



UNIVERZITET U NIŠU
ELEKTRONSKI FAKULTET



Jelena R. Jovanović

**NOVE TEHNIKE LINEARIZACIJE
SENZORA BAZIRANE NA PRIMENI
DVOSTEPENIH A/D KONVERTORA**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Niš, 2016.



UNIVERSITY OF NIŠ
FACULTY OF ELECTRONIC ENGINEERING



Jelena R. Jovanović

**NEW TECHNIQUES FOR SENSOR
LINEARIZATION BASED ON THE
APPLICATION OF TWO-STAGE A/D
CONVERTERS**

DOCTORAL DISSERTATION

Niš, 2016.

Podaci o doktorskoj disertaciji

Mentor: Prof. dr Dragan Denić, Redovni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet

Naslov: Nove tehnike linearizacije senzora bazirane na primeni dvostepenih A/D konvertora

Rezime: U sklopu svakog mernog sistema postoji blok za kondicioniranje signala sa izlaza senzora koji pored ostalih funkcija vrši i linearizaciju statičke prenosne funkcije senzora u cilju generisanje mernih rezultata visoke tačnosti. Ukoliko je senzor nelinearan, razlika između merene i tačne vrednosti parametra koji se meri, tj. greška merenja može biti velika. U okviru disertacije su sa ciljem smanjenja greške merenja NTC termistora i senzora ugaone pozicije predložene nove tehnike linearizacije koje se baziraju na primeni dvostepenih A/D konvertora. Originalnost predloženih tehnika se ogleda u jedinstvenim kombinacijama analognih linearizacionih kola prilagođenih NTC termistoru i sensorima ugaone pozicije i dvostepenog A/D konvertora. Prvi stepen dvostepenog A/D konvertora predstavlja deo-po-deo linearni fleš A/D konvertor, a drugi stepen linearni fleš A/D konvertor. Zahvaljujući tome što se linearizacija i digitalizacija obavljaju istovremeno štedi se na vremenu obrade signala, potrošnji energije, kompleksnosti i ceni izrade kola.

U zavisnosti od rezolucija fleš A/D konvertora, maksimalna apsolutna greška merenja za NTC termistor NTSD0XV103FE1B0, proizvođača Murata, može biti svedena na vrednost od 0.001°C u opsegu od 10 do 40°C . Takođe, primenom predložene tehnike linearizacije maksimalna apsolutna greška merenja ugaone pozicije može biti smanjena i do 1000 puta u odnosu na slučaj kada se predloženo kolo za linearizaciju ne koristi.

Važni zahtevi koji se nameću pri projektovanju kola za linearizaciju su minimizacija kompleksnosti kola i njegove potrošnje. U disertaciji je dat doprinos i na tom polju, jer je razvijen novi metod povećanja rezolucije dvostepenog A/D konvertora za 1 bit po stepenu konverzije dodavanjem samo jednog komparatora po stepenu konverzije, dok rezolucije fleš A/D konvertora ostaju nepromenjene. To je značajan doprinos, jer povećanje rezolucije fleš A/D konvertora za 1 bit dovodi do dupliranja broja komparatora koji ga čine.

Naučna oblast
Naučna disciplina:

Elektrotehnika i računarstvo

Metrologija i merna tehnika

Ključne reči:	linearizacija senzora, NTC termistor, senzori ugaone pozicije, greška merenja, dvostepeni A/D konvertori, energetska efikasnost
UDK:	(681.586+621.317):681.325.3AD
CERIF klasifikacija:	T 110 Instrumentaciona tehnologija
Tip licence Kreativne zajednice:	CC BY-NC-ND

Data on Doctoral Dissertation

Doctoral Supervisor: Prof. dr. Dragan Denić, Full Professor, University of Niš, Faculty of Electronic Engineering

Title: New techniques for sensor linearization based on the application of two-stage A/D converters

Each measuring system contains a conditioning block, which performs, along with other functions, linearization of the sensor static transfer function in order to provide generation of highly accurate measurement results. If the sensor is nonlinear, the difference between measured and true value of the parameter being measured, i.e. measurement error can be very high. The aim of the doctoral dissertation is measurement error reduction of an NTC thermistor and angular position sensors, which is accomplished by employing novel sensor linearization techniques based on the application of two-stage ADCs. The originality of proposed techniques is reflected in unique combinations of analog linearization circuits, customized especially for linearization of NTC thermistor and angular position sensors, and the two-stage ADC. In the first stage of the two-stage ADC a piecewise linear flash ADC is employed, while in the second stage linear flash ADC is exploited. Due to the fact that linearization and digitalization are performed simultaneously, the savings in processing time, power consumption, linearization circuit complexity and production costs are governed.

Abstract: Depending on flash ADCs' resolutions, the maximal absolute measurement error for NTC thermistor NTSD0XV103FE1B0, manufactured by Murata, can be reduced to the value of 0.001°C in the temperature range from 10 to 40°C. Also, using the proposed linearization technique maximal absolute measurement error of the angular position can be reduced by 1000 times in comparison to the case when the proposed linearization circuit is not employed.

Important requirements that need to be taken into consideration when designing of the linearization circuit is performed are minimization of the circuit complexity and of its consumption. The dissertation gives the contribution in this field as well since a novel method for the resolution increase by 1 bit per conversion stage of the two-stage piecewise linear ADC is proposed. This method implies that the resolution increase by 1 bit per conversion stage can be performed by introducing one additional comparator in front of each flash ADC, while the flash ADCs' resolutions remain unchanged. This is a significant contribution since the resolution increase of the flash ADC by 1 bit doubles the number of comparators that are composing it.

Scientific Field:	Electrical Engineering and Computer Science
Scientific Discipline:	Metrology and measurement technique
Key Words:	sensor linearization, NTC thermistor, angular position sensors, measurement error, two-stage A/D converters, energy efficiency
UDC:	(681.586+621.317):681.325.3AD
CERIF Classification:	T110 Instrumentation technology
Creative Commons License Type:	CC BY-NC-ND

I Autor	
Ime i prezime	Jelena R. Jovanović
Datum i mesto rođenja	31.08.1984. god., Prokuplje
Sadašnje zaposlenje	Univerzitet u Nišu Elektronski fakultet, Niš Katedra za merenja
II Doktorska disertacija	
Naslov	Nove tehnike linearizacije senzora bazirane na primeni dvostepenih A/D konvertora
Broj stranica	174
Broj slika	62
Broj tabela	12
Broj bibliografskih jedinica	111
Ustanova i mesto gde je disertacija urađena	Univerzitet u Nišu Elektronski fakultet, Niš
III Ocena i odbrana	
Datum prijave teme disertacije	20.10.2015. god.
Datum javne prezentacije teme za doktorsku disertaciju	29.12.2015. god.
Broj odluke i datum prihvatanja teme disertacije	NSV broj 8/20-01-001/16-041, 17.02.2016. god.
Komisija za ocenu podobnosti teme doktorske disertacije	1. Dragan Denić, redovni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet 2. Dragan Radenković, redovni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet 3. Dragan Živanović, vanredni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet 4. Željko Đurović, redovni profesor, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet
Komisija za odbranu doktorske disertacije	1. Dragan Denić, redovni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet 2. Dragan Radenković, redovni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet 3. Dragan Živanović, vanredni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet 4. Željko Đurović, redovni profesor, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet
Datum odbrane:	

Zahvalnica

Koristim ovu priliku da se zahvalim svom mentoru prof. dr Draganu Deniću na datim savetima prilikom realizacije i pisanja doktorske disertacije.

Zahvaljujem se i ostalim kolegama sa Katedre za merenja na pruženoj pomoći i razumevanju.

Posebnu zahvalnost dugujem svojim roditeljima, sestri, suprugu i ćerki Anđeliji na velikom razumevanju, neizmernoj pomoći i stalnom podstreku.

Autor

Maj, 2016.

SADRŽAJ

UVOD	1
1. SENZORI: PRIMENA I KARAKTERISTIKE	7
1.1 Princip rada senzora i njihova primena	7
1.2 Statičke karakteristike senzora	11
1.2.1 Prenosna funkcija	11
1.2.1.1 Kalibracija	12
1.2.1.2 Funkcijske aproksimacije	15
1.2.1.3 Aproksimacije polinomima	17
1.2.1.4 Deo-po-deo linearna aproksimacija.....	18
1.2.1.5 Splajn interpolacija	19
1.2.2 Linearnost/nelinearnost	20
1.2.3 Histerezis	22
1.2.4 Osetljivost.....	23
1.2.5 Rezolucija.....	24
1.2.6 Preciznost	24
1.2.7 Tačnost	25
1.2.8 Greška merenja.....	29
1.2.9 Minimalni signal koji se može detektovati	29
1.2.10 Selektivnost	29
1.2.11 Šum.....	29
1.2.12 Drift	30
1.2.13 Ponovljivost.....	30
1.2.14 Reproductivnost	31
1.2.15 Stabilnost.....	31
1.2.16 Vreme odziva	31
1.2.17 Dinamički opseg.....	31
1.2.18 Ofset	32
1.2.19 Zasićenje.....	32
1.2.20 Propusni opseg	33

2. PREGLED POSTOJEĆIH TEHNIKA LINEARIZACIJE SENZORA	35
2.1 Analogne tehnike linearizacije	36
2.2 Digitalne tehnike linearizacije	38
2.3 Mešovite tehnike linearizacije	42
2.4 Zaključci	43
3. NELINEARNI A/D KONVERTORI: ARHITEKTURE I PRIMENA	44
3.1 Linearni A/D konvertori	44
3.2 Nelinearni A/D konvertori.....	47
3.2.1 Floating-point konvertori	51
3.2.2 Logaritamski A/D konvertori	55
3.2.2.1 Logaritamski protočni (<i>pipeline</i>) konvertori	56
3.2.2.2 Dvostepeni logaritamski konvertori	57
3.2.3 Deo-po-deo linearni A/D konvertori	59
3.2.4 A/D konvertori sa nadodmeravanjem	62
3.2.4.1 Delta konvertori	62
3.2.4.2 Sigma-delta konvertori	64
3.2.5 A/D konvertori na bazi impulsno-širinske modulacije	65
3.2.5.1 Modifikovani integracioni A/D konvertor.....	65
3.2.5.2 Impulsno-širinska prosečna aproksimacija.....	68
3.2.6 A/D konvertori sa primenom look-up tabele.....	69
3.2.7 Zaključci.....	70
4. PRIMENA DVOSTEPENIH DEO-PO-DEO LINEARNIH A/D KONVERTORA ZA LINEARIZACIJU SENZORA	72
4.1 Primene deo-po-deo linearnih A/D konvertora	72
4.2 Arhitektura dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora	73
4.2.1 Arhitektura fleš A/D konvertora	75
4.2.2 Princip rada dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora koji se koristi za linearizaciju senzora	77
4.2.3 Programiranje prenosne funkcije deo-po-deo linearnog A/D konvertora koji se koristi za linearizaciju senzora.....	79
5. NOVA TEHNIKA LINEARIZACIJE NTC TERMISTORA BAZIRANA NA PRIMENI DVOSTEPENOG A/D KONVERTORA	82
5.1 Matematički model NTC termistora.....	85
5.2 Linearizacija NTC termistora primenom serijsko-paralelnog razdelnika napona i dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora	88

5.2.1	Rezultati simulacija i njihova analiza.....	94
5.2.2	Zaključci.....	104
6.	NOVA TEHNIKA LINEARIZACIJE SENZORA UGAONE POZICIJE BAZIRANA NA PRIMENI DVOSTEPENOG A/D KONVERTORA	106
6.1	Opis i performanse predložene tehnike linearizacije senzora ugaone pozicije	109
6.1.1	Rezultati sprovedenih simulacija u softverskom paketu LabVIEW	114
6.1.2	Zaključci.....	122
6.2	Kolo za linearizaciju senzora ugaone pozicije sa dvostepenim deo-po-deo linearnim A/D konvertorom kompaktnog dizajna	123
6.2.1	Diskutovanje rezultata dobijenih simulacijom kompaktnijeg rešenja kola za linearizaciju senzora ugaone pozicije	127
6.2.2	Zaključci.....	133
6.3	Energetski efikasna metoda za povećanje rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora.....	133
6.3.1	Opis predložene metode za povećanje rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora	134
6.3.2	Numerički rezultati.....	144
6.3.3	Zaključci.....	146
	ZAKLJUČAK.....	148
	LITERATURA	154
	BIOGRAFIJA AUTORA	165
	SPISAK REFERENCI AUTORA.....	166

Lista skraćenica:

A/D - Analog-to-digital

ADM - Adaptive Delta Modulation

ANS-DM - Adaptive Nonuniform Sampling Delta Modulation

COTS - Commercial Off-The-Shelf

CVSD - Continuously Variable Slope Delta Modulation

CT - Continuous Time

D/A - Digital-to-Analog

DVSD - Discretely Variable Slope Delta Modulation

DSP - Digital Signal Processor

DT - Discrete Time

EPROM - Erasable programmable read only memory

FPGA - Field-Programmable Gate Array

FS - Full Scale

LIDAR - Light Detection and Ranging

LSB - Least Significant Bit

MUX - Multiplexer

MSB - Most Significant Bit

NS-DM - Nonuniform Sampling Delta Modulation

OSR - Oversampling Ratio

PWM - Pulse Width Modulation

ROM - Read Only Memory

SNR - Signal-to-Noise Ratio

VGA - Variable Gain Amplifier

Lista slika:

Slika 1.1. Senzor može da obuhvata više pretvarača. x_1 , x_2 i x_3 predstavljaju različite oblike energije. Poslednji blok je direktni senzor koji generiše električni signal e , [1].....	8
Slika 1.2. Senzori u sistemu za akviziciju podataka. Senzor 1 je beskontaktni, senzori 2 i 3 su pasivni, senzor 4 je aktivan, i senzor 5 je u odnosu na akvizicioni sistem unutrašnji, [1].....	9
Slika 1.3. Načini kalibracije termistora: a) brušenjem materijala termistora, b) trimovanjem referentnog otpornika, c) proračunom prenosne funkcije, [1].	14
Slika 1.4. Deo-po-deo linearna aproksimacija nelinearne funkcije, [1].	18
Slika 1.5. Razlika između realne i idealne prenosne funkcije kao greška nelinearnosti.	20
Slika 1.6. a) Linearne aproksimacije nelinearne prenosne funkcije; b) Nezavisna linearnost.	21
Slika 1.7. Kriva histerezisa.	23
Slika 1.8. a) Prenosna funkcija, b) granice tačnosti. Greška je izražena u jedinicama merene ulazne veličine, [1].....	26
Slika 1.9. Idealna prenosna funkcija i prikaz greške osetljivosti, dinamičkog opsega i greške ofseta.	32
Slika 1.10. Prenosna funkcija sa zasićenjem.	33
Slika 2.1. Ilustracija principa linearizacije.....	37
Slika 2.2. Postupak linearizacije nelinearne funkcije prenosa senzora pomoću look-up tabele, [27].....	39
Slika 3.1. Funkcije koje sadrži A/D konvertor, [27].....	44
Slika 3.2. a) Funkcija prenosa 3-bitnog A/D konvertora, b) greška kvantizacije, [27].	45
Slika 3.3. Poređenje različitih oblika kvantizacionih funkcija.	49
Slika 3.4. Arhitektura 1 dvostepenog A/D konvertora.	49
Slika 3.5. Arhitektura 2 dvostepenog A/D konvertora.	50
Slika 3.6. Blok dijagram floating-point A/D konvertora, tj. A/D konvertora sa pokretnim zarezom.	51
Slika 3.7. Poređenje 10-bitnog i 15-bitnog linearnog A/D konvertora sa floating-point A/D konvertorom sa 10-bitnom mantisom i 5-bitnim eksponentom.	53

Slika 3.8. Normalizovana logaritamska funkcija konverzije.....	56
Slika 3.9. Transformacije iz linearnog u logaritamski domen.....	57
Slika 3.10. Logaritamski protočni A/D konvertor.....	57
Slika 3.11. Dvostepeni logaritamski A/D konvertor.....	58
Slika 3.12. Deo-po-deo linearni A/D konvertor.....	60
Slika 3.13. Deo-po-deo linearna aproksimacija neke proizvoljne funkcije.....	61
Slika 3.14. Deo-po-deo linearna aproksimacija logaritamske funkcije.....	61
Slika 3.15. Delta A/D konvertor.....	63
Slika 3.16. Sigma-delta A/D konvertor.....	64
Slika 3.17. Nelinearni A/D konvertor na bazi impulsno-širinske modulacije.....	66
Slika 3.18. Integracioni napon za linearnu, kvadratnu i kubnu prenosnu funkciju, [8].....	66
Slika 3.19. A/D konvertor sa mikrokontrolerom ili DSP procesorom i na bazi impulsno-širinske modulacije.....	68
Slika 3.20. Jednostavno rešenje A/D konvertora sa look-up tabelom.....	69
Slika 3.21. Optimizovano rešenje A/D konvertora sa look-up tabelom.....	70
Slika 4.1. Blok šema dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ukupne rezolucije (N_1+N_2) -bita.....	75
Slika 4.2. Fleš A/D konvertor.....	76
Slika 4.3. Električna šema dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ukupne rezolucije $(2+8)$ -bita.....	77
Slika 4.4. Prenosna funkcija 10-bitnog dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora.....	78
Slika 4.5. Grafički prikaz načina na koji se određuje prenosna funkcija deo-po-deo linearnog A/D konvertora.....	79
Slika 5.1. Zavisnost otpornosti od temperature za NTC termistor NTSD0XV103FE1B0.....	87
Slika 5.2. Konverzija serijskog razdelnika napona (levo) sa nestandardnim napajanjem E_1 u serijsko-paralelni razdelnik napona (desno) sa standardnim naponskim izvorom $E_2 = 5V$	88
Slika 5.3. a) Kvazi-linearan napon $U_2(T)$ koji se dovodi na ulaz dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora; b) nelinearna funkcija inverzna zavisnosti $U_2(T)$	91
Slika 5.4. Električna blok šema predloženog kola za linearizaciju NTC termistora sa 10-bitnim dvostepenim deo-po-deo linearnim A/D konvertorom.....	92
Slika 5.5. Deo-po-deo linearna aproksimacija idealne prenosne funkcije 2-bitnog fleš A/D konvertora iz prvog stepena, sa break naponima V_1 , V_2 i V_3	92
Slika 5.6. Blok dijagram sub-VI za proračun Steinhart-Hart parametara A, B i C.....	94
Slika 5.7. Blok dijagram sub-VI za generisanje napona $U_2(T)$	95

Slika 5.8. Deo celokupnog blok dijagrama koji simulira prvi i drugi stepen A/D konverzije, nakon što su break naponi određeni.	95
Slika 5.9. Prenosna funkcija celog mernog sistema i apsolutna greška merenja [$^{\circ}\text{C}$] za temperaturni opseg od -25 do 75°C : a) pre linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=0$ bita, $N_2=16$ bita); b) nakon linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=6$ bita, $N_2=10$ bita).....	99
Slika 5.10. Prenosna funkcija celog mernog sistema i apsolutna greška merenja [$^{\circ}\text{C}$] za temperaturni opseg od -15 do 65°C : a) pre linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=0$ bita, $N_2=16$ bita); b) nakon linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=6$ bita, $N_2=10$ bita).....	100
Slika 5.11. Prenosna funkcija celog mernog sistema i apsolutna greška merenja [$^{\circ}\text{C}$] za temperaturni opseg od 0 do 50°C : a) pre linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=0$ bita, $N_2=16$ bita); b) nakon linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=6$ bita, $N_2=10$ bita).....	101
Slika 5.12. Prenosna funkcija celog mernog sistema i apsolutna greška merenja [$^{\circ}\text{C}$] za temperaturni opseg od 10 do 40°C : a) pre linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=0$ bita, $N_2=16$ bita); b) nakon linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=6$ bita, $N_2=10$ bita).....	102
Slika 6.1. a) Kolo za generisanje pseudo-linearnog signala, b) Pseudo-linearni signal sastavljen od najlinearnijih segmenata $\sin(x)$ i $\cos(x)$ signala.....	110
Slika 6.2. Električna šema predloženog kola za linearizaciju senzora ugaone pozicije.	112
Slika 6.3. a) Prednji panel virtuelnog instrumenta koji simulira linearizovan merni sistem za određivanje ugaone pozicije, b) Blok dijagram virtuelnog instrumenta.	115
Slika 6.4. Blok dijagram sub-VI instrumenta za generisanje pseudo-linearnog signala.	116
Slika 6.5. Prenosna funkcija celog mernog sistema i apsolutna greška merenja: a) Za opseg od 0 do $\pi/2$ [rad], bez i jedne faze linearizacije, $N_2=16$ bita, b) Za opseg od 0 do $\pi/2$ [rad], $N_1=2$ bita i $N_2=14$ bita, c) Za opseg od 0 do $\pi/2$ [rad], $N_1=4$ bita i $N_2=12$ bita, d) Sa kolom za generisanje pseudo-linearnog signala i bez linearizacije u A/D konvertoru, $N_2=16$ bita, e) Sa kolom za generisanje pseudo-linearnog signala, $N_1=2$ bita i $N_2=8$ bita, f) Sa kolom za generisanje pseudo-linearnog signala, $N_1=4$ bita i $N_2=12$ bita.	118
Slika 6.6. 4-bitni dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor upotrebljen za linearizaciju pseudo-linearnog signala, [11].	125
Slika 6.7. Prednji panel virtuelnog instrumenta koji simulira rad linearizacionog kola kompaktnog dizajna i manje potrošnje energije.....	128

Slika 6.8. Prenosna funkcija celokupnog mernog sistema i apsolutna greška merenja [rad], kada je: a) $2N=4$ bita, b) $2N=8$ bita, c) $2N=12$ bita, d) $2N=16$ bita.....	132
Slika 6.9. Konvencionalni dizajn dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora rezolucije 12-bitna (prikaz oba stepena konverzije).	136
Slika 6.10. Prikaz predloženog dizajna prvog stepena konverzije, rezolucije (1+2)-bita.	137
Slika 6.11. Prikaz predloženog dizajna drugog stepena konverzije, rezolucije (1+8)-bita. ..	137
Slika 6.12. a) Prenosna funkcija senzora ugaone pozicije, $\sin(x)$, b) Deo-po-deo linearna aproksimacija funkcije $\arcsin(x)$ kao prenosne funkcije 3-bitnog deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora iz prvog stepena konverzije, i sa break naponima V_i	139

Lista tabela:

Tabela 3.1. Metode A/D konverzije, [27].	46
Tabela 3.2. Floating-point konvertori, [8].	54
Tabela 3.3. Logaritamski konvertori, [8].	58
Tabela 3.4. Deo-po-deo linearni A/D konvertori, [8].	62
Tabela 3.5. Nelinearni sigma-delta A/D konvertori, [8].	65
Tabela 5.1. Maksimalna apsolutna greška merenja u [°C] za slučajeve kada u linearizaciji NTC termistora ne učestvuje i kada učestvuje dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor.	97
Tabela 5.2. Nelinearnost NTC termistora u [%] za slučajeve kada u linearizaciji NTC termistora ne učestvuje i kada učestvuje dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor.	97
Tabela 6.1. Signali u različitim tačkama kola za generisanje pseudo-linearnog signala.	112
Tabela 6.2. Nelinearnost δx [%] i maksimalna apsolutna greška Δx_{\max} [rad] u zavisnosti od primenjenih faza linearizacije i rezolucija prvog i drugog stepena A/D konverzije.	120
Tabela 6.3. Broj primenjenih komparatora u zavisnosti od rezolucije i dizajna dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora.	129
Tabela 6.4. Maksimalna apsolutna greška [rad] i nelinearnost [%] u zavisnosti od rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora.	130
Tabela 6.5. Parametri dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora u zavisnosti od rezolucija N_1 i N_2 i primenjenog metoda za povećanje rezolucije.	145

UVOD

Senzor je merni pretvarač koji konvertuje određeni fizički parametar u električni signal (napon, struju ili naelektrisanje) i predstavlja jednu od osnovnih komponenti svakog mernog instrumenta ili mernog sistema koji se koristi za merenje ili kontrolu u industriji i nauci [1-4]. Industrijskim primenama odgovaraju senzori velike osetljivosti i rezolucije, kao i senzori sa visokim stepenom linearnosti statičke prenosne funkcije (zavisnost izlaza senzora od ulaznog parametra koji se meri). Sve veća upotreba digitalnih instrumenata pooštrila je zahteve u pogledu linearnosti prenosne funkcije senzora zbog njenog uticaja na tačnost merenja. Usled odstupanja prenosne funkcije od idealne prave linije, koja je monotono rastuća funkcija, dolazi do pojave greške u merenju, odnosno odstupanja izmerene od stvarne vrednosti merenog parametra. Nelinearnost senzora utiče na rezultat merenja tako što pri jednakim promenama merene veličine dolazi do nejednakih promena izlaznog električnog signala. Ponekad su promene u izlaznom signalu toliko male da ih može maskirati šum ili distorzija signala. Dakle, iako je došlo do značajnije promene merene veličine ona neće biti detektovana jer nije detektovana promena izlaznog signala senzora.

Pomenuta greška merenja se može smanjiti ili eliminisati primenom neke od postojećih tehnika linearizacije senzora [5-7]. Dosad je predložen veliki broj tehnika linearizacije koje se mogu podeliti u tri osnovne grupe: analogne (pre A/D konverzije), digitalne (nakon A/D konverzije) i mešovite tehnike linearizacije (tokom A/D konverzije) [5]. U najmlađe tehnike upravo spadaju one kojima se linearizacija senzora, kao i digitalizacija njihovog analognog izlaza, obavlja istovremeno u samom A/D konvertoru. Ovo su specijalni, tzv. nelinearni A/D konvertori, čija je prenosna funkcija, u idealnom slučaju, inverzna prenosnoj funkciji senzora. Na taj način nelinearnost A/D konvertora kompenzuje nelinearnost senzora [8]. U najvećem broju radova za linearizaciju senzora predlažu se dvostepeni A/D konvertori sačinjeni od dva A/D konvertora fleš tipa [8-11]. S druge strane,

umesto dvostepenih A/D konvertora za linearizaciju je moguće koristiti i jedan A/D konvertor sa sukcesivnim aproksimacijama ili jedan A/D konvertor sa dvostrukim nagibom [12, 13]. Na izbor A/D konvertora utiču njegove performanse kao što su brzina i rezolucija, i poznato je da su fleš A/D konvertori najbrži i da mogu imati visoku rezoluciju, uz jedan veliki nedostatak koji predstavlja velika potrošnja energije.

Pregled, poređenje i klasifikacija postojećih tehnika linearizacije dati su u [5]. Nešto više o analognim tehnikama linearizacije senzora sa eksponencijalno-opadajućom prenosnom funkcijom može se naći u referenci [6]. U radu [7] prikazane su dve realizacije kola za linearizaciju senzora na bazi A/D konvertora. Dizajn A/D konvertora adaptiran je za linearizaciju negativne (eksponencijalno-opadajuće) i pozitivne (eksponencijalno-rastuće) nelinearnosti, posebno. Pregled svih nelinearnih A/D konvertora, kao i mogućnosti njihove primene za linearizaciju senzora detaljno su diskutovani u [8]. U radovima [9], [10] i [11] opisane su realizacije specijalne grupe nelinearnih A/D konvertora, tzv. deo-po-deo linearnih A/D konvertora. Preciznije, reč je o dvostepenim realizacijama A/D konvertora koji se mogu podesiti tako da vrše linearizaciju različitih tipova senzora zahvaljujući programabilnosti deo-po-deo linearne prenosne funkcije A/D konvertora koji se koristi u prvom stepenu konverzije. U većini slučajeva u oba stepena konverzije se koriste A/D konvertori fleš tipa. Primer linearizacije senzora primenom A/D konvertora sa sukcesivnim aproksimacijama prikazan je u [12]. Za razliku od rešenja prikazanih u [9], [10] i [11], u radu [12] prenosna funkcija A/D konvertora nije inverzna prenosnoj funkciji senzora već je samo njena deo-po-deo linearna aproksimacija. U radu [13] je predložena linearizacija senzora primenom nelinearnog A/D konvertora baziranog na impulsno-širinskoj modulaciji. I u ovom slučaju je moguće programirati prenosnu funkciju A/D konvertora tako da se njime može izvršiti linearizacija različitih tipova senzora. Za razliku od svih prethodno navedenih hardverskih tehnika, linearizacija senzora se može izvršiti primenom softverski baziranih tehnika. Tako je u radu [14] predložena linearizacija senzora primenom veštačke neuronske mreže. Takođe, linearizaciju je moguće izvršiti primenom analognih ili digitalnih kola bez upotrebe A/D konvertora. Tako je u radovima [15], [16], [17] i [18] predloženo više tehnika linearizacije rezolvera ugaonog položaja od kojih nijedna ne uključuje A/D konvertor. Slično je i u radovima [19] i [20], gde se linearizacija NTC termistora obavlja primenom Vitstonovog

mosta ili serijsko-paralelnog razdelnika napona [19], odnosno primenom kola koje kombinuje serijsko-paralelni delitelj napona sa operacionim pojačavačem [20]. U radu [21], linearizacija NTC termistora izvršena je primenom invertujućeg pojačavača. Kombinacija logaritamskog pojačavača koji kompenzuje eksponencijalnu prirodu prenosne funkcije NTC termistora i A/D konvertora sa dvostrukim nagibom predstavljena je u radu [22].

U disertaciji je najviše pažnje posvećeno razvoju novih tehnika linearizacije koje koriste analogna kola za delimičnu linearizaciju senzora koja se zatim nastavlja u dvostepenom deo-po-deo linearnom A/D konvertoru. Analizirane su mogućnosti da se kompleksnost kola za linearizaciju smanji u cilju smanjenja potrošnje energije, ali i troškova izrade samog kola. Neke od tehnika uštede energije koje su primenjene na fleš A/D konvertore izložene su u radovima [23], [24] i [25]. Autori rada [26] pokazali su da se pod određenim uslovima (rezolucija, brzina konverzije, vrednost napajanja i tehnika izrade) kombinacija fleš i A/D konvertora sa sukcesivnim aproksimacijama pokazala kao ekonomičnija u pogledu potrošnje energije u poređenju sa kombinacijom dva fleš A/D konvertora.

U disertaciji se, dakle, predlaže rešenje prethodno izloženog problema (velika greška merenja prouzrokovana nelinearnošću statičke prenosne funkcije senzora) u vidu novih tehnika za linearizaciju različitih tipova senzora koje se baziraju na primeni dvostepenih A/D konvertora. U cilju sticanja preglednijeg uvida u sadržinu i postignute rezultate, odnosno sam doprinos disertacije, u nastavku će ukratko biti izložena sadržina disertacije, i značaj svakog poglavlja.

U prvom poglavlju disertacije definisan je pojam senzora i opisan je princip rada senzora, nabrojani su načini njihove primene, ali je akcenat stavljen pre svega na definicije statičkih karakteristika senzora. Od navedenih karakteristika u nastavku disertacije će se najčešće susretati pojam statičke prenosne funkcije senzora, apsolutna greška merenja i nelinearnost senzora. Osim pomenutih karakteristika, posebna pažnja u okviru prvog poglavlja biće posvećena uticaju nelinearnosti statičke prenosne funkcije senzora na grešku merenja. Na osnovu vrednosti apsolutne greške merenja, izražene u jedinicama merene veličine, i nelinearnosti senzora, izražene u procentima pune skale, vršiće se procena efikasnosti tehnika linearizacije koje se predlažu u disertaciji. Takođe, navedene su metode

aproksimacije statičke funkcije prenosa senzora na osnovu rezultata kalibracije, tj. kada matematički izraz za prenosnu funkciju senzora nije poznat pre početka linearizacije. Za tipove senzora koji se linearizuju primenom tehnika predloženih u disertaciji, statička prenosna funkcija je unapred poznata, tj. predstavljena je poznatim matematičkim modelom ili izrazom.

Pravilan izbor tehnike linearizacije ima veliki uticaj na performanse mernog sistema. Dakle, jako je važno poznavati koje se mogućnosti, tj. rešenja nude kada je reč o problemima prouzrokovanim nelinearnošću statičke prenosne funkcije senzora. Prvi i osnovni problem je svakako greška merenja, koja je utoliko veća što je nelinearnost senzora izraženija. Takođe, prisustvo nelinearnih senzora u sistemima upravljanja i kontrole predstavlja uzrok ekscesivnih oscilacija, pri čemu i samo projektovanje ovih sistema postaje značajno kompleksnije ukoliko se mora uzeti u obzir prisustvo nelinearnih senzora. Činjenica je da je do danas predloženo mnoštvo tehnika linearizacije, koje se razlikuju i po performansama i po aplikacijama za koje su namenjene. U skladu sa primenom senzora i formatom signala koji se zahteva, tehnike linearizacije se dele u tri grupe: analogne, digitalne i mešovite. Analogne tehnike se baziraju na primeni analognih pasivnih i aktivnih kola, što znači da i nakon njihove primene signal ostaje u analognom formatu. Ako je potrebno imati signal u digitalnom formatu, a poznato je da je lakše obraditi ga upravo u tom formatu, koriste se digitalne tehnike linearizacije. Poslednju grupu čine tehnike linearizacije i digitalizacije signala istovremeno, dakle linearizacija senzora se ne obavlja ni pre ni nakon A/D konverzije, već tokom A/D konverzije. Pregled dosad razvijenih tehnika, kao i njihove prednosti i nedostaci izloženi su u drugom poglavlju disertacije. Konkretno, tehnike linearizacije predložene u ovoj disertaciji ne mogu se svrstati ni u jednu od ovih grupa, jer predstavljaju kombinaciju tehnika iz analogne i mešovite grupe tehnika. Ovo je istovremeno odraz originalnosti sprovedenih istraživanja i postignutih rezultata.

U osnovi linearizacije primenom A/D konvertora leži činjenica da je statička prenosna funkcija A/D konvertora, u idealnom slučaju, inverzna funkcija prenosne funkcije senzora. Takve A/D konvertore nazivamo nelinearnim. Pregled i oblasti primene najrazličitijih arhitektura nelinearnih A/D konvertora izloženi su u trećem poglavlju disertacije. U pomenutu grupu A/D konvertora spadaju sledeći: floating-point konvertori, logaritamski A/D

konvertori, logaritamski protočni (*pipeline*) konvertori, dvostepeni logaritamski konvertori, deo-po-deo linearni A/D konvertori, A/D konvertori sa nadodmeravanjem, delta konvertori, sigma-delta konvertori, A/D konvertori na bazi impulsno-širinske modulacije, modifikovani integracioni A/D konvertori, A/D konvertori sa primenom look-up tabele. Od svih navedenih kategorija, u detaljno razmatranje su uzeti dvostepeni A/D konvertori koji u prvom stepenu imaju deo-po-deo linearni A/D konvertor. Dakle, u disertaciji se kao predstavnik mešovite grupe tehnika linearizacije koristi dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor, sa linearnim drugim stepenom konverzije. Ovoj grupi konvertora posvećeno je posebno, četvrto poglavlje, disertacije.

U najvećem broju slučajeva, deo-po-deo linearni A/D konvertor se realizuje kao fleš A/D konvertor čiju lestvičastu mrežu otpornika, za podešavanje referentnih napona komparatora, čine promenljivi otpornici međusobno različitih otpornosti. Zašto je važno da se vrednosti otpornosti razlikuju, detaljno je objašnjeno u petom i šestom poglavlju disertacije koja su posvećena konkretnim primenama i postignutim rezultatima primene predloženih tehnika linearizacije.

Konkretno, u petom poglavlju disertacije je linearizovan NTC termistor koji ispoljava eksponencijalni oblik nelinearnosti, primenom kombinacije serijsko-paralelnog razdelnika napona i dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora. Prvo linearizaciono kolo je analogno, tj. na njegovom izlazu se i dalje nalazi naponski signal koji je delimično linearizovan, zbog čega se naziva kvazi-linear. Simulacija mernog sistema koji obuhvata NTC termistor, serijsko-paralelni razdelnik napona i oba stepena A/D konverzije izvršena je primenom softverskog paketa LabVIEW [27]. Takođe, disertacija obuhvata ispitivanje uticaja na vrednost greške merenja obe faze linearizacije posebno.

Na sličan način je organizovano i šesto poglavlje disertacije koje je posvećeno linearizaciji senzora ugaone pozicije, primenom kombinacije specijalnog analognog kola, koje generiše pseudo-linear napon i dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora, koji ga dalje linearizuje. U sklopu ovog poglavlja, predložena je primena kompaktnijeg dizajna dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora. Reč je o energetski efikasnom rešenju dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora koje se bazira na ideji da se oba stepena A/D konverzije izvode primenom jednog fleš A/D konvertora sa dve različite lestvičaste

mreže otpornika. Takođe, kao rezultat originalnog rada i istraživanja u oblasti linearizacije senzora primenom dvostepenih A/D konvertora, razvijena je nova metoda za povećanje rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora koja omogućava da isti, iako veće rezolucije, ima visoku ekonomičnost u pogledu potrošnje energije, manju kompleksnost i nižu cenu izrade. To je moguće zahvaljujući tome što predložena metoda omogućava povećanje rezolucije za 1 bit po stepenu A/D konverzije dodavanjem jednog komparatora po stepenu A/D konverzije, dok rezolucije fleš A/D konvertora ostaju nepromenjene. S druge strane, povećanje rezolucije svakog od stepena A/D konverzije za po 1 bit povećanjem rezolucija fleš A/D konvertora za po 1 bit, dovodi do dupliranja broja komparatora u svakom od stepena. Detalji i rezultati ispitivanja i upoređivanja ove metode za povećanje rezolucije sa konvencionalnom (povećavanjem rezolucija fleš A/D konvertora), dati su na kraju šestog poglavlja disertacije. Na kraju petog i šestog poglavlja dati su numerički rezultati i izvedeni su zaključci nakon sprovedenih analiza rezultata i nakon njihove komparacije sa rezultatima primene postojećih tehnika linearizacije razmatranih senzora.

Dakle, u disertaciji se predlažu nove tehnike linearizacije NTC termistora i senzora ugaone pozicije čija se originalnost ispoljava kroz jedinstvenu kombinaciju dve tehnike linearizacije koje pripadaju različitim grupama: analognoj i mešovitoj grupi tehnika. Za linearizaciju senzora se prvo primenjuje analogno kolo specijalne namene razvijeno isključivo za primenu sa određenim tipom senzora, dok se druga faza linearizacije obavlja u kolu opšte namene iz mešovite grupe tehnika, tj. u dvostepenom deo-po-deo linearnom A/D konvertoru. Takođe, kao rezultat rada na razvoju energetski efikasnih i kompaktnijih rešenja dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora, predložena je primena dva rešenja, od kojih jedno omogućava postizanje velikih rezolucija po cenu neznatnog povećanja kompleksnosti kola.

Doprinos disertacije predstavljaju rezultati postignuti primenom predloženih tehnika linearizacije, odnosno efikasnost ovih tehnika u pogledu smanjenja greške merenja i popravljivanja linearnosti senzora, tj. mernog sistema u okviru koga se koriste. S obzirom na to da se istovremeno sa linearizacijom senzora obavlja i digitalizacija rezultata merenja, reč je o jednoj energetski efikasnoj tehnici, čijom se primenom štedi na vremenu obrade, tj. vremenu propagacije signala kroz kolo, prostoru koje kolo zauzima na integrisanoj pločici, i na kraju ne manje važno, troškovima njegove izrade.

1. SENZORI: PRIMENA I KARAKTERISTIKE

1.1 Princip rada senzora i njihova primena

Senzor predstavlja elektronsku komponentu koja meri vrednost ili detektuje promenu vrednosti neke fizičke veličine konvertujući je pritom u električni signal. Drugim rečima, senzori prevode aspekte fizičke realnosti u reprezentacije obradive od strane elektronskih kola i razumljive računaru [1].

Senzor se često opisuje kao “uređaj koji prima i reaguje na signal ili pobudu”. Međutim, ovo je isuviše opšta definicija. Senzori koji se koriste u sistemima koje su napravili ljudi moraju “govoriti isti jezik” kao uređaji sa kojima su povezani unutar tih sistema. Ovaj jezik je elektronski po svojoj prirodi, pa i senzor mora biti sposoban da odgovori u obliku električnog signala (informacije se prenose posredstvom kretanja elektrona). Dakle, mora se omogućiti da senzor sa elektronskim sistemom, kakav je računar, bude povezan električnim provodnicima, tj. žicama. Odavde proističe i preciznija definicija senzora, koja glasi: senzor je uređaj koji na pobudu odgovara generisanjem električnog signala.

Pojam pobude senzora podrazumeva količinu, svojstvo ili stanje nekog fizičkog parametra koje senzor konvertuje u električni signal.

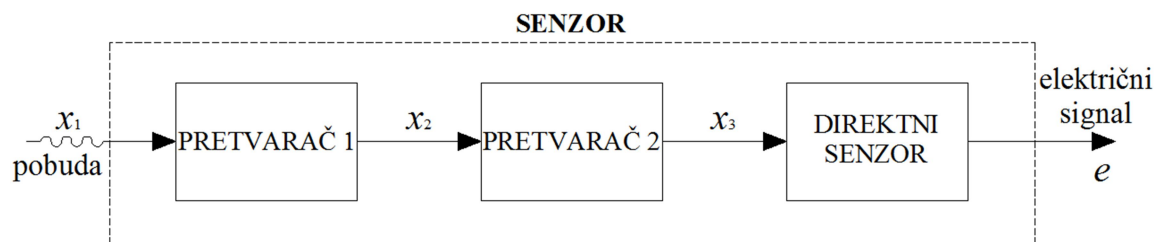
Dakle, uloga senzora je da odgovori na neku vrstu fizičke pobude i da je konvertuje u električni signal koji je kompatibilan sa elektronskim kolima. Odnosno, senzor je konvertor neelektrične veličine u električnu. Kada se kaže “električna veličina” misli se na signal koji se može prenositi, pojačavati i modifikovati elektronskim kolima. Izlazni signal senzora može biti u obliku napona, struje ili naelektrisanja. Pomenuti signali su definisani amplitudom, polaritetom, frekvencijom, fazom ili digitalnim kodom. Ovaj skup karakteristika se naziva format izlaznog signala. Dakle, senzor karakterišu ulazna svojstva bilo koje prirode i izlazna svojstva električne prirode.

Poglavlje 1: Senzori: primena i karakteristike

Međutim, mora se praviti razlika između pojma senzora i pojma pretvarača (transdjusera). Pretvarač može da konvertuje bilo koji oblik energije u drugi, dok senzor konvertuje bilo koji oblik energije isključivo u električnu energiju.

Primer jednog pretvarača je zvučnik koji konvertuje električni signal u promenljivo magnetno polje, a zatim u akustične talase. Jasno je da ovaj proces nije povezan sa percepcijom ili osećajem neke fizičke veličine. Pretvarači se mogu koristiti i kao aktuatori u mnogim sistemima. Aktuator se može posmatrati kao suprotnost senzoru, jer on konvertuje električni signal u generalno neelektričnu energiju. Na primer, električni motor predstavlja aktuator koji konvertuje električnu energiju u mehanički rad.

Pretvarači s druge strane mogu biti delovi kompleksnih senzora. Na primer, hemijski senzor može imati deo koji konvertuje energiju hemijske reakcije u toplotu (dakle, reč je o pretvaraču), i još jedan deo koji konvertuje toplotu u električni signal. Kombinacija ova dva segmenta predstavlja hemijski senzor koji generiše električni signal pod dejstvom hemijskog reagensa. Može se primetiti da je u prethodnom primeru hemijski senzor u stvari kompleksni senzor sastavljen od neelektričnog pretvarača i jednostavnog (direktnog) senzora.

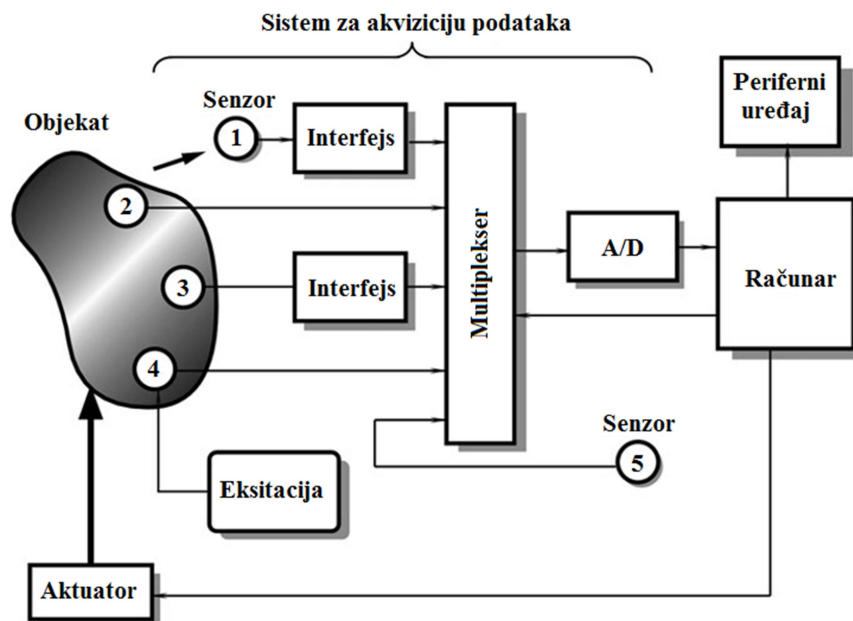


Slika 1.1. Senzor može da obuhvata više pretvarača. x_1 , x_2 i x_3 predstavljaju različite oblike energije. Poslednji blok je direktni senzor koji generiše električni signal e , [1].

Dakle, mnogi senzori mogu sadržati najmanje jedan senzor direktnog tipa i više pretvarača (Slika 1.1.). Direktni senzori su oni koji dejstvo nekog fizičkog efekta direktno konvertuju u električni signal. Primeri takvih fizičkih efekata su foto i Zibekov efekat. Dakle, postoje dva tipa senzora: direktni i kompleksni. Direktni senzor konvertuje pobudu u električni signal ili modifikuje električni signal pod dejstvom određene pobude, dok

kompleksan senzor sadži jedan ili više pretvarača energije pre direktnog senzora koji generiše električni signal.

Senzor ne može da funkcioniše kao samostalna komponenta, tj. uređaj, već je uvek deo nekog većeg sistema koji pored njega inkorporira i mnoge druge komponente: detektore, kondicionere signala, procesore, memorijske komponente, rekordere podataka i aktuatore. Senzor, u okviru takvog sistema, predstavlja ili unutrašnju ili spoljašnju komponentu. Senzor može biti postavljen na ulaz nekog uređaja kako bi bio pod dejstvom spoljašnje pobude i kako bi signalizirao uređaju da dolazi do varijacija spoljašnje pobude. Takođe, senzor može biti unutrašnja komponenta nekog uređaja koja prati stanje tog uređaja. Međutim, senzor je uvek deo nekog akvizicionog sistema. Često je taj akvizicioni sistem deo nekog većeg kontrolnog sistema koji sadži veći broj povratnih petlji. U cilju definisanja pozicije senzora u nekom većem sistemu, na Slici 1.2. je prikazan blok dijagram uređaja za akviziciju podataka i kontrolu.



Slika 1.2. Senzori u sistemu za akviziciju podataka. Senzor 1 je beskontaktni, senzori 2 i 3 su pasivni, senzor 4 je aktivan, i senzor 5 je u odnosu na akvizicioni sistem unutrašnji, [1].

Poglavlje 1: Senzori: primena i karakteristike

Objekat sa Slike 1.2. može biti auto, svemirska letelica, životinja ili čovek, tečnost ili gas, itd. Bilo koji materijalni objekat može postati objekat merenja. Podaci sa objekta se prikupljaju većim brojem senzora. Neki od njih (2, 3 i 4) su postavljeni direktno na ili unutar objekta. Senzor 1 “oseća” objekat bez direktnog kontakta sa njim, zbog čega se i naziva beskontaktni. Primeri beskontaktnih senzora su detektor radijacije ili TV kamera. Dakle, iako nema direktnog kontakta između objekta i senzora, između njih i dalje postoji prenos energije. Senzor 5 sa Slike 1.2. ima drugačiju namenu tj. ovaj senzor nadgleda unutrašnje stanje akvizicionog sistema. Neki senzori (1 i 3) ne mogu biti direktno povezani sa standardnim elektronskim kolima jer na svom izlazu generišu signale nestandardnog formata. Takvi senzori zahtevaju primenu interfejsnih uređaja, odnosno kondicionere signala. Senzori 1, 2, 3, i 5 su pasivni, tj. na svom izlazu generišu signale bez potrošnje energije (nema eksitacionog signala). Senzor 4 je aktivan jer za funkcionisanje zahteva eksitacioni signal koji modifikuje u skladu sa promenom pobude. Primer aktivnog senzora je termistor, tj. temperaturno-osetljivi otpornik koji za pravilno funkcionisanje zahteva eksitacioni signal, odnosno struju koju dobija od konstantnog izvora napajanja sa kojim je povezan u električno kolo.

U zavisnosti od kompleksnosti sistema, ukupan broj upotrebljenih senzora može da varira od samo jednog (kućni termostat) pa sve do nekoliko hiljada (svemirski šatl). Električni signali sa izlaza senzora se vode na multiplekser (MUX) koji predstavlja prekidač ili svič. Njegov zadatak je da analogne električne signale sa izlaza senzora jedan po jedan vodi na ulaz A/D konvertora, ili direktno u računar ako senzor generiše signal u digitalnom formatu. Pri tome, računar upravlja radom multipleksera i A/D konvertora kako bi ih vremenski sinhronizovao. Takođe, računar može da pošalje kontrolni signal aktuatoru kako bi ga pobudio da deluje na neki objekat. Primeri aktuatora su električni motor, solenoid, relej ili pneumatski ventil. Jedan složen sistem može da sadrži i periferne uređaje poput rekordera podataka, displeja, alarma itd., ali i filtera, *sample-and-hold* kola, pojačavača itd., koji nisu prikazani na Slici 1.2.

Signal pobude na ulazu senzora može imati bilo koju poznatu fizičku ili hemijsku prirodu (npr. svetlost, temperatura, pritisak, vibracije, promena položaja, pozicija, brzina, koncentracija jona itd.). Dizajn senzora je uglavnom prilagođen za opštu primenu, dok specijalno kućište u kome se nalazi senzor može biti prilagođeno specijalnoj primeni senzora.

Postoje senzori koji su dizajnirani tako da imaju visoku selektivnost u određenom opsegu merene veličine, i da pritom budu imuni na signale van granica opsega od interesa. Na primer, detektor pokreta koji se koristi u sigurnosnim sistemima treba da bude osetljiv samo na pokrete čoveka, dok na pokrete životinja ne treba da reaguje.

1.2 Statičke karakteristike senzora

Karakteristike senzora se mogu podeliti u dve grupe: statičke i dinamičke. Statičke karakteristike senzora je moguće izmeriti tek nakon što se svi prelazni procesi stabilizuju, tj. pređu u svoje stabilno ili konačno stanje [2]. Statičke karakteristike senzora daju odgovore na sledeća pitanja: za koliko se promenio izlaz senzora usled promene ulaza, kolika je najmanja promena ulazne veličine zbog koje će doći do promene vrednosti na izlazu senzora, ili, koliko je vremena bilo potrebno da izlaz senzora postigne trenutnu vrednost koju sada ima. Dinamičke karakteristike opisuju prelazna stanja senzora. Dakle, dinamičke karakteristike daju odgovore na sledeća pitanja: kojom brzinom se izlaz senzora menja u odnosu na promene na ulazu, ili, kakav bi uticaj imala mala promena uslova na ulazu senzora na prelazna stanja izlaza. U nastavku ovog poglavlja su navedene najvažnije statičke karakteristike senzora, a krenuće se od definisanja prenosne funkcije senzora jer je njena linearizacije predmet disertacije.

1.2.1 Prenosna funkcija

Za svaki senzor postoji idealan, odnosno teorijski odnos ulaz-izlaz tj. pobuda-odziv. Ako je senzor idealno projektovan i proizveden od idealnih materijala u idealnom okruženju i od strane idealnih radnika primenom idealnih alata, izlaz (odziv) tog senzora će uvek predstavljati tačnu vrednost ulaza (pobude) [1]. Ovaj idealan odnos ulaz-izlaz može se predstaviti u obliku tabele parova vrednosti, u obliku grafa, matematičke formule, ili u obliku rešenja matematičke jednačine. Ako je funkcija ulaz-izlaz senzora vremenski nezavisna može se nazvati (statička) prenosna funkcija senzora. Prenosna funkcija senzora predstavlja odnos između pobude x i odziva y i može se zapisati u obliku $y=f(x)$.

Uobičajeno je da je pobuda x nepoznata sve dok se ne dobije rezultat merenja, tj. odziv y . Kako bi se na osnovu odziva y proračunala vrednost pobude x potrebna je inverzna funkcija $f^{-1}(y)$ prenosne funkcije senzora. Odziv y koji se dobija procesom merenja je veličina (napon, struja ili digitalna vrednost) na osnovu koje se može odrediti vrednost pobude x . U realnosti svaki senzor je povezan sa mernim sistemom. Jedan od zadataka mernog sistema je da na osnovu odziva y odredi vrednost pobude x . Poželjno je da fizički ili hemijski princip ili zakon po kome funkcioniše senzor bude poznat. Ako je pritom taj zakon formulisan u vidu matematičke formule, nalaženje inverzne funkcije prenosnoj funkciji senzora postaje lakše, pa se i na osnovu odziva lako može odrediti vrednost pobude. U praksi, izvođenje matematičkog izraza za funkciju prenosa mnogih senzora, a posebno kompleksnih senzora, nije jednostavno, tako da se u najvećem broju slučajeva pribegava aproksimiranju prenosne funkcije i njoj inverzne funkcije.

1.2.1.1 Kalibracija

Ukoliko su proizvođačke tolerancije senzora i tolerancije kola za kondicioniranje signala (interfejsnog kola) šire od zahtevane tačnosti mernog sistema, potrebno je izvršiti kalibraciju senzora ili senzora i kola za kondicioniranje zajedno, kako bi se minimizovale greške [1]. Na primer, ukoliko je potrebno meriti temperaturu sa tačnošću od 0.1°C , a raspoloživi senzor ima tačnost reda 1°C , to ne znači da se takav senzor ne može upotrebiti za merenje. Pre svega, ovom senzoru je potrebna kalibracija. Drugim rečima, treba pronaći jedinstvenu prenosnu funkciju koja će odgovarati realnom odzivu senzora, ili podesiti određene parametre prenosne funkcije senzora tako da se omogući tačniji proračun pobude (temperature) na osnovu izlaza senzora. Pritom, nije potrebno uraditi kalibraciju u velikom broju tačaka, tj. za veliki broj različitih vrednosti merenog parametra. Obično je dovoljno kalibrisati senzor u nekoliko tačaka, tj. za nekoliko vrednosti merenog parametra koji se mogu generisati pomoću poznatog referentnog izvora. Parovi vrednosti (ulaz, izlaz) senzora će ležati na stvarnoj, tj. realnoj prenosnoj funkciji. Svrha kalibracije je da se pronađu nepoznati koeficijenti (parametri) inverzne prenosne funkcije. Na ovaj način će se dobiti potpuno definisana inverzna prenosna funkcija na osnovu koje se može, u toku mernog procesa,

proračunati bilo koja vrednost pobude iz željenog opsega, a ne samo one vrednosti koje su korišćene u toku kalibracije.

Dakle, u toku kalibracije, više različitih vrednosti ulaznog parametra se uparuje sa odgovarajućim izlaznim električnim odzivom. Ovi parovi vrednosti se implementiraju u inverznu prenosnu funkciju kako bi se proračunali njihovi koeficijenti, tj. parametri. Nakon utvrđivanja parametara funkcije i njihovog smeštanja u memoriju, senzor je spreman za upotrebu. Takođe, matematički model prenosne funkcije mora biti poznat pre kalibracije ili se mora pronaći dobra aproksimacija odziva senzora na celom opsegu od interesa. U većini slučajeva, takve funkcije su glatke i monotone. Veoma retko imaju singularitete, ali ako ih sadrže ti singulariteti postaju primenljivi, tj. koriste se u procesu merenja (npr. kod detektora jonizujućih čestica).

Kalibracija senzora se može izvesti na više načina:

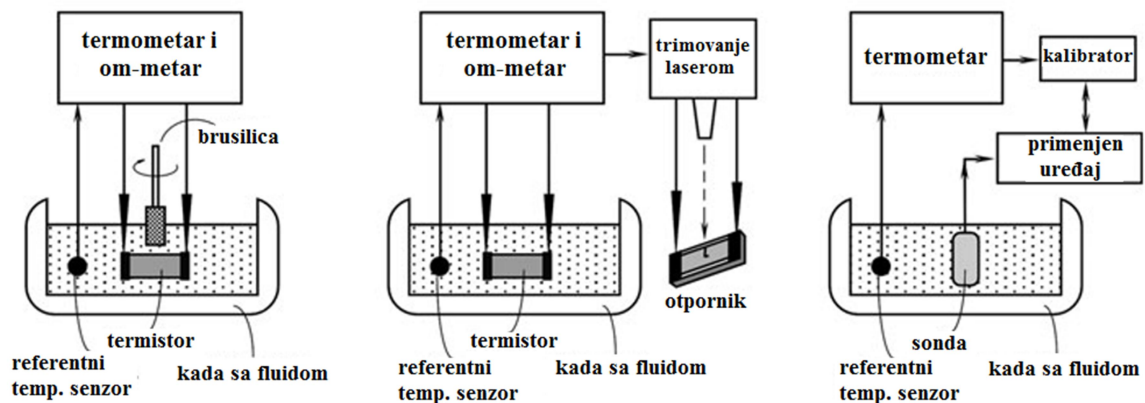
1. Definisavanje prenosne funkcije, ili njene aproksimacije, može se izvršiti tako da funkcija bude ufitovana između kalibracionih tačaka (fitovanje aproksimacione funkcije vrši se proračunom koeficijenata);

2. Podešavanje akvizicionog sistema da modifikuje rezultate merenja tako da isti pripadaju idealnoj ili normalizovanoj prenosnoj funkciji. Primer ovog načina kalibracije predstavlja skaliranje prikupljenih mernih rezultata;

3. Modifikovanje (trimovanje) karakteristika senzora kako bi se postigla unapred zadana prenosna funkcija;

4. Stvaranje referentnog uređaja čije se karakteristike poklapaju sa karakteristikama senzora u određenim kalibracionim tačkama.

Slika 1.3. prikazuje tri načina kalibracije termistora (temperaturno osetljivog otpornika). Na Slici 1.3.a) je prikazan termistor koji je uronjen u kadu sa mešavinom fluida čija se temperatura precizno kontroliše i nadgleda. Fluid je električno neprovođan, poput ulja. Temperatura kupke se nadgleda preciznim referentnim termometrom. Otpornost termistora se meri om-metrom, koji predstavlja deo kalibracione opreme. Brusilica mehanički uklanja deo materijala od kog je napravljen termistor kako bi promenila njegove dimenzije, a samim tim promenila i njegovu električnu otpornost pri zadatoj temperaturi kupke.



Slika 1.3. Načini kalibracije termistora: a) brušenjem materijala termistora, b) trimovanjem referentnog otpornika, c) proračunom prenosne funkcije, [1].

Kada se otpornost termistora poklopi sa unapred definisanom vrednošću, brušenje prestaje i kalibracija se završava. Na ovaj način je postignuto da se odziv termistora na zadatu temperaturu poklapa, tj. leži na “idealnoj” prenosnoj funkciji.

Još jedan način kalibracije termistora prikazan je na Slici 1.3.b). U ovom slučaju nema brušenja materijala termistora već se samo meri njegova otpornost na određenoj temperaturi. Dodatno se koristi jedan običan, temperaturno stabilan otpornik koji se nalazi izvan kade sa fluidom i koji se laserski trimuje, tj. podešava, ili uzima iz nekog skupa otpornika. Trimovanjem (ili odabirom iz skupa otpornika) se podešava otpornost otpornika tako da se poklopi sa otpornošću termistora na zadatoj temperaturi kupke. Nakon trimovanja, samo onaj par termistor-otpornik koji se poklapa se koristi u mernom kolu poput Vitstonovog mosta. Kako se otpornosti termistora i otpornika poklapaju, odziv mosta će odgovarati “idealnoj” prenosnoj funkciji. U konkretnom primeru, metode a) i b) su korisne onda kada je potrebno uraditi kalibraciju za jednu vrednost temperature i pod pretpostavkom da ostali parametri prenosne funkcije ne zahtevaju kalibrisanje. Ali ako to nije slučaj, potrebno je generisati nekoliko kalibracionih parova vrednosti (temperatura, otpornost) kao što je prikazano na Slici 1.3.c). U tom slučaju se temperatura kupke podešava na 2, 3 ili 4 različite vrednosti, dok senzor koji je ugrađen u sondu generiše odgovarajuće odzive. Generisane odzive koristi kalibracioni uređaj kako bi proračunao odgovarajuće koeficijente inverzne prenosne funkcije koji se zatim smeštaju unutar primenjenog uređaja (termometar).

1.2.1.2 Funkcijske aproksimacije

Ako se prvo selektuje aproksimaciona funkcija, proces kalibracije predstavlja fitovanje eksperimentalno dobijenih vrednosti odgovarajućim proračunatim vrednostima koje se nalaze na aproksimacionoj krivi [1]. Pritom, aproksimaciona funkcija mora biti jednostavna radi lakšeg proračunavanja i traženja inverzne funkcije. U nastavku su navedene neke od najčešće korišćenih aproksimacija nelinearnih prenosnih funkcija senzora.

Najjednostavnija prenosna funkcija je linearna i može se predstaviti izrazom:

$$y = A + Bx, \quad (1.1)$$

koji opisuje pravu liniju koja preseca y -osu u tački A (parametar A predstavlja vrednost koju funkcija ima kada je vrednost na x -osi (ulazni parametar senzora) jednaka 0). Vrednost obeležena sa B predstavlja nagib linearne funkcije koji se ponekad naziva i osetljivost senzora (što je parametar B veći to i mala promena parametra x na ulazu senzora može dovesti do velikih promena veličine na izlazu senzora). Izlaz y predstavlja parametar izlaznog električnog signala poput amplitude, faze, frekvencije ili digitalnog koda, u zavisnosti od karakteristika senzora, kola za kondicioniranje signala i interfejsnog kola. Izraz (1.1) pretpostavlja da prenosna funkcija, barem teoretski, može da prolazi kroz nultu vrednost ulaznog parametra ($x=0$ i $A=0$). U većini slučajeva situacija je drugačija, pa je čak i poželjno da ta vrednost bude različita od nule, tj. da ima neku vrednost x_0 . Ako se za vrednost x_0 na ulazu, zna izlaz senzora y_0 (do koga se došlo kalibracijom), prethodni izraz se može zapisati i u sledećem obliku:

$$y = y_0 + B(x - x_0). \quad (1.2)$$

Veoma mali broj senzora ima linearnu prenosnu funkciju. U najmanju ruku uvek postoji neka mala nelinearnost, naročito ako je reč o veoma širokom mernom opsegu. To znači da izrazi (1.1) i (1.2) predstavljaju samo linearne aproksimacije nelinearne prenosne funkcije senzora. U velikom broju slučajeva, nelinearnost se ne može ignorisati, pa se u tom

Poglavlje 1: Senzori: primena i karakteristike

slučaju realna nelinearna prenosna funkcija može aproksimirati skupom linearnih matematičkih funkcija.

Logaritamska funkcija i njoj inverzna funkcija, respektivno, definisane su sledećim izrazima:

$$y = A + B \ln x, \quad (1.3)$$

$$x = \exp\left(\frac{y - A}{B}\right). \quad (1.4)$$

Eksponecijalna i njoj inverzna funkcija su definisane na sledeći način:

$$y = A \exp(kx), \quad (1.5)$$

$$x = \frac{1}{k} \ln \frac{y}{A}. \quad (1.6)$$

Stepena funkcija i njoj inverzna funkcija mogu se predstaviti sledećim izrazima:

$$y = A + Bx^k, \quad (1.7)$$

$$x = \sqrt[k]{\frac{y - A}{B}}, \quad (1.8)$$

gde su A i B parametri, a vrednost k stepen funkcije. Sve prethodno navedene funkcije (aproksimacije) imaju mali broj parametara koje je potrebno odrediti tokom procesa kalibracije. Zbog ovog svojstva prethodno navedene funkcije su jako korisne, jer je uvek značajno da broj nepoznatih parametara bude što manji, jer su na taj način i troškovi kalibracije senzora manji.

1.2.1.3 Aproksimacije polinomima

Senzor može imati takvu realnu prenosnu funkciju da prethodno navedene funkcije ne mogu biti iskorišćene za njeno aproksimiranje. Projektant senzora koji ima dovoljno znanja iz matematike i fizike može da iskoristi neke druge, pogodnije, aproksimacione funkcije. Međutim, ako nijedna aproksimaciona funkcija nije dovoljno dobra, postoji nekoliko poznatih i pouzdanih tehnika koje u ovakvoj situaciji mogu biti korisne [1]. Jedna od takvih tehnika je i primena polinomnih funkcija različitih stepena. Treba napomenuti da se bilo koja kontinualna funkcija može aproksimirati polinomom određenog stepena (reda). Na primer, eksponencijalna funkcija definisana izrazom (1.5) može se aproksimirati polinomom trećeg reda tako što se svi viši članovi Tejlоровog razvoja tog polinoma odbace:

$$y = A \exp(kx) \approx A \left(1 + kx + \frac{k^2}{2!} x^2 + \frac{k^3}{3!} x^3 \right). \quad (1.9)$$

U većini slučajeva dovoljno je ispitati mogućnost aproksimacije odziva senzora polinomima drugog i trećeg reda, koji se mogu izraziti sledećim formulama:

$$y = a_2 x^2 + b_2 x + c_2, \quad (1.10)$$

$$y = a_3 x^3 + b_3 x^2 + c_3 x + d_3. \quad (1.11)$$

Naravno, treba naglasiti da je kvadratni, tj. polinom drugog reda samo specijalan slučaj polinoma trećeg reda, baš kao što je polinom prvog reda (linearna funkcija) predstavljen izrazom (1.1) specijalan slučaj polinoma drugog reda čiji su koeficijenti $a_{2,3}=b_3=0$. Očigledno je da se ista tehnika može primeniti i za nalaženje inverzne prenosne funkcije, tj. i ona se može aproksimirati polinomom drugog ili trećeg reda:

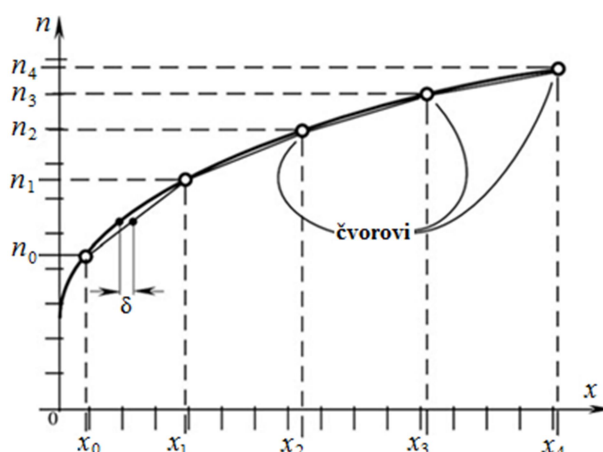
$$x = A_2 y^2 + B_2 y + C_2, \quad (1.12)$$

$$x = A_3y^3 + B_3y^2 + C_3y + D_3. \quad (1.13)$$

Koeficijenti A , B , i C se mogu konvertovati u koeficijente a , b , i c , ali je analitička konverzija prilično složena i retko se koristi. Najčešće se aproksimira samo jedna funkcija, direktna ili inverzna, ali ne i obe istovremeno. U nekim slučajevima, kada se zahteva veća tačnost, koriste se aproksimacioni polinomi višeg reda, jer viši red polinoma garantuje da će taj aproksimacioni polinom biti bliži realnoj funkciji. Međutim, čak i polinom drugog reda može sa visokom tačnošću aproksimirati realnu funkciju, kada se razmatra uzak opseg merene veličine.

1.2.1.4 Deo-po-deo linearna aproksimacija

Deo-po-deo linearna aproksimacija prenosne funkcije predstavlja pogodan metod koji se može lako implementirati u savremene digitalne akvizicione merne sisteme. Ideja na kojoj se zasniva ovaj metod aproksimacije predlaže da se nelinearna funkcija, koja može biti bilo kog oblika, podeli na linearne segmente koji se mogu opisati jednačinama (1.1) ili (1.2), [1]. Zakrivljene linije između prelomnih tačaka (čvorova ili granica segmenata), se zamenjuju pravim linijama, čime se značajno pojednostavljuje tok funkcije između prelomnih tačaka. Drugim rečima, čvorovi su grafički povezani pravim linijama.



Slika 1.4. Deo-po-deo linearna aproksimacija nelinearne funkcije, [1].

Ovaj metod se može posmatrati i kao metod poligonalne aproksimacije originalne nelinearne prenosne funkcije senzora. Slika 1.4. ilustruje deo-po-deo linearnu aproksimaciju nelinearne funkcije sa čvorovima koji odgovaraju vrednostima ulaznog parametra x_0, x_1, x_2, x_3, x_4 , i vrednostima digitalnog izlaza n_0, n_1, n_2, n_3, n_4 (sa izlaza A/D konvertora). Ima smisla selektovati samo one čvorove koji se nalaze unutar mernog opsega od interesa, pa je tako na Slici 1.4. deo krive od 0 do x_0 izostavljen jer se nalazi izvan opsega od interesa koji se prostire od čvora x_0 do čvora x_4 . Grešku deo-po-deo linearne aproksimacije predstavlja maksimalno odstupanje aproksimacione linije od realne krive, δ . Postoji više definicija maksimalne greške aproksimacije (srednje-kvadratna, maksimalna apsolutna greška i druge), ali bez obzira koju definiciju koristili veće δ znači da je potrebno povećati broj čvorova, a samim tim i broj linearnih segmenata sa ciljem da se ovo maksimalno odstupanje smanji. Takođe, čvorovi ne moraju biti na jednakom rastojanju. Preciznije, čvorove treba birati tako da budu međusobno bliže u onim delovima funkcije gde je veća nelinearnost, i obrnuto.

1.2.1.5 Splajn interpolacija

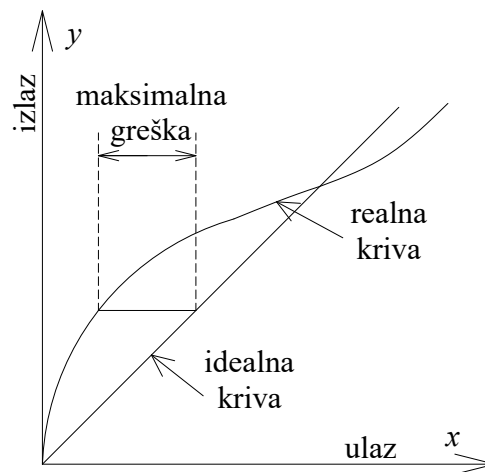
Aproksimacije primenom polinoma višeg reda (treći i više) imaju svoje nedostatke: vrednosti na jednom kraju krive imaju jak uticaj na udaljene delove koji se nalaze na drugom kraju krive. Ovaj nedostatak se može izbeći ako se za aproksimaciju koristi splajn funkcija, [1]. Slično kao i kod deo-po-deo linearne aproksimacije, splajn metoda podrazumeva primenu različitih polinoma trećeg stepena između eksperimentalno selektovanih tačaka, nazvanih čvorovi. Splajn predstavlja krivu liniju koja povezuje dva susedna čvora. Sve te krive se lepe, tj. nadovezuju jedna na drugu kako bi formirale glatku rezultujuću krivu. U principu, splajn i ne mora biti kriva trećeg reda, već obična prava, tj. splajn kriva prvog reda. Linearna splajn aproksimacija, tj. splajn aproksimacija prvog reda, je najjednostavnija i ekvivalentna deo-po-deo linearnoj aproksimaciji, o kojoj je već bilo reči. Međutim, najčešće se koristi splajn trećeg reda ili kubni splajn. Zakrivljenost linije u svakoj tački definisana je drugim izvodom te funkcije. Drugi izvod treba proračunati u svakom čvoru. Ako su drugi izvodi jednaki nuli, kubni splajn se naziva “relaksiran” i ima čestu praktičnu primenu.

Splajn interpolacija je čest izbor kada je potrebno sačuvati glatkost prenosne funkcije koja se aproksimira. Međutim, jednostavnost implementacije i troškovi proračunavanja splajn

interpolacije se moraju uzeti u obzir, naročito kada se radi o strogo kontrolisanom mikroprocesorskom okruženju.

1.2.2 Linearnost/nelinearnost

Linearnost senzora predstavlja meru odstupanja realne (snimljene) prenosne funkcije od idealne, [3]. Slika 1.5. prikazuje karikiran odnos između idealne i realne, ili kalibracione krive.



Slika 1.5. Razlika između realne i idealne prenosne funkcije kao greška nelinearnosti.

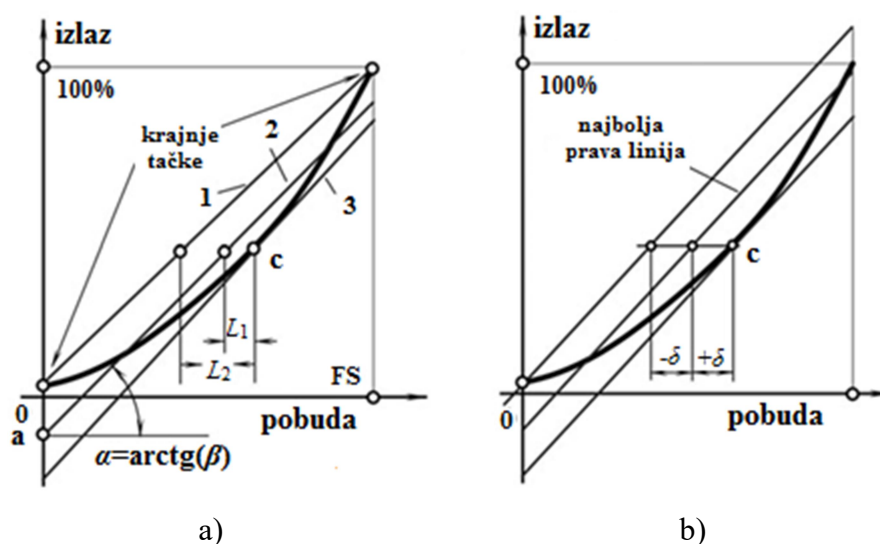
Linearnost se često iskazuje i kao nelinearnost u procentima na sledeći način:

$$N[\%] = \frac{D_{\max}}{FS} \cdot 100, \quad (1.14)$$

gde je: $N[\%]$ nelinearnost izražena u procentima, D_{\max} maksimalna devijacija ili greška, i FS je *full-scale* ili pun ulazni opseg. Statička nelinearnost definisana izrazom (1.14) je podložna uticajima iz spoljašnje okoline, uključujući temperaturu, vibracije, akustički šum i vlažnost.

Greška nelinearnosti je specificirana za senzore čija se prenosna funkcija može aproksimirati pravom linijom $y=A+Bx$, [1]. Nelinearnost je maksimalno odstupanje realne prenosne funkcije od linearne aproksimacione funkcije. Termin “linearnost” zapravo znači

“nelinearnost”. Kada postoji više od jednog kruga kalibracije, samo onaj najgori slučaj nelinearnosti se uzima u obzir. Nelinearnost se meri u % punog opsega ili u jedinicama merene veličine, npr. u kPa ili C. Kada se daje vrednost linearnosti, uvek se mora naglasiti u odnosu na koju linearnu funkciju se ta vrednost definiše. U zavisnosti od toga kako se linearna funkcija superponira sa realnom prenosnom funkcijom, može postojati više načina da se definiše nelinearnost. Jedan način je da se koriste krajnje tačke, tj. da se odredi izlaz senzora za minimalnu i maksimalnu vrednost pobude na ulazu, pa da se zatim između te dve tačke povuče prava linija (linija 1 na Slici 1.6.a)).



Slika 1.6. a) Linearne aproksimacije nelinearne prenosne funkcije; b) Nezavisna linearnost.

Jasno se može uočiti da je greška nelinearnosti najmanja u blizini krajnjih tačaka, dok se negde između ove dve tačke njena vrednost povećava. Za određene primene senzora može postojati opseg merene veličine koji je od interesa pa je poželjno da u tom opsegu greška nelinearnosti bude najmanja. Na primer, medicinski termometar treba da ima najmanju grešku, odnosno najveću tačnost, u opsegu od 37°C do 38°C. Van ovog opsega može imati i manju tačnost. Najčešće se takav senzor kalibriše u opsegu u kome se zahteva najveća tačnost. Tada se aproksimaciona linija povlači kroz tačku c (linija 3 na Slici 1.6.a)). Kao rezultat, nelinearnost je najmanja u blizini kalibracione tačke i povećava se ka granicama

opsega. Po ovoj metodi, linija se određuje kao tangenta na prenosnu funkciju u tački c . Ako je realna prenosna funkcija poznata, nagib linije se može odrediti iz:

$$y = A + Bx^k, \quad x = \sqrt[k]{\frac{y - A}{B}}, \quad (1.15)$$

gde su A i B parametri, a k je stepen.

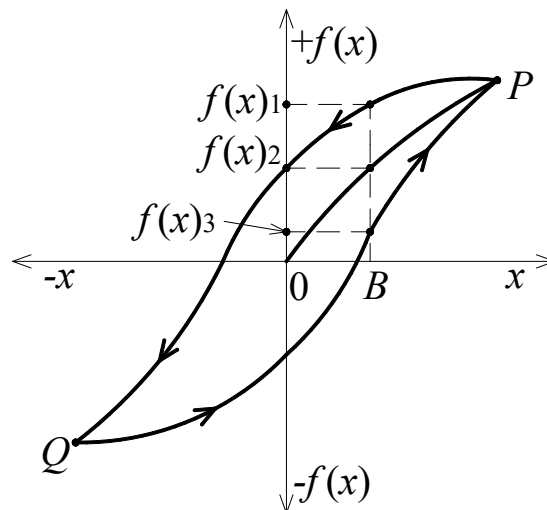
Nezavisna linearnost se odnosi na tzv. “najbolju pravu liniju” (Slika 1.6.b)) koja se nalazi na sredini između dve najbliže paralelne prave koje obuhvataju sve vrednosti realne prenosne funkcije. U zavisnosti od konkretnog načina na koji se definiše nelinearnost, aproksimacione prave mogu imati različite nagibe i tačke preseka. Dakle, definicije nelinearnosti prenosne funkcije senzora se mogu međusobno dosta razlikovati, pa je važno da se uvek naznači po kojoj od tih definicija je izračunata vrednost nelinearnosti. Međutim, proizvođači senzora obično u specifikacijama navode najmanju dobijenu vrednost nelinearnosti, pritom ne otkrivajući metodu kojom se došlo do te vrednosti.

1.2.3 Histerezis

Signal na izlazu senzora uvek treba da prati promene ulaznog parametra bez obzira na znak promene tog parametra (tj. bez obzira da li se na trenutnu vrednost merenog parametra došlo porastom ili opadanjem njegove vrednosti), [3]. Oblik krive histerezisa ukazuje na stepen ispunjenosti ovog važnog uslova, dok je tipična kriva histerezisa prikazana na Slici 1.7. Može se primetiti da je važno iz kog “smera” dolazi do promene vrednosti parametra. Približavanjem fiksnoj vrednosti označenoj tačkom B na Slici 1.7. iz tačke P koja označava veću vrednost ulaznog parametra x dobija se drugačiji rezultat u poređenju sa slučajem kada se tački B približavamo iz tačke Q koja označava manju vrednost ulaznog parametra. Vrednost na izlazu senzora, kada ulaz ima vrednost označenu tačkom B, može biti $f(x)_1, f(x)_2$, ili $f(x)_3$ u zavisnosti od vrednosti koju je parametar na ulazu imao u prethodnom trenutku - očigledno dolazi do greške koja je prouzrokovana histerezisom.

Na primer, senzor položaja usled histerezisa može da za jednu istu poziciju posmatranog objekta, u zavisnosti od smera kretanja objekta (s leva na desno ili s desna na

levo), na svom izlazu da napone koji se međusobno razlikuju za 20 mV. Ako je pritom osetljivost senzora 10 mV/mm, greška histereziisa u jedinicama dužine, tj. rastojanja, biće 2 mm. Tipični uzroci histereziisa su geometrija, tj. dizajn senzora, trenje ili strukturne promene u materijalu senzora [1].



Slika 1.7. Kriva histereziisa.

1.2.4 Osetljivost

Osetljivost senzora predstavlja količnik promene ulaznog parametra i rezultujuće promene izlaznog signala [4]. U matematičkom smislu, ovaj odnos predstavlja nagib prenosne funkcije senzora. Greška osetljivosti predstavlja odstupanje od idealnog nagiba. Opštija definicija osetljivosti senzora kaže da je osetljivost minimalna vrednost merenog parametra koju je moguće detektovati, a koja može dovesti do promene izlaznog signala [3]. Kod nekih senzora, osetljivost se definiše kao promena ulaznog parametra koja dovodi do standardizovane promene izlaza. Kod drugih pak, osetljivost predstavlja promenu izlaznog napona za datu promenu ulaznog parametra. Na primer, kod tipičnog merača krvnog pritiska osetljivost ima vrednost od 10 mV/V/mmHg, što znači da će se izlazni napon promeniti za 10 mV usled promene eksitacionog potencijala za 1 V i promenu merenog pritiska za 1 mmHg.

Vrednost parametra B u izrazu za linearnu aproksimaciju prenosne funkcije nekog senzora $y=A+Bx$ predstavlja nagib te prave, a samim tim i osetljivost tog senzora [1]. Za razliku od linearne prenosne funkcije, kod realne prenosne funkcije koja je nelinearna, osetljivost tj. nagib, nema konstantnu vrednost. Dakle, nelinearna prenosna funkcija ima različite nagibe u različitim opsezima ulaznog parametra. Osetljivost nelinearne prenosne funkcije se izražava kao prvi izvod te funkcije:

$$b_i(x_i) = \frac{dy(x_i)}{dx} \approx \frac{\Delta y}{\Delta x}, \quad (1.16)$$

gde je Δx mali inkrement merenog ulaznog parametra tj. pobude, dok je Δy odgovarajuća promena izlaza.

1.2.5 Rezolucija

Rezolucija senzora predstavlja minimalnu promenu ulaznog parametra koja se može detektovati [4]. Rezolucija je ograničena bilo kojim šumom u signalu, tj. ako je amplituda signala šuma veća od minimalne promene ulaza koja se može detektovati onda ta promena i neće biti detektovana [2]. Na primer, sistem za merenje temperature sa prikazom rezultata merenja od četiri cifre ima veću rezoluciju od sistema koji rezultat merenja prikazuje sa tri cifre. Tako za temperaturu od 21°C , sistem veće rezolucije (četiri cifre) prikazuje rezultat merenja u obliku 21.00°C , dok sistem koji ima nižu rezoluciju (tri cifre) daje sledeći rezultat: 21.0°C . Jasno je da sistem sa manjom rezolucijom ne može da prikaže promene temperature u opsegu između 21.01°C i 21.09°C .

1.2.6 Preciznost

Pojam preciznosti se odnosi na stepen ponovljivosti rezultata merenja [3]. U idealnom slučaju, kada se merenje ponavlja više puta, senzor treba da da uvek istu vrednost na izlazu ukoliko se vrednost parametra na ulazu senzora nije promenila. U realnosti, senzor na svom izlazu daje skup približnih vrednosti koje su na neki način raspoređene oko tačne vrednosti

merenog parametra. Na primer, neka se na ulaz senzora dovodi konstantan pritisak od 150 mmHg. Iako se pritisak ne menja, izlaz senzora se može i značajno menjati. Problem sa preciznošću nastaje onda kada se srednja vrednost rezultata merenja značajno razlikuje od tačne vrednosti merenog parametra, što je zapravo problem sa tačnošću merenja.

1.2.7 Tačnost

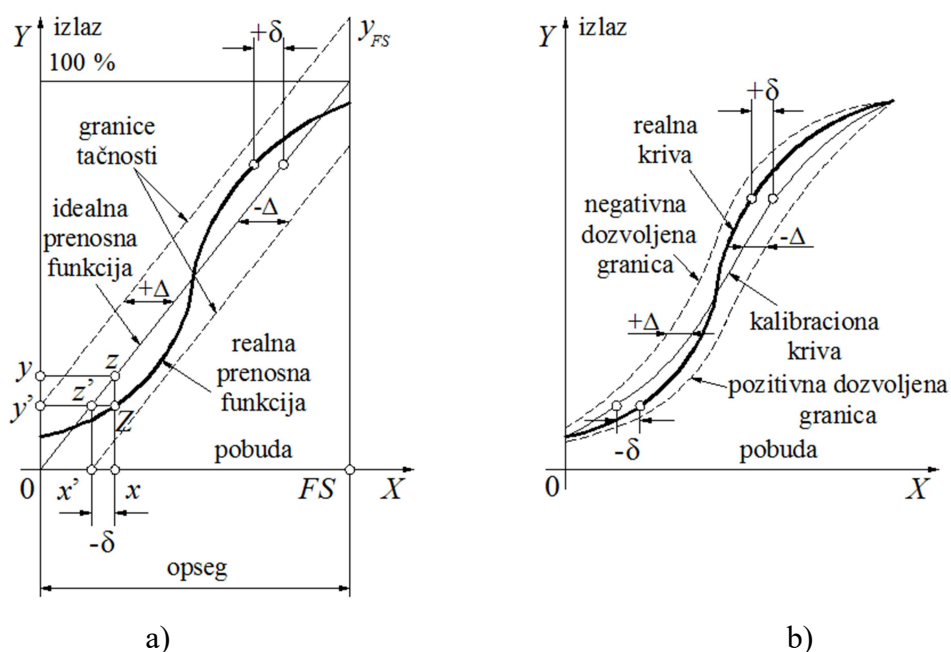
Definicije: Tačnost senzora predstavlja najveću očekivanu razliku između idealnog izlaznog signala i realnog izlaznog signala i ponekad se izražava u procentima maksimalnog izlaznog signala [4]; Tačnost senzora je maksimalna razlika koja može postojati između stvarne vrednosti merenog parametra (izmerene pomoću primarnog ili dobrog sekundarnog standarda) i vrednosti dobijene na izlazu senzora [3]. Još jednom, tačnost može biti izražena u procentima pune skale ili kao apsolutna razlika; Tačnost opisuje koliko ispravno izlaz senzora predstavlja stvarnu vrednost merenog parametra [2].

Kako bi se procenila tačnost nekog senzora, merenje tog senzora treba uporediti sa standardom ili izlaz tog senzora treba uporediti sa rezultatom mernog sistema poznate tačnosti. Na primer, senzor za merenje koncentracije kiseonika u vazduhu koji se nalazi u prostoriji u kojoj je koncentracija kiseonika 21 % je tačniji ako pokazuje vrednost 21.1 %, nego ako pokazuje 20.1 ili 22 %.

Često se umesto termina tačnost, koristi termin netačnost [1]. Netačnost predstavlja meru najvećeg odstupanja vrednosti koju daje senzor na svom izlazu od idealne, odnosno stvarne vrednosti parametra na ulazu senzora. Međutim i stvarna vrednost merenog parametra mora se uzeti u obzir sa određenom mernom nesigurnošću, tj. tačna vrednost se nikada ne može znati sa apsolutnom sigurnošću. Netačnost se može opisati kao razlika između vrednosti proračunate na osnovu izlaznog napona senzora i stvarne vrednosti merenog parametra sa ulaza senzora. Na primer, senzor linearnog pomeraja bi u idealnom slučaju trebao da generiše 1 mV po 1 mm pomeraja. To znači da je njegova prenosna funkcija linija čiji je nagib (osetljivost) $B=1$ mV/mm. Međutim, u eksperimentu, referentno pomeranje od $x=10$ mm dovelo je do generisanja izlaza od 10.5 mV. Konvertovanjem ove vrednosti napona primenom inverzne prenosne funkcije, dobija se vrednost linearnog pomeraja koja iznosi $x=y/B=10.5$ mm ($1/B=1$ mm/mV). Dakle, rezultat je za 0.5 mm veći od stvarne vrednosti.

Ovih dodatnih 0.5 mm predstavljaju devijaciju ili grešku merenja. Dakle, u opsegu od 10 mm apsolutna netačnost senzora iznosi 0.5 mm, ili relativna netačnost iznosi $(0.5 \text{ mm}/10 \text{ mm}) \cdot 100\% = 5\%$. Za veće pomeraje, greška može biti još veća. Ako se ovaj eksperiment ponovi više puta bez slučajne greške, i svaki put se zabeleži ista greška od 0.5 mm, slobodno se može reći da senzor ima sistematsku netačnost od 0.5 mm na opsegu širine 10 mm. Prirodno je međutim da slučajne greške uvek postoje zbog čega se sistematska greška ili netačnost računa kao prosečna ili srednja vrednost više nastalih grešaka.

Slika 1.8.a) prikazuje idealnu ili teorijsku prenosnu funkciju. Moguća realna prenosna funkcija je predstavljena podebljanom linijom i pritom ne mora biti niti linearna niti monotona funkcija i retko kada se poklapa se idealnom funkcijom.



Slika 1.8. a) Prenosna funkcija, b) granice tačnosti. Greška je izražena u jedinicama merene ulazne veličine, [1].

Zbog nekonzistentnosti materijala od kojih se izrađuju senzori, uticaja ljudskog faktora, projektantskih grešaka, proizvodnih tolerancija i drugih ograničenja moguće je da se za seriju istih senzora, koji su testirani pod navodno identičnim uslovima, dobije čitava familija približno istih, tj. sličnih prenosnih funkcija. Međutim, svaka od tih realnih prenosnih funkcija

mora se nalaziti unutar propisanih granica tačnosti. Ove granice su od idealne prenosne funkcije udaljene za $\pm\Delta$, dok realne prenosne funkcije odstupaju od idealne prenosne funkcije za $\pm\delta$, pri čemu je $\delta \leq \Delta$.

Neka pobudni signal ima vrednost x . U idealnom slučaju ova vrednost bi odgovarala tački z na prenosnoj funkciji dajući na izlazu senzora vrednost y . Međutim, u realnom slučaju vrednost x odgovara tački Z na realnoj prenosnoj funkciji koja se slika u tačku y' na izlazu senzora. Kada se vrši proračun vrednosti pobude na osnovu vrednosti y' na izlazu, nema se predstava o tome kako se realna prenosna funkcija razlikuje od idealne, pa se za proračun vrednosti pobude koristi inverzna funkcija idealne prenosne funkcije. Izmerena vrednost na izlazu y' odgovara tački z' na idealnoj prenosnoj funkciji, koja sa druge strane odgovara pobudi x' čija je vrednost manja od x . Dakle, u ovom primeru je nesavršenost senzora dovela do greške merenja od $-\delta$. Specificirane granice tačnosti se koriste u analizi najgoreg mogućeg slučaja, tj. da bi se odredile najgore moguće performanse mernog sistema.

Kako bi se tačnost merenja popravila potrebno je smanjiti broj faktora koji dovode do pojave grešaka. To se može postići neoslanjanjem na tolerancije proizvođača već kalibrisanjem svakog senzora posebno i pod određenim uslovima. Slika 1.8.b) pokazuje da vrednost odstupanja $\pm\Delta$ može biti manja, tj. da granice tačnosti mogu biti bliže realnoj prenosnoj funkciji, što znači da i tačnost senzora može biti bolja. Ovo poboljšanje je dakle postignuto kalibracijom svakog senzora posebno u više tačaka između kojih se zatim vrši fitovanje, tj. interpolacija. To znači da se sada granice tačnosti uspostavljaju ne oko teorijske (idealne) prenosne funkcije, već oko snimljene kalibracione krive do koje se došlo kalibracijom senzora u određenom broju tačaka. Dakle, na ovaj način dozvoljene granice tačnosti postaju uže jer ne uzimaju u obzir odstupanja od jednog do drugog senzora (iste namene i iste serije), već se odnose samo na jedan konkretan primerak senzora. Očigledno je da se na ovaj način dobija senzor veće tačnosti, međutim u nekim situacijama zbog velikih troškova ovaj način povećanja tačnosti nije ostvarljiv.

Vrednost tačnosti (netačnosti) se može izraziti na više načina:

1. Direktno u jedinicama merene veličine, tj. u odnosu na ulazni signal

Ovaj način izražavanja tačnosti se koristi onda kada greška merenja ne zavisi od amplitude ulaznog signala. Često, ova forma tačnosti se odnosi na aditivni šum ili sistemsko

Poglavlje 1: Senzori: primena i karakteristike

odstupanje, ali obuhvata i druge izvore grešaka poput kalibracije, tolerancije proizvođača, itd. Vrednost tačnosti iskazane u jedinicama merene veličine za temperaturni senzor iznosi npr. 0.15°C , dok za merač protoka može imati vrednost 10 fpm (fita po minuti).

2. U procentima ulaznog opsega (*full scale*-FS)

Ova forma je pogodna za senzore sa linearnom prenosnom funkcijom i usko je povezana sa prethodnom formom 1. To je još jedan način da se iskaže ista vrednost jer merni opseg mora biti definisan za skoro svaki senzor. Međutim, ova forma iskazivanja vrednosti tačnosti nije pogodna za senzore sa nelinearnom prenosnom funkcijom. Na primer, termoanemometar ima prenosnu funkciju koje se može modelovati funkcijom kvadratnog korena, tj. prema obliku prenosne funkcije ovaj senzor ima veću osetljivost za manje brzine protoka, i manju osetljivost pri većim brzinama protoka. Pretpostavimo da senzor ima opseg od 3000 fpm (fita po minuti), a da njegova tačnost (netačnost) iznosi 3 % (FS) (pune skale ili opsega), što je isto što i reći 90 fpm (prema prvoj definiciji tačnosti). Međutim, u opsegu nižih vrednosti brzine protoka od recimo 30 do 100 fpm, greška od 90 fpm je velika i posledica je nelinearnosti prenosne funkcije.

3. U procentima merenog signala

U ovom slučaju se vrednost greške, tj. njena amplituda, iskazuje u procentima amplitude ulaznog signala. Ovaj način izražavanja tačnosti se koristi kod senzora koje karakteriše izrazito nelinearna prenosna funkcija. Ako se posmatra primer merača protoka, izražavanje greške u formi 3 % od merenog signala je praktičnije za manje brzine protoka jer će greška tada biti svega nekoliko fpm, dok će za veće brzine protoka greška biti nekoliko desetina fpm, što je i razumljivo. Međutim, primena ove forme izražavanja tačnosti senzora se generalno ne preporučuje. Ima više smisla podeliti celokupan nelinearni ulazni opseg na više manjih kvazi-linearnih delova. U tom slučaju za svaki od kvazi-linearnih delova treba koristiti formu 2.

4. U jedinicama izlazne veličine, tj. u odnosu na izlazni signal

Ova forma je pogodna za upotrebu kod senzora koji imaju digitalni izlaz, pa se greška može izraziti u jedinicama LSB.

Koju od ovih formi je najbolje koristiti uvek zavisi od konkretne primene. Kod savremenih senzora, umesto tačnosti definiše se vrednost merne nesigurnosti, jer je ovaj

podatak potpuniji, tj. sadrži informacije o svim efektima izobličenja, i sistematskim i slučajnim, dok tačnost (netačnost) opisuje samo uticaj nelinearnosti prenosne funkcije.

1.2.8 Greška merenja

Greška merenja predstavlja razliku između tačne vrednosti merenog parametra i izmerene vrednosti koja se dobija pomoću senzora [2]. Na primer, ako se meri koncentracija kiseonika u vazduhu čija je tačna vrednost 21%, a senzora daje vrednost 21.05%, u tom slučaju greška merenja iznosi 0.05%.

1.2.9 Minimalni signal koji se može detektovati

Ovo je minimalni signal koji senzor može da izdvoji u prisustvu signala šuma. Ako je amplituda šuma velika u odnosu na ulaz, teško je odvojiti korisni signal [2].

1.2.10 Selektivnost

To je svojstvo senzora da meri samo jednu komponentu u prisustvu mnoštva drugih komponenata. Na primer, senzor za merenje koncentracije kiseonika koji ne reaguje na prisustvo drugih gasova poput CO, CO₂ i NO₂, može se smatrati selektivnim [2].

1.2.11 Šum

Pod šumom se podrazumevaju slučajne fluktuacije izlaznog signala senzora koje nisu prouzrokovane promenom merene veličine [2]. Uzroci ovih fluktuacija mogu biti spoljašnji ili unutrašnji u odnosu na senzor. Mehaničke vibracije, elektromagnetni talasi poput radio talasa i elektromagnetni šum koji potiče od uređaja za napajanje, ali i promene ambijentalne temperature su primeri spoljašnjih izvora šuma. Unutrašnji šumovi se značajno razlikuju i mogu uključiti:

1. Elektronski šum, koji potiče od slučajnih varijacija struje ili napona. Ove varijacije pak potiču od promena termičke energije koje dovode do nekontrolisanog kretanja nosilaca

naelektrisanja u različitim pravcima. Ova vrsta šuma je prisutna i neizbežna u svim vrstama elektronskih kola.

2. Šot šum, koji se manifestuje kroz slučajne fluktuacije izlaznog signala koje su prouzrokovane različitim vremenom dospeća nosilaca naelektrisanja. Nosioci naelektrisanja mogu biti elektroni, šupljine, fotoni, itd.

3. Generaciono-rekombinacioni šum, ili g-r šum, koji je posledica generisanja i rekombinacije elektrona i šupljina u poluprovodničkim materijalima.

4. Ružičasti, pink ili 1/f šum, koji se vezuje za frekventni spektar signala, i čija je snaga ravnomerno raspoređena po oktavama. Komponente šuma u frekventnom spektru izlaznog signala senzora su inverzno proporcionalne frekvenciji.

1.2.12 Drift

Drift predstavlja postepenu promenu odziva senzora iako vrednost merenog parametra ostaje konstantna [2]. Drift je nepoželjna i najčešće neočekivana promena izlaza koja nije povezana sa ulaznim parametrom. Može biti posledica starenja, nestabilnosti temperature, kontaminacije, raspadanja materijala, itd.

1.2.13 Ponovljivost

Ponovljivost je svojstvo senzora da generiše uvek istu vrednost na izlazu pri ponovljenom merenju nekog parametra čija se vrednost ne menja, pri čemu su svi radni uslovi i uslovi iz spoljašnje okoline konstantni [2]. Greška ponovljivosti predstavlja maksimalnu razliku između očitavanja senzora zabeleženih u dva različita ciklusa kalibracije, kada je vrednost na ulazu ista [1]. Najčešće se izražava u [%] pune skale i računa na sledeći način:

$$\delta_p [\%] = \frac{\Delta}{FS} \cdot 100\%, \quad (1.17)$$

pri čemu Δ predstavlja maksimalnu razliku između dva očitavanja senzora kada je vrednost na ulazu ista. Mogući izvori greške ponovljivosti su termički šum, nagomilano naelektrisanje, plastičnost materijala senzora, itd.

1.2.14 Reproductivnost

Reproduktivnost rezultata merenja predstavlja sposobnost senzora da na svom izlazu generiše istu vrednost iako je došlo do promene nekog od uslova pod kojima se merenje obavlja [2]. Na primer, nakon gašenja mernog sistema čiji je senzor deo, i nakon ponovnog uključanja istog, senzor dobre ponovljivosti treba da pokaže istu vrednost na svom izlazu, ako se pritom vrednost merenog parametra na ulazu nije promenila u odnosu na vrednost koju je imala pre gašenja sistema.

1.2.15 Stabilnost

Stabilnost predstavlja sposobnost senzora da generiše istu vrednost na svom izlazu kada duži vremenski period prati fizički parametar čija se vrednost ne menja [2].

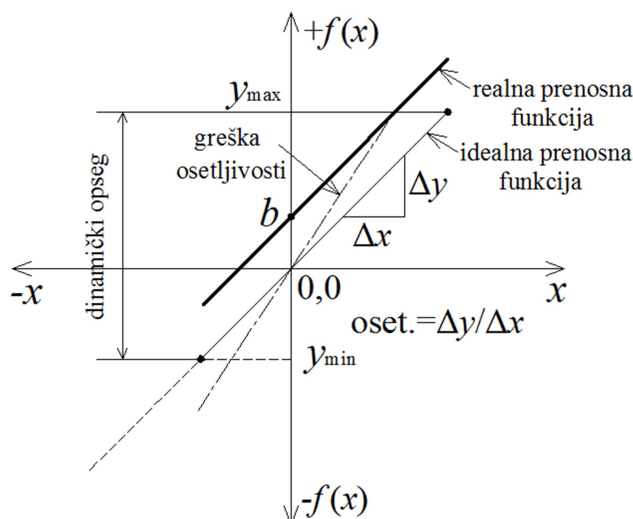
1.2.16 Vreme odziva

Vreme koje je potrebno da se vrednost na izlazu senzora promeni usled promene merenog parametra, naziva se vreme odziva [2]. Generalno govoreći, vreme odziva je vreme koje je potrebno da izlaz senzora dostigne određeni procenat krajnje ili finalne vrednosti (najčešće je to 95 %), kao odgovor na stepenastu promenu ulaza.

1.2.17 Dinamički opseg

Dinamički opseg ili *span*, je opseg merenog parametra unutar koga senzor vrši tačno merenje. Izvan dinamičkog opsega senzor daje na svom izlazu unapred definisanu, ili što je češći slučaj, nedefinisanu ili nedoslednu vrednost [4].

1.2.18 Ofset



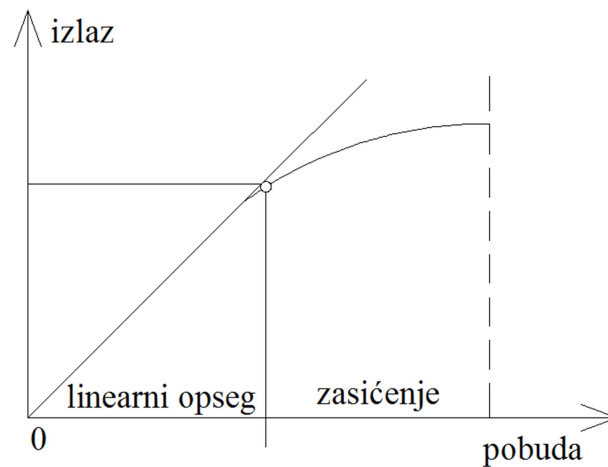
Slika 1.9. Idealna prenosna funkcija i prikaz greške osetljivosti, dinamičkog opsega i greške ofseta.

Ofset predstavlja grešku senzora u tom smislu da na izlazu senzora postoji neka vrednost različita od nule iako bi trebala da bude jednaka nuli. Alternativna definicija bi mogla da bude i ta da ofset predstavlja razliku između stvarne vrednosti na izlazu i specificirane vrednosti koja treba da se pojavi na izlazu kada važe određeni uslovi [3].

Primer prve definicije je prikazan na Slici 1.9. Ofset u ovom slučaju predstavlja razliku između idealne i realne prenosne funkcije istog nagiba (osetljivosti) koja preseca y-osu u tački b umesto u nuli.

1.2.19 Zasićenje

Svaki senzor karakterišu granice mernog opsega unutar kojih radi ispravno. Iako se neki senzor može smatrati linearnim, za određene vrednosti ulaznog parametra na njegovom izlazu se neće dobiti željeni odziv. Tačnije, sa povećanjem vrednosti merenog parametra, neće doći do željenog ili očekivanog odziva [1]. U tom slučaju se kaže da senzor ispoljava nelinearnost na kraju opsega ili zasićenje. Pomenuta pojava ilustrovana je na Slici 1.10.



Slika 1.10. Prenosna funkcija sa zasićenjem.

1.2.20 Propusni opseg

Nakon promene ulaznog parametra, senzoru je potrebno određeno vreme da na svom izlazu da očekivanu vrednost odziva. Ovo vreme je već definisano i naziva se vreme odziva senzora. Za neke senzore se vezuje i pojam vremena opadanja, koje predstavlja vremenski period koji protekne od trenutka kada dođe do promene u fizičkom parametru do trenutka kada vrednost na izlazu senzora opadne na početnu vrednost. Recipročne vrednosti vremena odziva i vremena opadanja predstavljaju donju i gornju graničnu frekvenciju senzora. Propusni opseg senzora predstavlja frekventni opseg između te dve granične frekvencije [4]. Senzor sa širokim propusnim opsegom može da prati i veoma brze (visokofrekventne) promene ulaznog signala. Za praćenje sporopromenljivih veličina, kao što je temperatura, propusni opseg nije od značaja. Za primene poput skeniranja oblika predmeta ili detekcije vibracija, propusni opseg može biti najvažnija karakteristika senzora.

2. PREGLED POSTOJEĆIH TEHNIKA LINEARIZACIJE SENZORA

Senzori najčešće ispoljavaju nelinearnu prenosnu funkciju, zbog čega je neophodna njena linearizacija [5, 27-30]. Tipične nelinearne prenosne funkcije su eksponencijalnog oblika (kao kod termistora [28]), sinusoidnog oblika (magneto-rezistivni senzori [29]), ili oblika tangensa (kao kod LMT-lateralnog bipolarnog magneto-tranzistora [30]).

Kao što je već rečeno, većinu senzora karakteriše nelinearna funkcija prenosa, premda njihova linearnost može biti zadovoljavajuća ako se posmatra uži opseg merene veličine. Linearan senzor mora imati linearnu zavisnost rezultata merenja na izlazu od merene veličine na ulazu.

Ako se posmatra temperaturni senzor čiji je izlazni napon $U(T)$ definisan izrazom:

$$U(T) = U_1T + U_2T^2 + U_3T^3, \quad (2.1)$$

temperatura će biti ispravno očitana ako se koristi merni instrument sa nelinearnom skalom koja odgovara nelinearnoj funkciji senzora. Međutim, većina mernih instrumenata, a posebno digitalni moraju biti linearni, te je za postizanje zahtevane tačnosti neophodno izvršiti linearizaciju funkcije prenosa senzora. Zahtev da rezultat merenja pokazuje linearnu zavisnost od merene veličine ima opštu vrednost, s obzirom na to da se kompletna obrada signala i prikaz vrše u sistemima koji su po pravilu linearni.

Pravilan izbor tehnike linearizacije ima veliki uticaj na performanse mernog sistema. Međutim, postoji veliki broj različitih tehnika linearizacije koje se mogu klasifikovati u tri osnovne grupe: analogne, digitalne i mešovite tehnike.

U prvu grupu spadaju tehnike koje se baziraju na primeni analognih aktivnih ili pasivnih kola. Pritom, kolo koje vrši linearizaciju ima prenosnu funkciju koja je inverzna

prenosnoj funkciji senzora. Tako se za linearizaciju senzora koji ispoljavaju nelinearnost oblika eksponencijalne funkcije, poput termistora, može upotrebiti kolo logaritamskog pojačavača [28].

U digitalne tehnike linearizacije spadaju one tehnike koje se primenjuju nakon završene A/D konverzije signala sa izlaza senzora. Jedna od najzastupljenijih tehnika iz ove grupe je svakako primena ROM *look-up* tabela.

Poslednju grupu tehnika linearizacije čine tehnike koje omogućavaju istovremenu A/D konverziju i linearizaciju primenom jednog istog kola, tj. A/D konvertora koji ima nelinearnu prenosnu funkciju kojom se kompenzuje nelinearnost senzora.

2.1 Analogue tehnike linearizacije

Linearizaciju funkcije prenosa senzora moguće je vršiti [27]:

1. modifikovanjem kola senzora, ili
2. obradom analognog signala iz senzora pogodnim kolima.

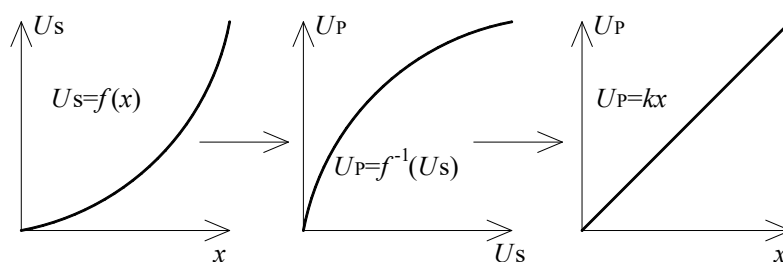
Napon na izlazu senzora U_S može se, u opštem slučaju, predstaviti kao nelinearna funkcija merene veličine x :

$$U_S = f(x). \quad (2.2)$$

Linearizacija napona U_S može se ostvariti uz pomoć pojačavača čija je funkcija prenosa takođe nelinearna, tj.

$$U_P = kf_1(U_S) = kf_1(f(x)). \quad (2.3)$$

Poznato je da će napon U_P linearno zavisiti od x ako je $f_1(U_S)$ inverzna funkcija funkcije $f(x)$, odnosno $f_1(U_S) = kf^{-1}(x)$. Izloženi princip linearizacije prikazan je na Slici 2.1.



Slika 2.1. Ilustracija principa linearizacije.

Jedna od tehnika linearizacije funkcije prenosa senzora bazira se na fitovanju funkcije prenosa korišćenjem tačaka koje predstavljaju vrednosti fizičke veličine na ulazu senzora i izmerene električne veličine na izlazu. Relacija između nezavisne ulazne veličine i zavisne izlazne promenljive, utvrđena empirijski, najčešće je predstavljena tabelarno ili je data u obliku dijagrama. Za dobijanje linearne izlazne veličine potrebno je primeniti odgovarajuću linearizacionu funkciju imajući u vidu prenosnu funkciju senzora. Za linearizaciju funkcije prenosa senzora koriste se linearizacione funkcije kao što su $1/x$, x^m , $\log x$ i polinomi, poput $Ax+Bx^2$. Ako se kao linearizaciona funkcija koristi polinom drugog reda, izračunavanjem koeficijenata A i B dolazi se do jednačine koju je moguće realizovati softverski ili korišćenjem analognih kola.

Primena analognih kola sa aktivnim i/ili pasivnim komponentama predstavlja najstariji pristup u linearizaciji senzora. Ove tehnike se jako često koriste za linearizaciju termistora. Tako se na prvom mestu, kada je linearizacija termistora u pitanju, koristi kolo Vitstonovog mosta [28], kada je u jednoj od grana postavljen termistor. Još jedan često primenjivan način linearizacije termistora predstavlja primena pasivnog otpornika u istom kolu sa termistorom, koje napaja naponski izvor [31]. Na ovaj način struja kroz pasivni otpornik postaje proporcionalna temperaturi. Alternativno se mogu koristiti astabilni ili monostabilni multivibratorski mostovi [32]. Još jedan način linearizacije predstavlja i primena konvertora temperature-u-frekvenciju koji se bazira na primeni astabilnog multivibratora [33]. Četvrti pristup, koji se osim za termistore može primeniti i za druge senzore koji ispoljavaju nelinearnost eksponencijalnog oblika, jeste primena pomenutog logaritamskog pojačavača. Još jedan pristup predstavlja upotreba relaksacionog oscilatora koji poredi izlaz RC kola i

izlaz otpornog razdelnika napona koji sadrži termistor [34]. Rezultat tog poređenja trigeruje vremensko kolo koje kontroliše punjenje i pražnjenje RC kola u povratnoj petlji.

Nekoliko nelinearnih analognih kola, poput množača i delitelja, takođe se može koristiti za linearizaciju senzora čija se prenosna funkcija može modelovati polinomom drugog ili višeg reda [35, 36]. Postoje i ređe zastupljene tehnike linearizacije koje se baziraju na primeni nelinearnih analognih kola, kao što su neuronske mreže [37, 38]. Još jedan jednostavan pristup u linearizaciji senzora koji se mogu implementirati u neko mostno kolo, bazira se na promeni pobudnog napona ili struje usled promene izlaznog signala senzora [39]. Kod silikonskih senzora ovaj pristup daje veoma dobre rezultate jer se nelinearnost senzora može redukovati za jedan red veličine.

Kao što je već rečeno, kolo koje vrši linearizaciju ima prenosnu funkciju koja je inverzna prenosnoj funkciji senzora. Međutim, ovaj idealistički pristup je teško realizovati. Mnogo češće u praksi se kao rešenje tog problema sreće realizacija linearizacionog kola čija je prenosna funkcija deo-po-deo linearna aproksimacija funkcije koja je inverzna prenosnoj funkciji senzora. Dakle, prenosna funkcija kola za linearizaciju senzora se sastoji iz određenog broja linearnih segmenata različite širine međusobno razdvojenih *break* (graničnim) naponima. Sa povećanjem broja segmenata smanjuje se greška aproksimacije idealne prenosne funkcije, ali raste kompleksnost kola koje treba realizovati. Dakle, potrebno je uspostaviti kompromis između tačnosti i kompleksnosti jer oba parametra rastu sa povećanjem broja linearnih segmenata.

2.2 Digitalne tehnike linearizacije

Kada se obrada signala vrši u digitalnom domenu, racionalno je izvršiti linearizaciju statičke funkcije prenosa senzora takođe u digitalnom domenu. U tu svrhu primenjuje se jedna od sledeće dve metode:

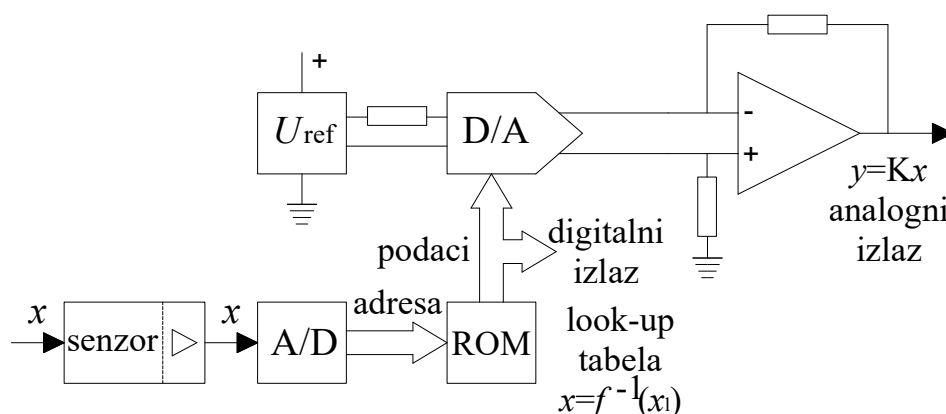
1. linearizacija pomoću tabele pretraživanja (look-up table), ili
2. linearizacija pomoću računarskog algoritma smeštenog u mikroprocesor [40].

Sa pojavom i razvojem digitalnih VLSI kola i digitalne obrade podataka, tehnike linearizacije senzora u digitalnom domenu postale su najzastupljenije jer obezbeđuju visoke

Poglavlje 2: Pregled postojećih tehnika linearizacije senzora

performanse mernih sistema u okviru kojih se primenjuju. Ovim tehnikama se uvek može postići željena tačnost merenja, ali po cenu veće kompleksnosti kola i/ili dužeg vremena obrade signala. Još jedna prednost ovih tehnika je što su kola ili algoritmi preko kojih se realizuju, lako programabilni, tj. mogu biti opšte namene i koristiti se za linearizaciju bilo kog senzora.

Najzastupljenija digitalna tehnika linearizacije je svakako primena look-up tabele (tj. tabele pretraživanja) koja je smeštena u ROM ili EPROM memoriju. Za linearizaciju napona na izlazu senzora pomoću tabele pretraživanja potrebno je eksperimentalno snimiti funkciju prenosa senzora u željenom mernom intervalu. Look-up tabela sadrži parove vrednosti: digitalni ulaz-odgovarajući linearizovani digitalni izlaz [30]. Digitalni ekvivalent nelinearnog signala iz senzora, dobijen pomoću A/D konvertora, koristi se kao adresa lokacije ROM odnosno EPROM memorije u koju je prethodno upisana linearizovana vrednost signala. Umesto linearizovane vrednosti signala u tabelu mogu biti upisane vrednosti korekcije nelinearnosti. Linearizovana vrednost signala može se koristiti u digitalnoj formi ili se može ponovo, posredstvom D/A konvertora, pretvoriti u analogni signal. Adresne linije ROM memorije mogu se povezati direktno na izlaz A/D konvertora, a za selektovanje memorije može se iskoristiti signal za kraj konverzije. Postupak linearizacije nelinearne funkcije prenosa senzora pomoću tabele pretraživanja ilustrovan je blok šemom prikazanom na Slici 2.2.



Slika 2.2. Postupak linearizacije nelinearne funkcije prenosa senzora pomoću look-up tabele, [27].

Prednosti metode linearizacije koja se zasniva na korišćenju memorisane look-up tabele su relativno jednostavna realizacija i velika brzina odziva i to što je ova tehnika opšte namene, tj. može se koristiti za linearizaciju prenosne funkcije bilo kog senzora, bez obzira na to da li je ta funkcija monotona ili ne. Međutim, ova tehnika linearizacije zahteva da oblik nelinearnosti prenosne funkcije senzora bude dobro poznat i da se ne menja.

Prvi način primene ove tehnike za linearizaciju senzora podrazumeva upis potpune tabele podataka koja sadrži onoliko linearizovanih vrednosti signala koliki je broj nivoa kvantizacije A/D konvertora. Ako je n broj bita ili rezolucija A/D konvertora, onda tabela treba da sadrži 2^n vrednosti. Ovaj način linearizacije zahteva korišćenje memorije relativno velikog kapaciteta. Na primer, ako se vrši linearizacija termopara koji se koristi za merenje temperature u opsegu od 0 do 1000°C sa rezolucijom 0.1°C, u memoriju je potrebno uneti 10 hiljada dvobajtnih podataka. Dakle, kada se zahteva velika tačnost merenja, broj unosa u tabelu mora biti veći pa je i površina silikona koju zauzima memorija veća.

Kao alternativno rešenje postoji mogućnost da se više tačaka interpolira (primenom deo-po-deo linearne, deo-po-deo polinomne ili splajn interpolacije) [41], ali je tada neophodna intenzivnija digitalna obrada. U tom slučaju look-up tabela je nepotpuna i u nju se unosi relativno mali broj vrednosti. Linearizovana vrednost neelektrične veličine koja se nalazi između dve susedne vrednosti u nepotpunoj tabeli dobija se interpolacijom, i to najčešće linearnom. Na primer, ako je napon na izlazu senzora $U_i < U < U_{i+1}$, linearizovana vrednost neelektrične veličine izračunava se interpolacijom:

$$x = x_i + \frac{x_{i+1} - x_i}{U_{i+1} - U_i} (U - U_i). \quad (2.4)$$

Ova tehnika zapravo predstavlja kompromis između vremena obrade i površine silikona, što je zapravo česta situacija kod digitalnih tehnika linearizacije. Međutim, postoje načini da se smanji potrebna veličina memorije. Tako na primer, ako je prenosna funkcija senzora simetrična, potrebno je samo polovinu te funkcije smestiti u memoriju. U tom slučaju potpuna rekonstrukcija izlaza podrazumeva poznavanje znaka ulazne veličine u odnosu na koju se određuje izlaz.

Još jedan način redukcije veličine memorije podrazumeva smeštanje digitalnih reprezentata koeficijenata polinoma kojim se aproksimira nelinearna prenosna funkcija senzora [42]. Na primer, pod pretpostavkom da se nelinearna funkcija može aproksimirati polinomom trećeg reda unutar mernog opsega od interesa na sledeći način:

$$U_{iz}(U_{ul}) \cong a_0 U_{ul} + a_1 U_{ul}^2 + a_2 U_{ul}^3, \quad (2.5)$$

u memoriju bi bili smešteni samo koeficijenti a_0 , a_1 i a_2 . Vrednosti ovih koeficijenata se dobijaju za vreme kalibracije. Dakle, kada se umesto hardverskih komponenti koristi digitalni i softverski pristup linearizacije, za očekivati je da će vreme obrade biti duže. Još jednom, ova tehnika predstavlja kompromis između vremena obrade i površine silikona.

Look-up tabela se može implementirati i primenom kombinatorne logike. Ovo rešenje ne zahteva fizičku memoriju pa je pogodno za primene kod jeftinijih varijanti integrisanih kola, tj. u situacijama gde bi korišćenje interne ROM memorije povećalo cenu integrisanog kola. Ovaj pristup je naročito efikasan kada veličina tabele nije velika, jer je u tom slučaju površina silikona koju zauzima kombinatorna logika najčešće manja od površine koju bi zauzela ROM memorija. Međutim, kombinatorna logika se ne može rekonfigurisati, tj. modifikovati tako da može da se koristi za linearizaciju bilo kog senzora.

Dakle, kada se za linearizaciju senzora planira primena digitalne tehnike neminovno se kao problem javlja potreba za velikim memorijskim prostorom i velikim procesorskim mogućnostima. Ove zahteve je naročito važno ispuniti kada matematički izraz za prenosnu funkciju senzora nije poznat, odnosno onda kada je potrebno aproksimirati prenosnu funkciju na osnovu snimljenih parova vrednosti (ulaz senzora, izlaz senzora). Za aproksimaciju prenosne funkcije senzora između snimljenih parova vrednosti koriste se Njutnovi interpolacioni polinomi. U tom slučaju je za linearizaciju senzora najpogodnije koristiti mikroprocesor ili mikrokontroler u koji je implementirana inverzna funkcija aproksimirane funkcije senzora [40].

2.3 Mešovite tehnike linearizacije

Primenom nelinearnog A/D konvertora čija je prenosna funkcija idealna inverzna funkcija prenosne funkcije senzora mogu se istovremeno izvršiti linearizacija i digitalizacija signala sa izlaza senzora.

Postoji nekoliko pristupa za realizaciju nelinearnog A/D konvertora. Jedan od poznatijih se bazira na ratiometrijskom svojstvu većine A/D konvertora [7]. Eksterni referentni napon koji je zavistan od ulaznog napona (što se postiže primenom jednostavnog otpornog razdelnika napona) primenjuje se radi postizanja zahtevane nelinearnosti procesa A/D konverzije. Digitalni izlaz odgovara odnosu ulaznog napona i referentnog napona. Takav A/D konvertor se može posmatrati kao analogni delitelj sa digitalnim izlazom. Iako je ova tehnika linearizacije jednostavna, rezultati njene primene su skromni i lošiji u poređenju sa rezultatima koji se postižu primenom digitalnih tehnika linearizacije. Razlog što je to tako proizilazi iz činjenice da je nemoguće napraviti nelinearni A/D konvertor čija će prenosna funkcija biti idealna inverzna funkcija prenosne funkcije senzora. Zadovoljavajući rezultati u pogledu tačnosti merenja se mogu postići A/D konvertorom čija je prenosna funkcija deo-po-deo linearna aproksimacija funkcije koja je inverzna prenosnoj funkciji senzora [10]. Kolo koje se može smatrati ekvivalentnim deo-po-deo linearnom A/D konvertoru predstavlja redna veza deo-po-deo linearnog analognog linearizacionog kola i linearnog A/D konvertora. Ako se broj i veličina linearnih segmenata adekvatno odaberu (tako da srednje-kvadratna greška aproksimacije u odnosu na idealnu prenosnu funkciju bude minimalna [43]) visoka tačnost merenja se može postići primenom relativno jednostavnog kola.

U radu [29] autori su predložili rešenje deo-po-deo linearnog A/D konvertora koje je razvijeno za potrebe linearizacije sinusoidne prenosne funkcije magneto-rezistivnog senzorskog mosta koji se koristi za beskontaktno merenje ugaone pozicije. Prenosna funkcija tog A/D konvertora je sastavljena od 16 linearnih segmenata koji aproksimiraju funkciju $\arccos(x)$. Kriterijum za izbor broja segmenata i graničnih napona između njih je postizanje minimalne greške aproksimacije od $\pm 0.2\%$. Pomenuti A/D konvertor je realizovan kroz dva stepena konverzije fleš tipa sa po 4 bita rezolucije. U prvom stepenu konverzije generišu se 4 bita najveće težine i u tom stepenu se obavlja linearizacija (granični naponi između

segmenata su referentni naponi na ulazima komparatora fleš A/D konvertora i podešeni su pomoću lestvičaste mreže otpornika različitih vrednosti). U drugom stepenu konverzije generišu se 4 bita najmanje težine pomoću linearnog A/D konvertora. U realizaciji drugog, linearnog, stepena konverzije učestvuje lestvičasta mreža otpornika koju čine identični otpornici. Nakon realizacije prethodno opisanog kola u 2- μ m CMOS tehnologiji i nakon njegove primene, tačnost senzora je popravljena i iznosi 1 %.

2.4 Zaključci

Postoje tri različite grupe tehnika za linearizaciju senzora. U zavisnosti od konkretnih zahteva, jedna tehnika linearizacije može biti superiornija u odnosu na ostale.

Analogne tehnike linearizacije su generalno jednostavnije od ostalih tehnika i ekonomičnije u pogledu potrošnje energije i površine silikona koju linearizaciono kolo zauzima. Osnovni nedostaci ovih tehnika su: velika osetljivost na promene uslova iz spoljašnje sredine (uglavnom promene temperature), nedostatak fleksibilnosti u smislu primene za linearizaciju različitih tipova senzora, visoka tačnost se postiže samo u uskom opsegu merene veličine. Dakle, ove tehnike uglavnom predstavljaju jeftino rešenje niskih performansi koje se koristi kada se linearizovani izlaz senzora zahteva u analognom obliku.

Digitalne tehnike linearizacije nude mnogo veću fleksibilnost i tačnost. Mogu se realizovati kao tehnike specijalne ili opšte namene kojima je moguće postići željenu linearnu prenosnu funkciju. Međutim, visoka tačnost koja se može postići na ovaj način postiže se na račun velike površine silikona i/ili dugog vremena obrade. Primenom VLSI integrisane tehnike, vreme obrade signala sa izlaza senzora u cilju linearizacije može biti skraćeno, ako proces linearizacije nije ograničen cenom ili potrošnjom energije.

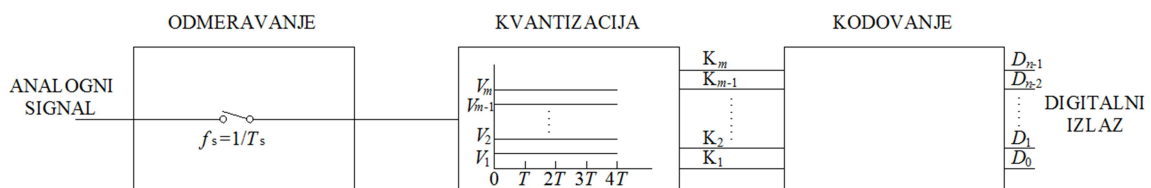
Mešovite tehnike linearizacije su pogodne za primene u mernim sistemima gde je izlaz senzora potrebno konvertovati u digitalni format i minimizovati površinu silikona i potrošnju energije, ali i skratiti vreme obrade signala. Ovo je slučaj sa jeftinijim integrisanim senzorskim kolima gde je potrebno postići zadovoljavajuće performanse uz najmanje zauzeće površine silikona, što se i postiže zahvaljujući tome što jedno isto kolo obavlja dve funkcije: digitalizaciju i linearizaciju.

3. NELINEARNI A/D KONVERTORI: ARHITEKTURE I PRIMENA

Pre pojave nelinearnih A/D konvertora razvijene su arhitekture linearnih A/D konvertora, odnosno konvertora koji imaju linearnu funkciju konverzije analognog signala u digitalni kod. Radi poređenja, tj. radi uočavanja razlika između linearnih i nelinearnih arhitektura A/D konvertora, i radi lakšeg razumevanja zašto je u određenim aplikacijama zahvalnije primeniti nelinearni umesto linearnog A/D konvertora, na početku ovog poglavlja će biti dat opis jedne generalizovane arhitekture linearnog A/D konvertora, kao i uopštene činjenice vezane za proces A/D konverzije.

3.1 Linearni A/D konvertori

Analogno-digitalni (A/D) konvertori konvertuju kontinualni analogni signal u digitalni kod. Uzimanje odmeraka (semplova), kvantizacija i kodovanje su funkcije koje sadrži svaki A/D konvertor (Slika 3.1.).

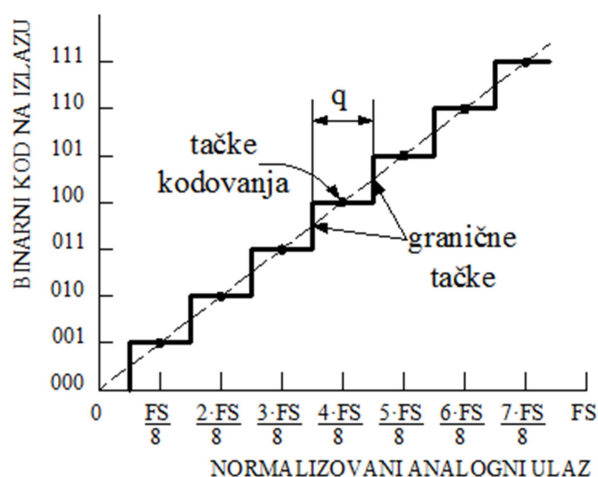


Slika 3.1. Funkcije koje sadrži A/D konvertor, [27].

Konverzija analognog signala u digitalni obavlja se periodično sa periodom T_s , koja je jednaka inverznoj vrednosti brzine uzimanja odmeraka f_s , pri čemu se trenutna vrednost merenog signala u vidu kodovanog broja prenosi na izlaz A/D konvertora. Broj nivoa

kvantizacije definiše broj bita binarno kodovanog broja, odnosno rezoluciju A/D konverzije. Binarno kodovanom broju od n bita odgovara 2^n nivoa kvantizacije. S obzirom na to da je digitalno predstavljanje diskretno, jednom digitalnom broju odgovara čitav opseg analognih vrednosti. Prema tome, rezultat A/D konverzije uvek sadrži sistematsku grešku koja se kreće u granicama $\pm 1/2$ LSB. Ovoj grešci dodaju se sve druge greške koje se javljaju pri konverziji.

Na Slici 3.2. grafički je predstavljena funkcija prenosa i greška usled kvantizacije, pri čemu svaki kvantizacioni nivo q ima opseg $2^{-n} \cdot FS$ (1 LSB) za A/D konvertor koji na svom izlazu daje binarno kodovan broj od n bita. Može se primetiti da maksimalna vrednost binarno kodovanog broja na izlazu A/D konvertora ne odgovara maksimalnoj vrednosti signala na ulazu (FS-full scale), već odgovara vrednosti $(1-2^{-n}) \cdot FS$, jer je ukupno raspoloživo (2^n-1) nivoa kvantizacije, [27].



a)



b)

Slika 3.2. a) Funkcija prenosa 3-bitnog A/D konvertora, b) greška kvantizacije, [27].

Karakteristika sa Slike 3.2.a) predstavlja idealnu funkciju prenosa kod koje su

kvantizacioni nivoi uniformno raspoređeni. Realna funkcija prenosa odstupa od idealne i slično kao kod D/A konvertora, mogu se definisati greške koje unosi A/D konvertor. Greške kod A/D konvertora definišu se na isti način kao kod D/A konvertora, s tom razlikom što su izlaz i ulaz zamenili mesta. I ovde se mogu definisati linearnost, ofset nule, greška pojačanja, diferencijalna nelinearnost, itd. [27]. Ako je diferencijalna nelinearnost A/D konvertora velika usled monotone funkcije prenosa može doći do gubitka koda (*missed code*). Osnovna dinamička karakteristika A/D konvertora je vreme konverzije, koje predstavlja vreme koje protekne od trenutka početka konverzije do pojave digitalnog ekvivalenta na izlazu A/D konvertora.

U literaturi se može naići na različite podele linearnih A/D konvertora. Klasifikacija A/D konvertora najčešće se vrši prema načinu rada ili brzini, mada se kao kriterijumi za podelu uzimaju i tačnost, oblast primene, cena i dr. Rad većine A/D konvertora obavlja se korišćenjem jednog od dva principa: integracije ili poređenja napona. Neke od tehnika primenjenih u realizaciji savremenih A/D konvertora navedene su u Tabeli 3.1.

Tabela 3.1. Metode A/D konverzije, [27].

Metode konverzije/ vreme konverzije T	Tehnika	Brzina ($1/T$) za rezoluciju 12 bita	Brzina ($1/T$) za rezoluciju 8 bita
Integracija/ 0.4 s – 1 ms	Dvostruki nagib	100 Hz	1.6 kHz
	Balans naelektrisanja	60 Hz	1 kHz
	Sigma-delta	10 Hz	500 Hz
	Konverzija napona u frekvenciju	2.5 Hz	40 Hz
Poređenje napona/ 1 ms – 5 ns	Sukcesivne aproksimacije	500 kHz	8 MHz
	Praćenje	250 Hz	4 kHz
	Paralelni	-	200 MHz
	Protočni	40 MHz	80 MHz

3.2 Nelinearni A/D konvertori

Nelinearni A/D konvertori imaju značajnu primenu u oblastima gde je potrebno izvođenje neuniformne kvantizacije, kao na primer u realizaciji sistema za detekciju svetlosti, u slušnim aparatima, nuklearnoj fizici, u sistemima za akviziciju slika, komunikacionim sistemima, itd. [8]. U ovom poglavlju disertacije posebna pažnja biće posvećena nelinearnim A/D konvertorima koji u svom sklopu sadrže neuniformne kvantizere. U pitanju su sledeći A/D konvertori: floating-point ili A/D konvertori sa pokretnim zarezom, logaritamski A/D konvertori, deo-po-deo linearni A/D konvertori i A/D konvertori sa nadodmeravanjem.

Dakle, konvertori podataka su osnovni gradivni blokovi mnogih električnih kola. To je tako jer je mnogo jednostavnije obrađivati podatke koji su u digitalnom formatu, nego obavljati ekvivalentne operacije nad analognim signalom. Konvertori podataka iz analognog u digitalni domen se između ostalog koriste za digitalizaciju govornog signala, slika i bežičnih telekomunikacionih signala. Bez A/D konvertora ne bi bila moguća realizacija digitalnih uređaja poput kamera, mobilnih telefona, sistema za emitovanje digitalne slike i zvuka, itd. Obično A/D konvertori imaju uniformno podeljen ulazni opseg, tj. imaju linearnu funkciju konverzije, pa se nazivaju linearni A/D konvertori. Međutim, u nekim primenama je potrebno da funkcija konverzije A/D konvertora bude nelinearna. Tako na primer, veoma široku primenu u kompresiji govornog signala ima A/D konvertor koji u sebi sadrži kvantizer koji se naziva kompander. Prenosna funkcija ovog kvantizera je logaritamska, tj. nelinearna po A-zakonu ili μ -zakonu [44], a koristi se onda kada je potrebno kompenzovati slabljenje signala i uticaj karakteristika kanala na govorni signal koji se njime prenosi. Postoji još primera gde se koristi nelinearni A/D konvertor čiji kvantizer ima logaritamsku funkciju prenosa: Light Detection and Ranging (LIDAR) [45], slušni aparati [46], [47] i [48] i akvizicija slika [49], [50], [51] i [52]. U slučaju detekcije svetlosti, tj. za primene u LIDAR sistemima, primenom logaritamske funkcije A/D konverzije, amplituda primljenog signala, koja opada sa kvadratom pređenog rastojanja, može se povećati a da pritom ne mora da se koristi linearni A/D konvertor visoke rezolucije. Kod slušnih aparata i sistema za akviziciju slika, logaritamska funkcija konverzije omogućava da se sistem izbori sa visokim dinamičkim opsegom ulaznih signala, omogućavajući da se svaki od tih sistema ponaša onako kako i inače funkcionišu sluh i vid.

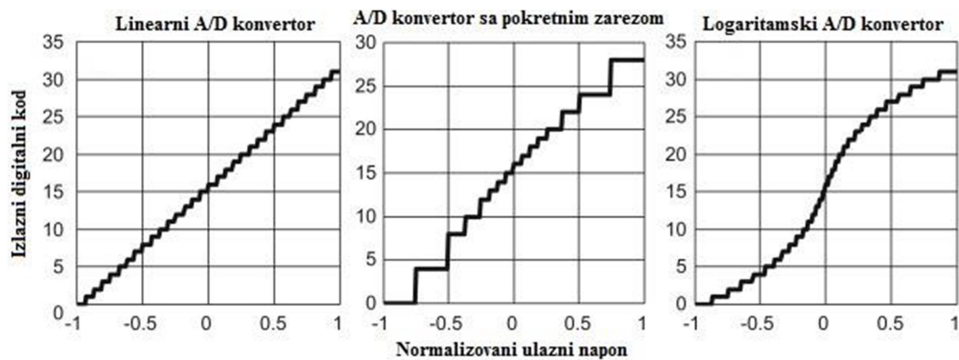
Postoje nelinearni A/D konvertori koji vrše deo-po-deo linearnu konverziju, a mogu se koristiti za kompenzaciju nelinearnosti senzora, kao što je predloženo u radovima [9], [10] i [11]. Ovi tipovi konvertora se često koriste u nuklearnoj fizici [53]. Postoje i A/D konvertori koji primenjuju impulsno-širinsku modulaciju za kompenzaciju nelinearnosti senzora [54]. U ovom slučaju je poželjno da kompletan sistem troši što manje energije kako bi se produžio radni vek baterije, ili da se sistem napaja pomoću energije prikupljene (*harvested*) iz okoline. Dakle, da bi se uštedela energija koja je potrebna za rad senzora, potrebno je da se sam proces A/D konverzije obavlja sa što manje bita, tj. sa što je moguće manjom rezolucijom. U slučaju da se u kombinaciji sa nelinearnim senzorom koristi linearni A/D konvertor, nakon A/D konverzije bi bilo potrebno uraditi linearizaciju signala, što opet zahteva dodatnu potrošnju energije. Takođe, linearni A/D konvertor mora da ima veću rezoluciju kako bi postigao željenu preciznost na celom opsegu ulaznog signala, što je naročito važno u onim situacijama kada i pri velikim promenama merenog parametra na ulazu senzora, dolazi do vrlo malih varijacija signala na izlazu senzora.

U grupu nelinearnih A/D konvertora spadaju i oni koji prvo pojačaju signal pre nego što ga konvertuju. U tom slučaju, funkcija konverzije se može aproksimirati pravom linijom. Zahvaljujući pojačanju signala pre kvantizacije, činiće se da su ulazni signali male amplitude kvantovani sa većom rezolucijom u poređenju sa signalima veće amplitude. Ovaj tip nelinearnih A/D konvertora nalazi primene u nuklearnoj fizici [55], gde produkti kolizije čestica mogu da imaju veoma male ili veoma velike energije, kao i u komunikacionim sistemima [56], [57], gde amplituda primljenog signala varira usled slabljenja zbog pređenog rastojanja i usled nailaska na prepreke.

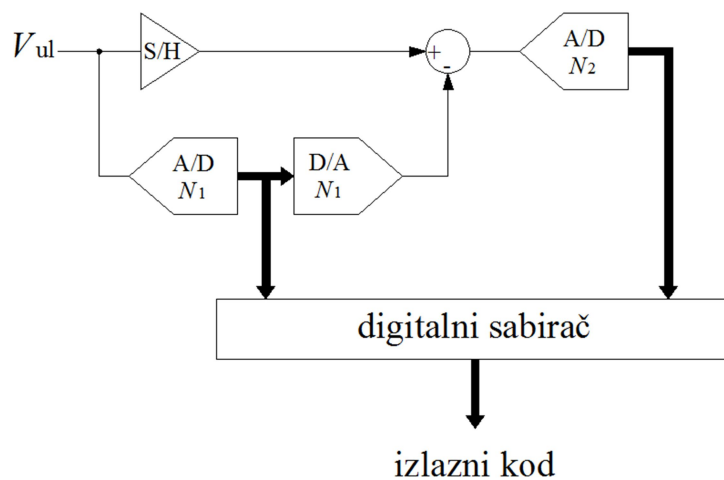
Neki od pomenutih nelinearnih konvertora, o kojima će više reči biti u nastavku ovog poglavlja, sastavljeni su od COTS delova (COTS - *Commercial Off-The-Shelf* su komponente ili delovi dizajnirani da se lako integrišu u postojeće sisteme bez potrebe za dodatnim modifikacijama, tj. reč je o komponentama koje se koriste u originalnom obliku onako kako su izvorno napravljene). Međutim, samo mali procenat pomenutih nelinearnih A/D konvertora, realizovanih primenom postojećih tehnologija, može raditi sa istim brzinama konverzije kao što rade najsavremeniji linearni A/D konvertori. Zaključuje se da je oblast nelinearne A/D konverzije široka i otvorena za nova istraživanja i primene.

Poglavlje 3: Nelinearni A/D konvertori: arhitekture i primena

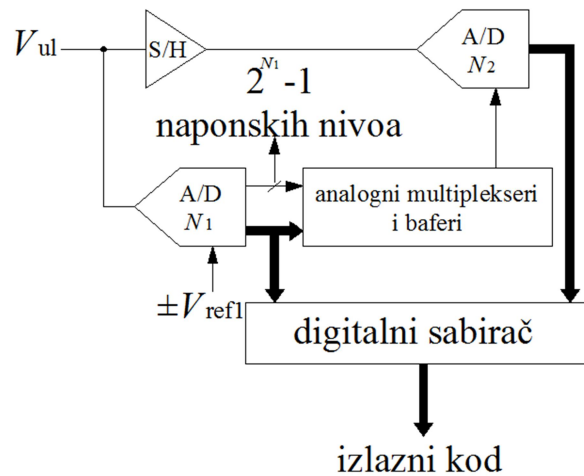
Ono po čemu se pre svega nelinearni A/D konvertor razlikuje od linearnog je veličina koraka kvantizacije. Kod nelinearnog A/D konvertora širina jednog koraka kvantizacije nije konstantna na celom ulaznom opsegu. Slika 3.3. prikazuje tri različita oblika funkcije kvantizera: sa leve strane je linearna, u sredini je kvantizaciona funkcija floating-point (sa pokretnim zarezom) A/D konvertora, dok je sa desne strane prikazana funkcija kvantizacije logaritamskog A/D konvertora [8]. Mnoge nelinearne arhitekture A/D konvertora baziraju se na procesu dvostepene konverzije, koji je razvijen na osnovu linearnog dvostepenog procesa konverzije. Kao što se iz naziva naslućuje, proces kvantizacije signala se obavlja u dva stepena. U prvom stepenu se signal odmerava i grubo kvantuje, a u drugom stepenu se vrši fina kvantizacija semplovanog signala.



Slika 3.3. Poređenje različitih oblika kvantizacionih funkcija.



Slika 3.4. Arhitektura 1 dvostepenog A/D konvertora.



Slika 3.5. Arhitektura 2 dvostepenog A/D konvertora.

Dve najzastupljenije realizacije dvostepene arhitekture A/D konvertora su prikazane na Slici 3.4. i Slici 3.5. Razlika između ove dve realizacije je u drugom stepenu konverzije. Na Slici 3.4. je prikazana realizacija dvostepenog A/D konvertora koja koristi D/A konvertor koji digitalni rezultat prvog, tj. grubog stepena kvantizacije, vraća u analogni format, nakon čega se taj rezultat oduzima od analognog odmerka na ulazu. Ono što sledi je fina kvantizacija te razlike. Prednost ove arhitekture ogleda se u tome što se ulazni opseg grubog stepena kvantizacije na ovaj način ograničava. Međutim, nedostatak je to što je potreban D/A konvertor i analogno kolo za oduzimanje, zbog čega dvostepeni A/D konvertor zauzima veći prostor i troši više energije.

U arhitekturi prikazanoj na Slici 3.5. vrednosti donjeg i gornjeg referentnog napona drugog A/D konvertora se menjaju u skladu sa rezultatom dobijenim u prvom stepenu tzv. grube kvantizacije, nakon čega sledi fina kvantizacija. U ovom slučaju nisu potrebni D/A konvertor i kolo za oduzimanje, ali zato A/D konvertor koji obavlja finu kvantizaciju mora da podrži ceo ulazni opseg signala [58].

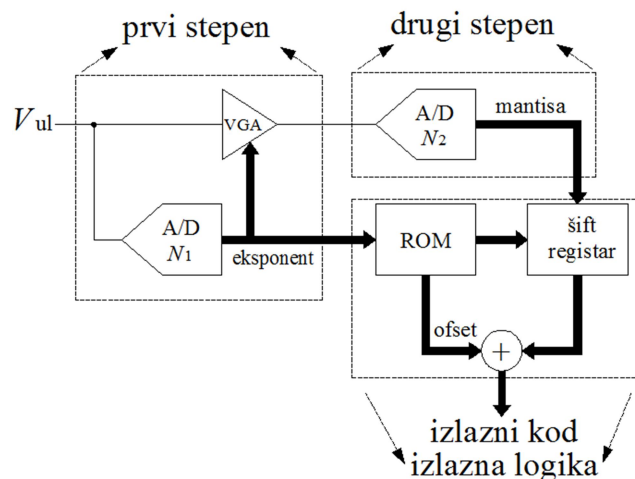
Ove arhitekture se mogu prilagoditi tako da obavljaju A/D konverziju sa pokretnim zarezom ili deo-po-deo linearnu A/D konverziju, o čemu će više reči biti u nastavku.

Nelinearni A/D konvertori mogu da postignu efekat kompandinga, tj. da signale velike dinamike predstave manjim brojem bita nego što je potrebno u slučaju primene linearnih A/D konvertora. Međutim, u toku izvođenja kompandinga neki od podataka o originalnom signalu

mogu biti izgubljeni. Kompanding tehnika je veoma korisna, a ponekad se i specijalno zahteva u realizacijama slušnih aparata ili za akviziciju slika. U slučaju akvizicije slika, kompanding pomaže da se prevaziđu poteškoće sa velikim varijacijama u osvetljenosti scene, tj. sa pojavom zona senke ili jarko svetlim zonama [50]. Kod slušnih aparata kompanding se uvek zahteva, iz tog razloga što je zvuk iz okoline potrebno prilagoditi dinamičkom opsegu koje ljudsko uho može da prihvati [59]. Postoje primeri upotrebe nelinearnih A/D konvertora u medicinske svrhe, kao i primera gde se A/D konvertori specijalno modifikuju za primenu u naprednim sistemima za neuro-stimulaciju u zatvorenoj petlji [60], [61].

3.2.1 Floating-point konvertori

Floating-point konvertori, ili konvertori sa pokretnim zarezom, duguju svoje ime načinu na koji se vrši kodovanje u toku procesa konverzije analognog signala u digitalni domen. Digitalni kod se sastoji iz dela fiksne rezolucije i eksponenta, slično kao i kod predstavljanja brojeva u formatu sa pokretnim zarezom.



Slika 3.6. Blok dijagram floating-point A/D konvertora, tj. A/D konvertora sa pokretnim zarezom.

Ova arhitektura izvedena je iz linearne dvostepene arhitekture, pa je i princip rada sličan. U prvom stepenu se određuje eksponent, a u drugom mantisa. Ova dva rezultata se

kombinuju u jedan digitalni kod koji se sastoji od eksponenta i mantise, ili se predstavlja u obliku normalizovanog binarnog koda pomeranjem mantise (u šift registru) i dodavanjem ofseta. Vrednost ofseta i broj pomeranja mantise zavise od vrednosti eksponenta.

Slika 3.6. prikazuje generalizovanu blok šemu floating-point A/D konvertora. Svaki odmerak ulaznog signala se dovodi na ulaz fleš A/D konvertora iz prvog stepena u kome se taj odmerak digitalizuje i u kome se određuje eksponent. Pojačanje VGA (*Variable Gain Amplifier*) pojačavača se podešava u skladu sa vrednošću eksponenta. Drugi stepen konverzije digitalizuje pojačan napon sa izlaza VGA kola i generiše mantisu. Na kraju se ova dva rezultata kombinuju kako bi se dobio izlazni digitalni kod. Ovaj pristup se koristi u [62].

Alternativni pristup predstavlja kombinacija VGA i A/D konvertora koji generiše mantisu. Ovo je moguće ako se koristi protočna (*pipeline*) arhitektura A/D konvertora [63]. U tom slučaju, prvi stepeni konverzije u ovoj protočnoj arhitekturi rade kao VGA ili kao klasični protočni stepeni konverzije. Ako je nivo ulaznog signala visok, prvi stepeni funkcionišu kao klasični protočni stepeni konverzije, ali ako je nivo signala nizak prvi stepeni konverzije će primeniti veće pojačanje, tj. imaće funkciju VGA kola.

Eksponent i mantisa se mogu povezati ukoliko se želi kompaktan digitalni prikaz ulaznog signala. Međutim, u nekom trenutku se ovaj prikaz mora prevesti u binarni težinski digitalni kod. Ako se ovo prevođenje obavlja u A/D konvertoru, eksponent čija se vrednost dobija u prvom stepenu konverzije se ubacuje u ROM memoriju, koja sadrži informacije o broju bitova za koje je potrebno pomeriti mantisu i vrednost ofseta koji je potrebno dodati [8]. Ovaj deo kola prikazan je kao izlazna logika na Slici 3.6.

Zbog jednostavnosti, pojačanje VGA pojačavača treba da bude stepen broja dva. Na ovaj način se izlazni digitalni kod može odrediti samo primenom pomeranja i zbirova, kao što je ilustrovano na Slici 3.6. Pojačanja pojačavača ne moraju biti uzastopni stepeni broja dva.

Maksimalna vrednost odnosa signal-šum zavisi od rezolucije A/D konvertora koji generiše mantisu, i dat je sa:

$$SNR_{dB} = 6.02N_2 + 1.76, \quad (3.1)$$

gde je N_2 [bita] rezolucija linearnog A/D konvertora koji generiše mantisu.

Poglavlje 3: Nelinearni A/D konvertori: arhitekture i primena

Dinamički opseg floating-point A/D konvertora je širi od dinamičkog opsega linearnog A/D konvertora iste rezolucije zahvaljujući tome što floating-point A/D konvertor koristi VGA pojačavač za pojačanje signala kada je to potrebno. Dinamički opseg floating-point A/D konvertora definisan je sledećim izrazom:

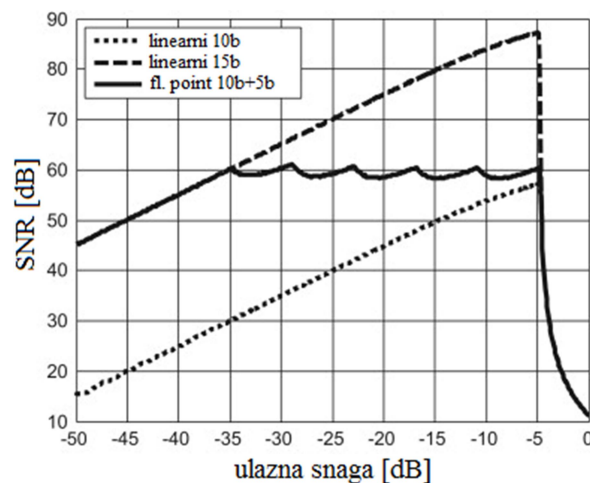
$$DR_{dB} = 20\log_{10}\left(2^{(\log_2 Gain_{max} + N_2)} - 1\right), \quad (3.2)$$

gde je $Gain_{max}$ maksimalno pojačanje koje može da obezbedi VGA pojačavač.

Izlazni kod floating-point A/D konvertora definiše se na sledeći način:

$$\text{izlazni kod} = \frac{V_{ul} Gain}{V_{ref}} 2^{N_2} \ll \log_2 \frac{Gain_{max}}{Gain}, \quad (3.3)$$

gde je V_{ul} ulazni napon, $Gain$ je pojačanje VGA pojačavača kojim pojačava trenutnu vrednost ulaznog napona, $Gain_{max}$ je maksimalna vrednost pojačanja koju VGA pojačavač može da da, V_{ref} je referentni napon A/D konvertora i N_2 je rezolucija A/D konvertora koji određuje mantisu.



Slika 3.7. Poređenje 10-bitnog i 15-bitnog linearnog A/D konvertora sa floating-point A/D konvertorom sa 10-bitnom mantisom i 5-bitnim eksponentom.

Slika 3.7. prikazuje rezultate MATLAB simulacije koja poredi performanse 10-bitnog i 15-bitnog linearnog A/D konvertora sa floating-point A/D konvertorom sa 10-bitnom mantisom i 5-bitnom ekstenzijom dinamičkog opsega (eksponentom). Ovaj dijagram pokazuje da je za manje vrednosti amplitude ulaznog signala SNR floating-point A/D konvertora isti kao i SNR 15-bitnog linearnog A/D konvertora, dok za veće vrednosti amplitude ulaznog signala SNR floating-point A/D konvertora neće biti veći od SNR linearnog 10-bitnog A/D konvertora [8].

Tabela 3.2. Floating-point konvertori, [8].

	[67]	[62]	[68]	[69]	[70]	[71]	[57]
Broj bita	12+8	10+5	8+7	8+7	10+5	10+5	10+2
DR (dB)	120	90	–	90	71.5	–	–
SNR (dB)	–	60	–	48	–	–	60
SNDR (dB)	–	59	–	–	42.5	60	60.3
SFDR (dB)	–	–	–	–	57.4	70	78
Potrošnja (mW)	–	380	5000	50	330	300	75
MSPS	0.1	20	30	10	53	60	25
Površina (mm ²)	–	13.76	–	1	1.68	8.75	–
Godina	1991	2001	2001	2004	2005	2008	2010
Tehn. izrade	COTS	CMOS 0.5μ trostruki- metal	SIM/COTS	CMOS 0.18μ	CMOS 0.35μ 2P4M	CMOS 0.18μ	IBM CMOS 1.2V 0.13μ

Floating-point konvertori se mogu izvesti i iz linearnog A/D konvertora sa sukcesivnim aproksimacijama [64]. Dakle, ako se koristi modifikovani algoritam A/D konverzije sa sukcesivnim aproksimacijama vreme izvršenja procesa kvantizacije se može skratiti.

Performanse bilo kog konvertora se mogu popraviti ako se pronađu i eliminišu izvori grešaka. Pregled najčešćih izvora grešaka kod floating-point A/D konvertora kao i načini za njihovo eliminisanje ili ublažavanje posledica njihovog dejstva, predstavljeni su u [65]. Zajedno sa predloženim tehnikama eliminisanja izvora grešaka, još jedan način da se poprave performanse bilo kog konvertora predstavlja kalibracija. Kalibracione šeme parametara floating-point A/D konvertora, kao što su pojačanje i ofset, prikazane su u referenci [66].

Tabela 3.2. daje pregled najvažnijih karakteristika floating-point A/D konvertora koji se mogu naći u literaturi.

3.2.2 Logaritamski A/D konvertori

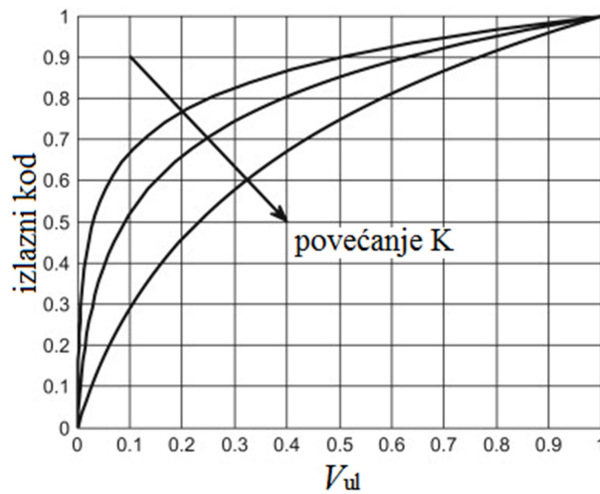
Logaritamski A/D konvertori mogu biti izvedeni iz jedne od linearnih arhitektura, ali se najčešće u literaturi mogu naći oni koju su izvedeni iz linearne protočne arhitekture ili dvostepene arhitekture A/D konvertora [70].

Kod logaritamskog A/D konvertora se veza između ulaznog analognog napona i izlaznog digitalnog koda može predstaviti na sledeći način:

$$V_{ul} = K \left(\frac{1}{K} + 1 \right)^{OC/(2^N - 1)}, \quad (3.4)$$

gde je K normalizaciona konstanta, OC je digitalni izlazni kod i N je rezolucija konvertora u bitima. Promenom vrednosti konstante K , moguće je podesiti izgled prenosne funkcije, ili funkcije konverzije logaritamskog A/D konvertora, kao što je prikazano na Slici 3.8.

Ova zavisnost izlaza od ulaza konvertora važi samo za pozitivne vrednosti ulaznog napona V_{ul} , ali ako je potrebno da konvertor prevede u digitalni domen i negativne vrednosti ulaznog napona, za predstavljanje znaka ulaznog napona se koristi jedan bit, dok A/D konvertor prevodi u digitalni domen modul, tj. apsolutnu vrednost ulaznog napona.



Slika 3.8. Normalizovana logaritamska funkcija konverzije.

Maksimalni dinamički opseg koji može da postigne jedan logaritamski A/D konvertor definisan je sledećim izrazom:

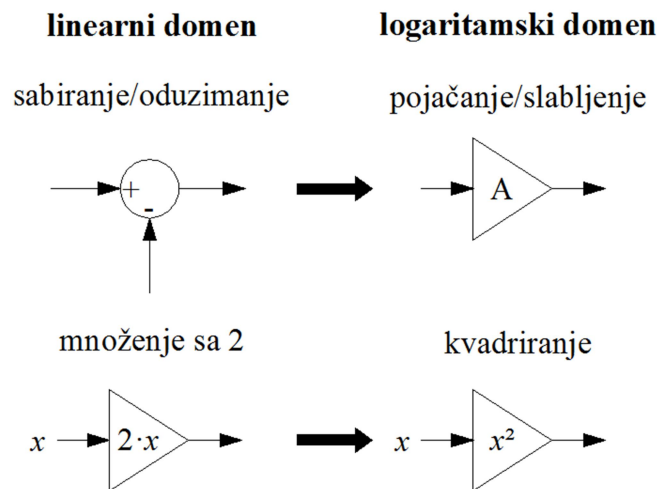
$$DR_{dB} = 20 \log_{10} \frac{1}{K \left(\left(1 + (1/K) \right)^{1/(2^N-1)} - 1 \right)}, \quad (3.5)$$

a maksimalna vrednost odnosa signal-šum je definisana sa:

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \frac{3 \times 2^{2N}}{\ln(1 + (1/K))^2}. \quad (3.6)$$

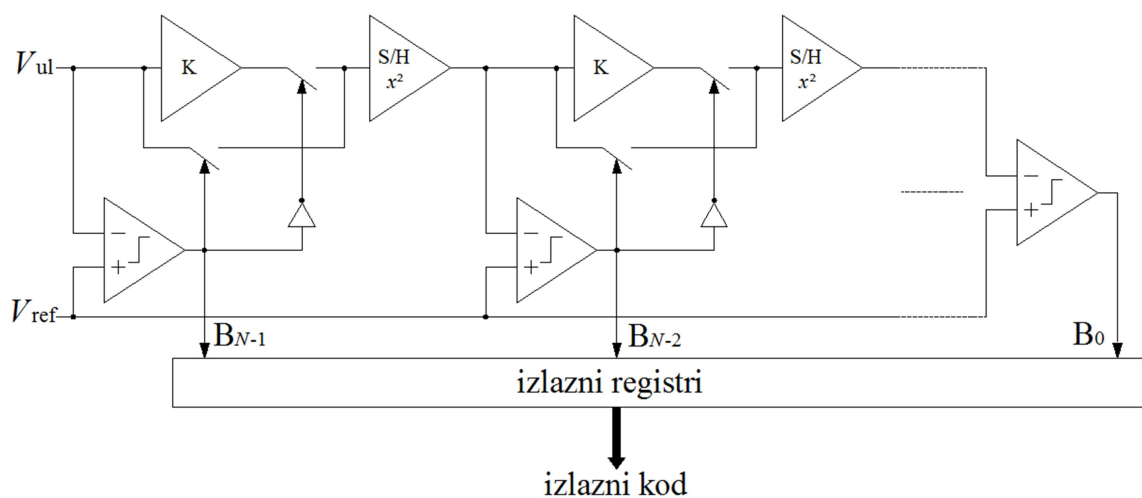
3.2.2.1 Logaritamski protočni (*pipeline*) konvertori

Logaritamska funkcija konverzije je postignuta zamenom linearnih matematičkih operacija koje svaki stepen A/D konverzije obavlja, njihovim logaritamskim ekvivalentima, kao što je ilustrovano na Slici 3.9. i u referencama [71-75]. Oduzimanje je zamenjeno slabljenjem, sabiranje je zamenjeno pojačanjem, a množenje brojem dva zamenjeno je funkcijom kvadriranja.



Slika 3.9. Transformacije iz linearnog u logaritamski domen.

Slika 3.10. prikazuje jednu realizaciju logaritamskog protočnog konvertora, koji konvertuje samo pozitivne vrednosti ulaznog napona.

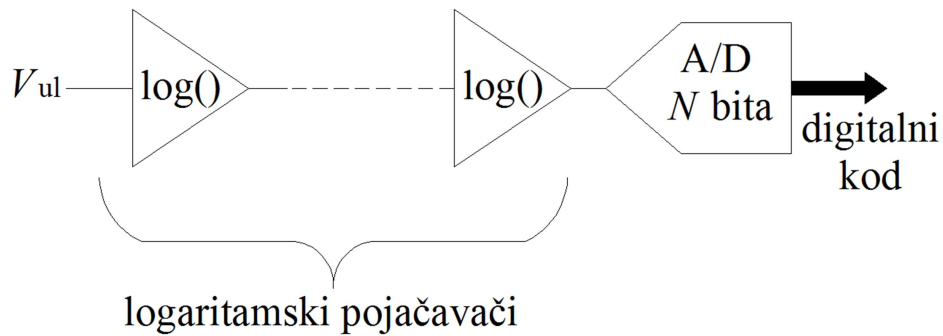


Slika 3.10. Logaritamski protočni A/D konvertor.

3.2.2.2 Dvostepeni logaritamski konvertori

Dvostepeni logaritamski konvertor se može sastojati od jednog ili više logaritamskih pojačavača, koji čine stepen logaritamskog pojačanja ulaznog signala, i linearnog A/D

konvertora koji predstavlja drugi stepen u kome se vrši konverzija ulaznog pojačanog napona u digitalni domen, kao što je prikazano na Slici 3.11.



Slika 3.11. Dvostepeni logaritamski A/D konvertor.

Tabela 3.3. Logaritamski konvertori, [8].

	[76]	[45]	[79]	[46]	[73]	[80]	[74]
Broj bita	9	12	8	3	8	7	8
DR (dB)	80	–	–	–	80	80	–
SNR (dB)	44.3	–	–	–	–	70	–
SNDR (dB)	–	–	–	–	36	–	–
Potrošnja (mW)	–	–	30	0.0025	2.54	45	0.0033
MSPS	–	50	0.76	0.008	22	20.48	0.001
Površina (mm ²)	–	–	9.24	–	0.56	–	–
Godina	2001	2001	2003	2005	2007	2008	2009
Tehn. izrade	–	COTS	CMOS 0.35μ 1P4M	CMOS 0.5μ	CMOS 0.18μ MiM Cap	CMOS 0.18μ	CMOS 0.35μ

Postoje radovi koji govore o pristupu u realizaciji dvostepenog logaritamskog A/D konvertora koji predlaže primenu isključivo COTS pojačavačkih komponenti i A/D konvertora [45]. Drugi pristup u realizaciji dvostepenih logaritamskih A/D konvertora se poklapa sa pristupom koji se koristi za realizaciju linearnih dvostepenih A/D konvertora, a koji predlaže da se i stepen grube i stepen fine kvantizacije izvode direktno u logaritamskom domenu [78].

Tabela 3.3. sumira karakteristike najvažnijih logaritamskih A/D konvertora koji se mogu naći u literaturi.

3.2.3 Deo-po-deo linearni A/D konvertori

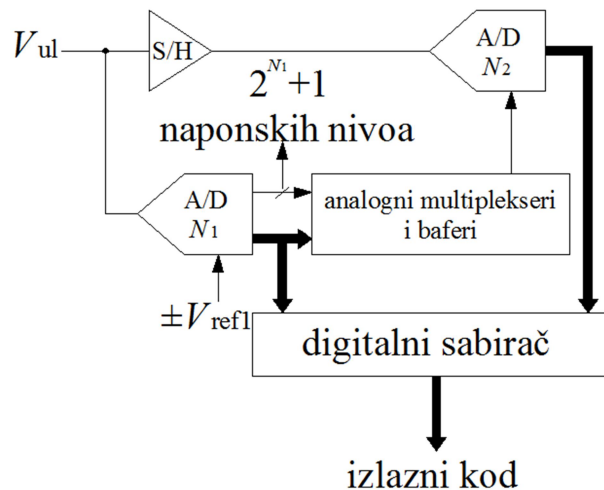
Deo-po-deo linearni A/D konvertori su izvedeni iz linearne dvostepene arhitekture, pa se i konverzija izvodi u dva stepena. U prvom stepenu se izvodi gruba kvantizacija i generišu se biti najveće težine, dok se u drugom stepenu izvodi fina kvantizacija i generišu se biti najmanje težine. Razlika između linearne i deo-po-deo linearne arhitekture je u vrednostima referentnih napona koji se koriste u prvom i drugom stepenu konverzije.

U linearnoj dvostepenoj arhitekturi, referentni naponi kvantizera grube i fine kvantizacije su uniformno raspoređeni unutar opsega kvantizacije, zahvaljujući čemu je rezultujuća funkcija konverzije linearna. Kod deo-po-deo linearne dvostepene arhitekture, referentni naponi grube kvantizacije nisu na međusobno jednakom rastojanju, tj. nisu uniformno raspodeljeni unutar opsega kvantizacije. Zahvaljujući tome ova arhitektura A/D konvertora omogućava da se nelinearna kontinualna funkcija konverzije aproksimira linearnim segmentima, odakle i naziv deo-po-deo linearni A/D konvertor. Neki autori ubrajaju i floating-point A/D konvertore u deo-po-deo linearne A/D konvertore, kao u [49].

Jednu od najznačajnijih primena deo-po-deo linearnih A/D konvertora predstavlja linearizacija nelinearnih senzora. Neki od primera zajedničke primene nelinearnih senzora i deo-po-deo linearnih dvostepenih A/D konvertora prezentovani su u radovima [9] i [10], gde je nelinearna prenosna funkcija senzora vlažnosti kompenzovana primenom A/D konvertora sa deo-po-deo linearnom prenosnom funkcijom.

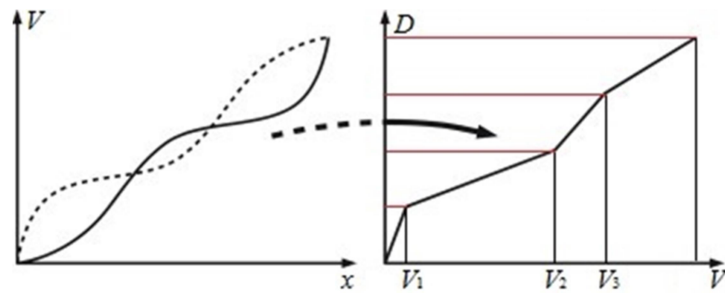
Primenom A/D konvertora sa odgovarajućim oblikom prenosne funkcije moguće je izvršiti linearizaciju signala sa izlaza senzora, čime se eliminiše potreba za dodatnim

linearizacionim kolima. Na ovaj način je moguće proizvesti jeftinije, jednostavnije i energetske efikasnije senzore, jer se njihova nelinearnost može jednostavno kompenzovati istom brzinom sa kojom se izvodi akvizicija (A/D konverzija) signala.



Slika 3.12. Deo-po-deo linearni A/D konvertor.

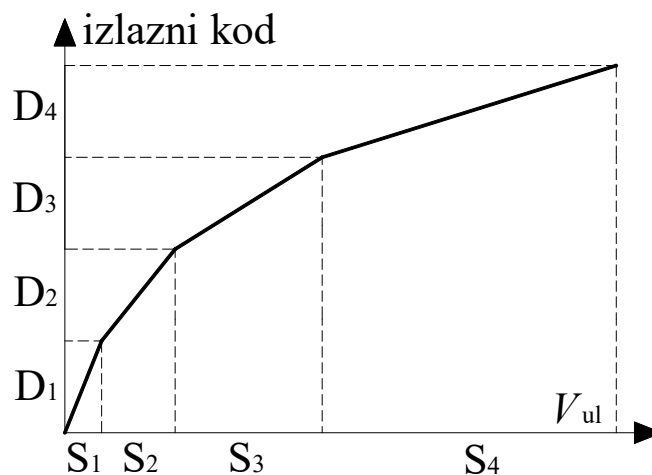
Slika 3.12. prikazuje jednu realizaciju deo-po-deo linearnog A/D konvertora. U prvom stepenu konverzije se odmerak ulaznog napona poredi sa referentnim naponima kvantizera čime se generiše N_1 bita najveće težine, i pronalazi linearni segment unutar koga se izvodi drugi stepen A/D konverzije. Analogni multiplekseri selektuju referentne napone odmah ispod i odmah iznad trenutne vrednosti ulaznog napona. Zatim se ovi naponi smeštaju u bafere i koriste kao donja i gornja granica ulaznog opsega kvantizera koji vrši finu kvantizaciju. Rezultati oba stepena konverzije se zatim spajaju i lečuju kako bi se formirao kompletan izlazni kod. Pomoću ove arhitekture A/D konvertora može se dobiti bilo koja prenosna funkcija koja je monotona, kao što je prikazano na Slici 3.13. Na levoj polovini slike uočavaju se dve krive, pri čemu ona prikazana punom linijom predstavlja funkciju prenosa procesa koji se kvantuje, dok isprekidana linija predstavlja njoj inverznu funkciju. Na desnoj polovini slike vidi se jedan primer deo-po-deo linearne aproksimacije inverzne prenosne funkcije.



Slika 3.13. Deo-po-deo linearna aproksimacija neke proizvoljne funkcije.

Deo-po-deo linearni A/D konvertori mogu imati prenosnu funkciju koja je deo-po-deo linearna aproksimacija logaritamske funkcije. Kod ovog pristupa, važno je da tačke koje ograničavaju linearne segmente budu izabrane tako da razlika između realne logaritamske funkcije i njene aproksimacije bude minimalna. Slika 3.14. prikazuje izgled deo-po-deo linearne aproksimacije logaritamske funkcije koja predstavlja prenosnu funkciju jednog deo-po-deo linearnog A/D konvertora.

Kao što je prikazano na Slici 3.14., ulazni opseg deo-po-deo linearnog A/D konvertora je podeljen na S_i podopsega ili segmenata, pri čemu se širine segmenata međusobno razlikuju. Broj tih neuniformnih segmenata zavisi od rezolucije prvog stepena A/D konverzije N_1 . Za svaki od segmenata postojaće više mogućih kodnih reprezentacija, čiji broj zavisi od rezolucije drugog stepena A/D konverzije N_2 .



Slika 3.14. Deo-po-deo linearna aproksimacija logaritamske funkcije.

Tabela 3.4. prikazuje najvažnije karakteristike deo-po-deo linearnih A/D konvertora koji se mogu naći u literaturi.

Tabela 3.4. Deo-po-deo linearni A/D konvertori, [8].

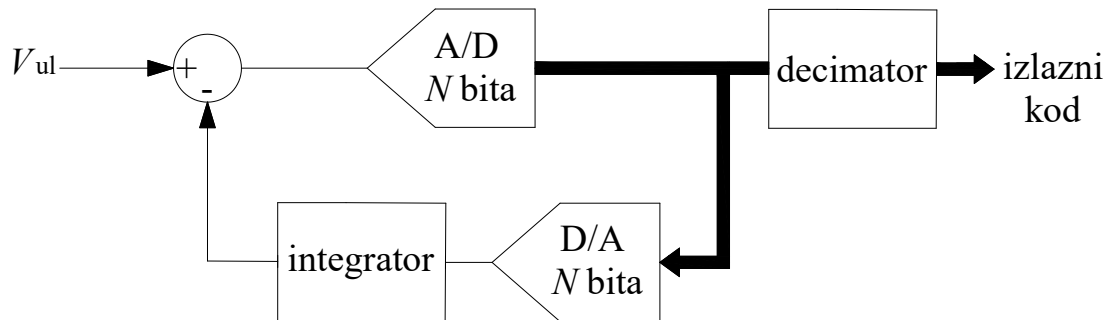
	[9]	[55]
Broj bita	6+5	3+8
Snaga (mW)	25	–
MSPS	5	–
Površina (mm ²)	5	–
Godina	1995	2000
Tehnologija izrade	CMOS 1.5μ	COTS

3.2.4 A/D konvertori sa nadodmeravanjem

Za razliku od konvertora koji se baziraju na Nikvistovoj teoremi o odmeravanju, postoje i A/D konvertori kod kojih je frekvencija odmeravanja i po nekoliko puta veća od Nikvistove frekvencije. To su takozvani A/D konvertori sa nadodmeravanjem. Odnos frekvencije odmeravanja A/D konvertora i Nikvistove frekvencije naziva se odnos nadodmeravanja *OSR (Oversampling Ratio)*. Kod A/D konvertora sa nadodmeravanjem, potrebno je napraviti kompromis između brzine odmeravanja (uzorkovanja, semplovanja) i rezolucije. Za svaki takti ciklus broj bita koji se generiše mora biti smanjen, tj. mora se uzeti neka prosečna ili desetkovana vrednost broja bitova kako bi se smanjila frekvencija i povećala rezolucija digitalnog koda.

3.2.4.1 Delta konvertori

Delta konvertori spadaju u najjednostavnije konvertore sa nadodmeravanjem. Broj komponenata iz kojih se sastoji ovaj tip konvertora je mali (Slika 3.15.), što ih čini pogodnim za aplikacije gde je neophodno da potrošnja energije bude što manja. Konvertori se mogu rangirati i po sposobnosti adaptacije, tj. mogućnosti da frekvenciju odmeravanja (brzinu uzorkovanja) ili veličinu koraka kvantizacije prilagode ulaznom signalu.



Slika 3.15. Delta A/D konvertor.

Konvertor koji ima adaptabilnu veličinu koraka kvantizacije može da obavlja adaptivnu delta modulaciju ADM (*Adaptive Delta Modulation*). Ako je frekvencija odmeravanja ili brzina semplovanja adaptabilna, kaže se da konvertor može da obavlja delta modulaciju sa neuniformnim odmeravanjem NS-DM (*Nonuniform Sampling Delta Modulation*). Međutim, ako su i korak kvantizacije i frekvencija odmeravanja adaptabilne, kaže se da konvertor može da obavlja adaptivnu delta modulaciju sa neuniformnim odmeravanjem ANS-DM (*Adaptive Nonuniform Sampling Delta Modulation*). Primenom NS-DM ili ANS-DM konvertora vrednost odnosa signal-šum SNR se može povećati. Studija o vrednostima SNR-a za svaku od navedenih modulacionih šema izložena je u [81].

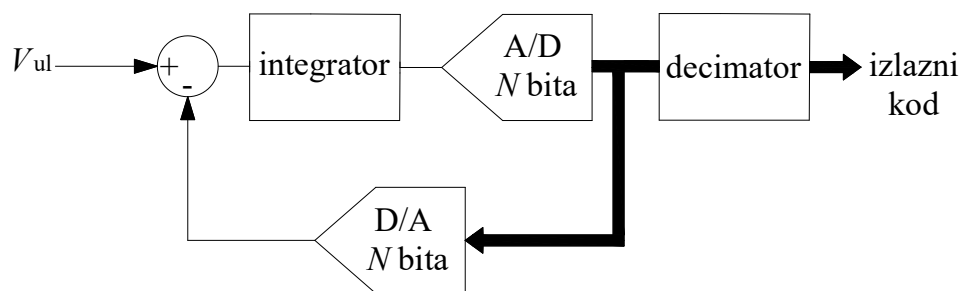
Konvertori koji izvode ADM ili ANS-DM se mogu klasifikovati prema načinu adaptacije koraka kvantizacije u one čiji se korak kvantizacije menja diskretno ili kontinualno. Delta modulacija sa kontinualno promenljivim nagibom CVSD (*Continuously Variable Slope Delta Modulation*) izvodi se primenom analognog kola. Delta modulacija sa diskretno promenljivim nagibom DVSD (*Discretely Variable Slope Delta Modulation*), kao što samo ime objašnjava, obavlja se digitalnim kolom.

Neke tehnike koje se primenjuju kod linearnih A/D konvertora mogu se koristiti i sa delta modulatorima, a jedna od tih tehnika je i vremensko preplitanje (*time interleaving*), kao što je pokazano u [82]. Neke od primena nelinearnih delta modulatora uključuju procesiranje i kodovanje audio signala i signala slike [83-85], kao i primene kod senzora [82].

3.2.4.2 Sigma-delta konvertori

Postoje dve klase sigma-delta konvertora, vremenski kontinualni CT (*Continuous Time*), gde je filter u povratnoj petlji realizovan pomoću integratora, i vremenski diskretni DT (*Discrete Time*), gde je filter u povratnoj petlji realizovan pomoću prekidačkih kondenzatorskih kola. To što su DT konvertori realizovani pomoću prekidačkih kondenzatorskih kola čini ih pogodnijim za integraciju jer su njihova svojstva definisana odnosom komponenata, a ne apsolutnim vrednostima komponenata koje ih čine, što je slučaj sa CT konvertorima.

Slika 3.16. prikazuje blok dijagram najjednostavnijeg vremenski diskretnog sigma-delta konvertora sa svim njegovim gradivnim blokovima. Sigma-delta konvertori modulišu digitalni izlaz kako bi smanjili akumuliranu grešku, tj. razliku između ulaznog i izlaznog signala. Najvažniju karakteristiku ovih konvertora predstavlja način na koji ovi konvertori raspodeljuju šum kvantizacije. Tačnije, oni imaju mogućnost da šum potisnu van opsega od interesa, čime se popravljaju odnos signal-šum kvantizacije. Mogućnost da se uz pomoć ovih konvertora postigne željena nelinearna prenosna funkcija konverzije može se ostvariti primenom nelinearnog A/D konvertora koji obrađuje izlaz integratora, i D/A konvertora koji ima prenosnu funkciju inverznu prenosnoj funkciji nelinearnog A/D konvertora [86]. CT konvertor za audio signale opisan u radu [87] koristi ovaj pristup.



Slika 3.16. Sigma-delta A/D konvertor.

Drugačiji pristup bi bio da se nelinearni element postavi na ulaz konvertora, i to pre integratora, i primeni D/A konvertor koji ima funkciju konverzije inverznu funkciji prenosa upotrebljenog nelinearnog elementa [88].

Tabela 3.5. sumira karakteristike najznačajnijih nelinearnih sigma-delta A/D konvertora koji se mogu naći u literaturi.

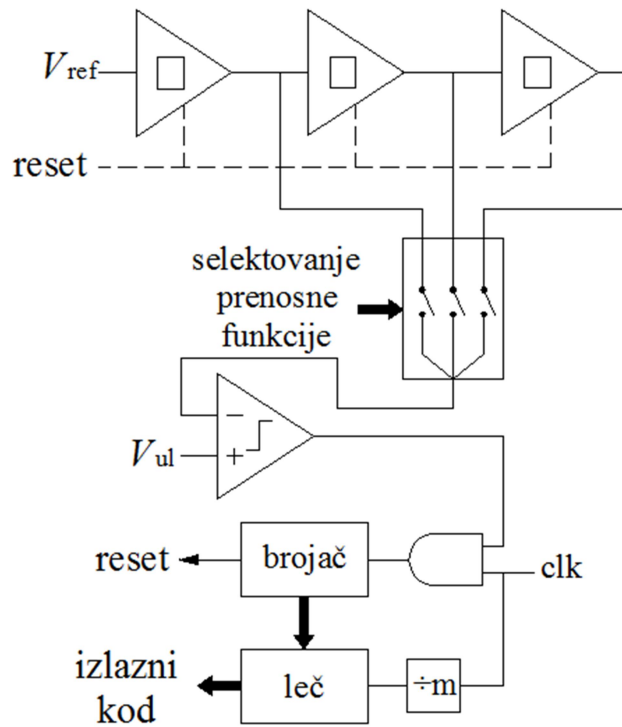
Tabela 3.5. Nelinearni sigma-delta A/D konvertori, [8].

	[89]	[88]	[87]
SNR (dB)	50	50	76
Potrošnja (mW)	1.4	–	0.86
F_s (MHz)	0.25	1.6	3.072
OSR	64	256	64
MSPS	0.0039	0.00625	0.048
Površina (mm ²)	2	–	–
Godina	1997	1999	2012
Tehnologija izrade	CMOS 1.5 μ	–	SIM

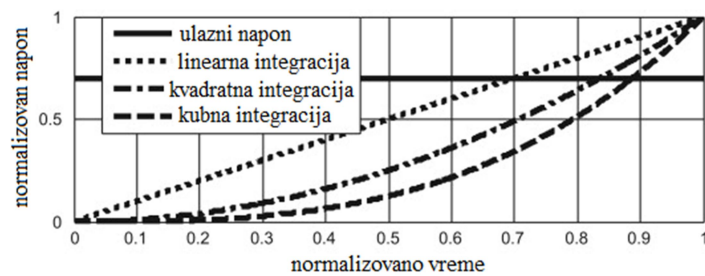
3.2.5 A/D konvertori na bazi impulsno-širinske modulacije

3.2.5.1 Modifikovani integracioni A/D konvertor

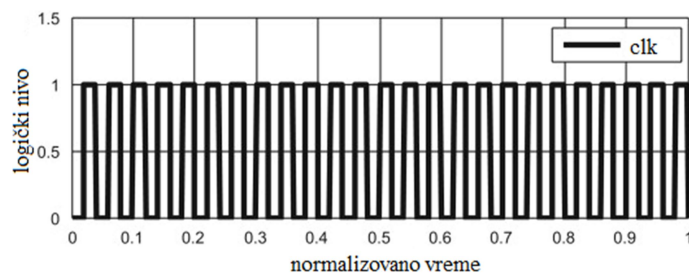
Nelinearna A/D konverzija sa impulsno-širinskom modulacijom PWM (*Pulse Width Modulation*) zasniva se na modifikovanoj šemi integracionog A/D konvertora. U tom slučaju, izlazni kod se dobija brojanjem taktnih ciklusa koji proteknu do trenutka kada izlazni napon integratora postane jednak naponu na ulazu konvertora [90]. U primeru prikazanom na Slici 3.17., postoje tri integratora sa čijih se izlaza može preuzeti napon sa kojim će se porediti ulazni napon. Na ovaj način se nudi mogućnost selekcije jedne od tri funkcije prenosa konvertora.



Slika 3.17. Nelinearni A/D konvertor na bazi impulsno-širinske modulacije.



a)



b)

Slika 3.18. Integracioni napon za linearnu, kvadratnu i kubnu prenosnu funkciju, [8].

Na početku svakog integracionog ciklusa svi integratori i brojač se resetuju, a referentni napon se integriše. Vrednost brojača se uvećava pri svakoj rastućoj ivici taktnog signala sve dok vrednost na izlazu selektovanog integratora ne postane veća od ulaznog napona. Na kraju jednog ciklusa konverzije vrednost brojača se lećuje i smešta u izlazni registar, a proces konverzije se resetuje. Slika 3.18. prikazuje talasne oblike napona na izlazima integratora, ulazni napon konvertora i takti (clk) signal. Takođe, Slika 3.18. grafički ilustruje razliku između oblika prenosnih funkcija koje se mogu selektovati.

Broj taktih impulsa se određuje na osnovu vremena koje je bilo potrebno da izlaz selektovanog integratora dostigne ulazni napon. Ukoliko se referentni napon samo jednom integriše, vremenski trenutak u kome izlaz integratora postaje jednak ulaznom naponu konvertora određuje se na sledeći način:

$$t_{linearno} = \frac{V_{ul}}{K_1 V_{ref}}. \quad (3.7)$$

Ukoliko se referentni napon integriše dva puta, vremenski trenutak u kome izlaz integratora postaje jednak ulaznom naponu konvertora određuje se na sledeći način:

$$t_{kvadratno} = \sqrt{\frac{2V_{ul}}{K_1 K_2 V_{ref}}}. \quad (3.8)$$

Ukoliko se referentni napon integriše tri puta, vremenski trenutak u kome izlaz integratora postaje jednak ulaznom naponu konvertora određuje se na sledeći način:

$$t_{kubno} = \sqrt[3]{\frac{6V_{ul}}{K_1 K_2 K_3 V_{ref}}}, \quad (3.9)$$

gde je V_{ul} napon na ulazu konvertora, K_1 , K_2 i K_3 su integracione konstante prvog, drugog i trećeg integratora, respektivno, i V_{ref} je referentni napon.

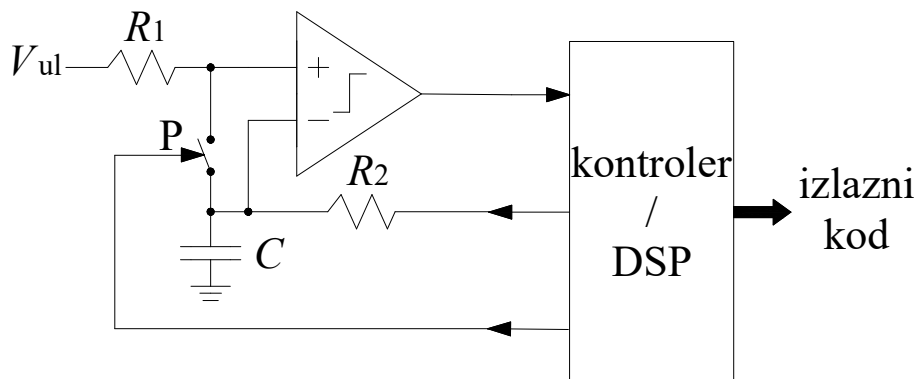
Izlazni kod konvertora se može odrediti na sledeći način:

$$\text{izlazni kod} = \frac{t_{\{\text{linearno, kvadratno, kubno}\}}}{T_{\text{Clk}}}, \quad (3.10)$$

gde je T_{Clk} taktni period.

3.2.5.2 Impulsno-širinska prosečna aproksimacija

Ovaj metod konverzije je sličan metodi konverzije sa sukcesivnim aproksimacijama. Slika 3.19. prikazuje jednu moguću implementaciju ove metode konverzije, pri čemu se može uočiti da se veći deo obrade signala obavlja u digitalnom domenu. Dakle, ovu metodu A/D konverzije je moguće realizovati primenom savremenih mikrokontrolera (ili digitalnih signal procesora DSP) koji sadrže komparatore i PWM generatore kao periferijske uređaje. Ovaj tip arhitekture konvertora je veoma pogodan za primene gde se zahteva niska vrednost snage disipacije i prilagođenje karakteristika A/D konvertora izvoru signala.



Slika 3.19. A/D konvertor sa mikrokontrolerom ili DSP procesorom i na bazi impulsno-širinske modulacije.

Proces konverzije započinje zatvaranjem prekidača P, čime se omogućava punjenje kondenzatora C preko otpornika R_1 na vrednost ulaznog napona V_{ul} . Nakon što se kondenzator C napuni, prekidač P se otvara, a PWM signal se preko otpornika R_2 ubacuje u

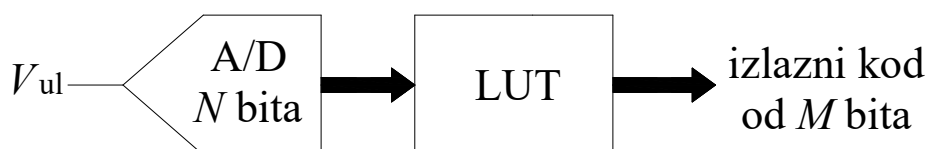
kolo. Ubačeni PWM signal treba da bude takav da održava napon na kondenzatoru bliskim ulaznom naponu V_{ul} . PWM signal je određen poređenjem napona na kondenzatoru C sa ulaznim naponom. Ako je napon na kondenzatoru manji od ulaznog napona, visok logički napon VH se gura preko otpornika R_2 kako bi povećao napon na kondenzatoru C. Ako je napon na kondenzatoru veći od ulaznog napona, nizak logički napon VL se gura preko otpornika R_2 kako bi smanjio napon na kondenzatoru C [54], [91] i [92]. Naponi VH i VL određuju ulazni opseg A/D konvertora, tako da za ulazne napone veće od VH ili manje od VL, A/D konvertor odlazi u zasićenje.

Rezolucija A/D konvertora se može podesiti softverski, promenom ukupnog broja impulsa na osnovu kojih se određuje rezultat konverzije.

3.2.6 A/D konvertori sa primenom look-up tabele

Ova šema konverzije je najopštija i najlakše se može rekonfigurisati u poređenju sa svim ostalim šemama konverzije. Tabela pretraživanja ili look-up tabela se koristi za konverziju linearne vrednosti, dobijene pomoću linearnog A/D konvertora, u neku proizvoljnu vrednost. Takođe, look-up tabela se može programirati da odgovara bilo kojoj prenosnoj funkciji, čime se omogućava fina kontrola prenosne funkcije. Dakle, ako je reprogramiranje uopšte moguće, onda je moguće i fino podešavanje konvertora u toku samog rada, ali i kompletna modifikacija prenosne funkcije.

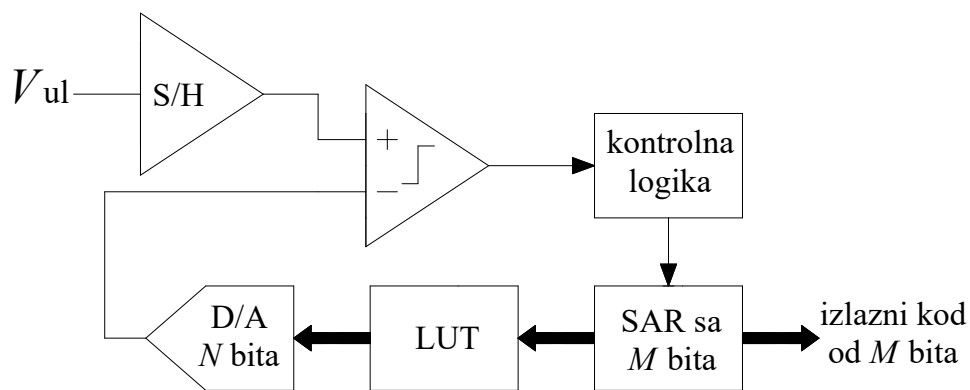
Slika 3.18. predstavlja najgeneralniji pristup u realizaciji ove šeme konverzije. Međutim, moguće je uraditi dodatna poboljšanja u pogledu smanjenja veličine look-up tabele i potrebne rezolucije A/D konvertora.



Slika 3.20. Jednostavno rešenje A/D konvertora sa look-up tabelom.

Slika 3.20. prikazuje poboljšanu, tj. optimizovanu varijantu konvertora. U poboljšanoj verziji konvertora, rezolucija je i dalje jednaka onoj vrednosti koju zahteva konkretna primena

(M bita), što je u suprotnosti sa jednostavnijim rešenjem ovog konvertora kod koga se digitalni kod visoke rezolucije (N bita) ubacuje u look-up tabelu koja onda na svom izlazu daje konačan digitalni kod niže rezolucije (M bita). Veličina look-up tabele je smanjena, broj potrebnih adresa u ROM memoriji je takođe smanjen i iznosi 2^M , dok je u jednostavnijoj varijanti (Slika 3.20.) broj adresa bio veći i iznosio je 2^N . Broj adresa u ROM memoriji optimizovanog rešenja konvertora je manji jer je i $M < N$ [79].



Slika 3.21. Optimizovano rešenje A/D konvertora sa look-up tabelom.

Još neke realizacije A/D konvertora sa primenom look-up tabele date su u radovima [93] i [94].

3.2.7 Zaključci

U ovom poglavlju disertacije je dat pregled različitih arhitektura nelinearnih A/D konvertora, kao i primeri potencijalnih primena za svaku arhitekturu posebno. Iako je broj radova i obim istraživanja iz oblasti nelinearnih A/D konvertora znatno manji nego u oblasti linearnih A/D konvertora, oblast nelinearnih A/D konvertora ima veliki istraživački potencijal zahvaljujući sve većoj potrebi za njima u telekomunikacijama, obradi audio i video signala, kao i u oblasti linearizacije senzora. Primena nelinearnih A/D konvertora u pomenutim oblastima, omogućava povećanje korisnog dinamičkog opsega i smanjenje potrebnog broja bita za predstavljanje analognih veličina u digitalnom formatu.

Iako primena nelinearnih A/D konvertora ne predstavlja ultimativni zahtev za većinu aplikacija, pažljiv odabir arhitekture A/D konvertora može pomoći da se smanje potrošnja energije i potrebne procesorske mogućnosti. A/D konvertori poput delta, sigma-delta i impulsno-širinske prosečne aproksimacije predstavljaju dobar izbor za aplikacije gde se želi postizanje niske cene, male potrošnje i male brzine. Kako su pomenute arhitekture konvertora jednostavne i imaju mali broj gradivnih blokova, to je njihovom primenom moguće lako ispuniti sve te zahteve. Ako se zahteva veća brzina rada, najbolje rešenje mogu da predstavljaju floating-point ili različita rešenja dvostepenih A/D konvertora. Arhitekture sa deo-po-deo linearnom aproksimacijom i PWM prosečnom aproksimacijom, koje mogu da obavljaju linearizaciju senzora, često se mogu naći u *smart-sensor* sistemima male potrošnje.

Specifičnosti nelinearnih arhitektura nisu uzete u obzir u trenutno prihvaćenim ili predloženim metodama ispitivanja performansi A/D konvertora. Postojeće metode ispitivanja se moraju unaprediti i prilagoditi, ili je potrebno razviti nove metode ispitivanja nelinearnih arhitektura A/D konvertora. Neki od načina unapređenja i prilagođenja metoda ispitivanja, mogu biti primenljivi i za ispitivanja linearnih arhitektura A/D konvertora, čime se može skratiti vreme njihovog ispitivanja ili se može povećati preciznost rezultata ispitivanja.

4. PRIMENA DVOSTEPENIH DEO-PO-DEO LINEARNIH A/D KONVERTORA ZA LINEARIZACIJU SENZORA

4.1 Primene deo-po-deo linearnih A/D konvertora

Nova dostignuća u oblasti izrade i pakovanja integrisanih kola omogućila su implementaciju pametnih ili *smart* senzora u integrisanoj tehnici. To znači da se unutar jednog integrisanog čipa nalaze senzor i kola za kondicioniranje i A/D konverziju signala. Usvajanje ovog koncepta, tj. realizacija i implementacija deo-po-deo linearnog A/D konvertora u integrisanoj tehnici, omogućava izvanredna dostignuća u različitim oblastima primene. Međutim, postoje dve najznačajnije oblasti primene deo-po-deo linearnih A/D konvertora [10], a to su:

- linearizacija prenosne funkcije senzora deo-po-deo linearnim A/D konvertorom čija je prenosna funkcija inverzna prenosnoj funkciji senzora;
- povećanje rezolucije merenja za jedan uži deo mernog opsega koji je od najvećeg interesa.

Podešavanjem prenosne funkcije deo-po-deo linearnog A/D konvertora tako da odgovara inverznoj prenosnoj funkciji senzora, mogu se kompenzovati nespecifični oblici nelinearnosti senzora, čime se na kraju postiže da prenosna funkcija sistema od ulaza u senzor do izlaza iz A/D konvertora bude linearna. Još jedna prednost primene A/D konvertora za linearizaciju senzora je i ta što se istovremeno rezultat merenja dobija u digitalnom formatu, tj. jedno isto kolo istovremeno obavlja dve operacije, linearizaciju i digitalizaciju rezultata merenja. Na ovaj način štedi se na prostoru koje kolo zauzima na integrisanoj pločici, na vremenu koje je potrebno za obradu signala, potrošnja energije je manja, i na kraju samo kolo je jeftinije za realizaciju.

Kod nekih primena senzora, potrebno je obezbediti širok dinamički opseg sa visokom

Poglavlje 4: Primena dvostepenih deo-po-deo linearnih A/D konvertora za linearizaciju senzora

tačnošću merenja samo u određenom opsegu merene veličine. Ovo je slučaj sa sensorima koji imaju mali nagib prenosne funkcije u onom delu mernog opsega koji je od najvećeg interesa, što znači da pri značajnijim varijacijama merene veličine signal na izlazu senzora ispoljava vrlo male ili teško uočljive promene. Ako se u ovoj situaciji koristi standardni linearni A/D konvertor, isti bi morao da ima veliku rezoluciju na celom mernom opsegu, a ne samo u onom delu mernog opsega koji je od interesa. Međutim, deo-po-deo linearni A/D konvertor omogućava da se visoka rezolucija postigne sa manjim prosečnim brojem bita, odnosno omogućava da rezolucija bude veća u onim delovima opsega u kojima je nagib prenosne funkcije manji, i obrnuto. Dakle, ako je potrebna veća rezolucija samo u određenom delu opsega merene veličine, umesto primene standardnog linearnog A/D konvertora visoke rezolucije na celom opsegu merene veličine, predlaže se primena deo-po-deo linearnog A/D konvertora čija prenosna funkcija omogućava da samo u željenom opsegu rezolucija bude veća, dok u ostatku opsega rezolucija može biti manja. Na ovaj način je prosečan broj bita upotrebljen za predstavljanje rezultata merenja u digitalnom formatu redukovano, čime se štedi i na memorijskom prostoru i na kapacitetima koji su uključeni u prenos mernih rezultata na daljinu, kao npr. u bežičnim senzorskim mrežama.

4.2 Arhitektura dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora

Za razliku od standardnih A/D konvertora čija je prenosna funkcija linearna unutar celog ulaznog opsega, kod deo-po-deo linearnih A/D konvertora prenosna funkcija je linearna između uzastopnih diskretnih vrednosti ulaznog napona koji se nazivaju *break* (prelomni, granični) naponi. Dakle, prenosna funkcija deo-po-deo linearnih A/D konvertora nije prava linija, već je deo-po-deo linearna linija.

U disertaciji se deo-po-deo linearni A/D konvertor koristi u prvom stepenu A/D konverzije dvostepene arhitekture za linearizaciju prenosne funkcije senzora, dok se u drugom stepenu koristi linearni A/D konvertor. Međutim, prenosna funkcija celog dvostepenog A/D konvertora je deo-po-deo linearna i određena prenosnom funkcijom prvog A/D konvertora. Za realizaciju oba stepena konverzije se koriste fleš A/D konvertori, mada to ne mora uvek da

Poglavlje 4: Primena dvostepenih deo-po-deo linearnih A/D konvertora za linearizaciju senzora

bude slučaj.

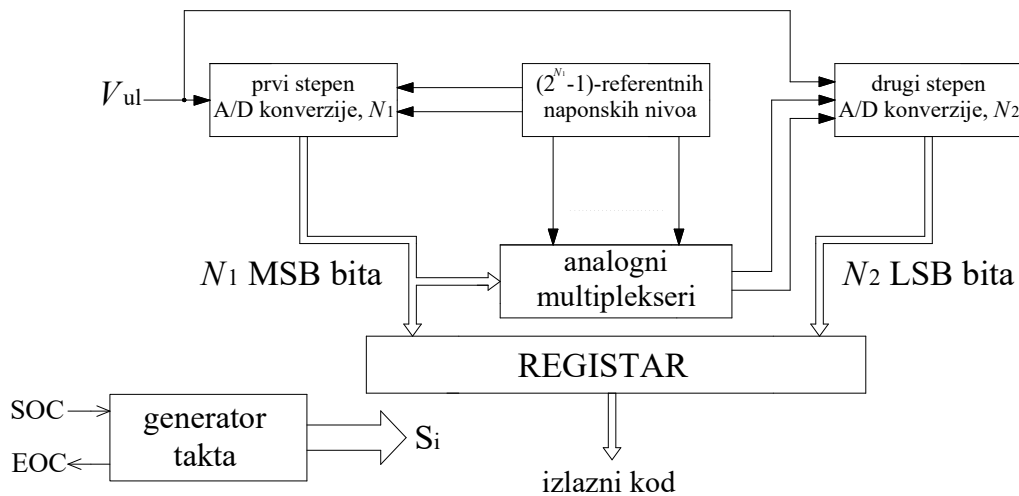
Najvažnije svojstvo dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora predstavlja mogućnost da se lako adaptira za linearizaciju različitih tipova senzora. Preciznije, vrši se adaptacija prenosne funkcije deo-po-deo linearnog A/D konvertora iz prvog stepena konverzije tako da ona predstavlja najbolju moguću deo-po-deo linearnu aproksimaciju funkcije koja je inverzna prenosnoj funkciji senzora. Adaptacija prenosne funkcije vrši se promenom vrednosti break napona. Tako je u referenci [10], tretirana i u velikom procentu kompenzovana nelinearnost senzora vlažnosti, u radu [11] izvršena je linearizacija magneto-rezistivnog senzora čija je nelinearnost oblika sinusne trigonometrijske funkcije, dok je u radovima [95] i [96] linearizovan enkoder ugaone pozicije.

Kao što je već nagovešteno, u realizaciji dvostepenih deo-po-deo linearnih A/D konvertora koriste se fleš A/D konvertori upravo zbog mogućnosti modifikovanja referentnih napona komparatora koji su ekvivalentni break naponima [10, 11, 97]. Podešavanje break ili referentnih napona komparatora vrši se trimovanjem otpornika koji čine lestvičastu mrežu koja je sastavni deo svakog fleš A/D konvertora. S druge strane, u drugom stepenu A/D konverzije se primenjuje linearni A/D konvertor koji može biti bilo kog tipa, npr. sa sukcesivnim aproksimacijama [26].

Kao što je prikazano na Slici 4.1., dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor se sastoji iz sledećih delova:

- prvog stepena A/D konverzije rezolucije N_1 bita;
- bloka za generisanje i postavljanje referentnih, tj. break napona na ulaze komparatora fleš A/D konvertora iz prvog stepena A/D konverzije;
- drugog stepena A/D konverzije rezolucije N_2 bita;
- analognih multipleksera;
- izlaznog registra;
- generatora taktnih, tj. sinhronizacionih signala.

Poglavlje 4: Primena dvostepenih deo-po-deo linearnih A/D konvertora za linearizaciju senzora



Slika 4.1. Blok šema dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ukupne rezolucije $(N_1 + N_2)$ -bita.

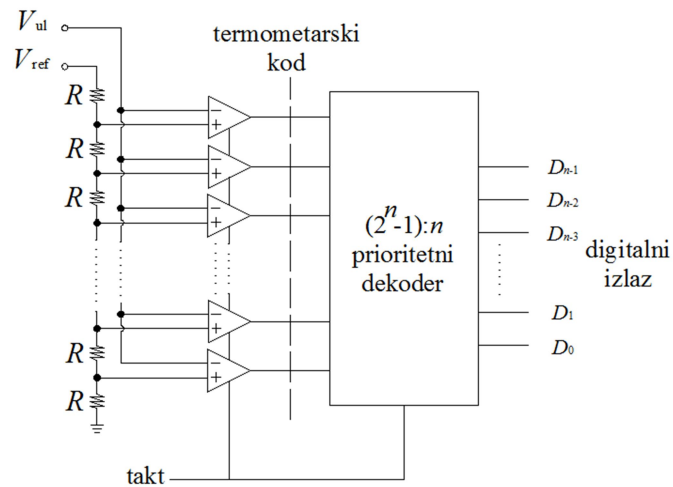
4.2.1 Arhitektura fleš A/D konvertora

Fleš ili paralelni A/D konvertori predstavljaju klasu najbržih kola za konverziju analognog signala u digitalni ekvivalent. Fleš A/D konvertor rezolucije n -bita sadrži $2^n - 1$ komparatora i 2^n otpornika povezanih kao na Slici 4.2. Samim tim, kompleksnost konvertora raste geometrijski sa povećanjem rezolucije.

Imajući u vidu kompleksnost strukture fleš A/D konvertora i veliku disipaciju kola, koja je posledica zahteva za velikom brzinom rada, A/D konvertori ovog tipa izrađuju se za manje rezolucije, najčešće od 6 do 10 bita, [27].

Svaki komparator fleš A/D konvertora ima referentni napon koji je za 1 LSB viši od referentnog napona prethodnog komparatora u lancu. Za napon na ulazu određenog nivoa, svi komparatori kod kojih je referentni napon manji od ulaznog na svom izlazu će dati logičku jedinicu, a ostali komparatori čiji su referentni naponi iznad nivoa ulaznog napona na svom izlazu će dati logičku nulu. Dobijeni kod na izlazu paralelno povezanih komparatora podseća na skalu živinog termometra, te se naziva i termometarski kod. Kako $(2^n - 1)$ -bitni podatak sa izlaza komparatora nije praktičan, on se uz pomoć prioriternog dekodera prevodi u n -bitni binarni podatak.

Poglavlje 4: Primena dvostepenih deo-po-deo linearnih A/D konvertora za linearizaciju senzora



Slika 4.2. Fleš A/D konvertor.

S obzirom na to da se ulazni napon istovremeno dovodi na ulaze svih komparatora, digitalizovani podatak na izlazu komparatora kasni samo za vreme propagacije kroz komparator, a dekodovani n -bitni podatak na izlazu iz konvertora za još nekoliko propagacionih kašnjenja koja unose logička kola dekodera. Na ovaj način ostvaruje se veoma kratko vreme konverzije.

Osnovni nedostatak fleš A/D konvertora proističe iz njihove arhitekture i odnosi se na potrebu korišćenja velikog broja komparatora. Iako se osnovni elementi ponavljaju u strukturi fleš A/D konvertora, zahteva se veliki stepen podudarnosti komparatora. Da bi A/D konvertor imao zadovoljavajuću linearnost, komparatori moraju biti temperaturno veoma stabilni i posedovati veliku ulaznu otpornost. Jedan od najčešćih uzroka greške je ofset napona na ulazu komparatora. Radi očuvanja monotonosti funkcije prenosa konvertora ovaj ofset treba da je manji od $\pm 1/2$ LSB. Sličan efekat na tačnost konverzije ima ofset pobudne struje na ulazima komparatora. Izvor statičke greške fleš A/D konvertora može biti otporna mreža pomoću koje se generišu referentni naponi, mada se postiže velika reproducibilnost u izradi otpornika tehnikom monolitnih integrisanih kola, a na raspolaganju stoji i mogućnost preciznog laserskog podešavanja otpornosti otpornika.

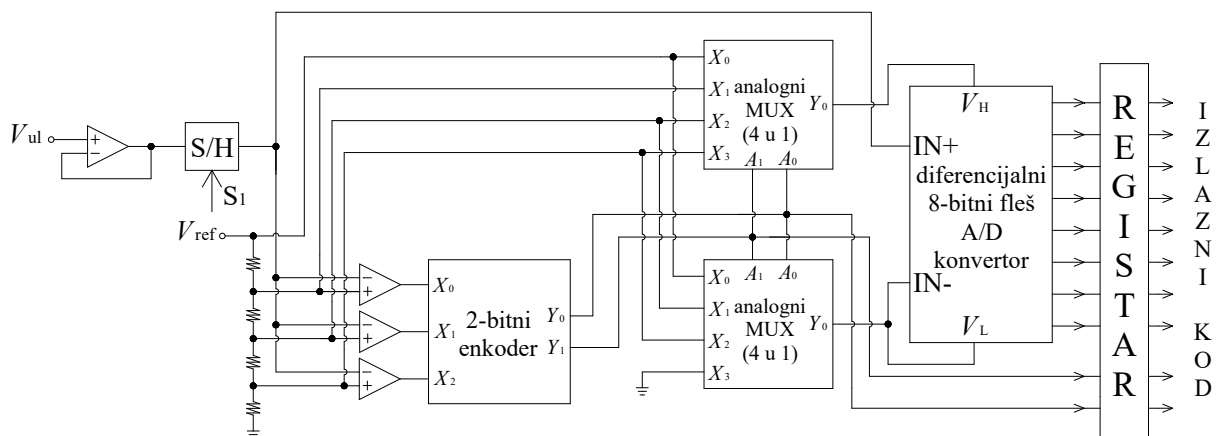
Ukupna dinamička karakteristika fleš A/D konvertora odnosi se na tačnost konverzije visokofrekventnog ulaznog signala. Razlika u kašnjenju komparatora i podrhtavanje trenutka

Poglavlje 4: Primena dvostepenih deo-po-deo linearnih A/D konvertora za linearizaciju senzora

odlučivanja komparatora dovode do dinamičke greške i smanjenja efektivne rezolucije konvertora. Drugi značajan izvor dinamičke greške je parazitna kapacitivnost na ulazu, koja je nelinearno srazmerna nivou signala. Uticaj ove kapacitivnosti može se smanjiti dodavanjem otpornika male vrednosti između pobudnog pojačavača i ulaza u A/D konvertor.

4.2.2 Princip rada dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora koji se koristi za linearizaciju senzora

Slika 4.3. prikazuje električnu šemu jednog 10-bitnog dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora čiji prvi stepen A/D konverzije ima rezoluciju od 2 bita, dok je drugi stepen A/D konverzije sa 8-bitnom rezolucijom.

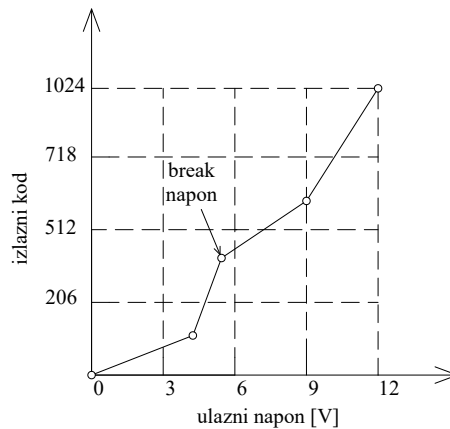


Slika 4.3. Električna šema dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ukupne rezolucije (2+8)-bita.

Proces linearizacije, a sa njim i proces A/D konverzije, započinje uzimanjem odmerka signala sa izlaza senzora. Odmerak se zatim dovodi na ulaze svih komparatora i istovremeno poredi sa break naponima podešenim pomoću lestvičaste mreže otpornika. Reč je o promenljivim otpornicima i upravo promenom njihovih vrednosti vrši se podešavanje vrednosti break napona, čime se podešava i oblik prenosne funkcije deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora. Takođe, vrednosti otpornosti se međusobno razlikuju jer su i break naponi

Poglavlje 4: Primena dvostepenih deo-po-deo linearnih A/D konvertora za linearizaciju senzora

neuniformni, tj. na nejednakom rastojanju unutar opsega deo-po-deo linearnog A/D konvertora. Rezultat prve faze konverzije su biti najveće težine, kojih je u konkretnom primeru dva. Primer jedne prenosne funkcije 10-bitnog dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora prikazan je na Slici 4.4. Na slici se uočavaju 4 segmenta (prvi stepen ima 2 bita), ali je broj različitih digitalnih izlaza 1024, tj. 2^{10} , jer je ukupna rezolucija oba stepena konverzije jednaka 10 bita. Zapravo, linearizacija senzora se obavlja samo u prvom stepenu konverzije, dok drugi stepen ima zadatak da smanji grešku kvantizacije unete u prvom stepenu konverzije i poveća rezoluciju merenja, a sa njom i tačnost merenja.



Slika 4.4. Prenosna funkcija 10-bitnog dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora.

Biti najveće težine (MSB) služe za kodovanje segmenta kome pripada tekući odmerak signala, kao i za kontrolu izlaza dva analogna multipleksera 4 u 1. Uloga ova dva multipleksera je da selektuju ona dva break napona koja ograničavaju segment kome pripada tekući odmerak. Dakle, na ulaze multipleksera se dovode isti oni break naponi koji se dovode na ulaze komparatora. Selektovani break naponi predstavljaju granice ulaznog opsega linearnog fleš A/D konvertora sa diferencijalnim ulazima iz druge faze konverzije.

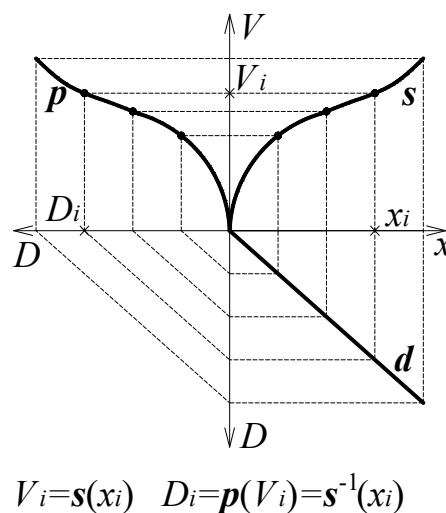
Značaj druge faze konverzije se ogleda u potrebi za redukovanjem greške kvantizacije unete u prvom stepenu A/D konverzije, čime se istovremeno povećava rezolucija i tačnost merenja senzora koji se linearizuje. Dakle, u drugoj fazi konverzije je ulazni opseg A/D konvertora uniformno podeljen na ćelije jednake širine, pa se samim tim određuje ćelija kojoj pripada tekući odmerak signala. Kako je reč o linearnom fleš A/D konvertoru, lestvičastu

Poglavlje 4: Primena dvostepenih deo-po-deo linearnih A/D konvertora za linearizaciju senzora

mrežu otpornika čine fiksni otpornici međusobno jednakih otpornosti, jer je i ulazni opseg A/D konvertora podeljen na ćelije jednake širine.

Predstavljanje uniformne ćelije u digitalnom formatu vrši se sa 8 bita manje težine (LSB). Zajedno sa bitima veće težine ovi biti predstavljaju digitalnu reprezentaciju rezultata merenja. Nakon vraćanja ovog rezultata u analogni format dobija se vrednost u jedinicama merene veličine, pri čemu je sada, zahvaljujući boljoj linearnosti mernog sistema, razlika između merene i tačne vrednosti merene veličine manja.

4.2.3 Programiranje prenosne funkcije deo-po-deo linearnog A/D konvertora koji se koristi za linearizaciju senzora



Slika 4.5. Grafički prikaz načina na koji se određuje prenosna funkcija deo-po-deo linearnog A/D konvertora.

Kako bi linearizacija senzora primenom deo-po-deo linearnog A/D konvertora bila moguća, potrebno je na adekvatan način odabrati prenosnu funkciju tog A/D konvertora, odnosno podesiti granice linearnih segmenata tako da prenosna funkcija konvertora bude što bolja deo-po-deo linearna aproksimacija funkcije koja je inverzna prenosnoj funkciji senzora. Pomenuti proces se može izvršiti na način koji je prikazan na Slici 4.5.

Poglavlje 4: Primena dvostepenih deo-po-deo linearnih A/D konvertora za linearizaciju senzora

Ovo je jednostavan grafički način pomoću koga je moguće dobiti deo-po-deo linearnu prenosnu funkciju. Prvo se ulazni opseg senzora podeli na intervale jednake širine, čiji broj zavisi od rezolucije deo-po-deo linearnog A/D konvertora. Dakle, ako je rezolucija deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora jednaka $N_1=2$ bita, broj intervala na koje se deli ulazni opseg senzora je četiri. Granice tih intervala $x_i, i=1, \dots, 2^{N_1}-1$ se slikaju na izlaz senzora u napone $V_i, i=1, \dots, 2^{N_1}-1$. Naponi V_i su neuniformni referentni naponi (na međusobno nejednakom rastojanju) ili break naponi deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora.

Sledeći korak predstavlja određivanje digitalnog koda. Za rezoluciju od 2 bita postoje četiri različite digitalne reči uniformno raspoređene na izlazu konvertora. U preseku vrednosti digitalnog koda i break napona dobijaju se tačke na deo-po-deo linearnoj prenosnoj funkciji A/D konvertora. Spajanjem tih tačaka $p_i=(D_i, V_i), i=1, \dots, 2^{N_1}-1$, (prva tačka je u koordinatnom početku, a poslednja odgovara maksimalnim vrednostima (D_{max}, V_{max}) , i one se ne broje niti računaju) dobija se deo-po-deo linearna prenosna funkcija A/D konvertora. Funkcija p sa Slike 4.5. je dakle deo-po-deo linearna aproksimacija funkcije inverzne prenosnoj funkciji senzora s . Prenosna funkcija celog sistema, od ulaza u senzor do izlaza iz A/D konvertora d , je približno linearna jer i aproksimacija funkcije koja je inverzna prenosnoj funkciji senzora nije idealna, tj. uvek postoji određena greška aproksimacije (razlika između realne funkcije i njene aproksimacije). Na prethodno opisani način su i u disertaciji birane, tj. programirane prenosne funkcije deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora za linearizaciju različitih tipova senzora.

Prethodno opisana metoda je jednostavna i to je njena najveća prednost, međutim kako bi se odabrala optimalna aproksimacija neke funkcije potrebno je primeniti određene kompleksnije matematičke metode za njeno nalaženje, pri čemu se i u tom slučaju kreće od poznate prenosne funkcije senzora. Međutim, u većini slučajeva nije poznat matematički izraz za prenosnu funkciju senzora, već rezultati njegove kalibracije u najboljem slučaju, a neretko su to samo parovi vrednosti (merena veličina, izlaz senzora). Tada je komplikovanije odrediti izlaz senzora za neku proizvoljno odabranu vrednost merenog parametra. U drugom poglavlju disertacije je već bilo reči o tome kako se vrši aproksimacija prenosne funkcije senzora i koje sve metode aproksimacije postoje. U ovom slučaju je, pre svega, najvažnije težiti da se pronađe takva aproksimaciona kriva koja će biti što bliža svim poznatim tačkama. Tačnije,

Poglavlje 4: Primena dvostepenih deo-po-deo linearnih A/D konvertora za linearizaciju senzora

vrši se interpolacija između ovih tačaka tako da srednje-kvadratna greška aproksimacije bude minimalna. Najčešće se između poznatih tačaka prenosna funkcija senzora aproksimira polinomnim funkcijama trećeg reda, poznatim i kao splajn trećeg reda ili kubni splajn. Splajnovi se spajaju u tačkama koje su određene kalibracijom [98-101]. Interesantno je to što se umesto generisanja prenosne funkcije senzora, mogu direktno, na osnovu kalibracionih tačaka i određenih matematičkih manipulacija, dobiti tačke koje leže na inverznoj prenosnoj funkciji senzora. Te tačke se onda koriste u procesu A/D konverzije. Ovi proračuni se najčešće obavljaju *offline* primenom procesora.

5. NOVA TEHNIKA LINEARIZACIJE NTC TERMISTORA BAZIRANA NA PRIMENI DVOSTEPENOG A/D KONVERTORA

Oblast primene temperaturnih merenja je veoma široka i prostire se od jednostavnog merenja ambijentalne temperature do veoma kompleksnih merenja koja imaju primenu u svemirskoj i laserskoj tehnologiji. Kako bi se za određenu primenu odabrao najpodesniji senzor za merenje temperature, moraju se uzeti u razmatranje njegova najvažnija svojstva. Među njima svakako značajno mesto zauzimaju tačnost i rezolucija merenja, a zatim i dimenzije senzora, jednostavnost postavljanja odnosno ugradnje senzora, jednostavnost povezivanja senzora sa ostatkom merne instrumentacije, cena senzora, jednostavnost i cena kalibracije senzora, itd. Nakon analize karakteristika postojećih senzora za merenje temperature došlo se do zaključka da u većini slučajeva NTC termistori imaju najbolja svojstva [1].

NTC termistor predstavlja temperaturno osetljivi otpornik sa negativnim temperaturnim koeficijentom, što znači da otpornost ovog senzora opada sa porastom temperature [102]. Takođe, NTC termistori imaju veliku oblast primene zahvaljujući tome što su isplativiji, robustni, imaju veliku osetljivost na promene temperature i visoku tačnost merenja iste, imuni su na električni šum, a uz sve to imaju širok radni opseg koji može da se prostire i od -80°C do 300°C [102]. Sve prednosti NTC termistora nad ostalim temperaturnim senzorima bivaju umanjene zbog veoma izražene nelinearne zavisnosti otpornosti ovog senzora od temperature koja se meri.

Da bi se dobio podatak o merenoj temperaturi u digitalnom formatu, najpre treba obezbediti električni signal (napon, struja) proporcionalan merenoj temperaturi. Iz pomenutog razloga, termistor se uvek postavlja u električno kolo sa konstantnim naponskim ili strujnim izvorom. Napon na izlazu tog električnog kola zavisi po nekom nelinearnom zakonu od

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

merene temperature jer i otpornost NTC termistora ima nelinearnu zavisnost od merene temperature. Linearizacija nelinearne zavisnosti pomenutog napona (struje) od merene temperature predmet je interesovanja inženjera i naučnika već duži niz godina. Kao rezultat rada na rešavanju ovog problema nastao je veliki broj metoda linearizacije, a sa njima i mogućnost da se odabere najpodesniji metod za određenu primenu.

Postojeće tehnike linearizacije senzora mogu se podeliti u tri osnovne grupe: analogne, digitalne i mešovite tehnike [9]. U grupu analognih tehnika spadaju one tehnike linearizacije senzora koje se obavljaju pre procesa A/D konverzije primenom aktivnih ili pasivnih analognih kola [19-21]. Postupak linearizacije koji se obavlja nakon A/D konverzije spada u grupu digitalnih tehnika linearizacije. Jednu od češće eksploatisanih tehnika iz ove grupe predstavlja primena look-up tabela. U treću grupu spadaju tehnike linearizacije koje se izvode tokom procesa A/D konverzije. Dakle, u ovom slučaju linearizaciju obavlja nelinearni A/D konvertor čija je prenosna funkcija nelinearna i inverzna prenosnoj funkciji (statička ulazno-izlazna karakteristika) senzora. Na ovaj način, A/D konverzija i linearizacija prenosne funkcije senzora obavljaju se simultano primenom istog kola [10, 11, 22, 95, 96].

U referenci [19], ispitivana je primena naponskih razdelnika, poput Vitstonovog mosta i serijsko-paralelnog otpornog razdelnika napona, za linearizaciju NTC termistora. Napon na izlazu ovih kola aproksimiran je primenom polinoma prvog i trećeg stepena. Aproksimacija se obavlja između uzetih kalibracionih tačaka (ulazna temperatura, izlazni napon). Numerički rezultati su pokazali da se najmanja greška aproksimacije dobija kada se izlazni napon serijsko-paralelnog razdelnika napona (koji sadrži NTC termistor koji se linearizuje) aproksimira polinomom trećeg stepena.

Još jedno ekonomično i jednostavno rešenje za kompenzaciju nelinearnosti NTC termistora predstavlja aktivno analogno kolo predloženo u referenci [21]. Predloženo kolo se sastoji od stabilnog DC naponskog izvora, pojačavača jediničnog pojačanja, linearizacionog otpornika vezanog na red sa NTC termistorom i invertujućeg pojačavača. Pojačavač jediničnog pojačanja sadrži operacioni pojačavač kojim se umanjuje pobudni napon koji može da prouzrokuje samozagrevanje termistora. Kako je pobudni napon negativan, invertujući pojačavač na svom izlazu daje pozitivan napon. Takođe, sa porastom temperature raste i napon. Adekvatnim izborom linearizacionog otpornika može se obezbediti linearna zavisnost

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

izlaznog napona od merene temperature. U konkretnom slučaju, nelinearnost nakon izvršene linearizacije iznosi $\pm 1\%$ za temperaturni opseg od 30 do 120°C, i $\pm 0.5\%$ za uži temperaturni opseg.

Još jednostavnije kolo za linearizaciju NTC termistora bazirano na kombinaciji serijsko-paralelnog razdelnika napona i operacionog pojačavača predloženo je u referenci [20]. Primena ovog kola je još jedan primer da se linearizacija senzora može obaviti u analognom domenu, tj. pre A/D konverzije. U konkretnom primeru, NTC termistor je deo kola serijsko-paralelnog razdelnika napona, dok je uloga operacionog pojačavača da omogući povećanje osetljivosti NTC termistora i proširenje temperaturnog mernog opsega.

U radovima [10] i [11], predložena je primena deo-po-deo linearnog A/D konvertora za simultanu digitalizaciju i linearizaciju signala sa izlaza senzora. Deo-po-deo linearni A/D konvertori predloženi u ovim radovima sastoje se od dva fleš A/D konvertora. Prvi fleš A/D konvertor u nizu ima deo-po-deo linearnu prenosnu funkciju koja predstavlja deo-po-deo linearnu aproksimaciju funkcije koja je inverzna nelinearnoj prenosnoj funkciji senzora. To znači da linearizaciju senzora upravo obavlja prvi fleš A/D konvertor. Drugi fleš A/D konvertor je linearan, odnosno ima linearnu prenosnu funkciju, i njegov zadatak je da smanji grešku kvantizacije koja je uneta u signal prvim fleš A/D konvertorom.

U radu [22] je predložena tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na kombinaciji jedne analogne i jedne mešovite tehnike linearizacije. Preciznije, linearizaciju NTC termistora prvo obavlja logaritamski pojačavač kojim se kompenzuje nelinearna zavisnost otpornosti termistora od temperature (reč je o inverzno-eksponencijalnoj zavisnosti). Naponski signal koji se dobija na izlazu logaritamskog pojačavača se dalje istovremeno linearizuje i digitalizuje primenom A/D konvertora sa dvostrukim nagibom (*dual-slope*).

U radovima [95] i [96] je predložen dvofazni metod linearizacije sinusnog signala koji na svom izlazu generiše enkoder ugaone pozicije usled rotacije posmatranog objekta (npr. osovine ili vratila motora). Na kraju prve faze linearizacije, koju obavljaju komparatori, invertujući pojačavači i mreža logičkih kola, dobija se pseudo-linearni naponski signal. Ovaj signal se dalje linearizuje u drugoj fazi primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora.

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

Nakon analize svih prethodno navedenih tehnika linearizacije senzora, u ovoj disertaciji se predlaže nova tehnika linearizacije NTC termistora koja predstavlja originalnu kombinaciju tehnika iz analogne i mešovite grupe tehnika linearizacije. Konkretno, predlaže se primena serijsko-paralelnog razdelnika napona (analogna tehnika) i dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora (mešovita tehnika) [103]. Ovo je specijalna kombinacija tehnika koja je naročito pogodna za kompenzaciju tipa nelinearnosti prenosne funkcije kakvu poseduje NTC termistor. NTC termistor je deo kola serijsko-paralelnog razdelnika napona, dok se dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor sastoji od dva fleš A/D konvertora, i to: deo-po-deo linearnog (prvi u nizu) i linearnog (drugi u nizu). Dakle, linearizacija se obavlja u prvom, tj. deo-po-deo linearnom fleš A/D konvertoru. Deo-po-deo linearni A/D konvertor ima prenosnu funkciju koja se sastoji od linearnih segmenata kojima se aproksimira funkcija inverzna zavisnosti izlaznog napona serijsko-paralelnog razdelnika od temperature. Ono što je najvažnije jeste da se na ovaj način smanjuje razlika između izmerene i stvarne vrednosti temperature, odnosno greška merenja.

5.1 Matematički model NTC termistora

Kao što je već rečeno, NTC termistor je temperaturno osetljiv otpornik sa negativnim temperaturnim koeficijentom. Zavisnost njegove otpornosti R od temperature T može se modelovati, tj. aproksimirati takozvanom tro-parametarskom Steinhart-Hart jednačinom [102, 104]. Tačnije, Steinhart i Hart su predložili jednačinu za okeanografski opseg temperatura od -2 do 30°C koja se pokazala kao korisna za mnogo širi temperaturni opseg. Svakako treba napomenuti da postoje jednačine koje, za određeni temperaturni opseg, aproksimiraju zavisnost otpornosti NTC termistora od temperature sa manjom greškom aproksimacije [1, 102]. Steinhart-Hart jednačina ima sledeći oblik:

$$R = \exp \left[\left(x - \frac{y}{2} \right)^{\frac{1}{3}} - \left(x + \frac{y}{2} \right)^{\frac{1}{3}} \right], \quad (5.1)$$

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

$$y = \frac{\left(A - \frac{1}{T}\right)}{C}, \quad (5.2)$$

$$x = \sqrt{\left(\frac{B}{3 \cdot C}\right)^3 + \left(\frac{y}{2}\right)^2}, \quad (5.3)$$

gde je T temperatura u °K, R je otpornost termistora u Ω , dok su A , B i C parametri Steinhart-Hart jednačine. U cilju određivanja parametara Steinhart-Hart jednačine najmanje tri kalibracione tačke, tj. parovi vrednosti (otpornost termistora, temperatura) moraju biti poznati. Dakle, formira se sistem od tri jednačine, sa tri nepoznate:

$$\begin{bmatrix} 1 & \ln(R_1) & \ln^3(R_1) \\ 1 & \ln(R_2) & \ln^3(R_2) \\ 1 & \ln(R_3) & \ln^3(R_3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_1} \\ \frac{1}{T_2} \\ \frac{1}{T_3} \end{bmatrix}, \quad (5.4)$$

gde su R_1 , R_2 i R_3 vrednosti otpornosti termistora na temperaturama T_1 , T_2 i T_3 , respektivno. Određivanje parametara A , B i C vrši se uvođenjem sledećih smena:

$$L_1 = \ln(R_1), \quad L_2 = \ln(R_2), \quad L_3 = \ln(R_3), \quad (5.5)$$

$$Y_1 = \frac{1}{T_1}, \quad Y_2 = \frac{1}{T_2}, \quad Y_3 = \frac{1}{T_3}, \quad (5.6)$$

$$\gamma_2 = \frac{Y_2 - Y_1}{L_2 - L_1}, \quad \gamma_3 = \frac{Y_3 - Y_1}{L_3 - L_1}. \quad (5.7)$$

Konačno, parametri Steinhart-Hart modela se mogu izraziti u sledećem obliku:

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

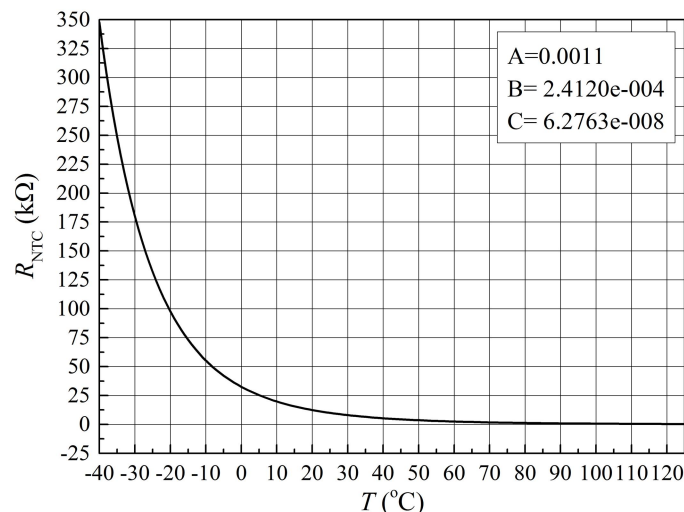
$$C = \left(\frac{\gamma_3 - \gamma_2}{L_3 - L_2} \right) (L_1 + L_2 + L_3)^{-1}, \quad (5.8)$$

$$B = \gamma_2 - C(L_1^2 + L_1L_2 + L_2^2), \quad (5.9)$$

$$A = Y_1 - (B + L_1^2C)L_1. \quad (5.10)$$

U ovoj disertaciji kao primer je uzet NTC termistor oznake NTSD0XV103FE1B0 proizvođača Murata [105]. Radni opseg ovog termistora prostire se od -40 do 125°C. Primenom tri kalibracione tačke (-30°C, 179.973 kΩ), (40°C, 5.353 kΩ) i (110°C, 0.527 kΩ), parametri Steinhart-Hart jednačine, odnosno modela, su izračunati i iznose: $A=0.0011$, $B=2.412 \cdot 10^{-4}$ i $C=6.2763 \cdot 10^{-8}$. Virtuelni instrument pomoću koga je u softverskom paketu LabVIEW izvršen proračun ovih koeficijenata, prikazan je u delu ovog poglavlja koji je posvećen simulacijama predložene tehnike linearizacije i numeričkim rezultatima.

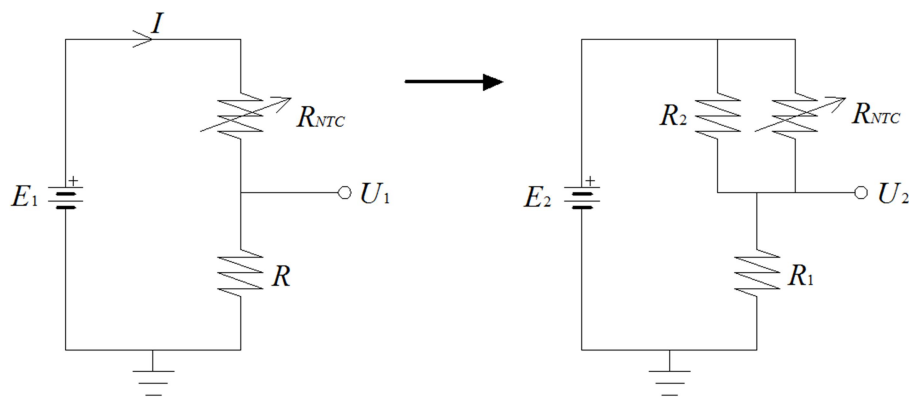
Funkcionalna zavisnost otpornosti od temperature za NTC termistor NTSD0XV103FE1B0 proizvođača Murata, odnosno njegova prenosna funkcija, prikazana je na Slici 5.1.



Slika 5.1. Zavisnost otpornosti od temperature za NTC termistor NTSD0XV103FE1B0.

5.2 Linearizacija NTC termistora primenom serijsko-paralelnog razdelnika napona i dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora

Najjednostavnije kolo za linearizaciju NTC termistora predstavlja serijski razdelnik napona koga čine termistor sa kojim je na red vezan linearizacioni otpornik i konstantan, ali nestandardni naponski izvor. Ovo kolo je prikazano na Slici 5.2 (levo).



Slika 5.2. Konverzija serijskog razdelnika napona (levo) sa nestandardnim napajanjem E_1 u serijsko-paralelni razdelnik napona (desno) sa standardnim naponskim izvorom $E_2 = 5V$.

Napon U_1 koji se dobija na izlazu kola je kvazi-linear i ima jednu prevojnu tačku [20, 102]. Za razmatrani termistor, uzeto je da prevojna tačka bude na 25°C . Drugim rečima, ovaj napon ispoljava najveću linearnost upravo u okolini ove prevojne tačke, tj. na temperaturama bliskim 25°C . Promenom pozicije prevojne tačke, može se pomerati i temperaturni opseg unutar koga je zavisnost napona od merene temperature najlinearnija. Međutim, nedostatak serijskog razdelnika napona predstavlja nestandardni naponski izvor E_1 . Da bi se ovaj nedostatak izbegao, vrši se konverzija iz serijskog u serijsko-paralelni razdelnik napona koji koristi standardno napajanje od $E_2 = 5V$ (Slika 5.2. (desno)), [20, 102, 103].

Pre konverzije serijskog u serijsko-paralelni razdelnik napona, moraju se odrediti parametri vezani za kolo serijskog razdelnika, i to: I , R i E_1 . Za razmatrani NTC termistor,

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

disipaciona konstanta iznosi $C_d=2.1 \text{ mW}/^\circ\text{C}$, dok je otpornost termistora na 25°C $R_{NTC}(25^\circ\text{C})=10 \text{ k}\Omega$. Uzimajući u obzir uslov da greška merenja temperature ΔT , prouzrokovana samozagrevanjem NTC termistora, ne premašuje vrednost od 0.05°C [1, 19, 102], može se odrediti dozvoljena vrednost struje koja protiče kroz termistor:

$$I = \sqrt{\frac{C_d \cdot \Delta T}{R_{NTC}(25^\circ\text{C})}} = 0.1 \text{ mA}. \quad (5.11)$$

Otpornost R konstantnog otpornika koji je na red vezan sa NTC termistorom može se odrediti iz uslova da je drugi izvod napona U_1 po temperaturi T jednak 0, odnosno:

$$\frac{\partial^2 U_1(T)}{\partial T^2} = 0. \quad (5.12)$$

Ispunjavanjem prethodnog uslova omogućeno je da izlazni napon U_1 bude linearan u uskom temperaturnom opsegu koji je simetričan u odnosu na temperaturu od 25°C (odabrana prevojna tačka). Iz uslova (5.12), može se izvesti izraz za otpornost R i može se odrediti njena vrednost na sledeći način:

$$R = R_{NTC}(25^\circ\text{C}) \cdot \frac{\beta - 2T}{\beta + 2T}, \quad T = 25^\circ\text{C}, \quad (5.13)$$

$$R = 9.747 \text{ k}\Omega. \quad (5.14)$$

U izrazu (5.13) figuriše i parametar β koji predstavlja konstantu koja definiše temperaturnu osetljivost materijala od koga je napravljen termistor [102]. Za razmatrani termistor NTSD0XV103FE1B0, konstanta β iznosi 3900°K [105]. Sada kada su poznate vrednosti dozvoljene struje I i otpornost R serijskog linearizacionog otpornika, može se odrediti i vrednost nestandardnog naponskog izvora E_1 :

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

$$E_1 = I \cdot (R_{NTC}(25^\circ\text{C}) + R) = 1.9747 \text{ V}. \quad (5.15)$$

Kao što se iz prethodnog izraza vidi, vrednost napajanja E_1 je nestandardna, zbog čega se i vrši konverzija serijskog u serijsko-paralelni razdelnik napona koji koristi standardno napajanje od $E_2=5\text{V}$. Sa Slike 5.2. (desno) se vidi da je u paraleli sa NTC termistorom vezan otpornik otpornosti R_2 . Takođe, umesto otpornika R uveden je otpornik R_1 . Primenom transformacionih jednačina [102, 103], vrednosti otpornika R_1 i R_2 se mogu odrediti na sledeći način:

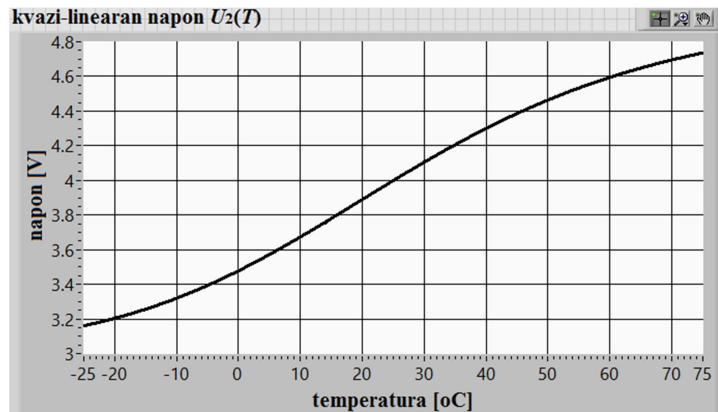
$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{R}{R_1} \Rightarrow R_1 = \frac{E_2}{E_1} \cdot R = 24.68 \text{ k}\Omega, \quad (5.16)$$

$$R_2 = \frac{R \cdot R_1}{R_1 - R} = 16.11 \text{ k}\Omega. \quad (5.17)$$

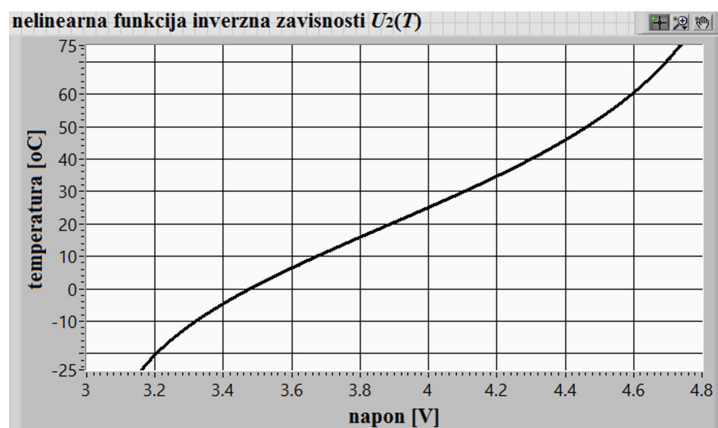
Izlazni napon U_2 je takođe kvazi-linearan sa prevojnou tačkom na 25°C , a kako bi se eliminisala njegova nelinearnost potrebno je još jedno kolo za linearizaciju. Za ovu svrhu u disertaciji se predlaže primena dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora, čiji će detaljan opis i princip rada biti prikazani u nastavku.

Kao što je već rečeno, u cilju linearizacije kvazi-linearnog napona U_2 isti se dovodi na ulaz kola dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora. U prvom stepenu ovog kola koristi se deo-po-deo linearni fleš A/D konvertor čija je prenosna funkcija deo-po-deo linearna aproksimacija funkcije koja je inverzna zavisnosti $U_2(T)$ [10, 11, 95, 96, 103]. Zavisnost napona U_2 od temperature T prikazana je na Slici 5.3.a). Nelinearnost napona U_2 je naročito izražena na granicama posmatranog temperaturnog opsega razmatranog NTC termistora. Slika 5.3.b) prikazuje nelinearnu funkciju inverznu zavisnosti $U_2(T)$. Ove međusobno inverzne funkcije generisane su uz pomoć LabVIEW softvera za slučaj termistora NTSD0XV103FE1B0. Na obema slikama temperaturni opseg se prostire od -25 do 75°C . Osim ovog, biće ispitana još tri temperaturna opsega simetrična u odnosu na 25°C .

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora



a)

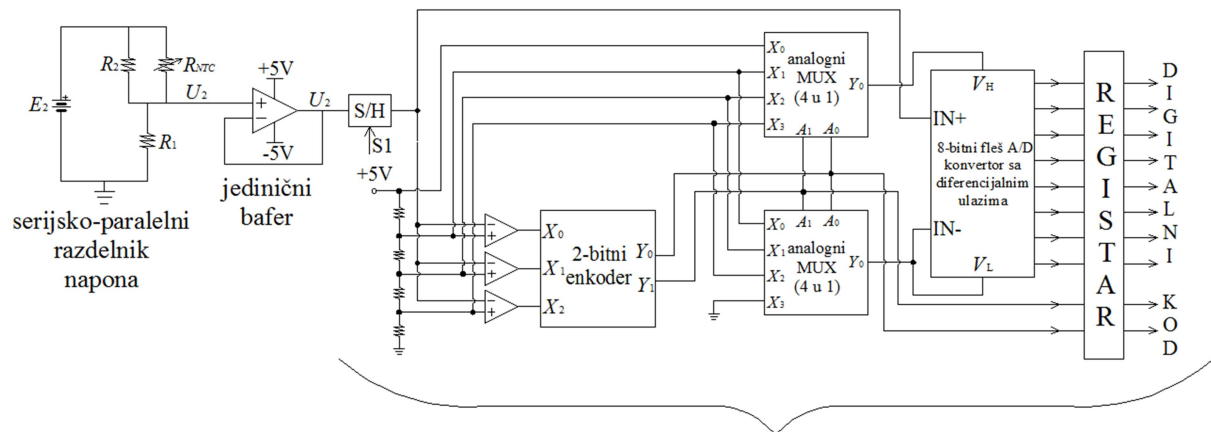


b)

Slika 5.3. a) Kvazi-lineararan napon $U_2(T)$ koji se dovodi na ulaz dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora; b) nelinearna funkcija inverzna zavisnosti $U_2(T)$.

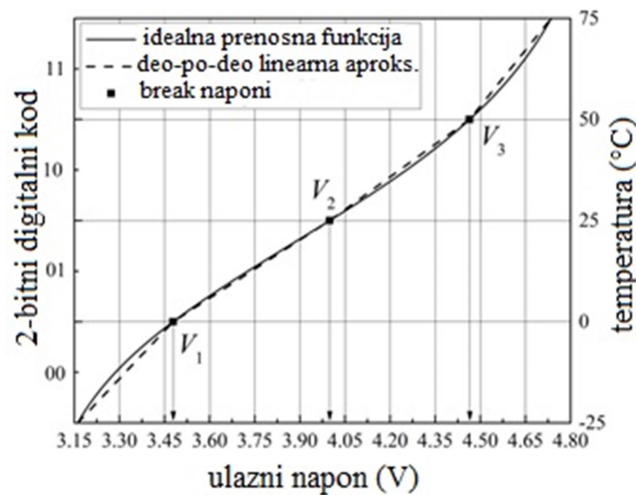
Kompletna električna šema predloženog kola za linearizaciju NTC termistora prikazana je na Slici 5.4. Između serijsko-paralelnog razdelnika napona i dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora nalazi se pojačavač jediničnog pojačanja čiji je zadatak da izvrši prilagođenje po impedansi između ova dva kola za linearizaciju NTC termistora. Prvi i drugi stepen A/D konverzije mogu imati različite kombinacije rezolucija od N_1 i N_2 bita, respektivno, ali je na Slici 5.4. prikazan slučaj kada je rezolucija prvog stepena 2-bitna, a drugog 8-bitna.

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora



10-bitni dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor

Slika 5.4. Električna blok šema predloženog kola za linearizaciju NTC termistora sa 10-bitnim dvostepenim deo-po-deo linearnim A/D konvertorom.



Slika 5.5. Deo-po-deo linearna aproksimacija idealne prenosne funkcije 2-bitnog fleš A/D konvertora iz prvog stepena, sa break naponima V_1 , V_2 i V_3 .

Kako maksimalna vrednost napona U_2 nije veća od 5V, referentni napon za prvi stepen A/D konverzije iznosi 5V. Fleš A/D konvertor iz prvog stepena ima rezoluciju od 2 bita, pa su samim tim za njegovu realizaciju neophodna četiri otpornika različitih vrednosti kojima se podešavaju referentni naponi na ulazima tri komparatora. Ovi referentni naponi, još

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

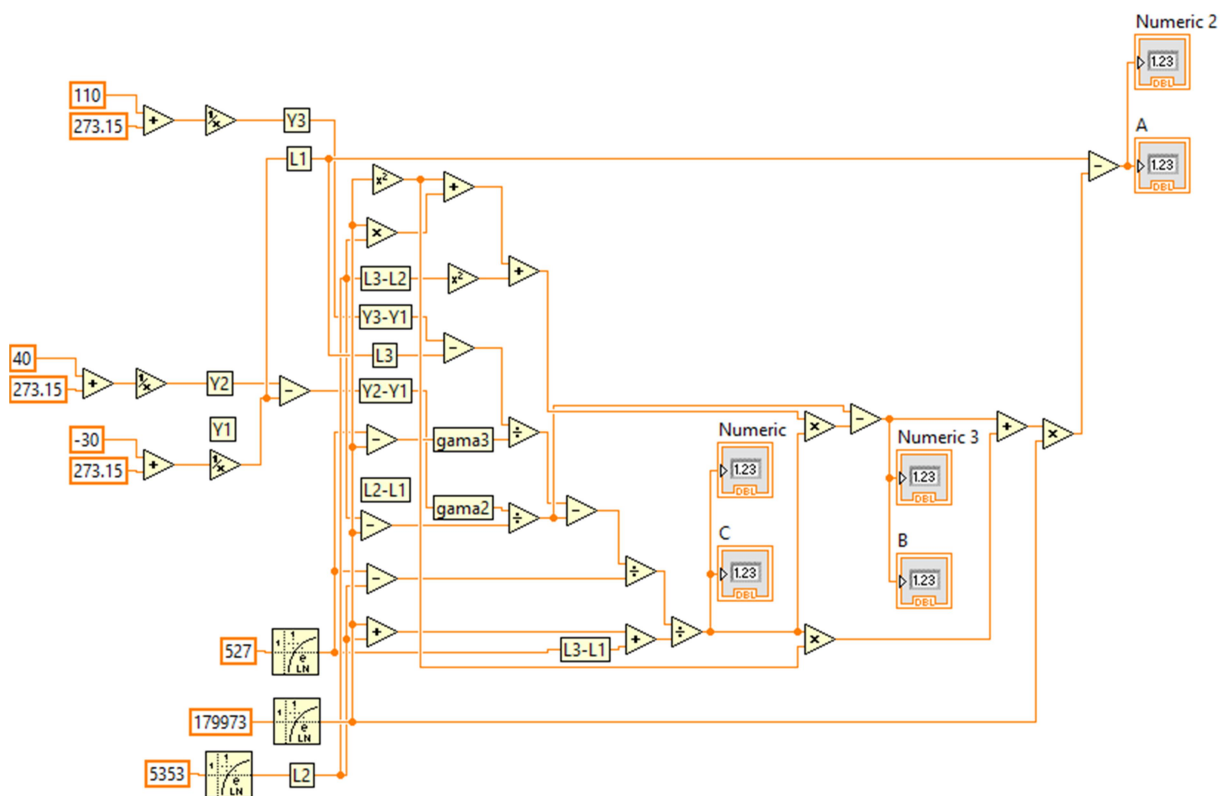
nazvani break naponi [10, 11, 95, 96, 103], predstavljaju granice linearnih segmenata koji čine deo-po-deo linearnu prenosnu funkciju fleš A/D konvertora iz prvog stepena. Prenosna funkcija deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora ilustrovana je na Slici 5.5. Puna linija predstavlja idealnu prenosnu funkciju koja ima isti oblik kao funkcija prikazana na Slici 5.3.b). Međutim, realna prenosna funkcija se sastoji od linearnih segmenata (isprekidane linije) koji su ograničeni break naponima V_1 , V_2 i V_3 (crni kvadratići). Preciznije, kao posledica nelinearnosti funkcije $U_2(T)$ pomenuti break naponi su neuniformno raspoređeni unutar ulaznog opsega A/D konvertora. Ovi naponi odgovaraju temperaturama koje su dobijene podelom temperaturnog opsega na $n_1=2^{N_1}$ uniformnih segmenata. Spoljne granice temperaturnog opsega se ne uzimaju u obzir pri proračunu break napona. Tako na primer, ako je $N_1=2$ bita, temperaturni opseg od -25 do 75°C se deli na $n_1=4$ segmenta koji se prostiru od -25 do 0°C , od 0 do 25°C , od 25 do 50°C i od 50 do 75°C . Break naponi se određuju samo za granične temperature od 0 , 25 i 50°C . Dakle, za rezoluciju od 2 bita potrebna su tri break napona jer je toliki i broj komparatora koji učestvuju u konstrukciji 2-bitnog fleš A/D konvertora.

Ulazni opseg 2-bitnog deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora određen je izlaznim opsegom serijsko-paralelnog razdelnika napona. Fleš A/D konvertor iz prvog stepena određuje unutar kog segmenta se nalazi odmerak kvazi-linearnog napona U_2 . Granice pronađenog segmenta predstavljaju granice ulaznog opsega fleš A/D konvertora sa diferencijalnim ulazima iz drugog stepena. Dva analogna multipleksera 4 u 1, koja se nalaze između dva fleš A/D konvertora, selektuju granice ulaznog opsega drugog fleš A/D konvertora. Ulazni opseg drugog, tzv. linearnog fleš A/D konvertora podeljen je na $n_2=2^{N_2}$ uniformne ćelije jednake širine. Fleš A/D konvertor iz drugog stepena umanjuje grešku kvantizacije unetu u prvom stepenu i istovremeno pronalazi ćeliju, unutar definisanog segmenta, kojoj pripada odmerak napona U_2 . Na ovaj način povećana je rezolucija merenja, pa je i tačnost merenja temperature povećana. Digitalne reprezentacije segmenta i ćelije unutar koje se nalazi odmerak zajedno predstavljaju digitalni izlaz dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora. Za slučaj prikazan na Slici 5.4. izlazna digitalna reč je dužine 10-bitna.

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

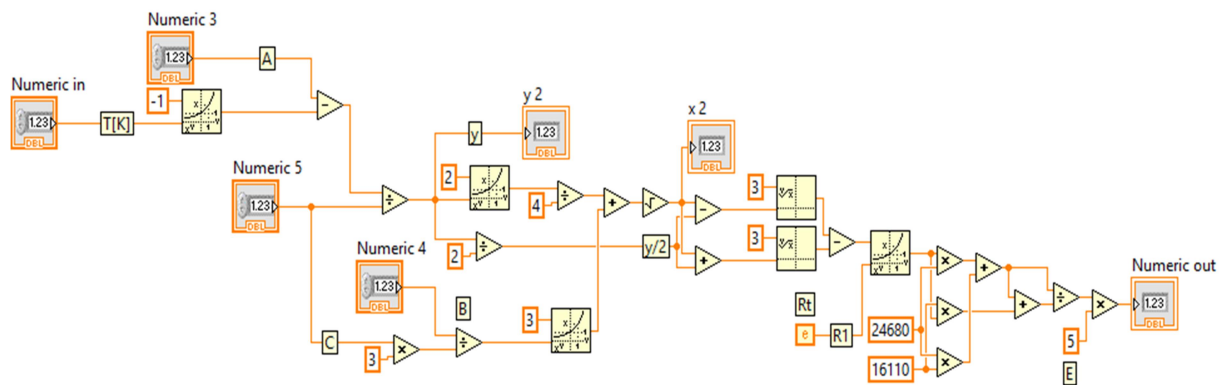
5.2.1 Rezultati simulacija i njihova analiza

Do rezultata i efekata koji su postignuti primenom predložene tehnike linearizacije NTC termistora došlo se simulacijom svih procesa koje ova tehnika obuhvata u softverskom paketu LabVIEW [27, 103]. U okviru virtuelnog instrumenta realizovan je sub-virtuelni instrument za određivanje parametara Steinhart-Hart modela NTC termistora. Upravo su jednačine (5.4) do (5.10) iskorišćene za realizaciju sub-virtuelnog instrumenta koji se poziva u okviru virtuelnog instrumenta koji simulira celokupno kolo za linearizaciju NTC termistora i merenje temperature. Blok dijagram ovog sub-virtuelnog instrumenta prikazan je na Slici 5.6.

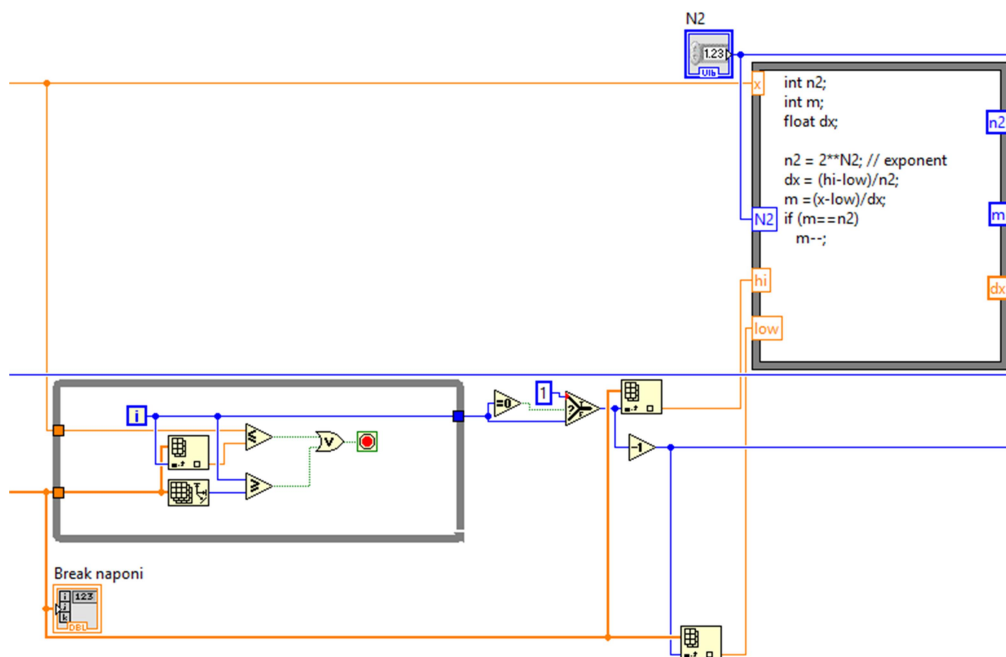


Slika 5.6. Blok dijagram sub-VI za proračun Steinhart-Hart parametara A, B i C.

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora



Slika 5.7. Blok dijagram sub-VI za generisanje napona $U_2(T)$.



Slika 5.8. Deo celokupnog blok dijagrama koji simulira prvi i drugi stepen A/D konverzije, nakon što su break naponi određeni.

Osim sub-virtuelnog instrumenta za proračun parametara Steinhart-Hart modela termistora, u okviru celokupnog virtuelnog instrumenta poziva se i sub-virtuelni instrument za generisanje kvazi-linearnog napona $U_2(T)$ na izlazu kola serijsko-paralelnog razdelnika napona. Blok dijagram pomenutog sub-virtuelnog instrumenta prikazan je na Slici 5.7. Na

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

levoj strani Slike 5.8. nalazi se deo virtuelnog instrumenta koji selektuje segment kome pripada trenutna vrednost napona U_2 (prvi stepen A/D konverzije), a odmah zatim sledi i drugi stepen A/D konverzije čiji je ulazni opseg definisan granicama segmenta, tj. break naponima, određenim u prvom stepenu A/D konverzije.

Dakle, u cilju generisanja numeričkih rezultata čije bi vrednosti potvrdile efikasnost predložene tehnike linearizacije NTC termistora, ispitana su četiri temperaturna opsega simetrična oko 25°C . Takođe, za svaki temperaturni opseg posmatran je uticaj različitih vrednosti rezolucija N_1 i N_2 , prvog i drugog stepena A/D konverzije, respektivno, na apsolutnu grešku merenja i nelinearnost NTC termistora nakon linearizacije. Dakle, za procenu efikasnosti linearizacije NTC termistora, koja se izvodi primenom predloženog kola, koriste se vrednosti apsolutne greške merenja $\Delta T [^{\circ}\text{C}]$, i nelinearnost termistora $\delta T [\%]$, koje su definisane sledećim izrazima, respektivno:

$$\Delta T [^{\circ}\text{C}] = |T_{iz} - T_{ul}|, \quad (5.18)$$

$$\delta T [\%] = \frac{\Delta T_{\max} [^{\circ}\text{C}]}{\text{širina opsega } [^{\circ}\text{C}]} \cdot 100\%. \quad (5.19)$$

U prethodnim izrazima figurišu sledeći parametri: T_{iz} je vrednost koja se dobija na izlazu dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora, odnosno to je izmerena vrednost temperature, T_{ul} je vrednost na ulazu u NTC termistor, odnosno to je stvarna (tačna) vrednost temperature koja se meri, ΔT_{\max} je maksimalna apsolutna greška merenja u datom opsegu merene temperature, i *širina opsega* (*full scale FS*) predstavlja širinu trenutno posmatranog temperaturnog opsega.

Izrazom (5.19) je definisana nelinearnost (ili linearnost) NTC termistora nakon linearizacije njegove prenosne funkcije, dok $\Delta T [^{\circ}\text{C}]$ predstavlja razliku između izmerene i tačne vrednosti temperature. Maksimalna vrednost apsolutne greške merenja i nelinearnost termistora za različite temperaturne opsege i rezolucije N_1 i N_2 date su u Tabeli 5.1. i Tabeli 5.2., respektivno.

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

Tabela 5.1. Maksimalna apsolutna greška merenja u [°C] za slučajeve kada u linearizaciji NTC termistora ne učestvuje i kada učestvuje dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor.

	Bez linearizacije N_1 [bit] N_2 [bit]	Sa linearizacijom							
		$N_1=2$			$N_1=4$		$N_1=6$		
Opseg [°C]	$N_1=0$ $N_2=16$	$N_1=2$ $N_2=10$	$N_1=2$ $N_2=12$	$N_1=2$ $N_2=14$	$N_1=4$ $N_2=8$	$N_1=4$ $N_2=10$	$N_1=4$ $N_2=12$	$N_1=6$ $N_2=8$	$N_1=6$ $N_2=10$
-25-75	7.85	2.598	2.588	2.586	0.22	0.211	0.209	0.017	0.014
-15-65	5.006	1.314	1.308	1.306	0.115	0.109	0.107	0.009	0.007
0-50	1.904	0.39	0.386	0.384	0.033	0.028	0.027	0.003	0.002
10-40	0.658	0.108	0.106	0.105	0.011	0.008	0.008	0.002	0.001

Tabela 5.2. Nelinearnost NTC termistora u [%] za slučajeve kada u linearizaciji NTC termistora ne učestvuje i kada učestvuje dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor.

	Bez linearizacije N_1 [bit] N_2 [bit]	Sa linearizacijom							
		$N_1=2$			$N_1=4$		$N_1=6$		
Opseg [°C]	$N_1=0$ $N_2=16$	$N_1=2$ $N_2=10$	$N_1=2$ $N_2=12$	$N_1=2$ $N_2=14$	$N_1=4$ $N_2=8$	$N_1=4$ $N_2=10$	$N_1=4$ $N_2=12$	$N_1=6$ $N_2=8$	$N_1=6$ $N_2=10$
-25-75	7.85	2.598	2.588	2.586	0.22	0.211	0.209	0.017	0.014
-15-65	6.257	1.642	1.634	1.632	0.144	0.136	0.134	0.012	0.009
0-50	3.807	0.779	0.771	0.769	0.066	0.057	0.055	0.006	0.004
10-40	2.192	0.361	0.352	0.350	0.035	0.028	0.025	0.006	0.002

Druga kolona u obe tabele odnosi se na slučaj kada u linearizaciji NTC termistora ne učestvuje dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor, odnosno kada je $N_1=0$. Preciznije,

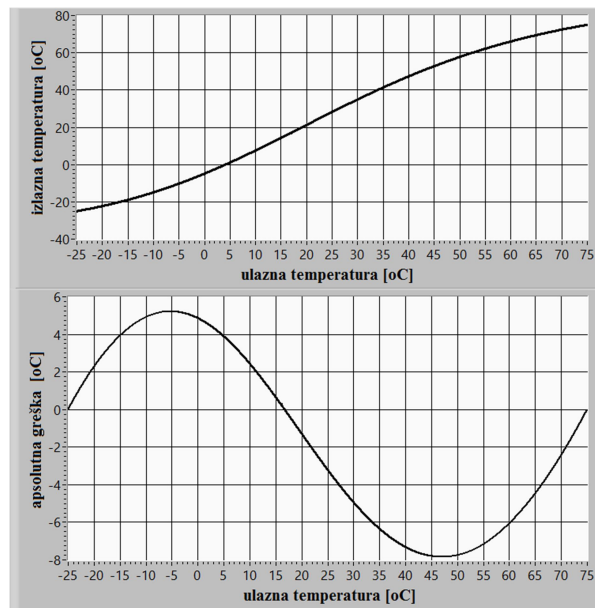
Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

rezultati prikazani u drugoj koloni odnose se na slučaj kada linearizaciju NTC termistora obavlja samo kolo serijsko-paralelnog razdelnika napona. Posmatrajući obe tabele može se zaključiti da maksimalna apsolutna greška merenja i nelinearnost opadaju sa sužavanjem posmatranog temperaturnog opsega. Međutim, tek kada se u proces linearizacije uključi i dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor manifestuje se uticaj rezolucija N_1 i N_2 na vrednosti razmatranih parametara.

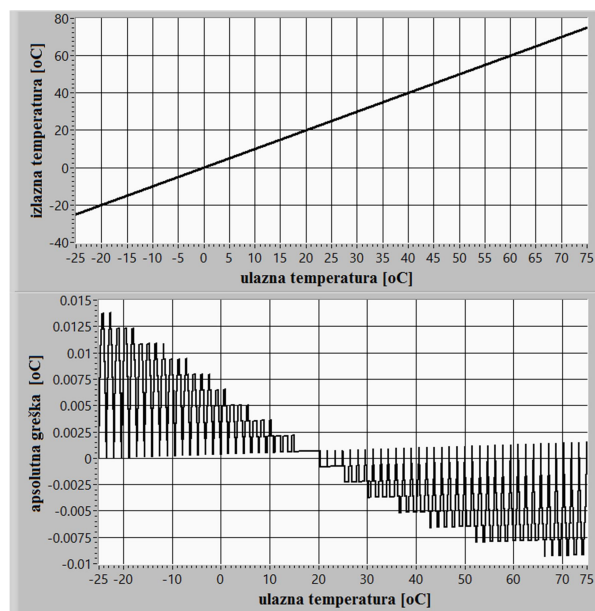
Kao što se moglo i očekivati, sa porastom rezolucije N_1 prvog stepena A/D konverzije, kojim se obavlja linearizacija kvazi-linearnog napona sa izlaza serijsko-paralelnog razdelnika, dolazi do značajnog smanjenja posmatranih grešaka. S druge strane, sa porastom rezolucije N_2 drugog stepena A/D konverzije kojim se redukuje greška kvantizacije uneta u prvom stepenu, ne dolazi do značajnijeg smanjenja apsolutne greške merenja i nelinearnosti termistora. I u ovom slučaju sa suženjem temperaturnog opsega dolazi do smanjenja apsolutne greške merenja i nelinearnosti termistora. Na primer, kada su $N_1=2$ bita i $N_2=12$ bita, maksimalna apsolutna greška za najširi temperaturni opseg iznosi 2.588°C . Zatim, kada su $N_1=2$ bita i $N_2=14$ bita, i za isti temperaturni opseg, maksimalna apsolutna greška iznosi 2.586°C , tj. neznatno je smanjena, ali za slučaj kada su $N_1=4$ bita i $N_2=10$ bita, greška je više od 10 puta niža u odnosu na slučaj kada su $N_1=2$ bita i $N_2=12$ bita. Povećanjem rezolucije N_1 na 6 bita i smanjenjem rezolucije N_2 na 8 bita, greška se smanjuje 10 puta u poređenju sa slučajem kada su $N_1=4$ bita i $N_2=10$ bita. Iz prethodnog se može zaključiti da sa povećanjem rezolucije u prvom stepenu i smanjenjem rezolucije u drugom stepenu, tako da ukupna rezolucija ostane ista, dolazi do značajnog smanjenja apsolutne greške merenja. Takođe se može zaključiti da sa svakim uvećanjem rezolucije N_1 za 2 bita, dolazi do smanjenja apsolutne greške merenja za 10 puta. Svi prethodno izvedeni zaključci idu u prilog činjenici da prvi stepen konverzije ima značajniji uticaj na efekat linearizacije termistora i popravljjanje tačnosti merenja.

Međutim, sa povećanjem rezolucije N_1 povećava se broj referentnih, tj. break napona koje je potrebno proračunati i podesiti. Takođe se i kompleksnost kola povećava jer je potreban veći broj komparatora koji čine fleš A/D konvertore. Iz prethodno navedenih razloga, analiza je rađena samo za slučajeve u kojima rezolucija N_1 nije bila veća od 6 bita.

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora



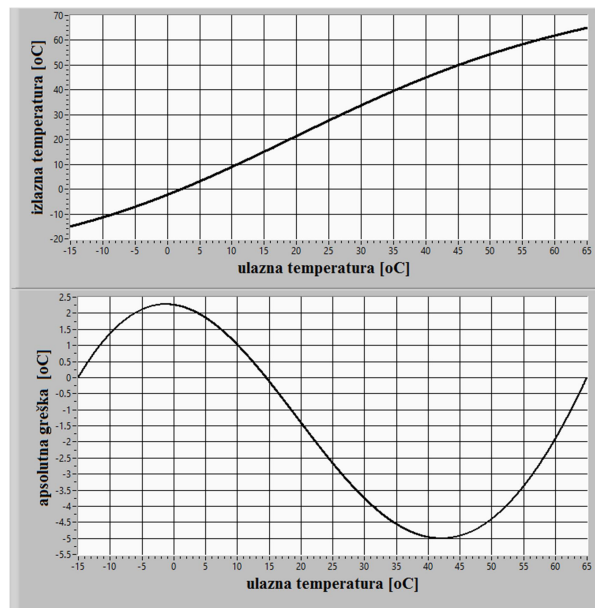
a)



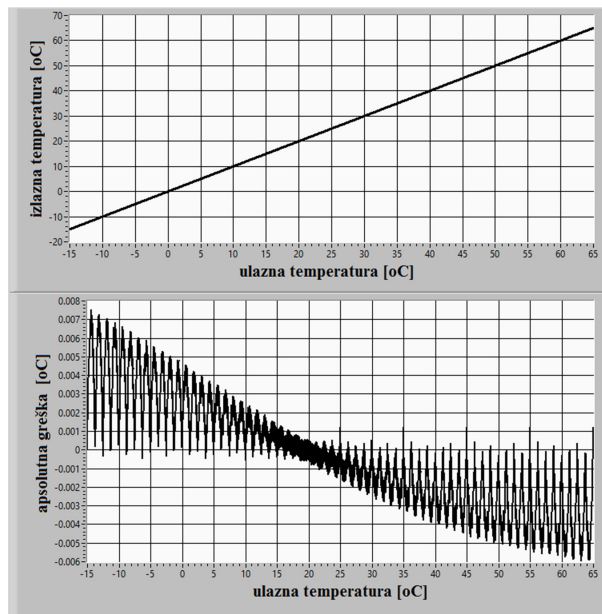
b)

Slika 5.9. Prenosna funkcija celog mernog sistema i apsolutna greška merenja [°C] za temperaturni opseg od -25 do 75°C: a) pre linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=0$ bita, $N_2=16$ bita); b) nakon linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=6$ bita, $N_2=10$ bita).

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora



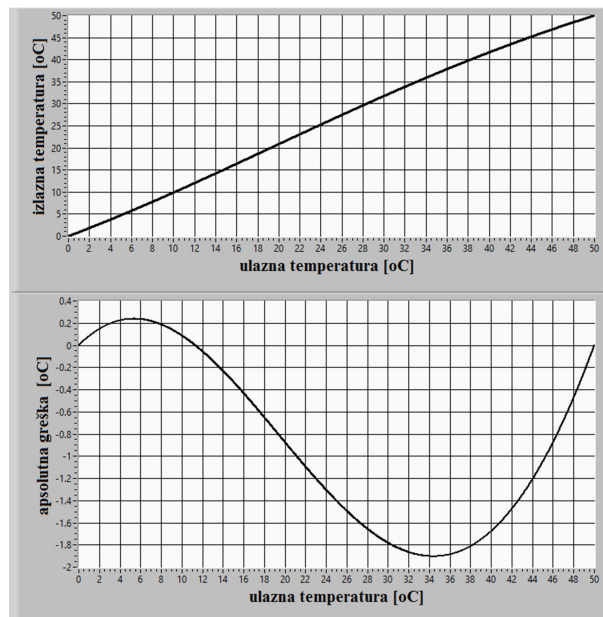
a)



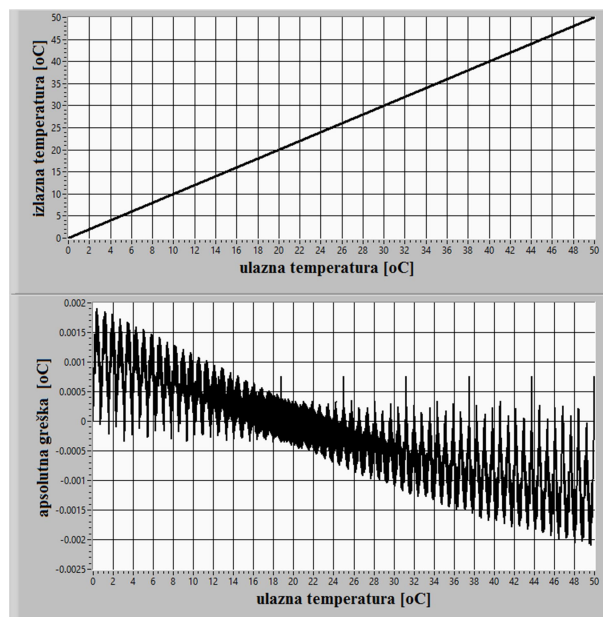
b)

Slika 5.10. Prenosna funkcija celog mernog sistema i apsolutna greška merenja [°C] za temperaturni opseg od -15 do 65°C : a) pre linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=0$ bita, $N_2=16$ bita); b) nakon linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=6$ bita, $N_2=10$ bita).

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora



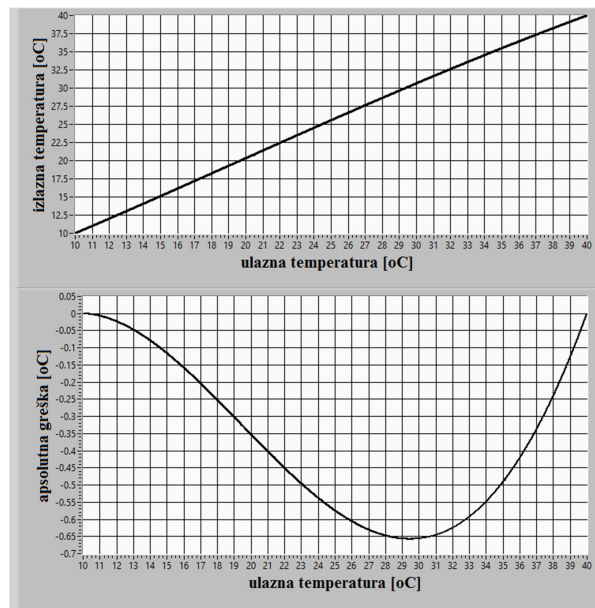
a)



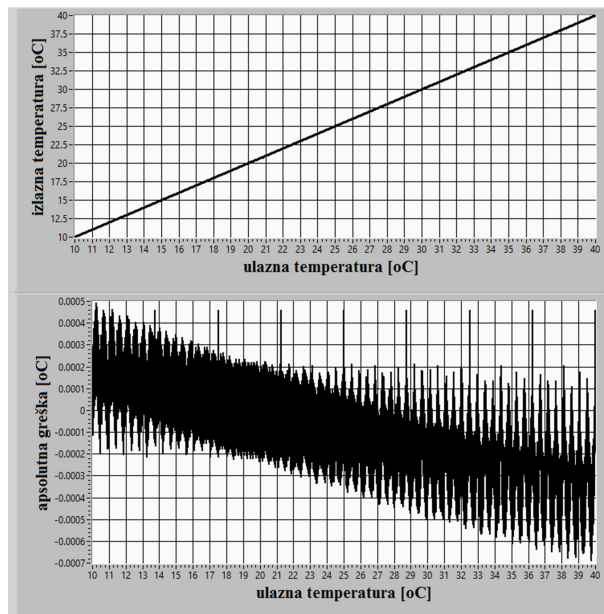
b)

Slika 5.11. Prenosna funkcija celog mernog sistema i apsolutna greška merenja [°C] za temperaturni opseg od 0 do 50°C: a) pre linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=0$ bita, $N_2=16$ bita); b) nakon linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=6$ bita, $N_2=10$ bita).

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora



a)



b)

Slika 5.12. Prenosna funkcija celog mernog sistema i apsolutna greška merenja [°C] za temperaturni opseg od 10 do 40°C: a) pre linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=0$ bita, $N_2=16$ bita); b) nakon linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=6$ bita, $N_2=10$ bita).

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

Na Slikama 5.9.a) i b) su za dva različita slučaja prikazane prenosne funkcije celog mernog sistema (od ulaza u NTC termistor do izlaza iz dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora) i apsolutne greške merenja za temperaturni opseg od -25 do 75°C . Na Slici 5.9.a) prikazan je slučaj kada su rezolucije $N_1=0$ bita i $N_2=16$ bita, odnosno kada nema linearizacije u dvostepenom deo-po-deo linearnom A/D konvertoru, dok je na Slici 5.9.b) prikazan slučaj kada su $N_1=6$ bita i $N_2=10$ bita, odnosno kada se linearizacija izvodi primenom 6-bitnog deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora iz prvog stepena konverzije. Za pomenuti temperaturni opseg, i rezolucije $N_1=6$ bita i $N_2=10$ bita (Slika 5.9.b)) maksimalna apsolutna greška iznosi 0.014°C .

Kako bi se stekao uvid u način na koji širina posmatranog temperaturnog opsega ima uticaj na linearnost sistema i grešku merenja, na Slikama 5.10, 5.11. i 5.12. su za različite temperaturne opsege, simetrične u odnosu na 25°C , prikazane prenosna funkcija predloženog mernog sistema i promena apsolutne greške merenja sa promenom temperature. Jasno se može uočiti da sa smanjenjem širine opsega, pa čak i onda kada nema linearizacije primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ($N_1=0$ bita i $N_2=16$ bita), dolazi do "peglanja" prenosne funkcije, a razlog zbog čega se to dešava je taj što je i kvazi-linearan napon U_2 linearniji u blizini prevojne tačke. Zato se sa sužavanjem opsega, tj. približavanjem temperaturi od 25°C , linearnost popravlja i samo sa primenom serijsko-paralelnog razdelnika napona. Takođe, promenom položaja prevojne tačke, može se birati onaj deo temperaturnog opsega u kome se želi najveća tačnost merenja.

Za najuži od posmatranih temperaturnih opsega, tj. za opseg od 10 do 40°C , i rezolucije $N_1=6$ bita i $N_2=10$ bita (Tabela 5.1.), maksimalna apsolutna greška iznosi 0.001°C (zaokruženo na tri decimale, a inače iznosi 0.00068°C). Poređenja radi, u referenci [19], u kojoj je za linearizaciju NTC termistora predložen serijsko-paralelni razdelnik napona, i opseg temperatura od 10 do 39°C , najniža postignuta greška merenja iznosi 0.04°C .

Na osnovu poređenja postignutih rezultata i rezultata ostvarenih u [19], može se zaključiti da je primena dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora nakon serijsko-paralelnog razdelnika napona dovela do značajnog popravljavanja linearnosti NTC termistora, i smanjenja greške merenja, odnosno povećanja tačnosti merenja. Dakle, primena kombinacije dva različita tipa linearizacionih kola predstavlja efikasno rešenje za linearizaciju prenosne

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

funkcije NTC termistora u cilju povećanja tačnosti merenja (smanjenja greške merenja) temperature.

5.2.2 Zaključci

U ovom poglavlju disertacije opisano je novo kolo za linearizaciju NTC termistora koje se sastoji iz serijsko-paralelnog otpornog razdelnika napona i dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora. Pomenuta kombinacija dva različita tipa linearizacionih kola predložena je sa ciljem smanjenja nelinearnosti prenosne funkcije NTC termistora i povećanja tačnosti merenja temperature. Na izlazu iz prvog kola, tj. serijsko-paralelnog razdelnika napona, dobija se kvazi-linearan napon. Ovaj napon se zatim linearizuje u dvostepenom deo-po-deo linearnom A/D konvertoru koga čine deo-po-deo linearni (prvi stepen) i linearni (drugi stepen) fleš A/D konvertor. Prenosna funkcija A/D konvertora iz prvog stepena, koji inače vrši linearizaciju, predstavlja deo-po-deo linearnu aproksimaciju funkcije koja je inverzna zavisnosti kvazi-linearnog napona od temperature. Kako upravo ovaj fleš A/D konvertor obavlja linearizaciju, njegova rezolucija ima najveći uticaj na konačnu linearnost NTC termistora, a samim tim i tačnost merenja. Drugim rečima, apsolutna vrednost razlike između izmerene i tačne vrednosti temperature značajno je smanjena nakon primene dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora.

Jedna od najznačajnijih prednosti predloženog linearizacionog kola je to što se paralelno sa linearizacijom obavlja i digitalizacija rezultata merenja, čime se štedi na vremenu obrade, potrošnji energije, kompleksnosti i ceni kola. Isto tako, prednost serijsko-paralelnog razdelnika napona nad jednostavnijim serijskim razdelnikom napona, koji se takođe koristi za linearizaciju NTC termistora, ogleda se u tome što se u prvom slučaju koristi standardno naponsko napajanje od 5V, dok se u drugom koristi napajanje nestandardne vrednosti.

Povećanjem rezolucija fleš A/D konvertora smanjuje se greška merenja. Međutim, povećanje rezolucije prvog, tj. deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora dovodi do povećanja kompleksnosti linearizacionog kola. Preciznije, konvertor veće rezolucije ima veći broj komparatora, što znači da je broj referentnih, tj. break napona, koje je potrebno proračunati i podesiti (trimovanjem otpornika) veći. Proračun referentnih, tj. break napona vrši se *offline* i u skladu sa prenosnom funkcijom senzora koji se linearizuje. Ovo samo znači da se dvostepeni

Poglavlje 5: Nova tehnika linearizacije NTC termistora bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

deo-po-deo linearni A/D konvertor, posredstvom odgovarajućeg odabira referentnih napona, može koristiti za linearizaciju bilo kog senzora.

Težeći uspostavljanju kompromisa između rezolucije i tačnosti merenja sa jedne strane, i kompleksnosti linearizacionog kola sa druge strane, maksimalna greška merenja razmatranog NTC termistora svedena je na vrednost od 0.001°C za temperaturni opseg od 10 do 40°C primenom serijsko-paralelnog razdelnika napona i 16-bitnog dvostepenog A/D konvertora. Poređenja radi, u referenci [19], u kojoj je za linearizaciju NTC termistora u opsegu temperatura od 10 do 39°C upotrebljen serijsko-paralelni razdelnik napona, najniža postignuta greška merenja iznosila je 0.04°C . Ovaj rezultat potvrđuje činjenicu da je cilj da se poveća tačnost NTC termistora, primenom novog kola za linearizaciju koje se predlaže u disertaciji, postignut.

6. NOVA TEHNIKA LINEARIZACIJE SENZORA UGAONE POZICIJE BAZIRANA NA PRIMENI DVOSTEPENOG A/D KONVERTORA

Senzori ugaone pozicije imaju široku primenu koja uključuje određivanje ugaone brzine i ugaone pozicije u sistemima poput industrijskih robota, radara, antena, automobila, aviona, mašina i alata, kompjuterskih miševa, itd. U ovu grupu senzora spadaju različiti tipovi magnetnih senzora, optički rotacioni enkoderi i rezolveri [102, 106], koji informaciju o ugaonoj poziciji konvertuju u električni signal. Konkretno, pomenuti senzori na svom izlazu generišu sinusni i/ili kosinusni naponski signal kao odgovor na promenu ugaone pozicije, što znači da je napon koji generišu nelinearno zavistan od ugla koji se meri. Dakle, prenosna funkcija ovih senzora je nelinearna i ima oblik sinusne funkcije. Upravo zbog nelinearnog oblika te funkcije, za jednake promene ugla na ulazu senzora dolazi do nejednakih promena izlaznog napona. Promene napona na izlazu senzora ponekad mogu biti tako male da ih je uopšte teško i detektovati, što dovodi do grešaka i manje tačnosti merenja ugaone pozicije. Na primer, ako je maksimalna vrednost napona na izlazu senzora 1V, a promena ugaone pozicije iznosi $5^\circ=0.087$ [rad], tj. ugao se poveća sa 0 na 0.087 [rad], izlazni napon će se promeniti za $\Delta U=1$ [V]·[sin(0.087 [rad])-sin(0 [rad])]=87 [mV]. Međutim, ako se promena ugla od 0.087 [rad] desi kada je početna ugaona pozicija bila $\pi/2$, promena izlaznog napona će biti $\Delta U=1$ [V]·[sin($\pi/2$))-sin($\pi/2$ [rad]-0.087 [rad])]=3.8 [mV], odnosno 23 puta manja nego u prethodnom slučaju. U drugom slučaju bi šum ili distorzija signala mogli lako da maskiraju promenu napona tako da uopšte i ne dođe do njene detekcije. Dakle, loša osetljivost senzora na male promene ugla dovodi do toga da tačnost merenja bude niska. Iz prethodno pomenutog razloga, tj. kako bi se povećala tačnost određivanja ugaone pozicije, neophodno je izvršiti linearizaciju prenosne funkcije senzora, odnosno linearizovati napon oblika sinusa i/ili kosinusa koji na svom izlazu generiše senzor kao odgovor na promenu merene veličine.

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

Modifikovanjem i kombinovanjem segmenata sinusnog i kosinusnog signala dobija se pseudo-linearni signal koji se dalje linearizuje u cilju povećanja tačnosti određivanja ugaone pozicije [15-18, 95, 96, 107]. Kao što je urađeno u radovima [17] i [18], pseudo-linearni signal se dobija kombinovanjem onih segmenata sin/cos signala koji ispoljavaju najbolju linearnost. Kako bi se primenom ove tehnike obezbedilo pravilno određivanje ugaone pozicije, potrebna je i informacija o kvadrantu (širine $\pi/2$ [rad]) kome mereni ugao pripada. U disertaciji se primenjuje metoda za generisanje pseudo-linearnog signala predstavljena u radovima [17] i [18], sa tom razlikom što se umesto tekućeg kvadranta definiše polovina kvadranta (oktant) kome trenutna vrednost merene ugaone pozicije pripada (čime se povećava rezolucija merenja) [95, 96, 107]. Zahvaljujući tome što su sinusni i kosinusni signal međusobno fazno pomereni za $\pi/2$, može se odrediti smer rotacije posmatranog rotirajućeg objekta [106].

U disertaciji se predlaže nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije koja prevazilazi nedostatke vremenski i procesorski zahtevnih digitalnih tehnika, i koja istovremeno predstavlja jednostavniji i fleksibilniji način linearizacije u poređenju sa analognim tehnikama. Kao što je već rečeno, ova tehnika podrazumeva generisanje pseudo-linearnog naponskog signala koji se dalje istovremeno linearizuje i digitalizuje u dvostepenom deo-po-deo linearnom A/D konvertoru [95, 96, 107]. Suštinu ove tehnike predstavlja činjenica da je prenosna funkcija dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora inverzna zavisnosti pseudo-linearnog napona od merenog ugla. Na ovaj način se postiže da izlaz pomenutog A/D konvertora bude linearno zavistan od merenog ugla. Zaključuje se da se projektovanje dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora svodi na programiranje njegove prenosne funkcije [43]. Prenosna funkcija A/D konvertora se može generisati pomoću poznatih kalibracionih tačaka kada matematički izraz za prenosnu funkciju senzora koji se linearizuje nije unapred poznat. Na ovaj način se primenom procesora i dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora može linearizovati bilo koji senzor [10, 11]. Međutim, A/D konvertor mora imati specijalnu arhitekturu kako bi mogao da se programira i koristi za linearizaciju različitih tipova senzora, o čemu je bilo reči u četvrtom poglavlju disertacije i referencama [10, 11]. Koncept dvostepene A/D konverzije primenjen je i u linearizaciji NTC termistora (peto poglavlje disertacije), što još jednom potvrđuje

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

činjenicu da se dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertori mogu koristiti za linearizaciju različitih tipova senzora.

Iako je predložena tehnika prevashodno namenjena linearizaciji pozicionog enkodera, ona se može isto tako efikasno koristiti i za linearizaciju rezolvera nakon demodulacije njegovih izlaznih signala. U radovima [15-18] je predloženo nekoliko metoda za određivanje ugaone pozicije primenom rezolvera. U tim radovima se linearni odziv postiže bez primene A/D konvertora, odnosno isključivo primenom specijalnih analognih linearizacionih kola. Međutim, u radu [109], uz rezolver se koristi rezolver-u-DC softver za generisanje digitalne informacije o merenom uglu koja se dalje može koristiti u sistemima upravljanja i kontrole.

Linearizacija senzora je, dakle, veoma važan proces kojim se može postići zadovoljavajuća tačnost merenja nekog parametra, bilo da je reč o individualnom mernom sistemu ili sistemu koji je deo kompleksnijeg sistema automatskog upravljanja. Nelinearna zavisnost izlaza senzora od njegovog ulaza, tj. nelinearna prenosna funkcija senzora, je neželjena pojava iz mnogo razloga, ali konkretno kod sistema automatskog upravljanja primena nelinearnog senzora u kontrolnoj petlji može izazvati anomalije poput velikih oscilacija [110]. Takođe, ako je senzor deo nekog većeg kontrolnog sistema, njegova nelinearna prenosna funkcija utiče na to da dizajn i analiza kontrolnog sistema postanu komplikovaniji.

Dakle, u disertaciji je razvijena nova metoda merenja ugaone pozicije sa većom rezolucijom i tačnošću u poređenju sa merenjem koje se obavlja bez primene predloženog kola za linearizaciju senzora ugaone pozicije. Konkretno, prvo se vrši predobrada signala sin/cos oblika sa izlaza senzora, pri čemu se kao rezultat dobija pseudo-linearni signal koji se dalje linearizuje i istovremeno digitalizuje primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora. Preciznije, koriste se dva različita linearizaciona kola, jedno koje pripada grupi analognih tehnika linearizacije jer se njime obrađuju analogni signali $\sin(x)$ i $\cos(x)$ (kolo specijalne namene jer linearizuje samo signale oblika sin/cos), dok je drugo kolo iz grupe mešovutih tehnika linearizacije, jer istovremeno obavlja digitalizaciju i linearizaciju (kolo opšte namene kojim se može linearizovati bilo koji senzor i koje se i samostalno može koristiti za linearizaciju senzora). Kombinovanjem prednosti koje nude ova dva kola povećane su rezolucija i tačnost merenje ugaone pozicije, tj. greška merenja je smanjena u

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

poređenju sa slučajevima kada se ova dva kola koriste za linearizaciju senzora ugaone pozicije nezavisno jedan od drugog.

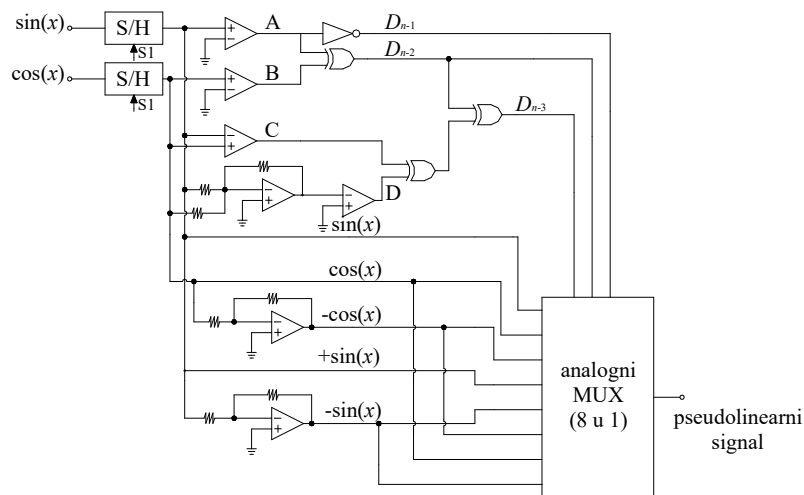
U nastavku sledi detaljan opis predložene tehnike linearizacije sin/cos signala sa izlaza senzora ugaone pozicije [95, 96]. Takođe, u toku rada na razvoju pomenute linearizacione tehnike, došlo se na ideju o primeni kompaktnijeg dizajna dvostepenog-deo-po-deo linearnog A/D konvertora, kako bi kolo koje popravljaja tačnost senzora ugaone pozicije to činilo na energetski efikasniji način, sa manjom cenom izrade i većom kompaktnošću. Stoga će jedan deo ovog poglavlja disertacije biti posvećen opisu i rezultatima primene kompaktnijeg dizajna kola za linearizaciju senzora ugaone pozicije [107]. Sa istim ciljem razvijena je i nova metoda povećanja rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora za 1 bit po stepenu konverzije koja neznatno povećava kompleksnost kola i njegovu potrošnju [108]. Numerički rezultati kojima će biti potkrepljena efikasnost razvijenih tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije generisani su primenom LabVIEW softvera, dok će analiza rezultata i izvedeni zaključci biti prikazani na kraju odgovarajućih potpoglavlja.

6.1 Opis i performanse predložene tehnike linearizacije senzora ugaone pozicije

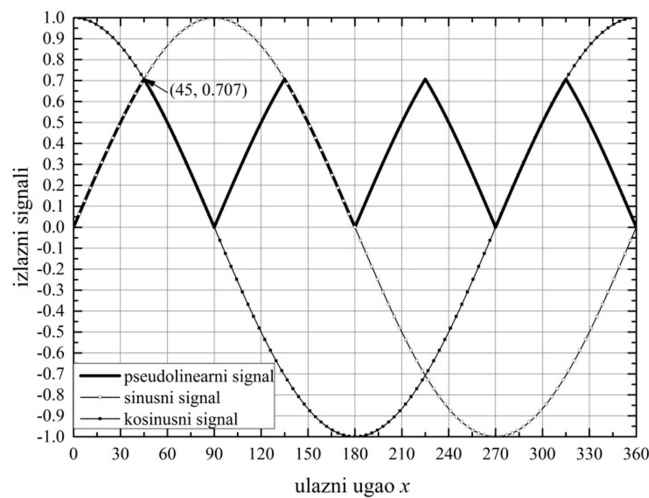
Kao što je već pomenuto, predložena tehnika linearizacije ima dve faze: prvu, tzv. fazu predobrade u kojoj se generiše pseudo-linearni signal i određuje polovina kvadranta, tj. oktant kome trenutna vrednost ugla pripada, i drugu fazu u kojoj se istovremeno linearizuje i digitalizuje pseudo-linearni signal dobijen na izlazu prve faze [95, 96]. U drugoj fazi linearizacije postoje dva stepena obrade koje obavlja dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor. U prvom stepenu se koristi fleš A/D konvertor čiji je ulazni opseg neuniformno podeljen na segmente različite širine kako bi njegova prenosna funkcija što bolje aproksimirala funkciju koja je inverzna zavisnosti pseudo-linearnog napona od merenog ugla. Fleš A/D konvertor koji se koristi u drugom stepenu je uniformni, tj. linearni A/D konvertor sa diferencijalnim ulazima čiji je ulazni opseg uniformno podeljen na ćelije jednake širine. Upravo zato što je drugi stepen A/D konverzije linearan, umesto fleš moguće je koristiti A/D

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

konvertor sa sukcesivnim aproksimacijama [26]. Ulazni opseg drugog stepena A/D konverzije definisan je granicama segmenta kome pripada trenutna vrednost merenog ugla.



a)



b)

Slika 6.1. a) Kolo za generisanje pseudo-linearnog signala, b) Pseudo-linearni signal sastavljen od najlinearnijih segmenata $\sin(x)$ i $\cos(x)$ signala.

Kolo prikazano na Slici 6.1.a) se istovremeno naziva i kolo za detekciju oktanta širine $\pi/4$ [rad] kome pripada trenutna vrednost ugla na ulazu senzora, a kao što je već rečeno

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

generiše i pseudo-linearni signal (delimično linearizovan napon koji zahteva dalju linearizaciju). Ovaj signal se dobija kombinovanjem segmenata sin/cos signala koji ispoljavaju najbolju linearnost (Slika 6.1.b)). Preciznije, zadebljana linija na Slici 6.1.b) predstavlja pseudo-linearni signal sastavljen od osam segmenata (unutar mernog opsega od 2π [rad]) maksimalne amplitude 0.707 [V], kada maksimalna amplituda izvornih signala $\sin(x)$ i $\cos(x)$ iznosi 1 [V].

U opštem slučaju, maksimalna amplituda pseudo-linearnog signala iznosi $0.707 \cdot A$ [V], gde A predstavlja maksimalnu amplitudu $\sin(x)$ i $\cos(x)$. Posmatrajući Sliku 6.1.b), može se zaključiti da pseudo-linearni signal ima baš tu maksimalnu amplitudu iz razloga što $\sin(x)$ i $\cos(x)$ imaju jednake vrednosti za uglove $(2k+1) \cdot \pi/4$ [rad], $k=0, 1, 2, \dots$. Kako se u mernom opsegu od 2π [rad] pseudo-linearni signal sastoji od osam segmenata (oktanta), za kodovanje oktanta kome pripada trenutna vrednost merenog ugla biće dovoljna tri bita. Ove bite generiše kolo prikazano na Slici 6.1.a), i označeni su sa D_{n-1} , D_{n-2} i D_{n-3} (gde je n ukupna rezolucija predloženog linearizacionog kola $n=3+N_1+N_2$). Takođe, ovim bitovima se kontroliše tj. selektuje izlaz analognog multipleksera 8 u 1. Istovremeno, ova tri bita su najveće težine u finalnom izlaznom digitalnom kodu.

Pseudo-linearni signal je zapravo kombinacija segmenata sledećih signala: $\sin(x)$, $\cos(x)$, $-\sin(x)$ i $-\cos(x)$, a koji od njih će se naći na izlazu multipleksera zavisi od rednog broja oktanta kome pripada ugao, tj. digitalne reprezentacije tog oktanta (D_{n-1} , D_{n-2} i D_{n-3}).

Signali $\sin(x)$ i $\cos(x)$ se dovode na ulaze komparatora u cilju poređenja njihovih vrednosti sa nultim referentnim naponom, ili radi njihovog međusobnog poređenja. U Tabeli 6.1. su date logičke vrednosti na izlazima komparatora A, B, C i D, bitovi D_{n-1} , D_{n-2} i D_{n-3} kao i talasni oblici signala, koji se za tekući oktant, dovode na ulaz dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora (poslednja kolona u Tabeli 6.1.). Dovođenjem digitalnih signala A, B, C i D na ulaze logičkih kola sa Slike 6.1. izvode se sledeće logičke operacije i generišu biti D_{n-1} , D_{n-2} i D_{n-3} :

$$D_{n-1} = \bar{A}, \quad (6.1)$$

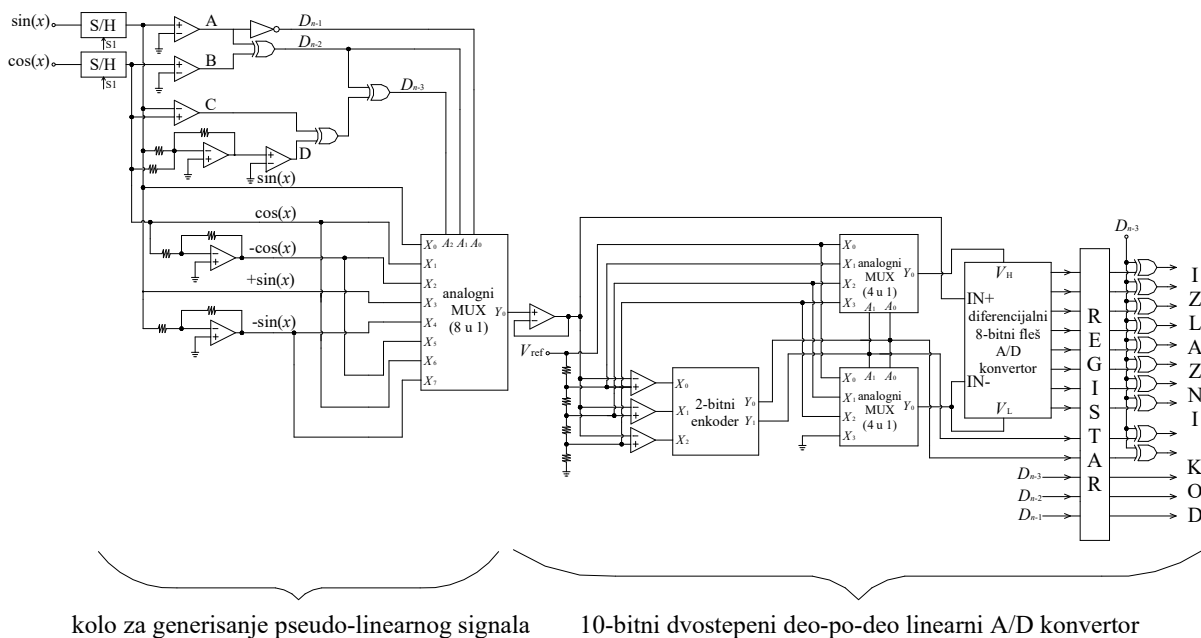
$$D_{n-2} = A \text{ XOR } B, \quad (6.2)$$

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

$$D_{n-3} = (A \text{ XOR } B) \text{ XOR } (C \text{ XOR } D). \quad (6.3)$$

Tabela 6.1. Signali u različitim tačkama kola za generisanje pseudo-linearnog signala.

Merjeni ugao $x[\text{rad}]$	A $\sin(x) > 0$	B $\cos(x) > 0$	C $\cos(x) > \sin(x)$	D $\sin(x) + \cos(x) > 0$	D_{n-1}	D_{n-2}	D_{n-3}	Signal
$0 - \pi/4$	1	1	1	1	0	0	0	$+\sin(x)$
$\pi/4 - \pi/2$	1	1	0	1	0	0	1	$+\cos(x)$
$\pi/2 - 3\pi/4$	1	0	0	1	0	1	0	$-\cos(x)$
$3\pi/4 - \pi$	1	0	0	0	0	1	1	$+\sin(x)$
$\pi - 5\pi/4$	0	0	0	0	1	0	0	$-\sin(x)$
$5\pi/4 - 6\pi/4$	0	0	1	0	1	0	1	$-\cos(x)$
$6\pi/4 - 7\pi/4$	0	1	1	0	1	1	0	$+\cos(x)$
$7\pi/4 - 2\pi$	0	1	1	1	1	1	1	$-\sin(x)$



Slika 6.2. Električna šema predloženog kola za linearizaciju senzora ugaone pozicije.

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

Za svaki oktant postoji samo jedan signal ($\sin(x)$, $\cos(x)$, $-\sin(x)$ ili $-\cos(x)$) koji ima i pozitivnu vrednost i zadovoljavajuću linearnost, a selektuje se pomoću analognog multipleksera kontrolisanog bitovima D_{n-1} , D_{n-2} i D_{n-3} . To znači da se linearizacija pseudo-linearnog signala obavlja uvek unutar jednog oktanta. U drugom, četvrtom, šestom i osmom oktantu je nagib pseudo-linearnog signala negativan, tj. njegova amplituda opada sa porastom merenog ugla. Kako bi finalna prenosna funkcija mernog sistema bila linearna i monotono rastuća funkcija, neophodna je inverzija bitova najmanje težine D_0 - D_{n-4} . Inverzija bitova D_0 - D_{n-4} se obavlja njihovim dovodenjem na ulaze XOR kola zajedno sa bitom D_{n-3} (Slika 6.2.).

Kao što je prikazano na Slici 6.2., prvi, deo-po-deo linearni stepen konverzije ima rezoluciju od $N_1=2$ bita. Za realizaciju 2-bitnog fleš A/D konvertora potrebna je mreža od četiri otpornika pomoću kojih se podešavaju referentni naponi komparatora. Ovaj deo šeme sličan je rešenju predloženom u [10]. Kako je kolo predloženo u ovoj disertaciji pre svega namenjeno linearizaciji enkodera ugaone pozicije, referentni naponi, odnosno break naponi na ulazima komparatora podešavaju se samo jednom. Proračun break napona, vrši se na sledeći način:

$$V_i = \sin\left(i \frac{\pi}{16}\right), i=0, 1, \dots, 2^{N_1}. \quad (6.4)$$

Ovi naponi predstavljaju granice između neuniformnih segmenata koji čine ulazni opseg A/D konvertora iz prvog stepena konverzije. Break naponi koji ograničavaju tekući segment odvođe se na diferencijalne ulaze fleš A/D konvertora iz drugog stepena konverzije.

U radu [15], u cilju dobijanja signala koji bi bio po obliku što bliži idealnom trougaonom signalu, vršena je linearizacija signala koji se dobija kao razlika apsolutnih vrednosti signala $\sin(x)$ i $\cos(x)$ sa izlaza rezolvera, tj. nakon njihove demodulacije. Kao rezultat, za određivanje ugla se mogu koristiti jednostavnije linearne jednačine. Međutim, nedostatak ove tehnike za linearizaciju rezolvera jeste potreba za ispravljačkim kolima, koja unose dodatnu nelinearnost. Takođe, da bi se izvršila linearizacija signala razlike apsolutnih vrednosti signala $\sin(x)$ i $\cos(x)$, moraju se koristiti specijalni kompenzacioni signali. I pored zadovoljavajućeg krajnjeg rezultata, tj. maksimalne greške od 0.011° , još uvek postoji mala rezidualna nelinearnost koja je posledica toga što je generisanje idealnog kompenzacionog

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

signala (za kompenzaciju razlike između idealnog trougaonog signala i signala razlike apsolutnih vrednosti $\sin(x)$ i $\cos(x)$ signala) veoma težak zadatak.

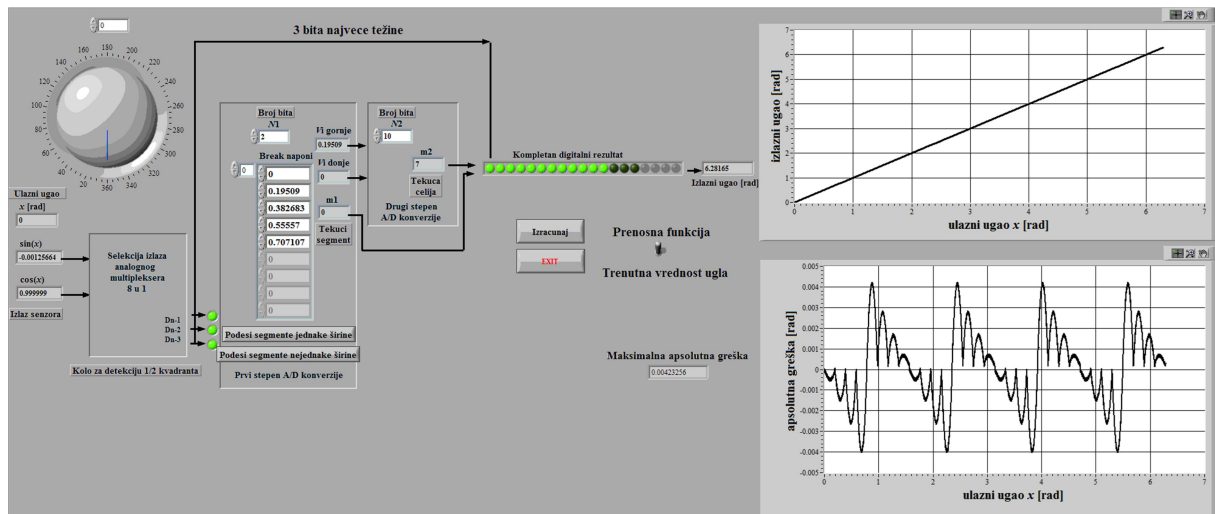
U radovima [17] i [18], su predložene metode za određivanje ugaone pozicije primenom informacije o amplitudi pobudnog signala rezolvera. Pobudni signal se koristi za generisanje analognog signala $\cos^{-1}(\cos(\omega t))$ koji je ekvivalentan digitalnoj look-up tabeli. U svakom intervalu širine $\pi/2$ određivanje ugla se zasniva na poređenju amplitude pseudo-linearnog signala sa amplitudom pobudnog signala. Pseudo-linearni signal se sastoji od segmenata sin/cos signala, a generiše se primenom specijalne selekcionne logike koja je slična onoj koja se primenjuje u okviru linearizacione tehnike koja se predlaže u ovoj disertaciji. Međutim, karakteristično za logičko kolo koje se predlaže u ovoj disertaciji je da omogućava povećanje rezolucije za 3 bita, a da pritom ne dovodi do eksponencijalnog porasta u broju komparatora (i operacionih pojačavača) što bi bio slučaj da se povećanje rezolucije obezbeđuje povećanjem rezolucije prvog, 2-bitnog fleš A/D konvertora. U slučaju da je rezolucija A/D konvertora 5 bita, bilo bi potrebno 31 komparatorско kolo, a sa primenom predložene logike ista rezolucija se postiže sa samo tri komparatora jer rezolucija fleš A/D konvertora nije povećana.

Još jedan razlog zbog koga je tehnika linearizacije koja se predlaže u ovoj disertaciji pogodnija od prethodno navedenih, je taj što se signali A, B, C i D generišu kao rezultat poređenja amplituda sin/cos signala sa nultim referentnim naponom ili njihovim međusobnim poređenjem, a ne kao rezultat poređenja amplituda sin/cos signala sa nekim referentnim vrednostima, kao što je predloženo u radovima [17] i [18], jer se na taj način unose dodatne greške.

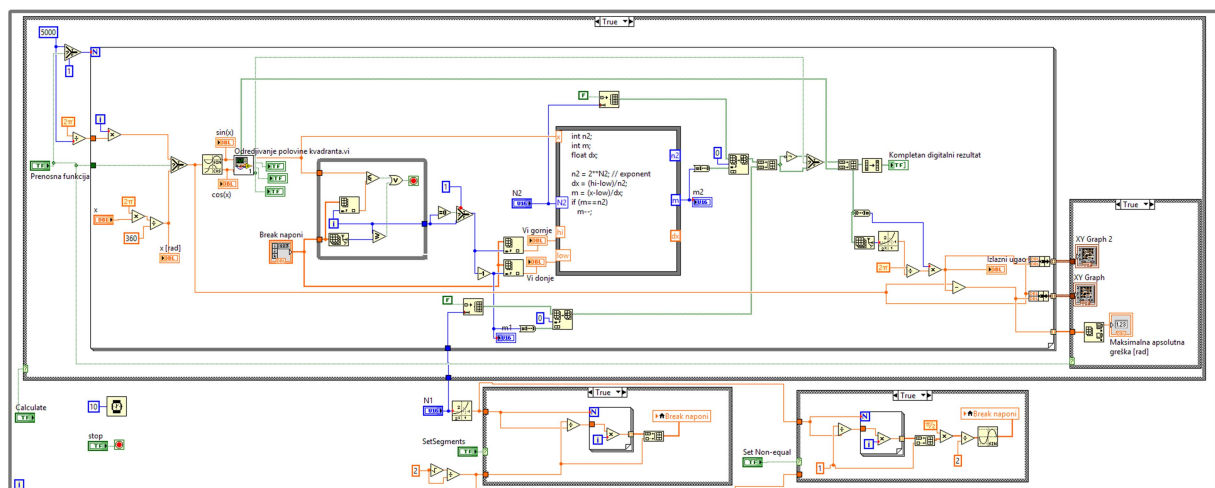
6.1.1 Rezultati sprovedenih simulacija u softverskom paketu LabVIEW

Primenom LabVIEW softvera simuliran je princip rada celog mernog sistema koji uključuje kolo za generisanje pseudo-linearnog signala (ili kolo za detekciju polovine kvadranta, tj. oktanta širine $\pi/4$ [rad]) i dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor (Slike 6.3.a) i b)) [95, 96].

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora



a)



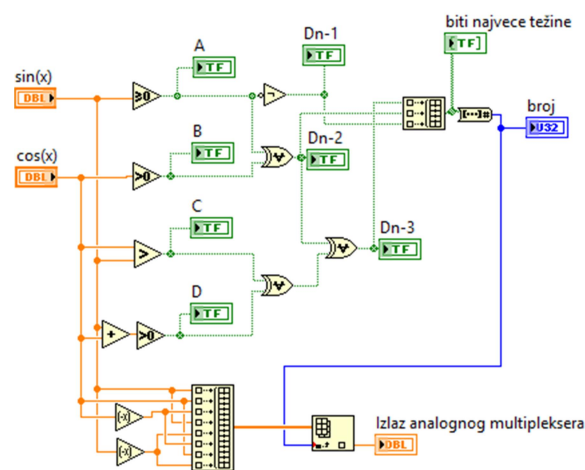
b)

Slika 6.3. a) Prednji panel virtuelnog instrumenta koji simulira linearizovan merni sistem za određivanje ugaone pozicije, b) Blok dijagram virtuelnog instrumenta.

Virtuelni instrument omogućava ispitivanje uticaja svake od faza linearizacije posebno na krajnju nelinearnost enkodera ugaone pozicije, tj. na grešku (tačnost) merenja. Kao što je prikazano na Slici 6.3.a) za datu vrednost ugla x [rad], virtuelni instrument određuje vrednosti $\sin(x)$ i $\cos(x)$. Nakon određivanja ovih vrednosti, sledi faza predobrade, odnosno određivanja prva tri bita najveće težine kojima se koduje oktant kome trenutna vrednost ugla x pripada.

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

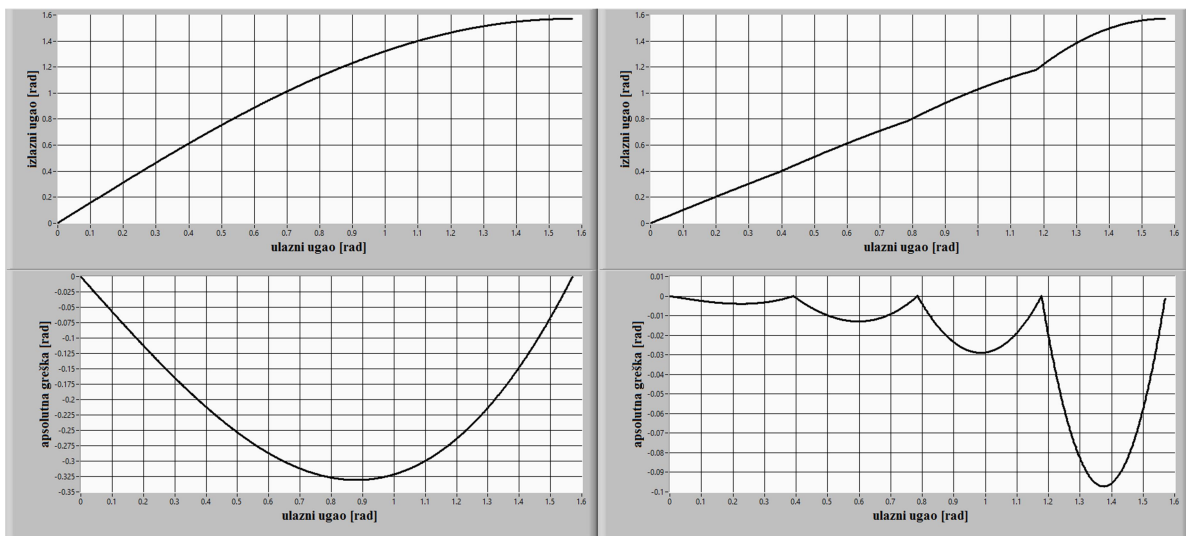
Primenom kreiranog virtuelnog instrumenta može se odrediti trenutna vrednost ugla, ali i generisati prenosna funkcija celog mernog sistema na opsegu 0 do 2π [rad] (Slika 6.3.a), prekidač Trenutna vrednost ugla/Prenosna funkcija). Nakon generisanja pseudo-linearnog signala i detekcije oktanta, sledi prvi stepen A/D konverzije koji obavlja deo-po-deo linearni fleš A/D konvertor. U prvom stepenu A/D konverzije se određuje neuniformni segment kome pripada trenutna vrednost pseudo-linearnog napona, a samim tim i ulazni opseg za drugi stepen A/D konverzije. Dakle, ulazni opseg prvog fleš A/D konvertora je podeljen na segmente nejednake širine kako bi njegova prenosna funkcija bila što bolja deo-po-deo linearna aproksimacija funkcije koja je inverzna zavisnosti pseudo-linearnog napona od merenog ugla, tj. što bolja aproksimacija funkcije $\arcsin(x)$. Virtuelni instrument nudi mogućnost odabira načina segmentacije ulaznog opsega fleš A/D konvertora iz prvog stepena (jednake ili nejednake širine, Slika 6.3.a)). Preciznije, pritiskanjem tastera "Podesi segmente jednake širine", fleš A/D konvertor iz prvog stepena postaje uniforman pa se samim tim linearizacija pseudo-linearnog signala ne vrši. Međutim, pritiskanjem tastera "Podesi segmente nejednake širine", prenosna funkcija prvog A/D konvertora postaje deo-po-deo linearna aproksimacija funkcije $\arcsin(x)$, tj. u ovom slučaju će linearizacija pseudo-linearnog signala biti izvršena.



Slika 6.4. Blok dijagram sub-VI instrumenta za generisanje pseudo-linearnog signala.

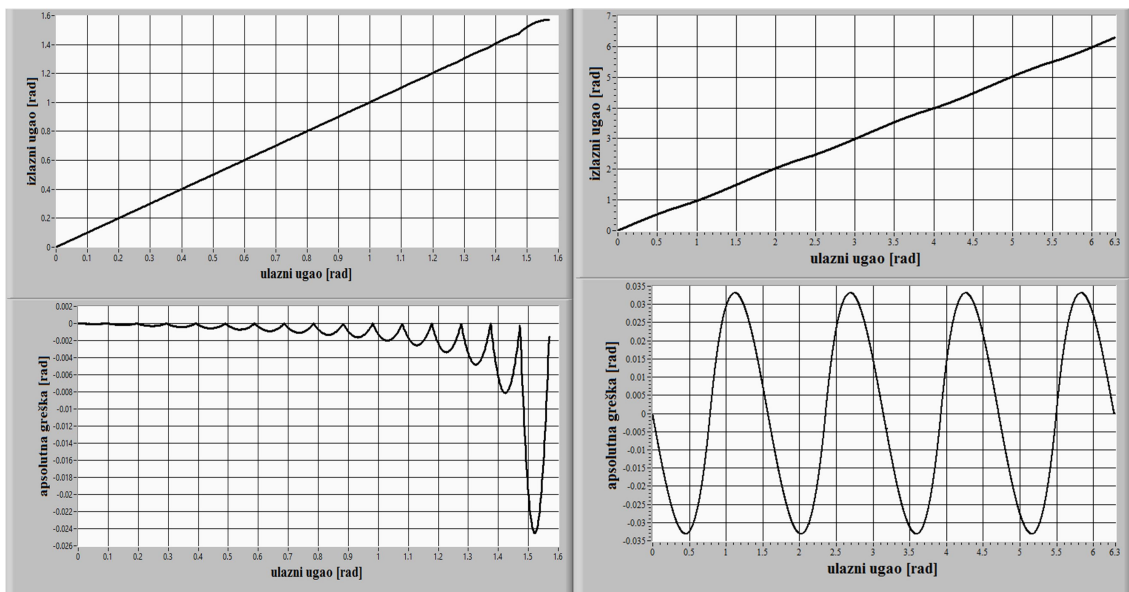
Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

Blok dijagram sub-virtuelnog instrumenta koji simulira kolo za generisanje pseudo-linearnog signala je prikazan na Slici 6.4. Unutar ovog sub-virtuelnog instrumenta generišu se digitalni signali A, B, C i D, kao i bitovi najveće težine D_{n-1} , D_{n-2} i D_{n-3} kojima se koduje oktant kome pripada trenutna vrednost merenog ugla. Ova tri bita kontrolišu analogni multiplekser koji, u zavisnosti od vrednosti pomenutih bitova, na svom izlazu daje jednu od sledećih vrednosti: $\sin(x)$, $\cos(x)$, $-\sin(x)$, ili $-\cos(x)$.



a)

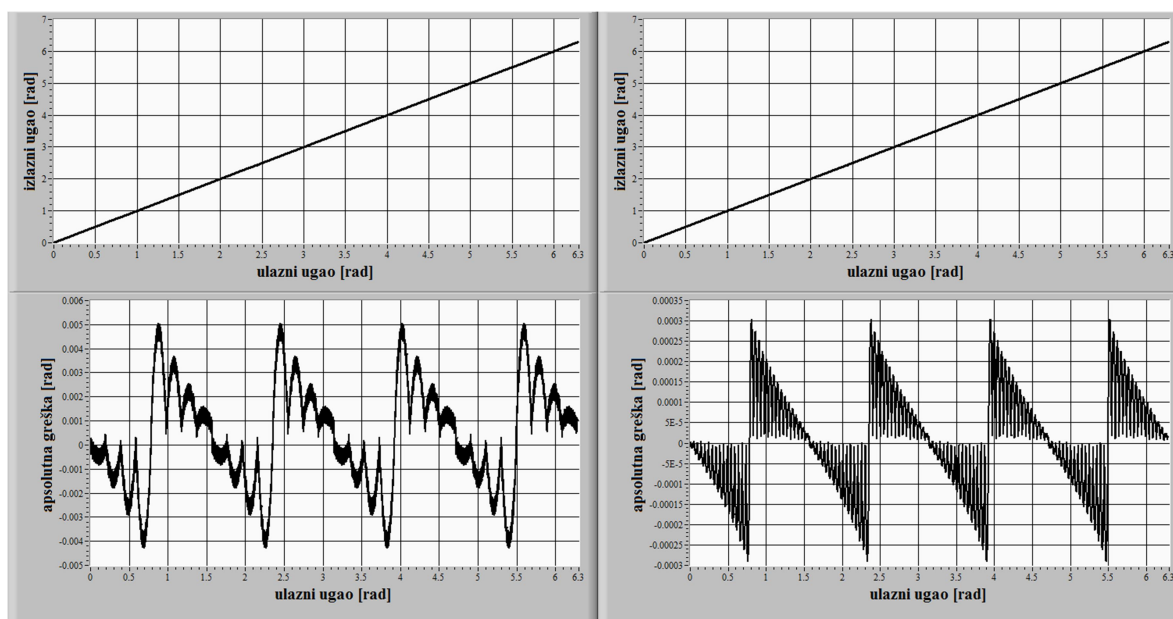
b)



c)

d)

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora



e)

f)

Slika 6.5. Prenosna funkcija celog mernog sistema i apsolutna greška merenja: a) Za opseg od 0 do $\pi/2$ [rad], bez i jedne faze linearizacije, $N_2=16$ bita, b) Za opseg od 0 do $\pi/2$ [rad], $N_1=2$ bita i $N_2=14$ bita, c) Za opseg od 0 do $\pi/2$ [rad], $N_1=4$ bita i $N_2=12$ bita, d) Sa kolom za generisanje pseudo-linearnog signala i bez linearizacije u A/D konvertoru, $N_2=16$ bita, e) Sa kolom za generisanje pseudo-linearnog signala, $N_1=2$ bita i $N_2=8$ bita, f) Sa kolom za generisanje pseudo-linearnog signala, $N_1=4$ bita i $N_2=12$ bita.

Kakav uticaj imaju kolo za generisanje pseudo-linearnog signala i deo-po-deo linearni fleš A/D konvertor na redukciju nelinearnosti enkodera ugaone pozicije, može se zaključiti na osnovu oblika prenosne funkcije celog mernog sistema i apsolutne greške merenja koje su u vidu grafova prikazane na Slici 6.3., ali i na Slici 6.5. za različite vrednosti rezolucija fleš A/D konvertora. Takođe, na Slici 6.5. je uzeta u obzir i mogućnost uključivanja i isključenja prve faze linearizacije, tj. kola za generisanje pseudo-linearnog signala.

Nakon prvog, neuniformnog, stepena konverzije u kome je određen tekući segment, sledi drugi stepen A/D konverzije koji je linearan, tj. uniforman. Granice segmenta određenog u prvom stepenu A/D konverzije predstavljaju granice ulaznog opsega drugog stepena A/D

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

konverzije koji je podeljen na ćelije jednake širine. U zavisnosti od lokalizovanog segmenta, granice ulaznog opsega drugog stepena A/D konverzije variraju.

Kako bi se stekao uvid u performanse predložene tehnike linearizacije, u Tabeli 6.2. je dat pregled vrednosti apsolutne greške merenja Δx [rad] i nelinearnosti δx [%] nakon linearizacije enkodera ugaone pozicije, koje su definisane sledećim izrazima, respektivno:

$$\Delta x [\text{rad}] = |x_{iz} - x_{ul}|, \quad (6.5)$$

$$\delta x [\%] = \frac{\Delta x_{\max} [\text{rad}]}{\text{posmatrani opseg} [\text{rad}]} \cdot 100\%. \quad (6.6)$$

gde je sa x_{ul} označena tačna, tj. vrednost ugla na ulazu u senzor, x_{iz} predstavlja merenu, tj. vrednost ugla na izlazu iz mernog sistema, Δx_{\max} je maksimalna apsolutna greška merenja na posmatranom opsegu od $\pi/2$ ili 2π [rad].

Dva slučaja su razmatrana: prvi, kada se kolo za generisanje pseudo-linearnog signala (posmatrani opseg je širine $\pi/2$ [rad]) ne koristi, i onda kada je u proces linearizacije uključeno i kolo za predobradu sin/cos signala sa izlaza enkodera (tada je posmatrani opseg širine 2π [rad]). U okviru svakog od dva prethodno navedena slučaja razmatrana su dva podslučaja, i to: kada linearizaciju obavlja deo-po-deo linearni fleš A/D konvertor iz prvog stepena i onda kada nema linearizacije njegovom primenom.

Najgori slučaj u pogledu nelinearnosti prenosne funkcije sistema, ali i u pogledu vrednosti ispitivanih grešaka, kao što se i očekivalo, predstavlja slučaj kada nijedna od faza linearizacije nije primenjena. Ovaj slučaj je prikazan na Slici 6.5.a) i u prvom redu Tabele 6.2. Vrednosti grešaka koje su grafički predstavljene na Slici 6.5. predstavljaju razliku između realne i idealne prenosne funkcije (linearna monotono rastuća funkcija oblika $y=x$). U najgorem slučaju maksimalna apsolutna greška merenja iznosi 0.3307 [rad].

Prva izmena koja je učinjena u cilju smanjenja nelinearnosti predstavlja uključenje druge faze linearizacije povećanjem rezolucije A/D konvertora iz prvog stepena konverzije sa 0 na 2 bita, dok je celokupna rezolucija dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

16 bita (za ovaj slučaj prenosna funkcija i dijagram apsolutne greške merenja prikazani su na Slici 6.5.b)).

Tabela 6.2. Nelinearnost δx [%] i maksimalna apsolutna greška Δx_{max} [rad] u zavisnosti od primenjenih faza linearizacije i rezolucija prvog i drugog stepena A/D konverzije.

Primenjena faza linearizacije, posmatrani opseg		Rezolucija prvog stepena N_1 [bita]	Rezolucija drugog stepena N_2 [bita]	δx [%]	Δx_{max} [rad]	Rezultati vezani za Sliku 6.5.
Bez prve faze, od 0 do $\pi/2$	Bez druge faze	0	16	21.0637	0.3307	a)
	Sa drugom fazom	2	14	6.1911	0.0972	b)
		4	12	1.5605	0.0245	c)
Sa prvom fazom, od 0 do 2π	Bez druge faze	0	16	0.4952	0.0311	d)
	Sa drugom fazom	2	6	0.1353	0.008495	
		2	8	0.0806	0.005064	e)
		2	10	0.0674	0.004235	
		2	12	0.064	0.004021	
		2	14	0.0632	0.003971	
		3	8	0.0259	0.001627	
		3	10	0.0195	0.001225	
		3	12	0.0179	0.001125	
		3	14	0.0175	0.001099	
		4	8	0.009	0.000565	
		4	10	0.0056	0.000352	
		4	12	0.0048	0.000302	f)

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

Za ovu rezoluciju, A/D konvertor iz prvog stepena konverzije ima ulazni opseg podeljen na četiri segmenta nejednake širine. Na ovaj način, prenosna funkcija A/D konvertora iz prvog stepena konverzije aproksimira funkciju $\arcsin(x)$ sa manjom greškom, pa su i vrednosti grešaka iz Tabele 6.2 smanjene u poređenju sa prvim slučajem u tabeli. Sa daljim povećanjem rezolucije A/D konvertora iz prvog stepena konverzije dolazi do popravljavanja rezultata ($N_1=4$ bita, $N_2=12$ bita, Slika 6.5.c)), tj. maksimalna apsolutna greška merenja sada iznosi 0.0245 [rad]. Dakle, ovo je vrednost greške koja se dobija kada se koristi samo dvostepeni A/D konvertor rezolucije $4+12=16$ bita.

Kako bi se izdvojio uticaj kola za generisanje pseudo-linearnog signala, tj. posmatrao uticaj samo prve faze linearizacije na linearnost sistema, ponovo je iz procesa linearizacije isključena faza linearizacije dvostepenim deo-po-deo linearnim A/D konvertorom. Vrednost nelinearnosti je sa 21.0637 % pala na vrednost od 0.4952 %, isključivo primenom kola za generisanje pseudo-linearnog signala, tj. primenom prve faze linearizacije. Maksimalna apsolutna greška merenja sada iznosi 0.0311 [rad], tj. deset puta je manja nego u najgorem slučaju. Prethodni rezultati potvrđuju efikasnost kola za generisanje pseudo-linearnog signala u kompenzaciji nelinearnosti enkodera, što se može videti i na Slici 6.5.d). I u ovom slučaju je razmatran uticaj rezolucije A/D konvertora iz prvog stepena konverzije na efikasnost linearizacije. S druge strane, povećanje rezolucije A/D konvertora iz drugog stepena konverzije smanjuje grešku kvantizacije unete u prvom stepenu konverzije.

Analizirajući vrednosti maksimalne apsolutne greške koje su date u Tabeli 6.2., može se primetiti da za slučaj kada su rezolucije $N_1=2$ bita i $N_2=6$ bita maksimalna apsolutna greška ima četiri puta manju vrednost nego u slučaju kada su rezolucije $N_1=0$ bita (u drugoj fazi nema linearizacije) i $N_2=16$ bita, iako je u drugom slučaju ukupna rezolucija duplo veća nego u prvom. Iz prethodnog se može zaključiti da A/D konvertor iz prvog stepena konverzije ima veliki uticaj na ukupnu redukciju nelinearnosti i smanjenje greške merenja. Takođe, povećanje rezolucije N_2 na 8 bita (Slika 6.5.e)) samo delimično smanjuje grešku merenja (smanjenjem uticaja kvantizacionog šuma). Ako se nastavi sa povećanjem rezolucije N_2 , neće doći do značajnijeg popravljavanja rezultata, tj. smanjenja apsolutne greške merenja. Sa povećanjem rezolucije N_1 na 4 bita ponovo dolazi do značajnijeg smanjenja nelinearnosti, koja pada na vrednost od 0.0048 %, kada se nakon prvog 4-bitnog, primeni 12-bitni linearni

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

fleš A/D konvertor ($N_2=12$ bita). U ovom slučaju je maksimalna apsolutna greška merenja 0.000302 [rad], tj. hiljadu puta je manja nego u najgorem slučaju, tj. kada nema linearizacije.

Jedna od karakteristika primenjenog dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora je i to da je rezolucija prvog stepena A/D konverzije manja od rezolucije drugog. Ovo je namerno učinjeno jer je realizacija prvog, neuniformnog stepena značajno komplikovanija od realizacije drugog stepena. Takođe, sa manjom rezolucijom u prvom stepenu manji je i broj komparatora i otpornika koji učestvuju u njegovoj konstrukciji (A/D konvertor fleš tipa koristi $2^{M1}-1$ komparatora), a manji broj komparatora znači i manju potrošnju energije. S druge strane A/D konvertor primenjen u drugom stepenu može biti bilo kog tipa. U radu [26], autori su pokazali da je za određenu kombinaciju vrednosti rezolucija prvog i drugog stepena konverzije, potrošnja energije manja ako se u drugom stepenu konverzije umesto fleš, koristi A/D konvertor sa sukcesivnim aproksimacijama. Ovo je korisna informacija koja se može iskoristiti u bežičnim senzorskim čvorovima gde je životni vek baterije ograničen.

Maksimalna apsolutna greška merenja, reda $3 \cdot 10^{-4}$ [rad] (0.0172°), koja je postignuta primenom predložene tehnike linearizacije može se uporediti sa odgovarajućim rezultatom ostvarenim u radu [16], gde isti parametar iznosi 0.028° , odnosno sa rezultatom od 0.011° postignutim u radu [15] primenom specijalnog i skupog nelinearnog integrisanog kola analognog množača. U svakom slučaju, greška merenja ne može biti manja od rezidualne nelinearnosti koja ostaje nakon završenog procesa linearizacije. Tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije predložena u ovoj disertaciji, kao i ostale citirane tehnike, omogućavaju proširenje mernog opsega sa $\pi/2$ (unutar koga funkcija $\sin(x)$ ima jedinstvene vrednosti) na 2π [rad] uz mogućnost određivanja oktanta (ili kvadranta) kome pripada trenutna vrednost merenog ugla.

6.1.2 Zaključci

Nova metoda određivanja ugaone pozicije primenom nove tehnike linearizacije senzora koja se bazira na generisanju pseudo-linearnog signala i njegovoj daljoj linearizaciji i simultanoj digitalizaciji u dvostepenom deo-po-deo linearnom A/D konvertoru, je predložena u ovoj disertaciji. Preciznije, nova tehnika linearizacije prenosne funkcije senzora oblika

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

$\sin(x)$ ima za cilj povećanje rezolucije i tačnosti merenja. Na ovaj način maksimalna greška merenja se može svesti na vrednost od $3 \cdot 10^{-4}$ [rad] (0.0172°), u zavisnosti od rezolucije A/D konvertora iz prvog stepena konverzije u kojoj se vrši linearizacija. Ovaj rezultat se može uporediti sa odgovarajućim rezultatom ostvarenim u radu [16], gde isti parametar iznosi 0.028° , odnosno sa rezultatom od 0.011° , koji je postignut primenom specijalnog i skupog nelinearnog integrisanog kola analognog množača [15].

Predložena tehnika linearizacije podrazumeva da je rezolucija A/D konvertora iz prvog stepena konverzije, koji je fleš tipa, manja od rezolucije A/D konvertora iz drugog stepena koji može biti bilo kog tipa jer je reč o linearnom A/D konvertoru. Ovo je važno, jer manja rezolucija znači i manji broj komparatora koji čine fleš A/D konvertor. Najznačajniji doprinos predložene tehnike linearizacije je taj što se u dvostepenom deo-po-deo linearnom A/D konvertoru paralelno sa linearizacijom vrši i digitalizacija rezultata merenja. To znači da jedno isto kolo obavlja dve funkcije, čime se štedi na broju komponenata, vremenu obrade signala i potrošnji energije. Kako za sprovođenje predložene tehnike linearizacije nije potreban procesor, predloženo linearizaciono kolo je pogodno za realizaciju u integrisanoj tehnici.

6.2 Kolo za linearizaciju senzora ugaone pozicije sa dvostepenim deo-po-deo linearnim A/D konvertorom kompaktnog dizajna

Kolo dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora čiji će opis uslediti, predstavlja kompaktniju verziju već opisanog kola. Kompaktnija verzija kola je razvijena sa ciljem smanjenja potrošnje energije smanjenjem potrebnog broja komparatora koji učestvuju u njegovoj realizaciji [11]. Takođe, primenom kompaktnijeg dizajna dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora, celokupno linearizaciono kolo obezbeđuje veću tačnost merenja u poređenju sa odgovarajućom vrednošću koja se odnosi na to isto kolo pre sprovedenih modifikacija. Prva sekcija kompaktnijeg dizajna linearizacionog kola ista je kao i prva sekcija kola koje je već opisano [95, 96], tj. način generisanje pseudo-linearnog signala u oba slučaja je isti.

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

S druge strane, kompaktniji dizajn dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora bazira se na rešenju predloženom u radu [11]. Osnovni principi linearizacije pseudo-linearnog signala primenom kompaktnijeg dizajna dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora isti su kao oni predloženi u radovima [15-18, 95, 96, 107], tj. pseudo-linearni signal (ili signal direktno uzet sa izlaza senzora kao u radovima [16, 18, 95, 96, 107]) linearizuje se u prvom stepenu konverzije, dok drugi stepen konverzije eliminiše grešku kvantizacije unetu u prvom stepenu konverzije.

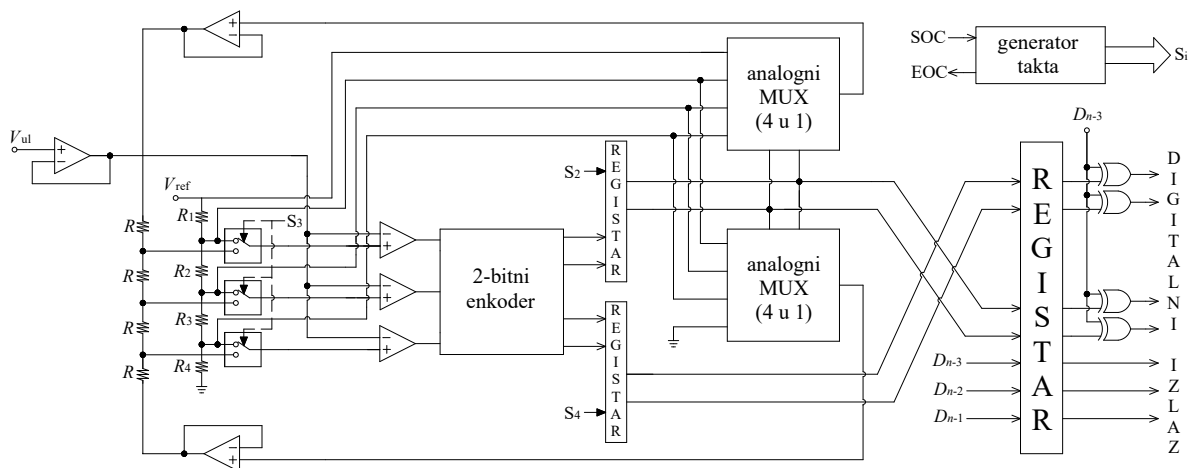
Sa linearizacijom pseudo-linearnog signala primenom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora vrši se i digitalizacija rezultata merenja. Iako se A/D konverzija odvija u dva stepena, linearizacija pseudo-linearnog signala se odvija samo u prvom stepenu. Postupak linearizacije u prvom stepenu se zasniva na činjenici da je prenosna funkcija fleš A/D konvertora deo-po-deo linearna aproksimacija funkcije koja je inverzna zavisnosti pseudo-linearnog napona od merenog ugla. Oblik pseudo-linearnog signala u svakom od oktanata je isti kao oblik funkcije $\sin(x)$, s tim što je nagib signala u parnim oktantima negativan. To znači da je dovoljno linearizovati funkciju $\sin(x)$ u opsegu od 0 do $\pi/4$, i imati informaciju o tekućem oktantu. Takođe, to znači da prenosna funkcija deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora iz prvog stepena treba da bude deo-po-deo linearna aproksimacija funkcije $\arcsin(x)$, sačinjena od linearnih segmenata nejednake širine. Pomenuti linearni segmenti su omeđeni tačkama, tj. naponima koji se nazivaju break (prelomni) naponi [10, 11, 97, 107, 108], koji istovremeno predstavljaju referentne napone komparatora koji čine deo-po-deo linearni fleš A/D konvertor. Ovi naponi se izvode iz referentnog napona V_{ref} primenjenog na lestvičastu mrežu otpornika međusobno različitih vrednosti otpornosti. Vrednosti otpornika se moraju razlikovati jer su i break naponi neuniformno raspoređeni u opsegu od 0 do V_{ref} , pri čemu je V_{ref} jednak 0.707 [V].

Međutim, u drugom stepenu konverzije nema linearizacije pa je lestvičasta mreža otpornika primenjenog fleš A/D konvertora sastavljena od otpornika međusobno jednakih vrednosti. Razlike između prvog i drugog stepena konverzije su sledeće: 1. ulazni opseg prvog stepena A/D konverzije ide od 0 do V_{ref} , dok je ulazni opseg fleš A/D konvertora iz drugog stepena definisan granicama segmenta koji je određen u prvom stepenu A/D konverzije, a kome pripada trenutna vrednost pseudo-linearnog napona; 2. u prvom stepenu

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

konverzije su referentni naponi komparatora neuniformno raspoređeni između 0 i V_{ref} , dok su u drugom stepenu referentni naponi komparatora uniformno raspoređeni između granica određenog segmenta. Iako u drugom stepenu nema linearizacije, u ovom stepenu se eliminiše greška kvantizacije koja je uneta u prvom stepenu konverzije, čime se popravljaju ukupna tačnost merenih rezultata.

Dizajn dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora predložen u radovima [11, 107] je adaptiran za linearizaciju pozicionog enkodera. Iskorišćeni, kompaktniji dizajn dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora prikazan je na Slici 6.6. Oba stepena konverzije su iste rezolucije jer ih obavlja jedan isti fleš A/D konvertor. Ukupna rezolucija linearizacionog kola koje uključuje kompaktni dizajn dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora iznosi $n=3+2N$, gde 3 predstavlja bitove D_{n-1} , D_{n-2} i D_{n-3} , a N predstavlja rezoluciju fleš A/D konvertora.



Slika 6.6. 4-bitni dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor upotrebljen za linearizaciju pseudo-linearnog signala, [11].

U kolu prikazanom na Slici 6.6. u oba stepena konverzije se koristi fleš A/D konvertor rezolucije 2 bita ($N=2$ bita), pa je u skladu sa konvencionalnim dizajnom fleš A/D konvertora i datom rezolucijom potrebno tri komparatora [102, 106]. Odmerak pseudo-linearnog napona V_{ul} i referentni (break) naponi dovode se na ulaze komparatora radi međusobnog poređenja. Kao što je već rečeno, referentne napone dobijamo na otpornicima čije se otpornosti

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

međusobno razlikuju (R_1 , R_2 , R_3 i R_4), jer su i referentni naponi neuniformno raspoređeni između 0 i V_{ref} . Vrednosti otpornika su odabrane tako da se na ulazima komparatora mogu podesiti odgovarajuće vrednosti referentnih napona koje odgovaraju break naponima koji opseg fleš A/D konvertora dele na segmente nejednake širine. U opštem slučaju, vrednosti otpornika se moraju proračunati i podesiti unapred kako bi linearizacija prenosne funkcije nekog senzora ili signala sa izlaza senzora bila moguća.

U razmatranom slučaju, signal koji se linearizuje je oblika funkcije $\sin(x)$ za opseg od 0 do $\pi/4$, što znači da je prenosna funkcija prvog stepena A/D konverzije deo-po-deo linearna aproksimacija funkcije $\arcsin(x)$, gde x predstavlja ugao, tj. parametar koji se meri. Kao što je već napomenuto, nagib signala varira od oktanta do oktanta, tj. u parnim oktantima je negativan, ali je oblik signala u svim oktantima isti (Slika 6.1.a)), tj. ima oblik funkcije $\sin(x)$. Zato je dovoljno izvršiti linearizaciju signala $\sin(x)$ i imati informaciju o oktantu kome pripada trenutna vrednost merenog ugla (bitovi D_{n-1} , D_{n-2} i D_{n-3}). Kako u drugom, četvrtom, šestom i osmom oktantu amplituda signala opada sa porastom vrednosti merenog ugla, u cilju dobijanja monotono rastuće prenosne funkcije mernog sistema potrebno je u pomenutim oktantima izvršiti inverziju bitova najmanje težine D_0 - D_{n-4} (Slika 6.2.).

Referentni naponi komparatora u prvom stepenu A/D konverzije dobijaju se tako što se opseg od 0 do $\pi/4$ podeli na 2^2 segmenta jednake širine (od 0 do $\pi/16$, od $\pi/16$ do $2\pi/16$, od $2\pi/16$ do $3\pi/16$ i od $3\pi/16$ do $\pi/4$). Međutim, referentni naponi se računaju samo za sledeće vrednosti uglova: $\pi/16$, $2\pi/16$ i $3\pi/16$, tj. za uglove od 0 i $\pi/4$, koji predstavljaju granice ulaznog opsega, nema proračuna referentnih napona.

Rezultat prve faze konverzije su dva bita koja se smeštaju u registar primenom sinhronizacionog signala S2, a koriste se za kontrolu dva analogna multipleksera 4 u 1. Zadatak ovih multipleksera je da izdvoje granice segmenta kome pripada trenutna vrednost pseudo-linearnog signala. U isto vreme, naponi selektovani ovim multiplekserima se vode na ulaz 2-bitnog fleš A/D konvertora predstavljajući granice njegovog ulaznog opsega. Nakon toga sledi druga faza konverzije. Takođe, prekidači kontrolisani sinhronizacionim signalom S3 se zatvaraju i time zamenjuju prvu mrežu otpornika drugom mrežom, koju čine otpornici međusobno jednakih otpornosti R . Pomenuti otpornici služe za podešavanje referentnih napona koji su uniformno raspoređeni unutar opsega definisanog break naponima određenim

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

u prvom stepenu. Ovi referentni naponi se dovode na ulaze komparatora zajedno sa odmerkom pseudo-linearnog napona. Takođe, ova tri referentna napona dele ulazni opseg A/D konvertora na četiri uniformne ćelije jednake širine, jer i drugi stepen konverzije ima rezoluciju od 2 bita. Rezultat drugog stepena konverzije predstavljaju dva bita najmanje težine koja se u registar smeštaju pomoću sinhronizacionog signala S4. Zajedno sa bitovima D_{n-1} , D_{n-2} i D_{n-3} , i bitovima određenim u prvom stepenu konverzije, poslednja dva bita čine finalni digitalni izlaz koji ispoljava linearnu zavisnost od merenog ugla.

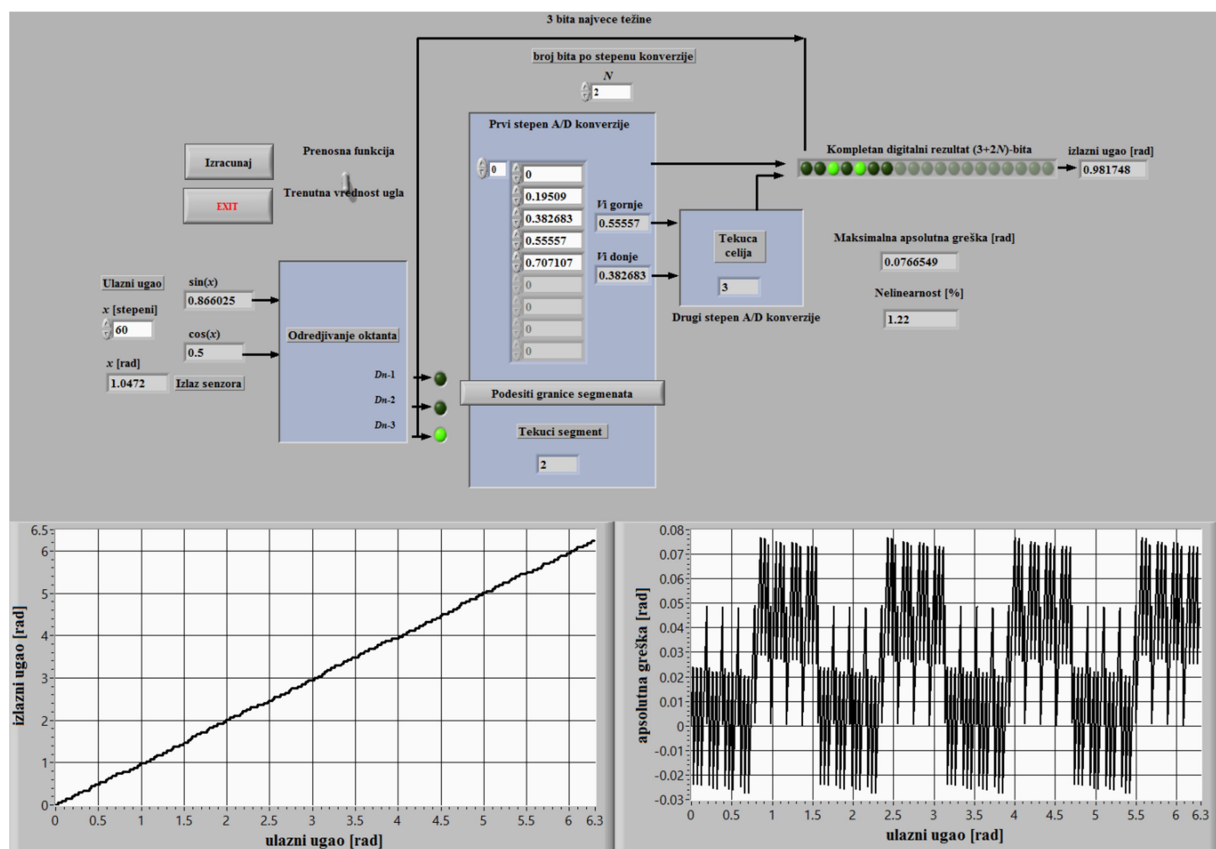
6.2.1 Diskutovanje rezultata dobijenih simulacijom kompaktnijeg rešenja kola za linearizaciju senzora ugaone pozicije

Za generisanje numeričkih rezultata, u cilju potvrde efikasnosti kola koje se predlaže za linearizaciju senzora ugaone pozicije, primenjen je softverski paket LabVIEW. Na Slici 6.7. je prikazan prednji panel virtuelnog instrumenta koji simulira kolo za generisanje pseudo-linearnog signala (i detekciju oktanta kome trenutna vrednost merenog ugla pripada), kao i kolo 4-bitnog dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora [11, 107]. Ako se virtuelni instrument posmatra s leva na desno, prvo se uočava sekcija za određivanje vrednosti sinusa i kosinusa trenutne vrednosti ugla. Zatim sledi određivanje bitova najveće težine D_{n-1} , D_{n-2} i D_{n-3} , i detekcija segmenta kome pripada trenutna vrednost pseudo-linearnog napona, tj. prvi stepen A/D konverzije u kome se osim segmenta određuju i njegove granice (dva susedna break napona). Ovi naponi predstavljaju granice ulaznog opsega drugog stepena A/D konverzije u kome se određuje uniformna ćelija kojoj pripada odmerak napona (biti najmanje težine).

Na Slici 6.7. je prikazan slučaj kada je tačna vrednost ugla koja se meri 60° ili $\pi/3$ [rad]. Ovaj ugao pripada drugom oktantu iz Tabele 6.1., i kodovan je bitovima 001 jer brojanje oktanata kreće od nultog koji je predstavljen bitovima 000. U ovom oktantu se na izlazu multiplexera 8 u 1 nalazi signal $\cos(x)$ (videti Tabelu 6.1.), pa je za ugao od 60° napon jednak $\cos(60^\circ)=0.5$ [V]. U ovom oktantu je takođe potrebna i inverzija bitova D_0 - D_{n-4} . Napon od 0.5 [V] pripada trećem segmentu ulaznog opsega deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora (kako brojanje segmenata počinje od 0, ovaj segment ima redni broj 2) i ograničen je naponima od 0.382683 [V] i 0.555557 [V] (Slika 6.7.). Ovaj segment se koduje bitovima 10,

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

koji nakon inverzije postaju 01. Kako se radi o dvostepenom deo-po-deo linearnom A/D konvertoru koji u oba stepena ima rezoluciju 2 bita, broj ćelija unutar jednog segmenta je četiri, pa napon na izlazu senzora za ugao od $\pi/3$ [rad] iznosi $\cos(\pi/3)$ i pripada poslednjoj, tj. četvrtoj ćeliji koja je kodovana bitovima 11 (brojanje i u ovom slučaju kreće od 0, tj. 00 u binarnom formatu). Naravno, nakon inverzije, ovi bitovi postaju 00. Finalni binarni kod na izlazu dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora je 0010100.



Slika 6.7. Prednji panel virtuelnog instrumenta koji simulira rad linearizacionog kola kompaktnog dizajna i manje potrošnje energije.

Kada se iz digitalnog formata konvertuje nazad u analogni format, vrednost merenog ugla iznosi 0.981748 [rad]. Velika razlika između tačne vrednosti ugla od 1.0472 [rad] i merene vrednosti ugla je posledica male rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora koja je u konkretnom primeru svega 4 bita. Ovako mala vrednost rezolucije se ne

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

koristi u praksi, ali je za sprovođenje simulacije predložene tehnike linearizacije bila dovoljna.

U nastavku će biti reči o uticaju rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora na kompaktnost linearizacionog kola i njegovu potrošnju energije. Kompaktnost kola je veća, a potrošnja energije manja ako je broj komparatora koji su upotrebljeni u realizaciji kola manji.

Tabela 6.3. Broj primenjenih komparatora u zavisnosti od rezolucije i dizajna dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora.

2N [bita]	8			12				16				
Dizajn	2x4	4+4	2+6	2x6	6+6	4+8	2+10	2x8	8+8	6+10	4+12	2+14
Broj komparatora	15	30	66	63	126	270	1026	255	510	1086	4110	16386

U Tabeli 6.3. je dat pregled vrednosti broja komparatora u zavisnosti od dizajna i rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora. Razmatrani su slučajevi sa rezolucijama od 8, 12, i 16 bita. Svaka od ovih rezolucija može biti postignuta primenom jednog od dva različita dizajna dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora, i to: sa dva posebna fleš A/D konvertora ili jednim fleš A/D konvertorom sa dve lestvičaste mreže otpornika. Kolone koje su u Tabeli 6.3. označene kao proizvod broja 2 i rezolucija u vrednosti od 4, 6 i 8 bita, odnose se na dizajn dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora u kome jedan fleš A/D konvertor obavlja oba stepena konverzije. Ostale kolone se odnose na klasičan dizajn dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora koji ima dva posebna fleš A/D konvertora istih ili različitih rezolucija, kao u [10, 95, 96]. Posmatrajući rezultate koji su dati u Tabeli 6.3. može se lako zaključiti da kompaktniji dizajn dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora (2x4, 2x6 i 2x8) podrazumeva upotrebu značajno manjeg broja komparatora u poređenju sa dvostepenim deo-po-deo linearnim A/D konvertorom iste rezolucije realizovanog pomoću dva posebna fleš A/D konvertora. Nedostatak dizajna koji podrazumeva upotrebu dva posebna fleš A/D konvertora je taj što sa povećanjem rezolucije jednog fleš A/D konvertora, tako da ukupna rezolucija ostane ista (smanjivanjem rezolucije drugog A/D konvertora za istu vrednost), dolazi do velikog porasta u potrebnom broju

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

komparatora (kolone 8+8, 6+10, 4+12, 2+14). Na ovaj način je pokazano da kompaktniji dizajn dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora garantuje zauzeće manjeg prostora na integrisanoj pločici i pruža veću ekonomičnost u pogledu potrošnje energije u poređenju sa dvostepenim deo-po-deo linearnim A/D konvertorom klasičnog dizajna.

Međutim, značajnija prednost kompaktnijeg dizajna linearizacionog kola ogleda se u povećanju tačnosti merenja ugaone pozicije. Kako bi se procenio uticaj linearizacionog kola kompaktnijeg dizajna na tačnost merenja ugaone pozicije, proračunate su vrednosti apsolutne greške merenja u [rad] i nelinearnosti u [%] primenom sledećih jednačina, respektivno:

$$\Delta x [\text{rad}] = |x_{iz} - x_{ul}|, \quad (6.7)$$

$$\delta x [\%] = \frac{\Delta x_{\max} [\text{rad}]}{2\pi [\text{rad}]} \cdot 100\%. \quad (6.8)$$

Maksimalne vrednosti apsolutne greške merenja i nelinearnost senzora su za različite vrednosti rezolucija prvog i drugog stepena A/D konverzije i širinu mernog opsega od 2π [rad] date u Tabeli 6.4.

Tabela 6.4. Maksimalna apsolutna greška [rad] i nelinearnost [%] u zavisnosti od rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora.

Rezolucija $2N$ [bita]	Maksimalna apsolutna greška [rad]	Nelinearnost [%]
4	0.0766549	1.22
6	0.0194386	0.309375
8	0.00483511	0.0769531
10	0.00119528	0.0190234
12	0.000298513	0.00475098
14	$7.54719 \cdot 10^{-5}$	0.00120117
16	$1.84078 \cdot 10^{-5}$	0.000292969

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

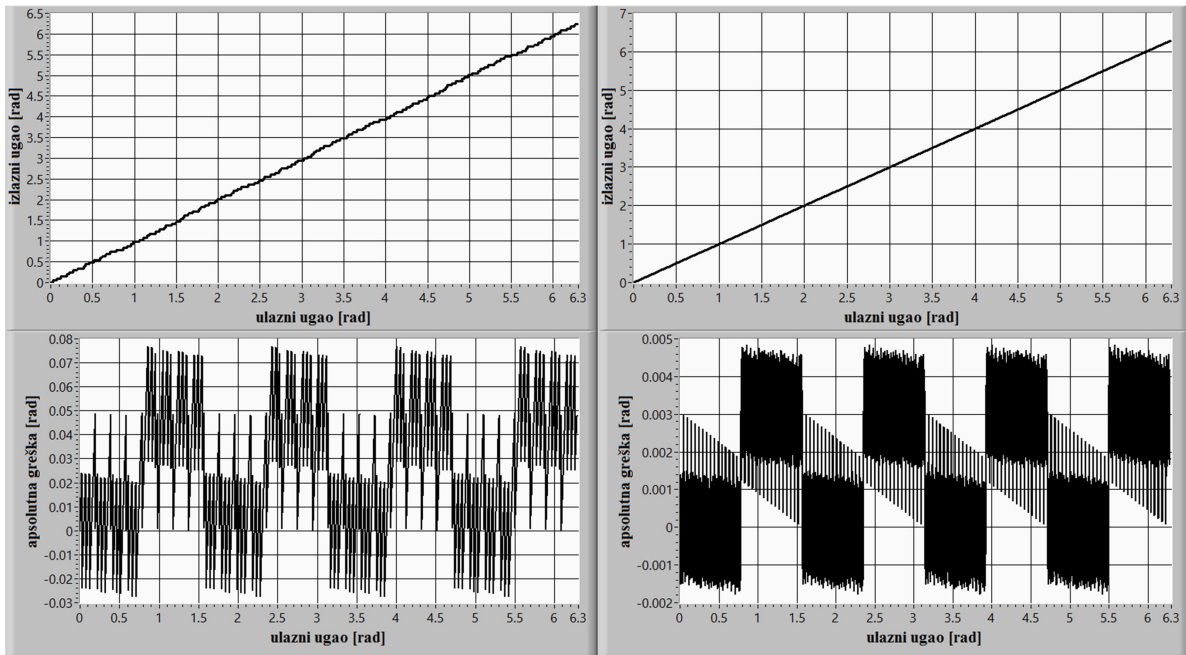
Ispitivane rezolucije predstavljaju umnoške broja dva, jer oba stepena konverzije obavlja jedan isti fleš A/D konvertor. Jasno je da sa povećanjem rezolucije dolazi do smanjenja i apsolutne greške merenja i nelinearnosti senzora (tj. popravljanja linearnosti senzora).

Upoređivanjem vrednosti maksimalne apsolutne greške merenja, koja se odnosi na linearizaciono kolo kompaktnijeg dizajna sa 16-bitnim (2x8 bita) dvostepenim deo-po-deo linearnim A/D konvertorom, i odgovarajuće vrednosti maksimalne apsolutne greške, koja se odnosi na linearizaciono kolo klasičnog dizajna i dvostepenim deo-po-deo linearnim A/D konvertorom iste rezolucije (4+12 bita), uočava se značajna razlika. Preciznije, u slučaju primene kompaktnijeg dizajna dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora maksimalna apsolutna greška iznosi $1.84078 \cdot 10^{-5}$ [rad], dok je odgovarajuća vrednost u slučaju primene dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora klasičnog dizajna $3 \cdot 10^{-4}$ [rad], tj. 16 puta veća. Ovaj rezultat je postignut zahvaljujući tome što je rezolucija prvog stepena kola kompaktnijeg dizajna (8 bita) veća od rezolucije prvog stepena kola klasičnog dizajna (4 bita), iako su ukupne rezolucije u oba slučaja iste (16 bita).

Kako linearizaciju pseudo-linearnog signala zapravo obavlja deo-po-deo linearni fleš A/D konvertor iz prvog stepena, povećanjem njegove rezolucije i rezultati će biti bolji, tj. apsolutna greška merenja i nelinearnost senzora će biti manje. Takođe je uočeno da se približno ista vrednost apsolutne greške merenja postiže linearizacionim kolom u koje je implementiran 16-bitni dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor klasičnog dizajna, prethodno opisan u ovom poglavlju disertacije i u referenci [95], i linearizacionim kolom koje koristi 12-bitni dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor kompaktnijeg dizajna.

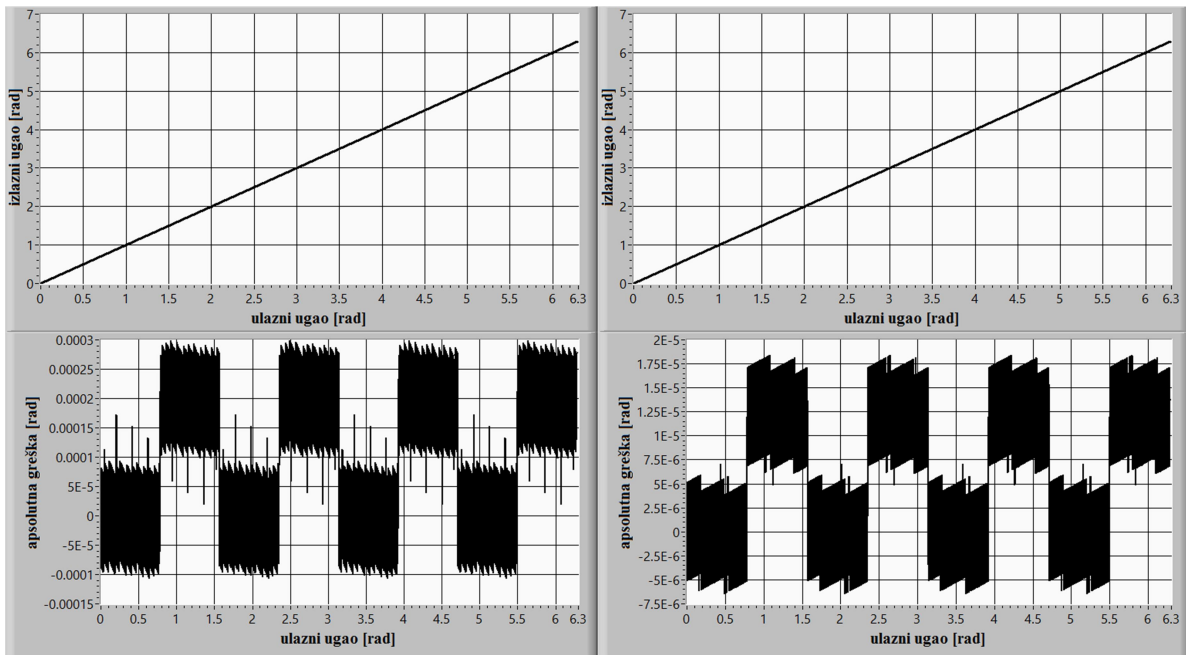
Na Slici 6.8. prikazane su prenosna funkcija celog mernog sistema, tj. zavisnost izmerene (izlazne) vrednosti od tačne (ulazne) vrednosti ugla, i zavisnost apsolutne greške merenja od merenog ugla za slučajeve kada je rezolucija dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora kompaktnijeg dizajna 4, 8, 12 ili 16 bita. Sa Slike 6.8. se lako može uočiti da povećanje rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora obezbeđuje glatkiju i linearniju prenosnu funkciju i manju vrednost apsolutne greške merenja. Dakle, u zavisnosti od željene tačnosti merenja i maksimalne rezolucije, koja je najčešće ograničena raspoloživim prostorom na pločici i dozvoljenom potrošnjom energije, kompromisno rešenje se može naći.

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora



a)

b)



c)

d)

Slika 6.8. Prenosna funkcija celokupnog mernog sistema i apsolutna greška merenja [rad], kada je: a) $2N=4$ bita, b) $2N=8$ bita, c) $2N=12$ bita, d) $2N=16$ bita.

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

6.2.2 Zaključci

Jedan od predmeta istraživanja ove disertacije jeste linearizacija senzora ugaone pozicije koji na svom izlazu generišu $\sin(x)$ i/ili $\cos(x)$ signale kao odziv na promenu ugaone pozicije. Preciznije, u ovom delu disertacije primenjen je kompaktniji dizajn linearizacionog kola kako bi se obezbedio ekonomičniji utrošak energije. Predloženo linearizaciono kolo se sastoji od dve sekcije: prve, u kojoj se generiše pseudo-linearni signal i druge u kojoj se taj signal dalje linearizuje i digitalizuje. Drugu sekciju kola predstavlja dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor kompaktnijeg dizajna [11], koji je prilagođen konkretnoj primeni. Kompaktnost ovog kola je postignuta na taj način što oba stepena konverzije obavlja jedan isti fleš A/D konvertor sa dve lestvičaste mreže otpornika, i to: jedna, koju čine otpornici međusobno različitih otpornosti i druga, koju čine otpornici međusobno jednakih otpornosti. Nakon završetka prvog stepena konverzije vrši se prebacivanje sa jedne na drugu lestvičastu mrežu otpornika. Primenom predloženog dizajna dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora potreban broj komparatora je smanjen, pa je samim tim i potrošnja energije značajno smanjena. Takođe, i rezultati u pogledu povećanja tačnosti merenja nakon primene predloženog linearizacionog kola dokazuju njegovu efikasnost. Preciznije, maksimalna apsolutna greška merenja iznosi $1.84078 \cdot 10^{-5}$ [rad] kada dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor ima rezoluciju od 16 bita (2x8), dok je odgovarajuća vrednost u slučaju primene dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora klasičnog dizajna i iste rezolucije $3 \cdot 10^{-4}$ [rad], tj. 16 puta veća. Ovaj rezultat pokazuje da je cilj da se poveća tačnost merenja ugaone pozicije, eliminisanjem nelinearnosti prenosne funkcije senzora, postignut i to na energetski efikasniji način.

6.3 Energetski efikasna metoda za povećanje rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora

U ovom delu šestog poglavlja biće opisana nova metoda za povećanje rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora koja obezbeđuje bolju energetsku efikasnost kola i smanjenje njegove kompleksnosti. Predložena metoda omogućava povećanje

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

rezolucije za 1 bit po stepenu konverzije ubacivanjem po jednog dodatnog komparatora ispred svakog od dva fleš A/D konvertora, pri čemu rezolucije fleš A/D konvertora ostaju nepromenjene (reč je o modifikaciji klasičnog dizajna dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora [10, 95, 96]). Najvažnija svojstva predložene metode predstavljaju manja potrošnja energije i manja kompleksnost kola za istu ukupnu rezoluciju u poređenju sa konvencionalnom metodom povećanja rezolucije (povećanjem rezolucija fleš A/D konvertora u svakom od stepena A/D konverzije).

6.3.1 Opis predložene metode za povećanje rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora

Poznato je da fleš A/D konvertori obezbeđuju najveću brzinu konverzije podataka, ali po cenu veće kompleksnosti i veće potrošnje energije [111]. Broj komparatora koji čine fleš A/D konvertor jednak je $2^N - 1$, pri čemu N predstavlja rezoluciju fleš A/D konvertora, što znači da fleš A/D konvertori imaju jedan veliki nedostatak, a to je da sa povećanjem rezolucije za 1 bit broj komparatora koji čine kolo konvertora postaje duplo veći [111]. Međutim, zbog sve češće i veoma značajne primene fleš A/D konvertora u linearizaciji senzora, bilo koja modifikacija dizajna fleš A/D konvertora koja bi dovela do eliminisanja, ili barem ublažavanja prethodno navedenih nedostataka prouzrokovanih povećanjem rezolucije, bila bi od izuzetnog značaja. U radovima [23] i [24], su autori predložili metod za povećanje rezolucije fleš A/D konvertora na ekonomičan način, dakle bez ekstremnog povećanja broja komparatora, i to uvođenjem jednog, dva ili više komparatora ispred fleš A/D konvertora, kako bi prvobitni ulazni opseg fleš A/D konvertora bio podeljen na dva, četiri ili više jednakih i užih podopsega. Jasno je da je za povećanje rezolucije za 1 bit potrebno uvesti samo jedan komparator, pri čemu rezolucija fleš A/D konvertora ostaje nepromenjena.

U ovoj disertaciji se povećanje rezolucije dvostepenog A/D konvertora, za 1 bit po stepenu konverzije, obavlja postavljanjem po jednog dodatnog komparatora ispred svakog od dva fleš A/D konvertora. Za razliku od metoda predloženih u [23] i [24], u disertaciji se predlaže da komparator dodat u prvom stepenu konverzije ne deli ulazni opseg fleš A/D konvertora na dva jednaka dela, iz prostog razloga što taj A/D konvertor nije linearan, već je njegov opseg podeljen na segmente međusobno različite širine. Drugim rečima, razlika

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

između rešenja predloženih u [23] i [24], i rešenja koje se predlaže u disertaciji je u načinu generisanja i u samoj vrednosti referentnog napona komparatora koji je dodat u prvom stepenu konverzije. Dakle, u cilju podešavanja ove specijalno odabrane vrednosti referentnog napona, bilo je potrebno modifikovati originalno kolo deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora iz prvog stepena, tj. modifikovati njegovu lestvičastu mrežu otpornika.

Nasuprot prvom stepenu konverzije, povećanje rezolucije za 1 bit u drugom stepenu konverzije ostvaruje se uvođenjem dodatnog komparatora koji ulazni opseg linearnog fleš A/D konvertora deli na dva jednaka dela. Pritom, ulazni opseg drugog fleš A/D konvertora ograničen je break naponima određenim u prvom stepenu konverzije. Kako bi referentni napon komparatora dodatog u drugom stepenu konverzije odgovarao naponu na polovini segmenta ograničenog break naponima, potrebno je takođe izmeniti i konvencionalni dizajn drugog stepena konverzije.

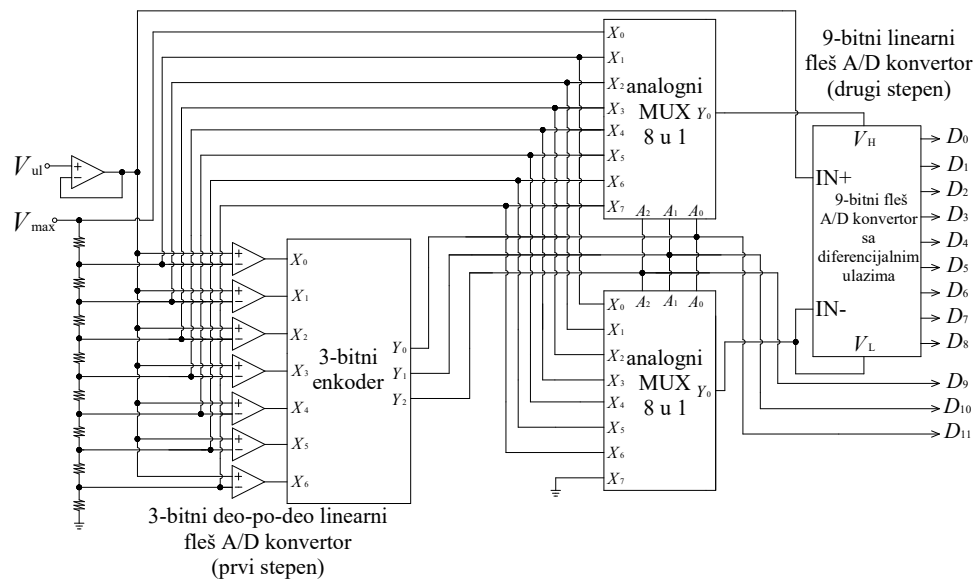
Kao što je već rečeno, fleš A/D konvertori predstavljaju najbrže konvertore jer ceo proces konverzije završe u toku jednog taktog ciklusa. S druge strane, imaju nedostatak da je za njihovu realizaciju, pogotovu kada su veće rezolucije u pitanju, potreban veliki broj komparatora koje treba dobro upariti tj. omogućiti da im se trenuci odlučivanja u potpunosti poklapaju. S druge strane, vreme konverzije fleš A/D konvertora se ne povećava sa povećanjem rezolucije.

Kada se od procesa konverzije istovremeno zahteva visoka rezolucija i mala potrošnja energije primenjuje se višestepena realizacija. U disertaciji je eksploatisana dvostepena konverzija. Dvostepeni pristup konverzije omogućava da se konverzija odvija u dve faze čije su rezolucije manje. Dodatno, predloženi metod za povećanje rezolucije dvostepenog A/D konvertora u okviru jednog stepena konverzije kombinuje princip konverzije sa sukcesivnim aproksimacijama i fleš tip konverzije. Za razliku od fleš A/D konvertora koji sadrži veliki broj komparatora, kako bi u toku jednog taktog ciklusa završio proces konverzije, konvertor sa sukcesivnim aproksimacijama koristi jedan komparator u toku više taktih ciklusa, koliko je u njegovom slučaju potrebno da se proces konverzije završi [111]. Predložene modifikacije dvostepene arhitekture A/D konvertora koja se koristi za linearizaciju senzora, podrazumevaju uvođenje po jednog dodatnog komparatora u svakom stepenu konverzije. Na taj način se konverzija i linearizacija signala vrši primenom fleš A/D konvertora niže rezolucije. Dakle, to

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

znači da je potrebno četiri taktna ciklusa kako bi se završio jedan potpun proces konverzije (dva stepena po dva taktna ciklusa, tj. jedan takti ciklus potreban je za komparator, a drugi za fleš A/D konvertor). Ovaj pristup omogućava smanjenje potrebnog broja komparatora, a sa njim i smanjenje logičke kompleksnosti kola, u odnosu na konvencionalni dizajn dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora iste rezolucije. S druge strane, u predloženom slučaju proces konverzije traje duže nego u konvencionalnom slučaju. Bez obzira na prethodno navedeni nedostatak, do rezultata merenja se dolazi brže kada se konverzija i linearizacija obavljaju simultano (pa makar i u četiri taktna ciklusa), nego onda kada se linearizacija obavlja posebno, pre ili nakon A/D konverzije.

Kako bi se stekao bolji uvid u razlike između predloženog dizajna i konvencionalnog dizajna dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora, razmatraće se oba dizajna za istu početnu rezoluciju od 10 bita. Pritom, u oba slučaja pre povećanja rezolucije, prvi stepen ima rezoluciju 2 bita, a drugi 8 bita.

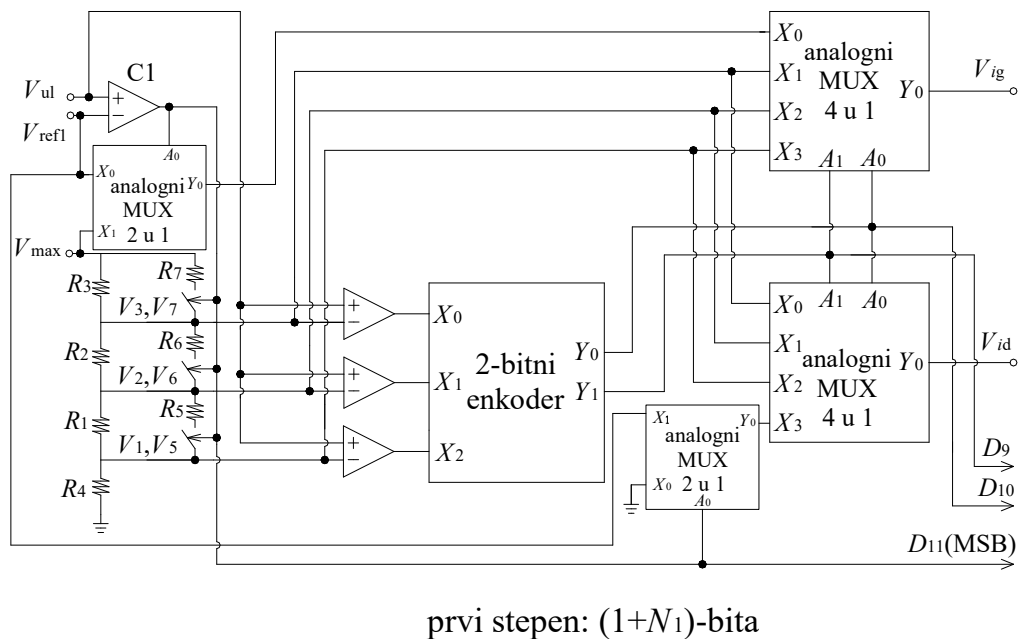


Slika 6.9. Konvencionalni dizajn dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora rezolucije 12-bitna (prikaz oba stepena konverzije).

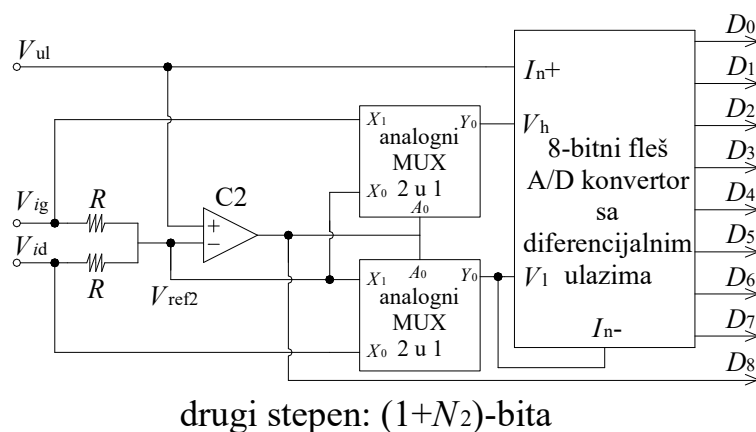
Slika 6.9. prikazuje 12-bitni dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor konvencionalnog dizajna koga čine 3-bitni deo-po-deo linearni fleš A/D konvertor u prvom

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

stepenu i 9-bitni fleš A/D konvertor sa diferencijalnim ulazima u drugom stepenu. Na Slikama 6.10. i 6.11., prikazani su predloženi dizajn prvog stepena konverzije rezolucije (1+2)-bita i predloženi dizajn drugog stepena konverzije rezolucije (1+8)-bita, respektivno. U oba slučaja mogućnost promene senzora, a sa njim i oblika prenosne funkcije A/D konvertora, nije uzeta u obzir, pa zbog toga i otpornici koji čine lestvičastu mrežu nisu promenljivi, već fiksni.



Slika 6.10. Prikaz predloženog dizajna prvog stepena konverzije, rezolucije (1+2)-bita.



Slika 6.11. Prikaz predloženog dizajna drugog stepena konverzije, rezolucije (1+8)-bita.

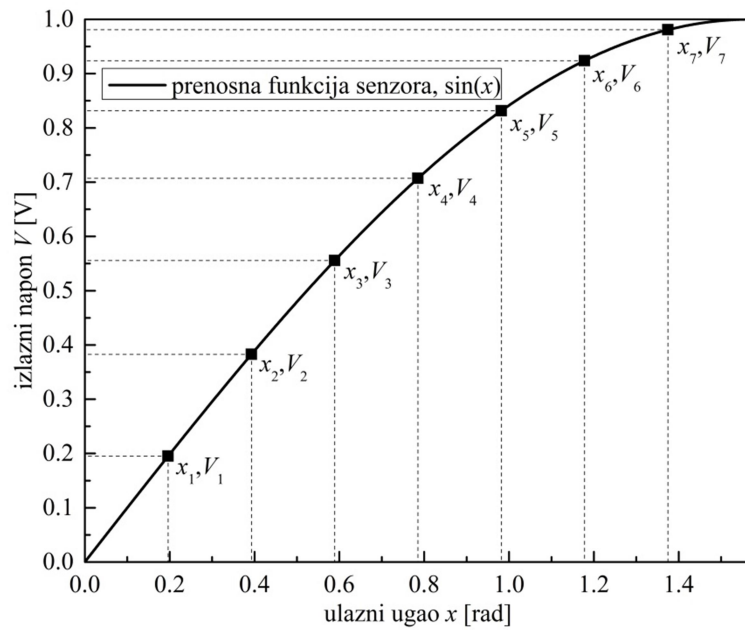
Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

Veća kompleksnost i potrošnja energije kola prikazanog na Slici 6.9. potiču od velikog broja primenjenih komparatora u poređenju sa predloženim dizajnom dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora iste rezolucije. Ovo je i osnovni razlog zbog koga je potrebno izbegavati konvencionalni način za povećanje rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora. U poređenju sa konvencionalnim dizajnom prvog stepena konverzije rezolucije 3 bita, kada je broj upotrebljenih komparatora 7, u slučaju predloženog dizajna prvog stepena konverzije rezolucije 3 bita, broj upotrebljenih komparatora je 4, uključujući i dodatni komparator C1 (Slika 6.10.). Takođe, ukupan broj referentnih, tj. break napona je u oba slučaja isti i jednak 7, ali se razlikuju lestvičaste mreže otpornika pomoću koji se ovi naponi postavljaju na ulazima komparatora. Tako na primer, referentni napon V_{refl} dodatnog komparatora C1 jednak je središnjem (centralnom) break naponu V_4 , 3-bitnog deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora konvencionalnog dizajna.

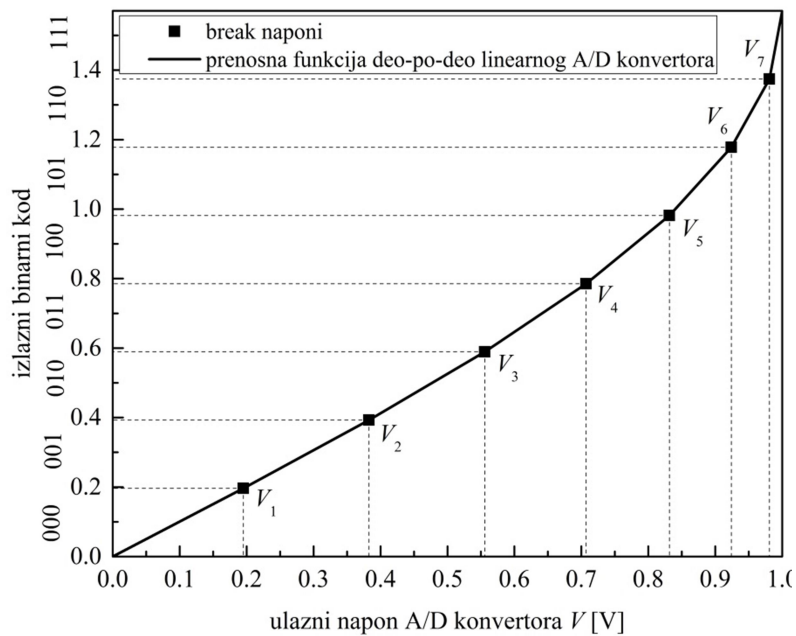
Takođe, treba naglasiti i to da su kompleksnost i troškovi izrade kola konvencionalnog dizajna veći u poređenju sa kolom predloženog dizajna jer je za realizaciju 3-bitnog prvog stepena konverzije konvencionalnog dizajna potreban 3-bitni prioritetni enkoder i dva analogna multipleksera 8 u 1 (Slika 6.9.). Ovi blokovi zahtevaju veći broj logičkih kola u poređenju sa brojem logičkih kola potrebnih za realizaciju 2-bitnog prioritetnog enkodera, dva analogna multipleksera 2 u 1 i dva analogna multipleksera 4 u 1, koji učestvuju u realizaciji prvog stepena konverzije predloženog dizajna i rezolucije (1+2)-bita (Slika 6.10.).

U prvom stepenu konverzije predloženog dizajna (Slika 6.10.), komparator C1 i 2-bitni fleš A/D konvertor ($N_1=2$) obezbeđuju rezoluciju od 3 bita, dok u drugom stepenu konverzije (Slika 6.11.) komparator C2 i 8-bitni diferencijalni fleš A/D konvertor ($N_2=8$) obezbeđuju rezoluciju od 9 bita. U zavisnosti od izlaznog bita komparatora C1, referentni naponi tri komparatora koji čine 2-bitni fleš A/D konvertor su V_3 , V_2 i V_1 , ili V_7 , V_6 i V_5 . Kao što se može primetiti, iako je rezolucija fleš A/D konvertora 2 bita, potrebno je sedam različitih referentnih, tj. break napona ($V_{refl}=V_4$ i V_1 , V_2 , V_3 , V_5 , V_6 i V_7). Takođe, mreža otpornika kojima se podešavaju ovi naponi razlikuje se od one koja je karakteristična za konvencionalni dizajn fleš A/D konvertora prikazan na Slici 6.9.

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora



a)



b)

Slika 6.12. a) Prenosna funkcija senzora ugaone pozicije, $\sin(x)$, b) Deo-po-deo linearna aproksimacija funkcije $\arcsin(x)$ kao prenosne funkcije 3-bitnog deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora iz prvog stepena konverzije, i sa break naponima V_i .

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

Referentni naponi komparatora iz prvog stepena konverzije predstavljaju izlazne napone senzora za određene vrednosti merenog parametra. Preciznije, to su one vrednosti napona koje se dobijaju na izlazu senzora kada mereni parametar uzima sledeće vrednosti:

$$x_i = x_{\min} + i \cdot \frac{|x_{\max} - x_{\min}|}{2^{N_1}}, \quad i = 1, 2, \dots, 2^{N_1} - 1, \quad (6.9)$$

gde je x_{\min} donja, a x_{\max} gornja granica mernog opsega senzora. Kako bi način izbora referentnih napona bio jasniji, na Slici 6.12. su prikazane prenosna funkcija senzora ugaone pozicije oblika $\sin(x)$ (Slika 6.12.a)) i deo-po-deo linearna aproksimacija njene inverzne funkcije ($\arcsin(x)$) koja predstavlja prenosnu funkciju deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora koji vrši linearizaciju. Konkretno, radi se o 3-bitnom fleš A/D konvertoru ($1+N_1=3$ bita u slučaju predloženog dizajna), pa je i broj linearnih segmenata jednak 8, a broj referentnih napona jednak 7. Dakle, iako je broj tačaka koje ograničavaju linearne segmente $2^{N_1}+1$, vrednosti x_{\min} (u ilustrovanom primeru to je 0 [rad]) i x_{\max} (u ilustrovanom primeru to je $\pi/4$ [rad]) se ne uzimaju u obzir pri proračunu break napona.

Break naponi su neuniformno raspodeljeni unutar ulaznog opsega A/D konvertora, tj. na nejednakom su rastojanju zbog nelinearnosti prenosne funkcije senzora. Referentni napon V_{refl} komparatora C1 (Slika 6.10.), dobija se na izlazu senzora kada mereni parametar na ulazu senzora x ima vrednost koja se nalazi na sredini mernog opsega. Ovaj napon se može proračunati na sledeći način:

$$V_{\text{refl}} = f_s \left[\frac{(x_{\min} + x_{\max})}{2} \right], \quad (6.10)$$

gde f_s predstavlja monotono rastuću prenosnu funkciju senzora, i kao što je već rečeno, x_{\min} predstavlja donju, a x_{\max} gornju granicu ulaznog opsega senzora. Kako bi se pojednostavilo objašnjenje predložene metode za povećanje rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora, bez remećenja osnovnih principa te metode, pretpostavlja se i uzima da je donja granica ulaznog opsega senzora x_{\min} jednaka 0.

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

Referentni naponi komparatora u prvom stepenu konverzije generišu se uz pomoć lestvičaste mreže otpornika 2-bitnog deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora i napona V_{\max} . Reč je, dakle, o lestvičastoj mreži otpornika specijalnog dizajna, koji je prikazan na Slici 6.10. Napon V_{\max} se dobija na izlazu senzora onda kada mereni parametar postane jednak gornjoj granici mernog opsega senzora:

$$V_{\max} = f_s [x_{\max}]. \quad (6.11)$$

Ulazni opseg prve, tj. 3-bitne faze konverzije, prostire se od 0 do V_{\max} , dok se ulazni opseg 2-bitnog deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora menja u zavisnosti od izlaznog bita komparatora C1, tj. prostire se od 0 do V_{refl} ili od V_{refl} do V_{\max} . Za podešavanje granica ulaznog opsega 2-bitnog fleš A/D konvertora, koriste se dva analogna multipleksera 2 u 1 kontrolisana izlaznim bitom komparatora C1 (Slika 6.10.). U cilju generisanja adekvatnih referentnih napona koriste se prekidači kontrolisani izlaznim bitom komparatora C1. Takođe je važno napomenuti i to modifikovana lestvičasta mreža otpornika ima jedan otpornik manje u poređenju sa lestvičastom mrežom 3-bitnog deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora konvencionalnog dizajna (Slika 6.9.).

Kada odmerak ulaznog naponskog signala V_{ul} pripada donjoj polovini ulaznog opsega ($V_{\text{ul}} \leq V_{\text{refl}}$), izlazni bit komparatora C1 je 0, dok su prekidači u sklopu lestvičaste mreže otpornika otvoreni. U ovom slučaju se ulazni opseg 2-bitnog deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora prostire 0 do V_{refl} . Referentni naponi V_3 , V_2 i V_1 , koji se dovode na ulaze komparatora, dobijeni su pomoću mreže otpornika R_3 , R_2 , R_1 i R_4 . Kada odmerak ulaznog naponskog signala V_{ul} pripada gornjoj polovini ulaznog opsega ($V_{\text{ul}} > V_{\text{refl}}$), izlazni bit komparatora C1 je 1. Dobijena logička vrednost zatvara prekidače i omogućava generisanje novih referentnih napona koji pripadaju tekućoj polovini ulaznog opsega. U ovom slučaju, referentni naponi V_7 , V_6 i V_5 dobijaju se formiranjem paralelnih veza između otpornika R_3 i R_7 , R_2 i R_6 i R_1 i R_5 , respektivno. Kako su otpornosti otpornika R_7 , R_6 i R_5 izabrane tako da budu manje od otpornosti otpornika R_3 , R_2 i R_1 , respektivno, ekvivalentne otpornosti njihovih paralelnih veza su manje od otpornosti otpornika R_3 , R_2 i R_1 , respektivno. Kao rezultat, generišu se veće vrednosti referentnih napona koje se zatim dovode na ulaze komparatora

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

($V_5 > V_1$, $V_6 > V_2$ i $V_7 > V_3$). Izlazni bit komparatora C1 je bit najveće težine, tj. MSB bit (D11 bit sa Slike 6.10.). Kada je MSB bit jednak 0, otpornosti trenutno iskorišćenih otpornika (u tom slučaju je reč o otpornicima R_3 , R_2 , R_1 , i otporniku R_4 čija je vrednost nepromenljiva, tj. fiksna i unapred definisana) mogu se proračunati na sledeći način:

$$R_i = \frac{V_{i+1} - V_i}{V_1} \cdot R_{2^{N_1}}, \text{ za } i = 1, \dots, 2^{N_1} - 2, \quad (6.12)$$

$$R_i = \frac{V_{\max} - V_i}{V_1} \cdot R_{2^{N_1}}, \text{ za } i = 2^{N_1} - 1, \quad (6.13)$$

$$V_i = f_s(x_i) \text{ i } x_i = \frac{x_{\max}}{2^{N_1+1}} \cdot i. \quad (6.14)$$

Međutim, kada je MSB bit jednak 1, otpornosti uključenih otpornika (u konkretnom primeru to su R_7 , R_6 i R_5) mogu se izračunati na sledeći način:

$$R_i = \frac{R_{i-2^{N_1}} (V_{i+1} - V_i)}{R_{i-2^{N_1}} \cdot V_{1+2^{N_1}} - R_{2^{N_1}} (V_{i+1} - V_i)} \cdot R_{2^{N_1}}, \text{ za } i = 1 + 2^{N_1}, \dots, 2^{N_1+1} - 2, \quad (6.15)$$

$$R_i = \frac{R_{i-2^{N_1}} (V_{\max} - V_i)}{R_{i-2^{N_1}} \cdot V_{1+2^{N_1}} - R_{2^{N_1}} (V_{\max} - V_i)} \cdot R_{2^{N_1}}, \text{ za } i = 2^{N_1+1} - 1, \quad (6.16)$$

$$V_i = f_s(x_i) \text{ i } x_i = \frac{x_{\max}}{2^{N_1+1}} \cdot i. \quad (6.17)$$

Otpornik R_i , za $i=2^{N_1}$, tj. R_4 za konkretan primer, ima fiksnu vrednost otpornosti koja ne zavisi od oblika prenosne funkcije senzora koji se linearizuje, tj. ovaj senzor nije promenljiv (podesiv), kao ostali.

Kao što je već rečeno, dva analogna multipleksera 2 u 1 su uvedena kako bi omogućila promenu granica ulaznog opsega 2-bitnog deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora u skladu sa kontrolnim bitom koji se dobija na izlazu komparatora C1. Takođe, pod kontrolom

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

izlaznog bita komparatora C1 ovi multiplekseri podešavaju najveću vrednost gornje granice tekućeg segmenta (V_{ref1} ili V_{max}), i najmanju vrednost donje granice tekućeg segmenta (0 ili V_{ref1}). Ove ekstremne vrednosti granica segmenata se dovode na odgovarajuće ulaze dva analogna multipleksera 4 u 1 ($X0$ i $X3$) zajedno sa odgovarajućim break (referentnim) naponima. Segment kome pripada tekući odmerak ulaznog napona V_{ul} , određen je pomoću 2-bitnog deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora, dok dva analogna multipleksera 4 u 1 izdvajaju granice tog segmenta u skladu sa izlaznim bitima 2-bitnog fleš A/D konvertora ($D10$ i $D9$). Donja granica segmenta označena je sa V_{id} ($i=1, 2, \dots, 2^{N1}$), a gornja sa V_{ig} ($i=1, 2, \dots, 2^{N1}$). Na izlazu prve faze konverzije, osim tri bita najveće težine, dobijaju se i granice segmenta kome pripada tekući odmerak ulaznog napona V_{ul} .

U cilju povećanja rezolucije drugog stepena konverzije za 1 bit, uveden je dodatni komparator C2, koji se može videti na Slici 6.11. Kako se u drugom stepenu konverzije koristi linearni fleš A/D konvertor, referentni napon V_{ref2} komparatora C2 je na sredini između napona V_{id} i V_{ig} , tj. slično kao u radovima [23] i [24]. Referentni napon V_{ref2} generiše se pomoću pasivnog kola za usrednjavanje na osnovu vrednosti napona V_{id} i V_{ig} koje se dovode na ulaze tog kola. Kolo za usrednjavanje se sastoji od dva otpornika jednakih otpornosti R , dok se referentni napon dobijen na izlazu tog kola može izraziti na sledeći način:

$$V_{ref2} = \frac{(V_{id} + V_{ig})}{2}. \quad (6.18)$$

Dva analogna multipleksera 2 u 1 (Slika 6.11.), kontrolisana izlaznim bitom komparatora C2 ($D8$ bit finalnog digitalnog izlaznog koda), selektuju granice odgovarajuće polovine ulaznog opsega kojoj pripada tekući odmerak ulaznog napona V_{ul} . Slično kao u prvom stepenu konverzije, za $V_{ul} \leq V_{ref2}$, izlazni bit komparatora C2 jednak je 0 dok su granice ulaznog opsega linearnog 8-bitnog fleš A/D konvertora sa diferencijalnim ulazima V_{id} (donja granica) i V_{ref2} (gornja granica). Za $V_{ul} > V_{ref2}$, izlazni bit komparatora C2 jednak je 1, dok su granice ulaznog opsega linearnog 8-bitnog fleš A/D konvertora sa diferencijalnim ulazima V_{ref2} (donja granica) i V_{ig} (gornja granica). Nakon što se definisane granice dovedu na diferencijalne ulaze 8-bitnog fleš A/D konvertora (V_l i V_h), preostali biti finalnog izlaznog digitalnog koda mogu biti određeni (od $D7$ do $D0$).

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

6.3.2 Numerički rezultati

Prethodno opisani metod obezbeđuje povećanje rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora sa 10 na 12 bita primenom 2-bitnog deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora, 8-bitnog linearnog fleš A/D konvertora i dva dodatna komparatora C1 i C2. Konvencionalni metod povećanja rezolucije podrazumeva primenu 3-binog deo-po-deo linearnog fleš A/D konvertora i 9-bitnog linearnog fleš A/D konvertora, tj. primenu dva A/D konvertora povećanih rezolucija. Ukupan broj upotrebljenih komparatora je u drugom slučaju značajno veći [111]. Kako bi se izvršila procena ekonomičnosti predloženog metoda za povećanje rezolucije, proračunat je ukupan broj upotrebljenih komparatora i upoređen je sa odgovarajućom vrednošću koja se odnosi na konvencionalni metod povećanja rezolucije. Uzimajući u obzir činjenicu da je ukupan broj komparatora koji čine fleš A/D konvertor rezolucije N bita jednak $2^N - 1$ [111], ukupan broj komparatora koji čine dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor nakon povećanja rezolucije za 1 bit po stepenu konverzije primenom predloženog metoda n_{cp} , iznosi:

$$n_{cp} = 1 + (2^{N_1} - 1) + 1 + (2^{N_2} - 1), \quad (6.19)$$

gde su N_1 i N_2 rezolucije prvog i drugog stepena konverzije, respektivno, pre povećanja rezolucije. Međutim, ukupan broj komparatora koji čine dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor nakon povećanja rezolucije za 1 bit po stepenu konverzije primenom konvencionalne metode n_{ck} iznosi:

$$n_{ck} = 2^{(N_1+1)} - 1 + 2^{(N_2+1)} - 1, \quad (6.20)$$

gde su N_1 i N_2 rezolucije prvog i drugog stepena konverzije, respektivno, pre povećanja rezolucije. Značajan deo kompleksnosti i potrošnje energije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora potiče od upotrebljenih komparatora. Razlika u broju komparatora ukazuje na razliku u kompleksnosti i potrošnji energije između dva diskutovana dizajna dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora. Sledeći izraz prikazuje relativnu razliku u

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

procentima između broja upotrebljenih komparatora u realizaciji dva diskutovana dizajna dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora:

$$\delta_r [\%] = \left(\frac{n_{ck} - n_{cp}}{n_{ck}} \right) \cdot 100 = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{2^{N_1} + 2^{N_2} - 1} \right) \cdot 100. \quad (6.21)$$

Prethodni izraz je izveden zamenom vrednosti za ukupan broj komparatora n_{cp} i n_{ck} izrazima (6.19) i (6.20), respektivno. Numeričke vrednosti prethodno definisanih parametara su date u Tabeli 6.5. za različite kombinacije rezolucija N_1 i N_2 deo-po-deo linearnog i linearnog fleš A/D konvertora, respektivno.

Tabela 6.5. Parametri dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora u zavisnosti od rezolucija N_1 i N_2 i primenjenog metoda za povećanje rezolucije.

$1+N_1$ [bita]	$1+N_2$ [bita]	n_{cp}	n_{ck}	$n_{ck}-n_{cp}$	δ_r [%] (6.21)
1+2	1+8	260	518	258	49.807
1+2	1+10	1028	2054	1026	49.951
1+2	1+12	4100	8198	4098	49.988
1+2	1+14	16388	32774	16386	49.997
1+4	1+8	272	542	270	49.816
1+4	1+10	1040	2078	1038	49.952
1+4	1+12	4112	8222	4110	49.988

Analizom rezultata datih u Tabeli 6.5., može se zaključiti da je za realizaciju dizajna dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora koji se predlaže u disertaciji, potreban značajno manji broj komparatora. Kolona obeležena sa $n_{ck}-n_{cp}$ prikazuje razliku u broju upotrebljenih komparatora, dok poslednja kolona prikazuje za koliko je, u procentima, broj komparatora n_{cp} manji od broja komparatora n_{ck} . Ove vrednosti daju dobru procenu razlike u potrošnji energije koju prouzrokuju upotrebljeni komparatori u diskutovanim dizajnim

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora. U svim slučajevima prikazanim u Tabeli 6.5., relativna razlika u broju komparatora je približno 50%.

Svi prethodno izvedeni zaključci, potkrepljeni numeričkim rezultatima, idu u korist predložene metode za povećanje rezolucije potvrđujući njenu dvostruko veću ekonomičnost u pogledu potrošnje energije u poređenju sa konvencionalnom metodom povećanja rezolucije. Prethodno izneta tvrdnja važi pod uslovom da su inicijalne rezolucije prve i druge faze konverzije, N_1 i N_2 , respektivno, u oba slučaja iste. Drugim rečima, osim potrošnje energije, kompleksnost i troškovi proizvodnje dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora predloženog dizajna su značajno niži u poređenju sa konvencionalnim dizajnom istog kola i iste rezolucije u oba stepena konverzije.

Još jedno opažanje odnosi se na vrednost relativne razlike δ_r koja raste sa povećanjem ukupne rezolucije ($1+N_1+1+N_2$). Takođe, vrednost δ_r se približava vrednosti od 50% kada se rezolucija N_2 povećava, a rezolucija N_1 smanjuje tako da ukupna rezolucija ostane nepromenjena. Ovo je prednost s obzirom na to da prvi stepen konverzije ima veću kompleksnost u poređenju sa drugim, tj. sa smanjenjem rezolucije N_1 smanjuje se i kompleksnost prvog stepena konverzije. S druge strane, sa smanjenjem rezolucije prvog stepena konverzije kviri se i efekat linearizacije senzora. Dakle, iz prethodno navedenih razloga je neophodno napraviti kompromis između rezolucije (kompleksnosti) prvog stepena konverzije i efekta linearizacije koji se njegovom primenom želi postići.

6.3.3 Zaključci

Poslednja sekcija šestog poglavlja disertacije posvećena je novoj metodi za povećanje rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora koji se koristi za linearizaciju senzora. Predložena metoda je ekonomičnija u pogledu potrošnje energije i kompleksnosti dizajna dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora jer njegova realizacija zahteva manji broj komparatora u poređenju sa slučajem kada se za povećanje rezolucije koristi konvencionalna metoda, tj. kada se povećanje ukupne rezolucije postiže povećanjem rezolucija oba fleš A/D konvertora. Navedene prednosti su postignute uvođenjem po jednog dodatnog komparatora u svakom od dva stepena konverzije kako bi rezolucija stepena bila povećana za 1 bit. Pri tome, rezolucije fleš A/D konvertora ostaju nepromenjene. U cilju

Poglavlje 6: Nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije bazirana na primeni dvostepenog A/D konvertora

povećanja rezolucije i istovremenog očuvanja efikasnosti linearizacije, referentni naponi komparatora se podešavaju na odgovarajući način primenom specijalno razvijenog dizajna lestvičaste mreže otpornika. Važno je još jednom napomenuti da je broj upotrebljenih komparatora u predloženom dizajnu razmatranog linearizacionog kola skoro dva puta manji nego u slučaju primene konvencionalnog dizajna tog istog kola, kada su rezolucije oba stepena konverzije u oba slučaja iste. Iz tog razloga je i potrošnja energije koja potiče od upotrebljenih komparatora približno dva puta manja. Ovi rezultati opravdavaju primenu predloženih modifikacija kola dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora u cilju povećanja njegove rezolucije.

ZAKLJUČAK

Jedan od najčešćih uzroka nedovoljne tačnosti rezultata merenja jeste nelinearnost statičke prenosne funkcije senzora (zavisnost izlaznog električnog signala senzora od fizičkog parametra na ulazu) koji prati promene nekog fizičkog parametra (temperatura, ugaona pozicija, vlažnost, itd.). Postoji veliki broj tehnika za kompenzaciju nelinearnosti senzora, ali se nakon analize njihovih performansi moglo zaključiti da je primena dvostepenog A/D konvertora najefikasnija, s obzirom na to da osim linearizacije omogućava istovremenu digitalizaciju rezultata merenja. Imajući u vidu da su savremeni merni sistemi digitalni, prethodno navedeno svojstvo dvostepenih A/D konvertora svrstava ih u red najkorisnijih linearizacionih kola. Iz tog razloga u ovoj disertaciji se predlažu nove tehnike linearizacije senzora koje se baziraju na primeni dvostepenih A/D konvertora.

U toku rada na disertaciji, krenulo se od upoznavanja sa osnovnim svojstvima senzora, s tim što je akcenat stavljen na uticaj nelinearnosti statičke prenosne funkcije senzora na apsolutnu grešku merenja. Osnovni pojmovi vezani za princip rada senzora, kao i najvažnije statičke karakteristike senzora detaljno su istražene uz pomoć raznovrsne stručne literature.

Linearizacija senzora, tj. njegove statičke prenosne funkcije, može se obaviti pre, nakon ili tokom A/D konverzije, pa se iz tog razloga sve tehnike linearizacije mogu podeliti u tri grupe: analogne, digitalne i mešovite. Analogne tehnike se baziraju na primeni analognih pasivnih ili aktivnih kola, koje karakteriše loša fleksibilnost u pogledu mogućnosti primene za linearizaciju različitih tipova senzora. Drugim rečima, analogno kolo za linearizaciju se projektuje isključivo za linearizaciju jednog tipa senzora. Takođe, ova kola su često podložna uticajima iz spoljašnje okoline (promena temperature, šum, itd.). Koriste se obično u užem delu opsega merene veličine, jer za širi opseg ne nude zadovoljavajuću tačnost rezultata merenja.

S druge strane, digitalne tehnike linearizacije se najčešće baziraju na primeni look-up tabele i ROM memorije u koju se ona smešta. U tom slučaju ograničavajuće faktore obično predstavljaju nedovoljni memorijski i procesorski kapaciteti. Ova ograničenja naročito dolaze do izražaja onda kada matematički izraz za prenosnu funkciju senzora nije poznat, tj. kada je na osnovu kalibracionih tačaka potrebno izvršiti aproksimaciju prenosne funkcije senzora. Međutim, digitalne tehnike linearizacije karakteriše velika fleksibilnost jer se mogu lako prilagoditi za linearizaciju bilo kog oblika nelinearnosti prenosne funkcije senzora. Primer jedne digitalne tehnike linearizacije predstavlja upotreba mikroprocesora u koji je implementirana inverzna funkcija aproksimirane prenosne funkcije senzora, što znači da se direktno na osnovu kalibracionih tačaka određuje inverzna funkcija kojom se kompenzuje nelinearnost prenosne funkcije senzora.

Poslednju grupu tehnika predstavljaju mešovite tehnike linearizacije koje se baziraju na primeni tzv. nelinearnih A/D konvertora čija je prenosna funkcija, u idealnom slučaju, inverzna prenosnoj funkciji senzora koji se linearizuje. Međutim, lakše je realizovati A/D konvertor sa deo-po-deo linearnom nego A/D konvertor sa kontinualnom funkcijom prenosa, koja predstavlja idealan slučaj. U ovu grupu A/D konvertora spadaju i dvostepeni A/D konvertori, dok se u disertaciji primenjuju dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertori. U prvom stepenu se nalazi deo-po-deo linearni A/D konvertor čija je prenosna funkcija deo-po-deo linearna aproksimacija inverzne funkcije prenosne funkcije senzora, što znači da pomenuti A/D konvertor vrši linearizaciju prenosne funkcije senzora. U drugom stepenu se nalazi linearni A/D konvertor koji omogućava povećanje rezolucije i tačnosti merenja eliminisanjem greške kvantizacije unete u prvom stepenu.

U disertaciji je posebna pažnja posvećena analizi dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora koji u oba stepena konverzije ima fleš A/D konvertor. To je naročito važno jer su fleš A/D konvertori najbrži, zbog čega se i linearizacija obavlja velikom brzinom. Na ovaj način je značajno skraćeno vreme obrade signala, dok su troškovi izrade i potrošnja energije mernog sistema značajno smanjeni.

Konkretnije, u disertaciji se predlaže nova tehnika linearizacije NTC termistora razvijena sa ciljem povećanja tačnosti merenja temperature. Originalnost predloženog kola za linearizaciju se ogleda u specifičnoj kombinaciji dva linearizaciona kola: serijsko-paralelnog

otpornog razdelnika napona i dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora. Na izlazu prvog kola dobija se kvazi-linearani napon. Da bi se kompenzovala rezidualna nelinearnost tog napona, primenjuje se drugo linearizaciono kolo, tj. dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor čija je prenosna funkcija deo-po-deo linearna aproksimacija inverzne funkcije zavisnosti kvazi-linearnog napona od temperature. Naime, prvi fleš A/D konvertor obavlja linearizaciju kvazi-linearnog napona, dok je drugi fleš A/D konvertor linearan i vrši redukciju kvantizacione greške koja je uneta u prvom stepenu. Nakon linearizacije NTC termistora, oznake NTSD0XV103FE1B0 i proizvođača Murata, primenom predloženog kola 16-bitne rezolucije, maksimalna apsolutna greška merenja temperature iznosi 0.014°C za temperaturni opseg od -25 do 75°C , i 0.001°C za temperature u opsegu od 10 do 40°C . Poređenja radi, najmanja greška merenja u opsegu temperatura od 10 do 39°C , kada se za linearizaciju NTC termistora koristi isključivo serijsko-paralelni razdelnik napona iznosi 0.04°C [19]. Dakle, može se zaključiti da primena dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora ima značajan uticaj na smanjenje greške merenja (greška je 40 puta manja u konkretnom primeru).

Kao rezultat istraživanja u oblasti razvoja novih tehnika linearizacije senzora razvijena je i nova tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije koja omogućava povećanje rezolucije i tačnosti merenja. Preciznije, predložena su dva različita dizajna linearizacionog kola koje se može koristiti za linearizaciju senzora ugaone pozicije. Takođe, razvijena je i nova energetska efikasna metoda za povećanje rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora. Linearizacija prenosne funkcije senzora oblika $\sin(x)$ i digitalizacija mernih rezultata izvode se istovremeno u cilju povećanja rezolucije i tačnosti merenja ugaone pozicije. Ovo poboljšanje je naročito važno pri malim ugaonim brzinama, a može se iskoristiti za povećanje rezolucije inkrementalnih Holovih senzora, magnetnih i optičkih senzora. Ova tehnika podrazumeva dve faze linearizacije signala sa izlaza senzora. U prvoj fazi se generiše delimično linearizovan signal, tzv. pseudo-linearani signal (napon). Drugu fazu linearizacije predstavlja linearizacija pseudo-linearnog napona koju izvodi dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor po istom principu po kome je izvršena linearizacija kvazi-linearnog napona na izlazu serijsko-paralelnog razdelnika napona sa NTC termistorom. Dakle, na osnovu prethodno navedenih razloga, može se zaključiti da je dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor fleksibilno rešenje pogodno za linearizaciju različitih tipova senzora.

Na osnovu simulacija sprovedenih u programskom paketu LabVIEW, ispitan je uticaj svake od faza linearizacije na grešku merenja ugaone pozicije. Nakon primene predložene tehnike linearizacije unutar opsega od 2π [rad], maksimalna apsolutna greška merenja je smanjena sa vrednosti od 0.3307 [rad] (18.9447°) na vrednost od $3 \cdot 10^{-4}$ [rad] (0.0172°), pri čemu je ukupna rezolucija linearizacionog kola 19 bita. Takođe, ovaj rezultat se može uporediti sa odgovarajućim rezultatom ostvarenim u radu [16], gde isti parametar iznosi 0.028° (što je za 63% veća vrednost u odnosu na vrednost greške od 0.0172°).

U nastavku disertacije je bilo reči o kompaktnijem dizajnu kola za linearizaciju senzora za merenje ugaone pozicije koje ima manju potrošnju energije. Linearizaciono kolo i dalje poseduje dve sekcije, pri čemu se u prvoj obavlja pseudo-linearizacija signala sa izlaza senzora, dok se u drugoj obavljaju simultana linearizacija pseudo-linearnog signala i digitalizacija rezultata merenja. Drugu sekciju kola za linearizaciju predstavlja dvostepeni deo-po-deo linearni A/D konvertor kompaktnog dizajna koji obezbeđuje ekonomičniju potrošnju energije. Ova ušteda je moguća zahvaljujući tome što oba stepena A/D konverzije obavlja jedan isti fleš A/D konvertor, zbog čega su oba stepena A/D konverzije iste rezolucije, ali je broj komparatora značajno manji u poređenju sa slučajem kada svaki stepen A/D konverzije obavlja poseban fleš A/D konvertor. Preciznije, reč je o primeni jednog fleš A/D konvertora sa dve lestvičaste mreže otpornika. Prvu mrežu čine promenljivi otpornici međusobno različitih otpornosti, jer se i referentni naponi na ulazima komparatora (break naponi) međusobno razlikuju, dok je druga mreža sačinjena od fiksnih otpornika međusobno jednakih otpornosti. Dobijeni numerički rezultati ukazuju na efikasnost predloženog kola u kompenzovanju nelinearnosti prenosne funkcije senzora ugaone pozicije jer nakon njegove primene greška merenja iznosi svega $1.84078 \cdot 10^{-5}$ [rad] (0.001°). Ovaj rezultat postignut je u slučaju kada rezolucija dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora kompaktnijeg dizajna iznosi 16 bita. Važno je uočiti da je u ovom slučaju maksimalna apsolutna greška merenja 16 puta manja nego u slučaju primene dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora klasičnog dizajna i iste rezolucije.

Kako sa povećanjem rezolucije dvostepenog A/D konvertora dolazi do značajnog poboljšanja linearnosti senzora, došlo se na ideju da se razvije nova metoda za povećanje njegove rezolucije koja ne bi dovodila do dupliranja broja komparatora pri svakom povećanju

rezolucije za 1 bit. Shodno tome, u disertaciji je kao rezultat rada na razvoju jedne takve metode predloženo da se povećanje rezolucije oba stepena konverzije za po 1 bit izvrši dodavanjem po jednog dodatnog komparatora ispred svakog od dva fleš A/D konvertora, pri čemu rezolucije fleš A/D konvertora, a samim tim i broj komparatora, ostaju nepromenjeni. Kao rezultat, broj komparatora, potrošnja energije koju oni prouzrokuju i kompleksnost kola su za približno 50% niži u odnosu na slučaj kada se rezolucije oba stepena konverzije povećavaju povećanjem rezolucija fleš A/D konvertora. Naravno, kako bi se linearizacija senzora i dalje odvijala u skladu sa poznatim principima, potrebno je modifikovati kolo deo-po-deo linearnog A/D konvertora, tj. lestvičastu mrežu otpornika u prvom stepenu konverzije kojom se podešavaju neuniformni referentni naponi na ulazima komparatora.

Imajući u vidu postavljene ciljeve na početku sprovedenog istraživanja, kao i rezultate do kojih se došlo, može se reći da ova disertacija ima više naučnih doprinosa:

- Kompenzacija nelinearnosti statičke prenosne funkcije NTC termistora i senzora ugaone pozicije u cilju povećanja rezolucije i tačnosti merenja temperature, odnosno ugaone pozicije, primenom originalnih kombinacija dva linearizaciona kola: jednog koje pripada analognoj grupi tehnika i specijalne je namene, i drugog koje je opšte namene i pripada mešovitoj grupi tehnika;
- U zavisnosti od rezolucija fleš A/D konvertora, maksimalna apsolutna greška merenja temperature za NTC termistor NTSD0XV103FE1B0, proizvođača Murata, svedena je na vrednost od 0.001°C u mernom opsegu od 10 do 40°C ;
- Takođe, primenom predložene tehnike linearizacije apsolutna greška merenja ugaone pozicije može se značajno umanjiti, čak i do 1000 puta, u zavisnosti od rezolucije primenjenog dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora, u odnosu na slučaj kada se predloženo kolo za linearizaciju ne koristi;
- Prvi stepen A/D konverzije ima manju rezoluciju, što je prednost, jer je reč o kompleksnijem delu kola čija se kompleksnost ogleda u načinu proračuna i podešavanja neuniformnih referentnih napona na ulazima komparatora. S druge strane, zbog velike brzine konverzije fleš A/D konvertora i linearizacija se odvija velikom brzinom;

- Jedino ograničenje u pogledu povećanja rezolucije deo-po-deo linearnog A/D konvertora predstavlja broj break (referentnih) napona koje je potrebno proračunati. S druge strane, mogućnost da se ovi naponi proračunavaju iznova i podešavaju pomoću mreže promenljivih otpornika, omogućava da se jedan isti fleš A/D konvertor koristi za linearizaciju prenosnih karakteristika različitih oblika, tj. različitih senzora;
- Kada je potrebno obezbediti visoku rezoluciju merenja samo u određenom delu mernog opsega, umesto standardnog linearnog A/D konvertora koji ima visoku rezoluciju na celom opsegu, koristi se deo-po-deo linearni A/D konvertor čija prenosna funkcija omogućava da samo u željenom delu mernog opsega rezolucija bude veća, dok u ostatku opsega rezolucija može biti manja. Na ovaj način je prosečan broj bita upotrebljen za predstavljanje rezultata merenja u digitalnom formatu smanjen, čime se štedi i na memorijskom prostoru i na kapacitetima koji se koriste pri prenosu rezultata merenja na daljinu, kao npr. u bežičnim senzorskim mrežama;
- Najznačajniju prednost predloženih tehnika linearizacije predstavlja istovremena linearizacija pseudo-linearnog tj. kvazi-linearnog signala i digitalizacija rezultata merenja velikom brzinom, čime se štedi na vremenu obrade signala, broju komponenata koje čine kolo i potrošnji energije;
- Nova metoda povećanja rezolucije dvostepenog deo-po-deo linearnog A/D konvertora omogućava povećanje rezolucije za 1 bit po stepenu konverzije dodavanjem jednog komparatora ispred svakog od dva fleš A/D konvertora, uz modifikaciju lestvičaste mreže otpornika prvog fleš A/D konvertora kojom se podešavaju break naponi na ulazima komparatora.

Dalji planovi vezani za istraživanja u ovoj oblasti se odnose na razvoj novih tehnika linearizacije senzora ugaone pozicije primenom FPGA kola koja omogućavaju procesiranje signala velikom brzinom. Konkretno, nove tehnike linearizacije biće primenjene na optičke pozicione enkodere na čijem se razvoju radi u okviru projekta finansiranog od strane Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije. Istraživaće se i mogućnosti primene predloženih linearizacionih tehnika za linearizaciju drugih tipova senzora.

LITERATURA

- [1] J. Fraden, “Handbook of Modern Sensors: Physics, Designs, and Applications”, Springer Science+Business Media, New York, 2010.
- [2] K. Kalantar-zadeh, B. Fry, “Nanotechnology-Enabled Sensors”, Springer, New York, 2008.
- [3] J.J. Carr, “Sensors & Circuits: Sensors, Transducers, & Supporting Circuits For Electronic Instrumentation Measurement and Control, 1st Edition”, Prentice Hall, New Jersey, 1993.
- [4] L. Gavrilovska, S. Krco, V. Milutinovic, I. Stojmenovic, R. Trobec, “Application and Multidisciplinary Aspects of Wireless Sensor Networks, Concepts, Integration, and Case Studies”, Springer, London, 2011.
- [5] A. J. Lopez-Martin, A. Carlosena, “Sensor signal linearization techniques: a comparative analysis”, In Proc. of IEEE Fourth Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS), Cusco, Peru, 2013, pp. 1-4.
- [6] D. Patranabis, S. Ghosh, C. Bakshi, “Linearizing transducer characteristics”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1988, vol. 37, no. 1, pp. 66-69.
- [7] G.E. Iglesias, E.A. Iglesias, “Linearization of transducer signals using an analog-to-digital converter”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1988, vol. 37, no. 1, pp. 53-57.
- [8] M. Santos, N. Horta, J. Guilherme, “A survey on nonlinear analog-to-digital converters”, Integration, the VLSI Journal, 2014, vol. 47, no. 1, pp. 12–22.
- [9] G. Bucci, M. Faccio, C. Landi, “The implementation of a smart sensor based on a piece-linear A/D converter”, In Proc. of IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Ottawa, Canada, 1997, vol. 2, pp. 1173-1177.

- [10] G. Bucci, M. Faccio, C. Landi, “New ADC with piecewise linear characteristic: case study-implementation of a smart humidity sensor”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2000, vol. 49, no. 6, pp. 1154-1166.
- [11] A. J. Lopez-Martin, M. Zuza, A. Carlosena, “A CMOS A/D converter with piecewise linear characteristic and its application to sensor linearization”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2003, vol. 36, no. 1, pp. 39-46.
- [12] E. Volpi, N. Nizza, P. Bruschi, “A non linear ADC for sensor linearization”, In Proc. of IEEE Research in Microelectronics and Electronics Conference, PRIME 2007. Ph.D., Bordeaux, France, 2007, pp. 5-8.
- [13] J. M. D. Pereira, O. Postolache, P. M. B. Silva Girao, “A digitally programmable A/D converter for smart sensors applications”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2007, vol. 56, no. 1, pp. 158-163.
- [14] A. P. Singh, T. S. Kamal, S. Kumar, “Development of a virtual linearizer for correcting transducer static nonlinearity”, *ISA Transactions*, 2006, vol. 45, no. 3, pp. 319-328.
- [15] M. Benammar, L. Ben-Brahim, M. A. Alhamadi, “A high precision resolver-to-DC converter”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2005, vol. 54, no. 6, pp. 2289–2296.
- [16] M. Benammar, L. Ben-Brahim, M. A. Alhamadi, M. Al-Naemi, “A novel method for estimating the angle from analog co-sinusoidal quadrature signals”, *Sensors and Actuators A-Physical*, 2008, vol. 142, no. 1, pp. 225–231.
- [17] L. Ben-Brahim, M. Benammar, M. A. Alhamadi, N. Alemadi, M. Alhitmi, “A new low cost linear resolver converter”, *IEEE Sensors Journal*, 2008, vol. 8, no. 10, pp. 1620–1627.
- [18] L. Ben-Brahim, M. Benammar, M. A. Alhamadi, “A resolver angle estimator based on its excitation signal”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, vol. 56, no. 2, pp. 574–580.
- [19] S. B. Stankovic, P. A. Kyriacou, “Comparison of thermistor linearization techniques for accurate temperature measurement in phase change materials”, *Journal of Physics: Conference Series*, 2011, vol. 307, no. 1, pp. 1–6.

- [20] A. Kumar, M. L. Singlab, A. Kumarb, J. K. Rajputc, “POMANI-Mn₃O₄ based thin film NTC thermistor and its linearization for overheating protection sensor”, *Materials Chemistry and Physics*, 2015, vol. 156, no. 2015, pp. 150–162.
- [21] A. R. Sarkar, D. Dey, S. Munshi, “Linearization of NTC thermistor characteristic using op-amp based inverting amplifier”, *IEEE Sensors Journal*, 2013, vol. 13, no. 12, pp. 4621-4626.
- [22] N. M. Mohan, V. J. Kumar, P. Sankaran, “Linearizing dual-slope digital converter suitable for a thermistor”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2011, vol. 60, no. 5, pp. 1515-1521.
- [23] R. E. Ahmed, “New design technique for two-step flash A/D convertors”, *Electronics Letters*, 1990, vol. 26, no. 15, pp. 1185-1187.
- [24] W. T. Lee; P. H. Huang, Y. Z. Liao, Y. S. Hwang, “A new low power flash ADC using multiple-selection method”, In *Proc. of IEEE Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits*, Tainan, Taiwan, 2007, pp. 341-344.
- [25] J. I. Lee, J. I. Song, “Flash ADC architecture using multiplexers to reduce a preamplifier and comparator count”, In *Proc. of IEEE Region 10 Conference TENCON 2013*, Xi'an, China, 2013, pp. 1–4.
- [26] U. F. Chio, H. G. Wei, Y. Zhu, S. W. Sin, S. P. U., R. P. Martins, F. Maloberti, “Design and experimental verification of a power effective flash-SAR subranging ADC”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2010, vol. 57, no. 8, pp. 607–611.
- [27] V. Drndarević, “Akvizicija mernih podataka pomoću personalnog računara”, Institut za nuklearne nauke “Vinča”, Beograd, 1999.
- [28] H. J. Hoge, “Comparison of circuits for linearizing the temperature indications of thermistors”, *Review of Scientific Instruments*, 1979, vol. 50, no. 3, pp. 316-320.
- [29] A. Lopez-Martin, M. Zuza, A. Carlosena, “A CMOS A/D converter with piecewise linear characteristics and its application to sensor linearization”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2003, vol. 36, no. 1-2, pp. 39-46.
- [30] A. Häberli, M. Schneider, P. Malcovati, R. Castagnetti, F. Maloberti, H. Baltes, “Two-dimensional magnetic microsensors with on-chip signal processing for contactless angle

- measurement”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1996, vol. 31, no. 12, pp. 1902-1907.
- [31] F. J. Hyde, “Thermistors”, ILIFFE Books (Butterworth Group), London, 1971.
- [32] F. J. Maher, “The multivibrator bridge for temperature measurement”, Journal of Scientific Instruments, 1967, vol. 44, no. 7, pp. 531-534.
- [33] S. Natarajan, “Widely linear temperature to frequency converter”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1975, vol. IM-24, no. 3, pp. 235-239.
- [34] B. Z. Đorđević, “Wide range temperature/frequency convertor”, Electronics Letters, 1976, vol. 12, no. 23, pp. 627-629.
- [35] N. I. Khachab, M. Ismail, “Linearization techniques for nth-order sensor models in MOS VLSI technology”, IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1991, vol. 38, no. 12, pp. 1439-1450.
- [36] F. N. Trofimenkoff, R. E. Smallwood, “Analog multiplier circuit linearizes transducer output”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1974, vol. IM-23, no. 3, pp. 195-197.
- [37] J. C. Patra, G. Chakraborty, P. K. Meher, “Neural network-based robust linearization and compensation technique for sensors”, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2008, vol. 55, no. 5, pp. 1316-1327.
- [38] M. B. Lucks, N. Oki, “An analog implementation of radial basis function network appropriate for transducer linearizer”, in Proceedings of 42nd Midwest Symposium on Circuits and Systems, 1999, vol. 2, pp. 8-11.
- [39] MAX1457 application note. Maxim, 1998.
- [40] J. Šturcel, M. Kamenský, “Function approximation and digital linearization in sensor system”, ATP Journal PLUS, 2006, vol. 2, pp. 13-17.
- [41] P. Malcovati, C. Azeredo, P. O’Leary, F. Maloberti, H. Baltes, “Smart sensor interface with A/D conversion and programmable calibration”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1994, vol. 29, no. 8, pp. 963-966.
- [42] F. Tarig, T. I. Pattantyus, “System and method for sensor response linearization”, US patent 6, 449, 571, 2002.

- [43] Z. Perić, J. Lukić, J. Nikolić, D. Denić, “Application of Mean-square Approximation for Piecewise Linear Optimal Compaander Design for Gaussian Source and Gaussian Mixture Model”, *Information Technology And Control*, 2013, vol. 42, no. 3, pp. 277-285.
- [44] R. Vazquez, F. Medeiro, E. Janssens, “CMOS Telecom Data Converters”, Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [45] B. Lienert, J. Porter, N. Ahlquist, D. Harris, S. Sharma, “A 50 MHz logarithmic amplifier for use in lidar measurements”, *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 2001, vol. 6, pp. 2914–2915.
- [46] J. Mahattanakul, “Logarithmic data converter suitable for hearing aid applications”, *Electronics Letters*, 2005, vol. 41, no. 7, pp. 394–396.
- [47] L. Grisoni, A. Heubi, P. Balsiger, F. Pellandini, “Implementation of a micro power 15-bit ‘floating-point’ A/D converter”, *International Symposium on Low Power Electronics and Design*, 1996, pp. 247–252.
- [48] F. Francesconi, F. Maloberti, “A low power logarithmic A/D converter”, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 1996, pp. 473–476.
- [49] S. M. Lee, H. Park, B. A. Wooley, “Per-pixel floating-point ADCs with electronic shutters for a high dynamic range, high frame rate infrared focal plane array”, *Custom Integrated Circuits Conference*, 2006, pp. 647–650.
- [50] S. Ham, K. Y. Lee, W. Jung, S. Lim, K. Yoo, Y. Chae, J. Cho, D. Lee, G. Han, “CMOS image sensor with analog gamma correction using nonlinear single-slope ADC”, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2006, pp. 3578–3581.
- [51] J. Guo, S. Sonkusale, “An area-efficient and low-power logarithmic A/D converter for current-mode sensor array”, *IEEE Sensors Journal*, 2009, vol. 9, no. 12, pp. 2042–2043.
- [52] Y. C. Chuang, S. F. Chen, S. Y. Huang, Y. C. King, “Low-cost logarithmic CMOS image sensing by nonlinear analog-to-digital conversion”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2005, vol. 51, no. 4, pp. 1212–1217.
- [53] V. Valencic, F. Anghinolfi, P. Deval, R. Bonino, D. La Marra, H. Kambara, “A low-power piecewise linear analog to digital converter for use in particle tracking”, *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 1995, vol. 42, no. 4, pp. 772–775.

- [54] J. M. D. Pereira, O. Postolache, P. S. Girao, “PWM-A/D conversion: a flexible and low-cost solution for transducer linearization”, Proceedings of the First ISA/IEEE Conference Sensors for Industry, 2001, pp. 258–263.
- [55] T. Zimmerman, J. R. Hoff, “The design of a charge-integrating modified floating-point ADC chip”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2004, vol. 39, no. 6, pp. 895–905.
- [56] V. Maheshwari, W. A. Serdijn, J. R. Long, “Companding baseband switched capacitor filters and ADCs for WLAN applications”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2007, pp. 749–752.
- [57] S. Wang, V. Maheshwari, W. A. Serdijn, “Instantaneously companding baseband SC low-pass filter and ADC for 802.11a/g WLAN receiver”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2010, pp. 2215–2218.
- [58] M. Tryzna, H. Neuteboom, N. Nandra, W. R. White, “An 8-bit 3MS/s CMOS two-step flash converter for low voltage mixed signal CMOS integration”, Proceedings of the Second International Conference on Advanced A–D and D–A Conversion Techniques and their Applications, 1994, pp. 71–75.
- [59] T. Nguyen, S. Zupancic, D. Y. C. Lie, “Engineering challenges in cochlear implants design and practice”, IEEE Circuits and Systems Magazine, 2012, vol. 12, no. 4, pp. 47–55 4th quarter.
- [60] J. Lee, H. G. Rhew, D. Kipke, M. Flynn, “A 64 channel programmable closed-loop deep brain stimulator with 8 channel neural amplifier and logarithmic ADC”, IEEE Symposium on VLSI Circuits, 2008, pp. 76–77.
- [61] J. Lee, H. G. Rhew, D. R. Kipke, M. P. Flynn, “A 64 channel programmable closed-loop neurostimulator with 8 channel neural amplifier and logarithmic ADC”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2010, vol. 45, no. 9, pp. 1935–1945.
- [62] D. U. Thompson, B. A. Wooley, “A 15-b pipelined CMOS floating-point A/D converter”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2001, vol. 36, no. 2, pp. 299–303.
- [63] P. Kosonen, “A floating-point ADC with variable gain pipeline stages”, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2003, vol. 36, no. 3, pp. 259–261.

- [64] H. Lampinen, O. Vainio, “A new dual-mode data compressing A/D converter”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1997, pp. 429–432.
- [65] J. Piper, J. Yuan, “Realization of a floating-point A/D converter”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2001, pp. 404–407.
- [66] Y. S. Shu, W. M. Lee, B. S. Song, B. Pain, M. J. Kyung, “A 10–15-bit 60-MS/s floating-point ADC with digital gain and offset calibration”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2009, vol. 44, no. 9, pp. 2356–2365.
- [67] F. Chen, C. S. Chen, “A 20 b dynamic-range floating-point data acquisition system”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1991, vol. 38, no. 1, pp. 10–14.
- [68] V. Z. Groza, “High-resolution floating-point ADC”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2001, vol. 50, no. 6, pp. 1822–1829.
- [69] M. Sadaghdar, K. Iniewski, M. Syrzycki, “11-bit floating-point pipelined analog to digital converter in 0.18 μm CMOS”, Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2004, pp. 1503–1506.
- [70] J. Piper, J. Yuan, “Design considerations of a floating-point ADC with embedded S/H”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2005, pp. 6166–6169.
- [71] Y. S. Shu, M. J. Kyung, W. M. Lee, B. S. Song, B. Pain, “A 10–15b 60MS/s floating-point ADC with digital gain and offset calibration”, Custom Integrated Circuits Conference, 2008, pp. 157–160.
- [72] S. Cantarano, G. V. Pallottino, “Logarithmic analog-to-digital converters: a survey”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1973, vol. 22, no. 3, pp. 201–213.
- [73] J. Lee, S. Park, J. Kang, J. Seo, J. Anders, M. Flynn, “A 2.5 mW 80 dB DR 36 dB SNDR 22 MS/s logarithmic pipeline ADC”, IEEE Symposium on VLSI Circuits, 2007, pp. 194–195.
- [74] S. Sirimasakul, A. Thanachayanont, W. Jeamsaksiri, “Low-power current-mode logarithmic pipeline analog-to-digital converter for ISFET based pH sensor”, 9th

- International Symposium on Communications and Information Technology, 2009, pp. 1340–1343.
- [75] J. Guilherme, J. E. Franca, “New CMOS logarithmic A/D converters employing pipeline and algorithmic architectures”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1995, pp. 529–532.
- [76] J. Guilherme, J. Vital, J. Franca, “A true logarithmic analog-to-digital pipeline converter with 1.5 bit/stage and digital correction”, Proceedings of the 8th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2001, pp. 393–396.
- [77] J. Lee, J. Kang, S. Park, J. Seo, J. Anders, J. Guilherme, M. P. Flynn, “A 2.5 mW 80 dB DR 36 dB SNDR 22 MS/s logarithmic pipeline ADC”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2009, vol. 44, no. 10, pp. 2755–2765.
- [78] J. Guilherme, J. Vital, J.E. Franca, “New logarithmic two-step flash A/D converter with digital error correction for MOS technology”, Proceedings of the 38th Midwest Symposium on Circuits and Systems, 1995, pp. 881–884.
- [79] S. F. Chen, Y. J. Juang, S. Y. Huang, Y. C. King, “Logarithmic CMOS image sensor through multi-resolution analog-to-digital conversion”, Proceedings of the International Symposium on VLSI Technology, Systems, and Applications, 2003, pp. 227–230.
- [80] J. Guo, S. Sonkusale, “Current-mode readout circuits with pixel-level logarithmic ADC for IR FPA applications”, Proceedings of the 51st Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2008, pp. 394–397.
- [81] R. Golanski, “Study on the dynamic range of delta modulations with time-varying sampling periods”, IEEE Signal Processing Letters, 2004, vol. 11, no. 8, pp. 666–669.
- [82] D. Koushik, S. Kal, “A low power 6-bit A/D converter achieving 10-bit resolution for MEMS sensor interface using time-interleaved delta modulation”, Proceedings of the 19th International Conference on VLSI Design, 2006.
- [83] S.W. Leung, Y.S. Zhu, C.M. Wong, K.K. Wong, “Adaptive non-uniform sampling delta modulation for image processing”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis, 1996, pp. 269–272.

- [84] Y.S. Zhu, S.W. Leung, C.M. Wong, “Adaptive non-uniform sampling delta modulation for audio/image processing”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 1996, vol. 42, no. 4, 1062–1072.
- [85] K. Niwa, A. Yukawa, A. Tomozawa, “A discretely adaptive delta modulation codec”, *IEEE Transactions on Communications*, 1981, vol. 29, no. 2, pp. 168–173.
- [86] L. Hernandez, S. Paton, “Noise shaping modulator with logarithmic response”, *Electronics Letters*, 1999, vol. 35, no. 12, pp. 955–956.
- [87] S. Kumar, S. Chatterjee, “A 110-dB dynamic range, 76-dB peak SNR companding continuous-time $\Delta\Sigma$ modulator for audio applications”, *25th International Conference on VLSI Design*, 2012, pp. 51–56.
- [88] L. Hernandez, S. Paton, “A continuous-time noise-shaping modulator for logarithmic A/D conversion”, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 1999, pp. 364–367.
- [89] Weiler, P. A. Nielsen, D. Hammerschmidt, O. Machul, B. J. Hosticka, “Single bit sigma-delta modulator with nonlinear quantization for m-law coding”, *Proceedings of the 23rd European Solid-State Circuits Conference*, 1997, pp. 80–83.
- [90] J. N. Lygouras, “Non-linear analogue-to-digital conversion through PWM”, *International Journal of Electronics*, 1987, vol. 62, no. 3, pp. 347–352.
- [91] J. M. D. Pereira, O. Postolache, P. M. Girao, A. C. Serra, “A discrete and cost effective ADC solution based on a pulse-width modulation technique”, *Proceedings of the Conference on Telecommunications—ConfTele, Figueira da Foz, Portugal*, 2001, pp. 153–156.
- [92] J. M. D. Pereira, O. Postolache, P. S. Girao, “A digitally programmable A/D converter for smart sensors applications”, *Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 2005, pp. 156–159.
- [93] D. K. Anvekar, B. S. Sonde, “A programmable nonlinear ADC using optimal-sized ROM”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 1991, vol. 40, no. 6, pp. 1031–1035.
- [94] J. N. Lygouras, “Nonlinear ADC with digitally selectable quantizing characteristic”, *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 1988, vol. 35, no. 5, pp. 1088–1091.

- [95] D. Živanović, J. Lukić, D. Denić, “A Novel Linearization Method of Sin/Cos Sensor Signals Used for Angular Position Determination”, *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 2014, vol. 9, no. 4, pp. 1437-1445.
- [96] J. Lukić, D. Živanović, D. Denić. “Linearization Method for Angular Position Sensors”, *Proceedings of the XII International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements SAUM 2014*, 2014, pp. 229-232.
- [97] L. C. Lin, “Piecewise-linear, non-uniform ADC”, United States Patent, US 6,498,577 B1, 2002.
- [98] W. Lerermann, “Handbook of Applicable Mathematics, Numerical Methods (Volume 3)”, Wiley, New York, 1981.
- [99] J. M. Dias Pereira, P. M. B. Silva Girao, O. Postolache, “Fitting transducer characteristics to measured data”, *IEEE Instrumentation and Measurement Magazine*, 2001, vol. 4, no. 4, pp. 26-39.
- [100] A. Imamoto, B. Tang, “A recursive descent algorithm for finding the optimal minimax piecewise linear approximation of convex functions“, *Advances in Electrical and Electronics Engineering-IAENG*, San Francisco, California, 2008, pp. 287-293.
- [101] C. L. Frenzen, T. Sasao, J. T. Butler, “On the number of segments needed in a piecewise linear approximation”, *Journal of Computational and Applied Mathematics*, 2010, vol. 234, no. 2, pp. 437–446.
- [102] J. G. Webster, “The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook”, CRC Press LLC, Boca Raton, 1999.
- [103] J. Lukić, D. Denić, “A Novel Design of an NTC Thermistor Linearization Circuit”, *Metrology and Measurement Systems*, 2015, vol. 22, no. 3, pp. 351–362.
- [104] J. S. Steinhart, S. R. Hart, “Calibration curves for thermistors”, *Deep Sea Research*, 1968, vol. 15, no. 4, pp. 497–503.
- [105] NTSD0XV103FE1B0 Temperature Sensor Lead Insulation Type. Datasheet for Murata. <https://www.jameco.com/Jameco/Products/ProdDS/1870999.pdf>. (Jan. 2005).
- [106] R. Pallas-Areny, J. G. Webster, “Sensors and Signal Conditioning 2nd ed.”, John Wiley & Sons, New York, 2001.

- [107] J. Lukić, D. Živanović, D. Denić, “A Compact and Cost-Effective Linearization Circuit Used for Angular Position Sensors”, *FACTA UNIVERSITATIS Series: Automatic Control and Robotics*, 2015, vol. 14, no. 2, pp. 123-134.
- [108] J. Jovanović, D. Denić, “A Cost-effective Method for Resolution Increase of the Two-stage Piecewise Linear ADC Used for Sensor Linearization”, *Measurement Science Review*, 2016, vol. 16, no. 1, pp. 28-34.
- [109] Y. H. Kim, S. Kim, “Software Resolver-to-Digital Converter for Compensation of Amplitude Imbalances using D-Q Transformation”, *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 2013, vol. 8, pp. 1310-1319.
- [110] M. Haidekker, *Linear Feedback Controls-The Essentials*. Elsevier Inc, Amsterdam, 2013.
- [111] N. Hamdy, “*Applied Signal Processing: Concepts, Circuits, and Systems*”, CRC Press, Boca Raton, USA, 2008.

BIOGRAFIJA AUTORA

Dipl. inž. Jelena R. Jovanović rođena je 31.08.1984. godine u Prokuplju, gde je završila osnovnu i srednju školu. Elektronski fakultet u Nišu upisala je školske 2003/04. godine. Tokom studiranja bila je stipendista Ministarstva omladine i sporta. Više puta je nagrađivana poveljom za postignute rezultate tokom školske godine i poveljom za postignute rezultate tokom celokupnih studija. Diplomirala je na Elektronskom fakultetu 10. 09. 2008. godine, s prosečnom ocenom 9.57 i ocenom 10 na diplomskom ispitu, i time stekla zvanje diplomiranog inženjera elektrotehnike za telekomunikacije.

Trenutno pohađa doktorske akademske studije na studijskom programu Elektrotehnika i računarstvo (modul-Metrologija i merna tehnika), koje je upisala školske 2008/09. godine. Uspešno je položila sve ispite na doktorskim akademskim studijama sa prosečnom ocenom 10. U periodu od 2008. do 2012. godine je kao stipendista-doktorant Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja učestvovala u realizaciji dva projekta nacionalnog značaja podržanih od strane Ministarstva: "Govorna komunikacija čovek-mašina" - TR 11001 i "Razvoj i hardverska implementacija novog tipa apsolutnog enkodera za merenje pozicije i ugaone brzine" - TR 32045 na kome je i trenutno angažovana kao istraživač.

Od 30. 11. 2012. godine radi na Elektronskom fakultetu u Nišu, a od 01. 11. 2014. godine kao asistent pri Katedri za merenja. Trenutno je angažovana na izvođenju računskih i laboratorijskih vežbi iz nekoliko nastavnih predmeta sa Katedre za merenja: Metrologija električnih veličina, Inteligentni merni sistemi, Merenja u elektroenergetici, Računarski merno-informacioni sistemi u industriji, Industrijski sistemi za merenje i kontrolu, Merenje neelektričnih veličina, Merenja u mikroelektronici, Telemetrija. Objavila je 27 naučnih radova, od toga 7 u međunarodnim časopisima sa IMPACT faktorom, 3 rada u ostalim međunarodnim časopisima, 13 radova u zbornicima međunarodnih konferencija i 4 rada u zbornicima domaćih konferencija. Autor je jednog i koautor 4 tehnička rešenja.

SPISAK REFERENCI AUTORA

•A. Radovi objavljeni u međunarodnim časopisima sa IMPACT faktorom

- A1. Zoran Perić, Jelena Nikolić, **Jelena Lukić**, Dragan Denić. “Two-stage Quantizer with Huffman Coding Based on G.711 Standard”, *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, Wydawnictwo SIGMA - N O T Sp. z o.o., Vol 88, No 09a, pp. 300-302, 2012., ISSN 0033-2097, <http://pe.org.pl/articles/2012/9a/65.pdf>, (M23).
- A2. Zoran Perić, **Jelena Lukić**, Jelena Nikolić, Dragan Denić. “Design of Nonuniform Dead-zone Quantizer with Low Number of Quantization Levels for the Laplacian Source”, *Revue Roumaine des Sciences Techniques. Ser. Electrotechnique et Energetique*, Vol 58, No. 1 (2013), pp. 93-100, 2013., ISSN 0035-4066, <http://revue.elth.pub.ro/viewpdf.php?id=384>, (M23).
- A3. Zoran Perić, Jelena Nikolić, **Jelena Lukić**, Dragan Denić. “Analysis of Two-stage Quantizer with Embedded G. 711 Quantizer and Segmental Uniform Quantizer”, *Electronics and Electrical Engineering*, Vol 19, No. 2, pp. 88-91, 2013., Print ISSN 1392-1215, Online ISSN 2029-5731, <http://www.eejournal.ktu.lt/index.php/elt/article/view/1107/2297>, (M23).
- A4. Zoran Perić, **Jelena Lukić**, Jelena Nikolić, Dragan Denić. “Application of Mean-square Approximation for Piecewise Linear Optimal Compander Design for Gaussian Source and Gaussian Mixture Model”, *Information Technology And Control*, Vol 42, No 3, pp. 277-285, 2013., Print ISSN: 1392-124X, Online ISSN: 2335-884X, <http://www.itc.ktu.lt/index.php/ITC/article/view/4349/2813>, (M23).
- A5. Dragan Živanović, **Jelena Lukić**, Dragan Denić. “A Novel Linearization Method of Sin/Cos Sensor Signals Used for Angular Position Determination”, *Journal of Electrical Engineering and Technology*, Vol. 9, No. 4, pp. 1437-1445, 2014., Print ISSN 1975-0102, Online ISSN 2093-7423, <http://www.jeet.or.kr/ltkPSWeb/pub/pubfpfile.aspx?ppseq=1016> , (M23).
- A6. **Jelena Lukić**, Dragan Denić. “A Novel Design of an NTC Thermistor Linearization Circuit”, *Metrology and Measurement Systems*, Vol. 22, No. 3, pp. 351–362, 2015., Print ISSN 0860-8229, Online ISSN 2300-1941, <http://www.degruyter.com/view/j/mms.2015.22.issue-3/mms-2015-0035/mms-2015-0035.xml> , (M23).

•A7. **Jelena Jovanović, Dragan Denić,** "A Cost-effective Method for Resolution Increase of the Two-stage Piecewise Linear ADC Used for Sensor Linearization", *Measurement Science Review*, Vol. 16, No. 1, pp. 28-34, 2016, ISSN 1335-8871 [http://www.degruyter.com/dg/viewarticle.fullcontentlink:pdfeventlink/\\$002fj\\$002fmsr.2016.16.issue-1\\$002fmsr-2016-0005\\$002fmsr-2016-0005.pdf/msr-2016-0005.pdf?format=INT&t:ac=j\\$002fmsr.2016.16.issue-1\\$002fmsr-2016-0005\\$002fmsr-2016-0005.xml](http://www.degruyter.com/dg/viewarticle.fullcontentlink:pdfeventlink/$002fj$002fmsr.2016.16.issue-1$002fmsr-2016-0005$002fmsr-2016-0005.pdf/msr-2016-0005.pdf?format=INT&t:ac=j$002fmsr.2016.16.issue-1$002fmsr-2016-0005$002fmsr-2016-0005.xml), (M23).

•B. Radovi objavljeni u nacionalnim časopisima međunarodnog značaja

•B1. Dragan Denić, Goran Miljković, **Jelena Lukić**, Miodrag Arsić. "Pseudorandom Position Encoder with Improved Zero Position Adjustment", *FACTA UNIVERSITATIS Series: Electronics and Energetics, Univerzitet u Nišu*, Vol 25, No. 2, pp. 113-120, 2012., Print ISSN 0353-3670, Online ISSN 2217-5997, <http://facta.junis.ni.ac.rs/ae/fu2k122/ae120203.pdf>, (M24)

•B2. Milan Dinčić, Zoran Perić, **Jelena Lukić**, Dragan Denić, "Designing of the Forward Adaptive Companding Quantizer with Variable Length Codewords for Stochastic Measurement Signals", *FACTA UNIVERSITATIS Series: Electronics and Energetics, Univerzitet u Nišu*, Vol. 26, No. 2, pp. 99-106, 2013, ISSN: 0353-3670, <http://facta.junis.ni.ac.rs/ae/fu2k132/ae130203.pdf>, (M24)

•B3. **Jelena Lukić**, Dragan Živanović, Dragan Denić, "A Compact and Cost-Effective Linearization Circuit Used for Angular Position Sensors", *FACTA UNIVERSITATIS Series: Automatic Control and Robotics, Univerzitet u Nišu*, Vol. 14, No. 2, pp. 123-134, 2015, Print ISSN: 1820-6417, Online ISSN: 1820-6425, <http://casopisi.junis.ni.ac.rs/index.php/FUAutContRob/article/view/1118/769>, (M24)

•C. Radovi saopšteni na konferencijama od međunarodnog značaja

•C1. Zoran Perić, **Jelena Lukić**, Dragan Denić, Milan Dinčić. "Construction of a Hybrid Quantizer with Huffman Coding for the Laplacian Source", *XLV International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2010)*, Ohrid, Makedonija, 23-26 jun 2010., Faculty of Technical Sciences – Bitola, Vol. 1, pp. 187-190, 2010, ISBN 978-9989-786-57-0, http://www.icestconf.org/images/proceedings/icest_2010_01.pdf, (M33)

•C2. Milan Dinčić, Zoran Perić, Dragan Denić, **Jelena Lukić**. "Design of Quantizers for Signals with the Laplacian Distribution for Medium Bit-rates for the Huffman Coding", *X Triennial International SAUM Conference on Systems, Automatic Control and Measurements, SAUM 2010*, Niš, Srbija, 10-12 novembar 2010., Elektronski fakultet u Nišu, Mašinski fakultet u Nišu, SAUM-Beograd, K4, pp. 253-256, 2010., ISBN 978-86-6125-020-0 (FEE), <http://www.elfak.ni.ac.rs/en/research/conferences/490-saum>, (M33)

•C3. Dragan Denić, **Jelena Lukić**, Aleksandar Jocić, Miroljub Pešić, Dejan Prolović. "Detecting the Direction of the Shaft Rotation by Using Incremental and Virtual

Absolute Encoders”, *XLVI International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2011)*, Niš, Srbija, 29 jun-1 jul 2011., Univerzitet u Nišu-Elektronski fakultet, Vol. 1, pp. 201-204, 2011., ISBN 978-86-6125-031-6, http://www.icestconf.org/images/proceedings/icest_2011_01.pdf, (M33)

•C4. Dragan Denić, Goran Miljković, **Jelena Lukić**, Milan Simić. “Pseudorandom Code Scanning Method in Virtual Absolute Encoders”, *X International Conference ETAI 2011*, Ohrid, Makedonija, 16-20 septembar 2011., E4-2, pp. 1-5, 2011., ISBN 978-608-65341-0-3, <http://etai11.feit.ukim.edu.mk/>, (M33)

•C5. Dragan Denić, Goran Miljković, **Jelena Lukić**, Milan Simić. “Serial Code Reading Correctness Detection Applied to Pseudorandom Absolute Encoders”, *11th International Conference „Research and Development in Mechanical Industry“ RadMI 2011*, Sokobanja, Srbija, 15-18 septembar 2011., SaTCIP (Scientific and Technical Center for Intellectual Property) Ltd, Vol. 1, C-10, pp. 481-488, 2011., ISBN 978-86-6075-027-5, <http://www.radmi.org/>, (M33)

•C6. Goran Miljković, Dragan Živanović, Dragan Denić, **Jelena Lukić**, Milan Simić. “Virtual Instrumentation Used for Angular Velocity Measurements and Detection of Shaft Rotation Direction”, *International Scientific Conference UNITECH 2011*, Gabrovo, Bugarska, 18-19 novembar 2011., Universitetsko izdatelstvo „Vasil Aprilov“-Gabrovo, Vol. 2, pp. 403-408, 2011., ISSN 1313-230X, <http://unitech.tugab.bg/>, (M33)

•C7. Dragan Denić, Goran Miljković, **Jelena Lukić**, Miodrag Arsić, Milan Simić. “Measurement of the Position by Using Hybrid Pseudorandom Encoder”, *XLVII International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2012)*, Veliko Tarnovo, Bugarska, 28-30 jun 2012., Faculty of Telecommunications, Technical University of Sofia, Vol. 1, pp. 259-262, 2012., ISBN 978-619-167-002-4, http://www.icestconf.org/images/proceedings/icest_2012_01.pdf, (M33)

•C8. Dragan Denić, Goran Miljković, **Jelena Lukić**, Miodrag Arsić, Dragan Živanović. “Different Implementations of Serial Pseudorandom/Natural Code Converters”, *XLVII International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2012)*, Veliko Tarnovo, Bugarska, 28-30 jun 2012., Vol. 1, pp. 269-272, 2012., ISBN 978-619-167-002-4, http://www.icestconf.org/images/proceedings/icest_2012_01.pdf, (M33)

•C9. Goran Miljković, Dragan Denić, **Jelena Lukić**, Milan Dinčić. “Pseudorandom Position Encoder With Direct Zero Position Adjustment”, *IX International Symposium Industrial Electronics INDEL 2012*, Banja Luka, Bosna i Hercegovina, 1-3 novembar 2012., pp. 128-131, 2012., ISBN 978-99955-46-14-4, http://indel.etfbl.net/resources/Proceedings_2012/xPaper_21.pdf, (M33)

•C10. Dragan Denić, **Jelena Lukić**, Goran Miljković, Aleksandar Jocić. “Virtual Absolute Encoders with Built in Algorithm for Reliable Direct Zero Position Determination”, *XI International SAUM Conference on Systems, Automatic Control and Measurements*,

SAUM 2012, Niš, Srbija, 14-16 novembar 2012., Elektronski fakultet u Nišu, Mašinski fakultet u Nišu, SAUM-Beograd, L5, pp. 306-309, 2012., ISBN 978-86-6125-072-9, <http://www.elfak.ni.ac.rs/en/informations/129-2012/661-saum-2012> , (M33)

•C11. Goran Miljković, Dragan Denić, Milan Simić, Aleksandar Jocić, **Jelena Lukić**. “Improved Pseudorandom Absolute Position Encoder”, *XLVIII International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2013)*, Ohrid, Makedonija, 26-29 jun 2013., Faculty of Technical Sciences – Bitola, Vol. 1, pp. 383-386, 2013, ISBN 978-9989-786-90-7, http://www.icestconf.org/images/proceedings/icest_2013_01.pdf , (M33)

•C12. Dragan Denić, Aleksandar Jocić, **Jelena Lukić**, Goran Miljković, Milan Dinčić, Miodrag Arsić, "Method for Checking the Correctness of the Pseudorandom Position Encoder Disc", *XII International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements SAUM 2014*, Niš, Serbia, 12-14. November 2014., University of Niš - Faculty of Electronic Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Proceedings of SAUM 2014, J4, pp. 237-240, ISBN 978-86-6125-117-7, <http://saum.elfak.rs/index.php/saum/2014> , (M33)

•C13. **Jelena Lukić**, Dragan Živanović, Dragan Denić. “Linearization Method for Angular Position Sensors”, *XII International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements, SAUM 2014*, Niš, Serbia, 12-14. November 2014., University of Niš - Faculty of Electronic Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Proceedings of SAUM 2014, J2, pp. 229-232, 2014., ISBN 978-86-6125-117-7, <http://saum.elfak.rs/index.php/saum/2014> , (M33)

•D. Radovi saopšteni na nacionalnim konferencijama

•D1. Jelena Nikolić, Zoran Perić, **Jelena Lukić**. “Konstrukcija dvostepenog kvantizera sa ugrađenim G.711 kodekom”, *53. Konferencija ETRAN 2009*, Vrnjačka Banja, Srbija, 15-18 jun 2009., CD izdanje, TE3.5-1-4, 2009., ISBN 978-86-80509-64-8, <http://etran.etf.bg.ac.rs/>, <http://etran.etf.rs/etran2009/sekcije.htm>, (M63)

•D2. Zoran Perić, Lazar Velimirović, **Jelena Lukić**, Aleksandar Jocić, Dragan Denić. “Konstrukcija kvantizera promenljive dužine i male bitske brzine za Laplasov izvor”, *17. Telekomunikacioni forum TELFOR 2009*, Beograd, Srbija, 24-26 novembar 2009., CD izdanje, pp. 576-579, 2009., ISBN 978-86-7466-375-2, http://2009.telfor.rs/files/radovi/05_10.pdf, (M63)

•D3. Zoran Perić, **Jelena Lukić**, Dragan Denić. “Analiza kvantizera Laplasove raspodele sa promenljivom dužinom kodnih reči za male brzine”, *18. Telekomunikacioni forum TELFOR 2010*, Beograd, Srbija, 23-25 novembar 2010., CD izdanje, pp. 654-657, 2010., ISBN 978-86-7466-392-9, http://2010.telfor.rs/files/radovi/TELFOR2010_05_22.pdf, (M63)

•D4. Milan Dinčić, Dragan Denić, Goran Miljković, Aleksandar Jocić, **Jelena Lukić**. “An Efficient Code Converter for Absolute Position Encoders”, *The Second National*

Conference on Information Theory and Complex Systems, TINKOS 2014, Niš, Srbija, 16-17 jun 2014., Mathematical Institute of the Serbian Academy of Sciences and Arts, SASA-Beograd, pp. 23-24, 2014., ISBN 978-86-80593-51-7, <http://www.tinkos.rs/Tinkos%202014.pdf>, (M64)

•E. Tehnička rešenja

•E1. Dragan Denić, Goran Miljković, **Jelena Lukić**, Dragoslav Stefanović i Divna Radović. “Novo rešenje kodnog diska pseudoslučajnog enkodera - projektovanje i izrada”, Tehničko rešenje-Industrijski prototip, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet, Katedra za Merenja, “Ei-Opek” a.d. Niš, 2012., <http://www.elfak.ni.ac.rs/rs/nauka/projekti/tehnicka-resenja/1292-novo-resenje-kodnog-diska-pseudoslučajnog-enkodera-projektovanje-i-izrada>, (M85).

•E2. Dragan Denić, **Jelena Lukić**, Goran Miljković, Aleksandar Jocić, Dragan Živanović, Miroljub Pešić. “Eksperimentalni sistem za razvoj i proveru funkcionalnosti novih rešenja pozicionih enkodera”, Tehničko rešenje-Industrijski prototip, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet, Katedra za Merenja, 2013., <http://www.elfak.ni.ac.rs/rs/nauka/projekti/tehnicka-resenja/2238-eksperimentalni-sistem-za-razvoj-i-proveru-funkcionalnosti-novih-resenja-pozicionih-enkodera>, (M85).

•E3. Dragan Denić, Goran Miljković, **Jelena Lukić**, Miroljub Pešić. “Elektronski sistem za optičko očitavanje koda sa kodnog diska pseudoslučajnog pozicionog enkodera”, Tehničko rešenje-Industrijski prototip, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet, Katedra za Merenja, 2014., <http://www.elfak.ni.ac.rs/rs/nauka/projekti/tehnicka-resenja/3115-opticko-ocitavanje-sa-kodnog-diska-pseudoslučajnog-enkodera>, (M85).

•E4. **Jelena Jovanović**, Dragan Živanović, Dragan Denić, Goran Miljković, Aleksandar Jocić, Milan Dinčić. “Kolo za linearizaciju pozicionog enkodera”, Tehničko rešenje-Industrijski prototip, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet, Katedra za Merenja, 2015., <http://www.elfak.ni.ac.rs/rs/nauka/projekti/tehnicka-resenja/3674-07-10-019-15-1>, (M85).

•E5. Aleksandar Jocić, Dragan Živanović, Vladeta Milenković, Dragan Denić, Goran Miljković, **Jelena Jovanović**, Dragan Radenković. “[Merno-akvizicioni sistem sa diverziti tehnikom](#)”, Tehničko rešenje-Industrijski prototip, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet, Katedra za Merenja, 2015., <http://www.elfak.ni.ac.rs/rs/nauka/projekti/tehnicka-resenja/3682-07-10-021-15-1>, (M85).

PRILOG 1

IZJAVE AUTORA

IZJAVA O AUTORSTVU

Izjavljujem da je doktorska disertacija, pod naslovom

Nove tehnike linearizacije senzora bazirane na primeni dvostepenih A/D konvertora

koja je odbranjena na Elektronskom fakultetu Univerziteta u Nišu:

- rezultat sopstvenog istraživačkog rada;
- da ovu disertaciju, ni u celini, niti u delovima, nisam prijavljivao/la na drugim fakultetima, niti univerzitetima;
- da nisam povredio/la autorska prava, niti zloupotrebio/la intelektualnu svojinu drugih lica.

Dozvoljavam da se objave moji lični podaci, koji su u vezi sa autorstvom i dobijanjem akademskog zvanja doktora nauka, kao što su ime i prezime, godina i mesto rođenja i datum odbrane rada, i to u katalogu Biblioteke, Digitalnom repozitorijumu Univerziteta u Nišu, kao i u publikacijama Univerziteta u Nišu.

U Nišu, 23.05.2016. god.

Potpis autora disertacije:


(Ime, srednje slovo i prezime)

**IZJAVA O ISTOVETNOSTI ELEKTRONSKOG I ŠTAMPANOG OBLIKA
DOKTORSKE DISERTACIJE**

Naslov disertacije: **Nove tehnike linearizacije senzora bazirane na primeni dvostepenih A/D konvertora**

Izjavljujem da je elektronski oblik moje doktorske disertacije, koju sam predao/la za unošenje u **Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu**, istovetan štampanom obliku.

U Nišu, 23.05.2016. god.

Potpis autora disertacije:

Teneta P. Isaković
(Ime, srednje slovo i prezime)

IZJAVA O KORIŠĆENJU

Ovlašćujem Univerzitetsku biblioteku „Nikola Tesla“ da u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu unese moju doktorsku disertaciju, pod naslovom:

Nove tehnike linearizacije senzora bazirane na primeni dvostepenih A/D konvertora


Disertaciju sa svim priložima predao/la sam u elektronskom obliku, pogodnom za trajno arhiviranje.

Moju doktorsku disertaciju, unetu u Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu, mogu koristiti svi koji poštuju odredbe sadržane u odabranom tipu licence Kreativne zajednice (Creative Commons), za koju sam se odlučio/la.

1. Autorstvo (CC BY)
2. Autorstvo – nekomercijalno (CC BY-NC)
3. Autorstvo – nekomercijalno – bez prerade (CC BY-NC-ND)
4. Autorstvo – nekomercijalno – deliti pod istim uslovima (CC BY-NC-SA)
5. Autorstvo – bez prerade (CC BY-ND)
6. Autorstvo – deliti pod istim uslovima (CC BY-SA)

U Nišu, 23.05.2016. god.

Potpis autora disertacije:


(Ime, srednje slovo i prezime)