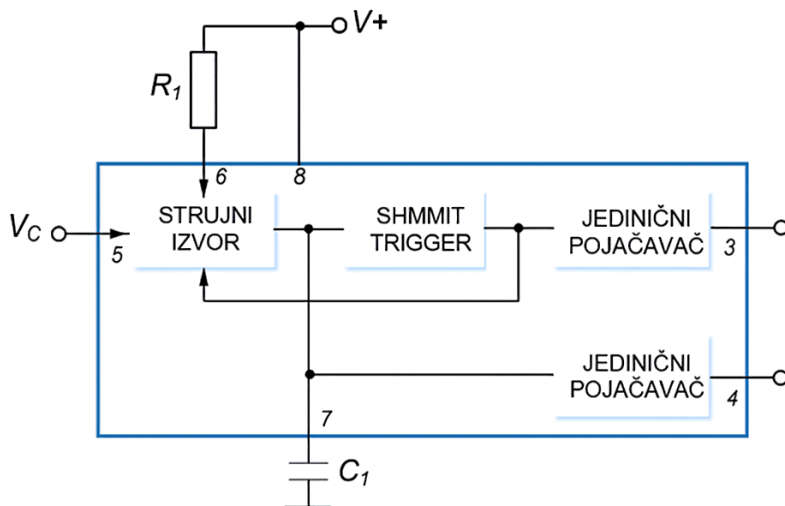
Svi eksperimenti su sprovedeni u temperaturnom opsegu od  $30 \text{ }^\circ\text{C}$  do  $120 \text{ }^\circ\text{C}$ . Za svaki termistor, vrijednost linearizujućeg otpornika  $r$  je numerički optimizovana. Mjerenja su vršena u intervalima od  $1 \text{ }^\circ\text{C}$  unutar definisanog temperaturnog opsega. Za T-I i T-II je pokazano da je greška linearnosti manja od  $\pm 1 \%$  u temperaturnom opsegu od  $30 \text{ }^\circ\text{C}$  do  $120 \text{ }^\circ\text{C}$ , greška linearnosti za T-II je manja od  $\pm 0.5 \%$  u opseg od  $35 \text{ }^\circ\text{C}$  do  $115 \text{ }^\circ\text{C}$ . Za T-III je greška linearnosti manja od  $\pm 0.1 \%$  za temperaturni opseg od  $38 \text{ }^\circ\text{C}$  to  $115 \text{ }^\circ\text{C}$  i manja od  $\pm 0.5 \%$  za opseg od  $50 \text{ }^\circ\text{C}$  do  $110 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Autori Vaegae Naveen Kumar, Komanapalli Venkata Lakshmi Narayana, Annepu Bhujangarao i Samickannu Sankar su predstavili sistem za mjerenje temperature, gdje se prvi stepen linearizacije postiže primjenom naponom - kontrolisanog oscilatora (engl. *Voltage Controlled Oscillator*, VCO), dok se ANN koristi za dodatnu linearizaciju temperaturno zavisne frekvencije na izlazu VCO-a [45]. Električna šema predloženog rješenja prikazana je na slici 4.15.



**Slika 4.15:** Električna šema predloženog kola za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora upotrebom VCO-a, [45]

NE/SE 566 generator funkcija je univerzalni VCO, dizajniran za linearnu frekvencijsku modulaciju.



**Slika 4.16:** Blok dijagram NE/SE 566 generatora, [46]

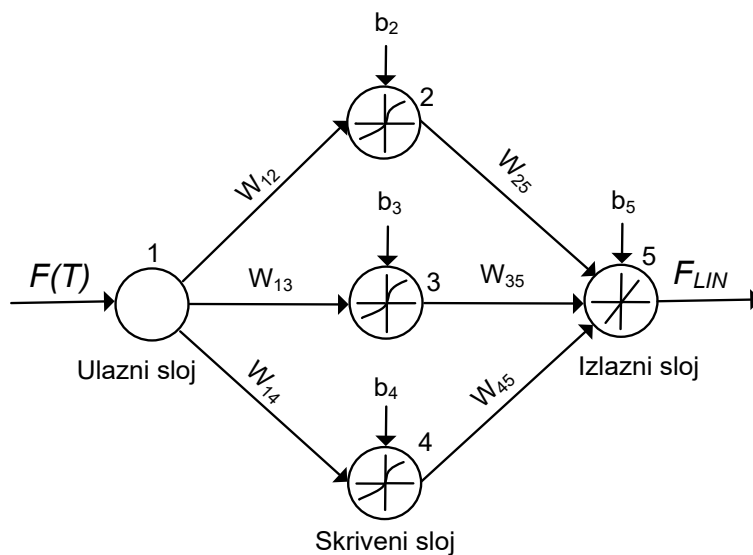
Izlazna frekvencija oscilatora iznosi:

$$F = \frac{2}{R_1 C_1} \left( \frac{V_{cc} - V_c}{V_{cc}} \right) \quad (4.45)$$

Kontrolni napon na pinu 5 se podešava preko naponskog djelitelja koji čine otpornik  $R_2$  i paralelna veza otpornika  $R_T$  i  $R_P$ , slika 2.10, i iznosi:

$$V_c = V_{cc} \frac{S(T)}{R_2 + S(T)} \quad (4.46)$$

gdje  $S(T)$  predstavlja temperaturno zavisnu otpornost paralelne veze  $R_T$  i  $R_P$ . Izlazna frekvencija tajmera se koristi kao ulaz u ANN u cilju dodatne kompenzacije nelinearnog odnosa između frekvencije i temperature. ANN koristi *multilayer perceptron* (MLP) neuronsku mrežu prikazanu na slici 4.17.

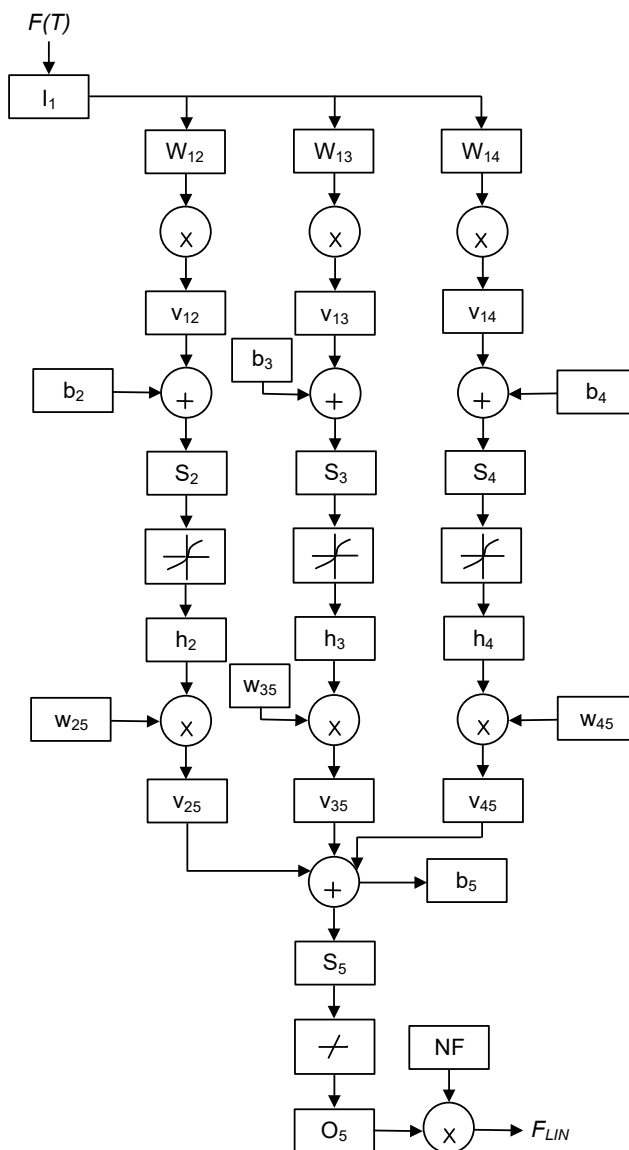


Slika 4.17: MLP neuronska mreža, [45]

MLP neuronska mreža se sastoji od tri sloja:

- Ulazni sloj: Jedan neuron koji prima frekvencijski izlaz iz VCO-a
- Skriveni sloj: Tri neurona sa hiperboličkom funkcijom aktivacije
- Izlazni sloj: Jedan neuron sa linearnom aktivacionom funkcijom koji generiše linearizovani frekvencijski izlaz

Mreža se trenira uz pomoć LM (*Levenberg-Marquardt*) algoritma. Težinski koeficijenti se iterativno prilagođavaju dok kvadratna greška između izlaza mreže i idealnih vrijednosti ne padne ispod zadatog praga. Nakon obuke, mreža generiše izlaz  $F_{NN}(T)$ , koji prati željenu linearnu zavisnost. Šema implementacije ANN je prikazana na slici 4.18.



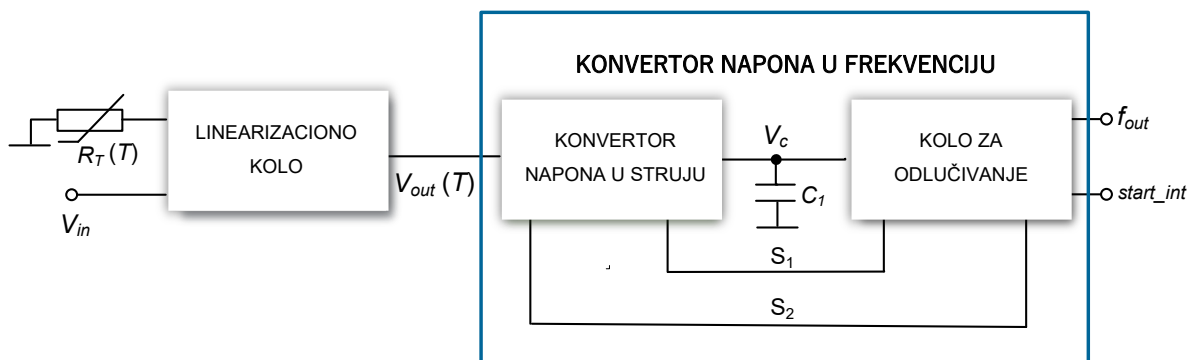
Slika 4.18: Modul za ANN model, [45]

Eksperimentalna verifikacija je sprovedena u temperaturnom opsegu od 0 °C do 100 °C. Korišćena su tri različita NTC termistora, svaki sa različitim nominalnim otporom  $R_{T0}$  i konstantom  $\beta$ :

- T-I:  $R_{T0} = 2.4 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 2109 \text{ K}$
- T-II:  $R_{T0} = 4.7 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 3977 \text{ K}$
- T-III:  $R_{T0} = 50 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 4190 \text{ K}$

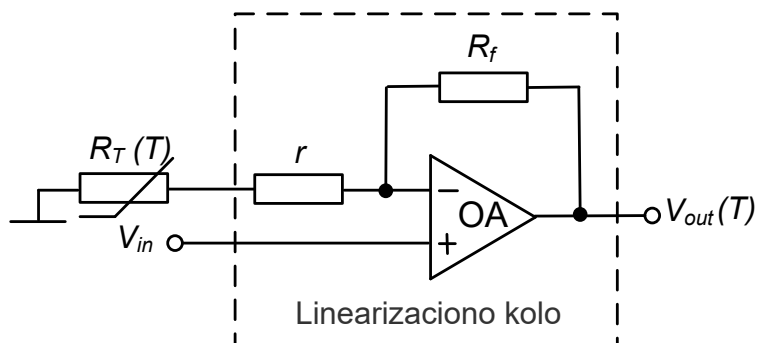
Za mjerenje temperature je korišćen živin termometar sa preciznošću  $1\text{ }^{\circ}\text{C}$ , a otpor je mjeran digitalnim ommetrom. U čitavom mjerenom temperaturnom opsegu, za T-I, na izlazu iz VCO-a greška linearnosti iznosi  $\pm 0.86\%$ , dok na izlazu iz ANN modela iznosi  $\pm 0.1\%$ . Za T-II u temperaturnom opsegu od  $15\text{ }^{\circ}\text{C}$  do  $85\text{ }^{\circ}\text{C}$  ove greške su  $\pm 0.75\%$  i  $0.2\%$ , respektivno. Na kraju, za T-III greške linearnosti u temperaturnom opsegu od  $20\text{ }^{\circ}\text{C}$  do  $70\text{ }^{\circ}\text{C}$  stepeni iznose  $\pm 2.15\%$  i  $\pm 0.16\%$ .

Autori *Chua-Chin Wang, Zong-You Hou i Jhih-Cheng You* su predstavili sistem za mjerenje temperature na bazi NTC termistora, čiji je blok dijagram prikazan na slici 4.19 [47]. Struktru predloženog mjernog sistema čini linearizaciono kolo koje na izlazu daje temperaturno zavisani naponski signal, kao i konvertor napona u frekvenciju (sastavljen od konvertora napona u struju i kola za odlučivanje) koji pretvara dobijeni naponski signal u frekvencijski izlaz.



Slika 4.19: Blok dijagram predloženog sistema za mjerenje temperature, [47]

Električna šema kola koje na izlazu daje linearizovan naponski signal  $V_{out}(T)$  je prikazana na slici 4.20.



Slika 4.20: Električna šema linearizacionog kola, [47]

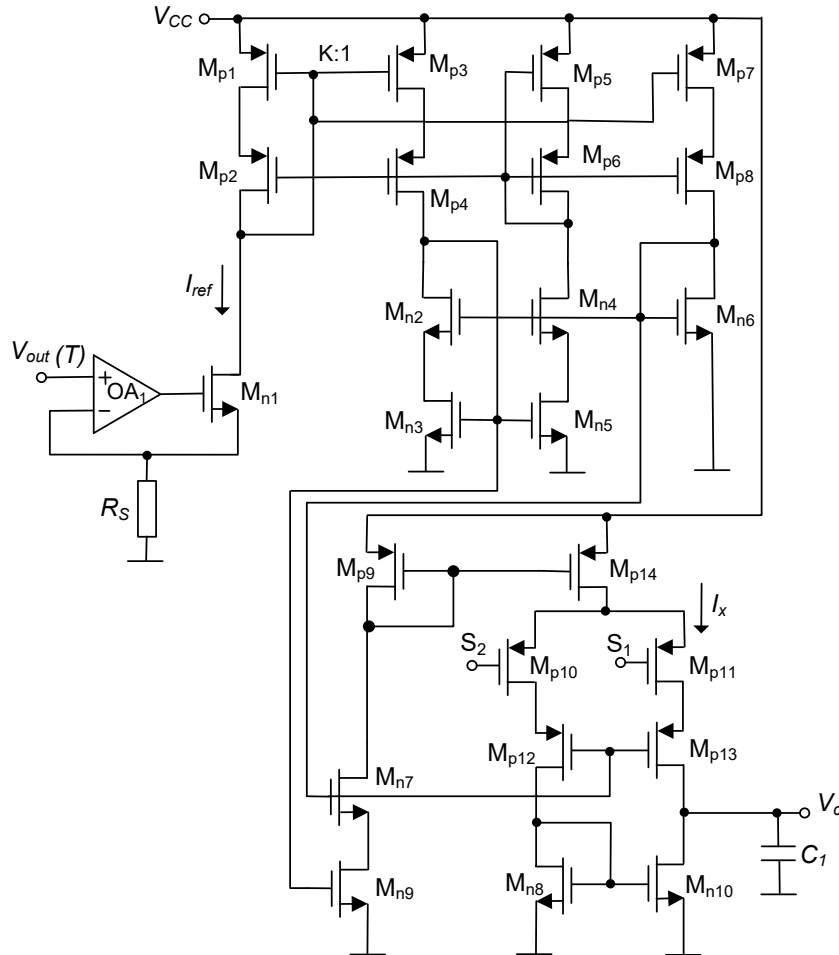
Linearizacija napona na izlazu operacionog pojačavača OA,  $V_{out}(T)$ , se postiže adekvatnim odabirom otpornosti  $r$  koja je redno vezana sa NTC termistorom  $R_T$ , slično kao i u analiziranom radu [44]. Napon  $V_{out}(T)$  se može napisati u obliku:

$$V_{out}(T) = V_{in} \left[ 1 + \frac{R_f}{R_T(T) + r} \right] \quad (4.47)$$

Otpornost  $r$ , kojom se postiže linearizacija izlaznog napona  $V_{out}(T)$  je određena analitički, razvojem funkcije  $V_{out}(T)$  u Taylor-ov red i izjednačavanjem vrijednosti njenog drugog izvoda sa nulom. Dobijena relacija za optimalnu otpornost  $r$  ima isti oblik kao i radu [44]:

$$r = \frac{\beta - 2 \cdot T_M}{\beta + 2 \cdot T_M} \cdot R_T(T_M) \quad (4.48)$$

pri čemu je  $T_M$  temperatura na sredini posmatranog temperaturnog opsega. Linearizovani naponski signal  $V_{out}(T)$  se konvertuje u odgovarajući frekvencijski signal. Kao prvi stepen ove konverzije se koristi kolo za pretvaranje napona u struju čija je električna šema prikazana na slici 4.21.



Slika 4.21: Električna šema konvertora napona u struju, [47]

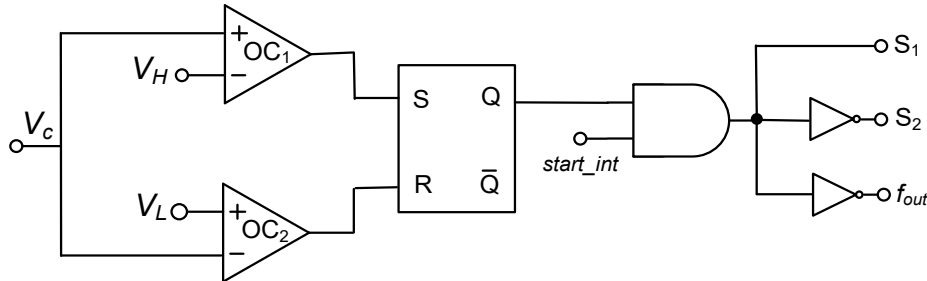
Naponski signal  $V_{out}(T)$  se dovodi na neinvertujući ulaz operacionog pojačavača OA<sub>1</sub>. Invertujući ulaz ovog operacionog pojačavača je povezan sa sorsom MOSFETA M<sub>n1</sub>. Kako su naponi na pozitivnom i negativnom ulazu operacionog pojačavača jednaki ( $V^- = V^+ = V_{out}(T)$ ), struja koja teče kroz otpornik  $R_S$ , kao i kroz MOSFET-ove M<sub>n1</sub>, M<sub>p1</sub>, M<sub>p2</sub> je data relacijom:

$$I_{ref} = \frac{V_{out}(T)}{R_S} \quad (4.49)$$

Naponi gejnt-sors MOSFET-ova M<sub>p1</sub> i M<sub>p3</sub> su isti, a odnos njihovih parametara  $W/L$  ima vrijednost  $K$ , što znači da kroz M<sub>p3</sub> teče struja  $I_{ref}$  umanjena  $K$  puta. Ova struja se prenosi kroz strujno ogledalo sastavljeno od MOSFET-ova M<sub>p3</sub>-M<sub>p9</sub>, M<sub>p14</sub> i M<sub>n2</sub>-M<sub>n7</sub> i iznosi:

$$I_x = \frac{I_{ref}}{K} = \frac{V_{out}(T)}{KR_S} \quad (4.50)$$

Struja  $I_x$  puni ili prazni kondenzator  $C_1$  u zavisnosti od vrijednosti kontrolnih signala  $S_1$  i  $S_2$  koje generiše kolo za odlučivanje prikazano na slici 4.22. Na taj način, napon  $V_c$  na kondenzatoru  $C_1$  osciluje između niskog ( $V_L$ ) i visokog ( $V_H$ ) logičkog stanja, čime se generiše izlazni frekvencijski signal  $f_{out}$ .



Slika 4.22: Kolo za odlučivanje, [47]

Kolo za odlučivanje čine komparatori OC<sub>1</sub> i OC<sub>2</sub>, SR latch, AND kolo i dva invertora. Na samom početku je signal  $start\_int$  postavljen na nisku vrijednost, što znači da kontrolni signali imaju vrijednosti:  $S_1 = '0'$ ,  $S_2 = '1'$ . U skladu sa tim, MOSFET M<sub>p11</sub> je uključen, dok je MOSFET M<sub>p10</sub> isključen i kondenzator  $C_1$  se puni strujom  $I_x$ . Napon na kondenzatoru  $V_c$  raste dok ne dostigne vrijednost gornjeg praga komparatora OC<sub>1</sub> ( $V_H$ ). Tada se SR latch setuje,  $Q = '1'$ , što postavlja  $S_1$  na visoku, a  $S_2$  na nisku vrijednost, pa se MOSFET M<sub>p11</sub> isključuje. MOSFET M<sub>p10</sub> se uključuje i počinje pražnjenje kondenzatora, dok napon na njemu ne padne ispod vrijednosti donjeg praga komparatora OC<sub>1</sub> ( $V_L$ ). Tada se SR latch resetuje, što ponovo mijenja vrijednosti kontrolnih signala  $S_1$  i  $S_2$  i ciklus punjenja kondenzatora opet počinje. Naizmjeničnim procesom punjenja i pražnjenja

kondenzatora, na izlazu kola za odlučivanje se generiše signal pravougaonog talasnog oblika čija je frekvencija data relacijom:

$$f_{out} = \frac{I_x}{2C_1(V_H - V_L)} \quad (4.51)$$

Kombinovanjem ove relacije sa izrazima za struju  $I_x$  (4.50) i naponski izlaz  $V_{out}(T)$  (4.47), dobija se krajnji oblik izraza za izlaznu frekvenciju  $f_{out}$ :

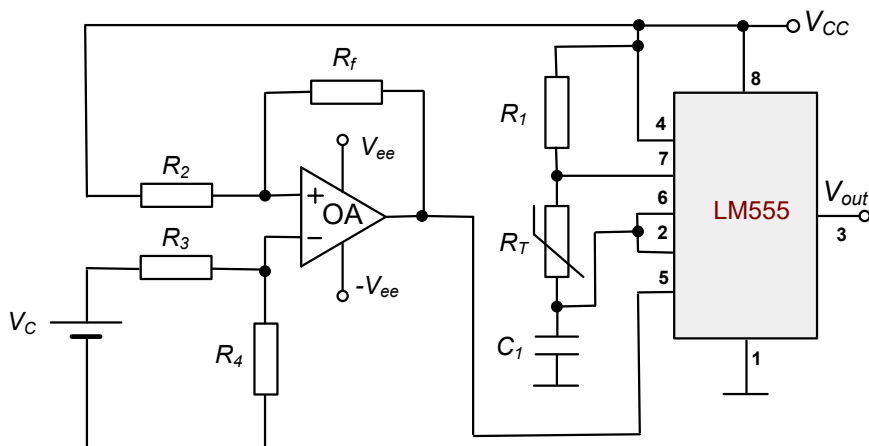
$$f_{out} = V_{in} \frac{\left[1 + \frac{R_f}{R_T(T) + r}\right]}{2C_1(V_H - V_L)KR_s} \quad (4.52)$$

Eksperimentalna verifikacija predloženog mjernog sistema je sprovedena u temperaturnom opsegu od  $-5$  °C do  $40$  °C. Korišćena su tri NTC termistora, svaki sa različitom nominalnom otpornošću  $R_{T0}$  i konstantom  $\beta$ :

- T-I:  $R_{T0}=10$  k $\Omega$ ,  $\beta=3988$  K
- T-II:  $R_{T0}=100$  k $\Omega$ ,  $\beta=4540$  K
- T-III:  $R_{T0}=50$  k $\Omega$ ,  $\beta=3760$  K

Sistem je implementiran u CMOS tehnologiji od  $0.35$   $\mu$ m. Maksimalna relativna greška mjerenja iznosi  $1.42$  % u najnepovoljnijim uslovima, što je potvrđeno *post-layout* simulacijama. Najveća apsolutna greška mjerenja iznosi  $-1.04$  °C dok je prosječna greška mjerenja  $0.37$  °C. Maksimalna greška linearnosti zavisnosti frekvencije izlaznog napona od temperature iznosi  $0.5$  %.

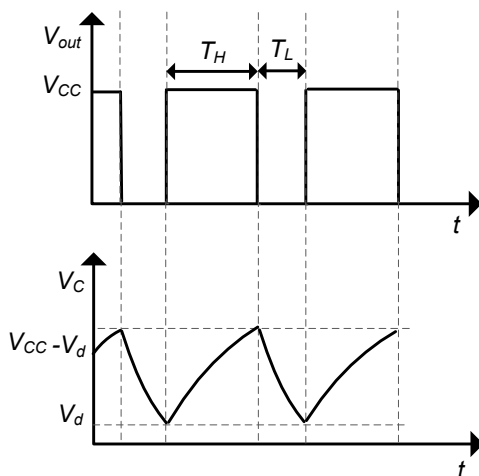
Autori *Komanapalli Venkata Lakshmi Narayana* i *Vaegae Naveen Kumar* su predstavili sistem za mjerenje temperature u kojem se nelinearnost prenosne karakteristike NTC termistora kompenzuje primjenom konfiguracije čija je električna šema prikazana na slici 4.1 [48]. Temperaturno zavistan frekvencijski signal na izlazu ovog kola se dodatno linearizuje primjenom neuronske mreže.



**Slika 4.23:** Električna šema predloženog kola za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistoram, [48]

Električnu šemu kola koje se koristi za prvi stepen linearizacije čine: astabilni multivibrator (tajmer LM555, NTC termistor  $R_T$ , otpornik  $R_1$ , kondenzator  $C_1$ ) i diferencijalni pojačavač (operacioni pojačavač OA i otpornici  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  i  $R_f$ ). NTC termistor  $R_T$  se nalazi između pinova 6 i 7, na mjestu pasivnog otpornika u standardnoj konfiguraciji astabilnog multivibratora. Na ovaj način, kao i u radu [41], omogućeno je da frekvencija oscilacija bude funkcija temperature. Za razliku od [41], naponi praga komparatora tajmera su modifikovani, dovođenjem kontrolnog napona koji predstavlja izlazni napon operacionog pojačavača OA, na pin 5.

Dakle, pin 5 je vezan za izlaz diferencijalnog pojačavača, što znači da napon na izlazu diferencijalnog pojačavača određuje kada će kondenzator početi da se puni ili prazni. Na taj način ovaj napon utiče na trajanje visokog i niskog stanja izlaznog signala, odnosno frekvenciju i period oscilacija. Vremenski dijagrami karakterističnih napona su prikazani na slici 4.24.



**Slika 4.24:** Vremenski dijagrami karakterističnih napona astabilnog multivibratora

Donji prag komparatora  $V_d$  i gornji prag komparatora  $V_{CC}-V_d$  zavise od odabira parametara kola za generisanje napona na pinu 5 (diferencijalnog pojačavača).

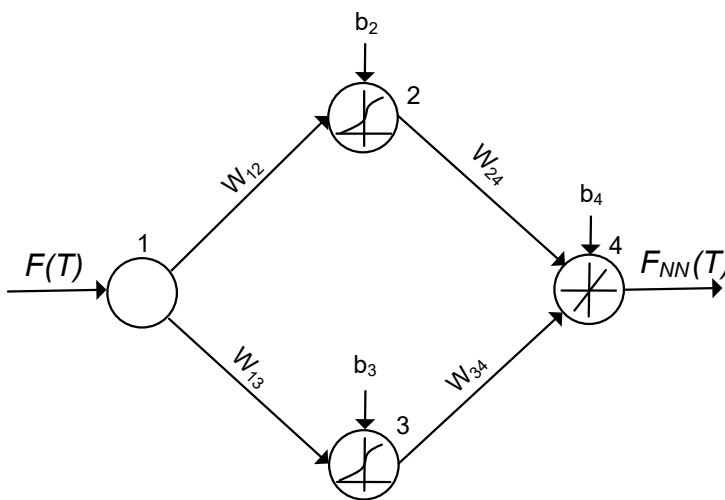
Krajnji izraz za period oscilacija kola ima oblik:

$$T_P = T_H + T_L = R_T(R_1 + R_2)C_1 \ln\left(\frac{V_{CC} - V_d}{V_d}\right) + R_T C_1 \ln\left(\frac{V_{CC} - V_d}{V_d}\right) \quad (4.53)$$

Frekvencija izlaznog napona  $V_{out}$ , kao recipročna vrijednost periode  $T_P$  iznosi:

$$F(T) = \frac{1}{\ln\left(\frac{V_{CC}}{V_d} - 1\right) (R_1 + 2R_T)C_1} \quad (4.54)$$

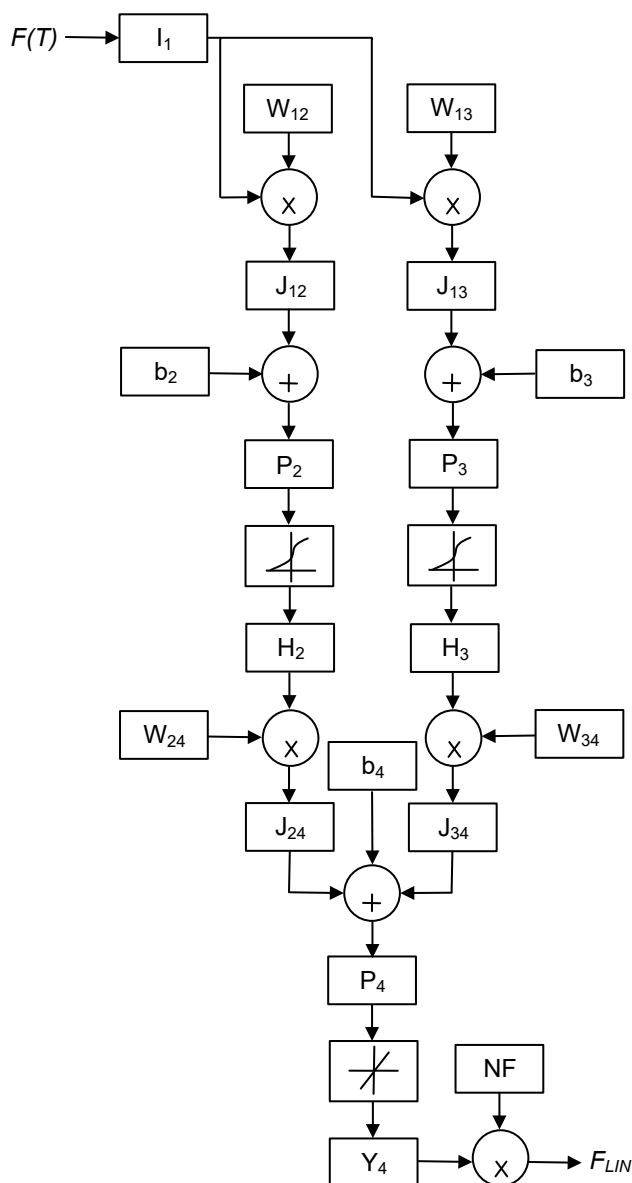
Kao i u radu [29], ANN se koristi za dodatnu linearizaciju. MLP neuronska mreža je prikazana na slici 2.20.



Slika 4.25: MLP neuronska mreža, [48]

Za razliku od [29] skriveni sloj predložene MLP neuronske mreže ima dva neurona i aktivaciona funkcija je log-sigmoidna. Mreža se trenira uz pomoć LM algoritma.

ANN tehnika je implementirana upotrebom Atmega328 mikrokontrolera. Šema implementacije je prikazana na slici 2.21.



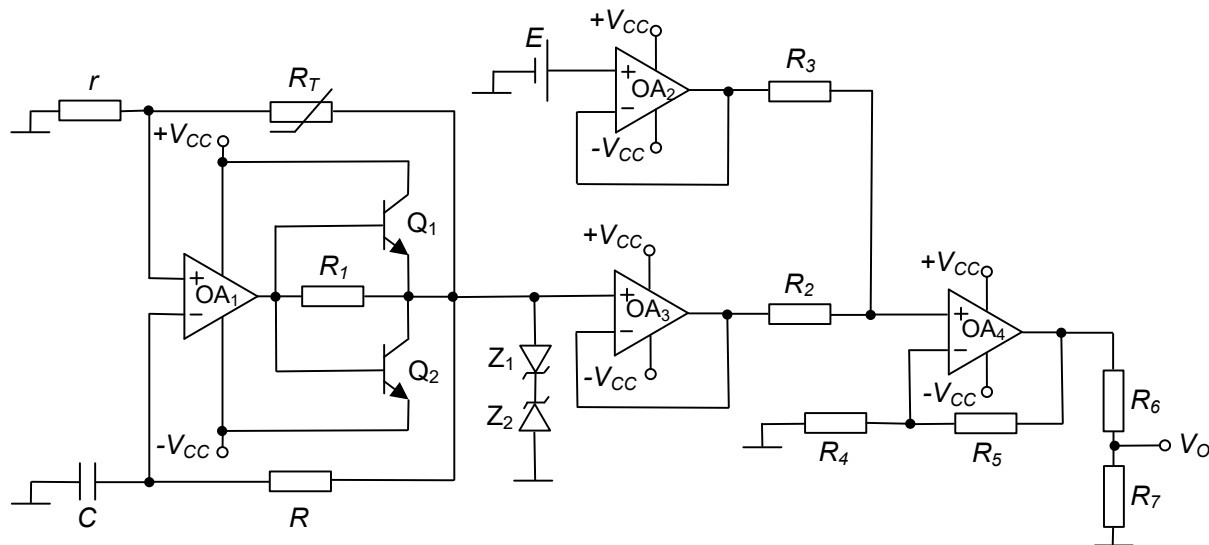
Slika 4.26: Modul za ANN model, [48]

Ekperimentalna verifikacija je sprovedena u temperaturnom opsegu od 0 °C do 100 °C sa tri NTC termistora, sa različitim nominalnom otpornošću  $R_{T0}$  i specifičnom temperaturom  $\beta$ :

- T-I:  $R_{T0} = 2.4 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 2109 \text{ K}$
- T-II:  $R_{T0} = 4.7 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 3977 \text{ K}$
- T-III:  $R_{T0} = 47 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 4190 \text{ K}$

Živin termometar, sa preciznošću 1 °C, je korišćen kao referenca za mjerenje temperature. Pokazano je da maksimalne greške linearnosti za navedene termistore iznose:  $\pm 0.1 \%$ ,  $\pm 0.4 \%$  i  $\pm 0.8 \%$ , respektivno. Osjetljivost sistema je oko 5 kHz/°C.

Autori *Sabyasachi Bandyopadhyay, Arnab Das, Anwasha Mukherjee, Debangshu Dey, Biswajit Bhattacharyya i Sugata Munshi* su predstavili metodu za dvostepenu kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora [27]. Prvi stepen kompenzacije se postiže upotrebom električnog kola (slika 4.27) koje generiše periodičan, pravougaoni signal, čija frekvencija zavisi od temperature. FPGA platforma u okviru koje je implementirana LUT se koristi za dodatnu digitalnu obradu signala dobijenog na izlazu ovog kola, kao i korekciju preostalih nelinearnosti.



**Slika 4.27:** Električna šema predloženog kola za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora, [27]

Električno kolo se sastoji od astabilnog multivibratora (realizovanog uz pomoć operacionog pojačavača OA<sub>1</sub>, tranzistora Q<sub>1</sub> i Q<sub>2</sub>, otpornika  $r$ ,  $R$ ,  $R_1$ ,  $R_T$  i kondenzatora  $C$ ), dva bafera (operacioni pojačavači OA<sub>2</sub> i OA<sub>3</sub>) i kola za sabiranje (operacioni pojačavač OA<sub>4</sub> i otpornici  $R_2$ - $R_5$ ). Zener diode  $Z_1$  i  $Z_2$  služe za ograničavanje amplitude izlaznog signala iz astabilnog multivibratora kako bi ostala u predviđenom naponskom opsegu (3.5 V). Operacioni pojačavač OA<sub>4</sub> na kojem je baziran sabirač kombinuje signal na izlazu bafera OA<sub>3</sub> (koji prenosi signal iz astabilnog multivibratora) i iz bafera OA<sub>2</sub> (koji prenosi jednosmjerni napon  $E$ ). Na taj način, na izlazu operacionog pojačavača OA<sub>4</sub> se generiše pravougaoni, unipolarni signal  $V_O$ .

Napon na krajevima kondenzatora  $C$  eksponencijalno raste u skladu sa relacijom, [49]:

$$V_C(t) = V_{CC} \left[ 1 - (1 + \alpha) e^{-\frac{t}{RC}} \right] \quad (4.55)$$

pri čemu  $\alpha$  iznosi:

$$\alpha = \frac{r}{r + R_T} \quad (4.56)$$

Kondenzator se puni do momenta kada napon na njemu ne dostigne vrijednost:

$$V_C(T_{on}) = \alpha V_{CC} \quad (4.57)$$

Kombinovanjem relacija (4.55) i (4.57) se dobija izraz koji opisuje vrijeme punjenja kondenzatora:

$$t_r = RC \ln \left( 1 + \frac{2r}{R_T} \right) \quad (4.58)$$

Kako je *duty cycle* = 0.5, ukupan period oscilacija iznosi:

$$T = 2t_r = 2RC \ln \left( 1 + \frac{2r}{R_T} \right) \quad (4.59)$$

Slično kao i u [44], vrijednost inicijalne otpornosti za linearizaciju je matematički dobijena i opisana je relacijom:

$$r_s = \frac{R(T_M)(R(T_L)R(T_M) + R(T_M)R(T_H) - 2R(T_L)R(T_H))}{2(R(T_L)R(T_H) - R(T_M)^2)} \quad (4.60)$$

pri čemu su  $T_L$ ,  $T_M$ ,  $T_H$  najniža, srednja i najviša temperatura u posmatranom temperaturnom opsegu. Numerička metoda za određivanje optimalne otpornosti se zasniva se minimizaciji sume kvadrata standardne devijacije.

Pravougaoni signal dobijen na izlazu električnog kola se dovodi na FPGA platformu, gdje se period njegovih oscilacija određuje pomoću internog brojača koji je implementiran na ovoj platformi. FPGA generiše referentni niz impulsa, sa sopstvenom taktnom frekvencijom  $f_c$ . Period signala koji se dovodi na FPGA se može izraziti relacijom:

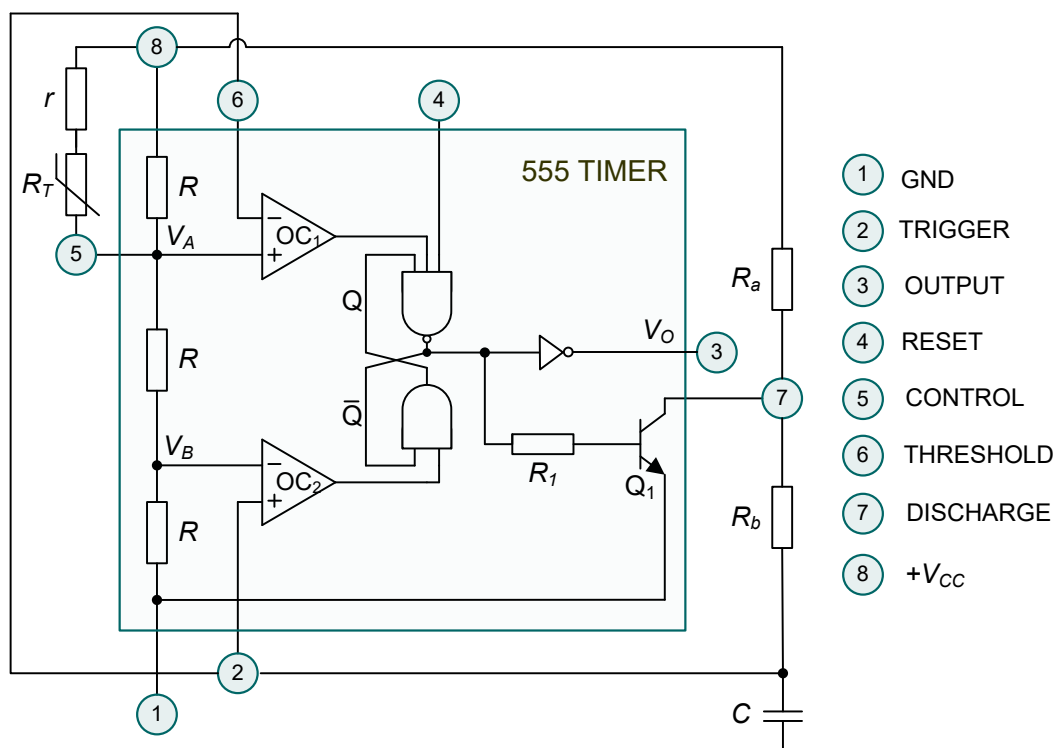
$$\tau = N_c \cdot T_c \quad (4.61)$$

pri čemu je  $N_c$  broj impulsa, a  $T_c$  period taktne frekvencije.

LUT sadrži unaprijed definisanu mapu odnosa između ulaznog signala i odgovarajuće vrijednosti temperature. Kada FPGA izračuna period signala, LUT koristi ovu vrijednost kao adresu u memoriji i daje odgovarajuću vrijednost temperature.

Eksperiment je sproveden u temperaturnom opsegu od 30 °C do 110 °C. Pt-100 temperaturni senzor, sa preciznošću 0.03 °C, je korišćen kao referenca za mjerenje temperature. Korišćen je NTC termistor sa nominalnom otpornošću od 9630 Ω. Vrijednost optimalne otpornosti za linearizaciju, dobijena metodom tri tačke, iznosi 10.5 kΩ, dok je primjenom metode najmanjih kvadrata ta vrijednost 12.2 kΩ. Greške linearnosti uz navedene otpornosti se nalaze u opsegu od -0.75 % do +1.25 % i opsegu od -0.75 % do +0.55 %, respektivno.

Dvostepena kompenzacija nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora je predstavljena i u rada autora *Nabanita Chatterjee, Biswajit Bhattacharyya, Debangshu Dey, Senior Member, i Sugata Munshi* [28]. Za prvi stepen linearizacije se koristi tajmer 555 u modifikovanoj konfiguraciji astabilnog multivibratora, pri čemu je električna šema ovog mjernog sistema prikazana na slici 4.28. Dodatna preciznost pri mjerenju temperature se postiže upotrebom mikrokontrolera koji mjeri period oscilacija naponskog signala pravougaonog talasnog oblika sa izlaza tajmera 555 i na osnovu LUT tabele, primjenom linearne interpolacije određuje temperaturu.



**Slika 4.28:** Električna šema predloženog kola za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora, [28]

NTC  $R_T$  i otpornik  $r$  su redno vezani između napona napajanja  $V_{CC}$  (pin 8) i kontrolnog pina (pin 5), što znači da njihove otpornosti direktno utiču na napone praga komparatora  $OC_1$  i  $OC_2$ . Naponi praga ovih komparatora određuju kada će kondenzator  $C$  početi da se puni ili prazni, čime kontrolišu trajanje visokog i niskog stanja naponskog signala  $V_O$  koji predstavlja izlaz astabilnog multivibratora. Za razliku od električnih šema u radovima [41] i [48], gdje NTC termistor ima ulogu otpornika preko kojeg se kondenzator puni i prazni, u ovom rješenju je termistor pozicioniran tako da su naponi praga komparatora, a samim tim i period oscilacija signala na izlazu kola, temperaturno zavisni. Pragovi komparatora  $OC_1$  i  $OC_2$  su definisani kroz sljedeće izraze:

$$V_A = 2V_{CC} \frac{R_T + r + R}{3(R_T + r) + 2R} \quad (4.62)$$

$$V_B = V_{CC} \frac{R_T + r + R}{3(R_T + r) + 2R} = \frac{V_A}{2} \quad (4.63)$$

U početnom trenutku  $t = 0$ , pod pretpostavkom da je kondenzator inicijalno prazan, napon na njegovim krajevima iznosi  $V_c = 0$ . Flip-flop se setuje, izlazni napon multivibratora  $V_O$  je u stanju logičke nule, tranzistor  $Q_1$  je isključen. Kondenzator počinje da se puni kroz otpornike  $R_a$  i  $R_b$  i napon na njegovim krajevima  $V_c$  eksponencijalno raste u skladu sa izrazom:

$$V_c = V_{CC} \left( 1 - e^{-\frac{t}{C(R_a + R_b)}} \right) \quad (4.64)$$

Vrijeme potrebno da napon na kondenzatoru poraste od početne vrijednosti nula do napona praga  $V_B$  komparatora  $OC_2$  se dobija izjednačavanjem izraza (4.63) i (4.64) i iznosi:

$$\tau_1 = [\ln(3(R_T + r) + 2R) - \ln(2(R_T + r) + R)]C(R_a + R_b) \quad (4.65)$$

Na sličan način se dobija vrijeme potrebno da napon na kondenzatoru poraste od 0 do  $V_A$ :

$$\tau_2 = [\ln(3(R_T + r) + 2R) - \ln(R_T + r)]C(R_a + R_b) \quad (4.66)$$

Vrijeme punjenja kondenzatora, se može izraziti kao razlika vremenskih intervala  $\tau_1$  i  $\tau_2$ :

$$\tau_R = \tau_2 - \tau_1 = [\ln(2(R_T + r) + R) - \ln(R_T + r)]C(R_a + R_b) \quad (4.67)$$

Kada napon na kondenzatoru dostigne vrijednost napona praga komparatora OC<sub>1</sub>, flip-flop se resetuje. Tada je na izlazu multivibratora logička nula i tranzistor Q<sub>1</sub> se uključuje. Kondenzator počinje da se prazni kroz otpornik R<sub>b</sub>, a napon na kondenzatoru eksponencijalno opada. Vrijeme pražnjenja kondenzatora, tj. vrijeme potrebno da se napon na kondenzatoru spusti sa vrijednosti napona V<sub>A</sub> na vrijednost napona V<sub>B</sub> iznosi:

$$\tau_F = (\ln 2)CR_b \quad (4.68)$$

Na kraju, ukupan period oscilacija napona V<sub>O</sub> sa izlaza astabilnog multivibratora je dat relacijom:

$$\tau = \tau_R + \tau_F = [\ln(2(R_T + r) + R) - \ln(R_T + r)]C(R_a + R_b) + (\ln 2)CR_b \quad (4.69)$$

Otpornost r koja je optimalna za linearizaciju, dobijena analitički, je definisana kroz uslov:

$$\left[ \frac{2(R_T(T_M) + r) + R}{R_T(T_M) + r} \right]^2 = \frac{[2(R_T(T_H) + r) + R][2(R_T(T_M) + r) + R]}{(R_T(T_H) + r)(R_T(T_L) + r)} \quad (4.70)$$

pri čemu su T<sub>L</sub>, T<sub>M</sub> i T<sub>H</sub> minimalna, srednja i maksimalna temperatura u posmatranom temperaturnom opsegu.

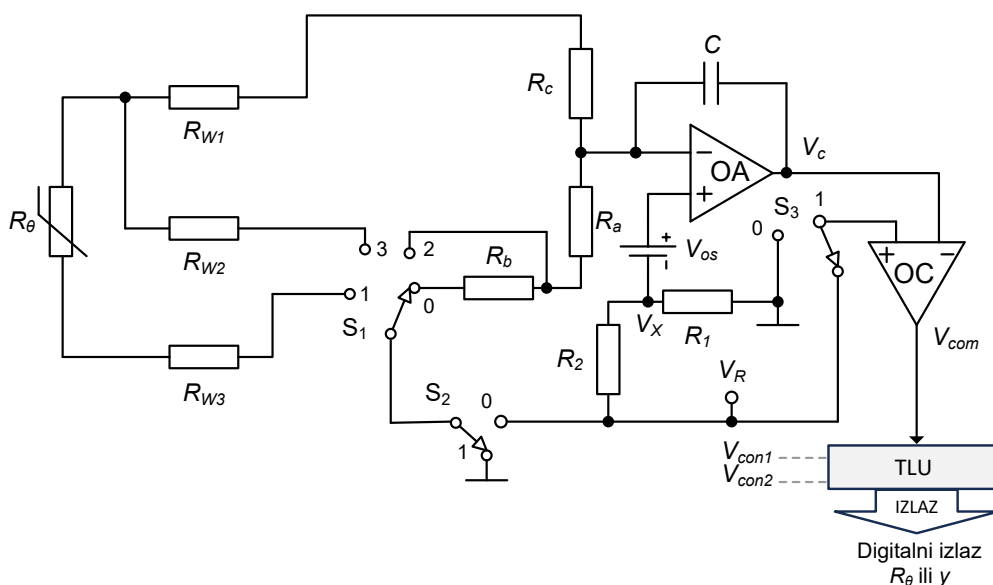
Za dodatnu optimizaciju sistema se koristi mikrokontroler. On preuzima naponski, impulsni signal sa izlaza kola i mjeri trajanje njegove periode pomoću internog tajmera. Na osnovu izračunate periode, traži odgovarajuću temperaturu u LUT tabeli koja sadrži unaprijed kalibrisane parove period-temperatura. Ako izračunata perioda ne odgovara ni jednoj vrijednosti temperature iz tabele, primjenjuje se linearna interpolacija između dvije najbliže tačke i na taj način se određuje temperatura sa dodatnom preciznošću.

Eksperimentalna verifikacija je sprovedena sa tri različita NTC termistora, svaki sa različitim vrijednostima nominalnih otpornosti R<sub>T0</sub> i specifične temperature β:

- T-I: Nominalni otpor R<sub>T0</sub> = 5 kΩ i β = 2847.4 K
- T-II: Nominalni otpor R<sub>T0</sub> = 6 kΩ i β = 3056.4 K
- T-III: Nominalni otpor R<sub>T0</sub> = 10 kΩ i β = 3963.3 K

Mjerenja su izvršena u precizno kontrolisanoj peći, sa termičkom stabilnošću ±3 °C, u temperaturnom opsegu od 30 °C do 120 °C. Maksimalne greške linearnosti za navedene termistore iznose ±0.28 %, ±0.45 % i ±0.61 %, respektivno.

Autori *Elangovan K, British Ashok Sontakke i Anoop Chandrika Sreekantan* su predstavili sistem za mjerenje temperature na bazi NTC termistora, u kojem kompletno električno kolo (slika 4.29) funkcioniše kao relaksacioni oscilator. Mikrokontroler mjeri odgovarajuće vremenske intervale naponskog signala pravougaonog oblika na izlazu oscilatora i na osnovu njih računa digitalni ekvivalent temperature, pri čemu se nelinearnost kompenzuje primjenom odgovarajuće matematičke relacije koja je implementirana u softveru.



Slika 4.29 – Električna šema predloženog mjernog sistema, [26]

Predloženo električno kolo se sastoji od integratora (operacionog pojačavača OA i kondenzatora  $C$ ), komparatora i digitalnog bloka TLU. Osnovni princip rada kola se zasniva na naizmjeničnom punjenju i pražnjenju kondenzatora  $C$  koje se odvija u dvije faze: faza mjerenja i faza kompenzacije. Mjerenjem vremenskih intervala punjenja i pražnjenja kondenzatora tokom obje faze i njihovim pravilnim kombinovanjem, dobija se veličina proporcionalna otpornosti termistora, pri čemu se istovremeno kompenzuju uticaji parazitnih otpornosti žica. Sistemom upravlja TLU koja generiše kontrolne signale  $V_{con1}$  i  $V_{con2}$ . Ovi signali određuju pozicije prekidača  $S_1$ ,  $S_2$  i  $S_3$ , čime se uspostavlja pravilan tok struje kroz kolo tokom obje faze.

Kada su kontrolni signali  $V_{con1} = 0$  i  $V_{con2} = 0$ , uključena su sva tri prekidača. Kondenzator se puni u skladu sa izrazom:

$$V_c(t) = \left( \frac{V_x}{R_{eq1} C} \right) t \quad (4.71)$$

pri čemu  $R_{eq1}$  predstavlja ekvivalentnu otpornost kroz koju teče struja u ovoj fazi, definisanu kao:

$$R_{eq1} = R_a + R_b + R_{s1} + R_{s2} \quad (4.72)$$

pri čemu su  $R_{s1}$  i  $R_{s2}$  otpornosti preidača  $S_1$  i  $S_2$ . Kondenzator se puni sve do trenutka kada napon na njemu ne dostigne vrijednost referentnog napona  $V_R$ , što detektuje komparator.

Vrijeme punjenja kondenzatora u fazi mjerenja  $T_{ON1}$  se dobija izjednačavanjem napona  $V_c(t)$  izraženog relacijom (4.71) u trenutku  $T_{ON1}$  sa referentnim naponom  $V_R$  i iznosi:

$$T_{ON1} = \frac{V_R}{V_X} R_{eq1} C \quad (4.73)$$

Nakon što komparator OC detektuje kraj faze punjenja, prekidači  $S_2$  i  $S_3$  se otvaraju, dok prekidač  $S_1$  ostaje zatvoren. Kondenzator počinje da se prazni u skladu sa relacijom:

$$V_c(t) = V_R - \left( \frac{(V_R - V_X)}{R_{eq2} \cdot C} \right) t \quad (4.74)$$

pri čemu je ekvivalentna otpornost kroz koju teče struja u ovoj fazi  $R_{eq2}$  :

$$R_{eq2} = R_\theta + R_c + R_{W1} + R_{W3} + R_{s1} + R_{s2} \quad (4.75)$$

Vrijeme pražnjenja kondenzatora u fazi mjerenja  $T_{OFF1}$  iznosi:

$$T_{OFF1} = \frac{V_R}{V_R - V_X} R_{eq2} C \quad (4.76)$$

Na sličan način se dolazi do izraza za vremenske intervale punjenja i pražnjenja kondenzatora u fazi kompenzacije:

$$T_{ON2} = \frac{V_R}{V_X} R_{eq3} C \quad (4.77)$$

$$T_{OFF2} = \frac{V_R}{V_R - V_X} R_{eq4} C \quad (4.78)$$

pri čemu odgovarajuće ekvivalentne otpornosti  $R_{eq3}$  i  $R_{eq4}$  iznose:

$$R_{eq3} = R_{eq1} - R_b \quad (4.79)$$

$$R_{eq4} = R_{eq2} - R_{\theta} \quad (4.80)$$

Na osnovu dobijenih vremenskih intervala  $T_{ON1}$ ,  $T_{ON2}$ ,  $T_{OFF1}$  i  $T_{OFF2}$  uvodi se veličina  $T_{\theta}$  koja je direktno proporcionalan otpornosti  $R_{\theta}$  i definisana je izrazom:

$$T_{\theta} = \frac{T_{OFF1} - T_{OFF2}}{T_{ON1} - T_{ON2}} = \left( \frac{V_X}{V_R - V_X} \right) \left( \frac{Req_2 - Req_4}{Req_1 - Req_3} \right) = \left( \frac{R_1}{R_b R_2} \right) R_{\theta} \quad (4.81)$$

Konačno, vrijednost otpornosti  $R_{\theta}$  iznosi:

$$R_{\theta} = T_{\theta} \cdot \frac{R_b R_2}{R_1} \quad (4.82)$$

Linearizacija funkcije (4.82) se realizuje primjenom matematičkog modela koji je implementiran pomoću mikrokontrolera, pri čemu je  $k_i$  linearizujuća konstanta za  $i$ -tu iteraciju, a  $n$  broj linearizujućih članova.

$$y = \sum_{i=1}^n \frac{R_{\theta}}{R_{\theta} + k_i} \quad (4.83)$$

Linearizacija se postiže adekvatnim odabirom vrijednosti  $k_i$ . U procesu kalibracije se određuju vrijednosti otpornosti  $R_{\theta}$  za niz unaprijed definisanih temperatura, pri čemu su temperaturne tačke ravnomjerno raspoređene duž posmatranog temperaturnog opsega. Potom se izračunava vrijednost linearizacione funkcije  $y$  za svaku eksperimentalno dobijenu vrijednost  $R_{\theta}$  i unaprijed određen broj linearizacionih konstanti  $k_i$ . Vrijednosti konstante  $k_i$  se optimizuju u procesu iteracije tako da se njihovim odabirom minimizuje suma kvadrata standardne devijacije između  $y(\theta)$  i njene linearne aproksimacije. Nakon što su odabrane optimalne vrijednosti  $k_i$ , funkcija  $y$  se koristi za konvertovanje otpornosti  $R_{\theta}$  u digitalni izlaz koji je linearna funkcija temperature.

U studiji slučaja, autori su koristili 5 kalibracionih tačaka u temperaturnom opsegu od 0 do 120 °C. Funkcija  $y(\theta)$  je implementirana sa 3 linearizujuće konstante  $k_i$ . Uz iterativni postupak minimizacije standardne devijacije, određene su optimalne vrijednosti  $k_i$ , uz koje je postignuta maksimalna greška linearnosti od 0.37 %.

Autori su utvrdili da veći broj iteracija ( $n$ ) omogućava precizniju linearizaciju, ali zahtijeva više računskih operacija. Takođe, zaključuje se da povećanje broja kalibracionih tačaka ne utiče značajno na linearnost kada je  $n$  fiksno.

Za eksperimentalnu validaciju sistema korišćeni su OP07 operacioni pojačavač i LM311 komparator. Elektronski prekidači su realizovani upotrebom MAX4052 za prekidač  $S_1$ , dok se za prekidač  $S_2$  i  $S_3$  koristio MAX4053. TLU je realizovana pomoću ATSAM3X8E mikrokontrolera sa Arduino Duo platforme. Otpornost  $R_\theta$  je simulirana i podešavana u opsegu od 1 k $\Omega$  do 100 k $\Omega$ , sa koracima od 3 k $\Omega$ , koristeći dekadnu kutiju. Na ovaj način su simulirane promjene otpornosti dva tipa termistora:

- T-1: NTCM-100K-B3950 (u opsegu 0 °C do 120 °C).
- T-2: NTCLE413E2103F520L (u opsegu 0 °C do 105 °C).

i ostvarena greška linearnosti do 0.4 %. Prilikom testiranja sa komercijalnim termistorima u opsegu od 35 °C do 95 °C, greške linearnosti iznose do 0.44 % za T-1 i do 0.47 % za T-2.

#### 4.4 KOMPARATIVNA ANALIZA TEHNIKA ZA LINEARIZACIJU

Komparativna analiza metoda za linearizaciju odziva mjernih sistema na bazi NTC termistora može biti sprovedena putem eksperimentalne verifikacije različitih rješenja pri istim mjernim uslovima ili njihovim poređenjem na osnovu performansi sistema koje autori navode u radu. Eksperimentalni pristup omogućava veliku pouzdanosti pri analizi, ali i zahtijeva određene resurse i pristup odgovarajućoj laboratorijskoj opremi.

U literaturi su predstavljeni radovi u kojima se porede implementacije termistorskih jednačina na FPGA platformama, kao i realizacije različitih softverskih tehnika na istim platformama. U radu [31] su upoređene performanse implementacije *Hoge* jednačina. Sa aspekta tačnosti, implementacije *Hoge* jednačine se mogu hronološki rangirati na sljedeći način: *Hoge 2*, *Hoge 3*, *Hoge 4*, *Hoge 1* i na kraju *Hoge 5*. Kada se posmatra iskorišćenost FPGA resursa, redoslijed počevši od implementacije sa najvećim zahtjevima je: *Hoge 3*, *Hoge 2*, *Hoge 4*, *Hoge 1*, *Hoge 5*. Na osnovu rada [25], implementacija SHHE se po kriterijumu hardverskih zahtjeva nalazi između implementacija *Hoge 4* i *Hoge 1*.

Sa druge strane, na osnovu analize softverskih tehnika za linearizaciju [40] zaključeno je da za isti prag MSE, složenost njihove implementacije, počevši od najmanje složene je sljedeći: LUT, PWL, PLI, ANN, ANFIS. LUT metoda ima niske hardverske zahtjeve, PWL i PLI zahtijevaju umjerene resurse, dok ANN i ANFIS predstavljaju najzahtjevnije opcije u pogledu

logike i memorije. Autori su realizovali navedene tehnike podešavajući *trade-off* parametre tako da se primjenom svake metode postigne isti prag greške koji je kvantifikovan kroz metriku MSE. Sa druge strane, ANN i ANFIS tehnike imaju potencijal za postizanje najmanje greške linearizacije kada nema hardverskih ograničenja.

Hardverske i kombinovane tehnike za linearizaciju se mogu analizirati na osnovu dostavljenih metrika. Tabela 4.5 prikazuje poređenje hardverskih i kombinovanih tehnika linearizacije na osnovu maksimalne greške linearnosti u odgovarajućem temperaturnom opsegu.

**Tabela 4.5:** Poređenje maksimalne greške linearnosti različitih hardverskih i kombinovanih tehnika za linearizaciju

| <i>Ref.</i> | <i>T</i> [°C] | <i>E<sub>Lmax</sub></i> [%] |
|-------------|---------------|-----------------------------|
| [41]        | 0 – 120       | ±1.7 %                      |
| [43]        | 0 – 120       | ±0.2 %                      |
| [44]        | 30 – 120      | ±1 %                        |
| [45]        | 0 – 100       | ±0.1 %                      |
| [47]        | -5 – 40       | ±0.5 %                      |
| [48]        | 0 – 100       | ±0.1 %                      |
| [27]        | 30 – 120      | ±0.75 %                     |
| [28]        | 30 – 120      | ±0.28 %                     |
| [26]        | 35 – 95       | ±0.44 %                     |

U najvećem broju predloženih rješenja informacija o temperaturi je sadržana u frekvenciji izlaznog signala mjernog sistema. Veliki broj rješenja iz ove grupe se bazira na upotrebi tajmera 555 u konfiguraciji astabilnog multivibratora [28], [41], [48]. Među njima najjednostavnije rješenje je predstavljeno u radu [41], gdje je otpornik koji je dio standardne konfiguracije astabilnog multivibratora zamijenjen NTC termistorom. Linearizacija se postiže podešavanjem parametara kola, bez dodatnih komponenti. Ovo rješenje karakteriše jednostavnost, ali i lošija linearnost u odnosu na druga rješenja (±1,7 % u temperaturnom opsegu od 0 do 120 °C). U radovima [48] i [28] se kroz modifikacije osnovne konfiguracije astabilnog multivibratora i dodatnu softversku kompenzaciju nelinearnosti postiže bolja linearnost, ali po cijenu povećane složenosti sistema. U radu [48] se koristi ANN za drugi stepen linearizacije, dok u radu [28] se koristi LUT.

Slično kao u [48], u radu [45] je predstavljeno rješenje gdje se frekvencijski signal dodatno linearizuje upotrebom ANN. ANN mreža predstavljena u radu [48] se sastoji od dva sloja, dok se u radu [45] koristi troslojna ANN mreža, što povećava ukupnu složenost i omogućava bolju linearnost. Sisteme za mjerenje temperature u navedena dva rada karakteriše velika osjetljivost od 5 kHz/°C.

Sa druge strane, u radu [44] je predstavljeno jednostavno hardversko rješenje bazirano na naponskom pojačavaču. Na sličnom principu je zasnovano rješenje predstavljeno u radu [47], gdje je dodatno realizovan konvertor napona u frekvenciju, čime je omogućena veća primjenjivost i fleksibilnost rješenja. Međutim, postignuta je zadovoljavajuća linearnost u uskom temperaturnom opsegu od  $-5\text{ }^{\circ}\text{C}$  do  $40\text{ }^{\circ}\text{C}$ . U radu [27] je predstavljena realizacija astabilnog multivibratora koji se koristi za prvi stepen linearizacije. Veća složenost kola i drugi stepen linearizacije primjenom LUT-a omogućavaju postizanje bolje linearnosti u odnosu na druga dva rješenja iz ove potkategorije.

Autori *Antonio J. Lopez-Martin* i *Alfonso Carloseña* su izvršili poređenje tehnika za kompenzaciju nelinearnosti senzora podijelivši ih u tri kategorije: analogne, digitalne i mješovite [50]. Na osnovu studija slučaja, došli su do sljedećih zaključaka:

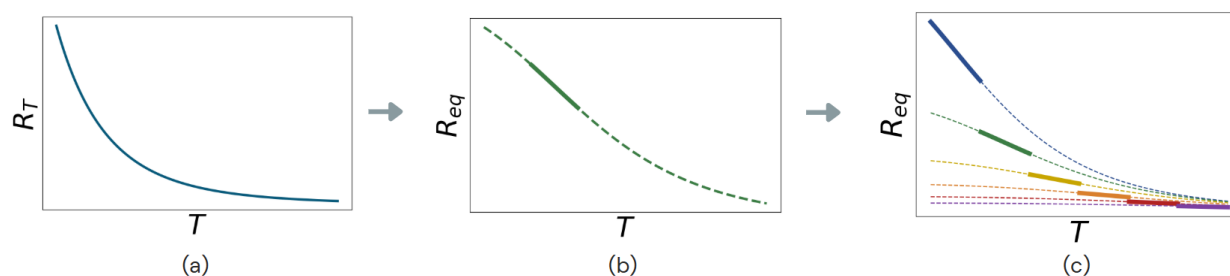
- Analogne tehnike se generalno ističu po jednostavnosti implementacije, niskoj cijeni i maloj potrošnji energije. Ove osobine ih čine pogodnim za primjenu u niskobudžetnim i jednostavnim aplikacijama. Glavni nedostaci su ograničena tačnost i fleksibilnost, kao i osjetljivost na varijacije temperature, napona napajanja i šum iz okoline.
- Digitalne tehnike omogućavaju postizanje veće preciznosti i fleksibilnosti u odnosu na analogne tehnike, ali po cijenu većih hardverskih resursa, složenije implementacije i veće potrošnje energije.
- Kombinovane tehnike su posebno pogodne za aplikacije gdje se signal senzora mora pretvoriti u digitalni oblik, a gdje se troškovi, vrijeme obrade i potrošnja energije trebaju svesti na minimum.

Navedena klasifikacija pruža određene smjernice za odabir optimalne tehnike za linearizaciju. Ipak, potrebno je pažljivo razmatranje složenosti implementacije, preciznosti, praktičnosti primjene, potrebnih hardverskih i softverskih resursa svake pojedinačne metode linearizacije za odabir one koja najbolje odgovara specifičnim zahtjevima aplikacije.

## 5. KOMPENZACIJA NELINEARNOSTI PRENOSNE KARAKTERISTIKE NTC TERMISTORA PRIMJENOM NAPONOM KONTROLISANOG OTPORNIKA

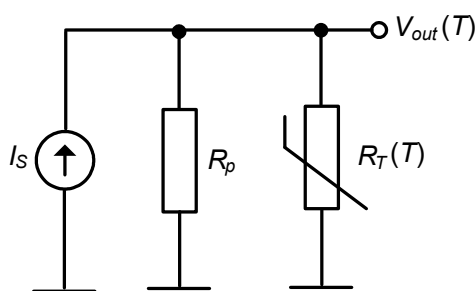
### 5.1 ANALIZA PARALELNE VEZE NTC TERMISTORA I PASIVNOG OTPORNIKA

Vezivanjem pasivnog otpornika odgovarajuće otpornosti paralelno NTC termistoru omogućava se kompenzacija nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora u uskom temperaturnom opsegu. Pravilnim odabirom otpornosti ovog otpornika moguće je izabrati temperaturni opseg u kojem se linearizuje prenosna funkcija ovog mjernog sistema. Osnovna ideja rješenja predloženog u ovom master radu je da se proširi linearni segment prenosne funkcije ovog kola dinamičkim prilagođavanjem otpornosti u zavisnosti od konkretnog temperaturnog opsega. Na slici 5.1 je prikazana ilustracija predloženog koncepta za linearizaciju.



**Slika 5.1:** Koncept linearizacije zasnovan na dinamičkom upravljanju otpornošću paralelno vezane NTC termistoru: a) prenosna karakteristika NTC termistora, b) paralelna veza NTC-a i pasivnog otpornika čijim se paralelnim vezivanjem linearizuje funkcija u naznačenom temperaturnom segmentu, c) linearni segmenti paralelne veze NTC-a i adekvatne otpornosti koja se dinamički podešava u zavisnosti od temperaturnog segmenta

Dakle, princip linearizacije zasnovan na vezivanju pasivnog otpornika paralelno NTC termistoru predstavlja temelj predloženog rješenja. Shodno tome, na samom početku potrebno je sprovesti odgovarajuću analizu navedene pasivne tehnike. Kolo prikazano na slici 5.2 predstavlja osnovu za dizajn cijelokupnog sistema za linearizaciju.



**Slika 5.2:** Električna šema paralelne veze NTC termistora i pasivnog otpornika  $R_p$

Kroz paralelnu vezu NTC termistora  $R_T$  i pasivnog otpornika  $R_p$  se propušta konstantna struja  $I_s$  generisana uz pomoć strujnog izvora. Ekvivalentna otpornost paralelne veze NTC termistora  $R_T$  i otpornika  $R_p$ , kao i napon na njenim krajevima  $V_{out}(T)$  su opisani sljedećim izrazima:

$$R_{eq}(T) = \frac{R_T(T)R_p}{R_T(T) + R_p} \quad (5.1)$$

$$V_{out}(T) = \frac{R_T(T)R_p}{R_T(T) + R_p} I_s \quad (5.2)$$

Vrijednost temperature  $T$  se može odrediti na osnovu ekvivalentne otpornosti  $R_{eq}(T)$ , koja se posredno određuje mjerenjem izlaznog napona  $V_{out}(T)$ . Na samom početku potrebno je analizirati kako različite vrijednosti otpornosti  $R_p$  utiču na ekvivalentnu otpornost  $R_{eq}(T)$ , odnosno napon  $V_{out}(T)$  i koje su otpornosti  $R_p$  optimalne za linearizaciju prenosne funkcije kola u različitim temperaturnim segmentima.

Analizom ponašanja funkcije  $R_{eq}(T)$  pri graničnim vrijednostima temperature  $T$  (odnosno pri graničnim vrijednostima otpornosti  $R_T$ ), kao i pri graničnim vrijednostima otpornosti  $R_p$ , dolazi se do sljedećih izraza:

$$\lim_{T \rightarrow 0^+} R_{eq}(T) = \lim_{R_T \rightarrow +\infty} \frac{R_T R_p}{R_T + R_p} = \lim_{R_T \rightarrow +\infty} \frac{R_p}{1 + \frac{R_p}{R_T}} = \frac{R_p}{1 + 0} = R_p \quad (5.3)$$

$$\lim_{T \rightarrow +\infty} R_{eq}(T) = \lim_{R_T \rightarrow 0^+} \frac{R_T R_p}{R_T + R_p} = \lim_{R_T \rightarrow 0^+} \frac{R_T}{1 + \frac{R_T}{R_p}} = \frac{0}{1 + 0} = 0 \quad (5.4)$$

$$\lim_{R_p \rightarrow 0^+} \frac{R_T(T) R_p}{R_T(T) + R_p} = \lim_{R_p \rightarrow 0^+} \frac{R_p}{1 + \frac{R_p}{R_T(T)}} = \frac{0}{1 + 0} = 0 \quad (5.5)$$

$$\lim_{R_p \rightarrow +\infty} \frac{R_T(T) R_p}{R_T(T) + R_p} = \lim_{R_p \rightarrow +\infty} \frac{R_T(T)}{1 + \frac{R_T(T)}{R_p}} = \frac{R_T(T)}{1 + 0} = R_T(T) \quad (5.6)$$

Uvid u ponašanje funkcije  $R_{eq}(T)$  se može dobiti i dodatnim razmatranjem izraza (5.2), uz primjenu odgovarajućih aproksimacija, što dovodi do sljedećih zaključaka:

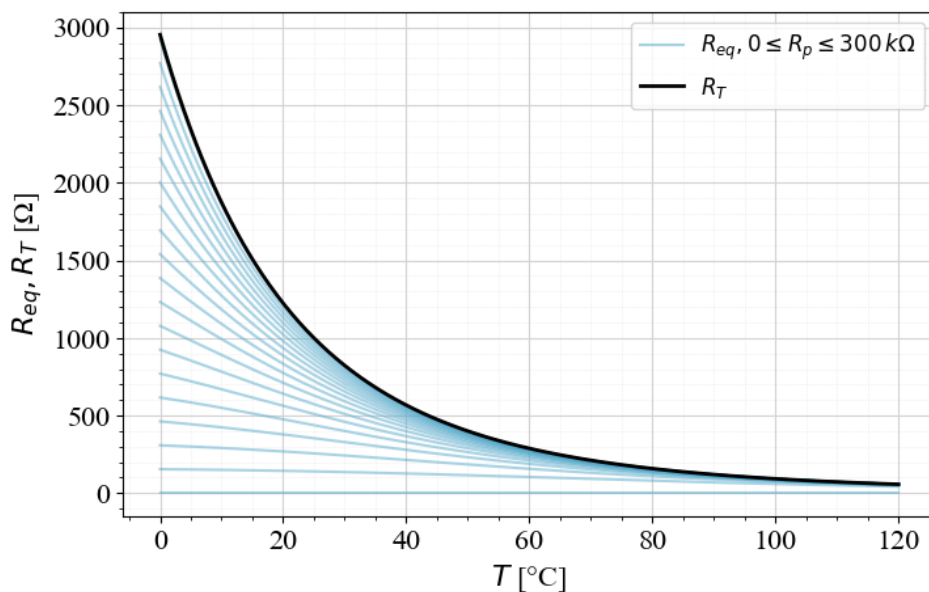
1. Kada je  $R_p \ll R_T(T)$ , zbir u imeniocu izraza (3.1) se može aproksimirati kao  $R_T(T) + R_p \approx R_T(T)$ , pa se dobija izraz:

$$R_{eq}(T) \approx \frac{R_T(T)R_p}{R_T(T)} = R_p \quad (5.7)$$

2. Slično, za  $R_p \gg R_T(T)$  važi da je  $R_T(T) + R_p \approx R_p$ , odnosno:

$$R_{eq}(T) \approx \frac{R_T(T)R_p}{R_p} = R_T(T) \quad (5.8)$$

Na slici 5.3 je prikazana zavisnost ekvivalentne opornosti  $R_{eq}$  od temperature, za različite vrijednosti otpornosti  $R_p$  u opsegu:  $0 \leq R_p \leq 300 \text{ k}\Omega$ .



**Slika 5.3:** Ekvivalentna otpornost  $R_{eq}$  u funkciji temperature, za različite vrijednosti otpornosti  $R_p$  u opsegu:  $0 \leq R_p \leq 300 \text{ k}\Omega$ , pri čemu je nominalna otpornost termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$  i specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$

Dakle, grafički i matematički se pokazuje da kada je otpornost  $R_p$  mnogo manja od otpornosti  $R_T(T)$ , ekvivalentna otpornost  $R_{eq}(T)$  je približno jednaka otpornosti pasivnog otpornika. U tom slučaju sistem je gotovo temperaturno neosjetljiv. Nasuprot tome, kada je otpornost  $R_p$  mnogo veća od otpornosti  $R_T(T)$ , ekvivalentna otpornost  $R_{eq}(T)$  se približava otpornosti termistora, a samim tim se nelinearnost prenosne karakteristike kola praktično ne kompenzuje.

U narednom poglavlju je prikazana analiza metoda za odabir adekvatne otpornosti  $R_p$  za linearizaciju u zavisnosti od posmatranog temperaturnog opsega.

## 5.2 ANALITIČKE I NUMERIČKE METODE ZA ODREĐIVANJE VRIJEDNOSTI OTPORNIKA VEZANOG PARALELNO NTC TERMISTORU KOJE SU OPTIMALNE ZA LINEARIZACIJU

Vrijednost otpornosti  $R_p$  koja je optimalna za linearizaciju funkcije  $R_{eq}(T)$  sa aspekta linearnosti se može odrediti analitički, numerički ili eksperimentalno.

Jedan analitički pristup za određivanje otpornosti  $R_p$  se zasniva na takozvanoj metodi tri tačke (eng. *Three point method*) na osnovu koje se može definisati linearnost funkcije  $R_{eq}(T)$  u odgovarajućem temperaturnom opsegu. Naime, za tri proizvoljno odabrane, kolinearne, temperaturne tačke ( $T_1, T_2, T_3$ ), ukoliko važi da je  $T_1 - T_2 = T_2 - T_3$ , da bi funkcija  $R_{eq}(T)$  bila linearna, mora da bude ispunjen uslov:

$$R_{eq1} - R_{eq2} = R_{eq2} - R_{eq3} \quad (5.9)$$

odnosno:

$$\frac{R_p R_{T1}}{R_p + R_{T1}} - \frac{R_p R_{T2}}{R_p + R_{T2}} = \frac{R_p R_{T2}}{R_p + R_{T2}} - \frac{R_p R_{T3}}{R_p + R_{T3}} \quad (5.10)$$

gdje su  $R_{eq1}, R_{eq2}$  i  $R_{eq3}$  otpornosti  $R_{eq}(T)$  na temperaturama  $T_1, T_2$  i  $T_3$ , respektivno, a  $R_{T1}, R_{T2}$  i  $R_{T3}$  su otpornosti  $R_T(T)$  NTC termistora na navedenim temperaturama.

Na kraju, iz uslova linearnosti definisanog relacijom (5.10) se dobija izraz za optimalnu otpornost  $R_p$ :

$$R_p = \frac{R_{T2}(R_{T1} + R_{T3}) - 2R_{T1}R_{T3}}{R_{T1} + R_{T3} - 2R_{T2}} \quad (5.11)$$

Druga analitička metoda za određivanje optimalne otpornosti  $R_p$  proizilazi iz analize razvoja funkcije  $R_{eq}(T)$  u *Taylor*-ov red. Funkcija  $R_{eq}(T)$  se može predstaviti kao beskonačna suma polinoma različitih stepena, razvijenih oko referentne temperature  $T_r$ :

$$R_{eq}(T) = R_{eq}(T_r) + R'_{eq}(T_r)(T - T_r) + \frac{R''_{eq}(T_r)}{2!}(T - T_r)^2 + \frac{R'''_{eq}(T_r)}{3!}(T - T_r)^3 + \dots \quad (5.12)$$

Ako se funkcija  $R_{eq}(T)$  aproksimira *Taylor*-ovim redom do drugog stepena, tada dobija sljedeći oblik:

$$R_{eq}(T) \approx R_{eq}(T_r) + R'_{eq}(T_r)(T - T_r) + \frac{R''_{eq}(T_r)}{2!}(T - T_r)^2 \quad (5.13)$$

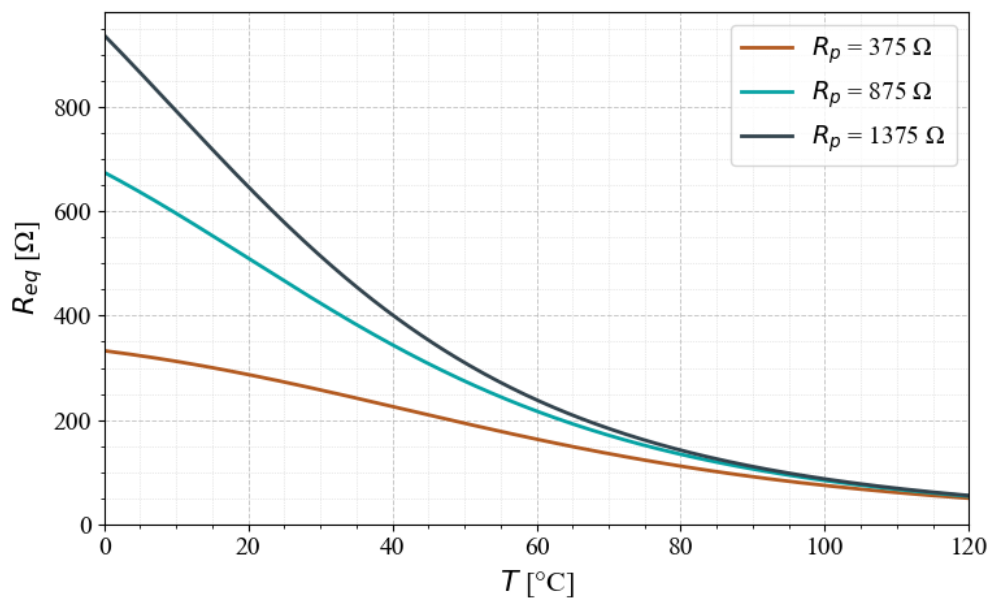
Treći član ovog niza je uzrok nelinearnosti aproksimiranog izraza. Iz tog razloga, kako bi se kompenzovali nelinearni efekti oko referentne temperature  $T_r$ , potrebno je da bude zadovoljen uslov:

$$\left. \frac{d^2 R_{eq}}{dT^2} \right|_{T=T_r} = 0 \quad (5.14)$$

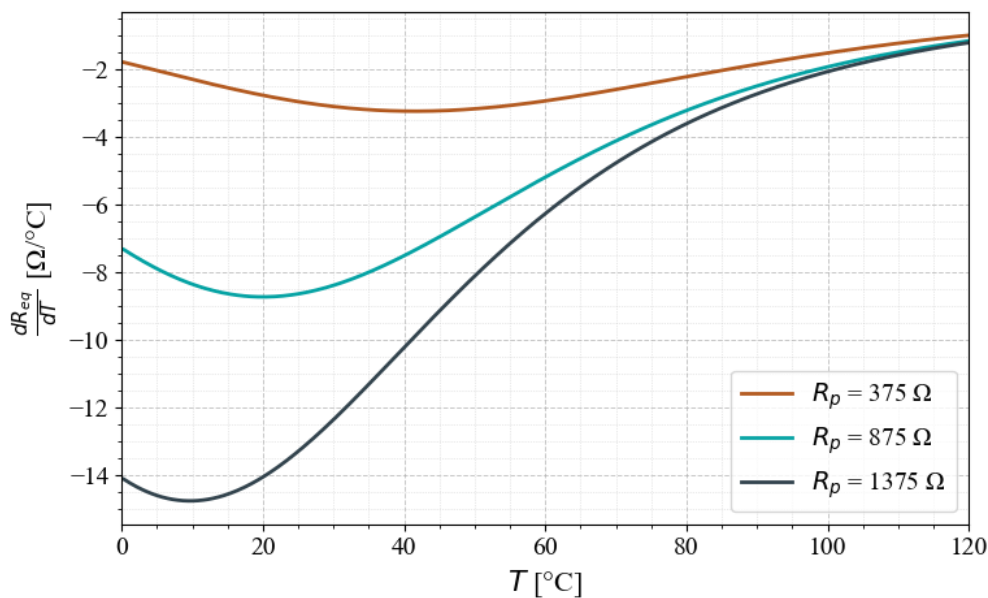
Rješavanjem relacije (5.14) se dobija izraz za optimalnu otpornost  $R_p$  oko referentne temperature  $T_r$ :

$$R_p = R_{T_r} \left( \frac{\beta - 2T_r}{\beta + 2T_r} \right) \quad (5.15)$$

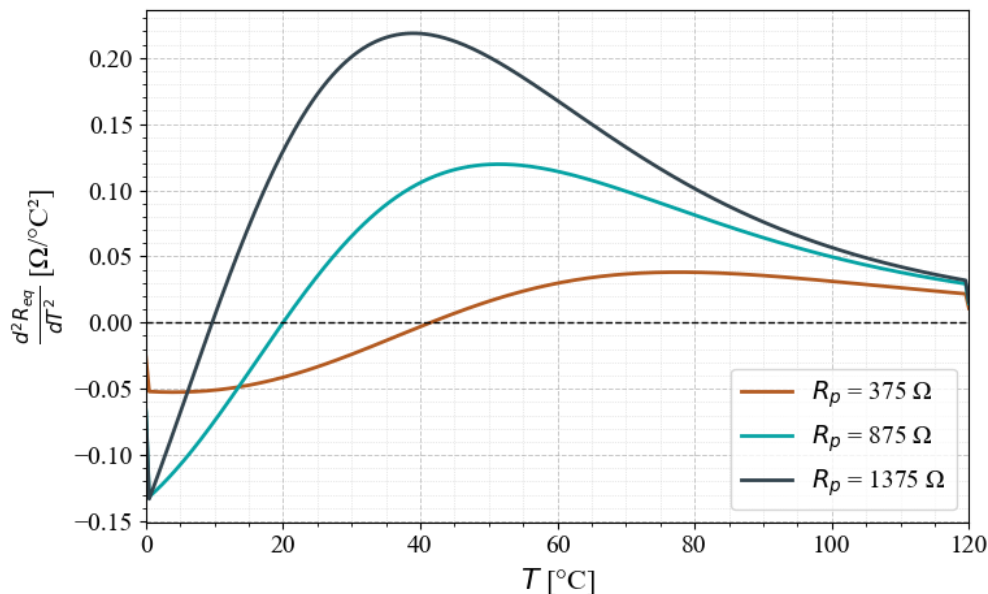
Temperatura  $T_r$  predstavlja tačku infleksije na kojoj funkcija  $R_{eq}(T)$  mijenja zakrivljenost, odnosno prelazi iz konveksnog u konkavan oblik i oko koje je funkcija lokalno linearna. Na ovoj temperaturi prvi izvod funkcije  $R_{eq}(T)$  dostiže lokalni ekstremum, a drugi izvod je jednak nuli. Na slikama 5.4, 5.5 i 5.6 su prikazani grafici funkcije  $R_{eq}(T)$ , kao i prvi i drugi izvod ove funkcije, za tri različite vrijednosti otpornosti  $R_p$ . Otpornost  $R_p = 875 \Omega$  je birana tako da zadovoljava uslov definisan relacijom (5.15) za vrijednost  $T_r = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ . Ostale dvije otpornosti  $R_p$  su na rastojanju  $\pm 500 \Omega$  od pomenute otpornosti. Na osnovu grafika koji slijede se može posmatrati uticaj otpornosti  $R_p$  na položaj tačke infleksije.



Slika 5.4: Zavisnost ekvivalentne otpornosti  $R_{eq}$  od temperature za tri različite vrijednosti otpornosti  $R_p \in \{375 \Omega, 875 \Omega, 1375 \Omega\}$ , pri čemu je nominalna otpornost termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$  i specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$



Slika 5.5: Zavisnost prvog izvoda funkcije  $R_{eq}(T)$  od temperature za tri različite vrijednosti otpornosti  $R_p \in \{375 \Omega, 875 \Omega, 1375 \Omega\}$ , pri čemu je nominalna otpornost termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$  i specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$



**Slika 5.6:** Zavisnost drugog izvoda funkcije  $R_{eq}(T)$  od temperature za tri različite vrijednosti otpornosti  $R_p \in \{375 \Omega, 875 \Omega, 1375 \Omega\}$ , pri čemu je nominalna otpornost termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$  i specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$

Na osnovu grafika na slici 5.6 se uočava da je za otpornost  $R_p = 875 \Omega$  vrijednost drugog izvoda funkcije  $R_{eq}(T)$  na temperaturi  $T = 20 \text{ }^\circ\text{C}$  jednak nuli, što je i očekivano imajući u vidu da je ta vrijednost otpornosti dobijena računarski iz navedenog uslova. Takođe, na osnovu slike 5.5 jasno se uočava da prvi izvod funkcije  $R_{eq}(T)$  dostiže lokalni minimum na toj temperaturnoj tački, a na osnovu slike 5.4 se može i primjetiti da je funkcija  $R_{eq}(T)$  linearna oko posmatrane tačke. Za vrijednosti  $R_p: 375 \Omega$  i  $1375 \Omega$  se uočava da su tačke infleksije na temperaturama od oko  $40 \text{ }^\circ\text{C}$  i  $10 \text{ }^\circ\text{C}$ , respektivno.

Optimalna otpornost za linearizaciju se može odrediti i primjenom numeričkih metoda, kroz iterativni postupak, pri kojem se za različite otpornosti  $R_p$  računa funkcija  $R_{eq}(T)$ . Bira se ona vrijednost  $R_p$  za koju je odstupanje između funkcije  $R_{eq}(T)$  i idealne linearne aproksimacije u definisanom temperaturnom opsegu minimalno. Linearna funkcija koja najbolje aproksimira odnos između promjenjivih se određuje primjenom linearne regresije. Linearna regresija je statistička metoda koja se koristi za modelovanje odnosa između jedne zavisne promenljive i jedne ili više nezavisnih promenljivih. U konkretnom slučaju, kada postoji samo jedna nezavisna promenljiva, govori se o jednostavnoj linearnoj regresiji. Idealna linearna funkcija koja aproksimira funkciju  $R_{eq}(T)$  ima oblik:

$$R_{lin}(T) = \alpha_0 + \alpha_1 T \quad (5.16)$$

pri čemu je  $\alpha_0$  presjek sa  $R_{lin}$ -osom, a  $\alpha_1$  koeficijent pravca funkcije.

Parametri linearne regresije  $\alpha_0$  i  $\alpha_1$  se mogu odrediti primjenom metode najmanjih kvadrata (eng. *Ordinary Least Square, OLS*). Cilj *OLS*-a je minimizacija sume kvadrata razlika između stvarnih vrijednosti funkcije  $R_{eq}(T)$  i modelom predviđenih vrijednosti funkcije  $R_{lin}(T)$ . Suma kvadrata grešaka (eng. *Sum Squared Error, SSE*) se može opisati relacijom:

$$SSE = \sum_{i=1}^n \left( R_{eq}(T_i) - (\alpha_0 + \alpha_1 T_i) \right)^2 \quad (5.17)$$

pri čemu je  $n$  - ukupan broj temperaturnih tačaka u posmatranom opsegu. Kako bi *SSE* bila minimalna potrebno je da budu zadovoljeni uslovi:

$$\frac{\partial SSE}{\partial \alpha_0} = -2 \sum_{i=1}^n (R_{eq}(T_i) - \alpha_0 - \alpha_1 T_i) = 0 \quad (5.18)$$

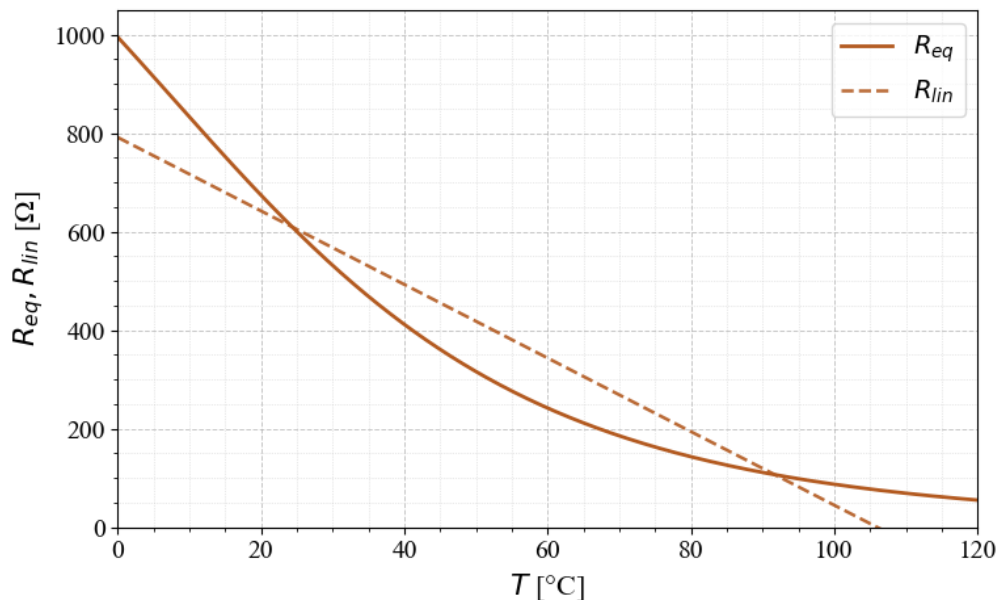
$$\frac{\partial SSE}{\partial \alpha_1} = -2 \sum_{i=1}^n T_i (R_{eq}(T_i) - \alpha_0 - \alpha_1 T_i) = 0 \quad (5.19)$$

Rješavanjem sistema koji čine jednačine (5.18) i (5.19) dobijaju se optimalne vrijednosti parametara regresije:

$$\alpha_1 = \frac{\sum_{i=1}^n (T_i - \bar{T})(R_{eq}(T_i) - \bar{R}_{eq})}{\sum_{i=1}^n (T_i - \bar{T})^2} \quad (5.20)$$

$$\alpha_0 = \bar{R}_{eq} - \alpha_1 \bar{T} \quad (5.21)$$

gdje su  $\bar{T}$  i  $\bar{R}_{eq}$  srednje vrijednosti temperature  $T$  i ekvivalentne otpornosti  $R_{eq}(T)$  u posmatranom temperaturnom opsegu. Na slici 5.7 je prikazana ekvivalentna otpornost  $R_{eq}$  i njena linearna aproksimacija  $R_{lin}$  u funkciji temperature, pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$ , otpornost  $R_p = 1.5 \text{ k}\Omega$ .



**Slika 5.7:** Ekvivalentna otpornost  $R_{eq}$  i njena linearna aproksimacija  $R_{lin}$  u funkciji temperature, pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$ , otpornost  $R_p = 1.5 \text{ k}\Omega$

Nakon što je izvršena linearna regresija funkcije  $R_{eq}(T)$ , potrebno je kvantitativno procijeniti njeno odstupanje od idealne linearne aproksimacije  $R_{lin}(T)$ . U tom cilju se koriste različite metrike za procjenu linearnosti. U narednom poglavlju je dat pregled metrika koje se koriste za procjenu kvaliteta linearizacije.

### 5.3 METRIKE ZA PROCJENU GREŠKE LINEARNOSTI

Rezidual u svakoj temperaturnoj tački  $T_i$  predstavlja razliku između stvarne ekvivalentne otpornosti  $R_{eq}(T_i)$  i vrijednosti  $R_{lin}(T_i)$  dobijene primjenom linearne regresije:

$$e_i = R_{eq}(T_i) - R_{lin}(T_i) \quad (5.22)$$

Na osnovu reziduala moguće je definisati niz različitih metrika za procjenu kvaliteta linearnosti. Neke od najčešće korišćenih metrika su:

## Apsolutne metrike greške

- Maksimalna apsolutna greška (eng. *Max Absolute Error, MaxAE*):

$$MaxAE = \max |R_{eq}(T_i) - R_{lin}(T_i)| \quad (5.23)$$

Predstavlja najveću apsolutnu razliku između stvarnih i modelom predviđenih vrijednosti otpornosti u posmatranom skupu podatka.

- Srednja apsolutna greška (eng. *Mean Absolute Error, MAE*):

$$MAE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |R_{eq}(T_i) - R_{lin}(T_i)| \quad (5.24)$$

pri čemu je  $n$  ukupan broj diskretnih temperaturnih tačaka u skupu mjerenih otpornosti. Ova metrika daje informaciju o prosječnoj apsolutnoj razlici između stvarnih i predviđenih vrijednosti otpornosti.

- Srednja kvadratna greška (eng. *Mean Squared Error, MSE*):

$$MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (R_{eq}(T_i) - R_{lin}(T_i))^2 \quad (5.25)$$

Za razliku od *MAE*, zbog kvadriranja reziduala, ova metrika je osjetljivija na veća odstupanja.

- Korijen srednje kvadratne greške (eng. *Root Mean Square Error, RMSE*):

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (R_{eq}(T_i) - R_{lin}(T_i))^2} \quad (5.26)$$

Za razliku od *MSE*, ova metrika ima mjernu jedinicu kao i veličina koja se mjeri, što je čini intuitivnijim pokazateljem kvaliteta modela.

## Relativne metrike greške

U kontekstu linearizacije odziva senzora, greška linearnosti se često izražava relativno u odnosu na mjerni opseg. Na taj način moguće je uporediti stepen linearnosti različitih mjernih sistema nezavisno od njihovog mjernog opsega. Razlika između stvarnih otpornosti  $R_{eq}(T_i)$  i vrijednosti predviđenih regresionim modelom  $R_{lin}(T_i)$  na svakoj temperaturnoj tački  $T_i$ , izražena relativno u odnosu na opseg mjerene veličine se može opisati relacijom, [15]:

$$E(T_i)[\%] = 100 \frac{R_{eq}(T_i) - R_{lin}(T_i)}{R(T_{max}) - R(T_{min})} \quad (5.27)$$

U literaturi se kao najčešće korišćena metrika za procjenu linearnosti odziva mjernih sistema na bazi NTC termistora navodi maksimalna relativna greška linearnosti (eng. *independent linearity error* ili *non-linearity error*). Ona se često podrazumijeva pod samim pojmom greška linearnosti. Maksimalno relativno odstupanje ekvivalentne otpornosti  $R_{eq}(T_i)$  od vrijednosti  $R_{lin}(T_i)$  je dato relacijom:

$$E_{max}[\%] = \max \left( 100 \left| \frac{R_{eq}(T_i) - R_{lin}(T_i)}{R(T_{max}) - R(T_{min})} \right| \right) \quad (5.28)$$

Dodatno, odstupanje stvarnih od predviđenih, idealnih otpornosti se može izraziti relativno u odnosu na otpornost na posmatranoj temperaturi. Srednja apsolutna procentualna greška (eng. *Mean Absolute Percentage Error, MAPE*) se izražava na sljedeći način:

$$MAPE[\%] = \frac{100}{n} \sum_{i=1}^n \left| \frac{R_{eq}(T_i) - R_{lin}(T_i)}{R_{eq}(T_i)} \right| \quad (5.29)$$

Osim navedenih metrika za procjenu linearnosti koje se zasnivaju na primjeni linearne regresije, u literaturi se često za određivanje vrijednosti parametara kola koja su optimalne za linearizaciju izlazne funkcije sistema koristi normalizovana devijacija, [15], [28], [27], koja je u ovom radu definisana kroz izraz:

$$D = \frac{R_{eq}(T_i) - R_{eq}(T_{min})}{R_{eq}(T_{max}) - R_{eq}(T_{min})} - \frac{T_i - T_{min}}{T_{max} - T_{min}} \quad (5.30)$$

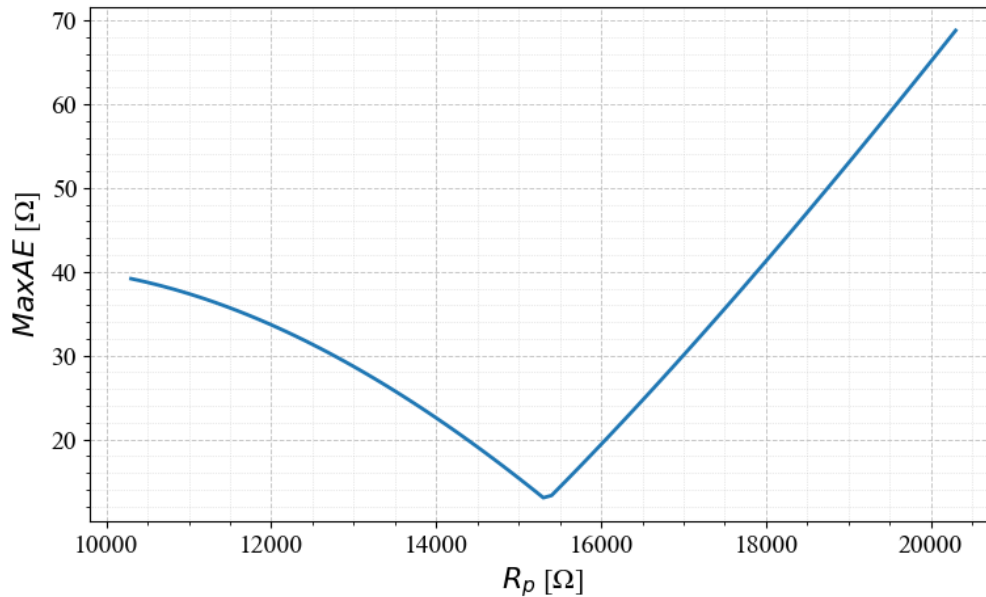
U cilju odabira optimalne otpornosti  $R_p$ , potrebno je putem iterativnog, računskog postupka odrediti vrijednost  $R_p$  koja minimizuje sumu kvadrata normalizovane devijacije definisanu izrazom:

$$S = \sum_{i=1}^N D^2(R_p, T_i) \quad (5.31)$$

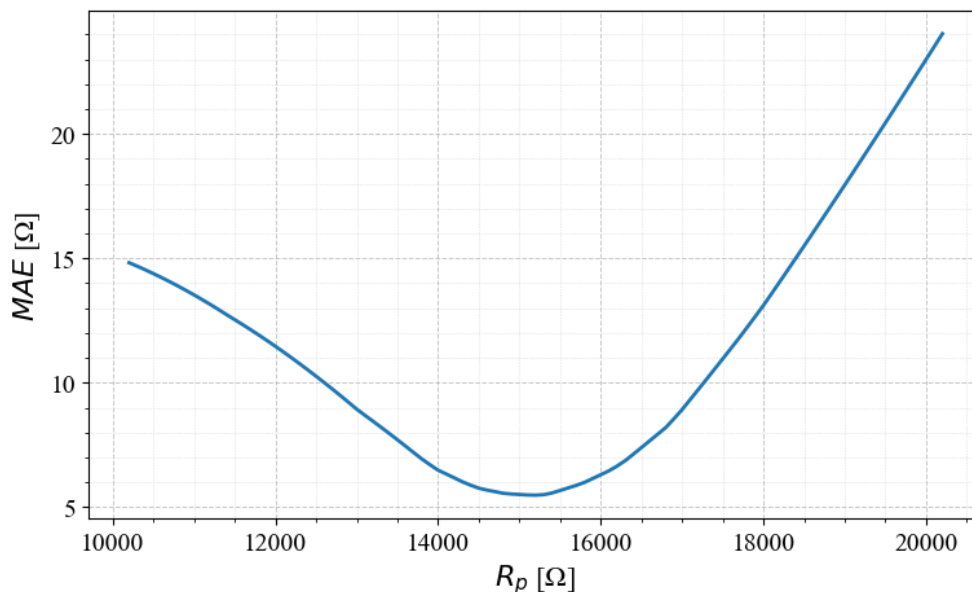
Koeficijent determinacije ( $R^2$ ) je metrika koja kvantifikuje koliko dobro linearna aproksimacija opisuje originalnu funkciju. Što je njegova vrijednost bliža 1, to je veća linearna povezanost između promjenjivih. Izraz koji opisuje koeficijent determinacije ima oblik:

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n (R_{eq}(T_i) - R_{lin}(T_i))^2}{\sum_{i=1}^n (R_{eq}(T_i) - \overline{R_{eq}})^2} \quad (5.32)$$

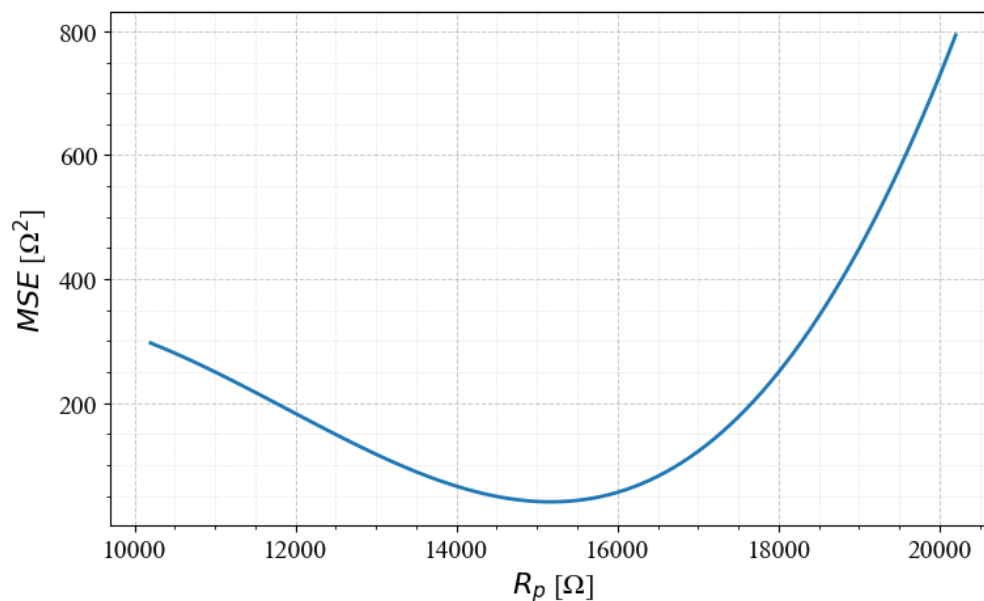
Grafički prikazi zavisnosti navedenih metrika za procjenu linearnosti od otpornosti  $R_p$  su dati na slikama (5.8) - (5.15). Prikazani su odgovarajući grafici za NTC termistor sa nominalnom otpornošću termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$  i specifičnom temperaturom  $\beta = 3528 \text{ K}$ . Kroz iterativan postupak je određena optimalna otpornost  $R_{p,opt}$ , za koju je minimizovana posmatrana metrika u temperaturnom opsegu od 0 do 20 °C. Grafici prikazuju promjenu svake metrike u odnosu na otpornost  $R_p$  koja se nalazi u opsegu  $\pm 5 \text{ k}\Omega$  oko optimalne otpornosti  $R_{p,opt}$ .



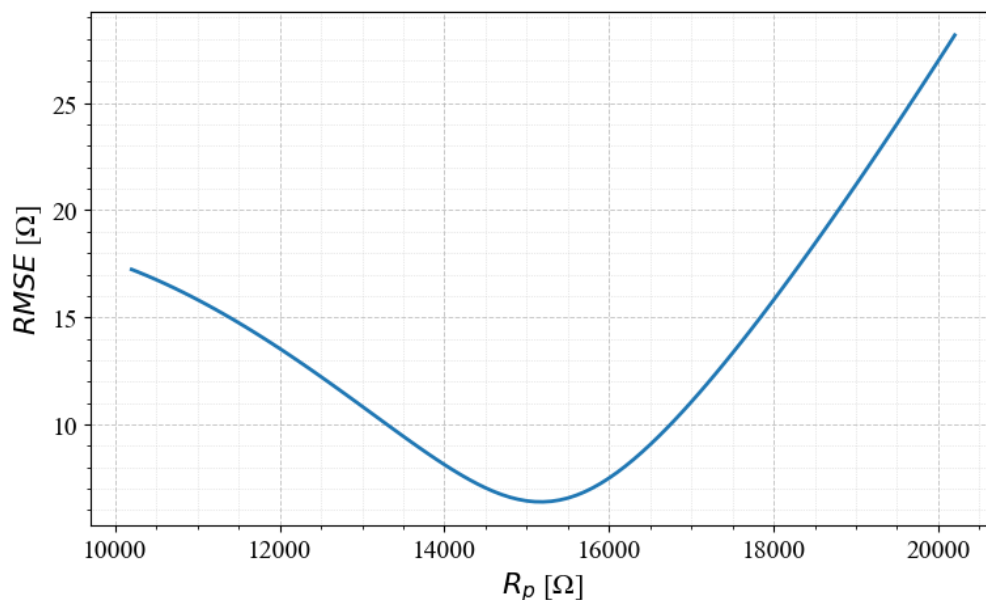
**Slika 5.8:** Maksimalna apsolutna greška u funkciji otpornosti  $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$  i posmatrani temperaturni opseg  $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.23)



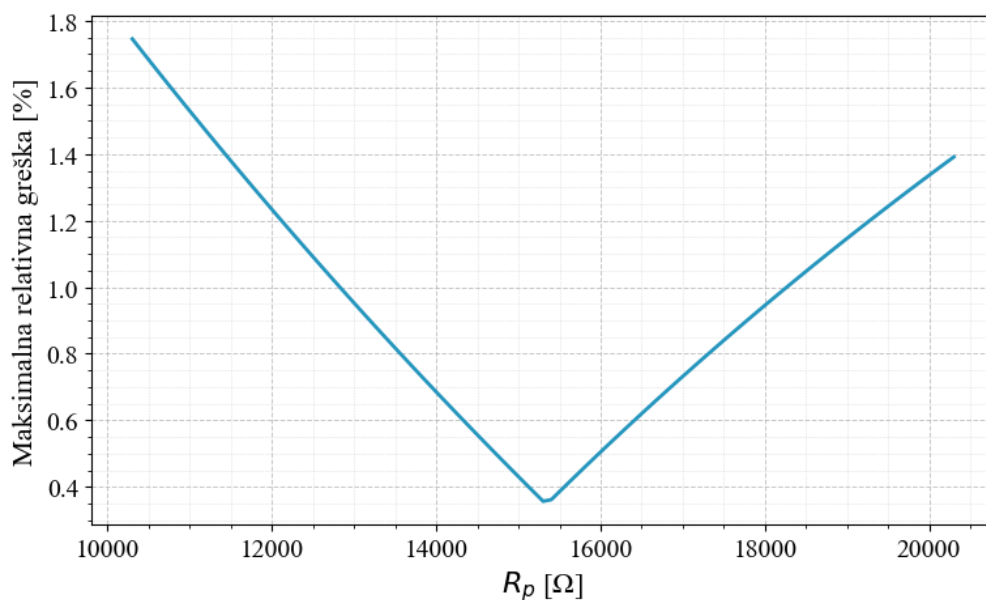
**Slika 5.9:** Srednja apsolutna greška u funkciji otpornosti  $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$  i posmatrani temperaturni opseg  $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.24)



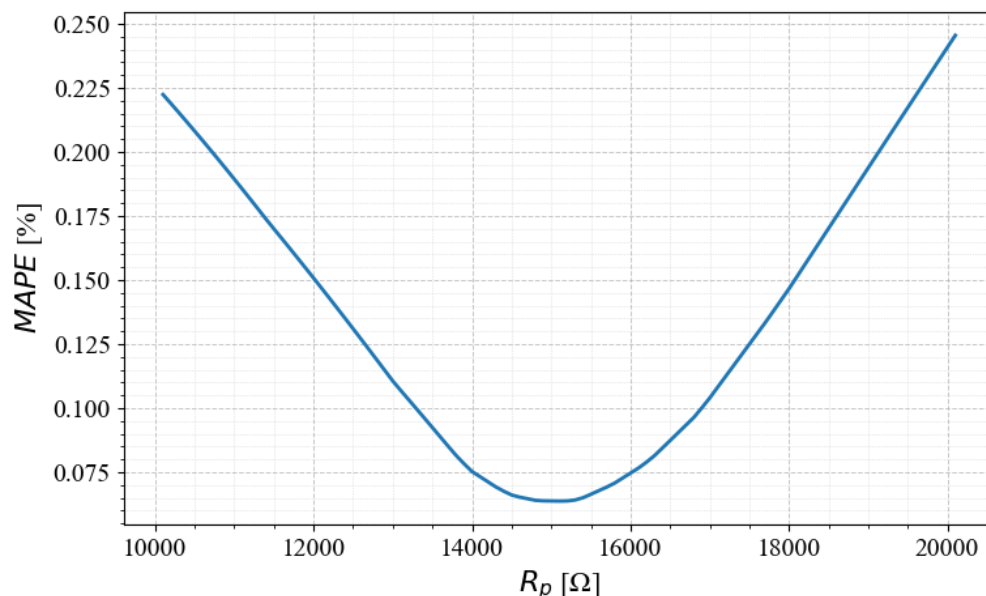
**Slika 5.10:** Srednja kvadratna greška u funkciji otpornosti  $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$  i posmatrani temperaturni opseg  $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.25)



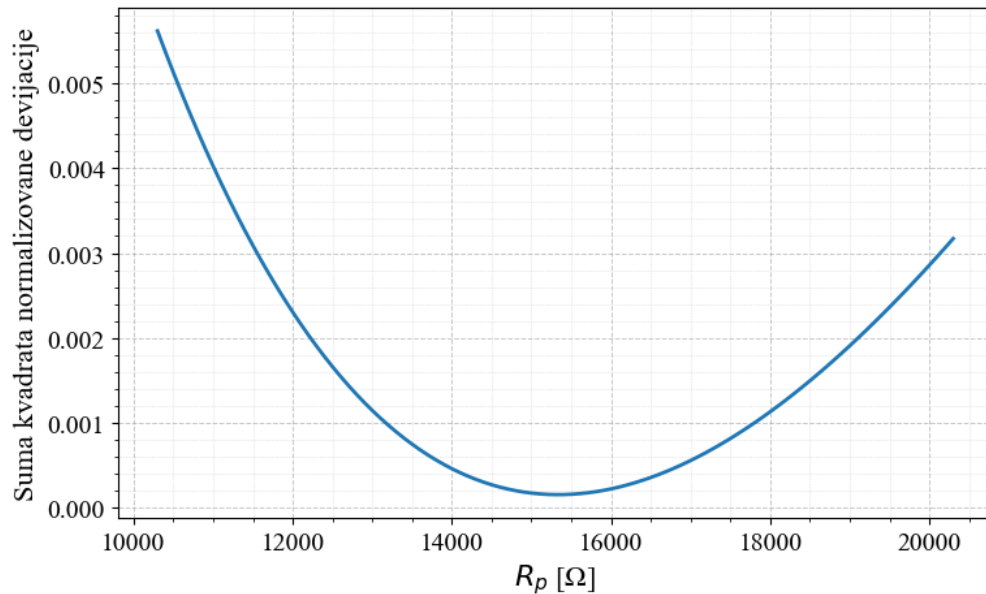
**Slika 5.11:** Korijen srednja kvadratne greška u funkciji otpornosti  $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$  i posmatrani temperaturni opseg  $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.26)



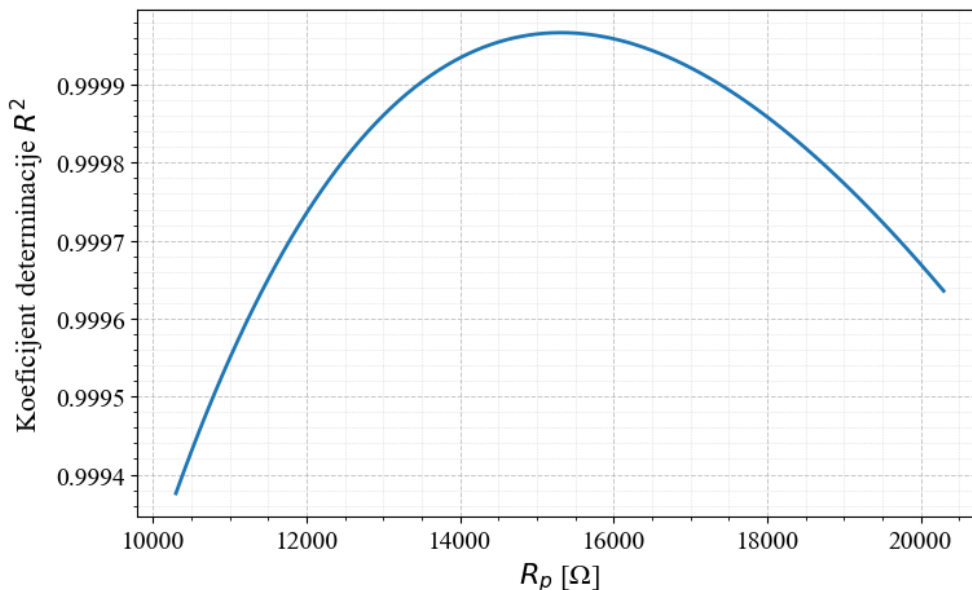
**Slika 5.12:** Maksimalna relativna greška linearnosti u funkciji otpornosti  $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$  i posmatrani temperaturni opseg  $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.28)



**Slika 5.13:** Srednja apsolutna procentualna greška u funkciji otpornosti  $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$  i posmatrani temperaturni opseg  $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.29)



**Slika 5.14:** Suma kvadrata normalizovane devijacije u funkciji otpornosti  $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$  i posmatrani temperaturni opseg  $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.31)



**Slika 5.15:** Koeficijent determinacije  $R^2$  u funkciji otpornosti  $R_p \in [R_{p,opt} - 5 \text{ k}\Omega, R_{p,opt} + 5 \text{ k}\Omega]$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora  $R_\theta = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$  i posmatrani temperaturni opseg  $T \in [0, 20] \text{ }^\circ\text{C}$ , relacija (5.32)

Na osnovu prikazanih grafika se uočava da minimizacija bilo koje od navedenih metrika vodi do slične vrijednosti otpornosti  $R_p$ . Maksimalna relativna greška linearnosti predstavlja najintuitivniju i najčešće zastupljenu metriku za procjenu linearnosti, pa je iz tog razloga u nastavku rada odabrana kao kriterijum za optimizaciju.

#### 5.4 PODJELA TEMPERATURNOG OPSEGA NA ODGOVARAJUĆE SEGMENTE

Posmatrani temperaturni opseg  $[T_{min}, T_{max}]$  u okviru kojeg se vrši linearizacija funkcije  $R_{eq}(T)$ , potrebno je podijeliti na više manjih temperaturnih intervala, tako da funkcija  $R_{eq}(T)$ , uz adekvatno odabranu vrijednost otpornosti  $R_p$  unutar svakog segmenta, zadovoljava unaprijed definisane kriterijume linearnosti. Postoji više načina na koje je moguće izvršiti segmentaciju temperaturnog opsega:

1. Ravnomjerna temperaturna segmentacija

Temperaturni opseg se dijeli na  $N$  jednakih intervala širine:

$$\Delta T = \frac{T_{max} - T_{min}}{N} \quad (5.33)$$

pri čemu su granice svakog segmenta definisane kao:

$$[T_0, T_1], [T_1, T_2], \dots, [T_{N-1}, T_N] \quad (5.34)$$

gdje je  $T_0 = T_{\min}$ ,  $T_N = T_{\max}$ ,  $T_{i+1} = T_i + \Delta T$  za  $i=0, 1, 2, \dots, N$

U okviru svakog segmenta se pronalazi otpornost  $R_p$  za koju je greška linearnosti minimalna. Broj segmenata  $N$  se definiše tako da greška linearnosti ne prelazi unaprijed definisanu vrijednost. Povećanjem broja segmenata poboljšava se linearnost, pri čemu je maksimalan broj segmenata ograničen hardverskim i softverskim resursima, kao i praktičnim faktorima implementacije. U skladu sa tim, izbor broja segmenata predstavlja kompromis između tačnosti i složenosti realizacije.

U tabeli 5.1 su prikazani rezultati ravnomjerne segmentacije funkcije  $R_{eq}(T)$ , dobijeni računarskom simulacijom u temperaturnom opsegu od  $-40$  °C do  $120$  °C. Za primjer je korišćen NTC termistor sa nominalnom otpornošću  $R_0 = 1$  k $\Omega$  i specifičnom temperaturom  $\beta = 3528$  K. Segmentacija je izvršena za različit broj temperaturnih intervala, pri čemu je minimalan broj segmenata određen pragom maksimalne greške linearnosti od 2 %, a maksimalan broj segmenata je ograničen uslovom da širina jednog temperaturnog intervala ne prelazi  $20$  °C. U tabeli su prikazane optimalne vrijednosti otpornosti  $R_p$  (dobijene numeričkom optimizacijom funkcije maksimalne greške linearnosti), kao i odgovarajuće vrijednosti maksimalne greške linearnosti u okviru svakog segmenta. U slučaju kada temperaturni opseg nije tačno djeljiv sa brojem segmenata, preostali stepeni se ravnomjernom raspoređuju, tako što se segmenti, počevši od posljednjeg, proširuju za po  $1$  °C, dok se ne raspodijeli temperaturni ostatak.

**Tabela 5.1:** Rezultati računarske simulacije ravnomjerne segmentacije funkcije  $R_{eq}(T)$  u temperaturnom opsegu od  $-40$  °C do  $120$  °C, za različit broj temperaturnih segmenata

| $R_0 = 1$ k $\Omega$ , $\beta = 3528$ K |                           |                |
|---|---------------------------|----------------|
| $N = 4$                                 |                           |                |
| $T$ [°C]                                | $R_{p, opt}$ [ $\Omega$ ] | $E_{Lmax}$ [%] |
| [-40, 0]                                | 5919                      | 1.60           |
| [0, 40]                                 | 903                       | 0.96           |
| [40, 80]                                | 222                       | 0.59           |
| [80, 120]                               | 71                        | 0.44           |
| $N = 5$                                 |                           |                |
| [-40, -8]                               | 7280                      | 1.08           |
| [-8, 24]                                | 1494                      | 0.71           |
| [24, 56]                                | 420                       | 0.43           |
| [56, 88]                                | 155                       | 0.34           |
| [88, 120]                               | 64                        | 0.29           |

|            |       |      |
|------------|-------|------|
| $N = 6$    |       |      |
| [-40, -14] | 8546  | 0.74 |
| [-14, 12]  | 2243  | 0.52 |
| [12, 39]   | 714   | 0.41 |
| [39, 66]   | 279   | 0.28 |
| [66, 93]   | 124   | 0.23 |
| [93, 120]  | 59    | 0.21 |
| $N = 7$    |       |      |
| [-40, -18] | 9535  | 0.54 |
| [-18, -5]  | 2912  | 0.43 |
| [-5, -28]  | 1036  | 0.30 |
| [28, 51]   | 427   | 0.22 |
| [51, 74]   | 205   | 0.18 |
| [74, 97]   | 105   | 0.16 |
| [97, 120]  | 56    | 0.15 |
| $N = 8$    |       |      |
| [-40, -20] | 11159 | 0.49 |
| [-20, 0]   | 3607  | 0.36 |
| [0, 20]    | 1364  | 0.27 |
| [20, 40]   | 584   | 0.21 |
| [40, 60]   | 277   | 0.16 |
| [60, 80]   | 143   | 0.13 |
| [80, 100]  | 79    | 0.10 |
| [100, 120] | 47    | 0.09 |

Kao što je i očekivano, povećanjem broja segmenata smanjuje se maksimalna greška linearnosti, dok vrijednost optimalne otpornosti za linearizaciju opadaju sa porastom temperature. Maksimalna greška linearnosti nije ravnomjerno raspoređena u okviru jednakih temperaturnih intervala. Zbog izraženije nelinearnosti prenosne funkcije NTC termistora na nižim temperaturama, maksimalna greška linearnosti je najveća upravo u tom dijelu opsega. Sa porastom temperature, ova greška se smanjuje, a razlike između maksimalnih grešaka u susjednim segmentima postaju manje izražene.

## 2. Greškom vođena temperaturna segmentacija

Temperaturni opseg je moguće podijeliti tako da greška linearnosti u svakom temperaturnom intervalu ne prelazi isti, unaprijed definisani prag. Segmentacija počinje od najniže temperature u posmatranom opsegu koja predstavlja donju granicu prvog temperaturnog intervala.

Početna vrijednost gornje granice prvog intervala se definiše kao  $T_{min}+l_o$ , pri čemu je  $l_o$  minimalna, dozvoljena širina temperaturnog intervala. Gornja granica prvog intervala se iterativno povećava za unaprijed definisani korak  $\Delta l$ , pri čemu se računa optimalna otpornost za svaki potencijalni segment u granicama  $[T_{min}, T_{min}+l_o+i\Delta l]$ , gdje  $i = 0,1,2..$  predstavlja potreban broj koraka, tj. iteracija. Kada greška linearnosti, u  $i$ -tom koraku, dostigne vrijednost praga greške, trenutna temperatura definiše gornju granicu posmatranog temperaturnog intervala i počinje da se kreira novi segment od te temperaturne tačke na isti način. Na ovaj način se kreiraju temperaturni opsezi različitih širina, pri čemu posljednji segment predstavlja preostali dio temperaturnog opsega. Segmentacija se može započeti i u suprotnom smjeru, od najviše temperature u opsegu.

U tabelama 5.2 i 5.3 je dat prikaz rezultata računarske simulacije segmentacije funkcije  $R_{eq}(T)$  na opisani način, za slučaj kada je postupak segmentacije započet od najmanje i najveće temperature, respektivno.

**Tabela 5.2:** Rezultati računarske simulacije segmentacije funkcije  $R_{eq}(T)$  koja je izvršena tako da maksimalna greška linearnosti u svakom segmentu bude ista i da ne prelazi pragove greške 2 %, 1 % i 0.5 %, pri čemu je proces segmentacije započet od najniže temperature u posmatranom opsegu

| $R_0 = 1 \text{ k}\Omega, \beta = 3528 \text{ K}$ |                      |                 |
|---|----------------------|-----------------|
| $E_{Lmax} < 2 \%$                                 |                      |                 |
| $T [^\circ\text{C}]$                              | $R_{p,opt} [\Omega]$ | $E_{Lmax} [\%]$ |
| [-40, 5]  | 5220                 | 1.95            |
| [5, 70]   | 478                  | 1.96            |
| [70, 120]   | 81                   | 0.74            |
| $E_{Lmax} < 1 \%$                                 |                      |                 |
| [-40, -10]  | 7676                 | 0.96            |
| [-10, 28]   | 1442                 | 0.98            |
| [28, 78]  | 279                  | 0.98            |
| [78, 120]   | 73                   | 0.49            |
| $E_{Lmax} < 0.5 \%$                               |                      |                 |
| [-40, -19]  | 9802                 | 0.49            |
| [-19, 5]  | 2986                 | 0.47            |
| [5, 33]   | 932                  | 0.47            |
| [33, 68]  | 299                  | 0.48            |
| [68, 109]   | 97                   | 0.50            |
| [109, 120]  | 48                   | 0.03            |

**Tabela 5.3:** Rezultati računarske simulacije segmentacije funkcije  $R_{eq}(T)$  koja je izvršena tako da maksimalna greška linearnosti u svakom segmentu bude ista i da ne prelazi pragove greške 2 %, 1 % i 0.5 %, pri čemu je proces segmentacije započet od najviše temperature u posmatranom opsegu

| $R_0 = 1 \text{ k}\Omega, \beta = 3528 \text{ K}$ |                      |                   |
|---|----------------------|-------------------|
| $E_{Lmax} < 2 \%$                                 |                      |                   |
| $T [^\circ\text{C}]$                              | $R_{p,opt} [\Omega]$ | $E_{Lmax} < [\%]$ |
| [-40, -15]  | 8781                 | 0.69              |
| [-15, 40]   | 1262                 | 1.96              |
| [40, 120]   | 126                  | 1.98              |
| $E_{Lmax} < 1 \%$                                 |                      |                   |
| [-40, -19]  | 9802                 | 0.49              |
| [-19, 16]   | 2316                 | 0.96              |
| [16, 62]  | 442                  | 0.96              |
| [62, 120]   | 91                   | 0.99              |
| $E_{Lmax} < 0.5 \%$                               |                      |                   |
| [-40, -35]  | 12000                | 0.26              |
| [-35, -13]  | 7204                 | 0.5               |
| [-13, 12]   | 2189                 | 0.47              |
| [12, 42]  | 675                  | 0.49              |
| [42, 78]  | 222                  | 0.47              |
| [78, 120]   | 73                   | 0.49              |

Na osnovu tabele se uočava da su na nižim temperaturama, gdje je nelinearnost izraženija, segmenti uži, dok su na višim temperaturama širi. Imajući u vidu da greška linearnosti unutar prvog (posljednjeg) temperaturnog intervala, pri ovakvoj segmentaciji, može biti značajno manja u odnosu na greške u ostalim segmentima, moguće je izvršiti dodatnu preraspodjelu stepeni tako da se prvi ili posljednji segment (u zavisnosti odakle kreće segmentacija) proširuju, a da se pritom preostali segmenti ravnomjerno sužavaju dok se ne postigne približno ujednačena raspodjela grešaka linearnosti po svim segmentima. Takođe, ukoliko precizno mjerenje temperature u određenom opsegu ima veći značaj za konkretnu primjenu, moguće je definisati pragove greške linearnosti tako da budu različiti u različitim dijelovima temperaturnog opsega, u skladu sa specifičnim zahtjevima sistema.

## 5.5 ANALIZA DRUGIH KRITERIJUMA KOJI UTIČU NA ODABIR OTPORNOSTI

Osim greške linearnosti, potrebno je sagledati i druge kriterijume koji bi mogli uticati na odabir optimalnih otpornosti. Neki od njih su osjetljivost i dinamički opseg naponom-kontrolisanog otpornika. Tada je umjesto jedne otpornosti koja minimizuje grešku linearnosti, pogodno imati u vidu opseg otpornosti za koje je maksimalna greška linearnosti ispod određenog, prihvatljivog praga. U tabeli 5.4 je dat prikaz opsega otpornosti  $R_p$  za koji maksimalna greška linearnosti u okviru segmenta ne prelazi pragove 2 %, 1 %, 0.5 %, pri ravnomjernoj segmentaciji temperaturnog opsega.

**Tabela 5.4:** Opseg otpornosti  $R_p$  za koji maksimalna greška linearnosti ne prelazi pragove greške 2 %, 1 % i 0.5 %, definisane u okviru temperaturnih segmenata različitih širina

| $R_0 = 1 \text{ k}\Omega, \beta = 3528 \text{ K}$ |                            |                            |                              |
|---|----------------------------|----------------------------|------------------------------|
| $N = 4$   |                            |                            |                              |
| $T [^\circ\text{C}]$                              | $E_{Lmax} < 2 \% [\Omega]$ | $E_{Lmax} < 1 \% [\Omega]$ | $E_{Lmax} < 0.5 \% [\Omega]$ |
| [-40, 0]  | [6174, 6566]               | /                          | /                            |
| [0, 40]   | [756, 1056]                | /                          | /                            |
| [40, 80]  | [147, 267]                 | [184, 216]                 | /                            |
| [80, 120]   | [39, 92]                   | [52, 71]                   | [60, 62]                     |
| $N = 5$   |                            |                            |                              |
| [-40, -8]   | [6991, 8942]               | /                          | /                            |
| [-8, 24]  | [1181, 1910]               | [1441, 1580]               | /                            |
| [24, 56]  | [277, 568]                 | [357, 450]                 | 401                          |
| [56, 88]  | [82, 215]                  | [112, 162]                 | [130, 141]                   |
| [88, 120]   | [28, 97]                   | [42, 70]                   | [50, 59]                     |
| $N = 8$   |                            |                            |                              |
| [-40, -20]  | [7805, 15691]              | [9955, 12487]              | [11158, 11160]               |
| [-20, 0]  | [2275, 5553]               | [3045, 4256]               | [3483, 3735]                 |
| [0, 20]   | [769, 2305]                | [1088, 1696]               | [1274, 1459]                 |
| [20, 40]  | [291, 1089]                | [440, 766]                 | [528, 645]                   |
| [40, 60]  | [120, 573]                 | [197, 384]                 | [243, 316]                   |
| [60, 80]  | [53, 330]                  | [95, 209]                  | [121, 168]                   |
| [80, 100]   | [24, 205]                  | [49, 123]                  | [65, 96]                     |
| [100, 120]  | [11, 136]                  | [27, 76]                   | [37, 58]                     |

Podjela temperaturnog opsega na veći broj segmenata omogućava širi spektar otpornosti za koji je greška linearnosti ispod definisanih pragova. Takođe, veća dozvoljena greška linearnosti pruža mogućnost izbora otpornosti iz šireg opsega. U nastavku su razmotreni drugi kriterijumi, koji pored greške linearnosti mogu uticati na odabir otpornosti  $R_p$ .

## OSJETLJIVOST

Jedan od ključnih parametara, koji zajedno sa greškom linearnosti određuje kvalitet mjernog sistema, jeste osjetljivost. Osjetljivost predstavlja mjeru promjene izlaznog signala u odnosu na promjenu fizičke veličine koja se mjeri. Matematički se apsolutna osjetljivost senzora može izraziti kao izvod izlazne funkcije u odnosu na ulaznu veličinu u određenoj tački. U skladu sa tim, apsolutna osjetljivost napona na krajevima paralelne veze NTC termistora i otpornika  $R_p$ ,  $V_{out}(T)$ , u odnosu na temperaturu se može izraziti relacijom:

$$S(T) = \frac{dV_{OUT}(T)}{dT} = I_S \frac{R_p^2}{(R_T(T) + R_p)^2} \frac{dR_T(T)}{dT} \quad (5.35)$$

Ukoliko se otpornost  $R_T(T)$  aproksimira  $\beta$ -jednačinom, izraz za osjetljivost ima oblik:

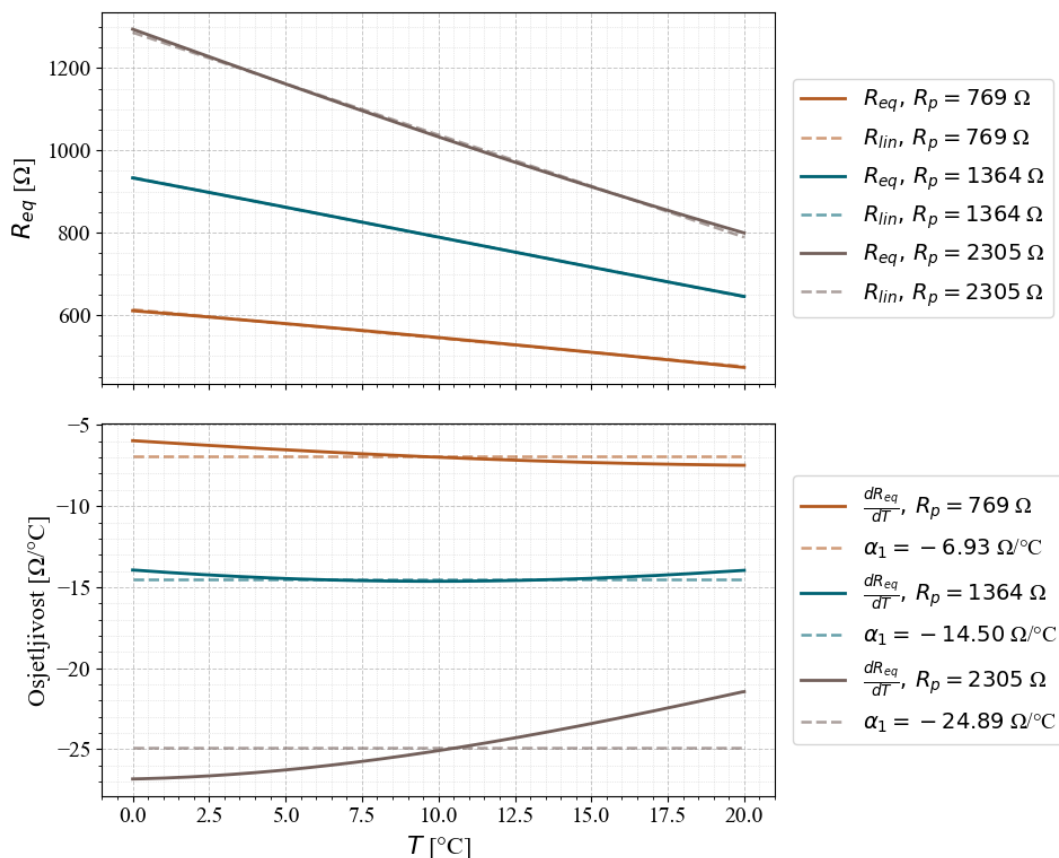
$$S(T) = -I_S \frac{\beta R_p^2 R_T(T)}{T^2 (R_T(T) + R_p)^2} \quad (5.36)$$

Kada je funkcija linearna, osjetljivost je konstantna na čitavom intervalu i predstavlja nagib funkcije. Kako se funkcija  $R_{eq}(T)$ , aproksimira linearnom funkcijom oblika  $R_{lin}(T) = \alpha_0 + \alpha_1 T$ , njena osjetljivost se može aproksimirati koeficijentom nagiba  $\alpha_1$ . U skladu sa tim, osjetljivost izlaznog napona  $V_{out}(T)$  se može aproksimirati proizvodom koeficijenta nagiba  $\alpha_1$  i struje  $I_S$ :

$$S(T) = \frac{dV_{OUT}}{dT} \approx I_S \cdot \alpha_1 \quad (5.37)$$

Na slici 5.16 je prikazan grafik osjetljivosti funkcije  $R_{eq}(T)$ , računat kao izvod ove funkcije u svakoj temperaturnoj tački, za različite otpornosti  $R_p$ . Na datom primjeru, posmatran je

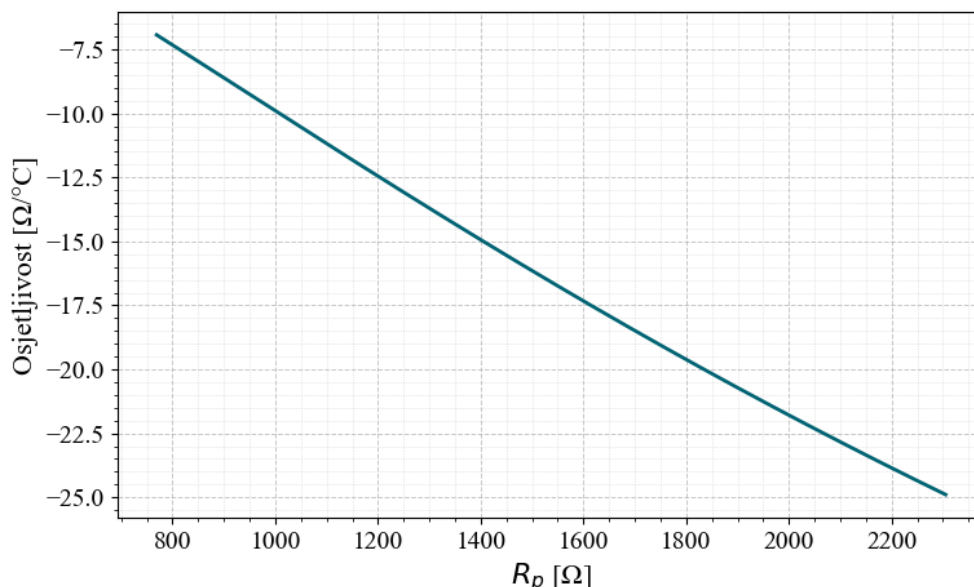
temperaturni opseg od 0 do 20 °C, pri čemu je nominalna otpornost termistora 1 kΩ i specifična temperatura 3528 K. Odgovarajuće funkcije su prikazane za tri vrijednosti otpornosti  $R_p$  iz opsega otpornosti čijim vezivanjem paralelno NTC termistoru greška linearnosti ne prelazi 2 %, pri čemu su otpornosti odabrane tako da predstavljaju donju i gornju granicu posmatranog opsega otpornosti, kao i otpornost  $R_p$  koja minimizuje grešku linearnosti. Dodatno, na istom grafiku je predstavljena osjetljivost ove funkcije koja je određena kao nagib  $\alpha_l$  linearne aproksimacije  $R_{lin}(T)$ .



**Slika 5.16:** Funkcije  $R_{eq}(T)$  i  $R_{lin}(T)$ , kao i osjetljivost funkcije  $R_{eq}(T)$  i aproksimacija osjetljivosti koeficijentom nagiba  $\alpha_l$  funkcije  $R_{lin}(T)$

Očekivano, uočava se da se osjetljivost dobijena na ova dva načina ne poklapa u potpunosti, zbog određene greške linearnosti. Što je manja greška linearnosti bolja je aproksimacija osjetljivosti na ovaj način.

Na slici 5.17 je prikazana osjetljivost funkcije  $R_{eq}(T)$  u zavisnosti od otpornosti  $R_p$ , pri čemu je osjetljivost u temperaturnom opsegu od 0 do 20 °C aproksimirana koeficijentom nagiba  $\alpha_l$  linearne aproksimacije  $R_{lin}(T)$ .



Slika 5.17: Osjetljivost funkcije  $R_{eq}(T)$  koja je aproksimirana koeficijentom nagiba  $\alpha_I$  u funkciji otpornosti  $R_p$

Pokazuje se da se odabirom veće otpornosti  $R_p$  postiže bolja osjetljivost. Osjetljivost izlaznog napona  $V_{out}(T)$  zavisi i od struje  $I_S$ . Veća vrijednost struje  $I_S$  omogućava bolju osjetljivost. Ipak, poželjno je ograničiti gornju vrijednost struje  $I_S$  zbog efekta samozagrijavanja NTC termistora i potrošnje.

## SAMOZAGRIJAVANJE

Kada se kroz NTC termistor propusti struja, dolazi do njegovog zagrijavanja usljed *Joule*-ovog efekta, što dovodi do povećanja njegove temperature. Disipacija snage NTC termistora kada je vezan paralelno otporniku  $R_p$  se može izraziti kao:

$$P_T = I_T^2 R_T = \left( I_S \frac{R_p}{R_T + R_p} \right)^2 R_T \quad (5.38)$$

pri čemu je  $I_T$  struja koja teče kroz NTC termistor. Na osnovu ovog izraza se može izračunati maksimalna struja  $I_S$  koja se smije propustiti kroz paralelnu vezu, ako je poznata maksimalna dozvoljena snaga disipacije  $P_{Tmax}$ :

$$I_{Smax} = \sqrt{\frac{P_{Tmax}}{R_T} \left(1 + \frac{R_T}{R_p}\right)} \quad (5.39)$$

pri čemu je za određivanje maksimalne dozvoljene struje  $I_{Smax}$ , potrebno uzeti u obzir otpornost NTC termistora  $R_T$  na temperaturi pri kojoj je najveća disipacija snage. Kritična vrijednost temperature  $T$  se može odrediti na osnovu uslova:

$$\frac{dP_T}{dR_T} = 0 \quad (5.40)$$

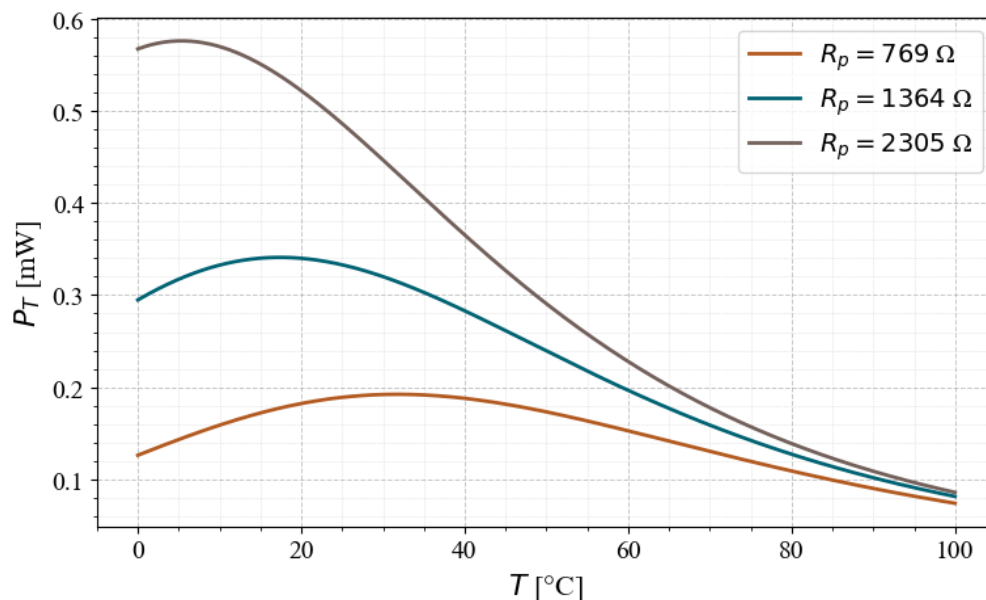
odnosno:

$$\frac{dP_T}{dR_T} = I_S^2 \frac{R_p^2 (R_p - R_T)}{(R_T + R_p)^3} = 0 \quad (5.41)$$

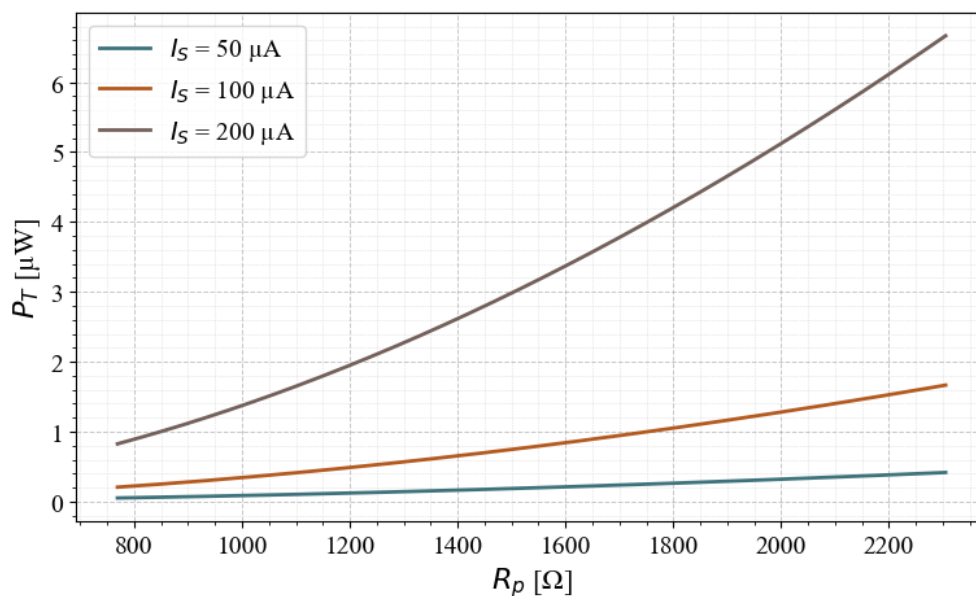
Iz čega proizilazi uslov za temperaturu  $T$  pri kojoj je disipacija snage najveća:

$$R_T = R_p \quad (5.42)$$

U slučaju kada ni za jednu vrijednost temperature nije ispunjen uslov  $R_T = R_p$  funkcija disipacije snage  $P_T(R_T)$  u posmatranom temperaturnom opsegu nema lokalni ekstremum. Imajući u vidu da funkcija  $P_T(R_T)$  raste sa povećanjem  $R_T$  kada je  $R_T < R_p$ , a opada kada je  $R_T > R_p$  može se zaključiti da je maksimalna disipacija snage unutar posmatranog temperaturnog opsega na onoj temperaturi za koju je razlika  $|R_T - R_p|$  minimalna. Dakle, pri definisanju teorijski maksimalne struje koja se smije propustiti kroz paralelnu vezu NTC termistora i pasivnog otpornika, potrebno je uzeti u obzir temperaturu na kojoj su ove dvije otpornosti jednake. Na slici 5.18 je prikazan grafik zavisnosti snage disipacije od temperature, pri čemu se jasno uočava vrijednost maksimalne snage disipacije na temperaturi na kojoj važi jednakost definisana relacijom (5.42).



**Slika 5.18:** Disipacija snage  $P_T$  u funkciji temperature za tri različite vrijednosti otpornosti  $R_p \in \{769 \Omega, 1364 \Omega, 2305 \Omega\}$ , pri čemu je  $I_S = 1 \text{ mA}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$  i specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$



**Slika 5.19:** Disipacije snage  $P_T$  u funkciji otpornosti  $R_p \in [769 \Omega, 2305 \Omega]$ , za tri različite vrijednosti struje  $I_S \in \{50 \mu\text{A}, 100 \mu\text{A}, 200 \mu\text{A}\}$ , na temperaturi  $T = -40 \text{ }^\circ\text{C}$ , pri čemu je nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$  i specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$

Takođe, može se uvesti disipaciona konstanta koja opisuje koliko se NTC termistor zagrijava uslijed disipacije snage. Naime, u stacioniranom stanju važi, [3]:

$$P_T = I_T^2 R_T = \delta (T - T_a) \quad (5.43)$$

pri čemu je  $\delta$  disipaciona konstanta, a  $T_a$  je ambijentalna temperatura

Temperatura NTC termistora, pri čemu je uzet u obzir efekat samozagrijavanja je data relacijom:

$$T = T_a + \frac{\left(I_S \frac{R_p}{R_T + R_p}\right)^2 R_T}{\delta} \quad (5.44)$$

Kako je pokazano, maksimalna snaga disipacije je na temperaturi pri kojoj su otpornost NTC termistora i otpornost pasivnog otpornika jednake, te je u skladu sa tim maksimalna vrijednost razlike ambijentalne temperature i temperature NTC termistora data relacijom:

$$\Delta T = \frac{P}{\delta} = \frac{I_S^2 R_p}{4 \delta} \quad (5.45)$$

Dakle, prilikom odabira otpornosti  $R_p$  i struje  $I_S$  potrebno je voditi računa da snaga disipacije ne pređe maksimalnu dozvoljenu vrijednost. Takođe, potrebno je imati u vidu kolika je greška pri mjerenju temperature uslijed samozagrijavanja te i to uzeti u obzir pri određivanju temperature. Takođe, pri odabiru optimalne otpornosti za linearizaciju potrebno je uzeti u obzir oblik prenosne funkcije NTC-a kada je efekat samozagrijavanja prisutan.

## REZOLUCIJA

Rezolucija u kontekstu mjerenja temperature predstavlja najmanju promjenu temperature koju sistem može detektovati. Kako je pokazano, osjetljivost predloženog kola zavisi od vrijednosti otpornosti  $R_p$  i od maksimalne struje  $I_S$  koja se može propustiti kroz paralelnu vezu, a koja je pritom ograničena efektom samozagrijavanja. Da bi se utvrdilo da li je osjetljivost predloženog sistema za mjerenje temperature prihvatljiva pri određenim vrijednostima  $R_p$  i  $I_S$ , može se uporediti sa minimalnom promjenom napona koju sistem može razlikovati, a koju određuje rezolucija A/D konvertora.

LSB (eng. *Least Significant Bit*) označava najmanju promjenu napona koju ADC može detektovati, pri datom referentnom naponu  $V_{ref}$ :

$$LSB = \frac{V_{ref}}{2^N} \quad (5.46)$$

pri čemu je  $N$  broj bitova ADC-a. Kako bi sistem detektovao promjene temperature  $\Delta T$  potrebno je da bude zadovoljen uslov:

$$S \geq \frac{LSB}{\Delta T} \quad (5.47)$$

U tabeli 5.5 je dat primjer minimalne potrebne osjetljivosti sistema za detektovanje različitih promjena temperature, pri vrijednosti  $V_{ref} = 3.3$  V.

**Tabela 5.5:** Minimalna potrebna osjetljivost mjernog sistema za detekciju promjene temperature od 1 °C, u zavisnosti od rezolucije A/D konvertora, pri čemu je  $V_{ref} = 3.3$  V

| ADC rezolucija | LSB [mV] | $S_{min} (\Delta T = 1 \text{ °C}) [V/°C]$ |
|----------------|----------|--|
| 8-bit          | 12.9     | $\geq 12.9$ m                              |
| 10-bit         | 3.22     | $\geq 3.22$ m                              |
| 12-bit         | 0.805    | $\geq 0.805$ m                             |
| 14-bit         | 201      | $\geq 201$ $\mu$                           |
| 16-bit         | 50.35    | $\geq 50.35$ $\mu$                         |
| 18-bit         | 12.6     | $\geq 12.6$ $\mu$                          |
| 20-bit         | 3.17     | $\geq 3.17$ $\mu$                          |
| 24-bit         | 0.197    | $\geq 0.197$ $\mu$                         |

Dakle, odabir otpornosti  $R_p$ , kao i vrijednost struje  $I_S$  direktno utiču na osjetljivost ovog mjernog sistema. Osjetljivost određuje koliku minimalnu promjenu temperature sistem može detektovati, odnosno rezoluciju. Dovoljna rezolucija predstavlja preduslov za postizanje zadovoljavajuće tačnosti sistema.

## OPSEG OTPORNOSTI NAPONOM KONTROLISANOG OTPORNIKA

Imajući u vidu da je dinamičko upravljanje otpornošću  $R_p$  u okviru ovog master rada predloženo primjenom naponom-kontrolisanog otpornika, potrebno je napraviti osvrt na realizacije ovih kola u postojećoj literaturi, sa posebnim akcentom na opseg otpornosti koji je moguće ostvariti primjenom različitih konfiguracija.

U [51] je predstavljena realizacija strujom kontrolisanog otpornika *floating* tipa upotrebom dva strujna prenosnika druge generacije (CCII). Opseg otpornosti u ovom rješenju se kreće od 7.8 k $\Omega$  do 24.2 k $\Omega$ . Napon napajanja je  $\pm 3.3$  V.

U [52] i [53] se istražuje potencijal potpragovskog režima rada MOSFET-ova za realizaciju naponom kontrolisanih otpornika. U [53] je predstavljena realizacija naponom kontrolisanog otpornika upotrebom dva redno vezana p-kanalna MOSFET-a. Nizak nivo inverzije dovodi do visoke otpornosti. Povećanjem napona između sorsa i gejta, uređaji prelaze u umjereni, a zatim u režim snažne inverzije, smanjujući otpornost. Opseg otpornosti se može podešavati od 100 k $\Omega$  do 1 G $\Omega$  podešavanjem napona sors-gejt p-kanalnih MOSFET-ova.

U [54] i [55] je predstavljena realizacija naponom kontrolisanog otpornika upotrebom metode otpornog ogledala. U [54] se koriste dva aktivna elementa (JFET, MOSFET ili BJT) koja rade u omskom i/ili režimu zasićenja. Kontinualna promjena napona je ostvarena u [55] uz pomoć kola množitelja/djeljitelja koji radi u naponskom režimu. Opseg otpornosti koje se mogu kontrolisati u [54] i [55] varira od nekoliko oma do nekoliko stotina oma sa greškama linearnosti manjim od 1 % i 0.4 %, respektivno.

U [56] je predstavljena realizacija naponom kontrolisanog otpornika uz pomoć dva strujna prenosnika, slično kao u [51]. U odnosu na [51], postignut je širi opseg otpornosti uz niži napon napajanja, upotrebom adaptera ulaznog signala. Opseg otpornosti se kreće od 100 k $\Omega$  do 1 G $\Omega$ , podešavanjem kontrolnog napona koji mijenja otpornost MOSFET-a u omskom režimu rada. Napon napajanja je 1.5 V.

U tabeli 5.6 je dat opseg otpornosti  $R_p$  za koje maksimalna greška linearnosti ne prelazi unaprijed definisane pragove, za različite NTC termistore. Prikazan je i opseg osjetljivosti ekvivalentne otpornosti  $R_{eq}$  u odnosu na promjene temperature za dio opsega otpornosti  $R_p$  gdje greška linearnosti ne prelazi 2%. Imajući u vidu sve kriterijume koje je potrebno uzeti u obzir pri odabiru otpornosti  $R_p$  i struje  $I_s$ , podaci iz ove tabele daju smjernice pri realizaciji cijelokupnog sistema, za različite NTC termistore.

**Tabela 5.6:** Opseg otpornosti  $R_p$  za koji maksimalna greška linearnosti ne prelazi pragove greške 2 %, 1 % i 0.5 %, i opseg osjetljivosti  $R_{eq}$  u odnosu na temperaturu u okviru kojeg greška linearnosti ne prelazi 2 %, pri ravnomjernoj segmentaciji temperaturnog opsega, za različit broj segmenata, za različite NTC termistore

| $R_0 = 1 \text{ k}\Omega, \beta = 3528 \text{ K}$ |                                     |                                     |                                       |  |  |
|---|-------------------------------------|-------------------------------------|---------------------------------------|--|--|
| $N = 4$   |                                     |                                     |                                       |  |  |
| $T [^\circ\text{C}]$                              | $E_{max} [\%]$<br>$< 2 \% [\Omega]$ | $E_{max} [\%] < 1$<br>$\% [\Omega]$ | $E_{max} [\%] < 0.5$<br>$\% [\Omega]$ | $R_{p,opt} [\Omega]$<br>( $E_{max} [\%]$ ) | $dReq/dT$<br>[ $\Omega / ^\circ\text{C}$ ] |
| [-40, 0]  | [5688, 6476]                        | /                                   | /                                     | 6071 (1.53 %)                              | [66.82, 77.30]                             |
| [0, 40]   | [758, 1111]                         | [908, 933]                          | /                                     | 921 (0.92 %)                               | [6.80, 10.55]                              |
| [40, 80]  | [164, 306]                          | [206, 247]                          | /                                     | 226 (0.56 %)                               | [1.17, 2.38]                               |
| [80, 120]   | [48, 103]                           | [62, 81]                            | [70, 71]                              | 71 (0.44 %)                                | [0.29, 0.68]                               |
| $N = 6$   |                                     |                                     |                                       |  |  |
| [-40, -14]  | [6719, 11374]                       | [8256, 9335]                        | /                                     | 8781 (0.69 %)                              | [83.36, 150.91]                            |
| [-14, 12]   | [1578, 3272]                        | [2030, 2588]                        | [2284, 2305]                          | 2294 (0.48 %)                              | [15.86, 36.57]                             |
| [12, 39]  | [460, 1117]                         | [617, 856]                          | [707, 750]                            | 728 (0.38 %)                               | [3.77, 10.57]                              |
| [39, 66]  | [159, 484]                          | [225, 355]                          | [264, 305]                            | 284 (0.26 %)                               | [1.08, 3.91]                               |
| [66, 93]  | [65, 233]                           | [96, 164]                           | [114, 139]                            | 126 (0.21 %)                               | [0.39, 1.65]                               |
| [93, 120]   | [29, 115]                           | [44, 79]                            | [54, 66]                              | 59 (0.21 %)                                | [0.15, 0.73]                               |
| $N = 8$   |                                     |                                     |                                       |  |  |
| [-40, -20]  | [6773, 15510]                       | [8904, 12030]                       | [10113, 10622]                        | 10365 (0.40 %)                             | [83.40, 212.79]                            |
| [-20, 0]  | [2085, 5785]                        | [2883, 4318]                        | [3343, 3743]                          | 3538 (0.30 %)                              | [21.39, 68.80]                             |
| [0, 20]   | [728, 2486]                         | [1068, 1779]                        | [1268, 1511]                          | 1385 (0.23 %)                              | [6.19, 25.73]                              |
| [20, 40]  | [280, 1193]                         | [441, 816]                          | [537, 678]                            | 605 (0.19 %)                               | [1.96, 10.81]                              |
| [40, 60]  | [126, 672]                          | [211, 437]                          | [264, 356]                            | 307 (0.14 %)                               | [0.75, 5.30]                               |
| [60, 80]  | [61, 398]                           | [109, 246]                          | [139, 197]                            | 166 (0.12 %)                               | [0.32, 2.78]                               |
| [80, 100]   | [31, 245]                           | [60, 145]                           | [77, 113]                             | 94 (0.10 %)                                | [0.14, 1.53]                               |
| [100, 120]  | [18, 144]                           | [34, 84]                            | [45, 66]                              | 54 (0.10 %)                                | [0.08, 0.83]                               |

| $R_0 = 10 \text{ k}\Omega, \beta = 3977 \text{ K}$ |                                     |                                     |                                       |  |  |
|--|-------------------------------------|-------------------------------------|---------------------------------------|--|--|
| $N = 4$  |                                     |                                     |                                       |  |  |
| $T [^\circ\text{C}]$                               | $E_{max} [\%]$<br>$< 2 \% [\Omega]$ | $E_{max} [\%] < 1$<br>$\% [\Omega]$ | $E_{max} [\%] < 0.5$<br>$\% [\Omega]$ | $R_{p,opt} [\Omega]$<br>( $E_{max} [\%]$ ) | $dReq/dT$<br>[ $\Omega / ^\circ\text{C}$ ] |
| [-40, 0]   | [79720, 82891]                      | /                                   | /                                     | 81294 (1.84 %)                             | [1029.71, 1074.81]                         |
| [0, 40]  | [8760, 11438]                       | /                                   | /                                     | 10022 (1.15 %)                             | [89.65, 120.89]                            |
| [40, 80]   | [1492, 2426]                        | [1821, 2004]                        | /                                     | 1910 (0.74 %)                              | [12.07, 21.02]                             |
| [80, 120]  | [346, 684]                          | [441, 546]                          | /                                     | 491 (0.52 %)                               | [2.21, 4.89]                               |

| N = 6      |                  |                  |                  |                 |                    |
|------------|------------------|------------------|------------------|-----------------|--------------------|
| [-40, -14] | [98298, 150786]  | [118306, 125896] | /                | 122050 (0.83 %) | [1361.23, 2182.96] |
| [-14, 12]  | [20483, 37533]   | [25548, 30246]   | /                | 27811 (0.60 %)  | [236.74, 463.37]   |
| [12, 39]   | [5297, 11050]    | [6816, 8724]     | [7670, 7768]     | 7719 (0.47 %)   | [51.18, 117.59]    |
| [39, 66]   | [1559, 3937]     | [2104, 2994]     | [2417, 2618]     | 2516 (0.35 %)   | [12.49, 36.12]     |
| [66, 93]   | [528, 1637]      | [754, 1194]      | [886, 1024]      | 953 (0.26 %)    | [2.86, 10.11]      |
| [93, 120]  | [204, 740]       | [305, 523]       | [365, 442]       | 402 (0.22 %)    | [1.13, 5.12]       |
| N = 8      |                  |                  |                  |                 |                    |
| [-40, -20] | [101787, 207668] | [129953, 164642] | [145804, 146966] | 146384 (0.48 %) | [1415.12, 3114.52] |
| [-20, 0]   | [28735, 68744]   | [38128, 52811]   | [43493, 46434]   | 44904 (0.37 %)  | [342.07, 966.60]   |
| [0, 20]    | [9270, 26261]    | [12857, 19491]   | [14938, 16859]   | 15873 (0.29 %)  | [94.28, 305.41]    |
| [20, 40]   | [3334, 11320]    | [4687, 8092]     | [5770, 6878]     | 6303 (0.23 %)   | [28.87, 113.46]    |
| [40, 60]   | [1310, 5410]     | [2030, 3712]     | [2461, 3096]     | 2269 (0.19 %)   | [9.60, 49.29]      |
| [60, 80]   | [553, 2825]      | [918, 1854]      | [1141, 1516]     | 1317 (0.15 %)   | [3.41, 22.84]      |
| [80, 100]  | [247, 1935]      | [445, 992]       | [568, 997]       | 825 (0.16 %)    | [1.26, 11.43]      |
| [100, 120] | [123, 896]       | [233, 547]       | [301, 433]       | 362 (0.11 %)    | [0.54, 5.78]       |

| $R_0 = 50 \text{ k}\Omega, \beta = 4190 \text{ K}$ |                                      |                                      |  |  |  |
|--|--------------------------------------|--------------------------------------|--|--|--|
| N = 4  |                                      |                                      |  |  |  |
| $T [^{\circ}\text{C}]$                             | $E_{max} [\%]$<br>< 2 % [ $\Omega$ ] | $E_{max} [\%]$<br>< 1 % [ $\Omega$ ] | $E_{max} [\%]$<br>< 0.5 % [ $\Omega$ ] | $R_{p,opt} [\Omega]$<br>( $E_{max} [\%]$ ) | $dReq/dT$<br>[ $\Omega / ^{\circ}\text{C}$ ] |
| [-40, 0]   | [425671, 423656]                     | /                                    | /                                      | 429156 (1.93 %)                            | [5628.07, 5728.60]                           |
| [0, 40]  | [44132, 55330]                       | /                                    | /                                      | 49544 (1.25 %)                             | [472.82, 607.37]                             |
| [40, 80]   | [7015, 10766]                        | [8458, 8981]                         | /                                      | 8716 (0.83 %)                              | [60.63, 98.21]                               |
| [80, 120]  | [1519, 2786]                         | [1902, 2253]                         | /                                      | 2071 (0.60 %)                              | [10.58, 21.19]                               |
| N = 6  |                                      |                                      |  |  |  |
| [-40, -14]   | [530183, 795972]                     | [635250, 666947]                     | /                                      | 650931 (0.86 %)                            | [7532.53, 11739.84]                          |
| [-14, 12]  | [107222, 188169]                     | [132552, 153415]                     | /                                      | 142645 (0.64 %)                            | [1294.27, 2409.31]                           |
| [12, 39]   | [26646, 52631]                       | [33817, 41972]                       | /                                      | 37701 (0.52 %)                             | [273.13, 584.30]                             |
| [39, 66]   | [7515, 17642]                        | [9945, 13605]                        | [11328, 11981]                         | 11650 (0.39 %)                             | [64.99, 170.43]                              |
| [66, 93]   | [2445, 6895]                         | [3395, 5125]                         | [3946, 4434]                           | 4184 (0.30 %)                              | [17.79, 58.18]                               |
| [93, 120]  | [906, 2935]                          | [1310, 2122]                         | [1546, 1811]                           | 1674 (0.25 %)                              | [5.58, 21.72]                                |
| N = 8  |                                      |                                      |  |  |  |
| [-40, -20]   | [552088, 1100211]                    | [700570, 875860]                     | /                                      | 783802 (0.50 %)                            | [7890.61, 16779.81]                          |
| [-20, 0]   | [153082, 351787]                     | [200798, 272120]                     | [228035, 240178]                       | 243807 (0.40 %)                            | [1902.39, 4768.15]                           |
| [0, 20]  | [48175, 128761]                      | [65700, 96632]                       | [75827, 84050]                         | 79845 (0.32 %)                             | [519.78, 1554.83]                            |
| [20, 40]   | [16838, 53104]                       | [24052, 38470]                       | [28258, 32938]                         | 30520 (0.25 %)                             | [157.56, 570.87]                             |
| [40, 60]   | [6467, 24512]                        | [9689, 16894]                        | [11680, 14264]                         | 23162 (0.23 %)                             | [52.01, 174.26]                              |
| [60, 80]   | [2667, 12011]                        | [4235, 8077]                         | [5184, 6679]                           | 5890 (0.17 %)                              | [18.37, 103.26]                              |
| [80, 100]  | [1169, 6457]                         | [1945, 3165]                         | [2488, 3373]                           | 4431 (0.19 %)                              | [6.49, 43.96]                                |
| [100, 120]   | [569, 3465]                          | [1102, 2189]                         | [1270, 1761]                           | 1499 (0.13 %)                              | [2.91, 24.10]                                |

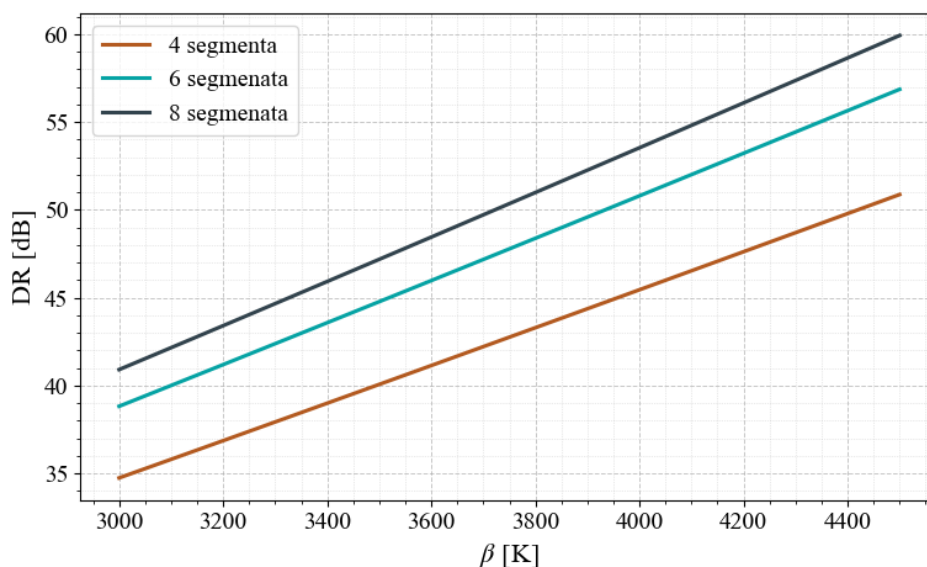
| $R_0 = 100 \text{ k}\Omega, \beta = 4190 \text{ K}$ |                                      |                                      |  |  |  |
|---|--------------------------------------|--------------------------------------|--|--|--|
| $N = 4$   |                                      |                                      |  |  |  |
| $T [^\circ\text{C}]$                                | $E_{max} [\%]$<br>< 2 % [ $\Omega$ ] | $E_{max} [\%]$<br>< 1 % [ $\Omega$ ] | $E_{max} [\%]$<br>< 0.5 % [ $\Omega$ ] | $R_{p,opt} [\Omega]$<br>( $E_{max} [\%]$ ) | $dReq/dT$<br>[ $\Omega / ^\circ\text{C}$ ] |
| [-40, 0]  | [851426, 865351]                     | /                                    | /                                      | 858375 (1.93 %)                            | [11257.06, 11457.45]                       |
| [0, 40]   | [88624, 110660]                      | /                                    | /                                      | 98909 (1.25 %)                             | [945.63, 1214.73]                          |
| [40, 80]  | [14029, 21532]                       | [16915, 17962]                       | /                                      | 17432 (0.83 %)                             | [121.25, 196.43]                           |
| [80, 120]   | [3037, 5573]                         | [3803, 4506]                         | /                                      | 4142 (0.60 %)                              | [21.16, 42.38]                             |
| $N = 6$   |                                      |                                      |  |  |  |
| [-40, -14]  | [1060536, 1592107]                   | [1270788, 1334022]                   | /                                      | 1308231 (0.86 %)                           | [15067.30, 23480.97]                       |
| [-14, 12]   | [214445, 376342]                     | [265104, 306832]                     | /                                      | 285293 (0.64 %)                            | [2588.54, 4818.65]                         |
| [12, 39]  | [53280, 105262]                      | [67633, 83945]                       | /                                      | 75402 (0.52 %)                             | [546.26, 1168.59]                          |
| [39, 66]  | [15829, 35285]                       | [19889, 27211]                       | [22655, 23962]                         | 23280 (0.39 %)                             | [129.97, 340.86]                           |
| [66, 93]  | [4889, 13791]                        | [6790, 10250]                        | [7891, 8869]                           | 8367 (0.30 %)                              | [35.57, 116.38]                            |
| [93, 120]   | [1812, 5871]                         | [2620, 4244]                         | [3092, 3623]                           | 3349 (0.25 %)                              | [11.16, 43.45]                             |
| $N = 8$   |                                      |                                      |  |  |  |
| [-40, -20]  | [1104406, 2200773]                   | [1401433, 1751976]                   | /                                      | 1567881 (0.50 %)                           | [15784.55, 33562.51]                       |
| [-20, 0]  | [306009, 703168]                     | [401603, 544248]                     | [456077, 480363]                       | 460884 (0.40 %)                            | [3804.84, 9536.38]                         |
| [0, 20]   | [96349, 257526]                      | [131389, 192367]                     | [151654, 161803]                       | 159691 (0.28 %)                            | [1039.55, 3109.71]                         |
| [20, 40]  | [33760, 106029]                      | [48104, 76941]                       | [56517, 65877]                         | 61309 (0.25 %)                             | [315.12, 1141.75]                          |
| [40, 60]  | [12933, 48299]                       | [19378, 33792]                       | [23326, 28449]                         | 40122 (0.21 %)                             | [104.02, 464.47]                           |
| [60, 80]  | [5335, 24023]                        | [8471, 16155]                        | [10367, 13359]                         | 11781 (0.12 %)                             | [36.75, 296.52]                            |
| [80, 100]   | [2337, 12904]                        | [3971, 8312]                         | [4975, 6744]                           | 5802 (0.14 %)                              | [13.68, 99.22]                             |
| [100, 120]  | [1138, 6931]                         | [2005, 4379]                         | [2540, 3522]                           | 2997 (0.13 %)                              | [5.82, 48.22]                              |

Opseg otpornosti  $R_p$  potreban za linearizaciju zavisi od nominalne otpornosti NTC termistora  $R_0$ , specifične temperature  $\beta$ , kriterijuma greške linearnosti, kao i od načina temperaturne segmentacije. Pored opsega otpornosti, kao koristan parametar pri izboru VCR-a može se razmatrati i dinamički opseg otpornosti koji bi VCR trebao da pokrije. Ako se posmatra analitički uslov za odabir optimalne otpornosti za linearizaciju koji proizilazi iz analize *Taylor*-ovog reda i koji je definisan relacijom (5.15), tada se dinamički opseg otpornosti optimalnih za linearizaciju može izraziti relacijom:

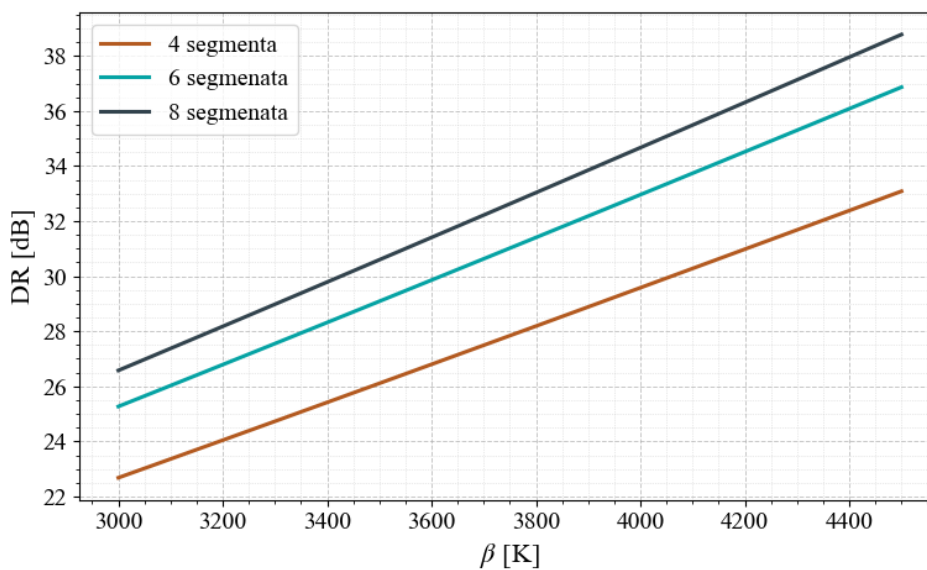
$$DR = 20 \log_{10} \left[ e^{\beta \left( \frac{1}{T_{r,max}} - \frac{1}{T_{r,min}} \right)} \frac{\beta + 2T_{r,max} \beta - 2T_{r,min}}{\beta - 2T_{r,max} \beta + 2T_{r,min}} \right] \quad (5.48)$$

Dakle, na osnovu analitičkog izraza za optimalnu otpornost za linearizaciju zaključuje se da dinamički opseg zavisi isključivo od specifične temperature  $\beta$  i najniže i najviše referentne temperature oko koje se vrši linearizacija. Naravno, kada se odabir otpornosti vrši numeričkim

putem, dinamički opseg zavisi i od načina temperaturne segmentacije i kriterijuma linearnosti. Na slici 5.21 je prikazan dinamički opseg otpornosti za linearizaciju u zavisnosti od specifične temperature  $\beta$ , pri ravnomjornoj segmentaciji temperaturnog opsega od  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  do  $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ , za različit broj segmenata. U svakom segmentu je računata optimalna otpornost za linearizaciju minimizacijom maksimalne relativne greške linearnosti. Isti grafik je prikazan za temperaturni opseg od  $0$  do  $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

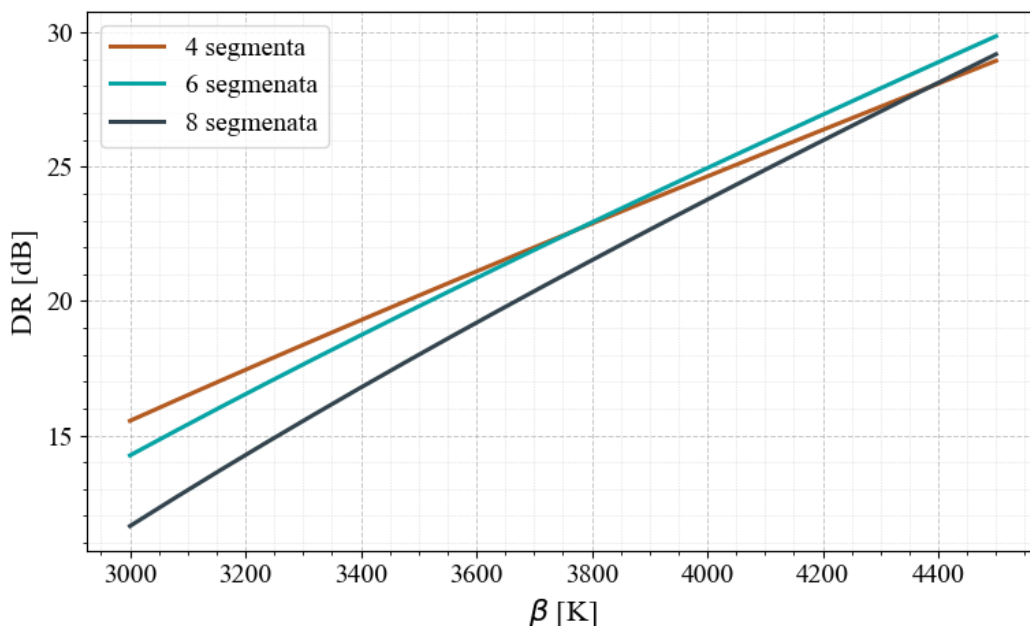


**Slika 5.20:** Dinamički opseg otpornosti potrebnih za linearizaciju u zavisnosti od specifične temperature, za različiti broj temperaturnih segmenata, pri ravnomjornoj segmentaciji temperaturnog opsega od  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  do  $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ , pri čemu je u svakom segmentu birana otpornost koja minimizuje maksimalnu grešku linearnosti



**Slika 5.21:** Dinamički opseg otpornosti potrebnih za linearizaciju u zavisnosti od specifične temperature, za različiti broj temperaturnih segmenata, pri ravnomjornoj segmentaciji temperaturnog opsega od  $0$  do  $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ , pri čemu je u svakom segmentu birana otpornost koja minimizuje maksimalnu grešku linearnosti

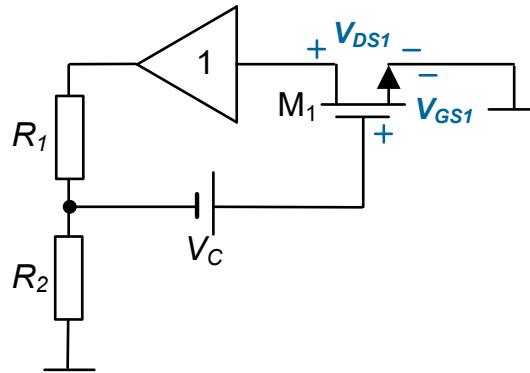
Kao što se može vidjeti sa grafika, za linearizaciju prenosne funkcije NTC termistora sa većom specifičnom temperaturom, potrebno je da VCR ima širi dinamički opseg. Osim toga, pri ravnomjernoj temperaturnoj segmentaciji i odabiru otpornosti koja minimizuje grešku linearnosti, veći broj temperaturnih segmenata znači potreba za većim dinamičkim opsegom VCR-a. Potreban dinamički opseg VCR-a je moguće minimizovati tako što se u prvom temperaturnom segmentu bira najmanja otpornost iz opsega otpornosti koji zadovoljava definisan kriterijum linearnosti, kao i najveća otpornost iz posmatranog opsega u posljednjem segmentu. Dinamički opseg VCR-a u zavisnosti od specifične temperature pri navedenoj segmentaciji je prikazan na slici.



**Slika 5.22:** Dinamički opseg otpornosti potrebnih za linearizaciju u zavisnosti od specifične temperature, za različit broj temperaturnih segmenata, pri ravnomjernoj segmentaciji temperaturnog opsega od 0 do 120 °C, pri čemu se u prvom segmentu bira minimalna otpornost za koju je greška linearnosti ispod 2%, a u posljednjem segmentu maksimalna otpornost koja zadovoljava dati prag greške

## 5.6 ANALIZA NAPONOM-KONTROLISANOG OTPORNIKA I NJEGOVE PARALELNE VEZE SA NTC TERMISTOROM

U okviru ovog rada je predloženo da se vrijednost otpornosti paralelno vezane NTC termistoru dinamički prilagođava primjenom naponom-kontrolisanog otpornika (eng. *Voltage Controlled Resistor*, VCR) koji su realizovali autori *Nikša Tadić* i *Desa Gobović* [57]. Predloženi VCR se zasniva na upotrebi *n*-kanalnog MOSFET-a koji se nalazi u omskom režimu rada i čija je električna šema prikazana na slici 5.23.



Slika 5.23: Električna šema predloženog VCR-a, [57]

MOSFET  $M_1$  u omskom režimu se ponaša kao varijabilni otpornik čija se otpornost mijenja u skladu sa promjenama kontrolnog napona  $V_C$ . Jedinični operacioni pojačavač ima ulogu naponskog bafera koji prenosi napon drejn-sors MOSFET-a  $M_1$  na ulaz razdjelnika napona koji čine otpornici  $R_1$  i  $R_2$ . Kada su vrijednosti otpornosti  $R_1$  i  $R_2$  jednake, razdjelnik napona polovi napon drejn-sors, čime se upostavlja linearna veza između ovog napona i struje drejna. Naime, struja drejna *n*-kanalnog MOSFET-a  $M_1$  koji provodi u omskom režimu se može opisati relacijom:

$$I_{D1} = \beta_1 \left[ (V_{GS1} - V_{tn1})V_{DS1} - \frac{V_{DS1}^2}{2} \right] \quad (5.49)$$

pri čemu su  $\beta_1 = \mu_n C_{ox} W_1 / L_1$  transkonduktanski parametar *n*-kanalnog MOSFET-a  $M_1$ ,  $\mu_n$  srednja pokretljivost elektrona u indukovanom kanalu,  $C_{ox}$  kapacitivnost gejt-kanal po jedinici površine,  $W_1$  širina kanala,  $L_1$  dužina kanala,  $V_{tn1}$  napon praga *n*-kanalnog MOSFET-a,  $V_{GS1}$  napon gejt-sors,  $V_{DS1}$  napon drejn-sors.

U cilju postizanja linearne zavisnosti struje drejna  $I_{D1}$  od napona  $V_{DS1}$ , potrebno je eliminisati kvadratni član izraza (5.49),  $(\beta_1/2)V_{DS1}^2$ , koji je uzrok ove nelinearnosti.

Kada je  $R_1 = R_2$  napon gejt-sors MOSFET-a  $M_1$  se može zapisati u obliku:

$$V_{GS1} = V_C + \frac{V_{DS1}}{2} \quad (5.50)$$

gdje  $V_C$  predstavlja kontrolni napon.

Uvrštavanjem izraza za napon  $V_{GS1}$ , (5.50) u izraz za struju drejna  $I_{D1}$  (5.49) se eliminiše član koji je proporcionalan  $V_{DS1}^2$ . Dakle, uz zadovoljen uslov jednakosti vrijednosti otpornosti  $R_1$  i  $R_2$  se postiže bisekcija napona  $V_{DS1}$ , čime se ostvaruje linearna zavisnost između struje drejna  $I_{D1}$  i napona  $V_{DS1}$  koja se sada može opisati relacijom:

$$I_{D1} = \beta_1(V_C - V_{tn1})V_{DS1} \quad (5.51)$$

Otpornost MOSFET-a  $M_1$  u omskom režimu rada se može izraziti na sljedeći način:

$$R_{DS1} = \frac{V_{DS1}}{I_{D1}} = \frac{1}{\beta_1(V_C - V_{tn1})} \quad (5.52)$$

Kako bi MOSFET  $M_1$  provodio u omskom režimu, potrebno je da bude zadovoljen uslov:

$$V_{DS1} < V_{GS1} - V_{tn1} \quad (5.53)$$

Na osnovu izraza (5.50) i (5.53) se dobija izraz za minimalnu vrijednost kontrolnog napona  $V_C$  koja se smije primijeniti kako bi MOSFET  $M_1$  ostao u linearnom režimu:

$$V_{Cmin} = V_{tn1} + \frac{V_{DS1}}{2} \quad (5.54)$$

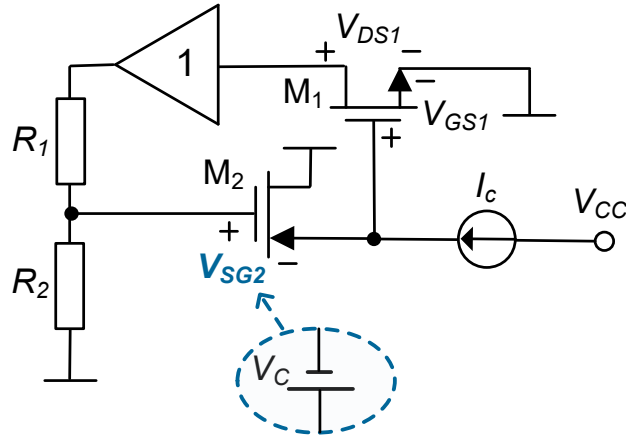
Odnosno, pri zadatoj vrijednosti kontrolnog napona  $V_C$ ,  $M_1$  provodi u omskom režimu, ako je napon  $V_{DS1}$  manji od maksimalne dozvoljene vrijednosti definisane izrazom:

$$V_{DS1max} = 2(V_C - V_{tn1}) \quad (5.55)$$

Kombinovanjem izraza (5.52) i (5.54) dobija se maksimalna otpornost koja se može ostvariti primjenom ovog kola:

$$R_{DS1max} = \frac{2}{\beta_1 V_{DS1}} \quad (5.56)$$

Kontrolni napon  $V_C$  je realizovan kako je prikazano na slici 5.24. Naime, kroz MOSFET  $M_2$  se propušta struja  $I_C$  u zavisnosti od koje se mijenja napon sors-gejt  $V_{SG2}$  koji je jednak kontrolnom naponu  $V_C$ .



Slika 5.24: Električna šema predloženog CCR-a, [57]

Kontrolni napon, odnosno napon sors-gejt MOSFET-a  $M_2$  u režimu zasićenja, može se opisati jednačinom:

$$V_C = V_{SG2} = \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} + |V_{tp2}| \quad (5.57)$$

pri čemu su  $\beta_1 = \mu_p C_{ox} W_2 / L_2$  transkonduktanski parametar p-kanalnog MOSFET-a  $M_2$ ,  $\mu_p$  srednja pokretljivost šupljina u indukovanom kanalu,  $C_{ox}$  kapacitivnost gejt-kanal po jedinici površine,  $W_2$  širina kanala,  $L_2$  dužina kanala,  $V_{tp2}$  napon praga p-kanalnog MOSFET-a.

Kombinovanjem izraza (5.52) i (5.57) se dobija relacija za otpornost MOSFET-a  $M_1$ :

$$R_{DS1} = \frac{1}{\beta_1 (V_{SG2} - V_{tn1})} = \frac{1}{\beta_1 \left( \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} + |V_{tp2}| - V_{tn1} \right)} \quad (5.58)$$

Uz ovakvu realizaciju kontrolnog napona može se reći da kolo funkcioniše kao strujom-kontrolisani otpornik (eng. *Current-Controlled Resistor*, CCR).

Minimalna vrijednost kontrolne struje  $I_C$  koja se smije propustiti kroz MOSFET  $M_2$ , a da pritom MOSFET  $M_1$  nastavi da provodi u omskom režimu rada je opisana relacijom:

$$I_{Cmin} = \frac{\beta_2}{2} \left( V_{tn1} + \frac{V_{DS1}}{2} - |V_{tp2}| \right)^2 \quad (5.59)$$

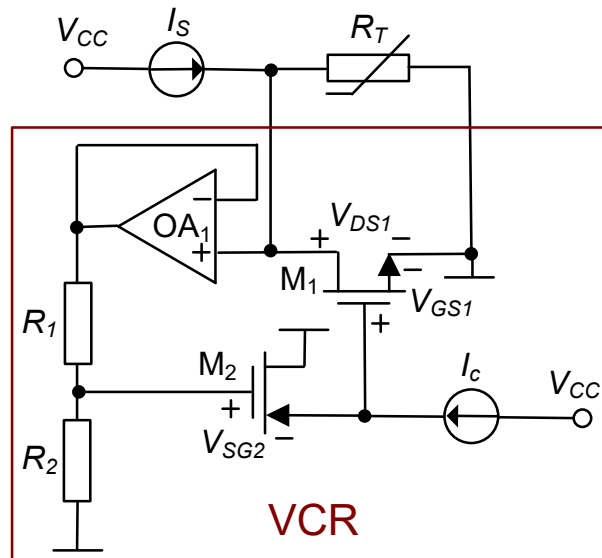
Odnosno, pri zadatoj vrijednosti kontrolne struje  $I_C$ , MOSFET  $M_1$  provodi u omskom režimu, ako je napon  $V_{DS1}$  manji od maksimalne dozvoljene vrijednosti definisane izrazom:

$$V_{DS1max} = 2 \left( \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} + |V_{tp2}| - V_{tn1} \right) \quad (5.60)$$

Maksimalna ostvariva otpornost VCR-a je određena vrijednošću kontrolne struje  $I_C$  koja se smije propustiti, a da napon  $V_{DS1}$  ne pređe maksimalnu dozvoljenu vrijednost i može se zapisati u obliku:

$$R_{DS1max} = \frac{1}{\beta_1 \left( \sqrt{\frac{2I_{Cmin}}{\beta_2}} + |V_{tp2}| - V_{tn1} \right)} \quad (5.61)$$

Vezivanjem NTC termistora paralelno VCR-u i korišćenjem operacionog pojačavača  $OA_1$  u konfiguraciji jediničnog pojačavača, dobija se električna šema prikazana na slici 5.25.



Slika 5.25: Električna šema paralelne veze VCR-a i NTC termistora

Kroz paralelnu vezu MOSFET-a  $M_1$  i NTC termistora  $R_T$  se propušta struja  $I_S$  koja se može opisati relacijom:

$$I_S = \frac{V_{DS1}}{R_T(T)} + \beta_1 V_{DS1} \left( \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} + |V_{tp2}| - V_{tn1} \right) \quad (5.62)$$

Odnosno, napon paralelne veze MOSFET-a  $M_1$  i NTC termistora  $R_T$ , tj. napon  $V_{DS1}$  se mijenja u skladu sa izrazom:

$$V_{DS1}(T) = \frac{I_S R_T(T)}{1 + \beta_1 R_T(T) \left( \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} + |V_{tp2}| - V_{tn1} \right)} \quad (5.63)$$

Dakle, temperatura  $T$  se mjeri na osnovu napona  $V_{DS1}(T)$  koji je potrebno linearizovati odabirom odgovarajućih parametara koji definišu otpornost MOSFET-a  $M_1$ :

$$R_{DS1} = \frac{1}{\beta_1 \left( \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} + |V_{tp2}| - V_{tn1} \right)} \quad (5.64)$$

Kako bi MOSFET  $M_1$  provodio u omskom režimu, potrebno je definisati maksimalnu struju  $I_S$  koja se smije propustiti kroz paralelnu vezu MOSFET-a  $M_1$  i NTC termistora  $R_T$  za zadatu kontrolnu struju  $I_C$ . U slučaju kada je struja  $I_S$  unaprijed određena, definiše se minimalna kontrolna struja  $I_C$ , pri kojoj MOSFET  $M_1$  ostaje u željenom režimu rada.

Maksimalna vrijednost struje  $I_S$  se bira tako da napon  $V_{DS1}$  ne pređe vrijednost definisanu izrazom (5.60). Kombinovanjem izraza (5.60) i (5.63) dobija se relacija:

$$I_{Smax} = \frac{2 \left( |V_{tp2}| + \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} - V_{tn1} \right)}{R_T(T)} + 2\beta_1 \left( |V_{tp2}| + \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} - V_{tn1} \right)^2 \quad (5.65)$$

Kako bi se odredila maksimalna vrijednost struje  $I_S$ , pri kojoj MOSFET  $M_1$  provodi u omskom režimu u čitavom temperaturnom opsegu u kojem se vrši linearizacija i za sve relevantne vrijednosti kontrolne struje  $I_C$  koje obezbjeđuju odgovarajuće otpornosti  $R_{DS1}$  ( $R_p$ ) u različitim

temperaturnim segmentima, potrebno je analizirati uslove u kojima je najteže ispuniti te zahtjeve. Napon  $V_{DS1}$  je direktno proporcionalan otpornosti  $R_T(T)$ , odnosno obrnuto proporcionalan temperaturi, pa je pri definisanju  $I_{Smax}$  potrebno uzeti u obzir otpornost na najnižoj temperaturi u posmatranom opsegu, pri kojoj je  $R_T(T)$  najveća. Slično, obrnuta proporcionalnost važi i za odnos između kontrolne struje  $I_C$  i  $V_{DS1}$ , pa se pri analizi maksimalne struje  $I_S$  razmatra najmanja vrijednost kontrolne struje  $I_C$  primjenom koje se dobija najveća otpornost MOSFET-a  $M_1$  koja je potrebna za kompenzaciju nelinearnosti prenosne karakteristike NTC termistora.

Alternativno, za unaprijed definisanu vrijednost struje  $I_S$ , minimalna vrijednost kontrolne struje  $I_C$  koja se smije propustiti kroz MOSFET  $M_2$  se može opisati izrazom:

$$I_{Cmin} = \frac{\beta_2}{2} \left( \frac{-1 + \sqrt{1 + 2\beta_1 R_T^2(T) I_S}}{2\beta_1 R_T(T)} - |V_{tp2}| + V_{tn1} \right)^2 \quad (5.66)$$

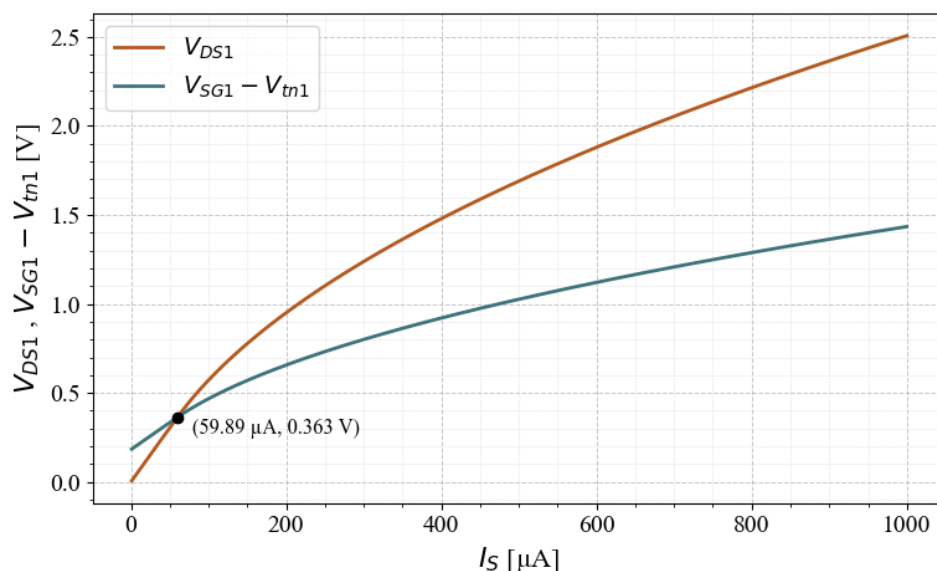
## 5.7 SIMULACIONA ANALIZA VCR-A I PARALELNE VEZE VCR-A I NTC TERMISTORA

U ovom poglavlju je izvršena analiza predloženog naponom kontrolisanog otpornika (VCR, eng. *Voltage-Controlled Resistor*), kao i paralelne veze VCR-a i NTC termistora kroz odgovarajuće simulacije. Za simulacije je korišten softverski alat za dizajniranje i simuliranje rada elektronskih kola, LTspice, dok je za vizuelizaciju dobijenih grafika upotrebljen programski jezik Python.

Na samom početku je analizirano kolo predloženog VCR-a. Određen je opseg otpornosti VCR-a koji se može ostvariti pri različitim parametrima sistema i definisana je maksimalna struja  $I_S$  koja se može propustiti kroz MOSFET  $M_1$ , a da on ostane u omskom režimu rada. Napon napajanja kola pri kojem su vršene simulacije je 5 V. Napon praga n-kanalnog MOSFET-a  $M_1$  iznosi  $V_{m1} = 0.7$  V, dok je transkonduktanski parameter n-kanalnog MOSFET-a  $\beta_1 = 900 \mu\text{A}/\text{V}^2$ , pri čemu je odnos širina/dužina kanala MOSFET-a  $M_1$   $W_1 / L_1 = 40 \mu\text{m} / 10 \mu\text{m}$ . Napon praga p-kanalnog MOSFET-a  $M_2$  je  $V_{tp2} = -0.83$  V, transkonduktanski parameter p-kanalnog MOSFET-a iznosi  $\beta_2 = 400 \mu\text{A}/\text{V}^2$ , pri čemu je odnos širina/dužina kanala MOSFET-a  $M_2$   $W_2 / L_2 = 40 \mu\text{m} / 10 \mu\text{m}$ .

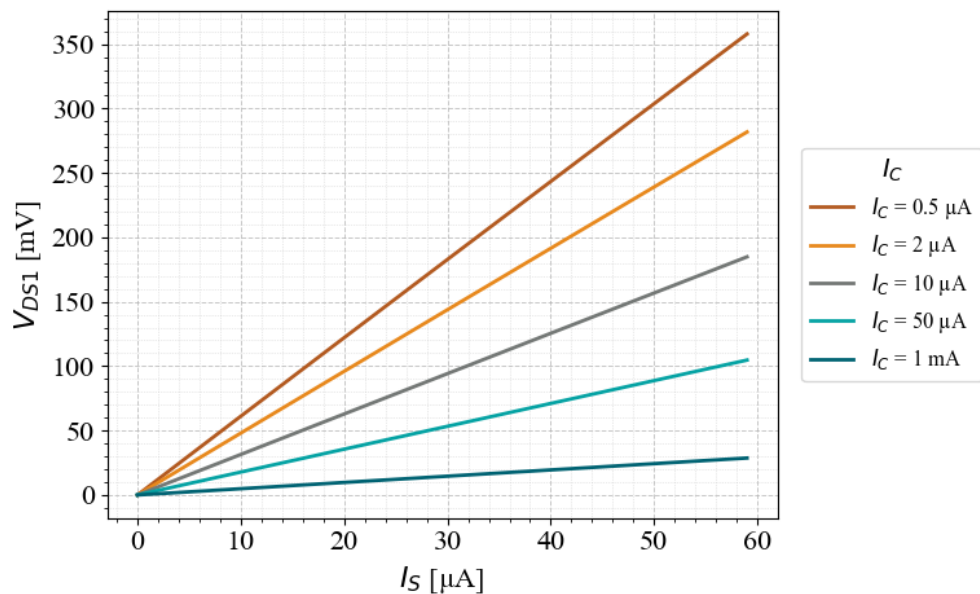
Dakle, kao što je matematički pokazano, relacija (5.58), otpornost VCR-a se može podešavati mijenjanjem kontrolne struje  $I_C$ , a pritom zavisi i od širine kanala MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$ , zbog čega je potrebno analizirati uticaj ovih parametara na njen opseg.

Odgovarajuće simulacije su sprovedene za vrijednosti kontrolne struje  $I_C$  u opsegu od  $0.5 \mu\text{A}$  do  $1 \text{ mA}$ . Najprije je definisana maksimalna vrijednost struje  $I_S$  pri kojoj MOSFET  $M_1$  ostaje u omskom režimu rada za sve vrijednosti kontrolne struje  $I_C$  u posmatranom opsegu. Ukoliko se kroz MOSFET propušta konstantna struja  $I_S$ , nezavisno od promjene vrijednosti kontrolne struje  $I_C$ , uslov za rad MOSFET-a  $M_1$  u omskom režimu će biti ispunjen za sve vrijednosti struje  $I_C$ , ako je taj kriterijum zadovoljen za njenu najnižu vrijednost u posmatranom opsegu. Grafički prikaz određivanja maksimalne vrijednosti struje  $I_S$ , za vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$  je prikazan na slici 5.26.



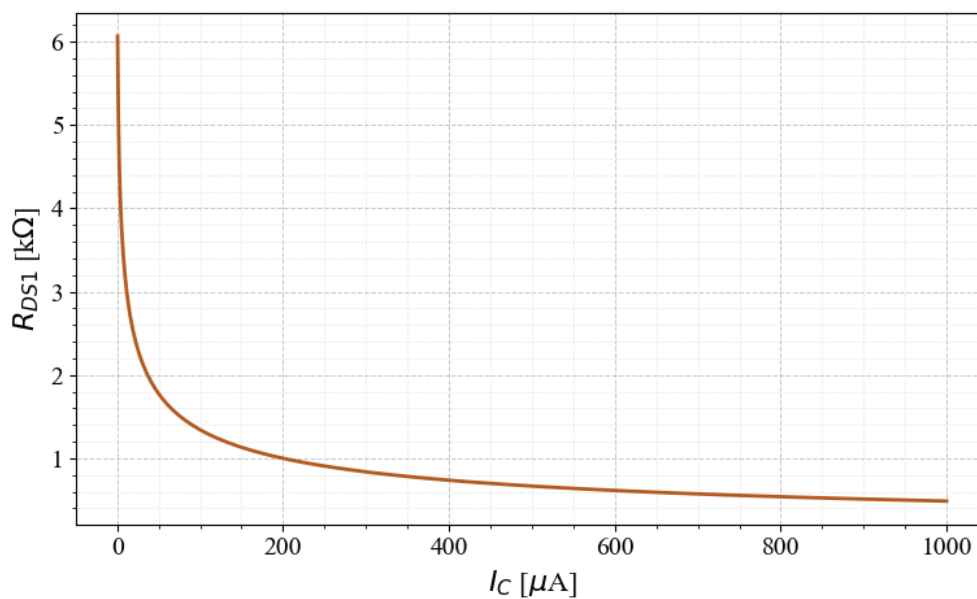
**Slika 5.26:** Naponi  $V_{DS1}$  i  $V_{SG1} - V_{tn1}$  u funkciji ulazne struje  $I_S$  i njihov presjek koji predstavlja maksimalnu vrijednost struje  $I_S$  koja se može propustiti kroz MOSFET  $M_1$  kada je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 40 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 40 \mu\text{m}$

Na slici 5.27 je prikazana prenosna karakteristika VCR-a, za različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C$  u opseg od  $0.5 \mu\text{A}$  do  $1 \text{ mA}$ . Grafik obuhvata opseg ulazne struje  $I_S$  od 0 do  $59.89 \mu\text{A}$ , unutar kojeg se MOSFET  $M_1$  nalazi u omskom režimu rada za sve posmatrane vrijednosti struje  $I_C$ .



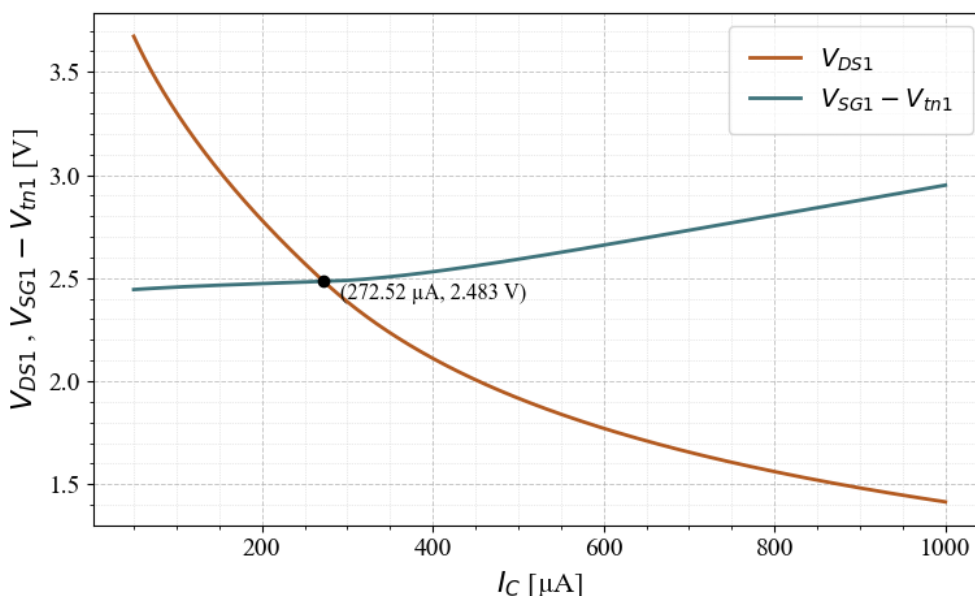
**Slika 5.27:** Prenosna funkcija VCR-a u opsegu ulazne struje  $I_S \in [0, 59.89] \mu\text{A}$ , za različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C \in \{0.5, 2, 10, 50, 1000\} \mu\text{A}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 40 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 40 \mu\text{m}$

Na slici 5.28 je prikazana zavisnost otpornosti VCR-a od kontrolne struje  $I_C$  čija se vrijednost mijenja u opsegu od  $0.5 \mu\text{A}$  do  $1 \text{ mA}$ .



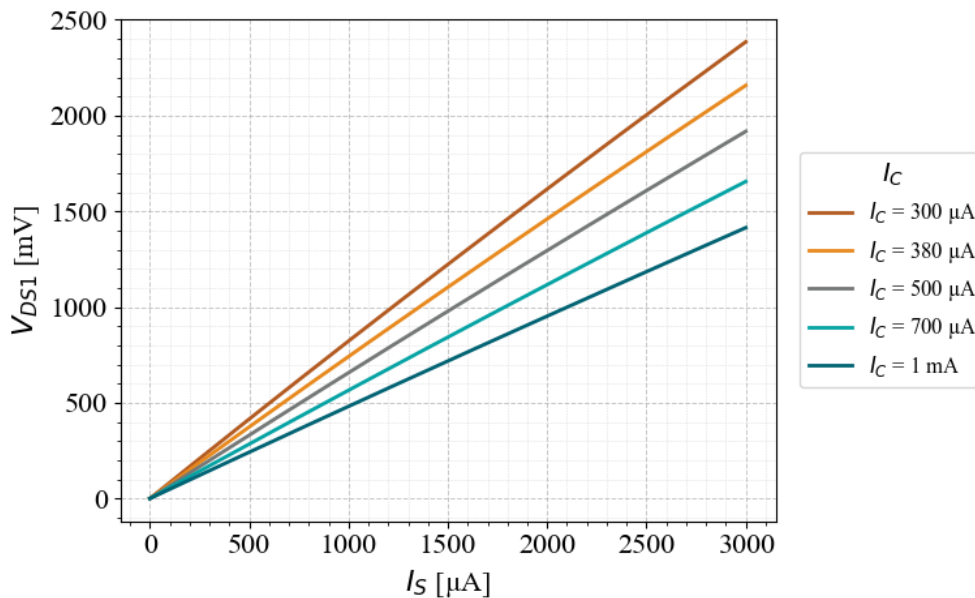
**Slika 5.28:** Otpornost VCR-a u funkciji kontrolne struje  $I_C \in [0.5 \mu, 1 \text{ m}] \text{ A}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 40 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 40 \mu\text{m}$

Kako bi se prenosna karakteristika VCR-a, predstavila u širem opsegu ulazne struje  $I_S$  (u ovom primjeru 0 do 3 mA), određena je minimalna vrijednost struje  $I_C$ , pri kojoj je zadovoljen uslov za provođenje MOSFET-a  $M_1$  u omskom režimu za sve vrijednosti  $I_S$  unutar posmatranog opsega. Ukoliko je za neku vrijednost struje  $I_C$  zadovoljen uslov za omski režim pri najvećoj struji  $I_S$  iz opsega, isti uslov će biti ispunjen i za sve manje vrijednosti  $I_S$ . U skladu sa tim, grafički postupak određivanja minimalne struje  $I_C$ , za vrijednost struje  $I_S = 3$  mA je prikazan na slici 5.29.



**Slika 5.29:** Naponi  $V_{DS1}$  i  $V_{SG1} - V_{tn1}$  u funkciji kontrolne struje  $I_C$  i njihov presjek koji predstavlja minimalnu vrijednost struje  $I_C$  koja se može propustiti kroz MOSFET  $M_2$  kada je vrijednost ulazne struje  $I_S = 3$  mA, pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 40$   $\mu$ m,  $W_2 = 40$   $\mu$ m

Na slici 5.30 je prikazana prenosna funkcija VCR-a u opsegu ulazne struje  $I_S$  od 0 do 3 mA, za različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C$ , počevši od one vrijednosti  $I_C$  pri kojoj MOFET  $M_1$  provodi u omskom režimu za sve vrijednosti ulazne struje  $I_S$  u posmatranom opsegu.



**Slika 5.30:** Prenosna funkcija VCR-a u opsegu ulazne struje  $I_S \in [0, 3]$  mA, za različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C \in \{300, 380, 500, 700, 1000\}$   $\mu\text{A}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 40 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 40 \mu\text{m}$

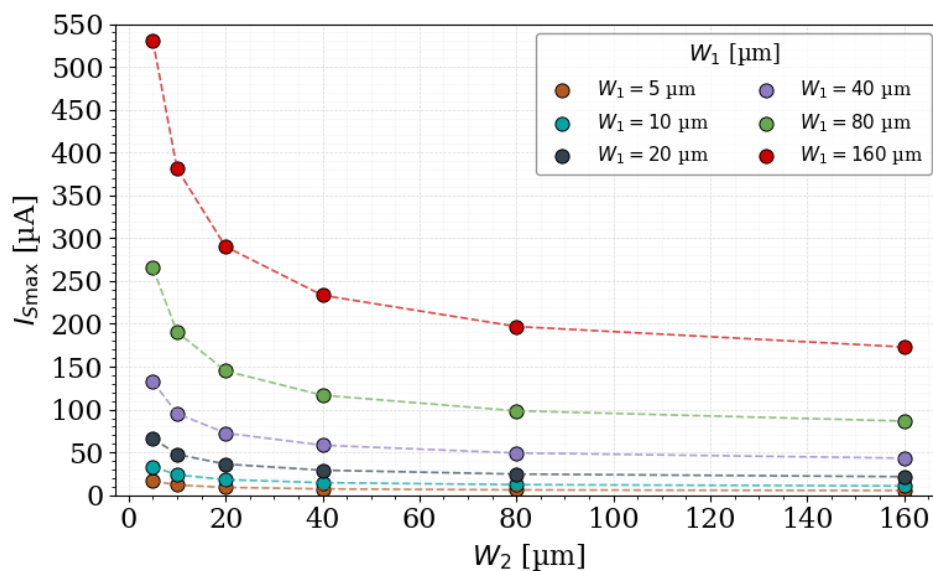
U tabeli 5.7 su prikazane otpornosti  $R_{DS1}$  koje se mogu ostvariti primjenom 10 različitih vrijednosti kontrolne struje  $I_C$  u opsegu od  $0.5 \mu\text{A}$  do  $1 \text{ mA}$ . Struje  $I_C$  odabrane su tako da odgovaraju ravnomjerno raspoređenim otpornostima unutar ostvarivog opsega otpornosti za dati raspon struje. Za svaku vrijednost kontrolne struje  $I_C$  je data odgovarajuća vrijednost maksimalne struje  $I_S$ , pri kojoj MOSFET  $M_1$  ostaje u omskom režimu rada.

**Tabela 5.7:** Otpornosti VCR-a ostvarene za različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C$  u opsegu od  $0.5 \mu\text{A}$  do  $1 \text{ mA}$  i odgovarajuće vrijednosti maksimalne struje  $I_S$  pri kojoj MOSFET  $M_1$  ostaje u omskom režimu rada, pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 40 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 40 \mu\text{m}$

| $I_C$ [ $\mu\text{A}$ ] | $R_{DS1}$ [ $\Omega$ ] | $I_{Smax}$ [ $\mu\text{A}$ ] |
|-------------------------|------------------------|------------------------------|
| 0.5                     | 6064.865               | 59.89                        |
| 1.011                   | 5445.002               | 72.79                        |
| 1.905                   | 4825.139               | 93.24                        |
| 3.482                   | 4205.275               | 123.51                       |
| 6.352                   | 3585.412               | 170.99                       |
| 11.897                  | 2965.549               | 251.64                       |
| 23.741                  | 2345.686               | 405.33                       |
| 53.687                  | 1725.823               | 756.08                       |
| 158.066                 | 1105.960               | 1869.07                      |
| 1000                    | 486.096                | 10076.90                     |

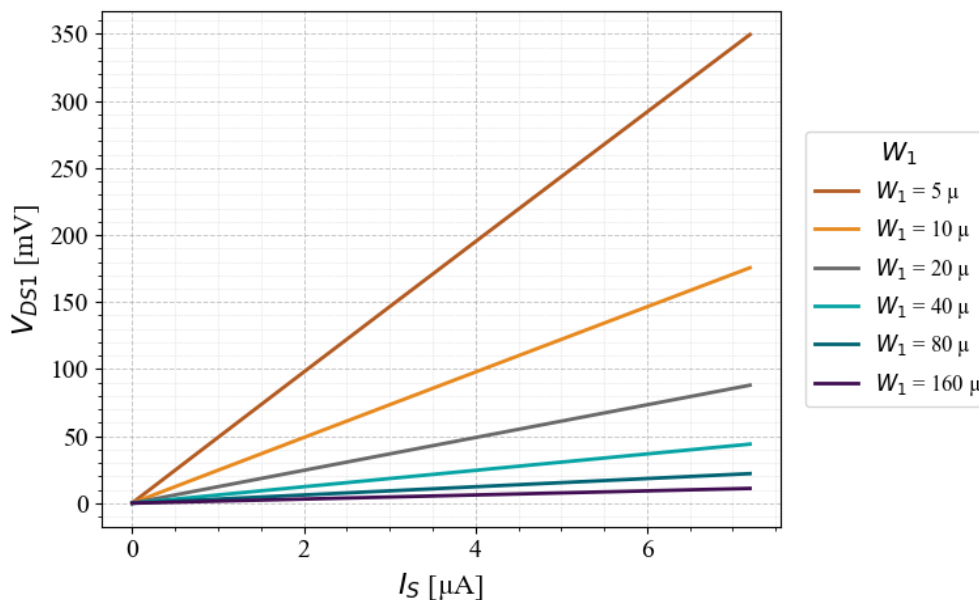
Dakle, kao što je matematički očekivano, kroz simulacije je potvrđeno da je za dobijanje većih vrijednosti otpornosti VCR-a potrebna manja vrijednost kontrolne struje  $I_C$  i obrnuto. Maksimalna vrijednost otpornosti VCR-a u određenoj tehnologiji (i za date širine kanala MOSFET-ova  $W_1$  i  $W_2$ ) može biti ograničena minimalnim vrijednostima kontrolne struje  $I_C$  ili struje  $I_S$  koje su praktično ostvarive, što zavisi od realnih faktora implementacije. U ovoj analizi je za minimalnu vrijednost kontrolne struje  $I_C$  uzeta vrijednost  $0.5 \mu\text{A}$ , čijim se propuštanjem može dobiti otpornost od oko  $6 \text{ k}\Omega$ , za date parametre MOSFET-ova. Sa druge strane, minimalna otpornost koja se ostvaruje primjenom kontrolne struje  $1 \text{ mA}$  iznosi oko  $486 \Omega$ . Najmanja otpornost VCR-a koja se može ostvariti zavisi od napona napajanja i realnih praktičnih ograničenja kola. Takođe, uočava se značajno smanjena osjetljivost otpornosti  $R_{DS1}$  u odnosu na kontrolnu struju  $I_C$  za veće vrijednosti kontrolne struje.

Osim mjenjanjem vrijednosti kontrolne struje  $I_C$ , na otpornost VCR-a se može uticati odabirom širina kanala MOSFET-ova,  $W_1$  i  $W_2$ . U cilju predstavljanja odgovarajućih grafika koji demonstriraju uticaj širina kanala  $W_1$  i  $W_2$  na opseg otpornosti VCR-a, pri čemu je posmatran opseg kontrolne struje  $I_C$  od  $0.5 \mu\text{A}$  u do  $1 \text{ mA}$ , najprije je potrebno odrediti maksimalnu vrijednost struje  $I_S$  koja se može propustiti kroz MOSFET  $M_1$ , kada je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$ , pri različitim kombinacijama širina kanala. Na slici 5.31 je prikazana maksimalna vrijednost struje  $I_S$  koja se smije propustiti, a da pritom MOSFET  $M_1$  ostane u omskom režimu rada za različite kombinacije širine kanala MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$ .

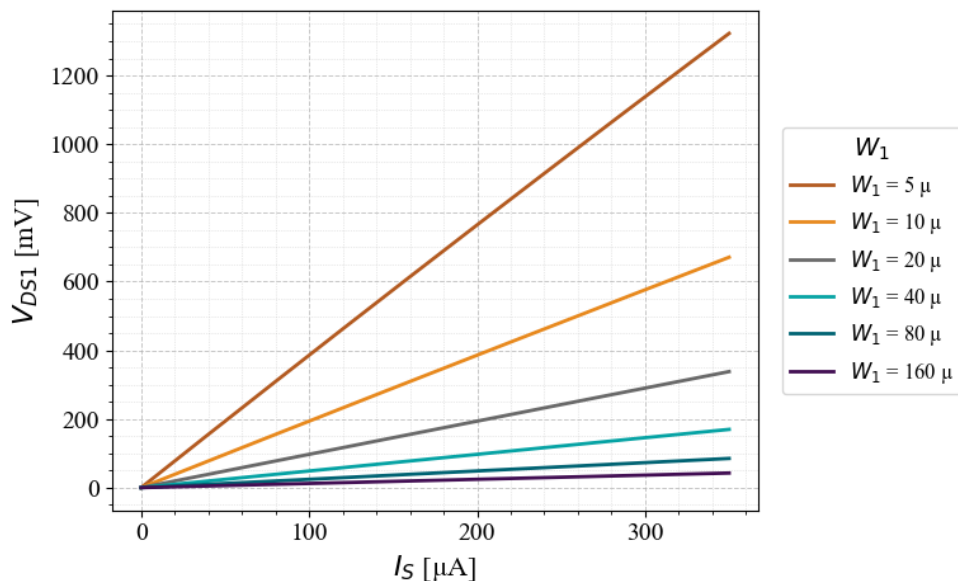


**Slika 5.31:** Maksimalna dozvoljena struja  $I_S$  pri kojoj MOSFET  $M_1$  ostaje u omskom režimu rada za različite kombinacije širina kanala MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$

Na slici 5.32 je prikazana prenosna funkcija VCR-a, pri vrijednosti kontrolne struje  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$ , za različite vrijednosti širine kanala n-kanalnog MOSFETA  $M_1$ , pri čemu je vrijednost širine kanala p-kanalnog MOSFET-a  $M_2$  fiksna i iznosi  $40 \mu\text{m}$ . Grafik je prikazan u opsegu ulazne struje  $I_S$  od 0 do  $7.29 \mu\text{A}$  u okviru kojeg je zadovoljen uslov za rad MOSFET-a  $M_1$  u omskom režimu, za sve prikazane širine kanala ovog MOSFET-a, pri datoj vrijednosti širine kanala MOSFET-a  $M_2$  (granični uslov za maksimalnu struju  $I_S$  predstavlja kombinacija širina kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 5 \mu\text{A}$  i  $W_2 = 160 \mu\text{A}$ ). Na slici 5.33 je prikazana prenosna funkcija VCR-a u opsegu ulazne struje  $I_S$  od 0 do  $350 \mu\text{A}$ , pri vrijednosti kontrolne struje  $I_C = 1 \text{mA}$ , za istu kombinaciju širina kanala MOSFET-ova, pri čemu je  $350 \mu\text{A}$  maksimalna dozvoljena struja  $I_S$  pri kojoj MOSFET  $M_1$  provodi u omskom režimu za kombinaciju širina kanala  $W_1 = 5 \mu\text{A}$  i  $W_2 = 160 \mu\text{A}$ .

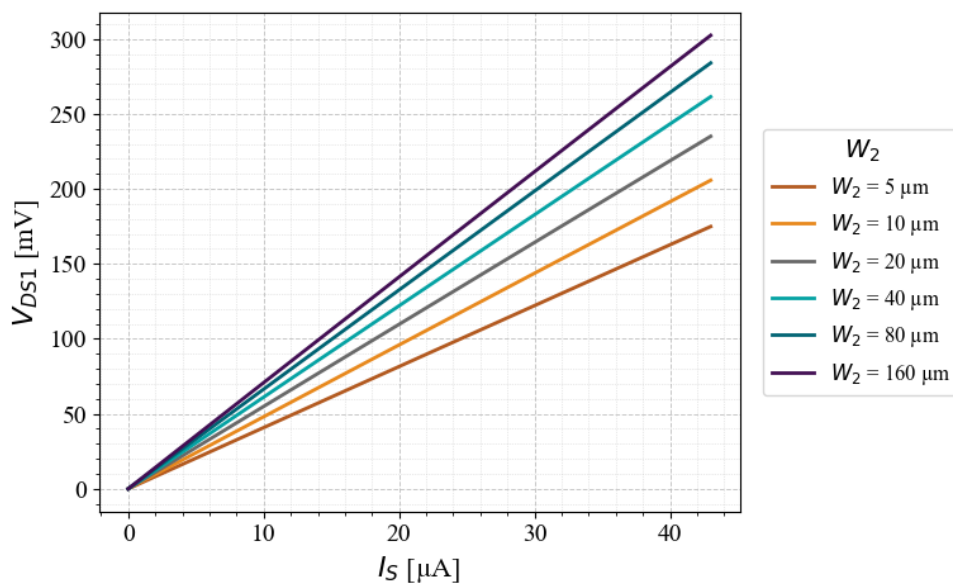


**Slika 5.32:** Prenosna funkcija VCR-a u opsegu ulazne struje  $I_S \in [0, 7.29] \mu\text{A}$ , za različite širine kanala  $W_1 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\} \mu\text{m}$ , pri čemu je širina kanala  $W_2 = 40 \mu\text{m}$  i vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$

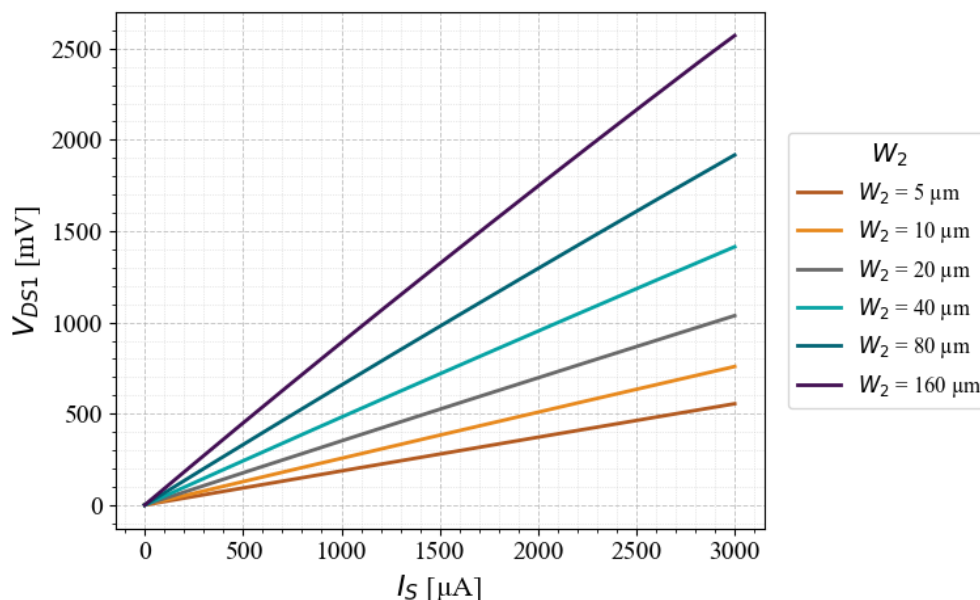


**Slika 5.33:** Prenosna funkcija VCR-a u opsegu ulazne struje  $I_S \in [0, 350]$   $\mu\text{A}$ , za različite širine kanala  $W_1 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\}$   $\mu\text{m}$ , pri čemu je širina kanala  $W_2 = 40 \mu\text{m}$  i vrijednost kontrolne struje  $I_C = 1 \text{ mA}$

Na slici 5.34 je prikazana prenosna funkcija VCR-a, pri vrijednosti kontrolne struje  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$ , za različite vrijednosti širine kanala n-kanalnog MOSFETA  $M_1$ , pri čemu je vrijednost širine kanala p-kanalnog MOSFET-a  $W_2 = 40 \mu\text{m}$ . Vrijednosti ulazne struje  $I_S$  za koje je prikazana prenosna funkcija se nalaze u opsegu od 0 do 43.24  $\mu\text{A}$ . Slika 5.35 prkazuje prenosnu funkciju VCR-a za vrijednosti ulazne struje  $I_S$  u opsegu od 0 do 3 mA, pri vrijednosti kontrolne struje  $I_C = 1 \text{ mA}$ , za istu kombinaciju širina kanala MOSFET-ova.

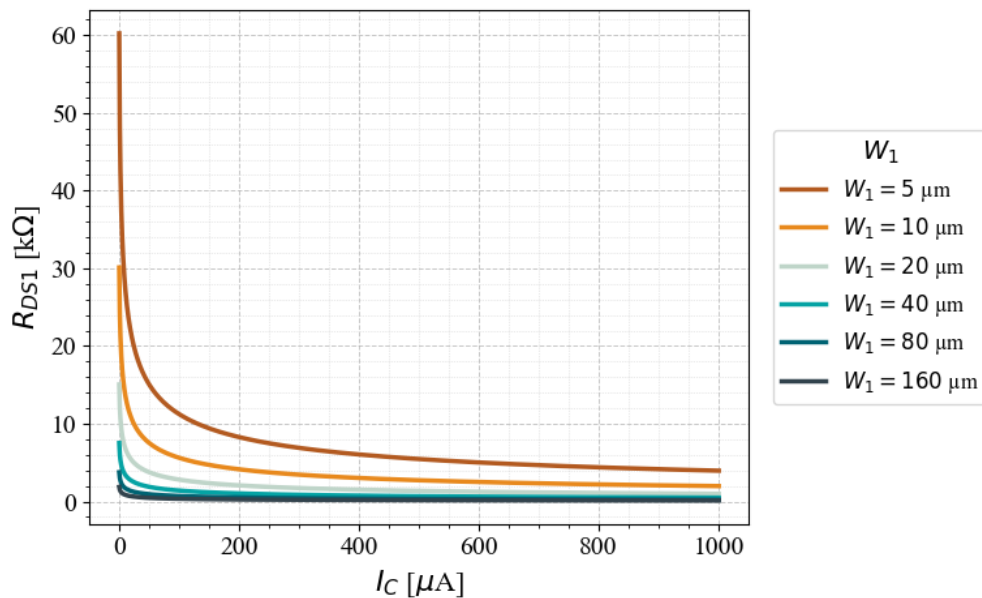


**Slika 5.34:** Prenosna funkcija VCR-a u opsegu ulazne struje  $I_S \in [0, 43.24]$   $\mu\text{A}$ , za različite širine kanala  $W_2 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\}$   $\mu\text{m}$ , pri čemu je širina kanala  $W_1 = 40 \mu\text{m}$  i vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$

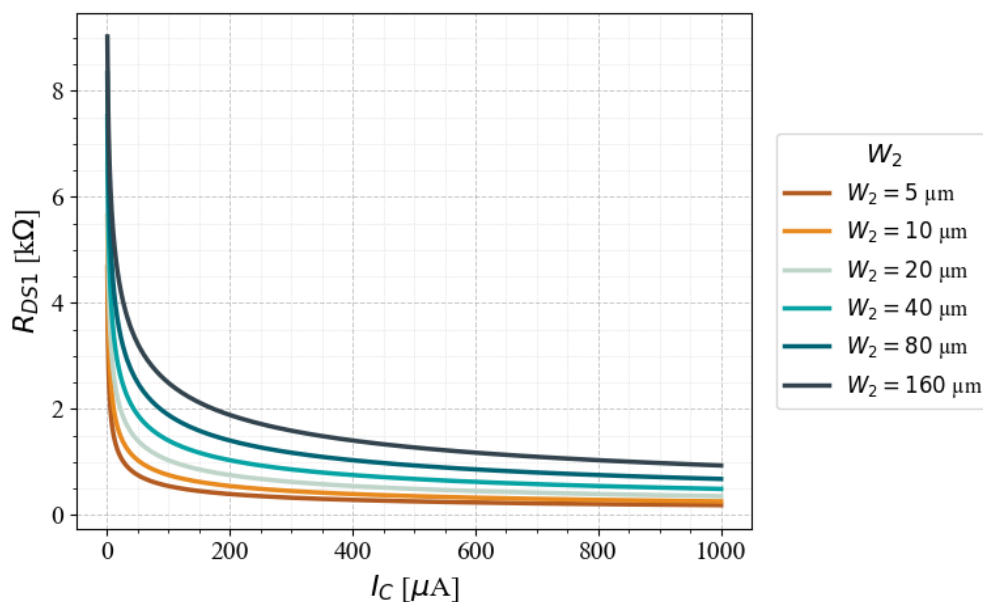


**Slika 5.35:** Prenosna funkcija VCR-a za opseg ulazne struje  $I_S \in [0, 3]$  mA, za različite širine kanala  $W_2 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\}$   $\mu\text{m}$ , pri čemu je širina kanala  $W_1 = 40$   $\mu\text{m}$ , vrijednost kontrolne struje  $I_C = 1$  mA

Uticaj širina kanala MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$  na opseg otpornosti VCR-a je prikazan i na graficima koji slijede. Na slici 5.36 je dat prikaz otpornosti VCR-a u funkciji kontrolne struje  $I_C$ , za različite vrijednosti širine kanala n-kanalnog MOSFETA  $M_1$ , pri čemu je vrijednost širine kanala p-kanalnog MOSFET-a fiksna i iznosi 40  $\mu\text{m}$ . Sa druge strane, na slici 5.37 je prikazana otpornost VCR-a u funkciji kontrolne struje  $I_C$  za različite vrijednosti širine kanala p-kanalnog MOSFETA  $M_2$ , pri čemu vrijednost širine kanala n-kanalnog MOSFET-a  $M_1$  iznosi 40  $\mu\text{m}$ .

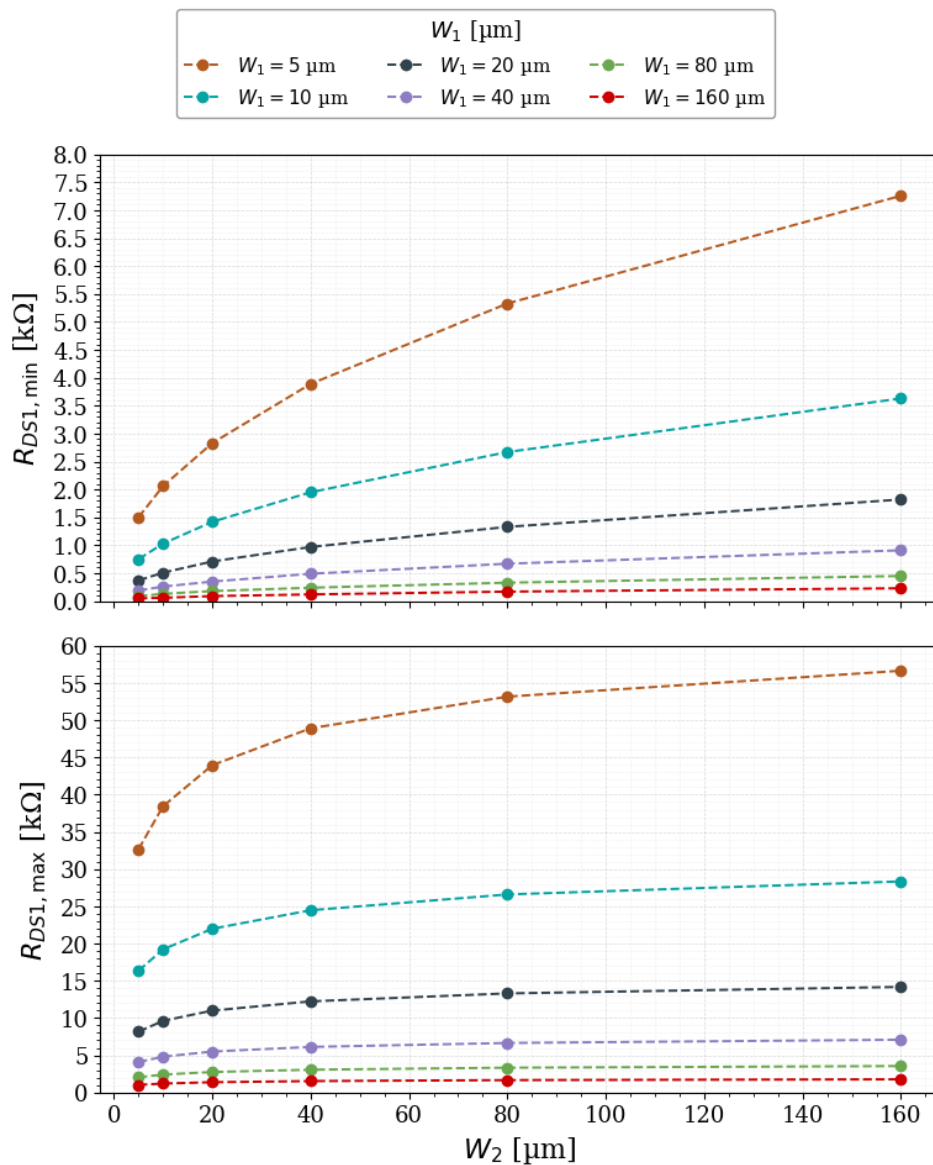


**Slika 5.36:** Otpornost  $R_{DS1}$  u funkciji kontrolne struje  $I_C \in [0.5 \mu, 1 \text{ m}] \text{ A}$ , za različite vrijednosti širine kanala  $W_1 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\} \mu\text{m}$ , pri čemu je  $W_2 = 40 \mu\text{m}$

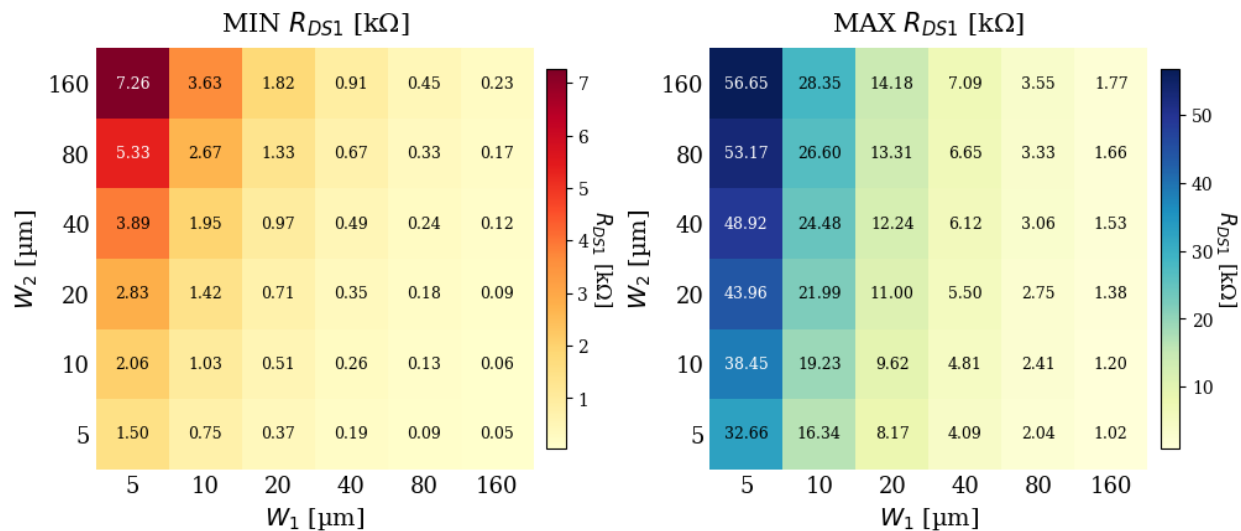


**Slika 5.37:** Otpornost  $R_{DS1}$  u funkciji kontrolne struje  $I_C \in [0.5 \mu, 1 \text{ m}] \text{ A}$ , za različite vrijednosti širine kanala  $W_2 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\} \mu\text{m}$ , pri čemu je  $W_1 = 40 \mu\text{m}$

Na slici 5.38 je prikazana otpornost VCR-a koja se može ostvariti za vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$  (na slici naznačena kao  $R_{DS1max}$ ), kao i otpornost VCR-a za vrijednost kontrolne struje  $I_C = 1 \text{ mA}$  ( $R_{DS1min}$ ), pri različitim kombinacijama vrijednosti širina kanala MOSFET-ova:  $W_1$  i  $W_2$ . Na slici 5.39 je ista zavisnost prikazana putem odgovarajućih *heat* mapa, koje omogućavaju pregledniji uvid uticaja širina kanala MOSFET-ova na otpornost VCR-a.



Slika 5.38: Otpornosti VCR-a pri vrijednostima kontrolne struje  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$  ( $R_{DS1\max}$ ) i  $I_C = 1 \text{mA}$  ( $R_{DS1\min}$ ), za različite kombinacije širina kanala MOSFET-ova:  $W_1$  i  $W_2$ .



**Slika 5.39:** Heat mape otpornosti VCR-a pri kontrolnoj struji  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$  ( $R_{DS1max}$ ) i  $I_C = 1 \text{mA}$  ( $R_{DS1min}$ ), za različite kombinacije širina kanala MOSFET-ova:  $W_1$  i  $W_2$

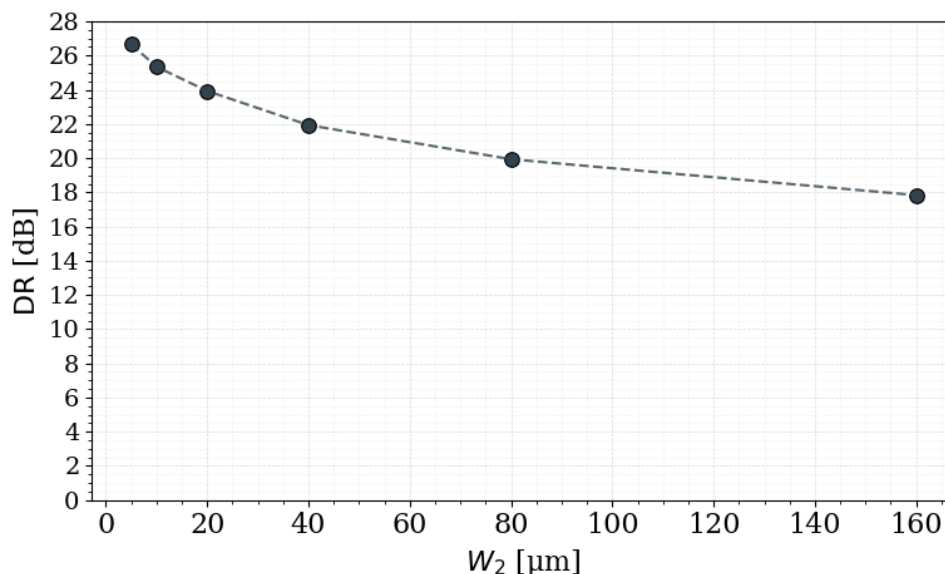
Dakle, na osnovu matematičkog modela i odgovarajućih grafičkih prikaza zaključuje se da se smanjivanjem širine kanala  $W_1$ , koje se postiže rednim vezivanjem više n-kanalnih MOSFET-ova, povećava otpornost VCR-a za datu vrijednost kontrolne struje. Nasuprot tome, paralelnim vezivanjem više n-kanalnih MOSFET-ova, povećava se širina kanala  $W_1$ , pri čemu se smanjuje otpornost VCR-a. Preciznije, otpornost VCR-a se približno poveća onoliko puta koliko se smanji širina kanala  $W_1$  i obrnuto.

Sa druge strane, povećanjem širine kanala p-kanalnog MOSFET-a  $M_2$ , povećava se otpornost VCR-a, dok se pri smanjenju širine kanala ovog MOSFET-a otpornost VCR-a smanjuje. Međutim, promjena širine kanala MOSFET-a  $M_1$  ima značajno veći uticaj na vrijednosti otpornosti VCR-a, nego promjena širine kanala MOSFET-a  $M_2$ , što je matematički i očekivano. Uticaj širine kanala MOSFET-a  $M_2$  na promjenu apsolutne vrijednosti otpornosti VCR-a postaje značajniji za manje vrijednosti kontrolne struje  $I_C$  i manje širine kanala MOSFET-a  $M_1$ , što se jasno vidi na slici 5.39. Otpornost VCR-a, za vrijednosti širina kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 5 \mu\text{m}$  i  $W_2 = 160 \mu\text{m}$ , pri kontrolnoj struji  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$  iznosi oko  $56 \text{k}\Omega$ . Nasuprot tome, za vrijednosti širina kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 160 \mu\text{m}$  i  $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , pri kontrolnoj struji  $I_C = 1 \text{mA}$ , ova otpornosti iznosi oko  $50 \Omega$ .

Imajući u vidu proporcionalnost između otpornosti VCR-a i širine kanala MOSFET-a  $M_1$  može se zaključiti da širina kanala MOSFET-a  $M_1$  ne utiče na dinamički opseg ovog kola. Sa druge strane, grafik koji prikazuje dinamički opseg VCR-a u zavisnosti širine kanala MOSFET-a  $M_2$  je prikazan na slici 5.40. Dinamički opseg VCR-a je određen na osnovu relacije:

$$DR = 20 \log \left( \frac{R_{DS1,max}}{R_{DS1,min}} \right) \quad (5.68)$$

pri čemu je  $R_{DS1,max}$  otpornost VCR-a za vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.5 \mu A$ , a  $R_{DS1,min}$  otpornost VCR-a za vrijednost kontrolne struje  $I_C = 1 \text{ mA}$



**Slika 5.40:** Dinamički opseg predloženog VCR-a za različite vrijednosti širine kanala MOSFET-a  $M_2$ ; maksimalna otpornost VCR-a odgovara kontrolnoj struji  $I_C = 0.5 \mu A$ , a minimalna otpornost kontrolnoj struji  $I_C = 1 \text{ mA}$

Dakle, primjenom predloženog naponom kontrolisanog otpornika se može ostvariti dinamički opseg 26.66 dB, nezavisno od vrijednosti širine kanala MOSFET-a  $M_1$ , pri datim parametrima sistema i za vrijednosti kontrolne struje  $I_C$  u opsegu od  $0.5 \mu A$  do  $1 \text{ mA}$ , kada je vrijednost širine kanala MOSFET-a  $M_2$   $5 \mu\text{m}$ . Dinamički opseg VCR-a je manji za veće vrijednosti širine kanala MOSFET-a  $M_2$ , što je u skladu sa matematičkom prirodom zavisnosti otpornosti VCR-a od širine kanala  $W_2$ .

Nakon što je određen opseg otpornosti VCR-a za različite kombinacije širina kanala MOSFET-ova ( $W_1$  i  $W_2$ ), pri kontrolnoj struji u opsegu od  $0.5 \mu A$  do  $1 \text{ mA}$ , potrebno je odabrati parametre NTC termistora i VCR-a za simulaciju kola za linearizaciju koji će poslužiti kao primjeri za demonstraciju principa rada cijelokupnog sistema. U tom cilju su za odabir primjera kao indikator poslužile tabele 5.8 i 5.9 u kojima se nalaze opsezi sa otpornostima čijim vezivanjem paralelno NTC termistoru greške linearnosti ne prelaze 2 %, 1 % i 0.5 %, pri čemu je temperaturni opseg od  $-40 \text{ }^\circ\text{C}$  do  $120 \text{ }^\circ\text{C}$  podjeljen na 8 segmenata.

**Tabela 5.8:** Opsezi sa otpornostima  $R_{DSI}$  čijim vezivanjem paralelno NTC termistoru (nominalna otpornost  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$  i specifična temperatura  $\beta = 3528 \text{ K}$ ) se ostvaruje maksimalna greška linearnosti ispod 2 %, 1 % i 0.5 % u odgovarajućim temperaturnim intervalima širine 20 °C unutar temperaturnog opsega  $T \in [-40, 120] \text{ }^\circ\text{C}$

| $R_0 = 1 \text{ k}\Omega, \beta = 3528 \text{ K}$               |   |   |   |  |
|---|---|---|---|--|
| Podjela temperaturnog opsega od -40 °C do 120 °C na 8 segmenata |   |   |   |  |
| $T \text{ [}^\circ\text{C]}$                                    | $E_{max} \text{ [%]}$<br>< 2 % [ $\Omega$ ] | $E_{max} \text{ [%]} < 1 \text{ %}$<br>[ $\Omega$ ] | $E_{max} \text{ [%]} < 0.5 \text{ %}$<br>[ $\Omega$ ] | $R_{DSI} \text{ [}\Omega\text{]}$<br>( $E_{max} \text{ [%]}$ ) |
| [-40, -20]  | [6773, 15510]                               | [8904, 12030]                                       | [10113, 10622]  | 11159 (0.5 %)  |
| [-20, 0]  | [2085, 5785]                                | [2883, 4318]  | [3343, 3743]  | 3607 (0.37 %)  |
| [0, 20]   | [728, 2486]                                 | [1068, 1779]  | [1268, 1511]  | 1364 (0.21 %)  |
| [20, 40]  | [280, 1193]                                 | [441, 816]  | [537, 678]  | 584 (0.21 %)   |
| [40, 60]  | [126, 672]                                  | [211, 437]  | [264, 356]  | 277 (0.17 %)   |
| [60, 80]  | [61, 398]                                   | [109, 246]  | [139, 197]  | 143 (0.13 %)   |
| [80, 100]   | [31, 245]                                   | [60, 145]   | [77, 113]   | 79 (0.11 %)  |
| [100, 120]  | [18, 144]                                   | [34, 84]  | [45, 66]  | 47 (0.10 %)  |

**Tabela 5.9:** Opsezi sa otpornostima  $R_{DSI}$  čijim vezivanjem paralelno NTC termistoru (nominalna otpornost  $R_0 = 10 \text{ k}\Omega$  i specifična temperatura  $\beta = 3977 \text{ K}$ ) se ostvaruje maksimalna greška linearnosti ispod 2 %, 1 % i 0.5 % u odgovarajućim temperaturnim intervalima širine 20 °C unutar temperaturnog opsega  $T \in [-40, 120] \text{ }^\circ\text{C}$

| $R_0 = 10 \text{ k}\Omega, \beta = 3977 \text{ K}$              |   |   |   |  |
|---|---|---|---|--|
| Podjela temperaturnog opsega od -40 °C do 120 °C na 8 segmenata |   |   |   |  |
| $T \text{ [}^\circ\text{C]}$                                    | $E_{max} \text{ [%]}$<br>< 2 % [ $\Omega$ ] | $E_{max} \text{ [%]} < 1 \text{ %}$<br>[ $\Omega$ ] | $E_{max} \text{ [%]} < 0.5 \text{ %}$<br>[ $\Omega$ ] | $R_{p,opt} \text{ [}\Omega\text{]}$<br>( $E_{max} \text{ [%]}$ ) |
| [-40, -20]  | [101787, 207668]                            | [129953, 164642]                                    | [145804, 146966]                                      | 146384 (0.48 %)  |
| [-20, 0]  | [28735, 68744]                              | [38128, 52811]                                      | [43493, 46434]  | 44904 (0.37 %)   |
| [0, 20]   | [9270, 26261]                               | [12857, 19491]                                      | [14938, 16859]  | 15873 (0.29 %)   |
| [20, 40]  | [3334, 11320]                               | [4687, 8092]  | [5770, 6878]  | 6303 (0.23 %)  |
| [40, 60]  | [1310, 5410]                                | [2030, 3712]  | [2461, 3096]  | 2269 (0.19 %)  |
| [60, 80]  | [553, 2825]                                 | [918, 1854]   | [1141, 1516]  | 1317 (0.15 %)  |
| [80, 100]   | [247, 1935]                                 | [445, 992]  | [568, 997]  | 825 (0.16 %)   |
| [100, 120]  | [123, 896]                                  | [233, 547]  | [301, 433]  | 362 (0.11 %)   |

U prvom primjeru kroz koji je predstavljena linearizacija prenosne karakteristike NTC-a, primjenom predloženog VCR-a je upotrebljen NTC termistor sa nominalnom otpornošću  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$  i specifičnom temperaturom  $\beta = 3528 \text{ K}$ . Prikazan je primjer ravnomjerne podjele temperaturnog opsega od 0 do 120 °C na 4 temperaturnih intervala, pri čemu je u okviru svakog intervala tražena otpornost  $R_{DSI}$  čijim se vezivanjem paralelno NTC termistoru minimizuje maksimalna greška linearnosti. Rezultati segmentacije dobijeni računarskim putem su sljedeći:

Segment 1:  $T \in [0, 30] \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $R_{DS1} = 1100 \text{ } \Omega$ ,  $E_{L,max} = 0.39 \%$   
 Segment 2:  $T \in [30, 60] \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $R_{DS1} = 333 \text{ } \Omega$ ,  $E_{L,max} = 0.29 \%$   
 Segment 3:  $T \in [60, 90] \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $R_{DS1} = 123 \text{ } \Omega$ ,  $E_{L,max} = 0.22 \%$   
 Segment 4:  $T \in [90, 120] \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $R_{DS1} = 53 \text{ } \Omega$ ,  $E_{L,max} = 0.17 \%$

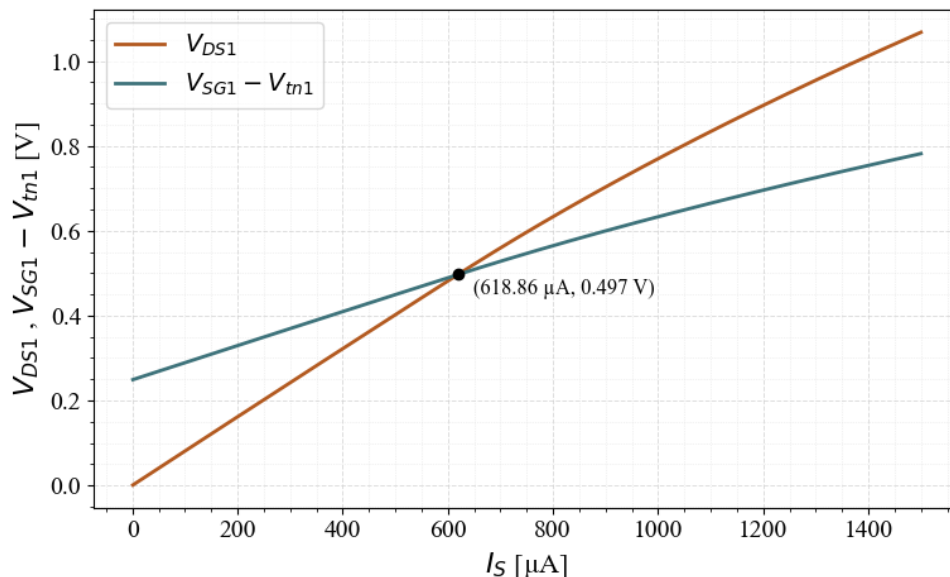
Na osnovu rezultata segmentacije, parametri VCR-a koji se identifikuju kao pogodni za linearizaciju su sljedeći: širina kanala n-kanalnog MOSFET-a  $W_1 = 160 \text{ } \mu\text{m}$  i širina kanala p-kanalnog MOSFET-a  $W_2 = 5 \text{ } \mu\text{m}$ .

Vrijednosti kontrolne struje  $I_C$  potrebne za postizanje odgovarajućih otpornosti VCR-a u različitim temperaturnim segmentima su dati u tabeli 5.10.

**Tabela 5.10:** Otpornosti VCR-a potrebne za linearizaciju prenosne funkcije NTC-a i vrijednosti odgovarajućih kontrolnih struja  $I_C$  u različitim temperaturnim segmentima

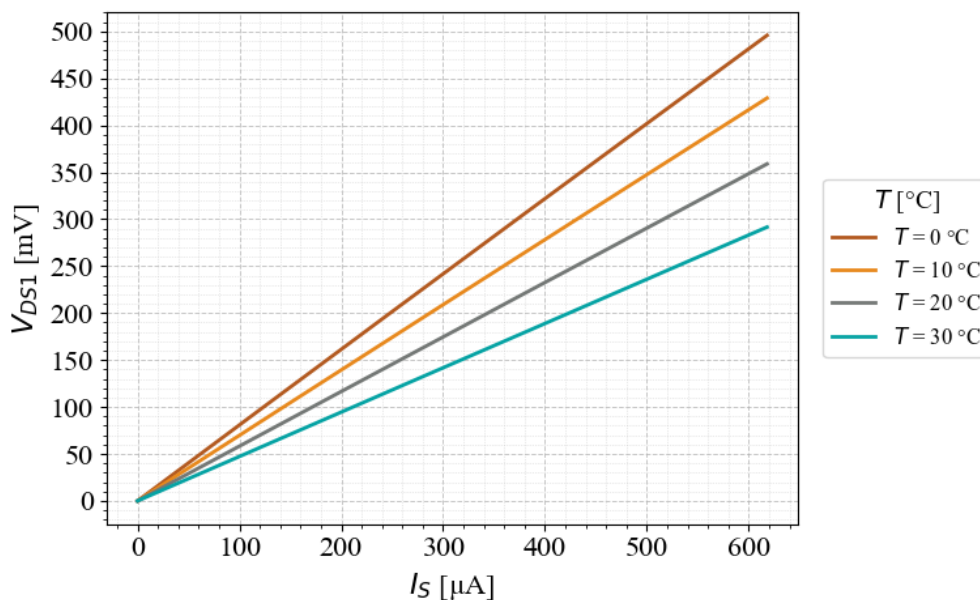
| $T \text{ } [^\circ\text{C}]$ | $R_{DS1} \text{ } [\Omega]$ | $I_C \text{ } [\mu\text{A}]$ |
|-------------------------------|-----------------------------|------------------------------|
| [0, 30]                       | 1100                        | 0.35                         |
| [30, 60]                      | 333                         | 12.7                         |
| [60, 90]                      | 123                         | 121.8                        |
| [90, 120]                     | 53                          | 761.4                        |

Na samom početku je utvrđena maksimalna struja  $I_S$  koja se može propustiti kroz paralelnu vezu NTC-a i VCR-a, a da pritom MOSFET  $M_1$  ostane u omskom režimu rada u svakom temperaturnom intervalu i pri svakoj vrijednosti kontrolne struje  $I_C$ . U skladu sa tim, maksimalna struja  $I_S$  se definiše pri vrijednosti kontrolne struje  $I_C = 0.35 \text{ } \mu\text{A}$  i na temperaturi  $T = 0$ .

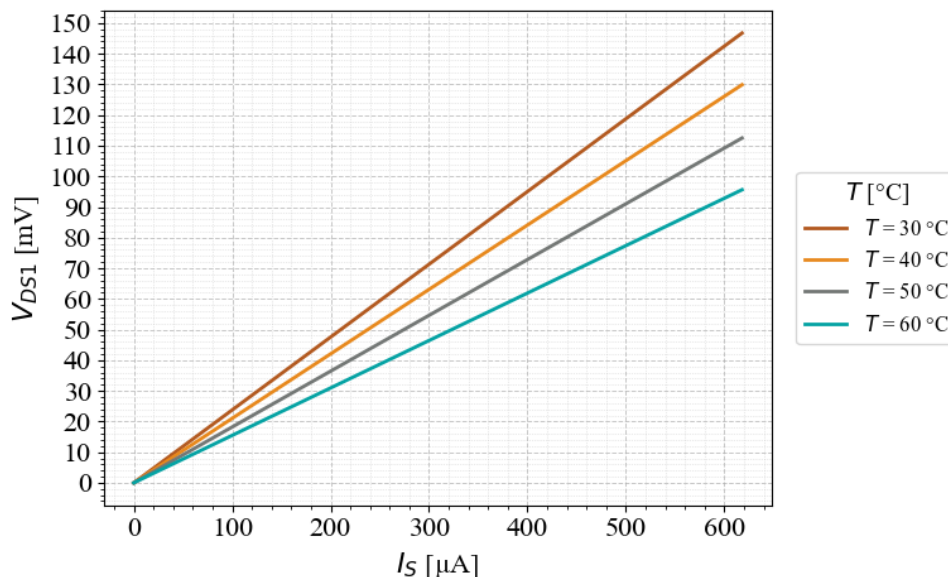


**Slika 5.41:** Naponi  $V_{DS1}$  i  $V_{SG1} - V_{tn1}$  u funkciji ulazne struje  $I_S$  i njihov presjek koji predstavlja maksimalnu vrijednost struje  $I_S$  koja se može propustiti kroz MOSFET  $M_1$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.35 \mu\text{A}$ , temperatura  $T = 0$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 160 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528 \text{ K}$

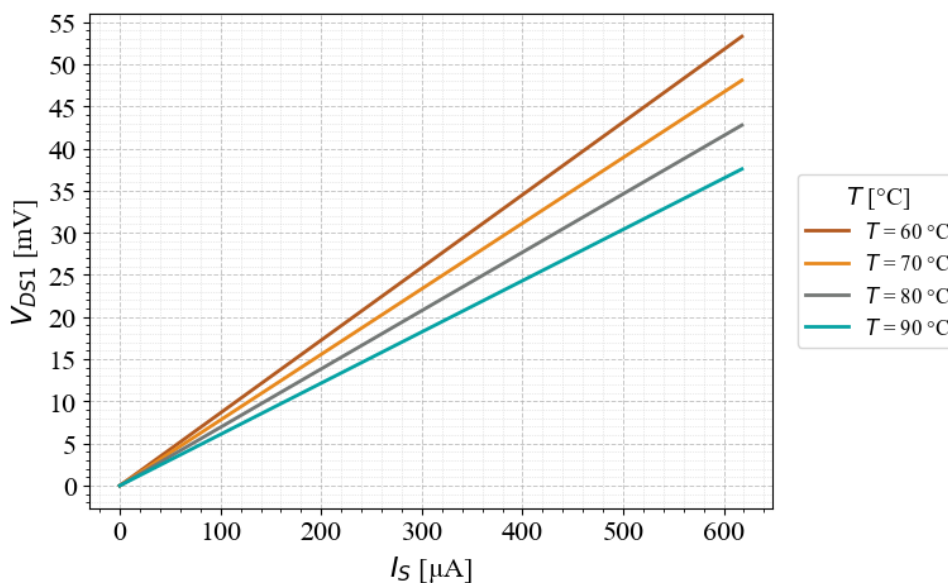
Zavisnosti napona paralelne veze NTC termistora i VCR-a,  $V_{DS1}$ , od ulazne struje  $I_S$  u opsegu od 0 do  $618.86 \mu\text{A}$ , za različite temperature, pri različitim vrijednostima kontrolne struje  $I_C$  su prikazane na slikama (5.42 - 5.45).



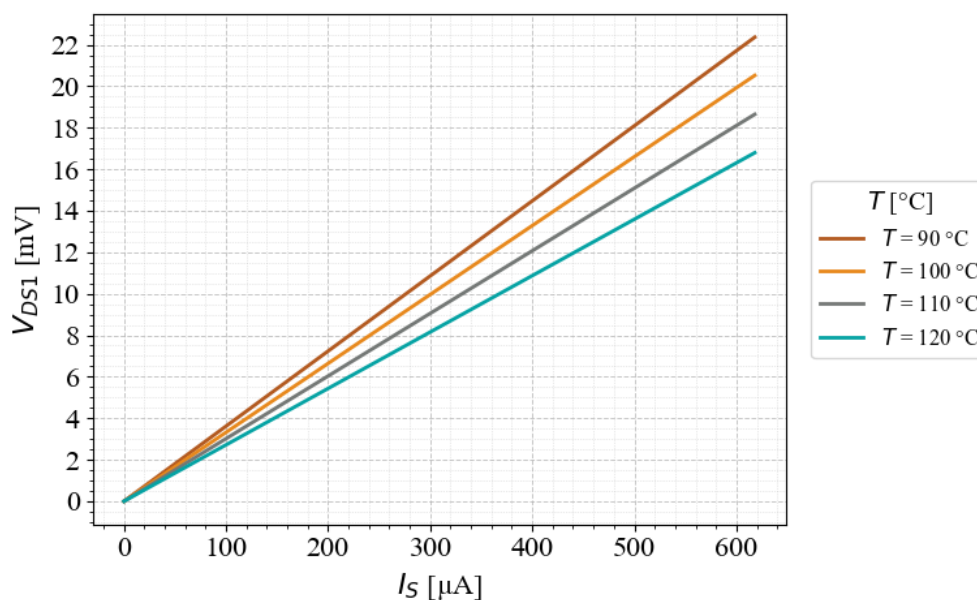
**Slika 5.42:** Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a,  $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne struje  $I_S \in [0, 618] \mu\text{A}$ , za različite temperature  $T \in \{0, 10, 20, 30\} \text{ }^\circ\text{C}$  pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.35 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 160 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528 \text{ K}$



**Slika 5.43:** Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a,  $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne  $I_S \in [0, 618] \mu\text{A}$ , za različite temperature  $T \in \{30, 40, 50, 60\}^\circ\text{C}$  pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 12.7 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 160 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528 \text{ K}$

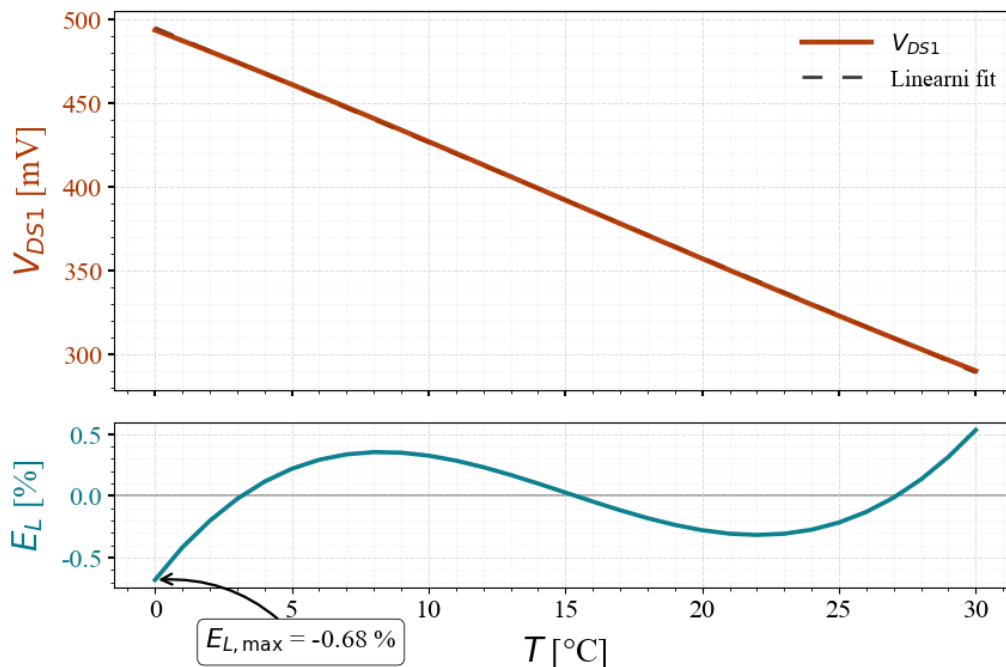


**Slika 5.44:** Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a,  $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne struje  $I_S \in [0, 618] \mu\text{A}$ , za različite temperature  $T \in \{60, 70, 80, 90\}^\circ\text{C}$  pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 121.8 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 160 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528 \text{ K}$

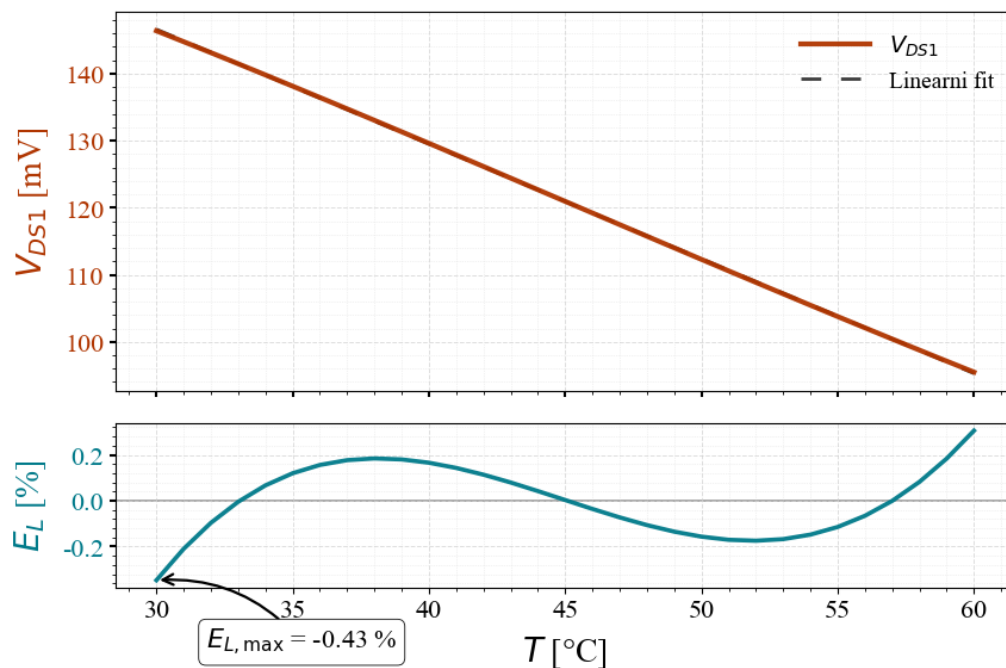


**Slika 5.45:** Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a,  $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne struje  $I_S \in [0, 618]$   $\mu\text{A}$ , za različite temperature  $T \in \{90, 100, 110, 120\}$   $^\circ\text{C}$  pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 761.4$   $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 160$   $\mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5$   $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1$   $\text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528$  K

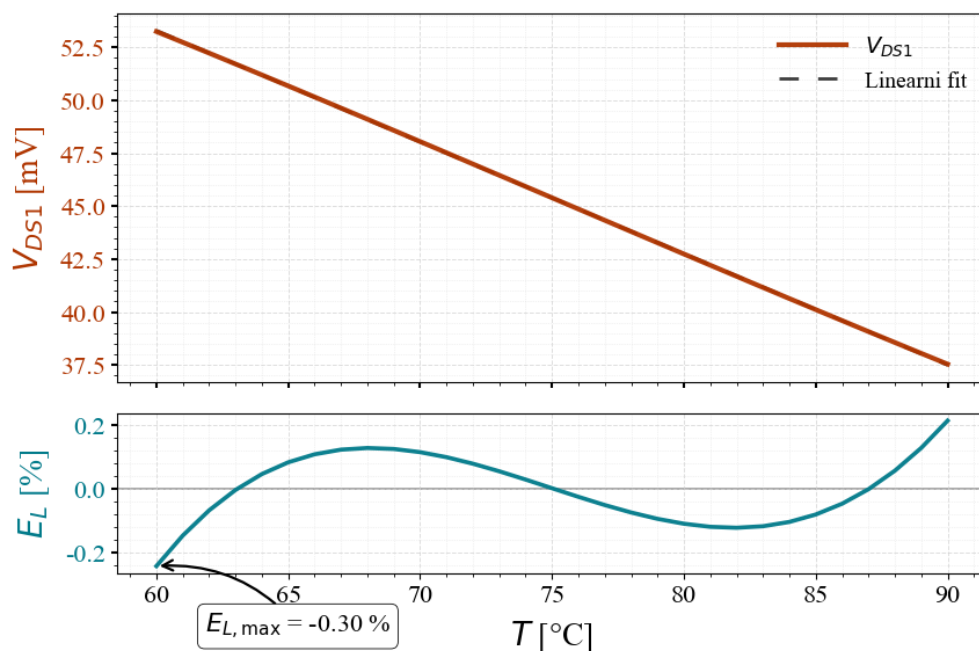
Na slikama (5.46 - 5.50) je prikazan napon paralelne veze VCR-a i NTC-a u funkciji temperature, koji je linearizovan podešavanjem otpornosti VCR-a, propuštanjem odgovarajućih vrijednosti kontrolne struje  $I_C$ , u zavisnosti od posmatranog temperaturnog segmenta, pri čemu je u okviru svakog temperaturnog intervala propuštana konstantna struja  $I_S = 618.86$   $\mu\text{A}$ . Na istom grafiku je prikazana i odgovarajuća greška linearnosti.



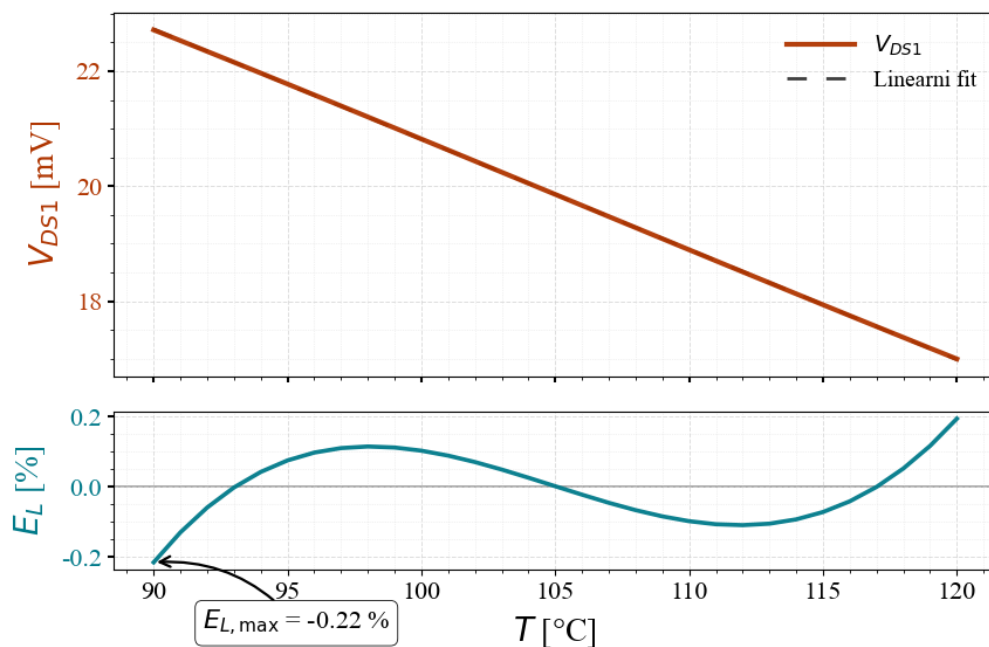
**Slika 5.46:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [0, 30]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.35 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje  $I_S = 618 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 160 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528 \text{ K}$



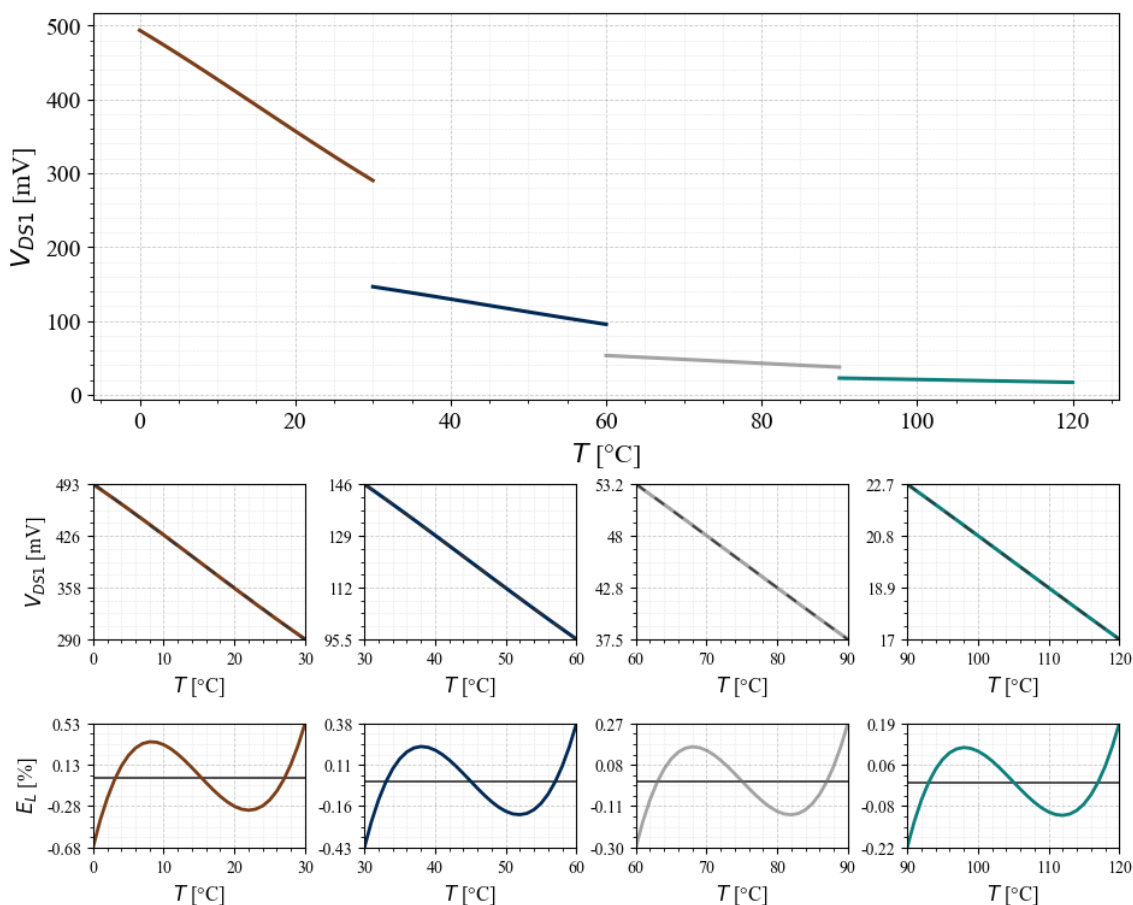
**Slika 5.47:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [30, 60]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 12.7 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje  $I_S = 618 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 160 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528 \text{ K}$



**Slika 5.48:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [60, 90]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 121.8 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje  $I_S = 618 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 160 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 10 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528 \text{ K}$



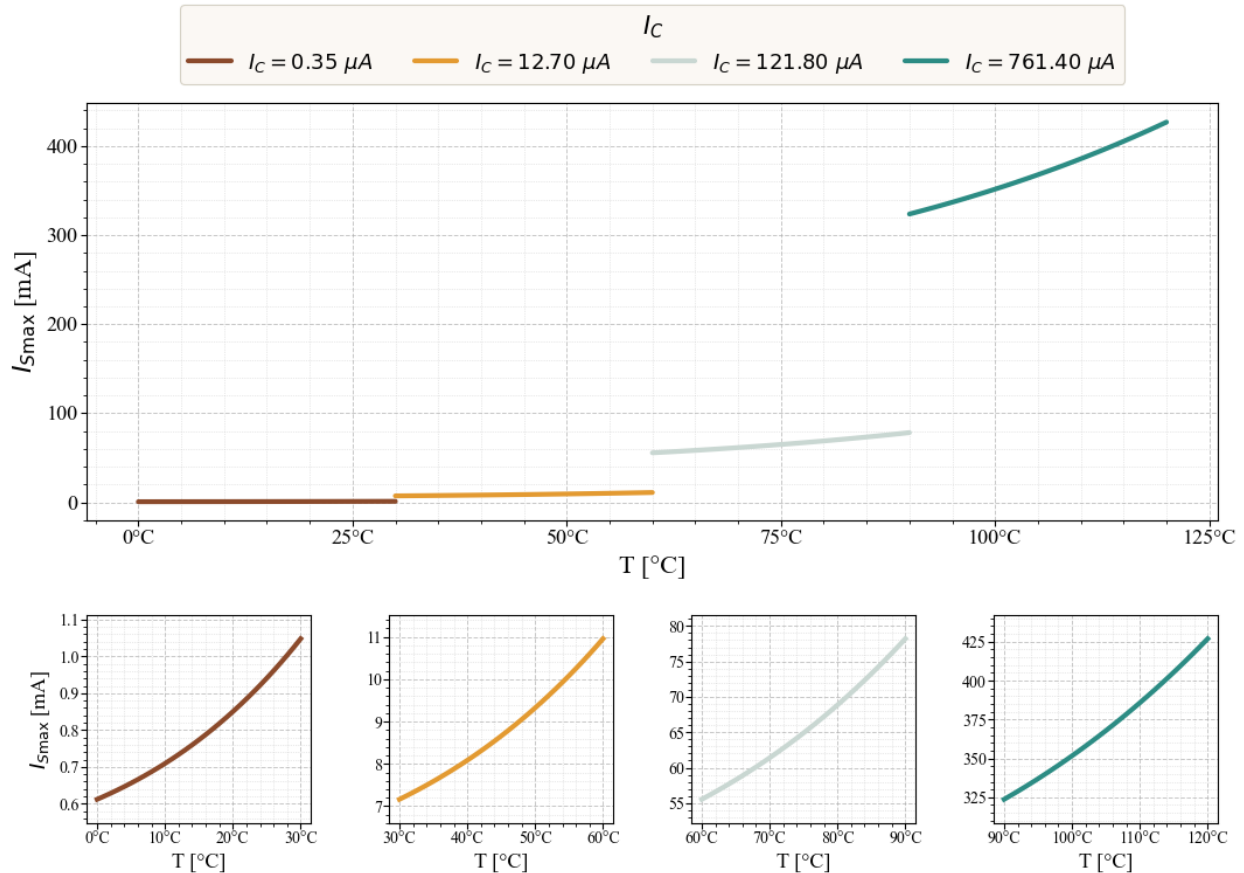
**Slika 5.49:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [90, 120]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 761.4 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje  $I_S = 618 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 160 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528 \text{ K}$



**Slika 5.50:** Linearni segmenti napona  $V_{DS1}$  u funkciji temperature  $T \in [0, 120]$  °C koja je podjeljena na četiri jednaka intervala, u okviru kojih se propuštaju različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C \in \{0.35, 12.7, 121.8, 761.4\}$   $\mu A$ , pri čemu je vrijednost ulazne struje  $I_S = 618$   $\mu A$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 160$   $\mu m$ ,  $W_2 = 5$   $\mu m$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1$   $k\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528$  K

Na osnovu grafika prikazanih na slikama (5.46 - 5.50) se uočava da je greška linearnosti približno jednaka nuli na sredini svakog temperaturnog intervala i prilično simetrična u odnosu na ovu temperaturnu tačku, što potvrđuje da su u datim segmentima odabrane približno optimalne otpornosti za linearizaciju sa aspekta minimizacije greške linearnosti. Takođe, može se uočiti da je osjetljivost napona  $V_{DS1}$  u odnosu na temperaturu manja u višim temperaturnim opsezima, što je i očekivano, imajući u vidu da se u višim temperaturnim opsezima, propušta veća kontrolna struja  $I_C$ , pri istoj vrijednosti struje  $I_S$ . Osim propuštanja konstantne vrijednosti struje  $I_S$ , koja je ograničena maksimalnom dozvoljenom vrijednošću pri kojoj MOSFET  $M_1$  provodi u omskom režimu na najnižoj temperaturi i pri najnižoj vrijednosti struje  $I_C$ , struju  $I_S$  je moguće dinamički podešavati u zavisnosti od posmatranog temperaturnog segmenta. To je posebno pogodno u segmentima u okviru kojih osjetljivost ne zadovoljava prihvatljive kriterijume sistema. Na slici

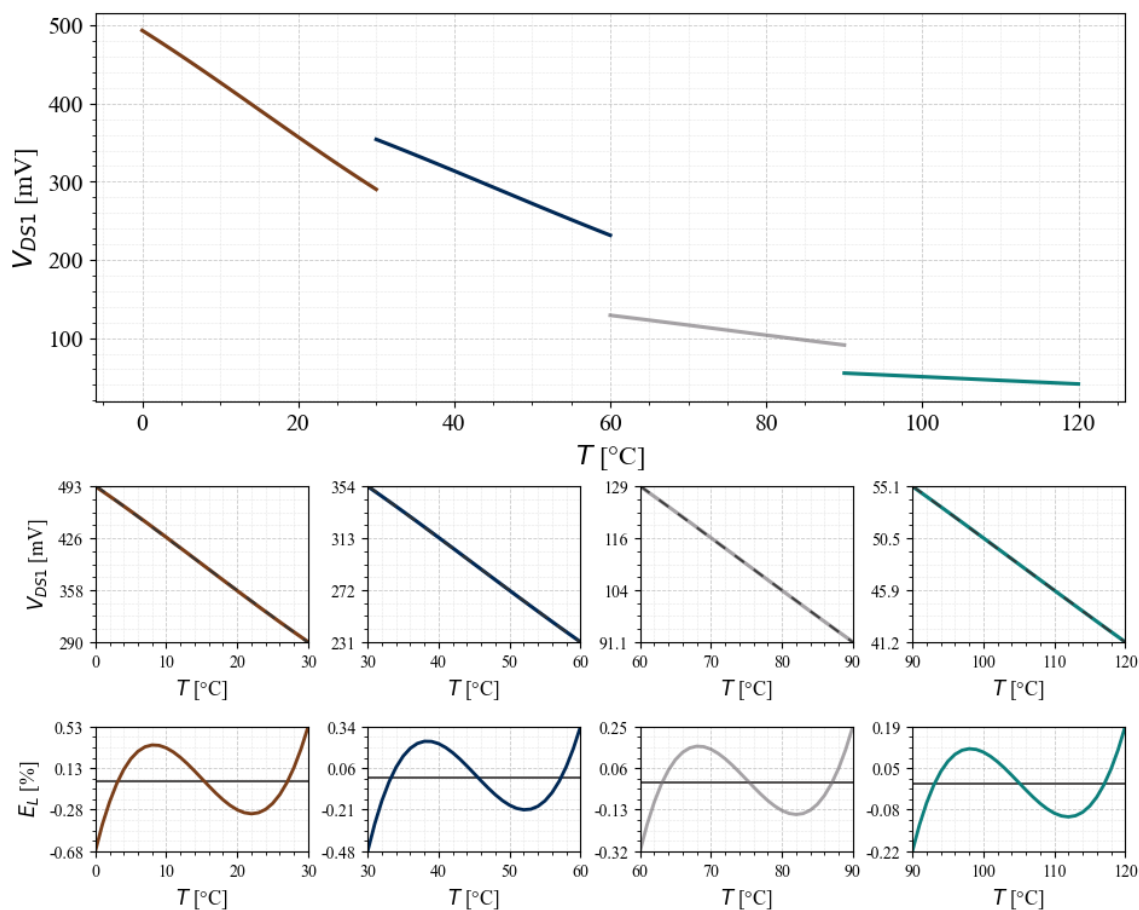
5.51 je prikazan grafik koji prikazuje maksimalnu struju  $I_{SMAX}$  u funkciji temperature, pri datoj kontrolnoj struji u zavisnosti od temperaturnog segmenta.



**Slika 5.51:** Maksimalna dozvoljena struja  $I_{SMAX}$  u funkciji temperature  $T \in [0, 120]$  °C, za različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C \in \{0.35, 12.7, 121.8, 761.4\}$   $\mu A$  u zavisnosti od posmatranog temperaturnog intervala, pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 160 \mu m$ ,  $W_2 = 5 \mu m$

Bitno je napomenuti da vrijednosti struje  $I_{SMAX}$  prikazane na slici 5.51 predstavljaju teorijski maksimum. Na osnovu grafika na slici 5.51 se uočava da maksimalna dozvoljena struja  $I_S$  na temperaturi  $T = 30$  °C, koja ujedno i predstavlja maksimalnu dozvoljenu vrijednost struje  $I_S$  u temperaturnom opsegu od 30 °C do 60 °C je veoma visoka, tako da ograničenje struji  $I_S$  u tom temperaturom intervalu ne predstavlja uslov za omski režim MOSFET-a  $M_1$ , već drugi praktični razlozi. Svakako, kao što je rečeno, zahtjev za većom osjetljivošću takođe diktira potrebu za većom strujom, a ukoliko je osjetljivost zadovoljavajuća pri nižoj struji, onda ona nema potreba da se povećava. U konkretnom primjeru je iskorišćena mogućnost povećanja osjetljivosti povećanjem struje  $I_S$ , ali je ta struja ograničena na 1.5 mA. Grafik na slici 5.52 prikazuje odgovarajuće linearne segmente napona  $V_{DSI}$  u funkciji temperature, pri čemu je kroz prvi segment propuštana ranije

definisana maksimalna dozvoljena struja za njega, a kroz ostale segmente je propuštena struja 1.5 mA.



**Slika 5.52:** Linearni segmenti napona  $V_{DS1}$  u funkciji temperature  $T \in [0, 120]$  °C koja je podjeljena na četiri jednaka intervala, u okviru kojih se propuštaju različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C \in \{0.35, 12.7, 121.8, 761.4\}$   $\mu\text{A}$ , gdje je za  $T \in [0, 30]$  °C,  $I_S = 661$   $\mu\text{A}$ , a za  $T \in [30, 120]$  °C,  $I_S = 1.5$  mA, pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 160$   $\mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5$   $\mu\text{m}$

Slijedi primjer linearizacije prenosne karakteristike NTC termistora čija je nominalna otpornost  $R_0 = 10$  k $\Omega$  i specifična temperatura  $\beta = 3997$  K, primjenom predloženog VCR-a, pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10$   $\mu\text{m}$  i  $W_2 = 5$   $\mu\text{m}$ . U ovom primjeru je prikazana greškom vođena segmentacija temperaturnog opsega, pri čemu su definisani različiti uslovi za grešku linearnosti u svakom segmentu. Rezultati numeričke segmentacije dobijeni kroz računarski postupak su sljedeći:

Segment 1:  $[-13, -1]$  °C,  $R_{DS1} = 16495$   $\Omega$ ,  $E_{L,max} = 1.969\%$

Segment 2:  $[0, 23]$  °C,  $R_{DS1} = 14255$   $\Omega$ ,  $E_{L,max} = 0.458\%$

Segment 3: [24, 52] °C,  $R_{DSI} = 4220 \Omega$ ,  $E_{L,max} = 0.486\%$

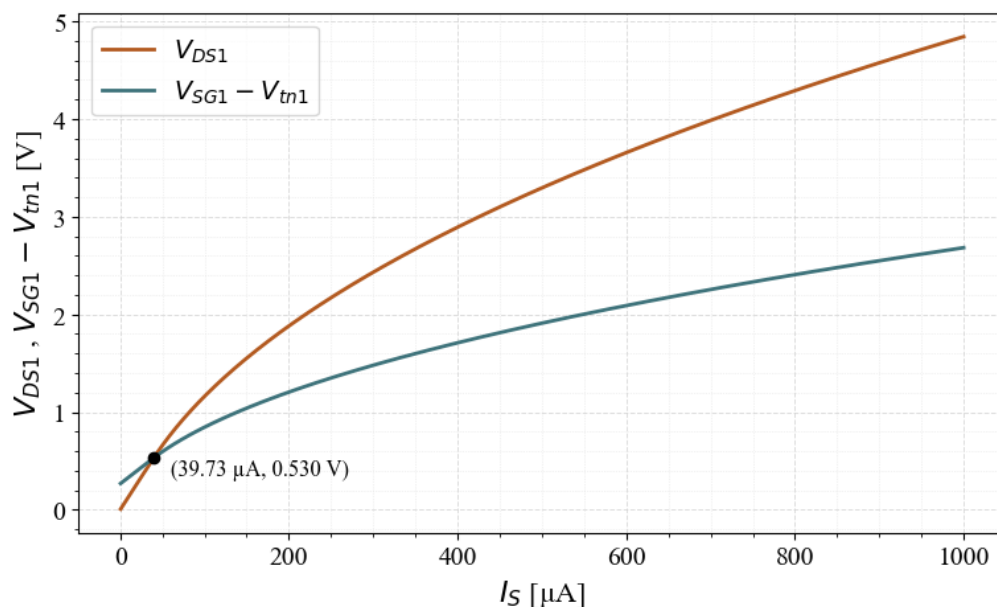
Segment 4: [53, 102] °C,  $R_{DSI} = 970 \Omega$ ,  $E_{L,max} = 0.958\%$

Segment 5: [103, 120] °C,  $R_{DSI} = 760 \Omega$ ,  $E_{L,max} = 1.471\%$

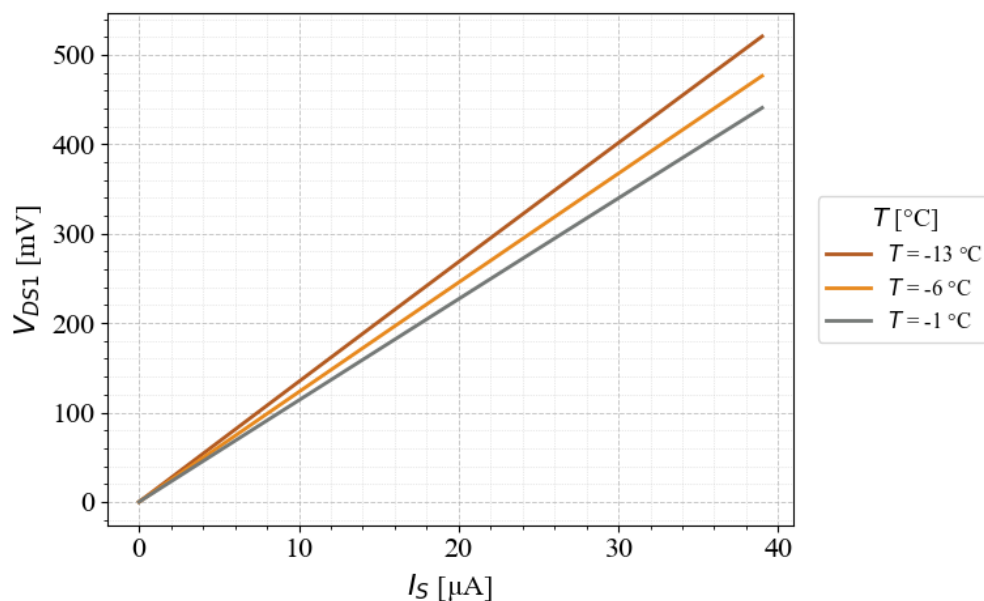
U tabeli 5.11 je dat prikaz vrijednosti kontrolne struje  $I_C$  potrebnih za linearizaciju u različitim temperaturnim opsezima. Odgovarajući grafici koji demonstriraju rad kola za linearizaciju su predstavljani redosledom kao i u prethodnom primjeru i prikazani su na slikama koje slijede.

**Tabela 5.11:** Otpornosti VCR-a potrebne za linearizaciju prenosne funkcije NTC-a i vrijednosti odgovarajućih kontrolnih struja  $I_C$  u različitim temperaturnim segmentima

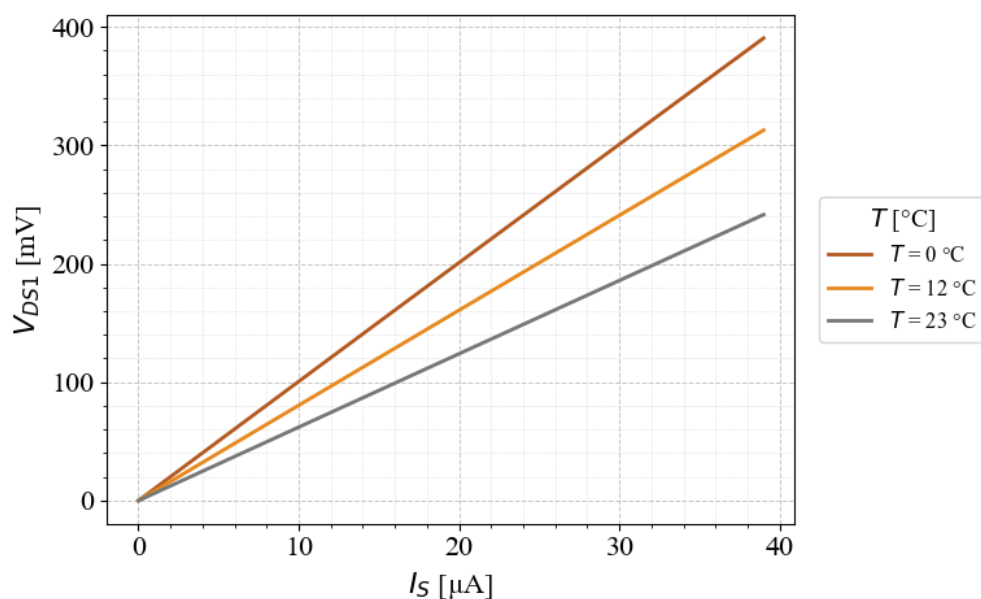
| $T$ [°C]   | $R_{DSI}$ [ $\Omega$ ] | $I_C$ [ $\mu\text{A}$ ] |
|------------|------------------------|-------------------------|
| [-13, -1]  | 16495                  | 0.46                    |
| [0, 23]    | 14255                  | 0.81                    |
| [24, 52]   | 4220                   | 22.12                   |
| [53, 101]  | 970                    | 568.16                  |
| [103, 120] | 760                    | 968.26                  |



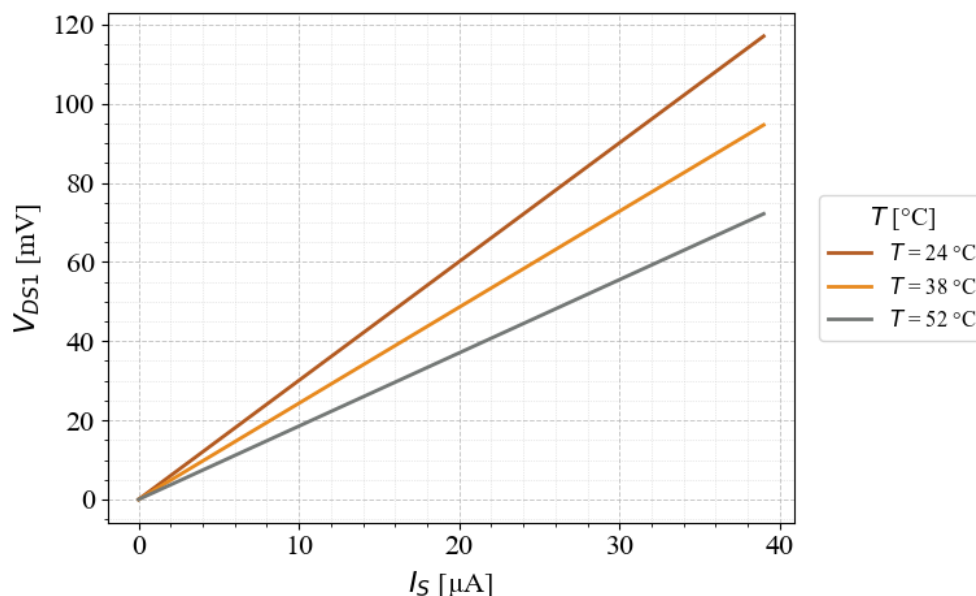
**Slika 5.53:** Naponi  $V_{DS1}$  i  $V_{SG1} - V_{tn1}$  u funkciji ulazne struje  $I_S$  i njihov presjek koji predstavlja maksimalnu vrijednost struje  $I_S$  koja se može propustiti kroz MOSFET  $M_1$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.46 \mu\text{A}$ , temperatura  $T = -13 \text{ °C}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970 \text{ K}$



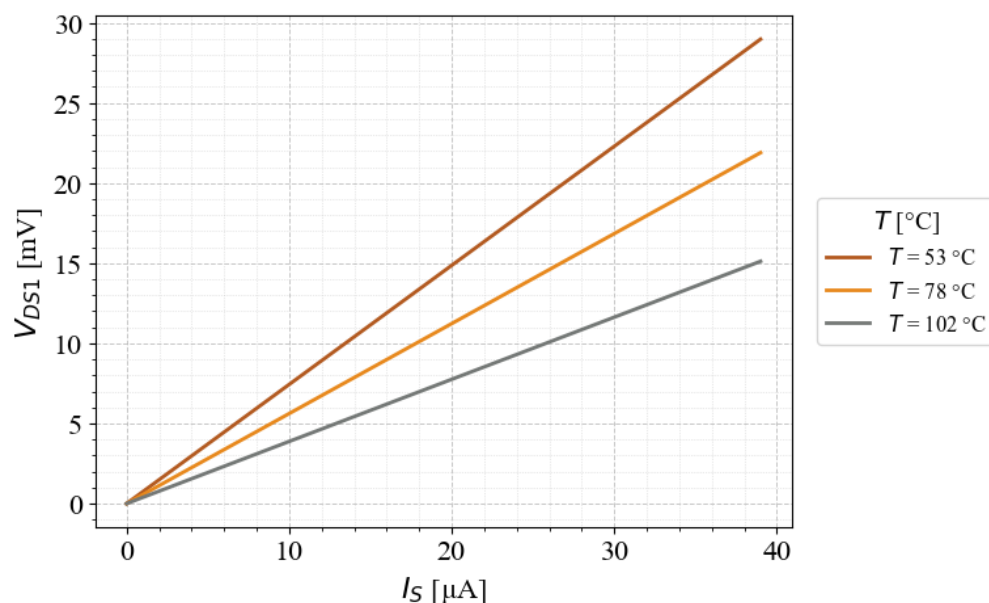
**Slika 5.54:** Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a,  $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne struje  $I_S \in [0, 39]$   $\mu\text{A}$ , za različite temperature  $T \in \{-13, -6, -1\}$   $^\circ\text{C}$  pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.46$   $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10$   $\mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5$   $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10$   $\text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970$  K



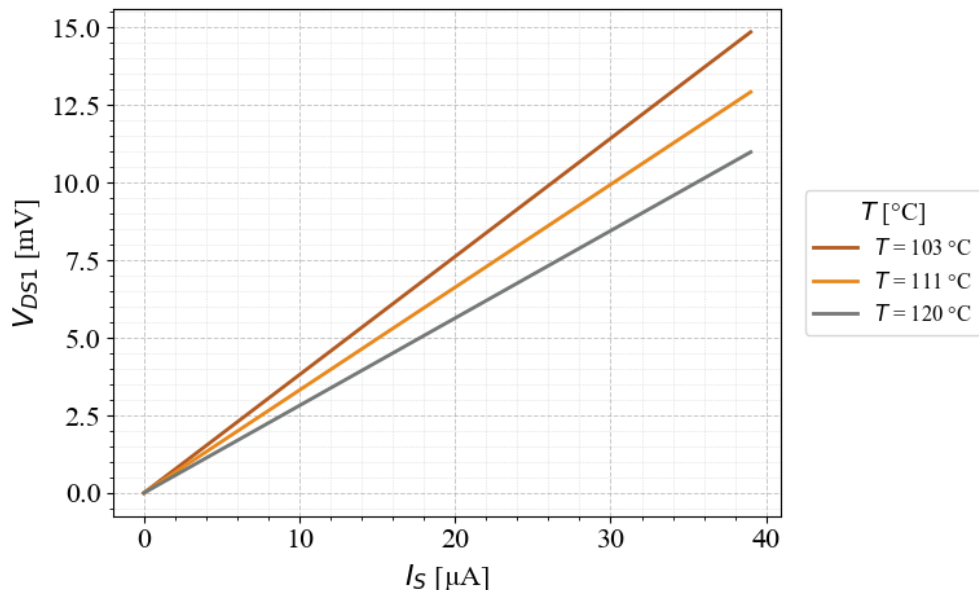
**Slika 5.55:** Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a,  $V_{DS1}$ , u funkciji struje  $I_S \in [0, 39]$   $\mu\text{A}$ , za različite temperature  $T \in \{0, 12, 23\}$   $^\circ\text{C}$  pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.81$   $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10$   $\mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5$   $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10$   $\text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970$  K



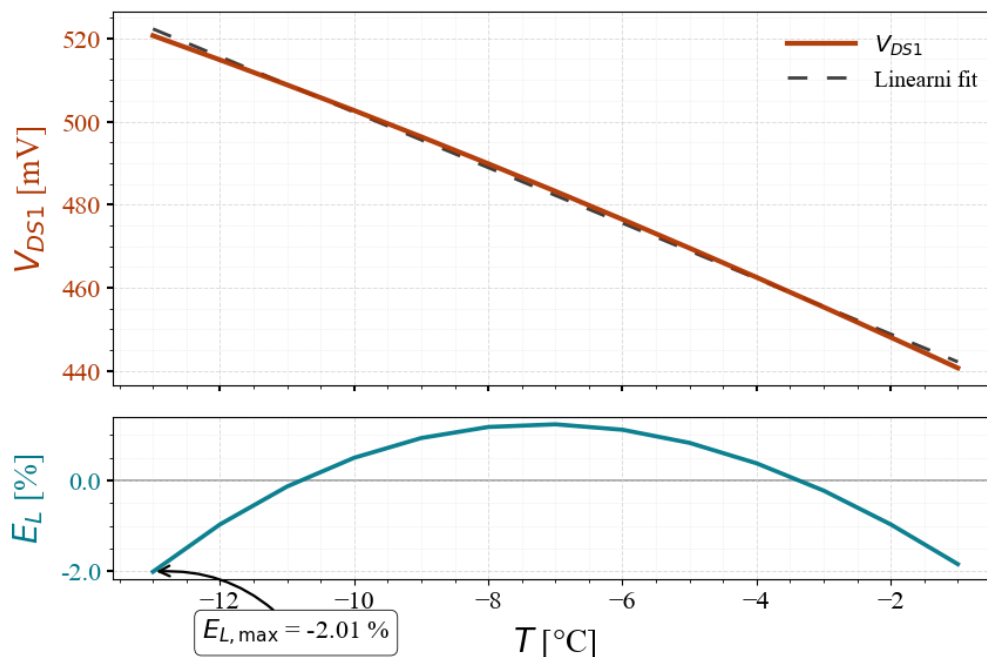
**Slika 5.56:** Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a,  $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne struje  $I_S \in [0, 39]$   $\mu A$ , za različite temperature  $T \in \{24, 38, 52\}$   $^\circ C$  pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 22.12$   $\mu A$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10$   $\mu m$ ,  $W_2 = 5$   $\mu m$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10$   $k\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970$  K



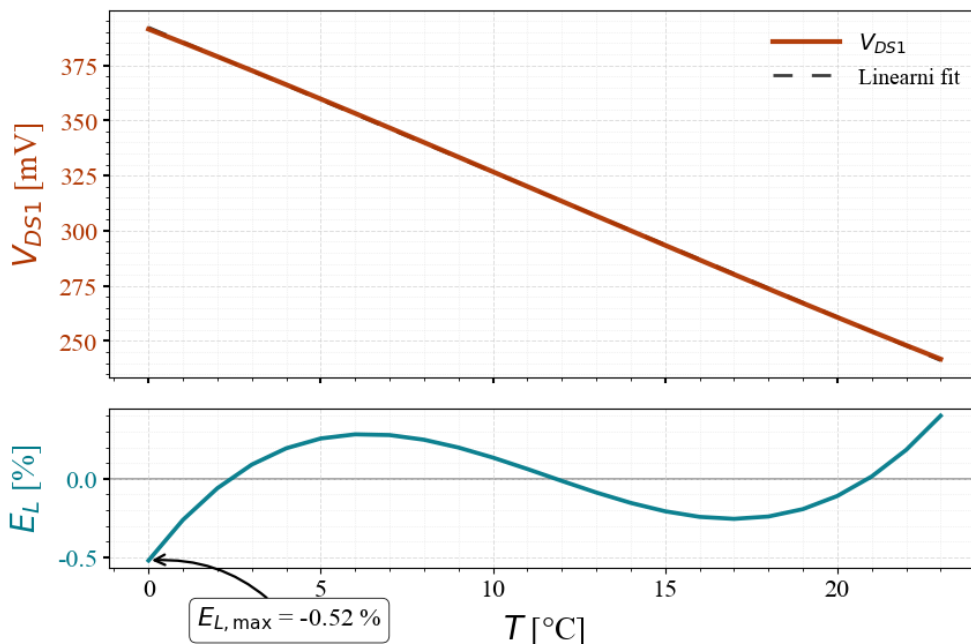
**Slika 5.57:** Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a,  $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne struje  $I_S \in [0, 39]$   $\mu A$ , za različite temperature  $T \in \{53, 78, 102\}$   $^\circ C$  pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 568.16$   $\mu A$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10$   $\mu m$ ,  $W_2 = 5$   $\mu m$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10$   $k\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970$  K



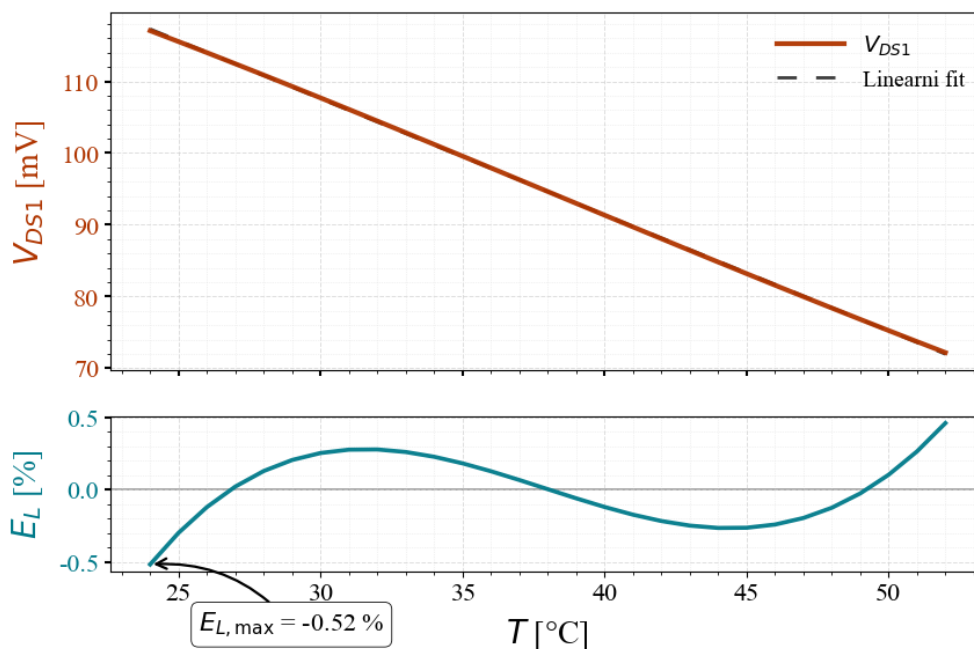
**Slika 5.58:** Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a,  $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne struje  $I_S \in [0, 39]$   $\mu\text{A}$ , za različite temperature  $T \in \{103, 111, 120\}$   $^\circ\text{C}$  pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 968.26$   $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10$   $\mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5$   $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10$   $\text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970$  K



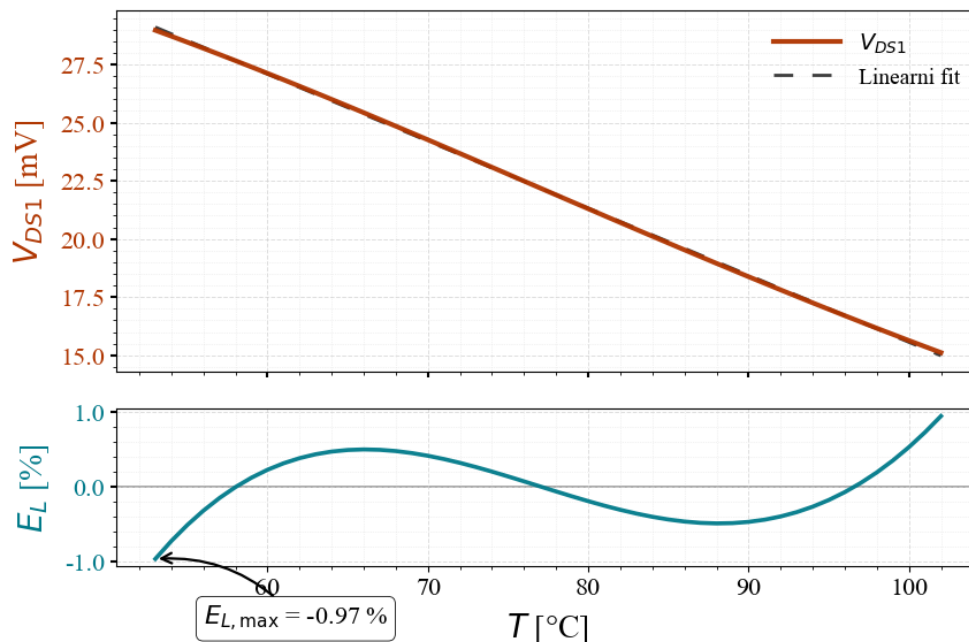
**Slika 5.59:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [-13, -1]$   $^\circ\text{C}$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.46$   $\mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje  $I_S = 39$   $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10$   $\mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5$   $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10$   $\text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970$  K



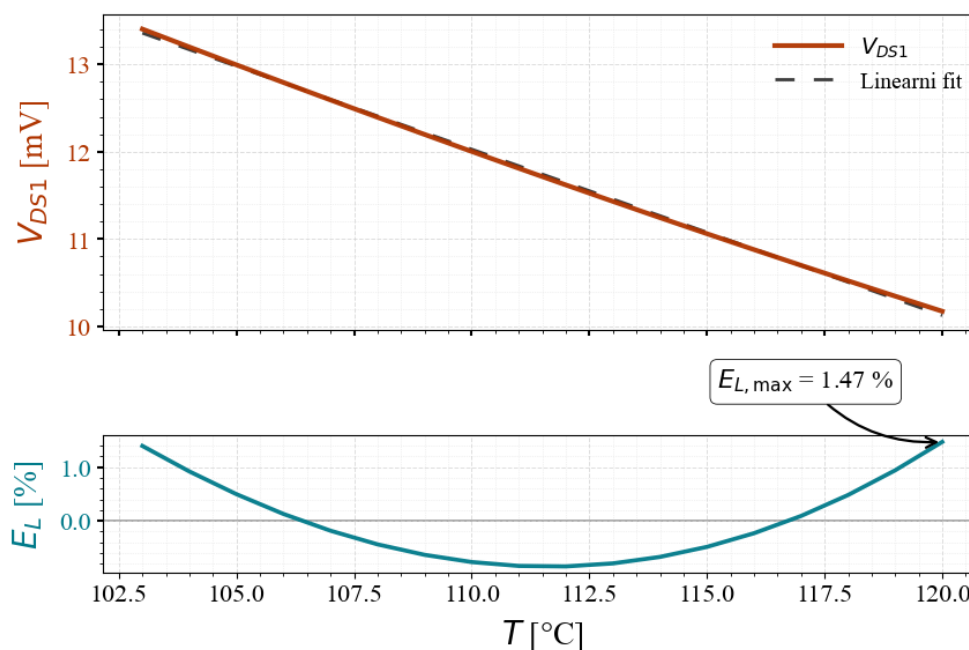
**Slika 5.60:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [0, 23]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.81 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje  $I_S = 39 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970 \text{K}$



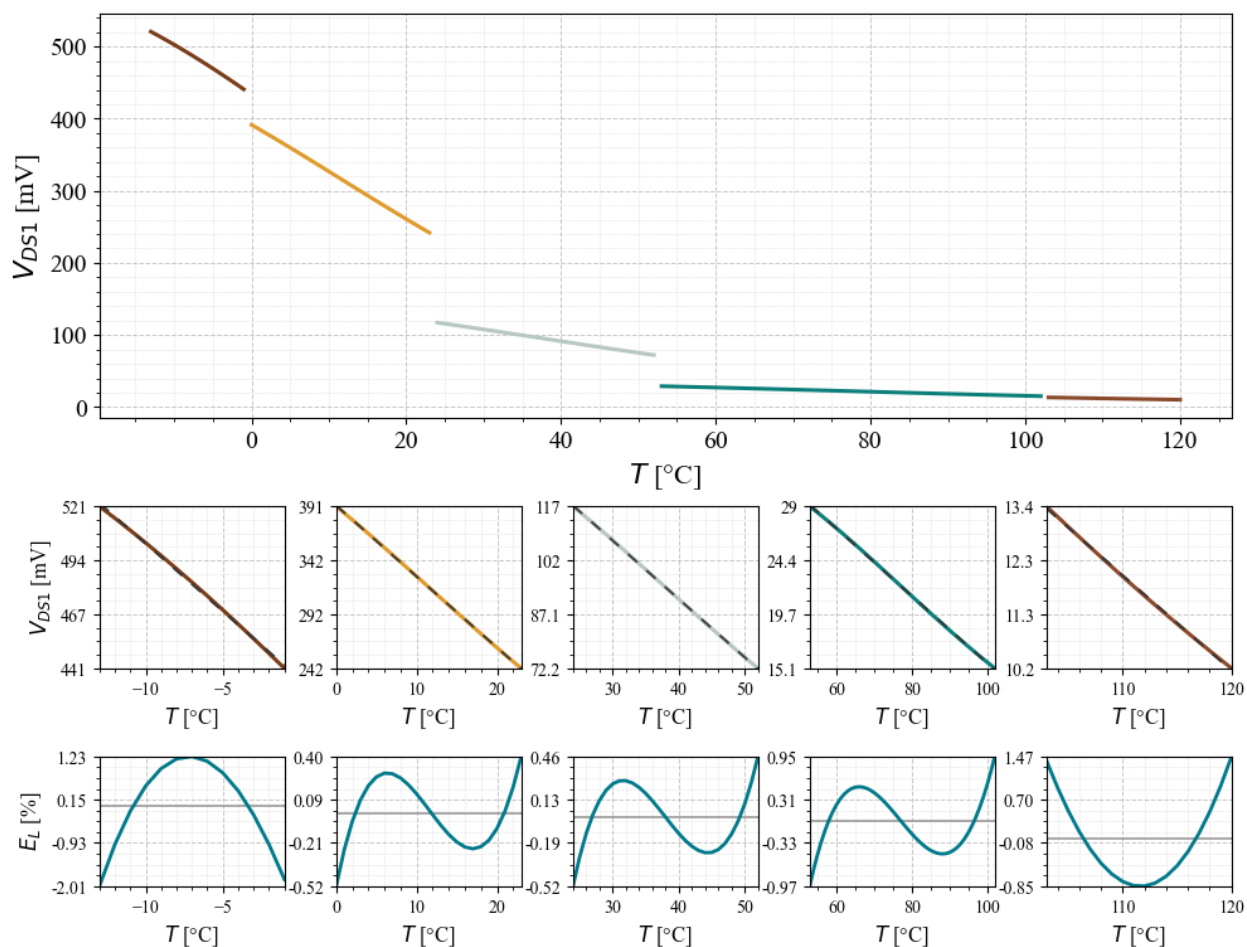
**Slika 5.61:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [24, 52]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 22.12 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje  $I_S = 39 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970 \text{K}$



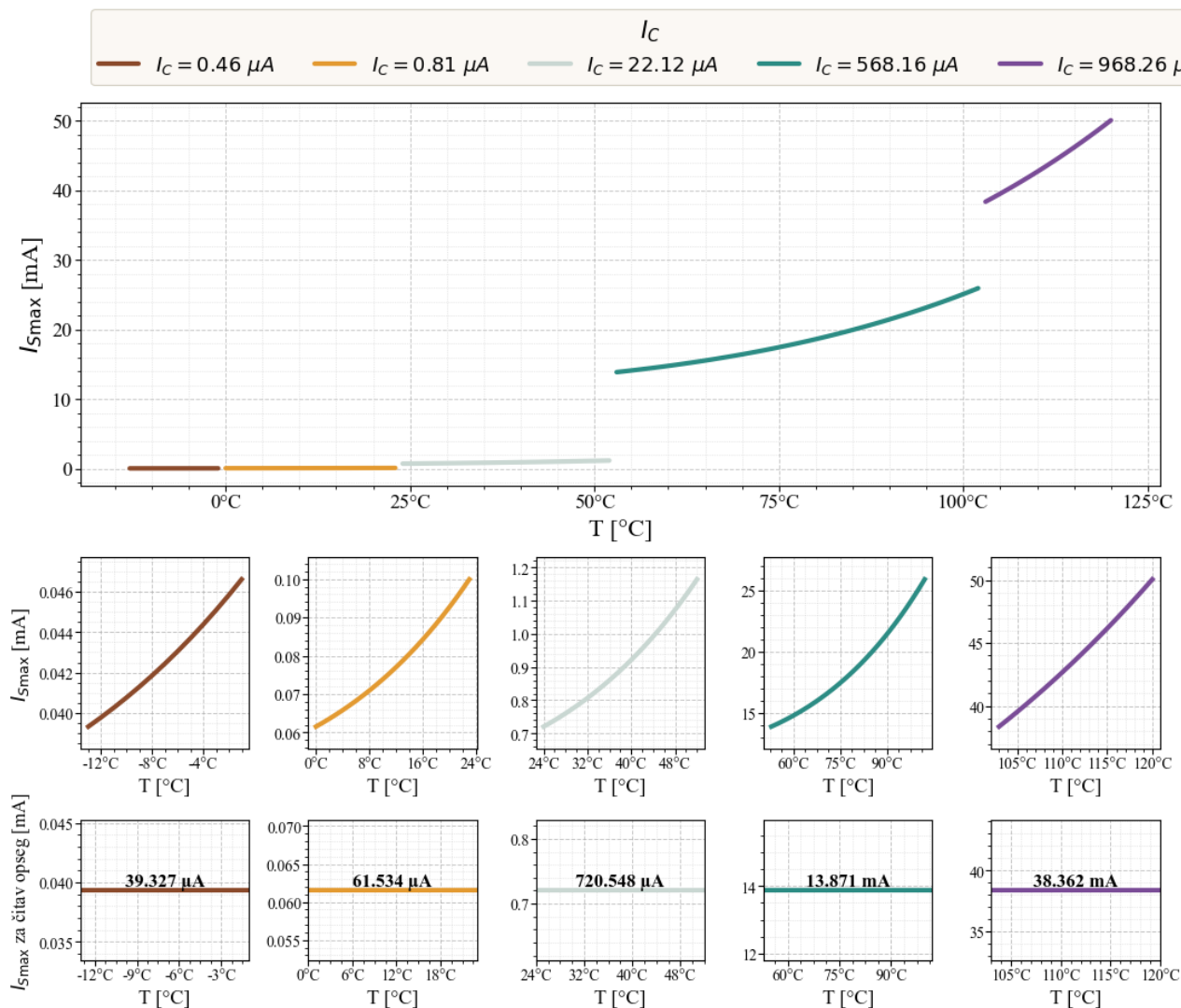
**Slika 5.62:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [53, 102]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 568.16 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje  $I_S = 39 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970 \text{K}$



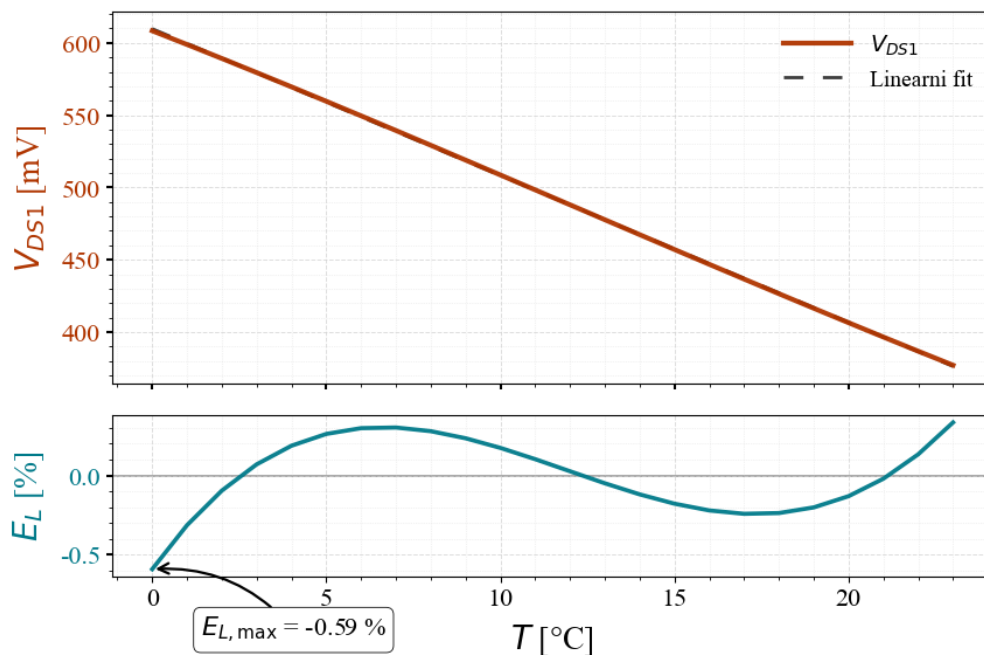
**Slika 5.63:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [103, 120]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 968.26 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje  $I_S = 39 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10 \text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970 \text{K}$



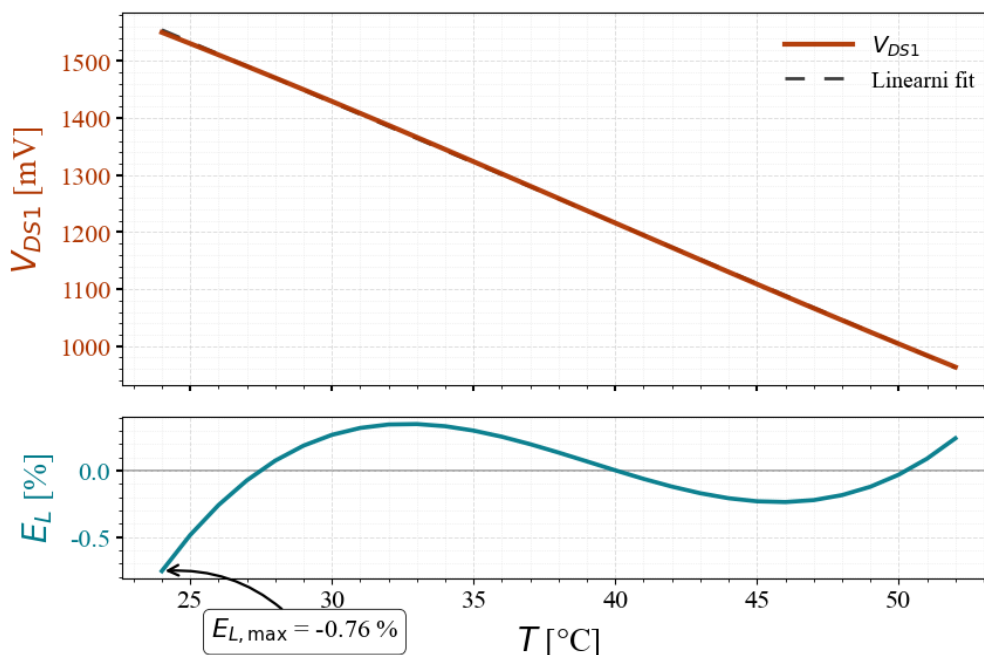
**Slika 5.64:** Linearni segmenti napona  $V_{DS1}$  u funkciji temperature  $T \in [-13, 120]$  °C koja je podjeljena na intervale različitih širina, u okviru kojih se propuštaju različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C \in \{0.46, 0.81, 22.12, 568.16, 968.26\}$   $\mu\text{A}$ , pri čemu je vrijednost ulazne struje  $I_S = 39$   $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10$   $\mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5$   $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10$   $\text{k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970$  K



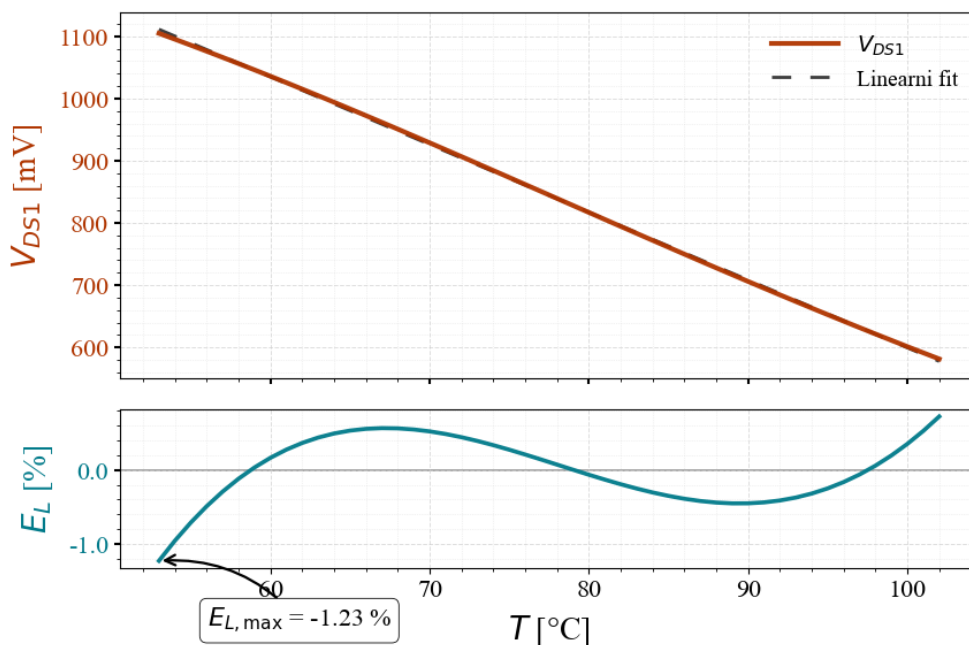
**Slika 5.65:** Maksimalna dozvoljena struja  $I_{SMAX}$  u funkciji temperature  $T \in [-13, 120]$  °C, za različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C \in \{0.46, 0.81, 22.12, 568.16, 968.26\}$   $\mu A$  u zavisnosti od temperaturnog opsega, pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10$   $\mu m$ ,  $W_2 = 5$   $\mu m$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10$  k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970$  K



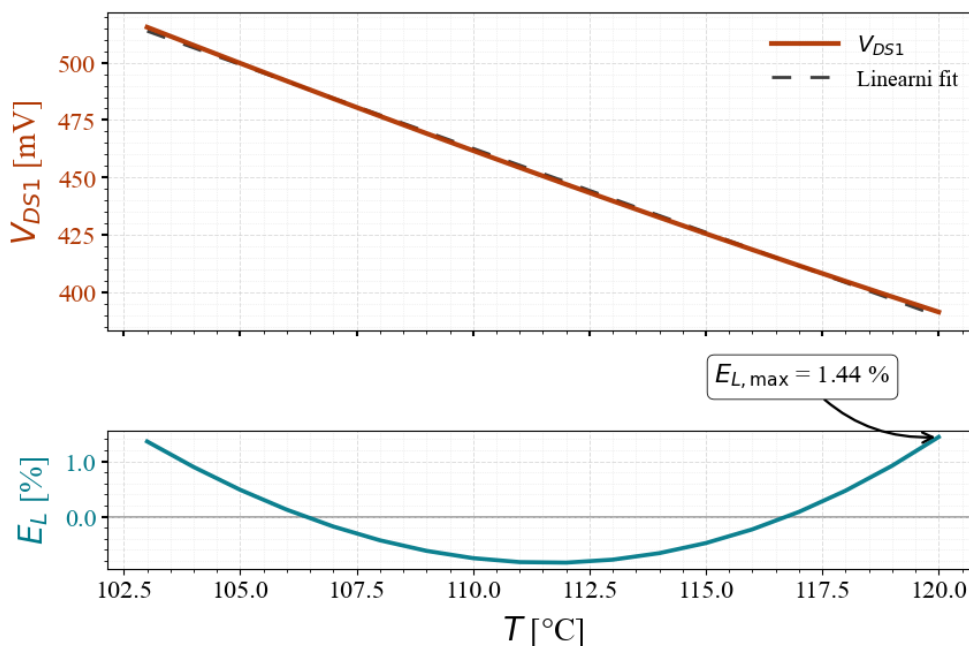
**Slika 5.66:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [0, 23]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.81$   $\mu$ A, vrijednost ulazne struje  $I_S = 61.534$   $\mu$ A, širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10$   $\mu$ m,  $W_2 = 5$   $\mu$ m, nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10$  k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970$  K



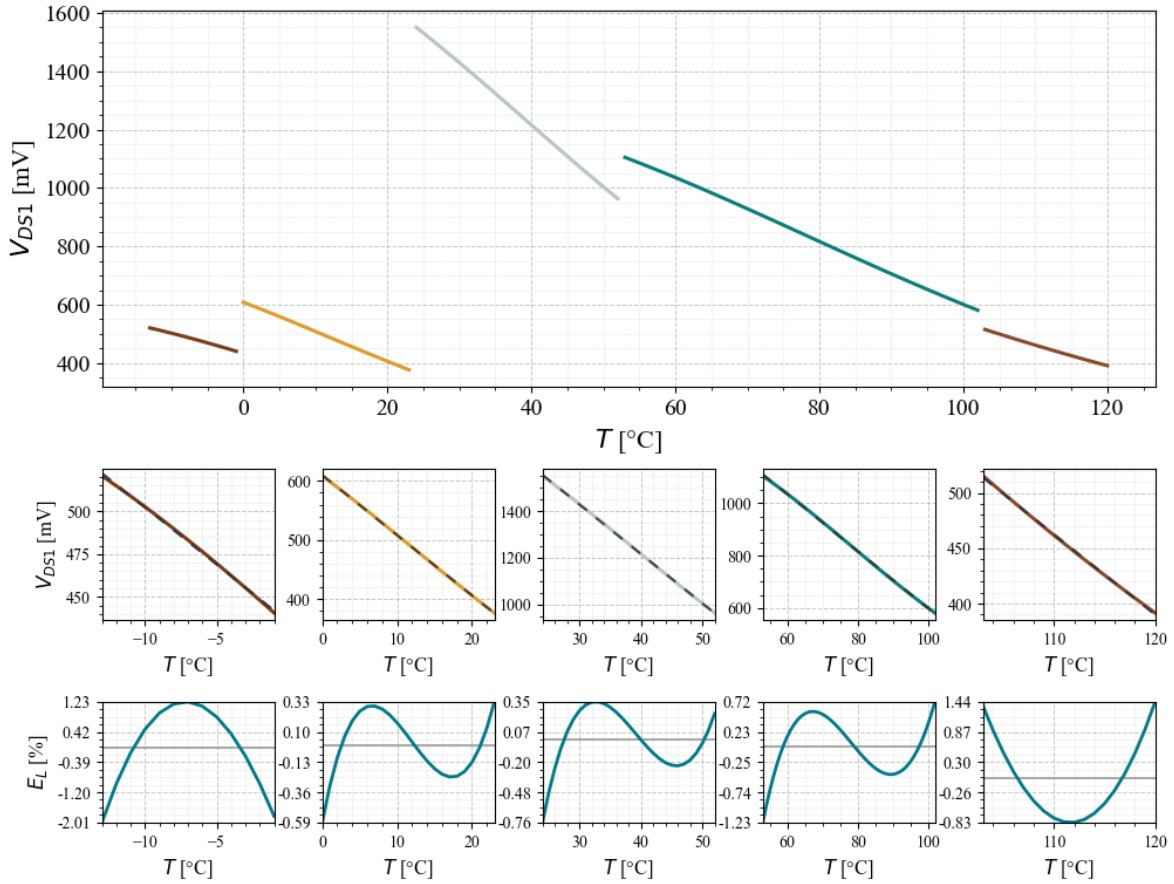
**Slika 5.67:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [24, 52]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 568.16$   $\mu$ A, vrijednost ulazne struje  $I_S = 720.548$   $\mu$ A, širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10$   $\mu$ m,  $W_2 = 5$   $\mu$ m, nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10$  k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970$  K



**Slika 5.68:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [53, 101]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 568.16$   $\mu\text{A}$ ,  $\mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje  $I_S = 1.5$  mA, širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10$   $\mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5$   $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10$  k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970$  K



**Slika 5.69:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [103, 120]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 968.26$   $\mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje  $I_S = 1.5$  mA, širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 10$   $\mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5$   $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10$  k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970$  K



**Slika 5.70:** Linearni segmenti napona  $V_{DS1}$  u funkciji temperature  $T \in [-13, 120]$  °C koja je podjeljena na intervale različitih širina, u okviru kojih se propuštaju različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C \in \{0.46, 0.81, 22.12, 568.16, 968.26\}$   $\mu\text{A}$ , pri čemu se u prva tri temperaturna intervala propušta struja  $I_S$  koja je maskimalna dozvoljena u tim segmentima, a kroz četvrti i peti segment se propušta struja od 1.5 mA, širine kanala MOSFET-ova su:  $W_1 = 10$   $\mu\text{m}$ ,  $W_2 = 5$   $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 10$  k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3970$  K

Prethodne simulacije su izvršene uz pretpostavku da su podloga i sors p-kanalnog MOSFET-a  $M_2$  povezani, pa je u skladu sa tim napon praga  $V_{tp2}$  konstantan za sve parametre sistema. Međutim, ukoliko je podloga MOSFET-a  $M_2$  vezana za napon napajanja  $V_{DD}$  u kolu, uslijed *body* efekta, napon praga  $V_{tp2}$  se mijenja u skladu sa relacijom:

$$V_{tp2b} = V_{tp02} - \gamma_2 \left[ \sqrt{2\phi_{f2} + V_{BS2}} - \sqrt{2\phi_{f2}} \right] \quad (5.69)$$

pri čemu je  $V_{BS2}$  napon *body*-sors,  $V_{tp02}$  napon praga za  $V_{BS2} = 0$ ,  $\phi_{f2}$  fizički parametar i  $\gamma_2$  parametar proizvodnog procesa

Napon  $V_{BS2}$  je dat relacijom:

$$V_{BS2} = V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} - |V_{tp2b}| - \frac{V_{DS1}}{2} \quad (5.70)$$

Uvrštavanjem izraza za napon  $V_{DS1}$  u funkciji ulazne struje  $I_S$  u relaciju, napon  $V_{BS2}$  dobija oblik:

$$V_{BS2} = V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} + V_{tp2} - \frac{1}{2} \frac{I_S}{\beta_1 \left( \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} - V_{tp2b} - V_{tn1} \right)} \quad (5.71)$$

Krajnji izraz za napon  $V_{tp2b}$  je dat relacijom:

$$V_{tp2b} = V_{tp02} + \gamma_2 \left( \sqrt{2\phi_{f2} - V_{DD} + \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} - V_{tp2} + \frac{1}{2} \frac{I_S}{\beta_1 \left( \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} - V_{tp2} - V_{tn1} \right)}} - \sqrt{2\phi_{f2}} \right) \quad (5.72)$$

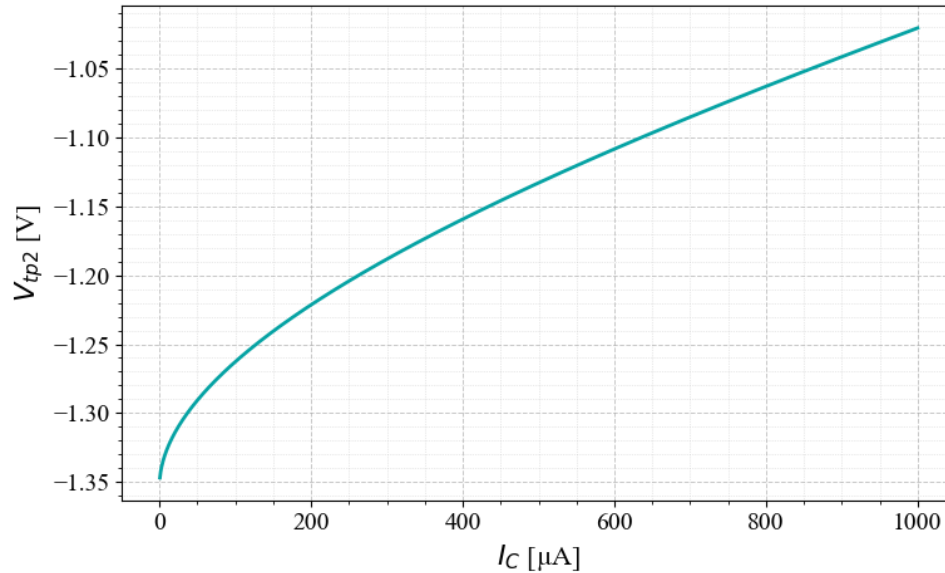
Otpornost VCR-a se sada može napisati u obliku:

$$R_{DS1} = \frac{1}{\beta_1 \left( \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} - V_{tp2b} - V_{tn1} \right)} \quad (5.73)$$

Izraz za maksimalnu struju koja se može propustiti kroz VCR ima oblik:

$$I_{Smax} = 2\beta_1 \left( \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} - V_{tp2b} - V_{tn1} \right)^2 \quad (5.74)$$

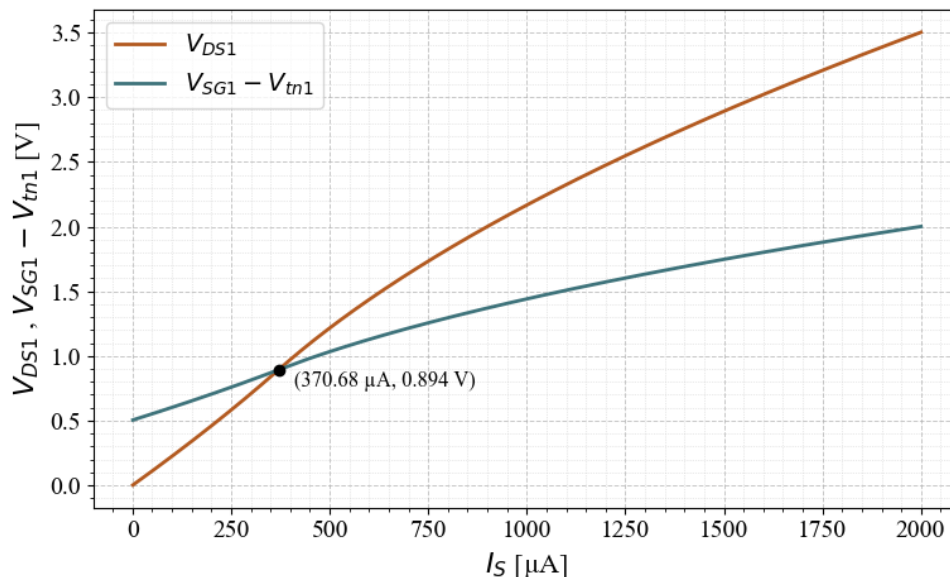
Na slici 5.71 je prikazan grafik koji prikazuje napon praga p-kanalnog MOSFET-a u funkciji kontrolne struje  $I_C$ .



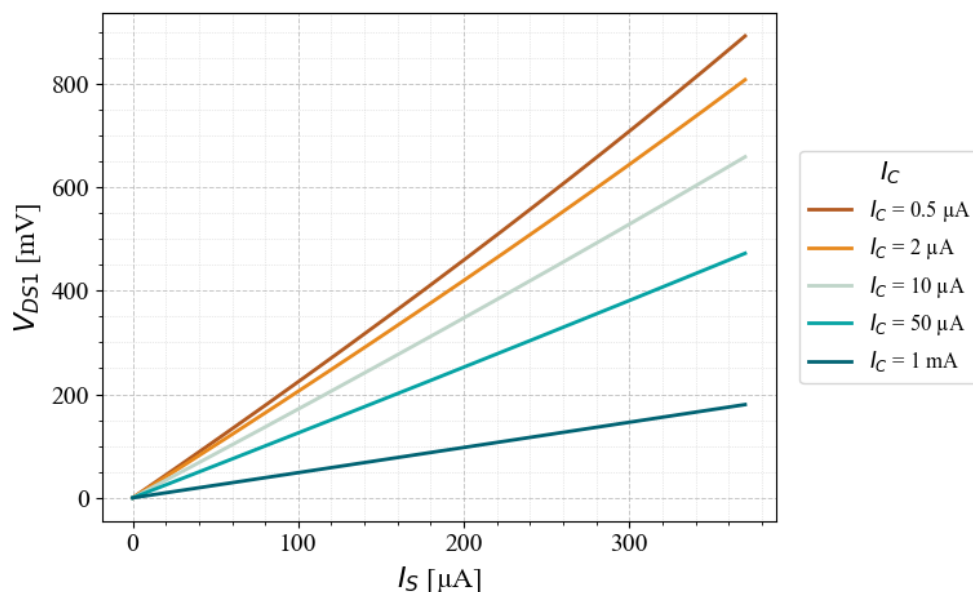
**Slika 5.71:** Napon praga p-kanalnog MOSFET-a  $M_2$ ,  $V_{tp2}$ , u funkciji kontrolne struje  $I_C$ , pri čemu je struja  $I_S = 1$  mA, a podloga p-kanalnog MOSFET-a  $M_2$  je povezana sa naponom napajanja

Uticaj struje  $I_S$  na napon praga p-kanalnog MOSFET-a je zanemarljiv.

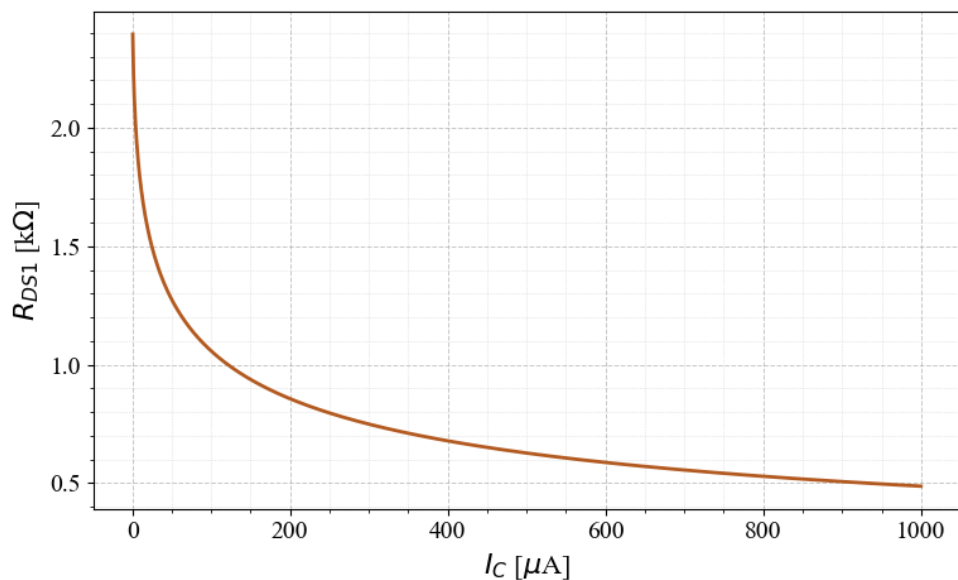
U nastavku slijede odgovarajuće simulacije koje demonstriraju rad ovog VCR-a, kada je podloga p-kanalnog MOSFET-a  $M_2$  vezana za napon napajanja u kolu. U simulacijama koje slijede parametri sistema ostaju isti.



**Slika 5.72:** Naponi  $V_{DS1}$  i  $V_{SG1} - V_{tn1}$  u funkciji ulazne struje  $I_S$  i njihov presjek koji predstavlja maksimalnu vrijednost struje  $I_S$  koja se može propustiti kroz MOSFET  $M_1$ , a da on ostane u omskom režimu rada, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.5$   $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 40$   $\mu\text{m}$ ,  $W_2 = 40$   $\mu\text{m}$ , a podloga MOSFET-a  $M_1$  je povezana sa naponom napajanja

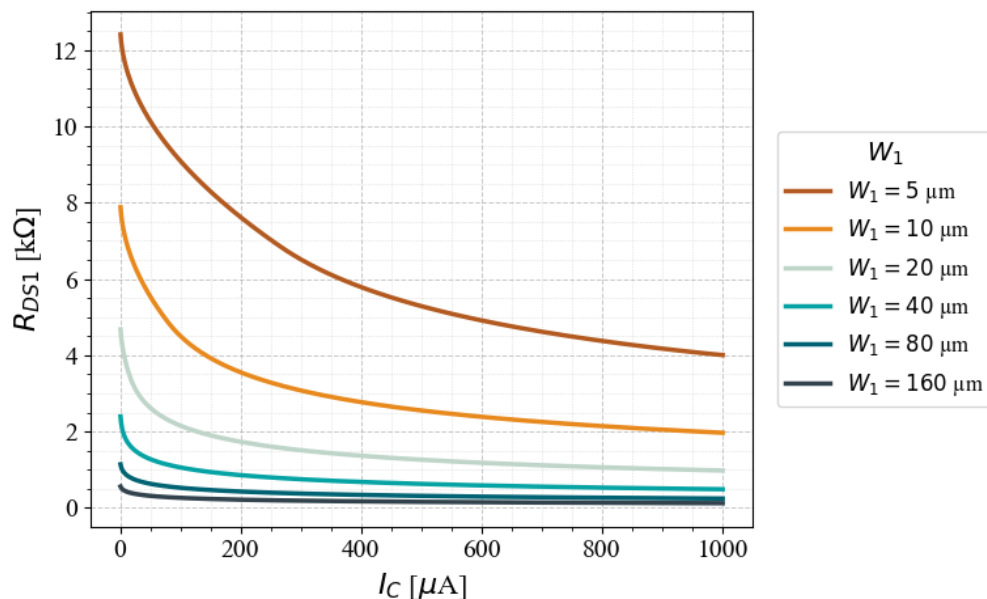


**Slika 5.73:** Prenosna funkcija VCR-a za opseg ulazne struje  $I_S \in [0, 370.68] \mu\text{A}$ , za različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C \in \{0.5, 2, 10, 50, 1000\} \mu\text{A}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 40 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 40 \mu\text{m}$ , a podloga MOSFET-a  $M_1$  je povezana sa naponom napajanja

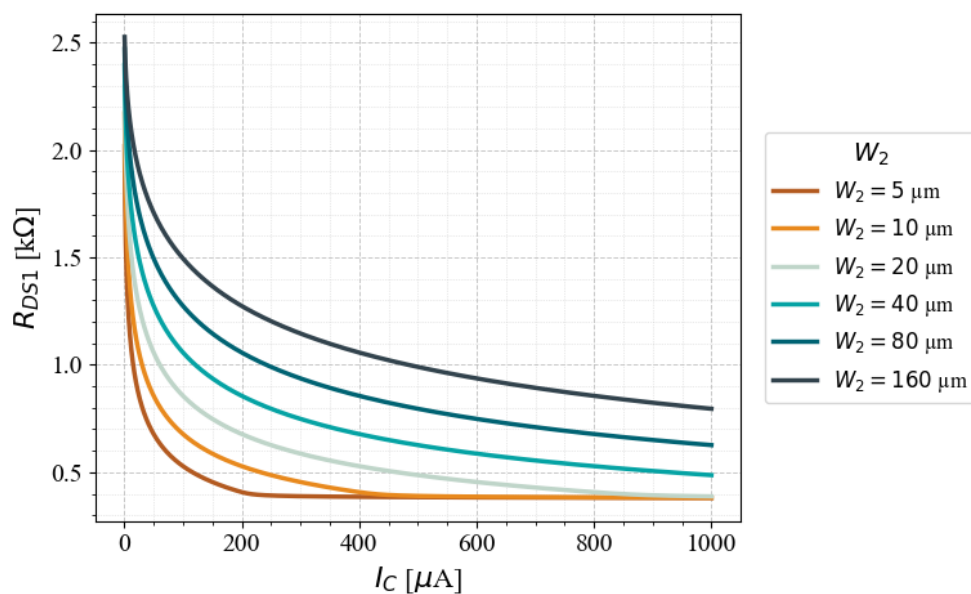


**Slika 5.74:** Otpornost  $R_{DS1}$  u funkciji kontrolne struje  $I_C \in [0.5 \mu\text{A}, 1 \text{ mA}]$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 40 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 40 \mu\text{m}$ , a podloga MOSFET-a  $M_1$  je povezana sa naponom napajanja

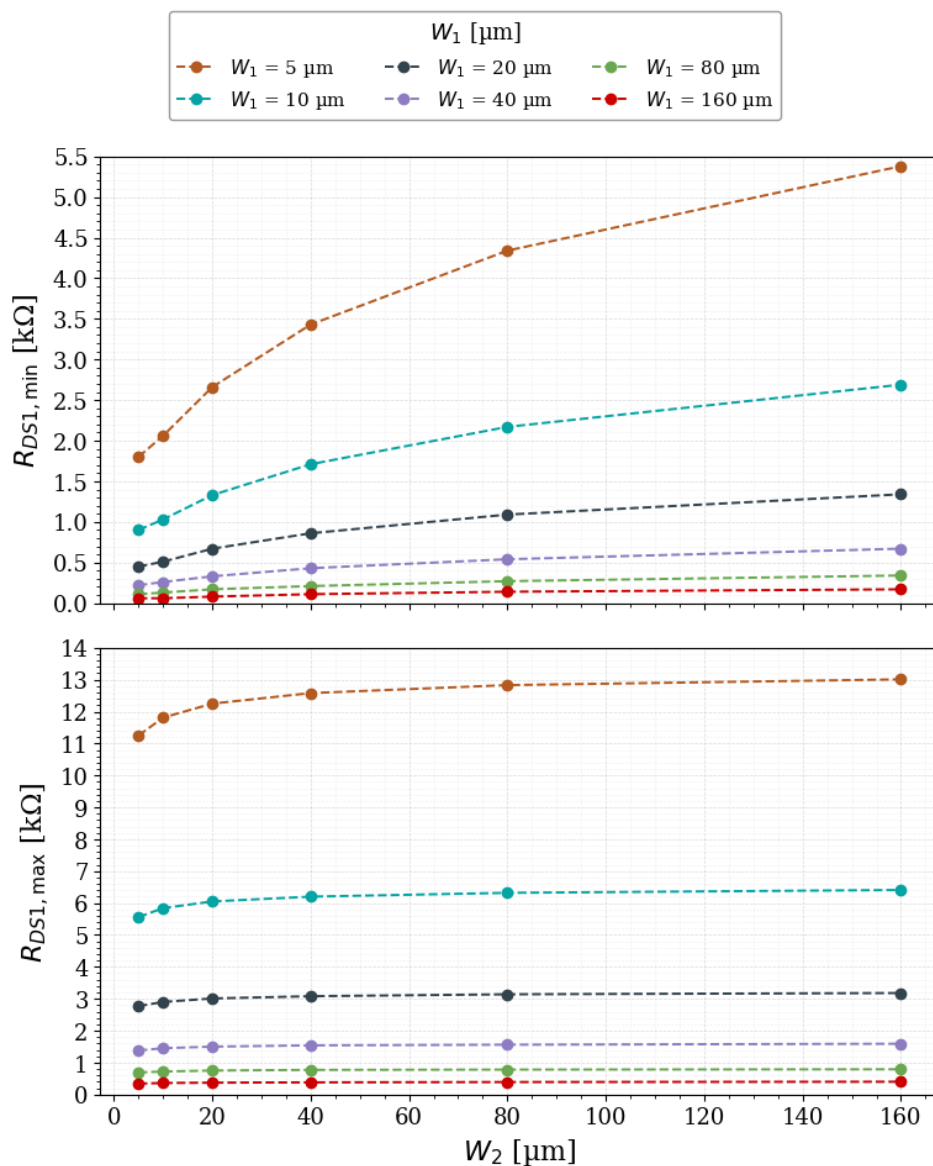
Na osnovu odgovarajućih simulacija VCR-a uočava se da se povećanjem napona praga  $V_{tp2}$  uslijed body efekta smanjuje opseg otpornosti VCR-a, kada su ostali parametri kola pri kojem su vršene simulacije isti kao i kada *body* efekat nije prisutan. Slijede simulacije koje demonstriraju uticaj širina kanala MOSFET-ova na opseg otpornosti VCR-a.



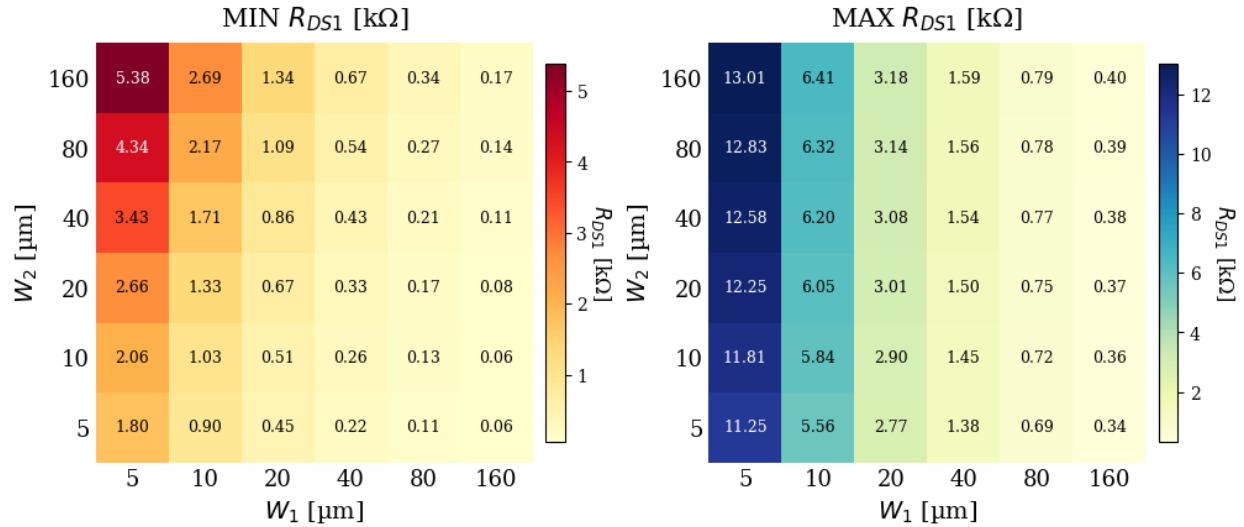
Slika 5.75: Otpornost  $R_{DS1}$  u funkciji kontrolne struje  $I_C \in [0.5 \mu, 1 m]$  A, za različite vrijednosti širine kanala  $W_1 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\}$   $\mu m$ , pri čemu je  $W_2 = 40 \mu m$ , a podloga MOSFET-a  $M_1$  je povezana sa naponom napajanja



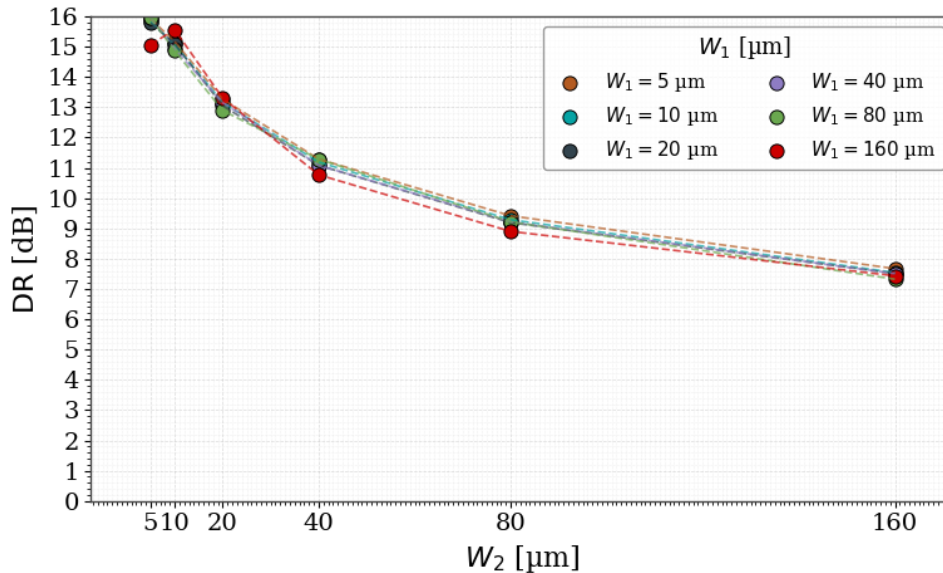
Slika 5.76: Otpornost  $R_{DS1}$  u funkciji kontrolne struje  $I_C \in [0.5 \mu, 1 m]$  A, za različite vrijednosti širine kanala  $W_2 \in \{5, 10, 20, 40, 80, 160\}$   $\mu m$ , pri čemu je  $W_1 = 40 \mu m$ , a podloga MOSFET-a  $M_1$  je povezana sa naponom napajanja



Slika 5.77: Otpornosti VCR-a pri vrijednostima kontrolne struje  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$  ( $R_{DS1\max}$ ) i  $I_C = 1 \text{mA}$  ( $R_{DS1\min}$ ), za različite kombinacije širina kanala MOSFET-ova:  $W_1$  i  $W_2$ , kada je podloga p-kanalnog MOSFET-a  $M_2$  vezana za napon napajanja.



**Slika 5.78:** Heat mape otpornosti VCR-a pri kontrolnoj struji  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$  ( $R_{DS1max}$ ) i  $I_C = 1 \text{mA}$  ( $R_{DS1min}$ ), za različite kombinacije širina kanala MOSFET-ova:  $W_1$  i  $W_2$ , kada je podloga p-kanalnog MOSFET-a  $M_2$  vezana za napon napajanja.



**Slika 5.79:** Dinamički opseg predloženog VCR-a za različite vrijednosti širine kanala MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$ , kada je podloga p-kanalnog MOSFET-a  $M_2$  vezana za napon napajanja; maksimalna otpornost VCR-a odgovara kontrolnoj struji  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$ , a minimalna otpornost kontrolnoj struji  $I_C = 1 \text{mA}$

Uočava se da se dinamički opseg VCR-a smanjuje kada se podloga MOSFET-a  $M_2$  veže na napon napajanja. Dio razloga leži u samoj matematičkoj zavisnosti otpornosti VCR-a od napona praga koja nije linearna. Naime, povećanjem apsolutne vrijednosti napona praga p-kanalnog MOSFET-a smanjuje se i maksimalna i minimalna vrijednost otpornosti VCR-a, ali ne srazmjerno, što dovodi do smanjenja dinamičkog opsega VCR-a, slično kao i u slučaju povećanja širine kanala  $W_2$ . Dakle, i samim odabirom p-kanalnog MOSFET-a sa većim naponom praga smanjuje se

dinamički opseg VCR-a, čak i kada nema *body* efekta. Dodatno, smanjenju opsega otpornosti VCR-a uslijed *body* efekta dodatno doprinosi i činjenica da je napon praga funkcija kontrolne struje, što prikazuje grafik na slici 5.71. Pri manjim vrijednostima kontrolne struje  $I_C$  koje su potrebne za postizanje većih otpornosti VCR-a, apsolutna vrijednost napona praga je veća, dok je nasuprot tome pri većim vrijednostima kontrolne struje *body* efekat manje izražen. Kao posljedica, toga *body* efekat više utiče na smanjenje najveće ostvarive otpornosti VCR-a, nego na smanjenje najmanje otpornosti VCR-a, što doprinosu smanjenju dinamičkog opsega. Dakle, uz efekat da se jednakim povećanjem apsolutne vrijednosti napona praga nesrazmjerno smanjuju maksimalna i minimalna otpornost VCR-a, dodatnom smanjenju opsega otpornosti doprinosi i činjenica da kada je *body* efekat uzrok povećanju napona praga, te promjene nisu jednake.

Kada se NTC termistor veže paralelno VCR-u, napon  $V_{BS2}$  je se mijenja u skladu sa relacijom :

$$V_{BS2}(T) = V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} - |V_{tp2}| - \frac{1}{2} \frac{I_S R_T(T)}{1 + \beta_1 R_T(T) \left( \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} + |V_{tp2}| - V_{tn1} \right)} \quad (5.75)$$

Sada se napon praga  $V_{tp2b}$  mijenja u skladu sa relacijom:

$$V_{tp2b} = V_{tp02} - \gamma_2 \left( \sqrt{2\phi_{f2} + V_{CC} + V_{tp2} - \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} - \frac{1}{2} \frac{I_S R_T(T)}{1 + \beta_1 R_T(T) \left( \sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} - V_{tp2b} - V_{tn1} \right)}} - \sqrt{2\phi_{f2}} \right) \quad (5.76)$$

Slijedi primjer linearizacije prenosne karakteristike NTC termistora sa nominalnom otpornošću  $1 \text{ k}\Omega$  i specifičnom temperaturom  $3528 \text{ K}$ , primjenom naponom kontrolisanog otpornika čije su širine kanala MOSFET-ova  $M_1$  i  $M_2$   $80 \text{ }\mu\text{m}$  i  $20 \text{ }\mu\text{m}$ , respektivno. Simulacije su sprovedene na primjeru segmentacije na sljedeći način:

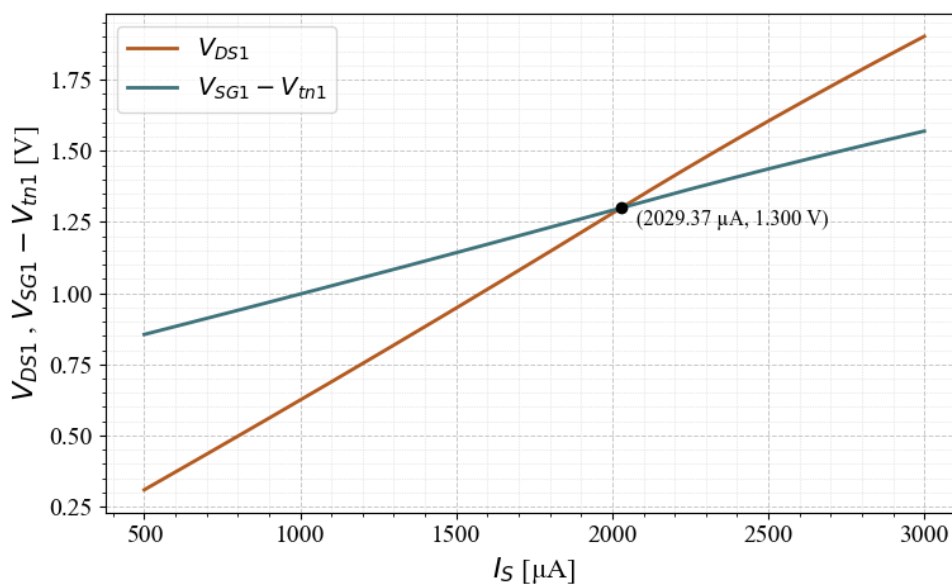
Segment 1:  $[0, 14] \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $R_{DS1} = 790 \text{ }\Omega$ ,  $E_{L,max} = 1.39 \text{ }%$

Segment 2:  $[15, 45] \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $R_{DS1} = 588 \text{ }\Omega$ ,  $E_{L,max} = 0.49 \text{ }%$

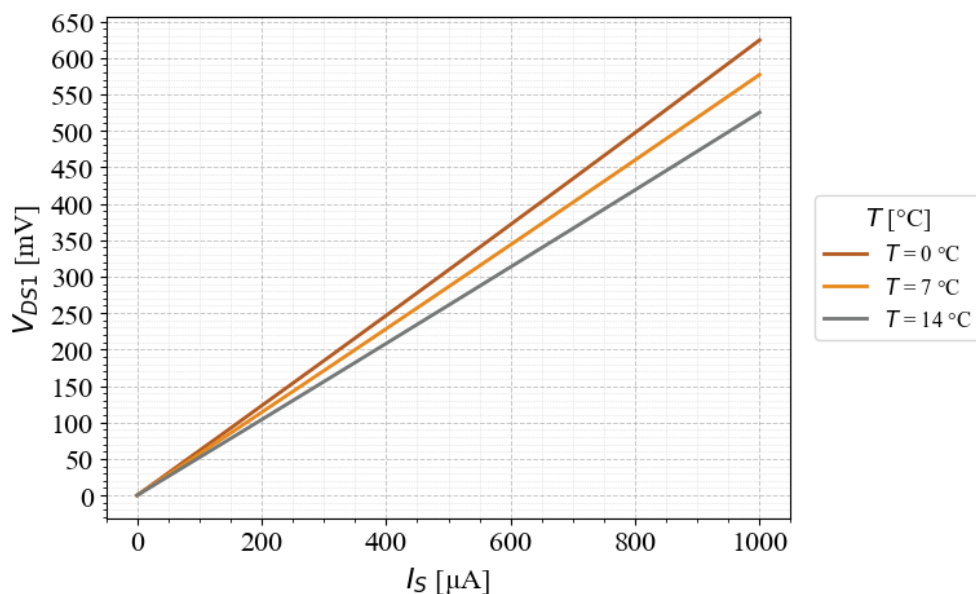
Segment 3:  $[46, 82] \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $R_{DS1} = 175 \text{ }\Omega$ ,  $E_{L,max} = 0.48 \text{ }%$ ,

Segment 4:  $[83, 100] \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $R_{DS1} = 170 \text{ }\Omega$ ,  $E_{L,max} = 1.43 \text{ }%$

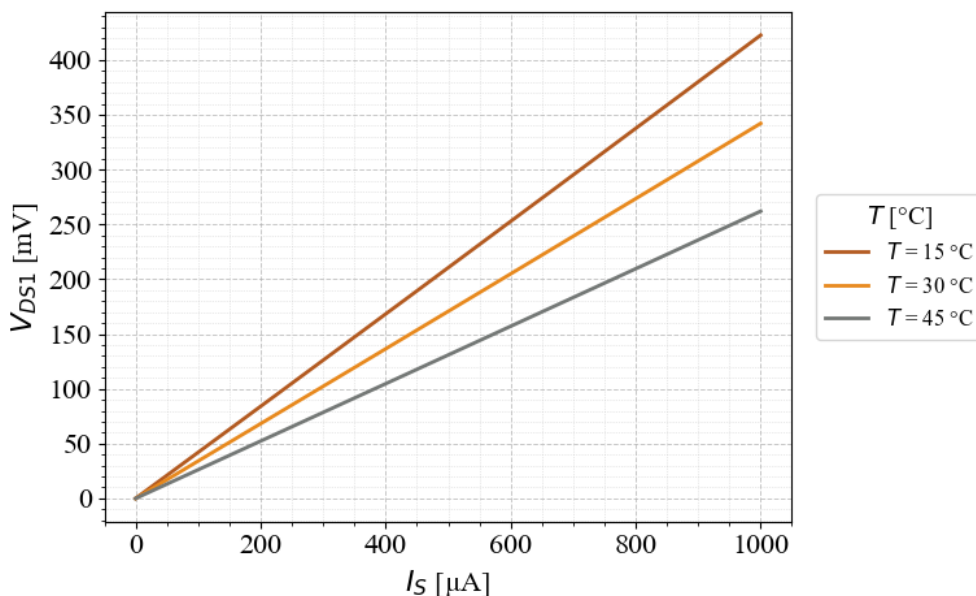
| $T$ [°C]  | $R_{DS1}$ [ $\Omega$ ] | $I_C$ [ $\mu\text{A}$ ] |
|-----------|------------------------|-------------------------|
| [0, 14]   | 790                    | 0.2                     |
| [15, 45]  | 588                    | 9.75                    |
| [46, 82]  | 175                    | 874.7                   |
| [83, 100] | 170                    | 940                     |



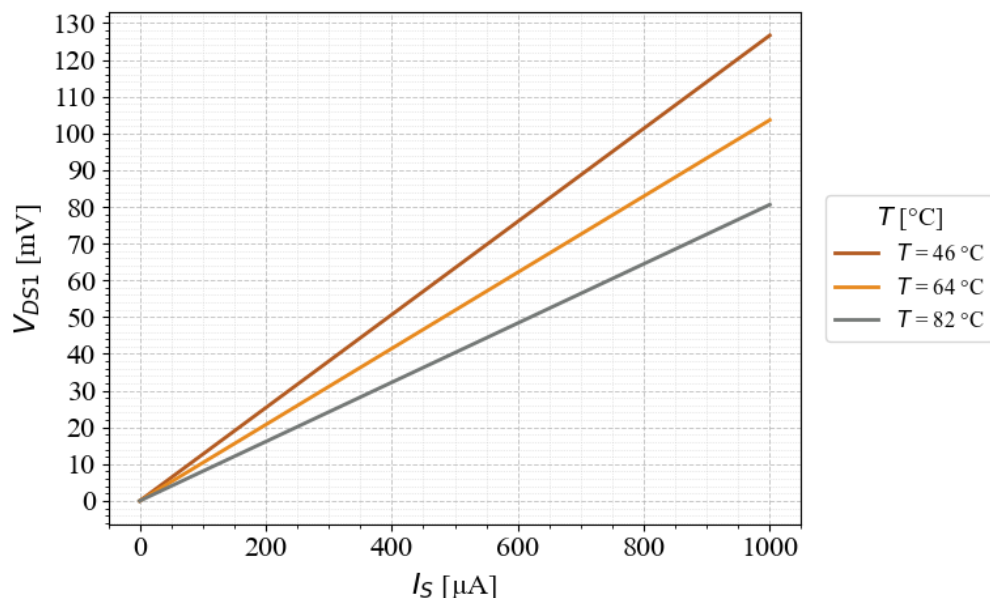
**Slika 5.80:** Naponi  $V_{DS1}$  i  $V_{SG1} - V_{tn1}$  u funkciji ulazne struje  $I_S$  i njihov presjek koji predstavlja maksimalnu vrijednost struje  $I_S$  koja se može propustiti kroz MOSFET  $M_1$ , pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.2 \mu\text{A}$ , temperatura  $T = 0$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 80 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 20 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528 \text{ K}$



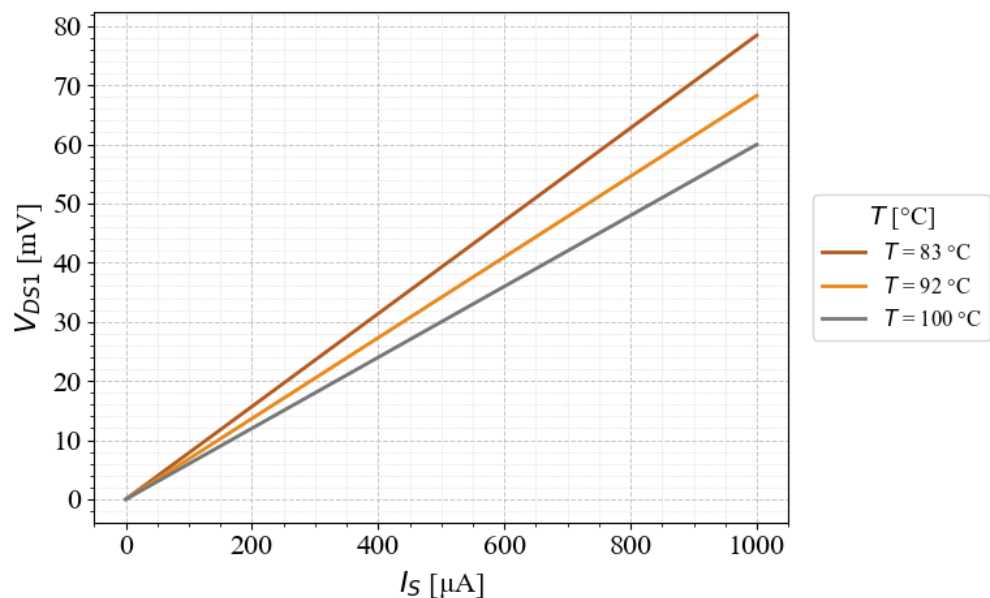
**Slika 5.81:** Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a,  $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne struje  $I_S \in [0, 1]$  mA, za različite temperature  $T \in \{0, 7, 14\}$  °C pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.2 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 80 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 20 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528 \text{ K}$



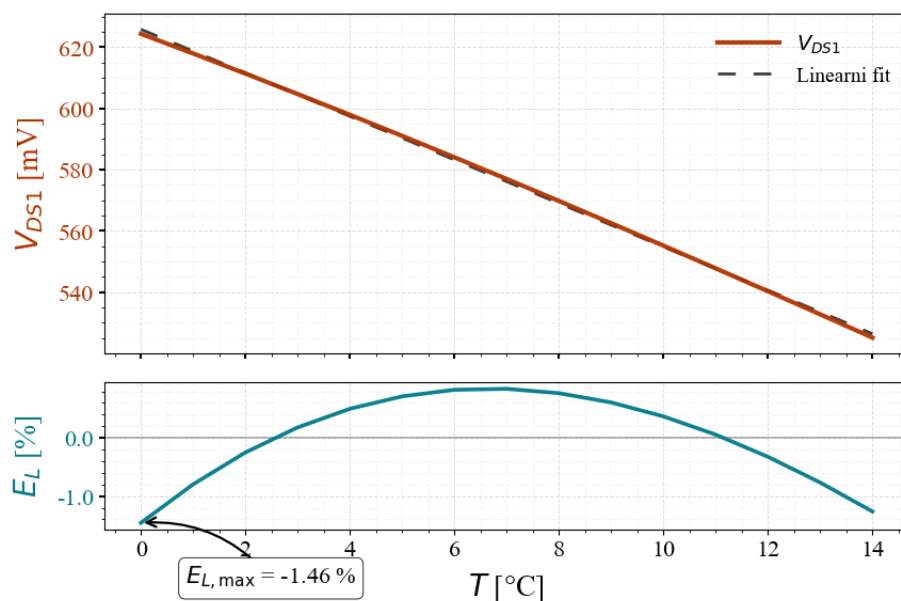
**Slika 5.82:** Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a,  $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne struje  $I_S \in [0, 1]$  mA, za različite temperature  $T \in \{15, 30, 45\}$  °C pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 9.75 \mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 80 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 20 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528 \text{ K}$



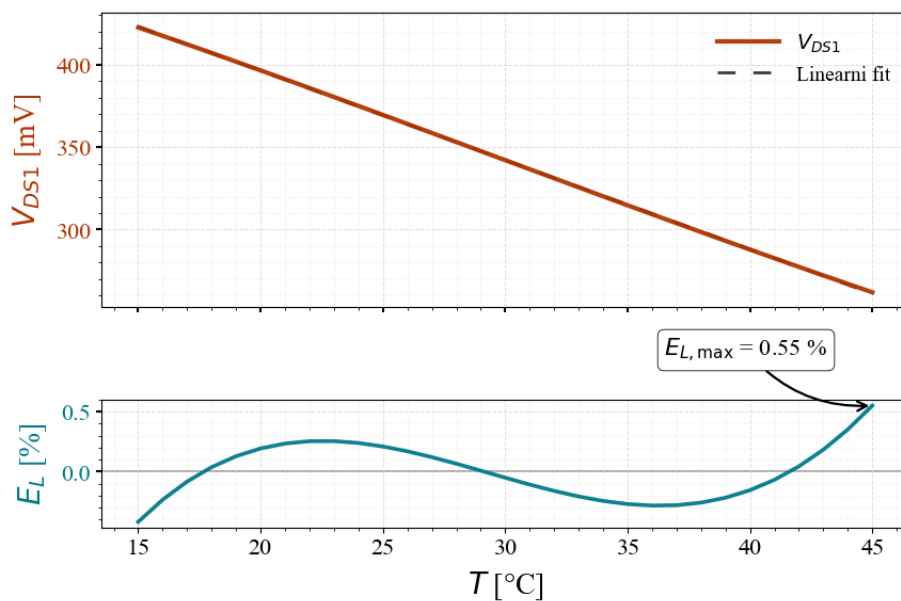
**Slika 5.83:** Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a,  $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne struje  $I_S \in [0, 1]$  mA, za različite temperature  $T \in \{46, 64, 82\}$  °C pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 874.7$   $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 80$   $\mu\text{m}$ ,  $W_2 = 20$   $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1$  k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528$  K



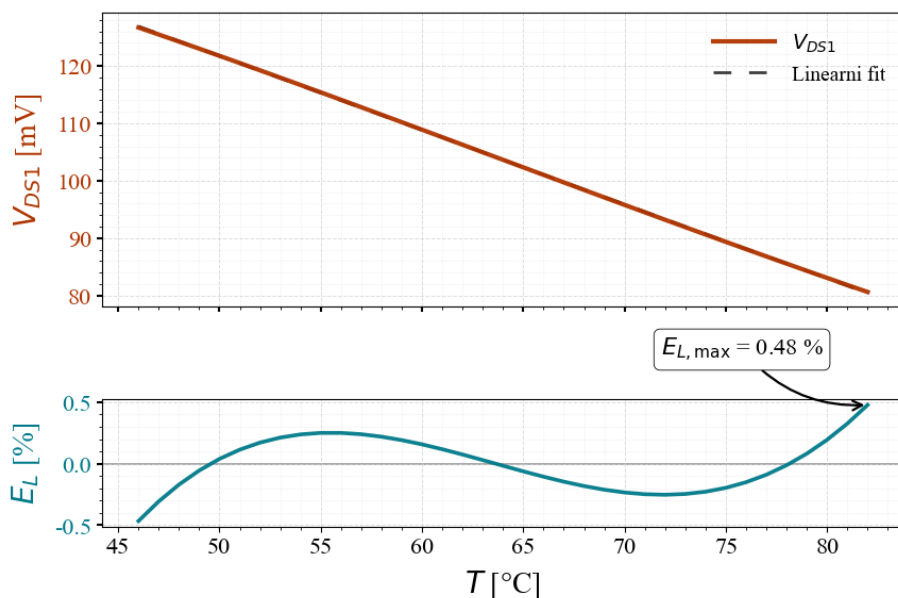
**Slika 5.84:** Napon paralelne veze NTC termistora i VCR-a,  $V_{DS1}$ , u funkciji ulazne struje  $I_S \in [0, 1]$  mA, za različite temperature  $T \in \{83, 92, 100\}$  °C pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 940$   $\mu\text{A}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 80$   $\mu\text{m}$ ,  $W_2 = 20$   $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1$  k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528$  K



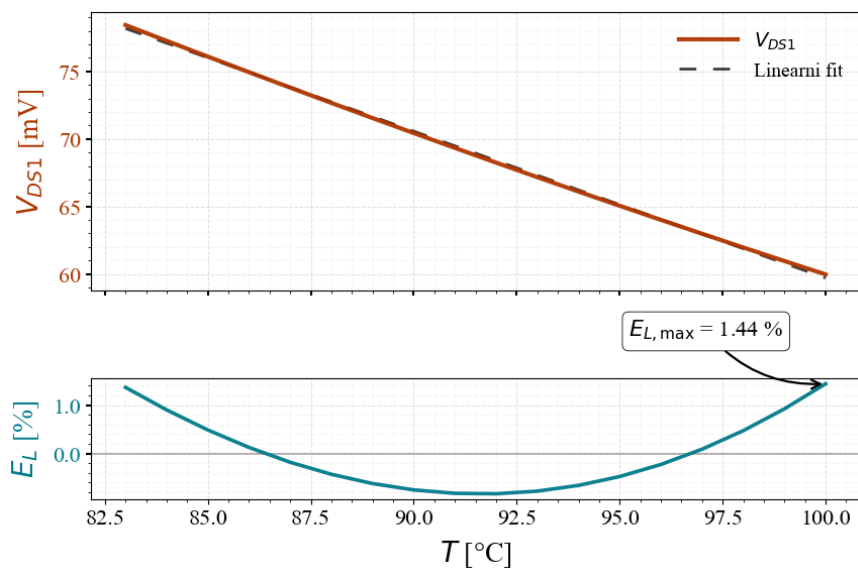
**Slika 5.85:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [0, 14]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 0.2 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje  $I_S = 1 \text{ mA}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 80 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 20 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528 \text{ K}$



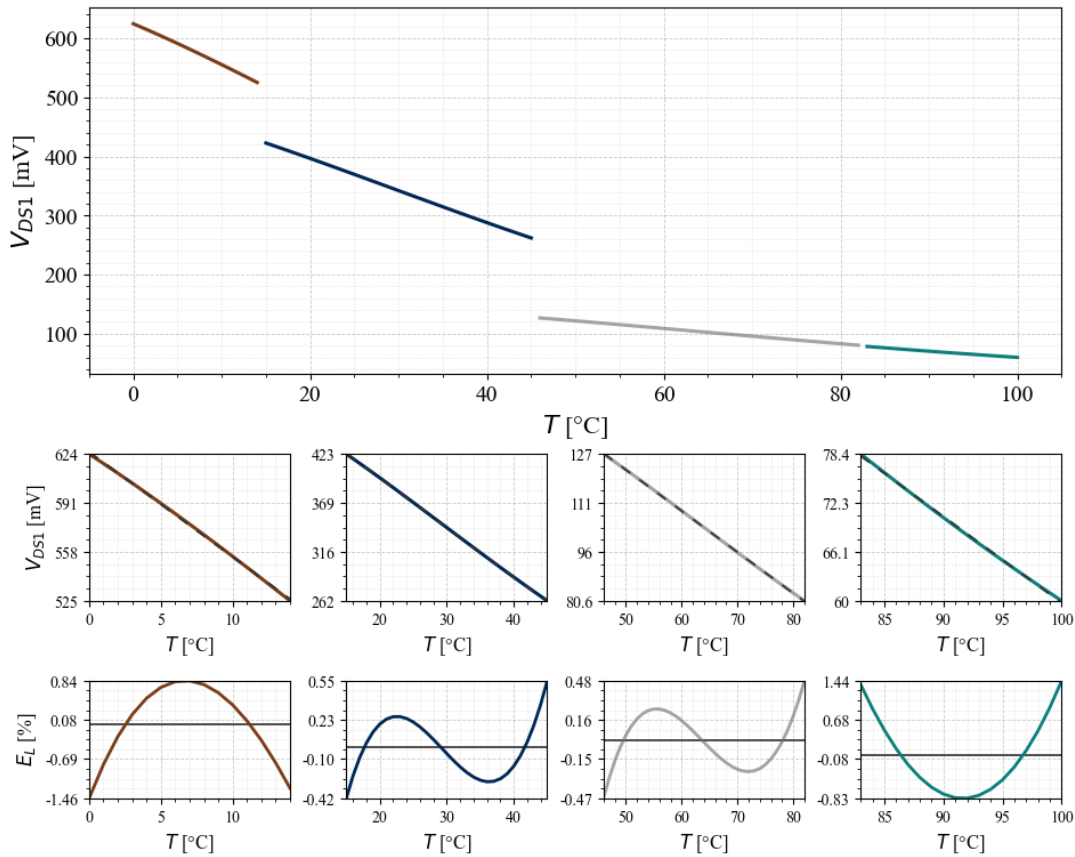
**Slika 5.86:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [15, 45]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 9.75 \mu\text{A}$ , vrijednost ulazne struje  $I_S = 1 \text{ mA}$ , širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 80 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 20 \mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528 \text{ K}$



**Slika 5.87:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [46, 82]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 874.7$   $\mu$ A, vrijednost ulazne struje  $I_S = 1$  mA, širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 80$   $\mu$ m,  $W_2 = 20$   $\mu$ m, nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1$  k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528$  K



**Slika 5.88:** Linearizovani napon paralelne veze VCR-a i NTC-a,  $V_{DS1}$  i odgovarajuća greška linearnosti  $E_L$  [%] u funkciji temperature  $T \in [83, 100]$  °C, pri čemu je vrijednost kontrolne struje  $I_C = 940$   $\mu$ A, vrijednost ulazne struje  $I_S = 1$  mA, širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 80$   $\mu$ m,  $W_2 = 20$   $\mu$ m, nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1$  k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528$  K



**Slika 5.89:** Linearni segmenti napona  $V_{DS1}$  u funkciji temperature  $T \in [0, 100]$  °C koja je podjeljena na intervale različitih širina, u okviru kojih se propuštaju različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C \in \{0.2, 9.75, 874.7, 940\}$   $\mu\text{A}$ , pri čemu je vrijednost ulazne struje  $I_S = 1$  mA, širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 80$   $\mu\text{m}$ ,  $W_2 = 20$   $\mu\text{m}$ , nominalna otpornost NTC termistora  $R_0 = 1$  k $\Omega$ , specifična temperatura NTC-a  $\beta = 3528$  K

Na osnovu odgovarajućih simulacija se zaključuje da *body* efekat nije imao značajan uticaj na rezultate simulacija. Iako postoji određena temperaturna zavisnost napona praga p-kanalnog MOSFET-a usljed *body* efekta, njen efekat nije izražen. Međutim, dinamički opseg VCR-a je smanjen, što znači da je ograničena upotrebljivost ovog VCR-a za različite NTC termistore u širokom temperaturnom opsegu. Ovaj problem bi mogao biti kompenzovan odabirom p-kanalnog i n-kanalnog MOSFET-a tako da je razlika između apsolutne vrijednosti  $V_{tp2}$  i vrijednosti  $V_{m1}$  što manja. Takođe, najveći uticaj na povećanje napona praga  $V_{tp2}$  ima napon napajanja, pa bi se smanjivanjem napona praga napajanja mogao postići širi opseg VCR-a. Takođe, problem *body* efekta se može riješiti u integrisanoj tehnici.

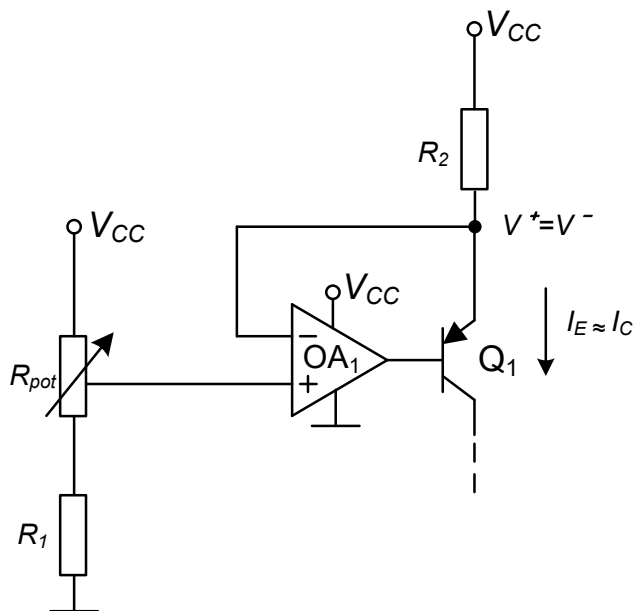
## 6. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Eksperimentalna valorizacija predloženog rješenja je sprovedena izradom prototipa naponom-kontrolisanog otpornika koji je napravljen u diskretnoj tehnici. Prototip je realizovan lemljenjem diskretnih pasivnih i aktivnih elektronskih komponenti na razvojnu štampanu ploču i njihovim povezivanjem pomoću odgovarajućih metalizacija. Za realizaciju u diskretnoj tehnici su korišćeni: operacioni pojačavač MCP6021-E/P (OA<sub>1</sub>), PNP bipolarni tranzistor BC32740BU (Q<sub>1</sub> i Q<sub>2</sub>), kao i integrisana kola ALD1106 i ALD1107 pomoću kojih su realizovani n-kanalni MOSFET M<sub>1</sub> i p-kanalni MOSFET M<sub>2</sub>. MOSFET-ovi imaju sljedeće parametre:  $V_{in0} = 0.7 \text{ V}$ ,  $\beta_n = 0.45 \text{ mA/V}^2$ ,  $V_{ip0} = -0.83 \text{ V}$ ,  $\beta_p = 0.2 \text{ mA/V}^2$ . Napon napajanja kola iznosi 5V.

U procesu eksperimentalne verifikacije predloženog kola je korišćena sljedeća mjerna instrumentacija:

- stabilisani izvor za napajanje RIGOL DP832A
- digitalni multimetar Rigol DM3085E

Strujni izvori  $I_C$  i  $I_I$  su realizovani u skladu sa električnom šemom prikazanom na slici 6.1.



Slika 6.1: Električna šema strujnih izvora struja  $I_C$  i  $I_I$

S obzirom na to da tranzistor  $Q_1$  (PNP BC32740BU) ima veliki faktor strujnog pojačanja  $\beta$ , bazna struja  $I_B$  je zanemarljiva u odnosu na kolektorsku  $I_C$ , pa važi aproksimacija  $I_C \approx I_E$ . Kako je napon na pozitivnom priključku operacionog pojačavača  $OA_1$  jednak naponu na njegovom negativnom priključku, struja  $I_E$  se može zapisati u obliku:

$$I_E = \frac{V_{CC} - V^+}{R_2} \quad (6.1)$$

Na osnovu izraza (6.1), jasno je da se podešavanjem potencionmetra  $R_{pot}$  može podešavati vrijednost struje  $I_E$ . Vrijednost otpornika  $R_1$  koji je dio strujnog pojačavača  $I_1$  iznosi  $470 \Omega$ . Sa druge strane, vrijednosti istog otpornika koji se koristi za realizaciju strujnog pojačavača  $I_C$  su mijenjane kako bi se dobio širi opseg struja.

Primjenom digitalnog multimetra Rigol DM3085E je mjerena pad napona na otporniku  $R_2$ , na osnovu kojeg su računata struje  $I_C$  i  $I_I$  pomoću izraza (6.1).

## 6.1 REZULTATI MJERENJA

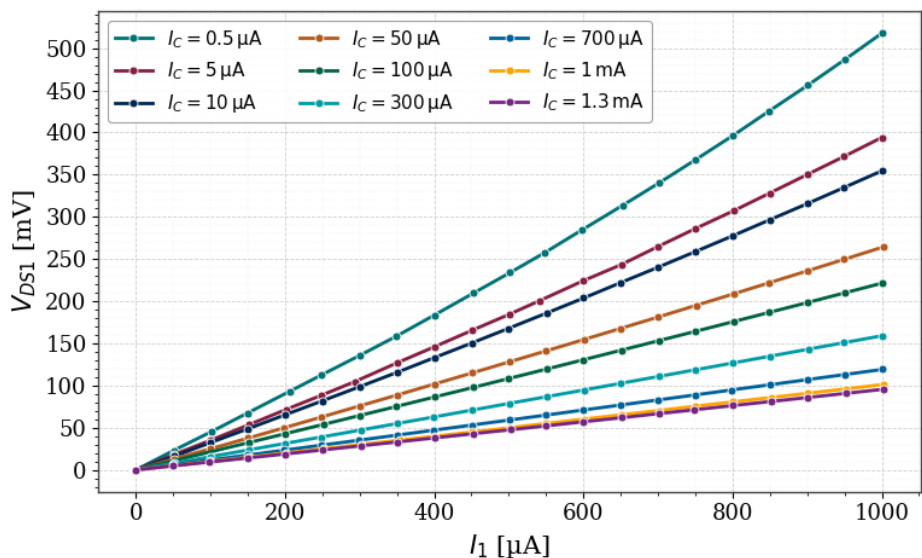
Prenosne karakteristike predloženog naponom-kontrolisanog otpornika su eksperimentalno određene podešavanjem vrijednosti ulazne struje  $I_I$  u opsegu od 0 do 1 mA, sa korakom  $\Delta I_I = 50 \mu A$ , za različite vrijednosti kontrolne struja  $I_C$ . Greška linearnosti koja kvantifikuje odstupanje napona  $V_{DS1}$  od njegove idealne linearne aproksimacije  $V_{DS1,ideal}$  je računata za svaku mjernu tačku primjenom relacije:

$$E_L [\%] = 100 \frac{V_{DS1,i} - V_{ideal,i}}{V_{DS1,max}} \quad (6.2)$$

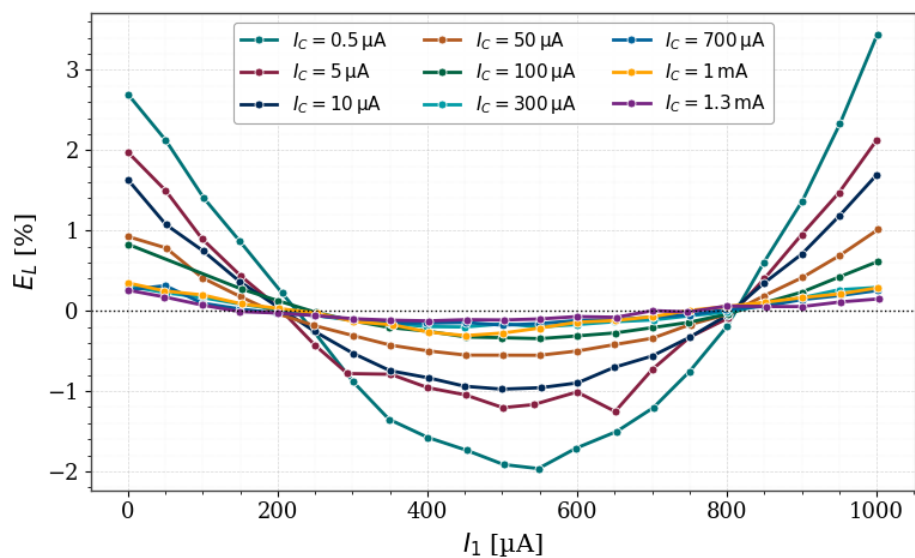
Linearna aproksimacija napona  $V_{DS1}$ ,  $V_{ideal}$  je dobijena primjenom linearne regresije, pri čemu su parametri modela (nagib i odsječak) određeni minimizacijom sume kvadrata odstupanja između izmjerenih  $V_{DS1,i}$  i modelom predviđenih vrijednosti  $V_{ideal,i}$ .

Na slikama (6.2) i (6.3) su prikazani rezultati mjerenja dobijeni prilikom eksperimentalne verifikacije predloženog naponom-kontrolisanog otpornika, realizovanog uz pomoću p-kanalnog i n-kanalnog MOSFET-a sa širinama kanala  $W_1 = 80 \mu V$  i  $W_2 = 20 \mu V$ . Grafik na slici (6.2) prikazuje prenosnu funkciju VCR-a dobijenu podešavanjem ulazne struje  $I_I$  u opsegu od 0 do 1 mA, sa korakom  $\Delta I_I = 50 \mu A$ , za različite vrijednosti kontrolne struja  $I_C$ . Na slici (6.3) je

prikazana odgovarajuća greška linearnosti u funkciji ulazne struje  $I_I$ , dobijena primjenom relacije (6.2).



**Slika 6.2:** Prenosna funkcija predloženog naponom-kontrolisanog otpornika za vrijednosti ulazne struje u opsegu  $I_I \in [0, 1]$  A, sa korakom  $\Delta I_I = 50 \mu\text{A}$ , za različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C \in \{0.5 \mu, 5 \mu, 10 \mu, 50 \mu, 100 \mu, 300 \mu, 700 \mu, 1 \text{ m}, 1.3 \text{ m}\}$  A, pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_I = 80 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 20 \mu\text{m}$

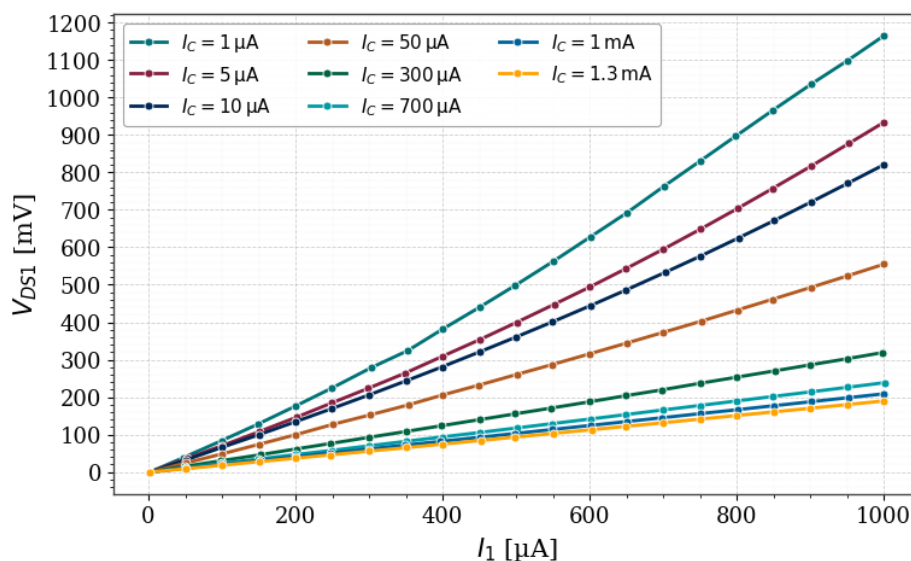


**Slika 6.3:** Greška linearnosti prenosne funkcije predloženog naponom-kontrolisanog otpornika za vrijednost ulazne struje u opsegu  $I_I \in [0, 1]$  A, sa korakom  $\Delta I_I = 50 \mu\text{A}$ , za različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C \in \{0.5 \mu, 5 \mu, 10 \mu, 50 \mu, 100 \mu, 300 \mu, 700 \mu, 1 \text{ m}, 1.3 \text{ m}\}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_I = 80 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 20 \mu\text{m}$

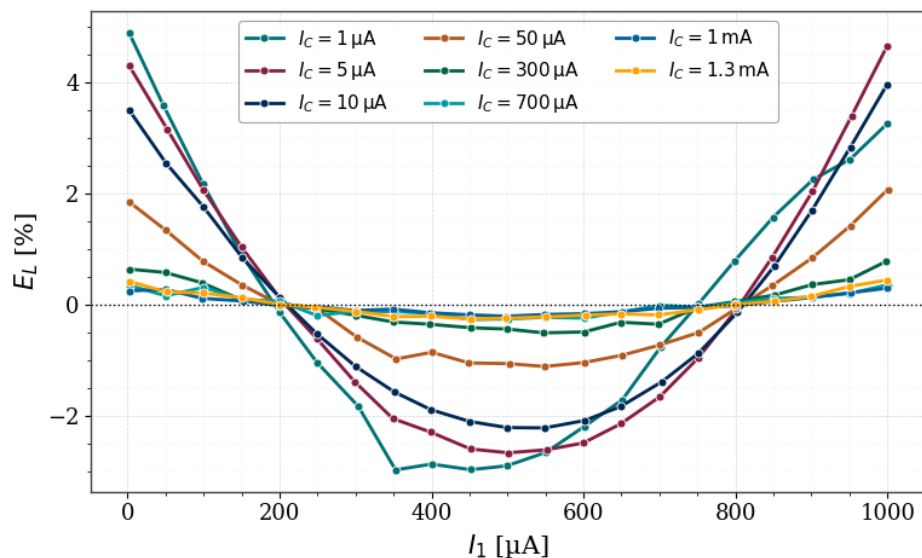
Na osnovu rezultata mjerenja koji su prikazani na slikama (6.2) i (6.3) je potvrđena funkcionalnost predloženog naponom-kontrolisanog otpornika. Primjenom kontrolne struje  $I_C = 0.5 \mu\text{A}$ , za vrijednost struje  $I_I = 1 \text{ mA}$  je ostvarena otpornost  $R_{DS1} = 517 \Omega$ . Nasuprot tome,

za vrijednost kontrolne struje  $I_C = 1.3 \text{ mA}$  dobijena otpornosti VCR-a iznosi  $94 \Omega$ . Uočava se da greška linearnosti pokazuje prilično simetrično ponašanje u odnosu na sredinu posmatranog opsega struje  $I_I$ . U skladu sa tim, greška linearnosti je najmanja oko sredine opsega, pri čemu je greška linearnosti ispod 2% na najvećem dijelu opsega struje  $I_I$  za sve vrijednosti kontrolne struje  $I_C$ . Blaga odstupanja od te greške linearnosti pri donjoj i gornjoj granici opsega struje  $I_I$  se uočavaju kada je vrijednost kontrolne struje  $0.5 \mu\text{A}$ . Za veće vrijednosti kontrolne struje  $I_C$  greška linearnosti je manje izražena. Za vrijednosti kontrolne struje između  $100 \mu\text{A}$  i  $1 \text{ mA}$  greška linearnosti je unutar opseg  $\pm 1 \%$ . Za vrijednosti kontrolne struje  $1 \text{ mA}$  i  $1.3 \text{ mA}$  greška linearnosti je zanemarljiva i ispod je  $0.5 \%$ . Takođe, povećanjem struje  $I_S$  dobijaju se veće otpornosti VCR-a, što je očekivano imajući u vidu da je za veće vrijednosti struje  $I_S$  apsolutna vrijednost napon praga  $V_{tp2}$  malo manja, uslijed body efekta.

U cilju postizanja veće otpornosti VCR-a, širina kanala n-kanalnog MOSFET-a je smanjena sa  $80 \mu\text{m}$ , na  $40 \mu\text{m}$ . Odgovarajuća prenosna funkcija VCR-a i njegova greška linearnosti za navedene parametre širina kanala MOSFET-ova je prikazana na slikama 6.4 i 6.5.



**Slika 6.4:** Prenosna funkcija predloženog naponom-kontrolisanog otpornika za vrijednosti ulazne struje u opsegu  $I_I \in [0, 1] \text{ A}$ , sa korakom  $\Delta I_I = 50 \mu\text{A}$ , za različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C \in \{1 \mu, 5 \mu, 10 \mu, 50 \mu, 100 \mu, 300 \mu, 700 \mu, 1 \text{ m}, 1.3 \text{ m}\} \text{ A}$ , pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 40 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 20 \mu\text{m}$



**Slika 6.5:** Greška linearnosti prenosne funkcije predloženog naponom-kontrolisanog otpornika za vrijednost ulazne struje u opsegu  $I_I \in [0, 1]$  A, sa korakom  $50 \mu\text{A}$ , za različite vrijednosti kontrolne struje  $I_C \in \{1 \mu, 5 \mu, 10 \mu, 50 \mu, 100 \mu, 300 \mu, 700 \mu, 1 \text{ m}, 1.3 \text{ m}\}$  A, pri čemu su širine kanala MOSFET-ova:  $W_1 = 40 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 20 \mu\text{m}$

Za vrijednosti kontrolne struje  $I_C = 1 \mu\text{A}$ , pri ulaznoj struji  $I_I = 1 \text{ mA}$  ostvarena je otpornost od  $1164 \Omega$ , dok za vrijednost kontrolne struje  $I_C = 1.3 \text{ mA}$  otpornost VCR-a iznosi  $189 \Omega$ . Na osnovu grafika na slici se uočava sličan trend u promjeni greške linearosti u zavisnosti od vrijednosti kontrolne struje  $I_C$ .

## 7. ZAKLJUČAK

NTC termistori su poluprovodnički otpornici čija se električna otpornost smanjuje sa porastom temperature. Koriste se kao temperaturni senzori u mnogim primjenama zahvaljujući svojoj kompaktnosti, brzom odzivu, osjetljivosti, dugoročnoj stabilnosti i itd. Ipak, prenosna karakteristika NTC termistora, tj. zavisnost njegove otpornosti od temperature pokazuje izraženu nelinearnost, eksponencijalnog karaktera. Nelinearnost prenosne karakteristike NTC termistora ograničava primjenjivost termistora, jer otežava direktnu konverziju mjerene otpornosti u temperaturu, što može dovesti do smanjenja tačnosti i složenije obrade signala. Osim toga, nelinearna priroda prenosne karakteristike termistora može predstavljati izazov pri njihovom povezivanju sa perifernim uređajima, kao i prilikom digitalnog prikaza temperature ili bežičnog prenosa podataka o temperaturi.

U skladu sa navedenim, kompenzacija ove nelinearnosti se ističe kao bitan korak u poboljšanju performansi mjernih sistema na bazi NTC termistora. Shodno tome, ova tema zauzima značajno mjesto u naučnim i inženjerskim istraživanjima, zbog čega je razvijen veliki broj pristupa linearizaciji – koji se međusobno razlikuju u pogledu složenosti, preciznosti i oblasti primjene. Ipak, konstantna potreba za razvojem preciznijih, pouzdanijih i energetske efikasnijih sistema za mjerenje temperature čini ovu oblast istraživanja i dalje aktuelnom.

U cilju unaprijeđenja mjernih sistema na bazi NTC termistora, u ovom master radu je predložen novi koncept za linearizaciju prenosne karakteristike ovog senzora. Predloženi pristup se zasniva na upotrebi naponom-kontrolisanog otpornika kojim se postiže dinamičko upravljanje otpornošću koja se veže paralelno NTC termistoru. Promjenom kontrolnog napona se može podešavati paralelna otpornost potrebna za linearizaciju u određenom temperaturnom opsegu, te se u skladu sa tim kontinualnim, dinamičkim podešavanjem otpornosti postiže linearnost prenosne funkcije kola u širokom opsegu temperatura.

U ovom radu je detaljno razrađen teorijski okvir na kojem se zasniva upotreba naponom-kontrolisanog otpornika za linearizaciju prenosne funkcije NTC termistora. Prilikom razvoja novog koncepta, na samom početku je izvršena analiza paralelne veze NTC termistora i pasivnog otpornika. Pokazano je da se adekvatnim odabirom otpornosti paralelno vezane NTC termistoru može ostvariti linearna prenosna funkcija ovog kola u određenom temperaturnom opsegu oko bilo koje referentne temperature (ograničene na sam mjerni opseg NTC-termistora), pri čemu greška linearnosti zavisi od širine temperaturnog intervala i položaja tog intervala na temperaturnoj skali. Npr. za NTC termistor sa specifičnom temperaturom  $\beta = 4190$  K, u temperaturnom opsegu od  $-40$  °C do  $-20$  °C se može postići greška linearnosti ispod 0.5 %, dok je u temperaturnom opsegu od  $100$  °C do  $120$  °C moguće ostvariti grešku linearnosti ispod 0.15 %. Dodatnim sužavanjem temperaturnog intervala (ali imajući u vidu praktično prihvatljiv broj temperaturnih segmenata), kao i odabirom NTC-a sa nižom vrijednošću  $\beta$ , moguće je dodatno smanjiti grešku linearnosti,

Shodno tome, u skladu sa objašnjenim konceptom, kontinualnim podešavanjem otpornosti je moguće ostvariti visok stepen linearnosti u širokom opsegu temperatura u čemu ovaj pristup nadmašuje postojeća rješenja.

U radu su predstavljene različite analitičke i numeričke metode za određivanje paralelne otpornosti optimalne za linearizaciju. Predstavljanje analitičkih metoda ima teorijski značaj, dok je sa aspekta praktičnosti i preciznosti često pogodnije odabrati numerički pristup. Numeričke metode se zasnivaju na računarskoj optimizaciji pri čemu se bira otpornost čijim se paralelnim vezivanjem NTC-u minimizuje greška linearnosti koja se može kvantifikovati kroz različite metrike. Razmatrane su različite metrike, pri čemu je u radu za procjenu linearnosti korišćena maksimalna relativna greška linearnosti. Osim minimizacije greške linearnosti, razmatrani su još neki kriterijumi koje je potrebno uzeti u obzir pri odabiru otpornosti, kao i pri odabiru struje koja se propušta kroz paralelnu vezu. Na kraju, optimalan pristup odabiru otpornosti se ogleda najprije u definisanju zahtijeva specifične primjene mjernog sistema (osjetljivost, dinamički opseg otpornosti, temperaturni opseg koji je najbitniji za linearizaciju, prihvatljiva greška linearnosti i itd.). Osim toga potrebno je detaljno analizirati predloženi naponom-kontrolisani otpornik, sa posebnim osvrtom na njegov dinamički opseg. Na osnovu ovih uvida, kreiranje algoritma za odabir otpornosti, koji uzima u obzir sve relevantne kriterijume predstavlja optimalan pristup odabiru otpornosti.

Osim teorijske analize novog pristupa linearizaciji, u ovom master radu je verifikovan predloženi koncept primjenom konkretnog naponom-kontrolisanog otpornika. Otpornost VCR-a koja je paralelno vezana NTC-u se prilagođava primjenom odgovarajuće kontrolne struje čijim se podešavanjem mijenja otpornost između drejna i sorsa n-kanalnog MOSFET-a koji se nalazi u omskom režimu rada. Predloženi naponom-kontrolisani otpornik je verifikovan kroz simulacije u *LTSpice*-u, pri čemu su u simulacijama korišćeni MOSFET-ovi koji su bili dostupni za eksperimentalnu verifikaciju. Otpornosti VCR-a koje se mogu ostvariti, za date parametre kola, podešavanjem kontrolne struje  $I_C$  u rasponu od 0.5  $\mu\text{A}$  do 1 mA se kreću u opsegu od 490  $\Omega$  do 6.12 k $\Omega$ . Pokazano je da se odabirom dimenzija MOSFET-ova u sklopu VCR-a, može prilagođavati opseg otpornosti, što omogućava primjenu predložene metode na termistorima sa različitim nominalnim otpornostima i specifičnim temperaturama u različitim temperaturnim opsezima. Konkretno, pri navedenim parametrima kola opseg otpornosti VCR-a je se kreće od 50  $\Omega$  do 1 k $\Omega$ , za širine kanala MOSFET-ova  $W_1 = 180 \mu\text{m}$  i  $W_2 = 5 \mu\text{m}$ , odnosno u od 7.26 k $\Omega$  do 56.65 k $\Omega$ , za vrijednosti kontrolne struje  $I_C$  u opsegu od 0.5  $\mu\text{A}$  do 1 mA. Bitno je napomenuti da ukoliko ne postoje hardverska ograničenja, adekvatnim odabirom MOSFET-ova se može dodatno proširiti dinamički opseg predloženog VCR-a za iste vrijednosti kontrolne struje. Naime, što je razlika između apsolutne vrijednosti napona praga p-kanalnog MOSFET-a i vrijednosti napona praga n-kanalnog MOSFET-a manja, postiže se veći opseg otpornosti VCR-a.

Predloženi naponom-kontrolisani otpornik je eksperimentalno verifikovan određivanjem prenosne karakteristike mjerenjem odgovarajućeg napona drejn-sors za vrijednosti struje u opsegu od 0 do 1 mA sa mjernim korakom od 50  $\mu$ A, pri različitim vrijednostima kontrolne struje. Eksperimentalna validacija pokazuje funkcionalnost predloženog VCR-a koja je u skladu sa očekivanjima na osnovu rezultata simulacije. Kao posljedica *body* efekta, koji je izražen u diskretnoj tehnici, dinamički opseg VCR-a je smanjen. Međutim, ovaj problem je moguće riješiti u integrisanoj tehnologiji.

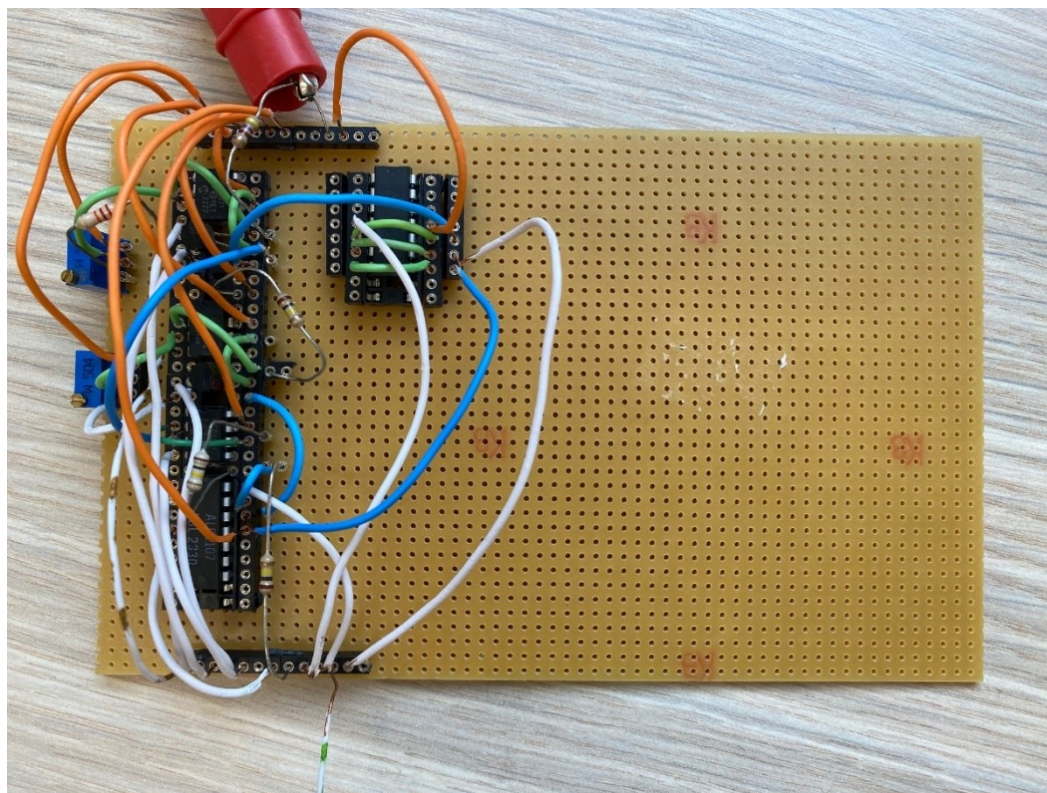
Doprinos ovog master rada se ogleda u postavljanju teorijskih temelja za razvoj novog pristupa linearizaciji čija je primjenjivost praktično demonstrirana. Novi pristup nudi veliku fleksibilnost i prilagodljivost zahtjevima različitih primjena. Takođe, primjena predloženog naponom kontrolisanog otpornika se pokazuje kao veoma dobro rješenje, pri čemu uz adekvatne hardverske resurse je moguće ostvariti puni potencijal njegovog dinamičkog opsega koji može pokriti potreban dinamički opseg optimalnih otpornosti za linearizaciju termistora sa širokim spektrom nominalnih otpornosti i specifičnih temperatura.

Dalji pravci istraživanja se mogu odnositi na detaljnije ispitivanje performansi realizovanog sistema u uslovima precizno kontrolisane temperature, kao i analizu temperaturne stabilnosti korišćenog VCR-a. Simulacije predloženog kola u *LTSpice*-u su vršene pod pretpostavkom da MOSFET-ovi zadržavaju stabilne električne karakteristike nezavisno od temperature, što nije slučaj. Iz tog razloga, ostvarivanje temperaturne kompenzacije VCR-a bi unaprijedilo performanse analiziranog kola. Osim toga, integracija predloženog kola sa analogno-digitalnim konvertorom na čiji se ulaz dovodi linearizovani naponski signal, a na izlazu dobija digitalna vrijednost temperature predstavlja potencijalni pravac daljeg razvoja sistema. Takođe, predloženo kolo bi se moglo implementirati u sistemima za mjerenje temperature koja se zasnivaju na konverziji otpornosti u frekvenciju.

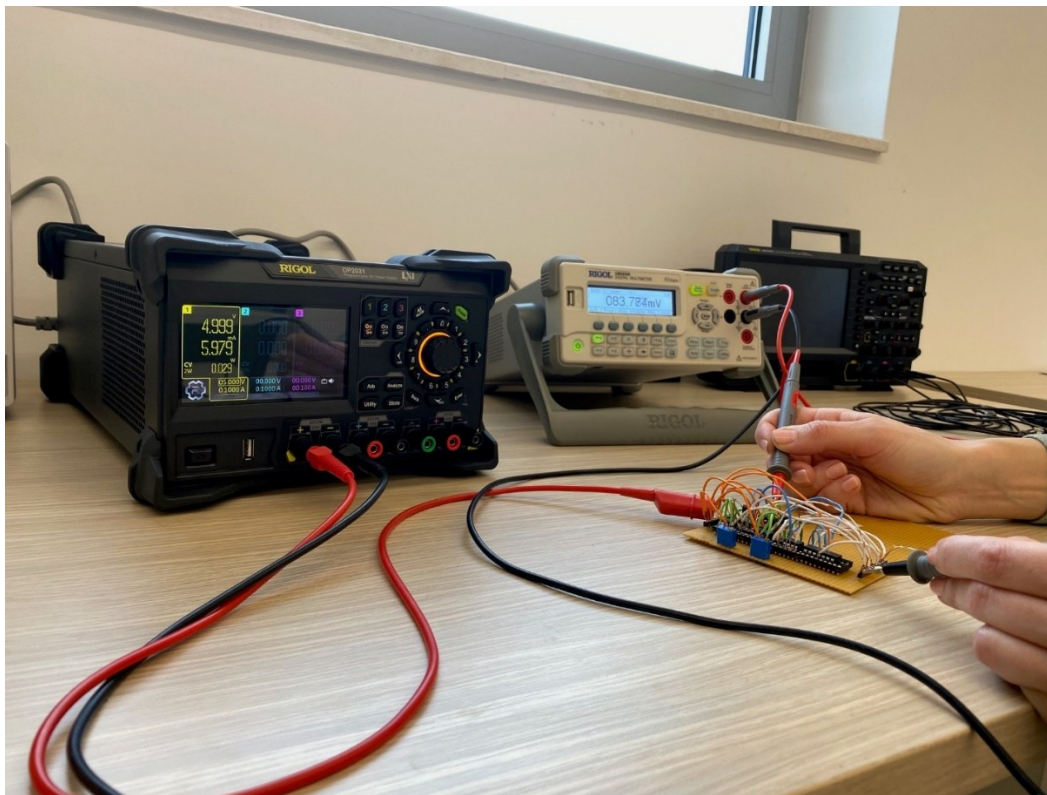
Predloženi pristup zasnovan na primjeni naponom-kontrolisanog otpornika bi se mogao primjeniti i na drugim konfiguracijama mjernih sistema na bazi NTC termistora, gdje se linearizacija postiže adekvatnim odabirom otpornosti. Na kraju, koncept dinamičkog upravljanja otpornošću bi se mogao testirati i na drugim mjernim sistema u okviru kojih se linearizacija odziva senzora postiže podešavanjem otpornosti.

## **8. DODATAK-FOTOGRAFIJE PROTOTIPA NAPONOM-KONTROLISANOG OTPORNIKA U DISKRETNJOJ TEHNICI I MJERNE INSTRUMENTACIJE**

Na slikama 8.1 i 8.2 su prikazane fotografije prototipa naponom-kontrolisanog otpornika realizovanog u diskretnoj tehnici i odgovarajućeg mjernog okruženja.



**Slika 8.1:** Fotografija prototipa naponom-kontrolisanog otpornika realizovanog u diskretnoj tehnici



**Slika 8.2:** Fotografija mjernog okruženja

## LITERATURA

- [1] M. Popović, *Senzori i merenja*, 4 ed., Srpsko Sarajevo: Zavod za udžbenike i nastavna sredstva, 2004.
- [2] F. Reverter, "A tutorial on thermal sensors in the 200th anniversary of the Seebeck effect," *IEEE Sensors Journal*, vol. 21, no. 20, p. 22122–22132, October 2021.
- [3] J. Fraden, *Handbook of Modern Sensors: Physics, Designs, and Applications*, 5th ed., Cham, Switzerland: Springer International Publishing, 2016.
- [4] Y. Liu, Y. Liu, W. Zhang and J. Zhang, "The Study of Temperature Calibration Method for NTC Thermistor," in *Proceedings of the 4th International Conference on Frontiers of Sensors Technologies (ICFST)*, Chongqing, 2020.
- [5] J. G. Webster, *The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*, Boca Raton: Boca Raton, 1999.
- [6] D. K. Stanković, *Fizičko tehnička merenja: Senzori*, Beograd: Univerzitet u Beogradu, 1997.
- [7] J. M. Diamond, "Linearization of resistance thermometers and other transducers," *Review of Scientific Instruments*, vol. 40, no. 1, p. 53–60, January 1970.
- [8] R. Pallàs-Areny and J. G. Webster, "Sensors and Signal Conditioning," 2nd ed., New York, NY, USA, John Wiley & Sons, 2001, pp. 106-109.
- [9] A. Levido, "NTC Thermistor Linearization," 15 July 2021. [Online]. Available: <https://circuitcellar.com/resources/quickbits/ntc-thermistor-linearization-2/>. [Accessed 19 April 2025].
- [10] W. R. Beakley, "The design of thermistor thermometers with linear calibration," *Journal of Scientific Instruments*, vol. 28, no. 6, p. 176–179, June 1951.
- [11] M. J. Bowman and F. H. Sagar, "Linearizing the self-heated thermistor thermometer," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vols. IM-21, no. 1, p. 47–53, February 1972.
- [12] D. K. Stanković, "Linearized thermistor multivibrator bridges for temperature measurement," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 23, no. 2, p. 178–180, June 1974.
- [13] D. Stanković and J. Elazar, "Thermistor multivibrator as the temperature-to-frequency converter and as a bridge for temperature measurement," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 26, no. 1, p. 41–46, March 1977.
- [14] R. N. Sengupta, "A widely linear temperature to frequency converter using a thermistor in a pulse generator," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 37, no. 1, p. 62–65, March 1988.
- [15] A. R. Sarkar, D. Dey and S. Munshi, "Linearization of NTC Thermistor Characteristic Using Op-Amp Based Inverting Amplifier," *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 12, pp. 4621 - 4626, 2013.
- [16] A. A. Khan and R. Sengupta, "A linear temperature/voltage converter using thermistor in logarithmic network," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vols. IM-33, no. 1, p. 2–4, March 1984.
- [17] A. A. Khan, "An improved linear temperature/voltage converter using thermistor in logarithmic network," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vols. IM-34, no. 4, p. 635–638, December 1985.
- [18] D. Patranabis, S. Ghosh and C. Bakshi, "Linearizing transducer characteristics," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 37, no. 1, p. 66–69, March 1988.
- [19] A. Flammini, D. Marioli and A. Taroni, "Application of an optimal look-up table to sensor data processing," *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC 1998)*, p. 981–985, 18-21 May 1998.
- [20] S. A. Dyer and J. S. Dyer, "Cubic-spline interpolation: Part 1," *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 4, no. 1, p. 44–46, March 2001.

- [21] J. M. D. Pereira, O. Postolache and P. M. B. S. Girão, "PDF-based progressive polynomial calibration method for smart sensors linearization," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, no. 9, p. 3245–3251, September 2009.
- [22] G. Zatorre-Navarro, N. Medrano-Marqués and S. Celma-Pueyo, "Analysis and simulation of a mixed-mode neuron architecture for sensor conditioning," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 17, no. 5, p. 1332–1335, September 2006.
- [23] K. P. S. Rana, N. Mitra, N. Pramanik, P. Dwivedi and P. Mahajan, "A virtual instrumentation approach to neural network-based thermistor linearization on field programmable gate array," *Experimental Techniques*, vol. 39, no. 1, p. 23–30, January 2015.
- [24] D. Sonowal and M. Bhuyan, "FPGA implementation of neural network for linearization of thermistor characteristics," in *2012 Students Conference on Engineering and Systems (SCES)*, Allahabad, India, 2012.
- [25] M. Bouhedda, "Neuro-fuzzy sensor's linearization based FPGA," Berlin, Germany, 2013.
- [26] E. K. B. A. Sontakke and A. C. Sreekantan, "Design, Analysis, and Hardware Verification of a Linearized Thermistor-Based Temperature Measurement System," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 71, 2022.
- [27] S. Bandyopadhyay, A. Das, A. Mukherjee, D. Dey, B. Bhattacharyya and S. Munshi, "A Linearization Scheme for Thermistor-Based Sensing in Biomedical Studies," *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 3, pp. 603 - 609, 2016.
- [28] N. Chatterjee, B. Bhattacharyya, D. Dey and S. Munshi, "A Combination of Astable Multivibrator and Microcontroller for Thermistor-Based Temperature Measurement Over Internet," *IEEE Sensors Journal*, vol. 19, no. 9, pp. 3252 - 3259, 2019.
- [29] K. V. L. Narayana and V. N. Kumar, "Development of an Intelligent Temperature Transducer," *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 12, pp. 4696 - 4703, 2016.
- [30] V. N. Kumar, K. V. L. Narayana, A. Bhujangarao and S. Sankar, "Development of an ANN-Based Linearization Technique for the VCO Thermistor Circuit," *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 2, pp. 886 - 894, 2015.
- [31] K. P. S. Rana, V. Kumar, A. K. Dagar, A. Chandel and A. Kataria, "FPGA implementation of Steinhart–Hart equation for accurate thermistor linearization," *IEEE Sensors Journal*, January 2018.
- [32] J. Srivastava, K. P. S. Rana and V. Kumar, "Thermistor linearization on FPGA using Hoge equations," in *2020 IEEE International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON)*, Greater Noida, UP, India, 2020.
- [33] N. Tadić, "etf.ucg.ac.me," 17 February 2021. [Online]. Available: [https://www.ucg.ac.me/skladiste/blog\\_5812/objava\\_105110/fajlovi/Predavanja%20iz%20OE%20\\_1.%20ne%20delja\\_](https://www.ucg.ac.me/skladiste/blog_5812/objava_105110/fajlovi/Predavanja%20iz%20OE%20_1.%20ne%20delja_). [Accessed 2025].
- [34] A. Bhargava, R. Eppstein, J. Sun, M. A. Smeaton, H. Paik, L. F. Kourkoutis, D. G. Schlom, M. C. Toroker and R. D. Robinson, "Breakdown of the Small-Polaron Hopping Model in Higher-Order Spinels," *Advanced Materials*, vol. 32, no. 45, 2020.
- [35] J. S. Steinhart and S. R. Hart, "Calibration curves for thermistors," *Deep Sea Research*, vol. 15, no. 4, p. 497–503, 1968.
- [36] E. Zakon, "Mathematical Analysis. Volume I," 2004.
- [37] T. Islam and S. C. Mukhopadhyay, "Linearization of the sensors characteristics: a review," *International Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems*, vol. 12, no. 1, 2019.
- [38] H. J. Hoge, "Useful procedure in least squares, and tests of some equations for thermistors," *Review of Scientific Instruments*, vol. 59, no. 6, p. 975–979, June 1988.

- [39] X. Deng, Y. Cheng, L. Li, J. Feng, L. Cui, C. Du, L. Zhang, L. Zhang and J. Qin, "Design and application of high-precision temperature measuring instrument for ice cover profile of river based on the resistance residual compensation method," *IEEE Access*, vol. 8, p. 7899–7906, January 2020.
- [40] K. P. S. Rana, V. Kumar and A. Batra, "FPGA resource requirements for thermistor linearization: a comparative study," *Experimental Techniques*, vol. 43, no. 2, p. 205–221, March 2019.
- [41] Z. P. Nenova and T. G. Nenov, "Linearization Circuit of the Thermistor Connection," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, no. 2, pp. 441 - 449, 2009.
- [42] N. Semiconductors, "ICM7555: General Purpose CMOS Timer," NXP Semiconductors, 2009.
- [43] N. M. Mohan, V. J. Kumar and P. Sankaran, "Linearizing dual-slope digital converter suitable for a thermistor," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 5, p. 1515–1521, May 2011.
- [44] A. R. Sarkar, D. Dey and S. Munshi, "Linearization of NTC thermistor characteristic using op-amp based inverting amplifier," *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 12, p. 4621–4626, December 2013.
- [45] V. N. Kumar, K. V. L. Narayana, A. Bhujangarao and S. Sankar, "Development of an ANN-based linearization technique for the VCO thermistor circuit," *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 2, p. 886–894, February 2015.
- [46] P. Semiconductors, "NE/SE566 Function Generator – Product Specification," Philips Semiconductors, Eindhoven, 1992.
- [47] C.-C. Wang, Z.-Y. Hou and J.-C. You, "Temperature-to-frequency converter with 1.47% error using thermistor linearity calibration," *IEEE Sensors Journal*, March 2019.
- [48] V. L. N. Komanapalli and V. N. Kumar, "Development of an intelligent temperature transducer," *IEEE Sensors Journal*, March 2016.
- [49] U. Tietze and C. Schenk, *Electronic Circuits: Handbook for Design and Application*, London: Springer-Verlag, 2008.
- [50] A. J. Lopez-Martin and A. Carlosena, "Sensor signal linearization techniques: A comparative analysis," in *2013 IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, Abu Dhabi, United Arab Emirates, 2013.
- [51] H. Zouaoui-Abouda and A. Fabre, "New high-value floating controlled resistor in CMOS technology," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 55, no. 3, pp. 1017 - 1020, 2006.
- [52] A. Worapishet and P. Khumsat, "Sub-threshold R-MOSFET tunable resistor," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 7, 2007.
- [53] A. Tajalli, Y. Leblebici and E. Brauer, "Implementing ultra-high-value floating," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 5, 2008.
- [54] N. Tadić, "Resistive Mirror-Based Voltage Controlled," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, no. 2, pp. 587 - 591, 1998.
- [55] N. Tadić, "Resistive Mirror with the Current-Mode Approach in Bipolar Technology," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 49, no. 1, pp. 132-136, 2000.
- [56] N. Tadić and M. Zogović, "A Low-Voltage CMOS Voltage-Controlled Resistor," *27th International Conference on Microelectronics*, pp. 341-344, 2010.
- [57] N. G. D. Tadić, "A voltage-controlled resistor in CMOS technology using bisection of the voltage range," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, no. 6, p. 1704–1710, December 2001.
- [58] N. Tadić, "Resistive Mirror-Based Voltage Controlled Resistor with Generalized Active Devices," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, no. 2, pp. 587-591, 1998.

## Izjava o autorstvu

Potpisani-a Ana Vujičić  
Broj indeksa/upisa 10/21

### Izjavljujem

da je master rad pod nazivom

#### **"Linearizacija prenosne karakteristike NTC termistora primjenom naponom kontrolisanog otpornika"**

- 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, 30.10.2025. godine

Potpis magistranda

Ana Vujičić

## Izjava o istovjetnosti štampane i elektronske verzije master rada

Ime i prezime autora: Ana Vujičić

Broj indeksa/upisa: 10/21

Studijski program: Elektronika

Naslov rada: Linearizacija prenosne karakteristike NTC termistora primjenom naponom kontrolisanog otpornika

Mentor: Prof. dr Milena Erceg

Potpisani/a: Ana Vujičić

### 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 30.10.2025. godine

Potpis  
magistranda

Ana Vujičić

## IZJAVA O KORIŠĆENJU

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

**"Linearizacija prenosne karakteristike NTC termistora primjenom naponom kontrolisanog otpornika"**

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 poleđini lista).*

U Podgorici, 30.10.2025. godine

Potpis magistranda

Ana Vujčić