



UNIVERZITET U NOVOM SADU
FAKULTET TEHNIČKIH NAUKA U
NOVOM SADU



Mitar Simić

**PRENOSIVI ELEKTRONSKI SISTEM ZA
KARAKTERIZACIJU I ESTIMACIJU
PARAMETARA SENZORA**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Novi Sad, 2017.



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ • ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА
21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6

КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, РБР:		
Идентификациони број, ИБР:		
Тип документације, ТД:	Монографска документација	
Тип записа, ТЗ:	Текстуални штампани материјал	
Врста рада, ВР:	Докторска дисертација	
Аутор, АУ:	Митар Симић	
Ментор, МН:	Проф. др Горан Стојановић	
Наслов рада, НР:	Преносиви електронски систем за карактеризацију и естимацију параметара сензора	
Језик публикације, ЈП:	Српски	
Језик извода, ЈИ:	Српски/енглески	
Земља публикавања, ЗП:	Србија	
Уже географско подручје, УГП:	Аутономна Покрајина Војводина	
Година, ГО:	2017.	
Издавач, ИЗ:	Ауторски репринт	
Место и адреса, МА:	Факултет техничких наука, Трг Доситеја Обрадовића 6, Нови Сад	
Физички опис рада, ФО: (поглавља/страна/цитата/табела/слика/графика/прилога)	9/135/122/26/92/0/3	
Научна област, НО:	Електротехничко и рачунарско инжењерство	
Научна дисциплина, НД:	Сензори и електрична мерења	
Предметна одредница/Кључне речи, ПО:	Естимација вредности параметара модела, мерење комплексне импедансе, сензори за мерење рН вредности, TiO ₂ сензорски филмови	
УДК	Монографска документација	
Чува се, ЧУ:	Библиотека Факултета Техничких наука, Универзитет у Новом Саду	
Важна напомена, ВН:		
Извод, ИЗ:	Један од доприноса ове дисертације је реализација модела преносивог мерног система за карактеризацију сензора уз могућност даљинског приступа резултатима мерења. У LTCC технологији је фабрикован сензор за мерење рН вредности, на бази TiO ₂ филма на алумина субстрату, који је карактерисан развијеним мерним системом. Извршена је и обрада података добијених приликом карактеризације сензора формирањем полиномске статичке карактеристике и моделовањем сензора еквивалентном електричном мрежом. Предложен је нови неитеративни метод естимације вредности параметара модела који, у поређењу са методом најмањих квадрата, омогућава једноставнију естимацију уз краће време извршавања.	
Датум прихватања теме, ДП:	11.5.2017.	
Датум одбране, ДО:		
Чланови комисије, КО:	Председник: Др Стеван Станковски, редовни професор	Потпис ментора
	Члан: Др Зденка Бабић, редовни професор	
	Члан: Др Миљко Сатариф, редовни професор	
	Члан: Др Ласло Нађ, редовни професор	
	Члан, ментор: Др Горан Стојановић, редовни професор	



KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, ANO :	
Identification number, INO :	
Document type, DT :	Monograph documentation
Type of record, TR :	Textual printed material
Contents code, CC :	PhD thesis
Author, AU :	Mitar Simić
Mentor, MN :	Prof. Dr Goran Stojanović
Title, TI :	Portable electronic system for characterization and parameter estimation of sensors
Language of text, LT :	Serbian
Language of abstract, LA :	Serbian/English
Country of publication, CP :	Serbia
Locality of publication, LP :	Province of Vojvodina
Publication year, PY :	2017.
Publisher, PB :	Author's reprint
Publication place, PP :	Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovića 6, Novi Sad
Physical description, PD : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)	9/135/122/26/92/0/3
Scientific field, SF :	Electrical and Computer Engineering
Scientific discipline, SD :	Sensors and electrical measurements
Subject/Key words, S/KW :	Parameter estimation of model' elements values, complex impedance measurement, pH sensors, TiO ₂ sensing films.
UC	
Holding data, HD :	Library of the Faculty of Technical Sciences, Univeristy of Novi Sad
Note, N :	
Abstract, AB :	One of the contributions of this research is a model of the portable electronic measurement system for sensors characterization with remote access to the measurement results. In LTCC technology a TiO ₂ -based pH sensor is fabricated on the alumina substrate and it was characterized with developed measurement system. Experimentally obtained data was analyzed with polynomial sensor characteristic as well as equivalent electric circuit (model). A new method for parameter estimation of the used 2R-1C model is presented and comparison with complex nonlinear least squares was performed.
Accepted by the Scientific Board on, ASB :	11.5.2017.
Defended on, DE :	
Defended Board, DB :	President: Stevan Stankovski, PhD, full professor
	Member: Zdenka Babić, PhD, full professor
	Member: Miljko Satarić, PhD, full professor
	Member: Laslo Nađ, PhD, full professor
	Member, Mentor: Goran Stojanović, PhD, full professor
	Menthor's sign

Rezime

Monitoring parametara životne sredine poprima sve veći značaj i interesovanje naučne i stručne javnosti usljed problema prouzrokovanih zagađenjem životne sredine. Iz tog razloga, u posljednjih nekoliko decenija razvijeni su senzori koji omogućavaju pouzdano mjerenje velikog broja parametara važnih za određivanje kvaliteta životne sredine. Najčešće se koriste senzori sa izlaznim električnim veličinama (napon, impedansa i slično) čije promjene odgovaraju promjenama mjerenog parametra. Iz tog razloga, predmet istraživanja u ovoj doktorskoj disertaciji je projektovanje i razvoj mikroračunarskog sistema za karakterizaciju senzora sa izlaznim električnim veličinama, te integrisanje mjernog sistema i senzora u funkcionalnu mjernu cjelinu. Oblast istraživanja obuhvata i modelovanje senzora, kao i razvoj metoda za estimaciju vrijednosti parametara modela.

U praktičnoj realizaciji modela mikroračunarskog sistema implementirani su mjernokomunikacioni interfejsi koji omogućavaju jednostavno povezivanje digitalnih, ali i analognih senzora sa naponskim izlazom i promjenljivom impedansom. Na taj način je omogućeno povezivanje široke klase senzora koji prikupljaju osnovne podatke o parametrima životne sredine poput temperature, relativne vlažnosti vazduha, nivoa štetnih gasova, te temperature i pH vrijednosti vode. Naglasak je bio na razvoju prenosivog sistema koji ima mogućnost daljinskog pristupa rezultatima mjerenja, kao i formiranje bežične mjerne jedinice baterijski napajane sa automatskim punjačem preko solarnog panela. Funkcionalnost razvijenog sistema je testirana povezivanjem digitalnog senzora temperature i relativne vlažnosti vazduha, analognih senzora sa naponskim izlazom za mjerenje temperature i nivoa štetnih gasova u vazduhu, kao i senzora promjenljive impedanse za mjerenje pH vrijednosti.

Razvijenim mjernim sistemom izvršena je frekvencijska karakterizacija fabrikovanog senzora promjenljive impedanse za mjerenje pH vrijednosti. Dobijeni rezultati su iskorišćeni za formiranje statičke karakteristike senzora kao i za integrisanje senzora i mjernog sistema u funkcionalni blok kojim se omogućava pristup mjerenju pH vrijednosti bez referentne elektrode, što predstavlja jedan od osnovnih nedostataka često korišćenih senzora na bazi staklene elektrode. Statička karakteristika senzora je formirana primjenom ekvivalentnih električnih mreža (model senzora) i primjenom polinoma. Analiziran je i uticaj reda polinoma na tačnost estimacije pH vrijednosti. Predložen je novi neiterativni metod estimacije vrijednosti elemenata $2R-1C$ modela senzora koji, u poređenju sa metodom najmanjih kvadrata, omogućava znatno jednostavniju estimaciju uz kraće vrijeme izvršavanja.

Ključne riječi: Estimacija vrijednosti elemenata modela, mjerenje impedanse, sistemi za akviziciju podataka, senzori.

Abstract

Monitoring of environmental parameters recently has got high importance and interest of scientific and professional societies because of problems related to the environmental pollution. For that reason, in last few decades sensors for reliable monitoring of many environmental parameters are developed. Commonly used are sensors with analog electric output, such as voltage or impedance, which changes are related to the changes of the measured parameter. In this doctoral dissertation, research topic is related to the design and development of a model of microcontroller-based system for characterization of the sensors with electric outputs, as well as integration of the sensor and measurement system in a functional block. Research topic includes and sensor modeling as well as development of methods for parameter estimation of model of the sensor.

In practical realization of a model of microcontroller-based system, interfaces with digital and analog sensors (voltage output and sensors with variable impedance) are included. One of the main contributions of presented research is design and realization of the system for impedance measurement which ensures easy *in-situ* characterization of sensors, with remote access to the sensors readings. System is battery powered with included auto-charger unit based on a solar panel. Functionality of developed system was verified in operation with sensors for measurements of environmental parameters such as air temperature and relative humidity (digital sensor), concentration of volatile organic compounds (sensor with analog voltage output), water temperature (sensor with analog voltage output) and pH (sensor with variable impedance).

In addition, developed impedance measurement system was used for frequency characterization of fabricated sensor with variable impedance for pH measurement. Obtained results are used to form static sensor characteristic as well as for integration of sensor and measurement system in a functional block. Obtained functional block allows approach in pH measurement without reference electrode, which is one of the main disadvantages of widely used glass-electrode pH sensors. Static sensor characteristic is obtained in form of equivalent electric network and in polynomial form. Influence of the order of polynomial to pH measurement accuracy was analyzed. A new non-iterative method for parameter estimation of 2R-1C model of sensor is proposed which, compared to the complex nonlinear least squares, ensures simpler implementation and shorter processing time.

Keywords: Data acquisition systems, impedance measurement, parameter estimation, sensors.

Zahvalnica

Istraživanja u ovoj disertaciji su financirana od strane Evropske komisije u okviru FP7 SENSEIVER projekta (broj ugovora 289481).

Veliku zahvalnost dugujem prof. dr Goranu Stojanoviću jer mi je pružio mogućnost da vršim istraživanja u ovoj oblasti pod njegovim mentorstvom, kao i za svu podršku i stručna savjetovanja u toku pisanja disertacije.

Veliku zahvalnost želim iskazati i prof. dr Slobodanu Gajinu, kao i svim kolegama iz firme North Point iz Subotice, u kojoj sam proveo dvije prelijepe godine kao *Early Stage Researcher* u okviru FP7 SENSEIVER projekta. Beata Barna, Jagoda Nogić, Zoran Ivakić, Marin Radak i Dimitrije Crnokrak su dali neizmjeran doprinos u mom istraživačkom radu, i mnogo su mi pomogli u mojim aktivnostima na projektu.

Profesorica Univerziteta u Banjoj Luci, dr Zdenka Babić mi je mnogo pomogla uputstvima i diskusijom u toku istraživačkog rada, kao i prilikom pisanja disertacije.

Takođe, zahvalnost dugujem dr Libuu Manjakkalu sa Instituta za elektronske tehnologije u Krakovu za fabrikaciju senzora za mjerenje pH vrijednosti, kao i za zajednički naučno-istraživački rad. Profesor Univerziteta u Glazgovu, dr Ravinder Dahiya mi je mnogo pomogao korisnim instrukcijama i komentarima u vezi sa pisanjem naučnih radova.

Nesebičnom razmjenom iskustva i diskusijama mnogo su mi pomogle brojne kolege sa Elektrotehničkog fakulteta Univerziteta u Banjoj Luci. Posebnu zahvalnost želim iskazati dr Snježani Maksimović, dr Vladimiru Risojeviću, dr Dinu Kosiću i Bojanu Ercegu koji su našli vremena da pažljivo pročitaju rukopis i da mi ukažu na određene propuste.

Dragana Vasiljević, Aleksandar Pajkanović i dr Milan Radovanović su mi mnogo pomogli u prethodnih 5 godina oko velikog broja administrativnih poslova u Studentskoj službi.

I na kraju, ali ne po važnosti, zahvaljujem svojoj porodici (Milena, Stojan, Jevto, Nada, Mladen, Ema, Filip i Jelena) za безусловnu i beskrajnu podršku i ljubav.

U Banjoj Luci, 19. jula 2017. godine

Mitar Simić

Acknowledgement

This research has received funding from the European Union's Seventh Framework Programme for research, technological development and demonstration under grant agreement no. 289481.

I would like to express my sincere gratitude to my supervisor Professor Goran Stojanović for opportunity to conduct this research under his supervision and for his support during my research studies and the developments of this thesis work.

I want to express special gratitude to Professor Slobodan Gajin and other friends and workmates from North Point Ltd for good times spent in Subotica as Early Stage Researcher within SENSEIVER project. Beata Barna, Jagoda Nogić, Zoran Ivakić, Marin Radak and Dimitrije Crnokrak have given immense contribution to my research work, and have helped me a lot in my project activities.

I would especially like to thank Professor Zdenka Babić, University of Banja Luka, for huge help with instructions and discussion during research as well as during the writing of this thesis.

Additionally, I would like to thank Libu Manjakkal, PhD from Institute of Electronic Technology in Krakow for fabrication of the pH sensor and for joint research work. Professor Ravinder Dahiya, PhD, University of Glasgow, also helped me a lot with very useful instructions and comments related to the writing of scientific papers.

With unselfish exchange of experience and discussion many colleagues from the Faculty of Electrical Engineering in Banja Luka helped me a lot. I would like to express special gratitude to Snježana Maksimović, PhD, Vladimir Risojević, PhD, Dino Kosić, PhD and Bojan Erceg for very useful comments and identified some omissions.

Dragana Vasiljević, Aleksandar Pajkanović and Milan Radovanović, PhD helped me a lot in last 5 years with huge number of administrative tasks in Registrar's Office.

And last, but not least, I would like to express my deepest gratitude to my family (Milena, Stojan, Jevto, Nada, Mladen, Ema, Filip and Jelena) for their love, patience and never ending support.

In Banja Luka, 19th July 2017

Mitar Simić

Popis korišćenih skraćenica

ACK	<i>Acknowledgement</i>
AD	<i>Analog to Digital</i>
CMOS	<i>Complementary Metal–Oxide–Semiconductor</i>
CMRR	<i>Common-Mode Rejection Ratio</i>
CNLS	<i>Complex Non-linear Least Squares</i>
CPE	<i>Constant Phase Element</i>
DA	<i>Digital to Analog</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DDS	<i>Direct Digital Synthesizer</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DPSS	<i>Diode-Pumped, Solid State</i>
EEPROM	<i>Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory</i>
EGFET	<i>Extended Gate Field Effect Transistor</i>
FTDI	<i>Future Technology Devices International</i>
GF	<i>Gain Factor</i>
I/O	<i>Input/Output</i>
I²C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
IDE	<i>Interdigital Electrodes</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
ISFET	<i>Ion-Sensitive Field-Effect Transistor</i>
LTCC	<i>Low Temperature Co-fired Ceramics</i>
LP	<i>Low Pass</i>
MAC	<i>Multiply and accumulate</i>
MEISP	<i>Multiple Electrochemical Impedance Spectroscopy Parameterization</i>
MIPS	<i>Million Instructions Per Second</i>
MQTT	<i>Message Queue Telemetry Transport</i>
NCO	<i>Numerically Controlled Oscillator</i>
NLLS	<i>Non-linear Least Squares</i>
PA	<i>Phase Accumulator</i>
PAC	<i>Phase to Amplitude Converter</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PGA	<i>Programmable Gain Amplifier</i>
ppm	<i>Parts per million</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
RMSE	<i>Root Mean Square Error</i>
RTC	<i>Real Time Clock</i>

SEM	<i>Scanning Electron Microscopy</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SRAM	<i>Static Random Access Memory</i>
SSOP	<i>Small Outline Integrated Circuit</i>
TFT	<i>Thin Film Transistor</i>
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>

Slike

1	Opšta struktura senzora.	9
2	Šematski prikaz procesa karakterizacije senzora.	10
3	Integrirani mjerni sistem sa senzorom sa naponskim izlazom.	11
4	Integrirani mjerni sistem sa termoparom.	12
5	Integrirani mjerni sistem sa senzorom promjenljive impedanse.	13
6	Integrirani mjerni sistem sa otporničkim senzorom.	14
7	Integrirani mjerni sistem sa kapacitivnim senzorom - amplitudska modulacija.	16
8	Integrirani mjerni sistem sa kapacitivnim senzorom - frekvencijska modulacija.	17
9	Integrirani mjerni sistem sa induktivnim senzorom - amplitudska modulacija.	18
10	Naizmjenični električni most.	20
11	Digitalni električni most.	21
12	Automatski balansirani most.	22
13	Rezonantna metoda mjerenja impedanse: (a) promjenom vrijednosti referentne kapacitivnosti (b) promjenom vrijednosti referentne induktivnosti.	23
14	Strujno-naponska metoda mjerenja impedanse.	24
15	Principijelna električna šema estimacije amplitude i početne faze napona integracionom metodom.	25
16	Relativne greške estimacije primjenom integracione, korelacione i DFT metode.	28
17	Blok šema modela sistema za karakterizaciju senzora sa promjenljivom impedansom.	32
18	Blok šema sistema za generisanje referentnog signala.	33
19	Blok šema numerički kontrolisanog oscilatora.	33
20	Blok šema pretvarača struje u napon.	34
21	Blok šema pretvarača struje u napon sa promjenljivom vrijednosti otpornosti R_{CAL} i R_{FB} otpornika.	35
22	Korišćenje odbiraka signala konačnog trajanja.	36
23	Grafička interpretacija pravougaone prozorske funkcije u vremenskom domenu.	37
24	Grafička interpretacija trougaone prozorske funkcije u vremenskom domenu.	38
25	Grafička interpretacija Hanove prozorske funkcije u vremenskom domenu.	38
26	Grafička interpretacija Hemingove prozorske funkcije u vremenskom domenu.	39
27	Grafička interpretacija Blekmanove prozorske funkcije u vremenskom domenu.	40
28	Blok šema sistema za akviziciju i obradu podataka.	41
29	Primjeri često korišćenih RC mreža za modelovanje senzora.	44
30	Primjeri električnih mreža sa empirijskim elementima.	44

31	Predložena konfiguracija sistema za daljinsko praćenje parametara kvaliteta životne sredine.	54
32	Blok šema baterijskog napajanja sistema sa automatskim dopunjavanjem baterije preko solarnog panela.	55
33	Blok šema mikroračunarskog sistema za karakterizaciju senzora.	56
34	Model IoT sistema sa žičanom vezom mjerne jedinice sa <i>cloud</i> -om.	58
35	<i>Star</i> topologija bežične senzorske mreže.	58
36	<i>Mesh</i> topologija bežične senzorske mreže.	59
37	Frik-Morsova 2R-1C električna mreža.	60
38	Primjer 2R-1C mreže često korišćene prilikom modelovanja senzora.	60
39	Nikvistovi dijagrami analiziranih 2R-1C električnih mreža.	63
40	Litijum-jonska baterija kapaciteta 2200 mAh (kućište 18650).	67
41	Punjač litijum-jonskih baterija sa integrisanim kolom TP4056.	67
42	Solarni panel korišćen u realizaciji punjača litijum-jonskih baterija.	68
43	DC/DC pretvarač za stabilizaciju napona baterije na 5 V.	68
44	ATmega128 mikrokontroler.	70
45	Integrisano kolo AD5933.	71
46	Električna šema sistema za mjerenje modula i argumenta impedanse.	73
47	Električna šema mikroračunarskog sistema za karakterizaciju senzora.	74
48	Raspored komponenti i prikaz električnih veza između elemenata.	75
49	(a) Izgled štampane pločice prototipa. (b) Realizovani prototip mikroračunarskog sistema za karakterizaciju senzora.	75
50	Glavni prozor razvijene C# aplikacije.	76
51	Poređenje dimenzija razvijenog uređaja i Agilent LCR 4263B.	78
52	Greške prilikom mjerenja modula i argumenta impedansi otpornika za opseg od 100 Ω do 470 Ω	78
53	Greške prilikom mjerenja modula i argumenta impedansi otpornika za opseg od 510 Ω do 910 Ω	79
54	Greške prilikom mjerenja modula i argumenta impedansi otpornika za opseg od 1 k Ω do 3,9 k Ω	79
55	Greške prilikom mjerenja modula i argumenta impedansi otpornika za opseg od 4,7 k Ω do 9,1 k Ω	79
56	Greške prilikom mjerenja modula i argumenta impedansi otpornika za opseg od 10 k Ω do 20 k Ω	80
57	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 470 \text{ pF} \pm 20\%$	81
58	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 1500 \text{ pF} \pm 20\%$	82
59	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 3300 \text{ pF} \pm 20\%$	82

60	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 4700 \text{ pF} \pm 20\%$	83
61	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 6800 \text{ pF} \pm 20\%$	84
62	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 8200 \text{ pF} \pm 20\%$	84
63	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse paralelne RC mreže.	85
64	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse serijske RC mreže.	86
65	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kalema.	87
66	Zavisnost pH vrijednosti od koncentracije jona vodonika.	90
67	Staklena mjerna elektroda Ag/AgCl.	91
68	pH mjerna ćelija sa mjernom i referentnom elektrodom.	91
69	Izgled fabrikovanog senzora za mjerenje pH vrijednosti.	92
70	SEM slike fabrikovanog senzora.	93
71	Ramanov spektar fabrikovanog senzora.	94
72	(a) Eksperimentalna postavka za karakterizaciju fabrikovanog senzora razvijenim mjernim uređajem. (b) Sistem za mjerenje pH vrijednosti: senzor i mjerni uređaj.	95
73	Promjena modula i argumenta impedanse fabrikovanog senzora za različite pH vrijednosti na frekvencijama u opsegu od 5 kHz do 100 kHz.	95
74	Promjena modula i argumenta impedanse fabrikovanog senzora za različite pH vrijednosti na frekvencijama u opsegu od 5 kHz do 20 kHz.	96
75	Osjetljivost fabrikovanog senzora.	97
76	Korišćeni model senzora.	98
77	Izgled glavnog prozora programa MEISP.	99
78	Promjena provodnosti rastvora sa promjenom pH vrijednosti.	100
79	Nikvistovi dijagrami izmjerenih i fitovanih vrijednosti.	104
80	(a) Zavisnost modula impedanse senzora od pH vrijednosti za različite frekvencije. (b) Relativna greška prilikom estimacije pH vrijednosti kada je statička karakteristika senzora u obliku polinoma trećeg stepena po modulu impedanse senzora.	105
81	(a) Zavisnost argumenta impedanse senzora od pH vrijednosti za različite frekvencije. (b) Relativna greška prilikom estimacije pH vrijednosti kada je statička karakteristika senzora u obliku polinoma trećeg stepena po argumentu impedanse senzora.	106
82	Povezivanje SHT11 senzora sa mikrokontrolerom.	108
83	Povezivanje MQ-135 senzora sa mikrokontrolerom.	109
84	(a) SHT11 Proto pločica. (b) Air quality click pločica.	110
85	(a) LM35 u standardnom kućištu. (b) Enkapsulirani LM35 senzor.	111

86	Eksperimentalna verifikacija rada razvijenog sistema u autonomnom mjerenju parametara važnih za određivanje kvaliteta vode i vazduha.	111
87	Arduino Uno i Ethernet Shield pločice.	112
88	Ilustracija MQTT protokola.	113
89	Hardverska realizacija sistema zasnovanog na <i>cloud</i> -u za daljinsko praćenje parametara važnih za određivanje kvaliteta parametara vode i vazduha. . .	113
90	Prikaz web stranice sa rezultatima mjerenja.	114
91	(a) nRF24L01 modul. (b) AMS1117 modul.	114
92	Praktična realizacija elemenata bežične senzorske mreže.	115

Tabele

1	Poređenje prozorskih funkcija prema relativnom slabljenju bočnih lukova, relativnoj širini glavnog luka i faktoru curenja.	40
2	Referentne vrijednosti elemenata 2R-1C mreže.	62
3	Srednje vrijednosti i standardne devijacije estimiranih vrijednosti elemenata električne mreže.	63
4	Relativne greške prilikom estimacije vrijednosti elemenata električne mreže primjenom predložene metode.	64
5	Poređenje vremena izvršavanja predloženog algoritma i CNLS.	64
6	Srednje vrijednosti i standardne devijacije estimiranih vrijednosti elemenata električne mreže iz signala sa prisustvom šuma.	66
7	Relativna greška prilikom estimacije vrijednosti elemenata 2R-1C električne mreže primjenom predložene metode i CNLS.	66
8	Minimalne i maksimalne vrijednosti modula analizirane impedanse koji se mogu izmjeriti u zavisnosti od amplitude testnog signala i otpornosti R_{FB} otpornika.	73
9	Srednje vrijednosti i standardne devijacije izmjerenih modula i argumenata impedansi otpornika.	80
10	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 470 \text{ pF} \pm 20\%$	81
11	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 1500 \text{ pF} \pm 20\%$	82
12	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 3300 \text{ pF} \pm 20\%$	83
13	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 4700 \text{ pF} \pm 20\%$	83
14	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 6800 \text{ pF} \pm 20\%$	84
15	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 8200 \text{ pF} \pm 20\%$	85
16	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse paralelne RC mreže.	85
17	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse serijske RC mreže.	86
18	Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kalema.	87
19	Estimirane vrijednosti parametara modela za različite pH vrijednosti.	99
20	Izračunate RMSE vrijednosti za realni i imaginarni dio impedanse senzora za različite pH vrijednosti.	100
21	Izračunate vrijednosti Pirsonovog koeficijenta za parametre modela.	101
22	Estimirane vrijednosti parametara pojednostavljenog modela za različite pH vrijednosti primjenom CNLS i predložene metode.	102

23	RMSE vrijednosti za realni i imaginarni dio impedanse senzora za različite pH vrijednosti dobijene estimacijom vrijednosti parametara modela primjenom CNLS i predložene metode.	103
24	Trajanje izvršavanja u ms predložene metode i CNLS za različite pH vrijednosti.	104
25	Koeficijenti polinoma trećeg stepena statičke karakteristike po modulu impedanse senzora.	106
26	Koeficijenti polinoma trećeg stepena statičke karakteristike po argumentu impedanse senzora.	106

Sadržaj

Rezime	i
Abstract	ii
Zahvalnica	iii
Acknowledgement	iv
Popis korišćenih skraćenica	v
Popis slika	vii
Popis tabela	xi
1 UVOD	1
1.1 Problem istraživanja	1
1.2 Predmet istraživanja	4
1.3 Ciljevi istraživanja	5
1.4 Naučni doprinosi	5
1.5 Organizacija disertacije	6
2 STANJE U OBLASTI ISTRAŽIVANJA	9
2.1 Osnovni pojmovi vezani za senzore	9
2.2 Karakterizacija osnovnih senzora sa izlaznim električnim veličinama	9
2.3 Senzori sa naponskim izlazom	11
2.3.1 Termopar	11
2.4 Tehnike mjerenja napona	12
2.4.1 AD konvertori	12
2.5 Senzori sa promjenljivom impedansom	13
2.5.1 Otpornički senzori	14
2.5.2 Kapacitivni senzori	15
2.5.3 Induktivni senzori	17
2.5.4 Senzori sa promjenljivom kompleksnom impedansom	18
2.6 Tehnike mjerenja impedanse	20
2.6.1 Električni mostovi	20
2.6.2 Digitalni automatski mjerni mostovi	21
2.6.3 Automatski balansirani mostovi	22
2.6.4 Rezonantna metoda	22
2.6.5 Strujno-naponska metoda	23
2.6.6 Metode estimacije modula i argumenta impedanse zasnovane na obradi naponskog signala	24

2.7	Zaključak	29
3	TEORIJSKI MODELI I METODE	31
3.1	Model sistema za karakterizaciju senzora sa promjenljivom impedansom . .	31
3.1.1	Blok za generisanje referentnog signala	32
3.1.2	Kolo za pretvaranje struje u napon	34
3.1.3	Blok za akviziciju i obradu signala	36
3.2	Metode obrade podataka dobijenih karakterizacijom senzora	42
3.2.1	Polinomske statičke karakteristike senzora	42
3.2.2	Modelovanje senzora ekvivalentnim električnim mrežama	43
3.2.3	Procjena kvaliteta korišćenog modela	45
3.2.4	Estimacija vrijednosti elemenata modela metodom najmanjih kvadrata	46
3.3	Model sistema za daljinsko praćenje parametara kvaliteta životne sredine .	53
3.3.1	Jedinica za napajanje	55
3.3.2	Mikroračunarski sistem za karakterizaciju senzora	56
3.3.3	Model IoT sistema sa žičanom vezom sa senzorskom jedinicom . . .	57
3.3.4	Model IoT sistema sa bežičnom senzorskom mrežom	58
4	NOVI METOD ESTIMACIJE VRIJEDNOSTI ELEMENATA 2R-1C ELEKTRIČNE MREŽE	60
4.1	Uvod	60
4.2	Opis metode	60
4.3	Poređenje predložene metode i metode najmanjih kvadrata	64
4.4	Filtar za usrednjavanje sa pokretnim prozorom (potiskivanje bijelog šuma)	64
4.5	Zaključak	66
5	ELEKTRONSKI MJERNI SISTEM ZA KARAKTERIZACIJU SENZORA	67
5.1	Prototip jedinice za napajanje	67
5.2	Prototip mikroračunarskog sistema za karakterizaciju senzora	68
5.3	Eksperimentalna verifikacija tačnosti mjernog sistema	77
5.3.1	Mjerenje modula i argumenta impedanse otpornika	78
5.3.2	Mjerenje modula i argumenta impedanse kondenzatora	81
5.3.3	Mjerenje modula i argumenta impedanse paralelne i serijske RC mreže	85
5.3.4	Mjerenje modula i argumenta impedanse kalema	86
5.4	Zaključak - karakteristike razvijenog modela mjernog sistema	87
6	FREKVENCIJSKA KARAKTERIZACIJA FABRIKOVANOG SENZORA ZA MJERENJE pH VRIJEDNOSTI	89
6.1	Uvod	89
6.2	Fizičke karakteristike senzora	92

6.3	Opis eksperimentalne procedure	94
6.4	Rezultati i diskusija	95
6.5	Modelovanje senzora ekvivalentnom električnom mrežom	97
6.5.1	Estimacija vrijednosti elemenata modela	98
6.5.2	Smanjivanje složenosti modela	101
6.5.3	Estimacija vrijednosti elemenata pojednostavljenog modela	102
6.6	Statička karakteristika senzora u obliku polinoma	105
6.6.1	Fitovanje izmjerenih vrijednosti modula impedanse	105
6.6.2	Fitovanje izmjerenih vrijednosti argumenta impedanse	106
6.7	Zaključak	107
7	SISTEM ZA DALJINSKO MJERENJE PARAMETARA VAŽNIH ZA ODREĐIVANJE KVALITETA VODE I VAZDUHA	108
7.1	Autonomni prenosivi sistem	108
7.1.1	Senzori za mjerenje parametara kvaliteta vazduha	108
7.1.2	Senzori za mjerenje parametara kvaliteta vode	110
7.1.3	Eksperimentalna verifikacija	111
7.2	Realizacija IoT sistema sa žičanom vezom sa senzorskom jedinicom	112
7.3	Bežični prenos podataka	114
7.4	Zaključak	115
8	ZAKLJUČAK	116
	LITERATURA	119
	PRILOG	130
1.	MATLAB [®] kod	130
2.	Spisak objavljenih naučnih radova	132
3.	Biografija kandidata	135

1 UVOD

1.1 Problem istraživanja

Mjerenje parametara važnih za određivanje kvaliteta vode, vazduha i zemljišta prima sve veći značaj i interesovanje kod naučne i stručne zajednice usljed problema prouzrokovanih zagađenjem životne sredine. Globalno zagrijavanje, nepravilno odlaganje nuklearnog otpada, neadekvatno prečišćavanje otpadnih voda iz fabrika i naseljenih mjesta prouzrokuju niz štetnih posljedica na životnu sredinu. Iz tog razloga, u posljednjih nekoliko decenija razvijene su tehnologije koje omogućavaju fabričaku senzora za monitoring parametara poput koncentracije štetnih gasova, pH vrijednosti i provodnosti vode i zemljišta, itd. Naglasak je na razvoju senzora male potrošnje, kompaktnih dimenzija, niske cijene fabričaku i visokog stepena integracije u mjerno-akvizicione sisteme koji omogućavaju daljinski pristup rezultatima mjerenja. Na osnovu izmjerenih vrijednosti parametara kvaliteta životne sredine, omogućena je analiza kojom se može sagledati trenutno stanje i eventualno procijeniti mogući trend promjena u budućnosti. Neophodno je omogućiti praćenje različitih parametara istovremeno, jer su istraživanja pokazala da veoma često postoji izražen uticaj jednog ili više parametara na analiziranu mjernu veličinu, na primjer pH vrijednost tečnosti zavisi od temperature tečnosti. Često postoji i problem selektivnosti senzora, na primjer prilikom mjerenja koncentracije određenih gasova u ambijentu, otpornički senzor će ispoljiti manje ili veće promjene karakteristika i usljed promjena temperature, pritiska i relativne vlažnosti vazduha, itd. Međutim, često je određena tehnologija fabričaku senzora dominantna za određenu grupu senzora pa se prilikom mjerenja više parametara može dogoditi da se koriste senzori sa različitom vrstom izlaznog signala. Prema vrsti izlaznog signala, najopštija podjela senzora je na analogne, kvazi-digitalne i digitalne. Gledano sa inženjerske strane, problem istovremenog mjerenja, akvizicije i obrade signala različite vrste predstavlja izazov realizacije odgovarajućeg mjerno-akvizicionog sistema.

Kvazi-digitalni senzori koriste diskretne digitalne signale standardizovanih logičkih nivoa pri čemu se podaci prenose modulacijom frekvencije tj. periode, faze, faktora ispunjenosti impulsa, intervala između impulsa ili broja impulsa [1–3]. Na tržištu su najzastupljeniji kvazi-digitalni senzori sa frekvencijskom modulacijom (oko 70% od ukupnog broja kvazi-digitalnih senzora) [3]. Kao prednosti kvazi-digitalnih signala mogu se navesti veća otpornost na smetnje, te jednostavnija i manje podložna greškama obrada u odnosu na analogne signale. Međutim, složenost elektronskog sklopa za prevođenje signala u odgovarajuću formu kod kvazi-digitalnih senzora uticala je na to da je u ovom istraživanju naglasak na digitalnim i analognim sensorima.

Danas se sve češće koriste digitalni senzori kod kojih je na samom senzoru implementirana upravljačko-komunikaciona jedinica koja izvršava kondicioniranje signala sa senzora i na svom izlazu generiše digitalnu sekvencu koja odgovara izmjerenoj vrijednosti u skladu sa definisanim protokolom. Prednost digitalnih senzora je veoma jednostavan

interfejs sa akvizicionom jedinicom, velika fleksibilnost i jednostavnost povezivanja i podešavanja u okviru složenih mjernih sistema. Takođe, digitalni senzori mogu obezbijediti i čitav niz dodatnih funkcija kao što su identifikacija senzora, samotestiranje i dijagnostika, automatska adaptacija i konfiguracija, i slično [3]. Digitalni senzori su uglavnom komercijalno dostupni proizvodi i nisu karakteristični za laboratorijski razvoj novih senzora. Put senzora od laboratorije do komercijalno dostupnog proizvoda sastoji se od velikog broja testiranja i analiziranja kako u laboratoriji, tako i van nje u realnim testnim uslovima (tzv. *in-situ* mjerenja).

Kod analognih senzora koji se koriste u monitoringu parametara životne sredine, najčešće je električna veličina (napon, impedansa i slično) promjenljiva na izlazu senzora. Za praktičnu primjenu, od posebnog su značaja senzori kod kojih usljed prisustva određene materije u njihovoj okolini (npr. pojava određenog štetnog gasa poput CO_2 , NH_3 , NO_x i sl.), ili usljed promjene svojstva materije koja ih okružuje (npr. promjena temperature ili relativne vlažnosti vazduha) dolazi do promjene impedanse, jer se to može iskoristiti kao mehanizam za detekciju [4]. U opštem slučaju impedansa se može prikazati u obliku kompleksnog broja ($\underline{Z} = R + jX$) i tada se naziva kompleksna impedansa, pri čemu je realni dio tzv. rezistansa (R) a imaginarni dio reaktansa (X). Kompleksna impedansa se može prikazati i u eksponencijalnoj formi: $\underline{Z} = Z e^{j\phi}$, pri čemu je Z modul a ϕ argument (fazni stav) kompleksne impedanse. U elektrotehnici se termin “kompleksna impedansa” obično skraćuje u “impedansa” pa će taj termin biti korišćen i u ostatku ovog teksta. U senzore sa promjenljivom impedansom ubrajaju se i otpornički, kapacitivni i induktivni senzori kod kojih je dovoljno mjerenje samo jednog dijela impedanse (rezistanse ili reaktanse), dok se drugi dio može zanemariti. Drugim riječima, materijal od kog je senzor sačinjen ispoljava električne osobine koje je moguće sasvim dobro razumjeti analizom samo realnog ili imaginarnog dijela mjerene impedanse. Takvi senzori su uglavnom sačinjeni od homogenog materijala poput nikla, bakra ili platine, koji se često koriste prilikom fabricacije otporničkih senzora. Međutim, u određenim specifičnim primjenama ili u cilju poboljšanja opštih karakteristika senzora, neophodno je senzor napraviti kombinovanjem dva ili više materijala. U tom slučaju, prisustvo različitih materijala utiče na homogenost i generalno na električne osobine senzora, pa se senzor ne može jednostavno posmatrati kao otpornički, kapacitivni ili induktivni element, već je neophodno mjerenje i analiza rezistanse i reaktanse. U posljednjih nekoliko decenija, usljed veoma brzog razvoja sinteze novih materijala, ova klasa senzora je postala veoma važna. Tako na primjer, u literaturi se mogu pronaći radovi u kojima su opisane realizacije senzora promjenljive impedanse za mjerenje pH vrijednosti [5–7], senzora za detekciju prisustva acetona, metanola i tulena [8], NO_x [9–13] i CO_x [14, 15] grupe gasova, te senzora za mjerenje vlažnosti zemljišta [16].

Interfejs elektronskih sistema sa digitalnim sensorima i analognim naponskim sensorima je uglavnom veoma jednostavan jer većina komercijalnih mikroračunarskih sistema ima dostupne digitalne komunikacione interfejse i AD konvertore. Međutim, interfejs

sa senzorima sa promjenljivom impedansom uglavnom nije tako jednostavan, naročito u procesu frekvencijske karakterizacije novih senzora kada je potrebno ispitati ponašanje senzora u različitim frekvencijskim opsezima, ili kada je potrebno vršiti *in-situ* mjerenja.

U praksi, prilikom razvoja novih senzora sa promjenljivom impedansom, postupak frekvencijske karakterizacije se obično vrši u laboratoriji primjenom komercijalnih uređaja kao što su analizator impedanse (eng. *Impedance Analyser*) ili LCR metar (npr. Mastech MS5308, Agilent E4980A/AL, BK Precision 879B, IET Labs 7600 serija i slično). Ovi uređaji se uglavnom odlikuju malom mjernom greškom, širokim mjernim opsegom i mogućnošću određivanja primarnih i sekundarnih parametara analizirane impedanse, ali često i velikim dimenzijama i visokom cijenom. Međutim, primjena tih uređaja u *in-situ* mjerenjima suočava se sa nekoliko bitnih problema kao što su potreba za postojanjem mrežnog napajanja i nemogućnost direktne konverzije izmjerene vrijednosti modula i/ili argumenta impedanse senzora u vrijednost od interesa (koncentracija određenog gasa, temperatura, relativna vlažnost i slično). Samim tim, primjena opisanih senzora [5–16] se ograničava na laboratorijska testiranja ukoliko ne postoji odgovarajući prenosivi mjerni sistem koji omogućava pouzdana *in-situ* mjerenja.

Iz navedenih razloga uočena je potreba za razvojem elektronskog mjernog sistema za frekvencijsku karakterizaciju senzora sa promjenljivom impedansom koji će biti konkurentan komercijalno dostupnim rješenjima u pogledu mjerne greške i pouzdanosti mjerenja, ali koji će biti znatno manjih dimenzija, niže cijene i koji će omogućiti direktnu konverziju promjene modula i/ili argumenta impedanse senzora u vrijednost mjerene (neelektrične) veličine poput temperature, koncentracije određenog gasa i slično. Zbog ostvarivanja boljeg kvaliteta mjerenja, neophodno je omogućiti interfejs i sa širokom klasom analognih i digitalnih senzora, te daljinski pristup rezultatima mjerenja putem Interneta. U cilju postizanja autonomnosti sistema u pogledu funkcionalnosti i napajanja, te smanjivanju potrebnog održavanja na minimum, neophodno je obezbijediti baterijsko napajanje sistema sa automatskim dopunjavanjem baterija npr. preko punjača sa solarnim panelom.

Dobijeni eksperimentalni podaci nakon procesa frekvencijske karakterizacije senzora sa promjenljivom impedansom se analiziraju u cilju što boljeg razumijevanja procesa koji se dešavaju na senzoru prilikom mjerenja. Na taj način je moguće identifikovati elektrohemijske i fizičke procese koji se dešavaju na površini senzora i koji su procesi od uočenih dominantni. S druge strane, neophodno je formirati i funkcionalnu povezanost (prenosna karakteristika ili statička karakteristika [17]) između mjerene veličine i modula i/ili argumenta impedanse senzora, kako bi se mogla izvršiti konverzija promjene impedanse senzora u vrijednost mjerene veličine. Statička karakteristika senzora je veoma važna za razumijevanje principa rada senzora kao i za dobijanje informacija o mjernom području, mjernom opsegu, linearnosti, osjetljivosti senzora i slično. Statičke karakteristike senzora se najčešće prikazuju grafički (tzv. grafik ulaz-izlaz), a moguće je formirati i analitički izraz koji se može koristiti u daljoj obradi signala sa elektronskim mjernim sistemima. Najčešće, statičke karakteristike senzora se mogu prikazati i u obliku polinoma.

Polinomske statičke karakteristike senzora se odlikuju jednostavnošću ali i nedostatkom informacija o elektrohemijskim i fizičkim procesima koji se dešavaju na površini senzora. Informacije o procesima na senzoru je moguće dobiti modelovanjem senzora primjenom ekvivalentnih električnih mreža. Osnovna ideja ovog pristupa je da se, na osnovu eksperimentalno dobijenih frekvencijskih karakteristika senzora, formira odgovarajuća električna mreža koja ima što približniju promjenu modula i argumenta impedanse kao i senzor u posmatranom opsegu promjene frekvencije i vrijednosti mjerenog parametra. Elementima električne mreže se pridružuju odgovarajući fizički procesi (npr. otpornikom se predstavlja otpornost rastvora u koji je senzor uronjen, kondenzatorom se modeluje formiranje tzv. dvoslojne (eng. *double layer*) strukture, i slično), i na taj način je moguće steći sliku o glavnim procesima na senzoru prilikom mjerenja. Estimacija vrijednosti elemenata korišćene električne mreže predstavlja dalji proces obrade podataka i u tu svrhu se najčešće koristi metoda najmanjih kvadrata. Međutim, metoda najmanjih kvadrata ima i određene nedostatke naročito u pogledu brzine estimacije i složenosti algoritma, pa je uočena potreba za razvojem nove metode estimacije koja omogućava znatno bržu estimaciju uz zadovoljavajuću tačnost, kao i implementaciju u prenosivim mikroračunarskim sistemima. Naime, tokom vremena se može javiti potreba za ponovnom kalibracijom senzora. Ukoliko je algoritam obrade eksperimentalnih podataka moguće implementirati na samom mjernom mjestu, onda je ekonomski isplativo i značajno jednostavnije uraditi *in-situ* rekalkibraciju i estimaciju referentnih vrijednosti elemenata ekvivalentne električne mreže ili koeficijenata polinomske statičke karakteristike, u poređenju sa transferom senzora u laboratoriju na rekalkibraciju i ponovno vraćanje na mjerno mjesto.

1.2 Predmet istraživanja

Predmet istraživanja ove doktorske disertacije je analiza mogućnosti integrisanja mjernog sistema za karakterizaciju i senzora sa promjenljivom impedansom u funkcionalni blok, kao i mogućnost modelovanja senzora primjenom polinomske statičke karakteristika i ekvivalentnih električnih mreža. Predmet istraživanja je i estimacija vrijednosti elemenata korišćenog modela na osnovu podataka dobijenih u procesu frekvencijske karakterizacije senzora.

Potrebno je utvrditi karakteristike aktuelnih mjernih sistema, te na osnovu tih podataka izvršiti sintezu modela sistema kojim će biti poboljšan kvalitet mjerenja i obrade eksperimentalnih podataka otklanjanjem uočenih nedostataka. Naglasak je na dizajnu i realizaciji modela prenosivog i energetski autonomnog sistema sa automatskim izvršavanjem mjerenja i daljinskim pristupom rezultatima mjerenja putem Interneta. Cilj je realizovati sistem male potrošnje energije i malih dimenzija, visoke tačnosti, niske cijene i visokog stepena integracije sa drugim sistemima. Kako bi se omogućila obrada podataka u realnom vremenu na samom mjernom mjestu (*in-situ* mjerenja), istraživački rad je usmjeren i prema razvoju i implementaciji odgovarajućih algoritama i metoda estimacije vrijednosti elemenata modela senzora.

1.3 Ciljevi istraživanja

1. Projektovanje i realizacija modela prenosivog elektronskog mjernog sistema za frekvencijsku karakterizaciju senzora sa promjenljivom impedansom.
2. Fabrikacija odgovarajućeg senzora sa promjenljivom impedansom koji se može integrisati u funkcionalnu cjelinu sa razvijenim mjernim sistemom za karakterizaciju.
3. Sistematizacija metoda formiranja statičke karakteristike senzora na osnovu eksperimentalno dobijenih podataka u procesu frekvencijske karakterizacije senzora. Analiza polinomske statičke karakteristike fabrikovanog senzora kao i modelovanje senzora ekvivalentnom električnom mrežom.
4. Formulisanje i implementacija nove neiterativne metode estimacije vrijednosti elemenata modela senzora na osnovu podataka dobijenih u procesu frekvencijske karakterizacije senzora. Neophodno je omogućiti estimaciju u realnom vremenu na samom mjernom mjestu.
5. Integracija razvijenog mjernog sistema i fabrikovanog senzora sa komercijalnim sensorima u kompleksni mjerno-akvizicioni sistem za monitoring parametara životne sredine sa daljinskim pristupom rezultatima mjerenja.

1.4 Naučni doprinosi

1. Sistematizacija znanja u oblasti projektovanja i realizacije sistema za frekvencijsku karakterizaciju senzora sa promjenljivom impedansom, te realizacija modela prenosivog mjernog sistema kojim se eliminišu nedostaci raspoloživih komercijalnih rješenja u pogledu složenosti, dimenzija i cijene [18].
2. Analiza mogućnosti primjene novih metal-oksidnih materijala (TiO_2) u fabrikaciji senzora za mjerenje pH vrijednosti [19].
3. Pristup mjerenju pH vrijednosti tečnosti sensorom sa promjenljivom impedansom na bazi TiO_2 filma fabrikovanog u tehnologiji nisko temperaturno pečene keramike (eng. *Low Temperature Co-fired Ceramics* - LTCC) [19]. Integracijom senzora i razvijenog mjernog sistema eliminiše se potreba za postojanjem referentne senzorske elektrode, što predstavlja osnovni nedostatak često korišćenih senzora sa staklenom elektrodom za mjerenje pH vrijednosti.
4. Analiza elektrohemijskih procesa koji se dešavaju na površini fabrikovanog senzora prilikom promjene pH vrijednosti rastvora u koji je senzor uronjen, te analiza ekvivalentne električne mreže kojom se može modelovati senzor [19].
5. Nova neiterativna metoda estimacije vrijednosti elemenata ekvivalentne električne mreže (modela senzora) koja omogućava bržu estimaciju u poređenju sa metodom najmanjih kvadrata uz prihvatljivu grešku [20].

6. Integracija razvijenog elektronskog sistema za karakterizaciju senzora i senzora za mjerenje pH vrijednosti u sistem za mjerenje parametara važnih za određivanje kvaliteta vode i vazduha sa daljinskim pristupom rezultatima mjerenja [21, 22].

1.5 Organizacija disertacije

Disertacija je organizovana u devet poglavlja i sadrži tri priloga.

U drugom poglavlju disertacije predstavljeno je stanje u oblasti istraživanja. Prikazani su osnovni pojmovi vezani za senzore i proces karakterizacije senzora. Analizirani su zahtjevi koje je potrebno ispuniti prilikom karakterizacije tipičnih senzora koji se koriste u monitoringu parametara životne sredine. Uočena je potreba za razvojem mjernog sistema za frekvencijsku karakterizaciju senzora sa promjenljivom impedansom koji će omogućiti formiranje funkcionalnog bloka koji čine senzor i mjerni instrument. Analizirane su postojeće tehnike mjerenja impedanse senzora u širokom frekvencijskom i mjernom opsegu (električni mostovi, digitalni automatski mjerni mostovi, automatski balansirani mostovi, rezonantna metoda i strujno-naponska metoda), te su uočeni nedostaci pojedinih metoda koje je u projektovanju mjernog sistema potrebno prevazići. Predložena je primjena strujno-naponske metode, koja se zasniva na obradi naponskog signala sa senzora, jer je na taj način omogućen širok mjerni i frekvencijski opseg bez značajnih promjena u hardverskoj strukturi mjernog sistema tokom mjerenja. Predstavljene su tri često korišćene metode obrade naponskog signala sa senzora: integraciona metoda, korelaciona metoda i Diskretna Furijeova transformacija (eng. *Discrete Fourier Transform* - DFT), te je izvršena uporedna analiza ovih metoda u pogledu greške estimacije amplitude i početne faze mjerenog naponskog signala.

U trećem poglavlju je predstavljen teorijski model elektronskog sistema za frekvencijsku karakterizaciju i estimaciju parametara senzora sa promjenljivom impedansom. Analizirana je arhitektura modela sistema kojim će biti omogućena jednostavna laboratorijska, ali i *in-situ* mjerenja. Detaljno su predstavljeni pojedini blokovi sistema neophodni za generisanje referentnih signala, pretvaranje struje u napon, te akviziciju i obradu dobijenog naponskog signala primjenom DFT-a kako bi se izvršila estimacija modula i argumenta impedanse. Važan segment procesa frekvencijske karakterizacije senzora jeste obrada eksperimentalnih podataka tj. formiranje statičke karakteristike senzora kojom se dobija funkcionalna veza između promjena modula i/ili argumenta impedanse senzora i mjerene veličine. Predstavljena su dva najčešće korišćena pristupa: polinomske statičke karakteristike i ekvivalentne električne mreže. Primjena ekvivalentnih električnih mreža je izuzetno pogodna jer pruža informacije o fizičkim procesima koji se dešavaju na samom senzoru, pa je u disertaciji posvećena velika pažnja analizi modela zasnovanih na ovom pristupu. Opisana je i osnova metode najmanjih kvadrata koja se često koristi prilikom estimacije vrijednosti elemenata modela. Predstavljen je i model sistema za daljinsko praćenje parametara životne sredine koji objedinjuje predloženi elektronski mjerni sistem za karakterizaciju senzora, te elemente za komunikaciju i prenos podataka na daljinu.

Analizirane su mrežne topologije u slučaju žičane i bežične senzorske mreže.

U četvrtom poglavlju je prezentovan novi metod estimacije vrijednosti elemenata dvije 2R-1C električne mreže. 2R-1C mreže su sastavljene od dva otpornika i jednog kondenzatora, i često se koriste prilikom modelovanja senzora. Predložena metoda je zasnovana na estimaciji karakteristične učestanosti posmatrane električne mreže i rješavanju sistema algebarskih jednačina, tako da se estimira jedinstveno rješenje. Izvršena je i analiza u pogledu tačnosti i robustnosti metode kroz estimaciju vrijednosti elemenata 5 električnih mreža. Opisan je i korišćeni metod potiskivanja bijelog šuma pomoću filtra za usrednjavanje sa pokretnim prozorom. Eksperimenti su pokazali da predstavljena metoda estimacije omogućava znatno bržu estimaciju u poređenju sa standardnim pristupom pomoću metode najmanjih kvadrata.

Peto poglavlje sadrži najvažnije eksperimentalne rezultate u oblastima realizacije hardverskog prototipa elektronskog mjernog sistema i njegove eksperimentalne verifikacije. Predstavljeni su prototipovi pojedinih segmenata sistema: jedinica za napajanje sa automatskim dopunjavanjem baterija preko punjača sa solarnim panelom, mjerni sistem za frekvencijsku karakterizaciju senzora sa promjenljivom impedansom, te eksperimentalna verifikacija tačnosti mjerenja impedanse različitih referentnih RLC mreža. Razvijenim mjernim sistemom su izmjerene impedanse (kao referentni mjerni uređaji korišćeni su Impedance/Gain Phase Analyzer HP4194 i Agilent 4263B LCR Meter):

- 25 otpornika nominalne otpornosti u opsegu od 100Ω do $20 \text{ k}\Omega$ sa ciljem da se ispita tačnost uređaja prilikom mjerenja kada se modul i argument impedanse ne mijenjaju sa promjenom frekvencije,
- 6 kondenzatora nominalne kapacitivnosti u opsegu od 470 pF do 8200 pF sa ciljem da se ispita tačnost uređaja prilikom mjerenja kada se modul mijenja (smanjuje se), a argument analizirane impedanse ostaje isti pri promjeni frekvencije,
- serijske i paralelne veze kondenzatora i otpornika sa ciljem da se ispita tačnost mjerenja impedanse čiji se modul i argument mijenjaju sa promjenom frekvencije, i
- kalema nominalne induktivnosti 50 mH sa ciljem da se ispita tačnost uređaja prilikom mjerenja kada se modul mijenja (povećava se), a argument analizirane impedanse ostaje isti pri promjeni frekvencije.

U šestom poglavlju je opisan proces frekvencijske karakterizacije fabrikovanog senzora promjenljive impedanse za mjerenje pH vrijednosti na bazi TiO_2 filma. Opisan je postupak fabrikacije senzora kao i fizičke karakteristike senzora, koje su dobijene skenirajućom elektronskom mikroskopijom (eng. *Scanning Electron Microscopy* - SEM) i Ramanovom spektroskopijom. Analizirani su rezultati dobijeni na osnovu frekvencijske karakterizacije i formirane su polinomske statičke karakteristike senzora za modul i argument impedanse senzora. Izvršena je analiza uticaja reda polinoma na tačnost estimacije pH vrijednosti. Određene su i osjetljivosti fabrikovanog senzora, tj. promjene modula i argumenta

impedanse senzora sa promjenama pH vrijednosti rastvora. Kao dodatni naučni doprinos analizirana je i ekvivalentna električna mreža predložena u literaturi za modelovanje senzora (sastavljena od 3 otpornika i 2 kondenzatora). Kvalitet tog modela je analiziran na osnovu statističke obrade podataka (korelacionom analizom) i određivanjem mjerne greške. Analizom mjernih podataka pokazano je da je moguće izvršiti smanjivanje složenosti modela senzora na 2R-1C mrežu, za koju je vrijednosti elemenata moguće estimirati predloženom novom neiterativnom metodom. Dobijeni rezultati za redukovani model su statistički obrađeni i upoređeni su sa rezultatima dobijenim primjenom metode najmanjih kvadrata. Analizirano je vrijeme izvršavanja predloženog algoritma i metode najmanjih kvadrata.

Sedmo poglavlje predstavlja realizaciju prototipa sistema za daljinsko praćenje parametara važnih za određivanje kvaliteta vode i vazduha. Korišćeni su razvijeni mjerni sistem i fabrikovani senzor za mjerenje pH vrijednosti, te dodatni komercijalni senzori za mjerenje temperature, relativne vlažnosti i nivoa štetnih gasova. Predstavljeno je rješenje daljinskog pristupa rezultatima mjerenja putem Interneta korišćenjem dvije dodatne Arduino pločice, IBM Watson Internet of the Things (IoT) platforme i *Message Queue Telemetry Transport* (MQTT) protokola. Analizirane su prednosti i nedostaci ovog rješenja, te je predstavljena realizacija bežičnog prenosa podataka od mjernog mjesta ka akvizicionoj jedinici.

U osmom poglavlju je dat zaključak istraživanja, te su predstavljeni pravci budućeg rada.

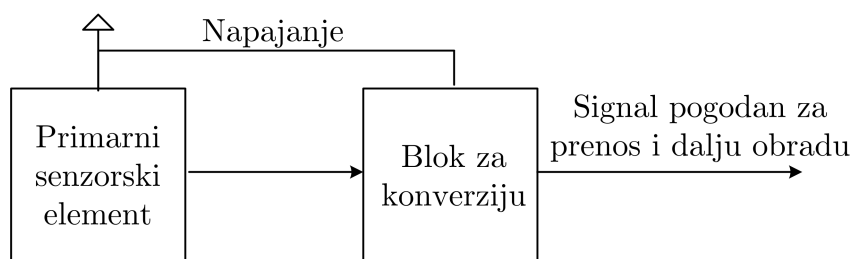
Deveto poglavlje sadrži spisak korišćene naučne literature.

U prvom prilogu je naveden programski kod napisan u MATLAB[®]-u kojim je izvršeno poređenje tačnosti estimacije vrijednosti elemenata modela senzora i vremena izvršavanja predložene nove neiterativne metode i metode najmanjih kvadrata. U drugom prilogu je navedena lista objavljenih naučnih i stručnih radova kandidata, a treći prilog predstavlja kratku biografiju kandidata.

2 STANJE U OBLASTI ISTRAŽIVANJA

2.1 Osnovni pojmovi vezani za senzore

Senzori predstavljaju osnovno sredstvo dobijanja informacija o kvalitativnim i kvantitativnim karakteristikama u analiziranom procesu. Blok šema senzora u opštem obliku je prikazana na Slici 1. Primarni senzorski element je senzor u užem smislu koji vrši konverziju jedne fizičke veličine u drugu (npr. dolazi do promjene električne otpornosti materijala usljed promjene temperature ili promjena dielektričnih osobina materijala usljed promjene vlažnosti ambijenta u kom se senzor nalazi, i slično). Naredni element je blok koji vrši konverziju promjene vrijednosti izlaza primarnog senzorskog elementa u odgovarajući signal koji je pogodniji za dalji prenos i obradu. Najčešće je izlazni električni signal, a u određenim primjenama se koristi pneumatski signal. U opštem slučaju može postojati veći broj blokova za konverziju signala. Napajanje senzora može biti generatorima jednosmjernih (eng. *Direct Current* - DC) ili naizmjeničnih (eng. *Alternating Current* - AC) napona i struja.



Slika 1: Opšta struktura senzora.

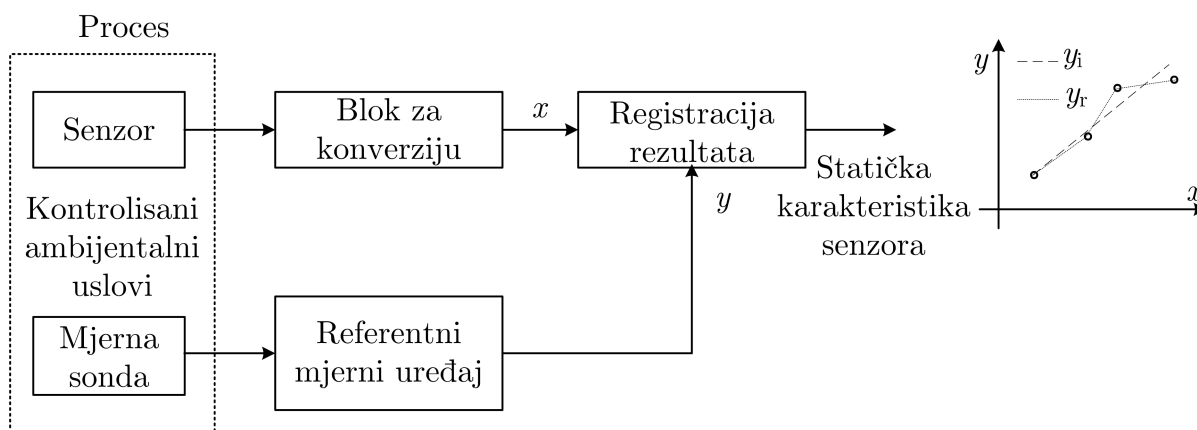
Predmet istraživanja u okviru ove doktorske disertacije su isključivo senzori sa izlaznim električnim veličinama.

2.2 Karakterizacija osnovnih senzora sa izlaznim električnim veličinama

Karakterizacija senzora predstavlja proces razumijevanja funkcionalnosti senzora [23]. Za senzore sa izlaznim električnim veličinama karakterizacija podrazumijeva određivanje vrste izlazne promjenljive (najčešće napon ili impedansa) koja odgovara promjeni veličine koju senzor mjeri (temperatura, relativna vlažnost, koncentracija određenog gasa, pH vrijednost i slično), zatim određivanje minimalnih i maksimalnih vrijednosti koje se mogu detektovati, kao i određivanje načina kojim će biti izvršena konverzija neelektrične veličine u električni signal pogodan za prenos i dalju obradu.

Proces laboratorijske karakterizacije senzora se može prikazati blok šemom sa Slike 2. Analizirani senzor, povezan sa odgovarajućim blokom za konverziju signala u oblik pogodan za dalju obradu, se postavlja u testno okruženje u kom se mjeri određena veličina od interesa (na primjer koncentracija određenog štetnog gasa u vazduhu). U isti prostor, što

bliže analiziranom senzoru, postavlja se mjerna sonda referentnog mjernog uređaja koji služi kao etalon za mjerenje fizičke veličine od interesa. Od posebnog je značaja ostvarenje kontrolisanih ambijentalnih uslova jer je poznato da veoma često postoji međusobni uticaj više parametara na mjerenu veličinu. Za posmatrani primjer mjerenja koncentracije štetnog gasa u vazduhu važno je ostvariti, između ostalog, kontrolisanu promjenu temperature, relativne vlažnosti i atmosferskog pritiska ambijenta kako bi se uočilo da li postoji odstupanje u odzivu senzora za različite vrijednosti ambijentalnih parametara. Na taj način se može obezbijediti razumijevanje ponašanja senzora u različitim ambijentalnim okolnostima i eventualno omogućiti korektivni faktor za uticaj promjene vrijednosti parametara ambijenta. Na osnovu dobijenih rezultata karakterizacije senzora, formira se statička karakteristika senzora: $y = y(x)$. Statička karakteristika senzora sa električnim izlaznim veličinama predstavlja zavisnost mjerene promjenljive y (neelektrična veličina) od električne veličine x , i najčešće se predstavlja grafički, kao što je prikazano na Slici 2. Osnovni parametri statičke karakteristike senzora su: mjerno područje, mjerni opseg, tačnost, linearnost, osjetljivost, prag osjetljivosti i rezolucija [17].



Slika 2: Šematski prikaz procesa karakterizacije senzora.

Mjerno područje je skup podataka između dva repera na skali (npr. mjerno područje nekog senzora temperature je $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ - $100\text{ }^{\circ}\text{C}$).

Mjerni opseg se izražava kao algebarska razlika dva repera koja odgovaraju najmanjoj i najvećoj vrijednosti na skali. Za prethodno navedeni primjer senzora pritiska mjerni opseg je $100\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Tačnost karakteriše sposobnost senzora da u referentnim radnim uslovima daje pokazivanja bliska stvarnoj vrijednosti mjerene veličine. Tačnost se izražava u odnosu na definisanu vrijednost, najčešće u odnosu na mjerni opseg senzora.

Linearnost je podudarnost realne karakteristike y_r i idealne statičke karakteristike y_i . U zavisnosti od interpolacionog postupka kojim je određena idealna statička karakteristika, razlikuju se: nezavisna, nulta i terminalna linearnost.

Osjetljivost senzora se određuje za datu vrijednost mjerene veličine nakon dostignutog stacionarnog stanja kao odnos priraštaja izlazne veličine Δy i priraštaja mjerene veličine

Δx :

$$S = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta y}{\Delta x}. \quad (1)$$

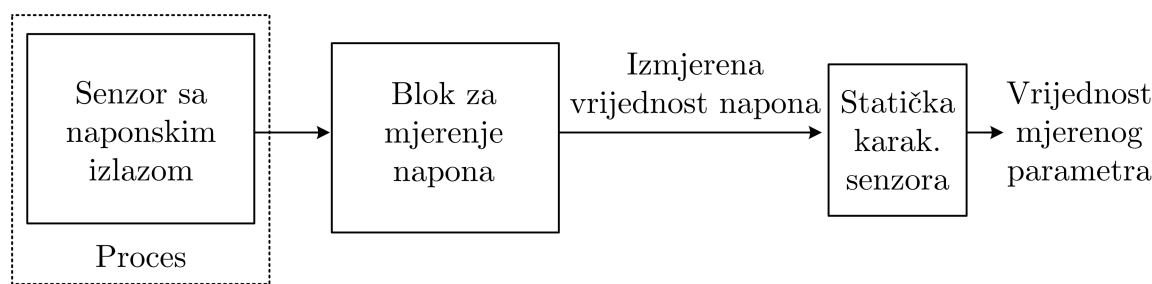
Prag osjetljivosti je minimalna vrijednost ulazne veličine koja će, pri njenom porastu od nule, izazvati promjenu indikacije na izlazu.

Rezolucija je veličina koja predstavlja minimalni priraštaj mjerene veličine koji će izazvati promjenu indikacije na izlazu.

U narednom dijelu disertacije ukratko su predstavljeni osnovni senzori sa električnim izlaznim veličinama, kao i osnovni elementi procesa njihove karakterizacije.

2.3 Senzori sa naponskim izlazom

Kod senzora sa naponskim izlazom, neophodno je obezbijediti pouzdano mjerenje napona i formirati statičku karakteristiku senzora tako da se vrijednost napona na izlazu senzora konvertuje u vrijednost mjerenog parametra, kao što je prikazano na Slici 3.

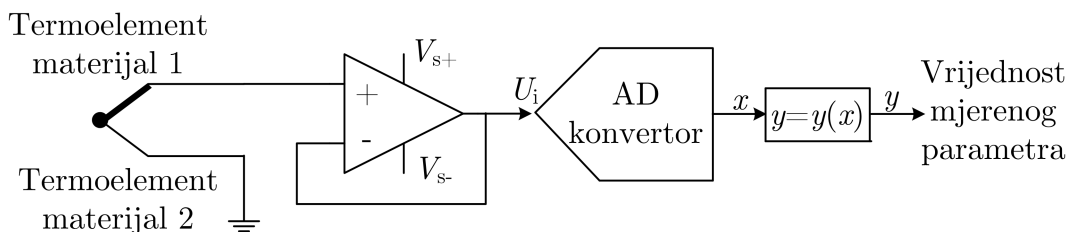


Slika 3: Integrirani mjerni sistem sa sensorom sa naponskim izlazom.

U narednom dijelu disertacije, predstavljen je primjer senzora sa naponskim izlazom (termopar), kao i osnovne vrste analogno-digitalnih (eng. *Analog to Digital* - AD) konvertora koji se najčešće koriste za mjerenje napona na izlazu senzora.

2.3.1 Termopar

Senzori sa naponskim izlazom su najčešće različiti tipovi (B, C, E, J, K, N, R, S i T) termoparova za mjerenje temperature. Termopar se sastoji od dvije žice različitih metala ili legura koje su spojene na jednom kraju. Drugi kraj termopara je otvoren i usljed termoelektričnog ili Zebekovog efekta (otkrio je ga Tomas Johan Zebek (Thomas Johann Seebeck) 1821. godine [24]) dolazi do pojave razlike potencijala između priključaka na otvorenom kraju kada se termopar izloži promjeni temperature. Dakle, naponski signal na izlazu senzora se direktno generiše bez bloka za konverziju, pa je pojednostavljen proces integrisanja termopara i mjernog sistema, kao što je prikazano na Slici 4. Tipična osjetljivost je nekoliko desetaka μV po $^{\circ}C$ [17]. Obično se priključci termopara povezuju sa baferom (najčešće se realizuje primjenom operacionog pojačavača), ili sa naponskim pojačavačem u cilju smanjivanja uticaja šuma i dobijanja boljih karakteristika mjerenja.



Slika 4: Integrirani mjerni sistem sa termoparom.

2.4 Tehnike mjerenja napona

U savremenim mjernim sistemima, vrijednost jednosmjernog napona se najčešće određuje primjenom AD konvertora. Najvažniji tipovi AD konvertora su:

- fleš AD konvertori,
- integrirajući AD konvertori,
- AD konvertori sa sukcesivnom aproksimacijom i
- Sigma-Delta AD konvertori.

U narednom poglavlju navedene su osnovne osobine ovih AD konvertora, bez posebnog osvrta na način njihove realizacije jer to prevazilazi predmet istraživanja u ovoj disertaciji. Međutim, navedene su odgovarajuće reference u kojima se može pronaći više informacija.

2.4.1 AD konvertori

Fleš AD konvertori

Fleš AD konvertori (eng. *flash AD converters*) su poznati i pod nazivom paralelni AD konvertori, i spadaju u klasu najbržih AD konvertora. Međutim, istovremeno imaju nedostatke poput velike potrošnje energije, relativno niske rezolucije i visoke cijene, što ih ograničava na korišćenje u aplikacijama gdje druge vrste AD konvertora imaju znatno lošije karakteristike, na primjer na visokim frekvencijama odabiranja. Koriste se za akviziciju podataka, satelitske komunikacije, obradu radarskih signala, digitalne osciloskope, i slično [25, 26].

Integrirajući AD konvertori

Integrirajući AD konvertori (eng. *integrating AD converters*) se nazivaju još i AD konvertori sa vremenskim ekvivalentom, jer se AD konverzija odvija kroz proces kvantizacije vremenskog intervala koji predstavlja ekvivalent naponu na ulazu u AD konvertor. Integrirajući AD konvertori se mogu koristiti za konverziju podataka sa visokom tačnošću i malom brzinom, na primjer u mjernim instrumentima za mjerenje napona i struje. Jedna od negativnih karakteristika je osetljivost na promjene temperature. Postoje dva tipa integrirajućih AD konvertora [27]:

- konvertor sa jednostrukim nagibom i
- konvertor sa dvostrukim nagibom.

AD konvertori sa sukcesivnim aproksimacijama

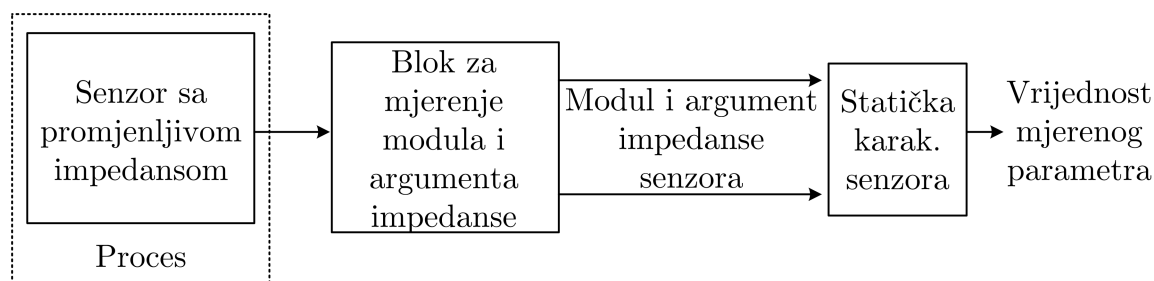
AD konvertori sa sukcesivnim aproksimacijama (eng. *successive approximation AD converters*) imaju malu potrošnju energije i zauzimaju relativno malo mjesta na silicijumskoj pločici. Ova kombinacija performansi ih čini idealnim za veliki broj aplikacija kao što su: instrumenti koji su baterijski napajani, industrijsko upravljanje, akvizicija podataka i mnoge druge. AD konvertori sa sukcesivnim aproksimacijama su čest izbor za aplikacije sa srednjom i visokom rezolucijom i sa srednjom brzinom konverzije (od nekoliko mikrosekundi do nekoliko desetaka mikrosekundi). Najčešće se biraju gdje brzina odabiranja ne prelazi $5 \mu\text{s}$, a opseg rezolucije je od 8 do 16 bita [28].

Sigma Delta AD konvertori

Sigma-delta konvertori (eng. *sigma-delta AD converters*) se karakterišu visokom rezolucijom, visokom tačnošću i niskom cijenom. Zbog navedenih osobina oni su veoma zastupljeni u komercijalnim aplikacijama. Sigma-delta konvertori imaju veoma visoku rezoluciju (tipično 24 bita) i tačnost, ali i malu brzinu [29, 30].

2.5 Senzori sa promjenljivom impedansom

Kao što je ranije već navedeno, senzori sa promjenljivom impedansom su veoma važna klasa senzora kod kojih se mijenja impedansa usljed promjena mjerene veličine. Kod takvih senzora, neophodno je obezbijediti pouzdano mjerenje modula i argumenta impedanse i formirati statičku karakteristiku senzora tako da se vrijednost modula i/ili argumenta impedanse senzora (x) konvertuje u vrijednost mjerenog parametra (y), kao što je prikazano na Slici 5.



Slika 5: Integrisani mjerni sistem sa senzorom promjenljive impedanse.

U okviru istraživanja u ovoj doktorskoj disertaciji, analizirani su senzori kod kojih se mijenja samo rezistansa (otpornički) ili reaktansa (kapacitivni i induktivni), kao i senzori kod kojih se mijenjaju i rezistansa i reaktansa tj. kompleksna impedansa. U nastavku teksta opisane su najvažnije primjene ovakvih senzora, metode njihove karakterizacije i

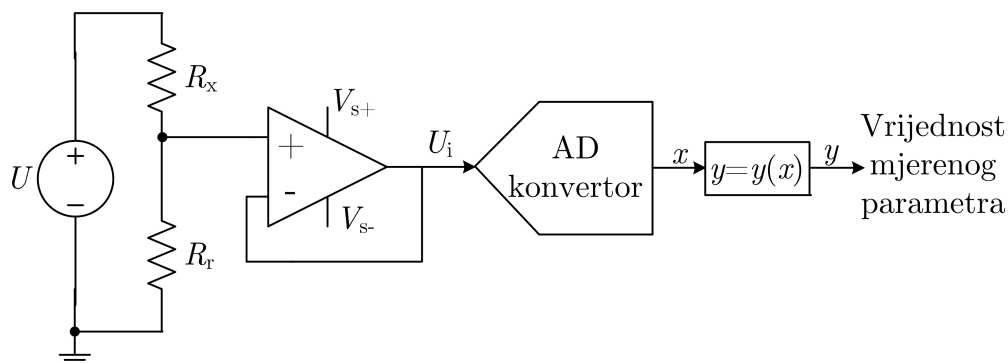
integriranja u funkcionalni mjerni blok sa sistemom za karakterizaciju, prema Slikama 1 i 5.

2.5.1 Otpornički senzori

U idealnom slučaju, otpornički senzori ne ispoljavaju promjenu otpornosti sa promjenom frekvencije napona napajanja pa nije neophodno mjerenje impedanse tj. dovoljno je mjerenje samo rezistanse. U realnosti, zbog nesavršenosti izrade i parazitnih efekata, otpornički sensor ispoljava promjene impedanse usljed promjene frekvencije, ali se za većinu praktičnih primjena ti efekti mogu zanemariti. U slučaju otporničkih senzora, moguće je značajno pojednostaviti postupak karakterizacije senzora jer nije neophodno mjerenje otpornosti senzora, već se dodavanjem bloka za konverziju, otpornost senzora može pretvoriti u ekvivalentnu vrijednost napona. Na taj način se u postupku karakterizacije senzora formira statička karakteristika kojom se povezuje vrijednost napona na senzoru sa vrijednošću mjerenog parametra. Koncept konverzije otpornosti otporničkog senzora u ekvivalentnu vrijednost napona iskorišćen je za realizaciju otporničkih senzora za mjerenje temperature [31], sile [32], nivoa svjetlosti [33], pritiska [34], te za detekciju raznih gasova [35–38]. Integrisani mjerni sistem, formiran konverzijom otpornosti otporničkog senzora (R_x) u izlazni jednosmjerni napon (U_i), prikazan je na Slici 6. Otpornički sensor se priključuje u električno kolo tzv. naponskog razdjelnika sa operacionim pojačavačem (koji baferuje izlazni naponski signal) tako da je napon na izlazu operacionog pojačavača (ulaz AD konvertora):

$$U_i = \frac{R_r}{R_x + R_r} U \quad (2)$$

pri čemu U predstavlja vrijednost napona napajanja. Za realizaciju električnog kola sa Slike 6 neophodno je voditi računa da električna struja kroz sensor ne premaši maksimalnu dozvoljenu jačinu, kako ne bi došlo do odstupanja od normalnog režima rada senzora. Iz tog razloga je veoma važan pravilan izbor vrijednosti otpornosti R_r . Na osnovu izmjerene vrijednosti napona U_i i statičke karakteristike senzora moguće je procijeniti vrijednost mjerenog parametra.



Slika 6: Integrisani mjerni sistem sa otporničkim sensorom.

S druge strane, korišćenjem izmjerene vrijednosti izlaznog napona U_i moguće je odrediti otpornost senzora R_x na osnovu izraza (3):

$$R_x = R_r \left(\frac{U}{U_i} - 1 \right) \quad (3)$$

i tu veličinu koristiti u procesu karakterizacije i formiranja statičke karakteristike senzora. Prednost takvog pristupa se ogleda u nezavisnosti statičke karakteristike senzora od napona napajanja, ali u tom slučaju, blok šemu sa Slike 6 je neophodno proširiti sa blokom za računanje otpornosti senzora R_x na osnovu izmjerenog napona U_i , čime se povećava složenost realizacije mjernog sistema.

Implementacija bloka za konverziju otpornosti senzora u odgovarajući napon od strane proizvođača senzora eliminiše potrebu za aktivnostima krajnjeg korisnika u pogledu podešavanja vrijednosti referentnih otpornika, baferovanja ili linearizacije izlaznog signala što direktno vodi do boljih performansi i popularnosti upotrebe ovih senzora. Primjeri otporničkih senzora sa naponskim izlazom su komercijalni senzori temperature (LM35, TMP35/36/37, AHT11, AMT1001, itd.), relativne vlažnosti (AH11, AM1001, itd.), atmosferskog pritiska (SPD005G) i slično. Kod ovih senzora se otpornost mijenja sa promjenom temperature, relativne vlažnosti, pritiska i slično, a na izlazu senzora se generiše napon.

2.5.2 Kapacitivni senzori

Kapacitivni senzori se mogu realizovati tako da mjerena neelektrična veličina dovodi do promjene rastojanja između ploča kondenzatora, površine ploča ili do promjene vrijednosti dielektrične konstante materijala između ploča kondenzatora. Dobre osobine kapacitivnih senzora su: jednostavnost, preglednost, visoka osjetljivost, kao i mogućnost primjene u uslovima viših temperatura [17]. Kapacitivni senzori se najčešće koriste prilikom mjerenja pomjeraja [39], relativne vlažnosti [40], za beskontaktnu detekciju objekata [41] i slično. Kao primjer senzora za praćenje parametara životne sredine može se posmatrati kapacitivni senzor za mjerenje relativne vlažnosti. Kod ovih senzora, dielektrični materijal se koristi za apsorpciju isparenja vode u sredini u kojoj je postavljen. Usljed promjene svojstava korišćenog dielektričnog materijala sa prisustvom vlage povećava se kapacitivnost kondenzatora, jer se dielektrična konstantna materijala povećava direktno proporcionalno sa povećanjem vlažnosti [42]. U većini ovih realizacija neophodno je obratiti pažnju na kompenzaciju uticaja temperature na dielektričnu konstantu materijala, što se najčešće određuje u procesu karakterizacije senzora.

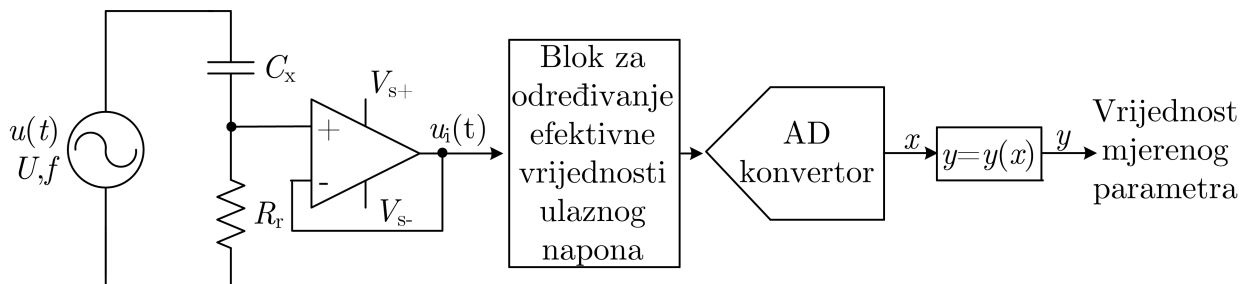
Proces karakterizacije kapacitivnih senzora se može realizovati na više načina. Budući da se u idealnom slučaju (koji vrijedi i u velikom broju praktičnih primjena), promjenom kapacitivnosti senzora usljed promjena mjerene veličine, mijenja samo imaginarni dio impedanse senzora (reaktansa), nije neophodno mjerenje kompleksne impedanse. Iz tog razloga, moguće je provesti proces karakterizacije kapacitivnih senzora kroz tzv. amplitudsku i frekvencijsku modulaciju napona koji se mjeri. U prvom primjeru, kapacitivni

senzor se povezuje u električno kolo tako da se promjenom kapacitivnosti senzora mijenja amplituda napona, a u slučaju frekvencijske modulacije se promjenom kapacitivnosti senzora mijenja vrijednost frekvencije generisanog napona. Prema tome, u procesu karakterizacije senzora formira se statička karakteristika kojom se povezuju promjene amplitude ili frekvencije analiziranog napona sa promjenama mjerene veličine.

Najjednostavnija realizacija integrisanog mjernog sistema sa amplitudskom modulacijom primjenom kapacitivnog senzora se sastoji od djelitelja napona koji formiraju kapacitivni senzor kapacitivnosti C_x , referentni otpornik poznate otpornosti R_r , operacioni pojačavač, blok za mjerenje efektivne vrijednosti ulaznog napona i AD konvertor, kao što je prikazano na Slici 7. Za napajanje se koristi prostoperiodični naponski izvor $u(t)$ poznate efektivne vrijednosti (U) i frekvencije (f). U slučaju da je reaktansa kapacitivnog senzora ($X_C = 1/(\omega C_x)$) znatno veća od otpornosti otpornika R_r , efektivna vrijednost U_i izlaznog napona $u_i(t)$ je približno direktno proporcionalna mjerenoj kapacitivnosti:

$$U_i = \frac{R_r}{\sqrt{R_r^2 + 1/(\omega C_x)^2}} U \approx \omega R_r C_x U \quad (4)$$

pri čemu je ω kružna učestanost i važi veza: $\omega = 2\pi f$. Na osnovu izmjerene vrijednosti napona U_i i odgovarajuće statičke karakteristike senzora moguće je procijeniti vrijednost mjerene veličine.



Slika 7: Integrirani mjerni sistem sa kapacitivnim sensorom - amplitudska modulacija.

S druge strane, poznavanjem efektivne vrijednosti napona $u_i(t)$, na osnovu izraza (4) moguće je izračunati i približnu vrijednost nepoznate kapacitivnosti C_x :

$$C_x \approx \frac{U_i}{\omega U R_r} \quad (5)$$

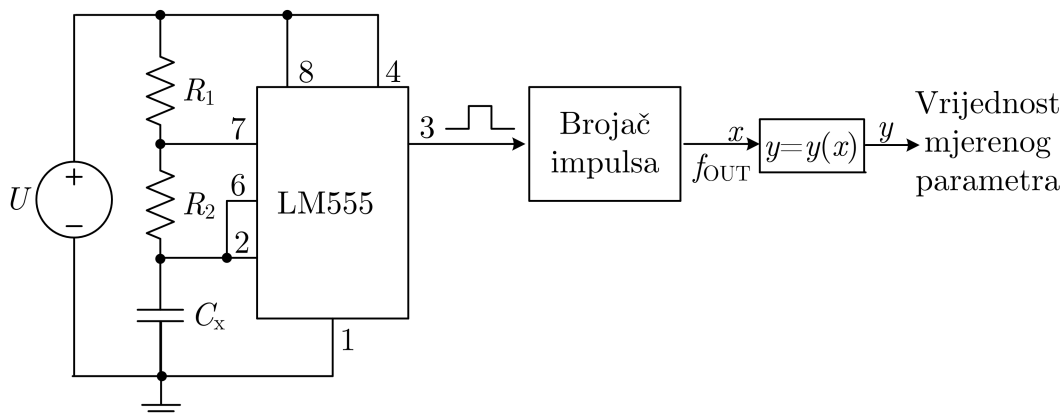
i tu veličinu koristiti u procesu karakterizacije i formiranja statičke karakteristike senzora. Prednost takvog pristupa se ogleda u nezavisnosti statičke karakteristike senzora od efektivne vrijednosti napona napajanja, ali u tom slučaju, blok šemu sa Slike 7 je neophodno proširiti sa blokom za računanje kapacitivnosti senzora C_x na osnovu izmjerene efektivne vrijednosti napona $u_i(t)$, čime se povećava složenost realizacije mjernog sistema.

U realizaciji integrisanog mjernog sistema sa frekvencijskom modulacijom, kapacitivni senzor je dio ulaznog kola električnog oscilatora kojim se generiše frekvencija obrnuto proporcionalna mjerenoj kapacitivnosti. Obično se primjenjuje i mikrokontroler koji broji naponske impulse u posmatranom periodu, na osnovu čega se proračunava frekvencija

generisanog napona (f_{OUT}). U analognoj tehnici, uglavnom se koristi Kolpico (Colpitts) oscilator, a u digitalnim realizacijama često se koristi integrisano kolo LM555 [43]. Primjer realizacije električnog kola sa kapacitivnim senzorom i integrisanim kolom LM555 prikazan je na Slici 8. Frekvencija napona na izlazu LM555 kola (pin 3) je [43]:

$$f_{\text{OUT}} = \frac{1}{C_x \cdot (R_1 + 2R_2) \cdot \ln 2} \quad (6)$$

na osnovu čega je moguće, uz primjenu odgovarajuće statičke karakteristike senzora, procijeniti vrijednost mjerene veličine.



Slika 8: Integrisani mjerni sistem sa kapacitivnim senzorom - frekvencijska modulacija.

S druge strane, na osnovu poznate vrijednosti frekvencije izlaznog napona i izraza (6) moguće je izračunati vrijednost kapacitivnosti senzora i tu veličinu koristiti u procesu karakterizacije i formiranja statičke karakteristike senzora. Prednost takvog pristupa se ogleda u nezavisnosti statičke karakteristike senzora od vrijednosti referentnih otpornosti R_1 i R_2 , ali u tom slučaju, blok šemu sa Slike 8 je neophodno proširiti sa blokom za računanje kapacitivnosti senzora C_x na osnovu izmjerene frekvencije generisanog napona na izlazu oscilatora, čime se povećava složenost realizacije mjernog sistema.

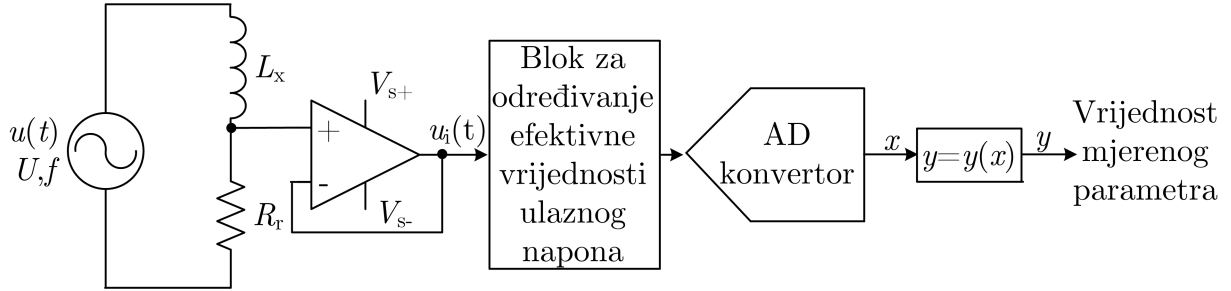
2.5.3 Induktivni senzori

Induktivni senzori spadaju u grupu elektromagnetskih senzora čiji se rad zasniva na zavisnosti induktivnosti kalema od promjene magnetskog otpora elektromagnetskog kola ili na elektromagnetskoj indukciji. Postoji nekoliko načina konstruisanja ovih senzora. Najvažnije klase su induktivni senzori sa promjenljivom dužinom zazora, senzori sa promjenljivom površinom zazora i senzori sa promjenljivom magnetskom permeabilnošću. Induktivni senzori se najviše koriste za beskontaktno mjerenje rastojanja [44, 45] i pomjeraja [46, 47], bez naročite primjene u monitoringu parametara životne sredine, osim npr. mjerenja temperature [48]. Kao i u slučaju otporničkih i kapacitivnih senzora, prilikom karakterizacije induktivnih senzora nije neophodno mjerenje kompleksne impedanse senzora već je moguće realizovati električna kola sa amplitudskom i frekvencijskom modulacijom napona koji se mjeri.

Najjednostavnija realizacija amplitudske modulacije napona sa induktivnim senzorom je prikazana na Slici 9. U slučaju da je reaktansa induktivnog senzora ($X_L = \omega L_x$) znatno veća od otpornosti referentnog otpornika R_r , efektivna vrijednost U_i izlaznog napona $u_i(t)$ je približno obrnuto proporcionalna nepoznatoj induktivnosti:

$$U_i = \frac{R_r}{\sqrt{R_r^2 + (\omega L_x)^2}} U \approx \frac{R_r}{\omega L_x} U. \quad (7)$$

Na osnovu izmjerene efektivne vrijednosti napona $u_i(t)$ i odgovarajuće statičke karakteristike senzora moguće je procijeniti vrijednost mjerene veličine.



Slika 9: Integrirani mjerni sistem sa induktivnim senzorom - amplitudska modulacija.

S druge strane, na osnovu poznate efektivne vrijednosti napona $u_i(t)$ i izraza (7) moguće je izračunati vrijednost induktivnosti senzora:

$$L_x = \frac{R_r}{\omega U_i} U. \quad (8)$$

i tu veličinu koristiti u procesu karakterizacije i formiranja statičke karakteristike senzora. Prednost takvog pristupa se ogleda u nezavisnosti statičke karakteristike senzora od efektivne vrijednosti napona napajanja, ali u tom slučaju, blok šemu sa Slike 9 je neophodno proširiti sa blokom za računanje induktivnosti senzora L_x na osnovu izmjerene efektivne vrijednosti napona $u_i(t)$, čime se povećava složenost realizacije mjernog sistema.

Primjer realizacije frekvencijske modulacije primjenom induktivnih senzora je Hartlejev (*Hartley*) oscilator [49], ali budući da se rijetko koristi u interfejsu sa senzorima za praćenje vrijednosti parametara životne sredine, nije posebno analiziran u okviru ove disertacije.

2.5.4 Senzori sa promjenljivom kompleksnom impedansom

Senzori sa promjenljivom kompleksnom impedansom su veoma važna klasa senzora. To su senzori kod kojih se mijenjaju i modul i argument impedanse (odnosno rezistansa i reaktansa) usljed promjene vrijednosti mjerene veličine. Takva konfiguracija je karakteristična za bežične LC senzore vlažnosti građevinskih materijala [50, 51], pomjeraja [52], temperature [53], metal-oksidnih senzora za mjerenje pH vrijednosti [6, 19, 54, 55], i slično.

Za razliku od otporničkih, kapacitivnih i induktivnih senzora da bi se izvršila karakterizacija senzora sa promjenljivom kompleksnom impedansom, neophodno je realizovati

sistem za mjerenje modula i argumenta impedanse senzora, i dalje koristiti te dvije veličine u obradi, tj. formirati funkcionalnu zavisnost između modula i/ili argumenta impedanse senzora od vrijednosti analiziranog parametra.

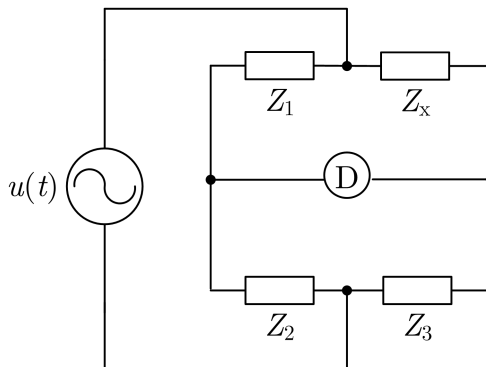
Karakterizacija senzora sa promjenljivom kompleksnom impedansom se najčešće vrši primjenom komercijalnih uređaja kao što su analizatori impedanse ili LCR metri. Na tržištu postoji u ponudi širok opseg performansi i cijena ovih uređaja, poput Mastech MS5308, Agilent E4980A/AL, BK Precision 879B, IET Labs 7600 serija i slično. Ovi uređaji se odlikuju odličnim performansama (visoka tačnost, širok frekvencijski i mjerni opseg, mogućnost upravljanja preko računara i slično), ali obično i velikim dimenzijama i visokom cijenom. Pored toga, često je neophodno obezbijediti mrežno napajanje za ove uređaje, čime se njihova primjena ograničava na laboratorijski prostor. Zbog odličnih performansi, primjena ovih uređaja pri karakterizaciji materijala i senzora u laboratoriji je opravdana i česta, ali sa očiglednim problemom koji se javlja kada je potrebno dati senzor postaviti u realno testno okruženje gdje često nije dostupno mrežno napajanje i gdje velike dimenzije predstavljaju problem zbog loših mehaničkih osobina. Kod tzv. prenosivih mjernih uređaja koristi se baterijsko napajanje, pa je moguće vršiti mjerenja na terenu. Međutim, prilikom primjene komercijalnih uređaja za mjerenje impedanse kao elemenata za interfejs sa sensorima promjenljive impedanse, pojavljuje se problem konverzije promjene modula i argumenta impedanse u vrijednost mjerene fizičke veličine (temperatura, vlažnost, pH vrijednost i slično) tj. potrebno je na osnovu određene statičke karakteristike senzora i izmjerenih modula i/ili argumenta impedanse procijeniti vrijednost mjerenog parametra. Zbog nabrojanih nedostataka primjene komercijalnih mjernih uređaja za interfejs sa sensorima promjenljive impedanse izvan laboratorije, dugi niz godina unazad, dizajn i realizacija prenosivih, programabilnih i jeftinih uređaja za karakterizaciju senzora sa promjenljivom kompleksnom impedansom je veliki izazov za inženjere i tehničare, pri čemu je naglasak na realizaciji sistema koji će omogućiti jednostavnu integraciju sa sensorom u funkcionalni mjerni sistem.

Za mjerenje modula i argumenta impedanse razvijene su brojne metode različite složenosti i karakteristika. Najčešće korišćene su: mjerni most, digitalni električni mjerni mostovi, automatski balansirani mjerni mostovi, strujno-naponska ($I-U$) metoda, rezonantna metoda, i slično. Prilikom izbora metode mjerenja modula i argumenta impedanse senzora, naglasak je na ostvarivanju mjerenja u širokom mjernom i frekvencijskom opsegu, niske cijene i male složenosti zbog ostvarenja malih dimenzija kola. U narednom dijelu teksta biće predstavljene pojedine mjerne metode sa osvrtom na prednosti i nedostatke svake od njih.

2.6 Tehnike mjerenja impedanse

2.6.1 Električni mostovi

Mjerni mostovi predstavljaju jednu od najstarijih i ujedno najjednostavniju metodu mjerenja električne impedanse. U zavisnosti od vrste napona napajanja dijele se na jednosmjerne i naizmjenične. Na Slici 10 prikazana je tipična konfiguracija naizmjeničnog mjernog mosta za mjerenje nepoznate impedanse senzora \underline{Z}_x .



Slika 10: Naizmjenični električni most.

Most se sastoji od električnog izvora naizmjeničnog napona (na Slici 10 označen sa $u(t)$) kao i tri impedanse poznatih vrijednosti (\underline{Z}_1 , \underline{Z}_2 i \underline{Z}_3) od kojih se obično jedna (ili više njih) može mijenjati, tako da se sa detektorom (D) može ustanoviti ravnoteža mosta. Kao detektor se mogu koristiti precizni voltmetri ili mikroampermetri. U oba slučaja, uslov ravnoteže mosta se svodi na regulaciju odnosa impedansi tako da je pokazivanje instrumenta D jednako nuli. Tada se nepoznata impedansa može jednostavno izračunati na osnovu izraza (9):

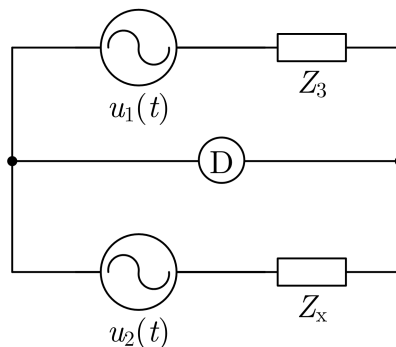
$$\underline{Z}_x = \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_2} \underline{Z}_3. \quad (9)$$

Za postizanje visoke tačnosti potrebno je veoma precizno ispuniti uslov ravnoteže mosta, pa se umjesto jednog uređaja za detekciju može postaviti blok kojim se prvo vrši pojačavanje diferencijalnog napona srednje grane mosta i onda se ta vrijednost vodi na detektor D. Ovim se povećava složenost mosta, ali se obezbjeđuje bolja tačnost.

Osnovne prednosti ove metode su mala greška prilikom mjerenja (tipično 0,01% [56]), jednostavna konstrukcija i niska cijena dok su osnovni nedostaci uzak frekvencijski opseg za jednu konfiguraciju referentnih impedansi i potreba za podešavanjem vrijednosti impedansi u cilju postizanja ravnoteže mosta, što ih čini veoma nepraktičnim za kontinualno mjerenje promjenljive impedanse (što je slučaj u procesu karakterizacije senzora). Međutim, različite konfiguracije mjernih mostova sa određenim poboljšanjima mogu se primijeniti npr. za mjerenje kapacitivnosti u nF-opsegu [57], beskontaktno mjerenje temperature površine industrijskog objekta [58], poređenje vrijednosti otpornosti, kapacitivnosti i induktivnosti [59], mjerenje impedanse u audiofrekvencijskom opsegu [60], i slično.

2.6.2 Digitalni automatski mjerni mostovi

Ako se umjesto pasivnih impedansi u dvije grane mosta stave naizmjenični izvori napona čiji se međusobni fazni pomjeraj može precizno kontrolisati (tzv. dvokanalni izvori), tada se naizmjenični most može svesti na strukturu prikazanu na Slici 11. Ovakva konfiguracija se često naziva i aktivni most.



Slika 11: Digitalni električni most.

Ako se usvoji da je početna faza izvora $u_1(t)$ jednaka nuli, kompleksni predstavnici korišćena dva naponska izvora su onda: $\underline{U}_1 = U_1$ i $\underline{U}_2 = U_2 e^{j\phi_2}$, gdje su U_1 i U_2 efektivne vrijednosti napona naponskih izvora, a ϕ_2 je početna faza drugog naponskog izvora. Uslov ravnoteže mosta je isti kao i za most prikazan na Slici 10, tj. da ne protiče struja kroz srednju granu mosta. Ovaj uslov će biti ispunjen kada je nepoznata impedansa \underline{Z}_x jednaka:

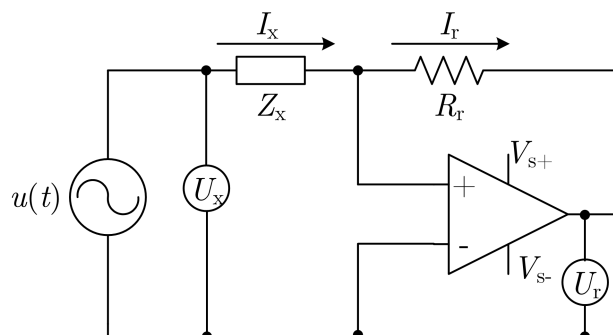
$$\underline{Z}_x = -\frac{\underline{Z}_3 \underline{U}_2}{\underline{U}_1}. \quad (10)$$

U mnogim savremenim digitalnim mjernim mostovima, naponi \underline{U}_1 i \underline{U}_2 se sintetišu digitalno, a kako je i instrument u dijagonali mosta digitalni voltmetar, veoma je jednostavno uvesti automatsku kontrolu i samoregulaciju digitalnim logičkim kolima, AD, digitalno-analognim (eng. *Digital to Analog* - DA) konvertorima i procesorima. Mostovi koji imaju izgrađenu samoregulacionu povratnu spregu za dovođenje amplitude i faze napona mjerne dijagonale na nulu podešavanjem izvora \underline{U}_1 i \underline{U}_2 , nazivaju se automatski digitalni mjerni mostovi [61]. Odlikuju se visokom preciznošću, ali i ograničenjem samo na niske frekvencije napona napajanja, te značajnim uvećanjem kompleksnosti sistema (neophodni su veoma brzi AD konvertori i procesori) u slučaju da je potreban rad na višim frekvencijama. Složenost konstrukcije, te dugo vrijeme obrade signala predstavljaju osnovni nedostatak ove metode što je ograničava na mjerenje impedansi većih vrijednosti, uglavnom nekoliko redova veličine većih od impedansi aktuelnih senzora.

Drugi tip automatskih mjernih mostova koristi podesive pasivne komponente, najčešće potencioetre i elektromehaničke elemente, kao što su elektromotori, za njihovo podešavanje. Međutim, takvi mostovi su uglavnom veoma spori, jer je pri svakoj promjeni smjera uravnoteženja neophodno sačekati da se motor zaustavi, a potom i zarotira u drugom smjeru. Sporo izvršavanje mjerenja kod ovakvih realizacija može predstavljati ozbiljan problem, naročito kada je potrebno izvesti veliki broj mjerenja.

2.6.3 Automatski balansirani mostovi

Na Slici 12 je prikazana principijelna konfiguracija automatski balansiranih električnih mostova za mjerenje nepoznate impedanse \underline{Z}_x .



Slika 12: Automatski balansirani most.

Jedan priključak analizirane impedanse se povezuje na generator naizmjeničnog napona, na Slici 12 označen sa $u(t)$, a drugi priključak se povezuje na neinvertujući ulaz operacionog pojačavača. Kompleksni predstavnik struje \underline{I}_x kroz impedansu \underline{Z}_x približno je jednak kompleksnom predstavniku struje \underline{I}_r koja protiče kroz otpornik R_r , koji sa operacionim pojačavačem obrazuje pretvarač struje u napon. Mjerenjem vrijednosti napona \underline{U}_x i \underline{U}_r (primjenom vektorskih voltmetara koji mjere efektivnu vrijednost i početni fazni stav napona) moguće je odrediti nepoznatu impedansu na osnovu izraza (11):

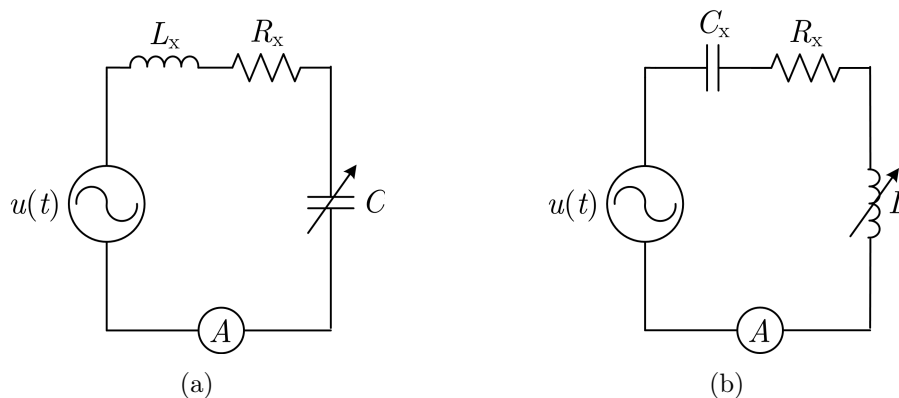
$$\underline{Z}_x = \frac{\underline{U}_x}{\underline{I}_x} = \frac{\underline{U}_x}{\underline{U}_r} R_r. \quad (11)$$

Ovakva konfiguracija mjernog kola je jako pogodna za realizaciju mjerenja u oblasti niskih frekvencija do 100 kHz, poput određivanja nivoa vlage u zemljištu [62] ili ispitivanja dielektričnih osobina bioloških materijala [63, 64]. U tom slučaju je moguće koristiti jedan operacioni pojačavač za realizaciju pretvarača struje u napon. Međutim, na višim frekvencijama lošije performanse operacionog pojačavača predstavljaju bitno ograničenje, tako da je neophodna sofisticiranija realizacija pretvarača struje u napon koja uključuje detektor nule, fazni detektor, integrator i vektorski modulator [56]. Takva realizacija je tipična za primjenu u komercijalnim analizatorima impedanse čime je obezbijeđena visoka tačnost u širokom frekvencijskom opsegu, ali zbog velikih dimenzija, visoke cijene (tipično par desetaka hiljada dolara [56]) i velike složenosti konstrukcije nisu pogodni za projektovanje uređaja sa ograničenim resursima koji bi se mogli primjeniti u *in-situ* mjerenjima.

2.6.4 Rezonantna metoda

Osnova rezonantne metode je povezivanje nepoznate impedanse u oscilatorno kolo u kom se može mijenjati kapacitivnost ili induktivnost u cilju postizanja rezonancije, kao

što je prikazano na Slici 13. Zbog složenosti konstrukcije, induktivni elementi promjenljive vrijednosti induktivnosti se rijetko koriste tj. uglavnom se rezonancija u kolu postiže promjenom vrijednosti referentne kapacitivnosti. U tom slučaju se primjena ove metode ograničava samo na pretežno induktivne impedanse: $\underline{Z}_x = R_x + j\omega L_x$. Rezonancija u kolu, za fiksnu vrijednost referentne kapacitivnosti ili induktivnosti, promjenom vrijednosti frekvencije napona napajanja se jako rijetko koristi iz razloga ekonomske neisplativosti.



Slika 13: Rezonantna metoda mjerenja impedanse: (a) promjenom vrijednosti referentne kapacitivnosti (b) promjenom vrijednosti referentne induktivnosti.

Podešavanjem vrijednosti kapacitivnosti kondenzatora C u kolu se postiže rezonancija koja se može detektovati na osnovu pokazivanja ampermetra A (očitanje maksimalne efektivne vrijednosti struje I_{\max} u kolu). Poznavajući efektivnu vrijednost napona naponskog izvora (U), kao i kružnu učestanost (ω_r) i I_{\max} pri rezonanciji, moguće je odrediti parametre nepoznate impedanse $\underline{Z}_x = R_x + j\omega L_x$:

$$R_x = \frac{U}{I_{\max}} \quad (12)$$

i

$$L_x = \frac{1}{\omega_r^2 \cdot C}. \quad (13)$$

Osnovni nedostaci ove metode su: obično loša tačnost mjerenja impedansi malih vrijednosti modula, kao i potreba za podešavanjem vrijednosti kapacitivnosti kondenzatora u cilju postizanja rezonancije u kolu, te nemogućnost mjerenja impedanse čisto rezistivnog, pretežno kapacitivnog ili čisto kapacitivnog karaktera ukoliko se promjenom kapacitivnosti kondenzatora želi ostvariti rezonancija u kolu. Uobičajena je primjena za mjerenja na frekvencijama od 10 kHz do 70 MHz [56].

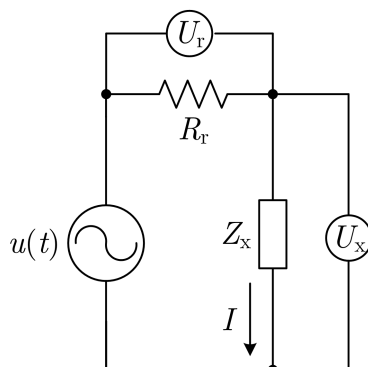
2.6.5 Strujno-naponska metoda

Na Slici 14 prikazana je tipična konfiguracija električnog kola za mjerenje parametara nepoznate impedanse \underline{Z}_x strujno-naponskom (I - U) metodom. Mjerenjem efektivne vrijednosti struje u kolu I i efektivne vrijednosti napona U_x , moguće je odrediti modul

nepoznate impedanse $Z_x = |\underline{Z}_x|$ na osnovu izraza (14):

$$Z_x = \frac{U_x}{I} = \frac{U_x}{U_r} R_r \quad (14)$$

pri čemu se efektivna vrijednost struje I obično određuje mjerenjem efektivne vrijednosti napona U_r na otporniku poznate otpornosti R_r .



Slika 14: Strujno-naponska metoda mjerenja impedanse.

Principijelno, ova metoda ima veoma malu složenost te je stoga korišćena u mjerenju otpornosti određenih anizotropnih materijala [65], realizaciji mjernih sistema opšte namjene [66] i ispitivanju stanja litijum-jonskih baterija [67]. Međutim, za postizanje visokog kvaliteta mjerenja modula i argumenta impedanse neophodno je korišćenje vektorskih voltmetara visoke tačnosti što značajno poskupljuje realizaciju. Uobičajena je primjena za mjerenja na frekvencijama od 10 kHz do 100 MHz [56]. Za mjerenja na frekvencijama u GHz-nom području koriste se modifikacije ove tehnike kroz radio frekvencijsku (eng. *Radio Frequency* - RF) I - U metodu i metodu mrežnog analizatora [56], čija složenost nadmašuje resurse jeftinih i prenosivih uređaja.

2.6.6 Metode estimacije modula i argumenta impedanse zasnovane na obradi naponskog signala

Postoji određeni broj metoda estimacije modula i argumenta impedanse koje su zasnovane na obradi talasnog oblika napona na analiziranoj impedansi. U osnovi ovih metoda je estimacija amplitude i početne faze napona na impedansi, jer su ove dvije veličine direktno određene modulom i argumentom impedanse. Modul impedanse utiče na amplitudu, a argument impedanse unosi fazni pomak između struje i napona na analiziranoj impedansi. Najčešće korišćene metode zasnovane na obradi naponskog signala su:

- korelaciona metoda,
- integraciona metoda i
- DFT metoda.

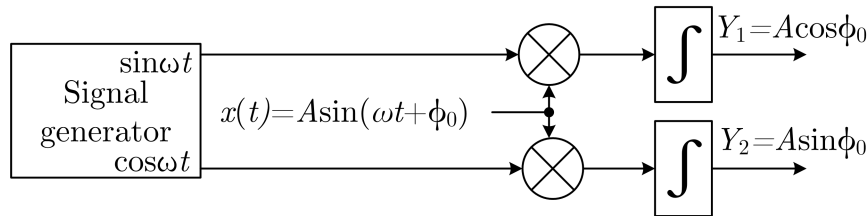
Osnovne osobine navedenih mjernih metoda, kao i karakteristike estimacije amplitude i početne faze naponskog signala, predstavljene su u nastavku disertacije. O postupku estimacije modula i argumenta analizirane impedanse na osnovu dobijenih vrijednosti amplitude i početne faze naponskog signala biće više riječi kasnije.

Integraciona metoda

Neka je napon na analiziranoj impedansi

$$x(t) = A \sin(\omega t + \phi_0) \quad (15)$$

i neka je potrebno estimirati amplitudu (A) i početnu fazu (ϕ_0). Neka se napon $x(t)$ pomnoži sa dva referentna naponska signala, od kojih je jedan sinusnog, $\sin \omega t$, a drugi kosinusnog talasnog oblika, $\cos \omega t$, istih učestanosti kao i signal $x(t)$, i neka se dobijeni proizvodi integrale tokom vremenskog intervala T . Ako je T period napona $x(t)$, vrijednosti na izlazu integratora će biti $A \cos \phi_0$ i $A \sin \phi_0$, kao što je prikazano na Slici 15.



Slika 15: Principijelna električna šema estimacije amplitude i početne faze napona integracionom metodom.

Do ovog rezultata se može doći ako se počne od izraza (16):

$$\frac{1}{T} \int_0^T A e^{j(\omega t + \phi_0)} e^{-j\omega t} dt \quad (16)$$

pa se primjenom Ojlerovog obrasca, izraz (16) napiše u obliku:

$$\frac{1}{T} \int_0^T A e^{j(\omega t + \phi_0)} e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{T} \int_0^T A [\cos(\omega t + \phi_0) + j \sin(\omega t + \phi_0)] e^{-j\omega t} dt = A e^{j\phi_0}. \quad (17)$$

Iz jednačine (17) slijedi da je:

$$\frac{1}{T} \int_0^T A \cos(\omega t + \phi_0) e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{2} A e^{j\phi_0} \quad (18)$$

i

$$\frac{1}{T} \int_0^T j A \sin(\omega t + \phi_0) e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{2} A e^{j\phi_0}. \quad (19)$$

Lako se pokazuje da je:

$$A \cos \phi_0 = \frac{2}{T} \int_0^T A \sin(\omega t + \phi_0) \sin \omega t dt \quad (20)$$

i

$$A \sin \phi_0 = \frac{2}{T} \int_0^T A \sin(\omega t + \phi_0) \cos \omega t dt. \quad (21)$$

Dakle, ako su sa Y_1 i Y_2 označeni izlazi integratora sa Slike 15, amplitudu i početnu fazu analiziranog napona $x(t)$ moguće je dobiti primjenom izraza (22) i (23):

$$A = \sqrt{Y_1^2 + Y_2^2} \quad (22)$$

$$\phi_0 = \arctan \frac{Y_2}{Y_1}. \quad (23)$$

Korelaciona metoda

Neka je analizirani napon

$$x(t) = A \sin(\omega t + \phi_0) \quad (24)$$

za koji je potrebno estimirati amplitudu (A) i početnu fazu (ϕ_0). Neka su poznate vrijednosti amplitude B i početne faze ϕ_1 za referentni naponski signal $y(t)$:

$$y(t) = B \sin(\omega t + \phi_1). \quad (25)$$

Korelacija signala $x(t)$ i $y(t)$ je definisana izrazom (26):

$$R_{XY}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t - \tau) dt \quad (26)$$

tj.

$$R_{XY}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T [A \sin(\omega t + \phi_0)] \cdot [B \sin(\omega(t - \tau) + \phi_1)] dt. \quad (27)$$

Ako je $\tau = 0$, onda je

$$R_{XY}(0) = \frac{1}{T} \int_0^T [A \sin(\omega t + \phi_0)] \cdot [B \sin(\omega t + \phi_1)] dt. \quad (28)$$

Primjenom osnovnih trigonometrijskih identiteta, dobija se

$$R_{XY}(0) = \frac{A \cdot B}{2} \cos(\phi_1 - \phi_0) = \frac{A \cdot B}{2} \cos \phi \quad (29)$$

pri čemu je sa ϕ označena fazna razlika $\phi = \phi_1 - \phi_0$. Na sličan način se dobijaju i izrazi za autokorelacije:

$$R_{XX}(0) = \frac{A^2}{2} \quad (30)$$

$$R_{YY}(0) = \frac{B^2}{2} \quad (31)$$

čijim se korišćenjem jednačina (29) može napisati u obliku:

$$\phi = \arccos \frac{R_{XY}(0)}{R_{XX}(0)R_{YY}(0)}. \quad (32)$$

U diskretnom domenu korelacione i autokorelacione funkcije za $\tau = 0$ se mogu procijeniti korišćenjem izraza (33)-(35):

$$R_{XY}(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)y(n) \quad (33)$$

$$R_{XX}(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^2(n) \quad (34)$$

$$R_{YY}(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y^2(n) \quad (35)$$

pri čemu je sa N označen ukupan broj odbiraka. Dakle, uvođenjem dodatnog referentnog signala, $y(t)$, iz jednačina (30) i (31) je moguće izračunati amplitude signala $x(t)$ i $y(t)$:

$$A = \sqrt{2R_{XX}(0)} \quad (36)$$

$$B = \sqrt{2R_{YY}(0)} \quad (37)$$

a izrazom (32) i faznu razliku ova dva signala.

DFT metoda

Neka se analizira prostoperiodični napon amplitude A i frekvencije f :

$$x(t) = A \sin(2\pi ft). \quad (38)$$

Nakon odabiranja, odgovarajući diskretni signal $x(n)$ je:

$$x(n) = A \sin(2\pi fnT_s) = A \sin(2\pi n f / f_s) = A \sin(2\pi qn / N), \quad n = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (39)$$

pri čemu je $q = fN/f_s$, N je broj odbiraka, f_s je frekvencija odabiranja, T_s je period odabiranja (pri čemu važi $T_s = 1/f_s$).

DFT signala $x(n)$ je:

$$\underline{X}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j(2\pi/N)kn} = \sum_{n=0}^{N-1} A \sin(2\pi qn/N)e^{-j(2\pi/N)kn} \quad (40)$$

tj.

$$\underline{X}(k) = j\frac{A}{2} \sum_{n=0}^{N-1} [e^{-j(2\pi(q+k)n/N)} - e^{-j(2\pi(q-k)n/N)}] \quad (41)$$

pri čemu je $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$. Može se pokazati da je:

$$\underline{X}(k) = \begin{cases} 0, & k \neq q, N - q \\ -j\frac{A}{2}N & k = q, N - q \end{cases}. \quad (42)$$

Ako se posmatra prostoperiodični signal $x(t)$ sa početnom fazom ϕ_0 :

$$x(t) = A \sin(2\pi ft + \phi_0) \quad (43)$$

primjenom DFT-a dobija se:

$$\underline{X}(k) = j\frac{A}{2}e^{j\phi_0} \sum_{n=0}^{N-1} [e^{-j2\pi(q+k)n/N} - e^{-j2\pi(q-k)n/N}] \quad (44)$$

pri čemu je $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$. Može se pokazati da je

$$\underline{X}(k) = \begin{cases} 0, & k \neq q, N - q \\ \frac{A}{2}N\sin\phi_0 - j\frac{A}{2}N\cos\phi_0, & k = q, N - q. \end{cases} \quad (45)$$

Dakle, određivanjem DFT-a za ulazni signal $x(n)$, na osnovu izraza (45) moguće je izračunati amplitudu A i početnu fazu ϕ_0 analiziranog signala:

$$A = \frac{2}{N} |\underline{X}(k = q)| \quad (46)$$

i

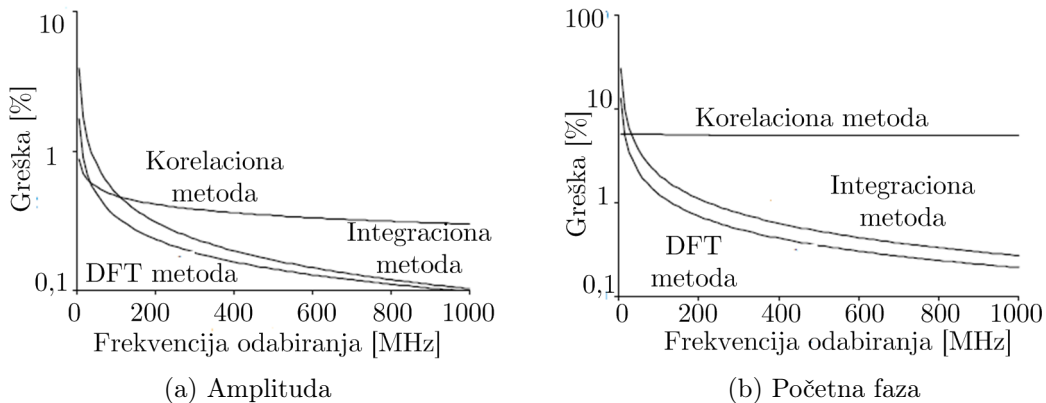
$$\phi_0 = \arctan\left(-\frac{\operatorname{Re}\underline{X}(k = q)}{\operatorname{Im}\underline{X}(k = q)}\right). \quad (47)$$

Poređenje integracione, korelacione i DFT metode u pogledu tačnosti estimacije amplitude i početne faze naponskog signala

Estimacija vrijednosti amplitude i početne faze napona sa analizirane impedanse primjenom navedene tri metode je predstavljena u istraživanju objavljenom u [68]. Analizirane su performanse navedenih metoda u slučaju signala sa i bez šuma pri različitim frekvencijama odabiranja (f_s) (Slika 16). Testni signal je oblika

$$x(t) = A \sin(\omega t + \phi_0) + n_1(t) \quad (48)$$

pri čemu pojedini parametri imaju sljedeće vrijednosti [68]: $A=10$ V, $\phi_0=30^\circ$, $f=742,857$ kHz a $n_1(t)$ je uniformni bijeli šum tako da je odnos signal/šum (eng. *Signal to Noise Ratio* - SNR) 20 dB. Za korelacionu metodu je korišćen i dodatni signal $y(t) = B \sin(\omega t + \phi_1) + n_2(t)$, pri čemu je $B=5$ V, $\phi_1=60^\circ$, $f=742,857$ kHz a $n_2(t)$ je uniformni bijeli šum za koji je SNR=14 dB.



Slika 16: Relativne greške estimacije primjenom integracione, korelacione i DFT metode [68].

Kao što se može vidjeti sa Slike 16 [68], u analiziranom slučaju DFT metoda estimacije omogućava najbolje rezultate. Greška se smanjuje sa povećavanjem frekvencije odabiranja. Integraciona metoda takođe ispoljava smanjivanje greške sa povećavanjem frekvencije odabiranja, uz trend promjene greške kao i za DFT metodu, ali ipak nešto lošijih karakteristika. Korelaciona metoda je veoma osjetljiva na prisustvo šuma pa greška sa ovom metodom ostaje i kada se primijene više frekvencije odabiranja. Ovakve karakteristike korelacione metode su posljedica greške koja se pravi prilikom računanja amplituda signala, A i B , korišćenjem autokorelacionih funkcija (30) i (31)[68]. Ova greška može biti smanjena određenim modifikacijama koje izlaze iz okvira ovog istraživanja [69].

Dakle, provedena simulaciona analiza je pokazala da u slučaju estimacije amplitude i početne faze naponskog signala koji sadrži šum, DFT metoda omogućava najbolje rezultate. Pri tom, greška se smanjuje sa povećavanjem frekvencije odabiranja. S druge strane, i integraciona metoda može direktno estimirati amplitudu i početnu fazu analiziranog naponskog signala, ali zbog postojanja numeričke integracije ovaj metod je pokazao određena ograničenja u pogledu tačnosti. Mjerna greška je direktno određena korakom integracije, koja je određena frekvencijom odabiranja akvizicione jedinice [68]. Iz tog razloga, prilikom hardverske realizacije ove metode neophodno je imati na raspolaganju AD konvertor sa visokom frekvencijom odabiranja. Korelaciona metoda može veoma dobro estimirati razliku početnih faza dva prostoperiodična signala istih učestanosti. Međutim, u prisustvu šuma ova metoda ima veliku grešku koja se u provedenoj analizi nije smanjivala sa povećavanjem frekvencije odabiranja. Dodatni nedostatak predstavlja mogućnost estimacije samo razlike početnih faza dvije prostoperiodične veličine. Na osnovu svega izloženog, u ovom istraživanju je kao metod estimacije parametara mjerenog naponskog signala izabrana DFT metoda.

2.7 Zaključak

U monitoringu parametara životne sredine najčešće se koriste senzori kod kojih su izlazne električne veličine. To su senzori kod kojih se mijenja napon na izlazu ili impedansa shodno promjenama mjerene veličine. Senzori sa naponskim izlazom se uglavnom karakterišu primjenom AD konvertora kojim se mjere promjene napona na izlazu senzora. Za karakterizaciju senzora sa promjenljivom impedansom neophodno je implementirati blok za mjerenje impedanse, pri čemu u okviru ove klase senzora postoji podgrupa senzora kod kojih se mijenja samo rezistansa ili reaktansa sa promjenama mjerene veličine, pa je pojednostavljen proces njihove karakterizacije i nije neophodno mjerenje impedanse. To su otpornički, kapacitivni i induktivni senzori. Međutim, mnogi savremeni senzori, koji se koriste u mjerenju vrijednosti parametara životne sredine, ispoljavaju promjene i rezistanse i reaktanse sa promjenama mjerene veličine, pa je iz tog razloga u ovom istraživanju posebna pažnja posvećena sistemima za mjerenje kompleksne impedanse.

Za mjerenje modula i argumenta impedanse razvijene su brojne metode različite složenosti i performansi. Najčešće su korišćene različite realizacije mjernih mostova, rezo-

nantna metoda, $I-U$ metoda, kao i metode zasnovane na obradi naponskog signala sa analizirane impedanse. Prilikom izbora metode mjerenja za implementaciju u sistemu za karakterizaciju senzora za praćenje parametara životne sredine, naglasak je na ostvarivanju mjerenja u širokom mjernom i frekvencijskom opsegu, niske cijene i male složenosti u cilju ostvarenja malih dimenzija mjernog sistema. Međutim, svaka od navedenih metoda sadrži određene ograničavajuće faktore:

- **Mjerni mostovi.** Zbog potrebe za podešavanjem vrijednosti referentnih elemenata mosta u cilju ostvarenja uslova ravnoteže mosta, nisu pogodni za kontinualno mjerenje impedanse koja se mijenja ili za mjerenja u širokom frekvencijskom opsegu.
- **Digitalni mjerni most.** Osnovni ograničavajući faktori su tipično veliki vremenski interval zahtijevan za obradu signala i niska radna frekvencija, te značajno uvećanje složenosti, dimenzija i cijene ukoliko je potrebno vršiti mjerenja na višim frekvencijama uz zadovoljavajuću tačnost.
- **Rezonantna metoda.** Obično loša tačnost mjerenja impedanse zbog velike osjetljivosti na Q -faktor rezonantnog kola. Veoma nepogodna za dobijanje frekvencijske karakteristike impedanse u širokom opsegu frekvencija.
- **$I-U$ metoda.** U cilju mjerenja modula i argumenta impedanse neophodna je primjena vektorskih voltmetara koji unose veliku složenost i poskupljuju realizaciju, naročito za mjerenja u širokom mjernom i frekvencijskom opsegu.
- **Metode zasnovane na obradi naponskog signala sa analizirane impedanse.** Korelaciona, integraciona i DFT metoda omogućavaju najveću fleksibilnost u pogledu širine mjernog i frekvencijskog opsega, ali osnovni ograničavajući faktor je visoka cijena uslovljena potrebom za kvalitetnim množaćima signala.

Dakle, analizom dostupne literature i pregledom karakteristika utvrđena je potreba za dizajnom i implementacijom modela mjernog sistema koji će biti zasnovan na obradi naponskog signala sa senzora (zbog širokog mjernog i frekvencijskog opsega) uz zadržavanje male kompleksnosti i cijene. U tu svrhu, prvo su kroz simulacije analizirane performanse tri navedene metode: integracione, korelacione i DFT metode. Na osnovu dobijenih rezultata izabrana je DFT metoda za primjenu pri praktičnoj realizaciji prototipa mjernog sistema.

3 TEORIJSKI MODELI I METODE

3.1 Model sistema za karakterizaciju senzora sa promjenljivom impedansom

Proces karakterizacije senzora sa promjenljivom impedansom se može preciznije definisati na sljedeći način:

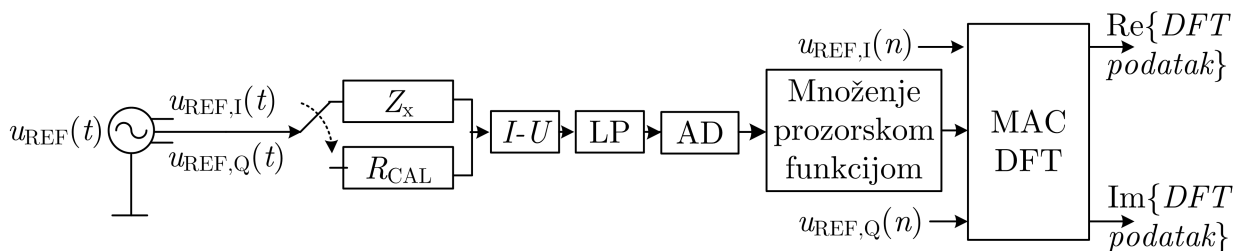
1. za konstantnu vrijednost mjerenog parametra (vrijednost se potvrđuje mjerenjem referentnim mjernim uređajem) pri kontrolisanim ambijentalnim uslovima, mjeri se modul i argument impedanse senzora u širokom frekvencijskom opsegu;
2. postupak iz prethodnog koraka se ponavlja za novu vrijednost mjerenog parametra od interesa dok se ne izmjere željene vrijednosti u zadatom opsegu promjene;
3. analiziraju se dobijeni rezultati u cilju određivanja linearnosti, osjetljivosti, stabilnosti i vremena odziva senzora;
4. formira se skup frekvencija na kojim senzor ispoljava zadovoljavajuće karakteristike;
5. formira se funkcionalna zavisnost između analiziranog parametra i modula i/ili argumenta impedanse senzora na određenim frekvencijama u vidu statičke karakteristike senzora.

Osnovni pristup u ovom istraživanju, u cilju projektovanja modela sistema za karakterizaciju senzora sa promjenljivom impedansom, zasnovan je na ideji koja se može predstaviti u nekoliko koraka:

1. Generisanje referentnog prostoperiodičnog AC napona poznate amplitude i frekvencije.
2. Dovođenje referentnog napona na analiziranu impedansu. Usljed prisustva električnog napona na impedansi, kroz nju će proteći struja čija je jačina određena modulom impedanse a fazni pomak između referentnog napona i struje je određen njenim argumentom.
3. Konverzija strujnog signala u odgovarajući napon.
4. Mjerenje dobijenog naponskog signala.
5. Estimacija modula i argumenta impedanse na osnovu dobijenog naponskog signala.

Kao što je ranije već navedeno, u ovoj doktorskoj disertaciji je korišćena DFT metoda za obradu dobijenog naponskog signala sa senzora i estimaciju modula i argumenta impedanse, čime je omogućena visoka kompaktnost sistema i veoma dobra tačnost. Posebna prednost DFT metode je estimacija vrijednosti na svakoj mjernoj frekvenciji čime

se obezbijuje velika brzina dobijanja rezultata. Pažljivim projektovanjem sistema obezbijena je mala kompleksnost i niska cijena. Na Slici 17 je prikazana blok šema modela sistema za karakterizaciju senzora sa promjenljivom impedansom.



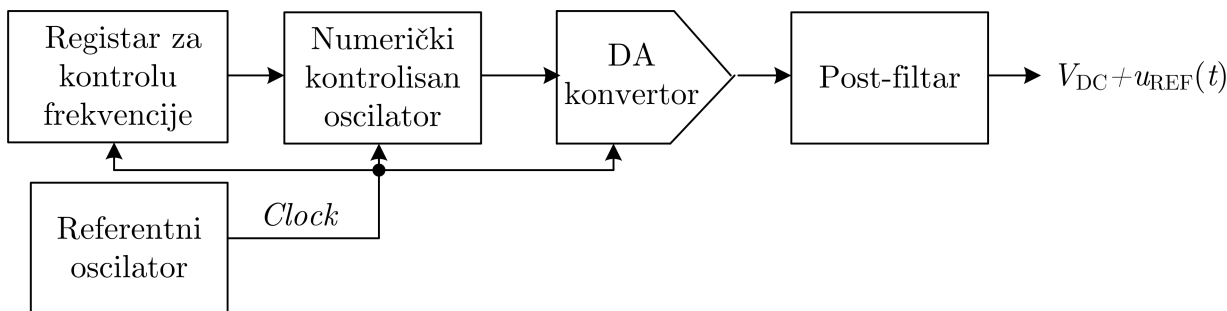
Slika 17: Blok šema modela sistema za karakterizaciju senzora sa promjenljivom impedansom.

Izvor AC napona generiše prostoperiodični talasni oblik na svom izlazu koji se vodi na jedan priključak analizirane impedanse (kalibraciona otpornost R_{CAL} ili senzor Z_x) a drugi priključak impedanse je uzemljen ili na nekom DC nivou. Struja koja protiče kroz priključenu impedansu se vodi na pretvarač struje u napon (na Slici 17 označen sa $I-U$). Taj signal se dalje vodi na niskopropusni (eng. *Low Pass* - LP) filter i AD konvertor, nakon čega se vrši množenje prozorskom funkcijom. Izlazni diskretizovani signal se onda množi odbircima signala od kojih je jedan u fazi, $u_{REF,I}(n)$, a drugi u kvadraturi, $u_{REF,Q}(n)$, sa referentnim naponskim izvorom. Operaciju množenja i sumiranja izvršava *Multiply and Accumulate* (MAC) DFT blok na čijem izlazu se generišu vrijednosti realnog (Re) i imaginarnog dijela (Im) ulaznog podatka. Na osnovu ovih vrijednosti se mogu izračunati modul i argument DFT podatka. Procesu mjerenja prethodi kalibracija otpornikom poznate otpornosti kako bi se izračunao faktor za skaliranje (eng. *Gain Factor* - GF), pomoću kog je moguće na osnovu vrijednosti za realni i imaginarni dio DFT podatka izračunati realni i imaginarni dio nepoznate impedanse. Proces mjerenja tj. prelazak sa postupka kalibracije na mjerenje nepoznate impedanse se reguliše odgovarajućim prekidačem i upravljačkom logikom.

U nastavku teksta opisana je struktura modela mjernog sistema sa posebnom analizom pojedinih dijelova sistema.

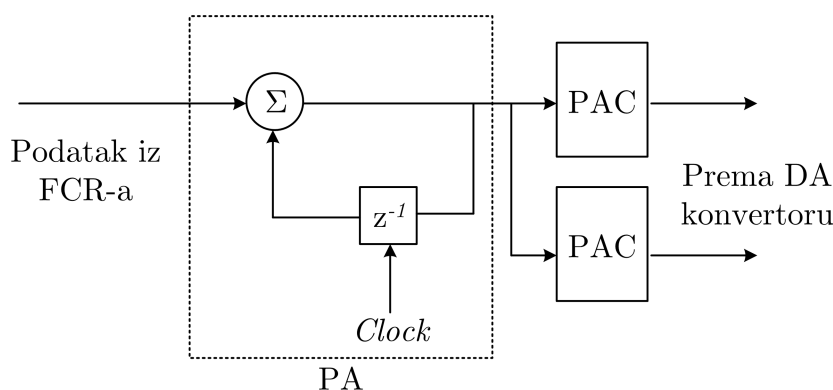
3.1.1 Blok za generisanje referentnog signala

Da bi se omogućilo generisanje naponskog signala različitih frekvencija u određenom opsegu, u ovom istraživanju je izabrana metoda direktne digitalne sinteze (eng. *Direct Digital Synthesizer* - DDS) čija je blok šema prikazana na Slici 18. Kao što se može vidjeti, DDS se sastoji od referentnog oscilatora, registra za kontrolu frekvencije (eng. *Frequency Control Register* - FCR), numerički kontrolisanog oscilatora (eng. *Numerically Controlled Oscillator* - NCO), DA konvertora i post-filtra.



Slika 18: Blok šema sistema za generisanje referentnog signala.

Referentni oscilator obezbijuje sinhronizaciju sistema i neophodno je da generiše *clock* signal visoke tačnosti i stabilnosti. NCO se u opštem slučaju sastoji od faznog akumulatora (eng. *Phase Accumulator* - PA) i fazno-amplitudskih konvertora (eng. *Phase to Amplitude Converter* - PAC), kao što je prikazano na Slici 19. Fazni akumulator vrši sabiranje vrijednosti dobijene iz FCR-a sa vrijednošću svog izlaza u prethodnom *clock* impulsu, dok fazno-amplitudski konvertor koristi izlaz iz faznog akumulatora kao indeks za izbor vrijednosti iz *look-up* tabele, i na taj način određuje amplitudu generisanog odbirka. FCR određuje period tj. frekvenciju generisanog napona. U određenim primjenama se zahtijeva generisanje dva referentna signala (sinusnog i kosinusnog talasnog oblika) pa se koriste dva PAC-a, kao što je prikazano na Slici 19. Generisani izlaz se vodi dalje na DA konvertor i post-filtar kojim se eliminišu spektralne nepravilnosti zbog primjene kola zadržke nultog reda (eng. *zero-order hold*) u DA konvertoru. Prilikom mjerenja modula i argumenta impedanse najčešće se koristi prostoperiodični testni napon, što je realizovano i u ovom istraživanju. Neophodno je obezbijediti širok frekvencijski opseg kao i promjenljivu vrijednost amplitude testnog signala. Na taj način je moguće kroz proces karakterizacije senzora odrediti optimalne radne uslove za dalju primjenu senzora.



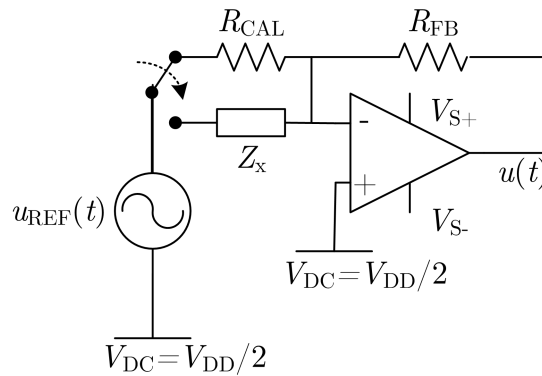
Slika 19: Blok šema numerički kontrolisanog oscilatora.

Međutim, u realizacijama elektronskih sistema najčešće se koriste elementi koji se napajaju naponom jednog (i to pozitivnog) polariteta (u praksi najviše se koriste 0-5 V i 0-3,3 V napajanja), pa je potrebno obezbijediti generisanje promjenljivog napona $u_{REF}(t)$ oko neke vrijednosti jednosmjernog napona (V_{DC}), kako ne bi došlo do negativne pojave odsjecanja signala. Iz tog razloga, napon na izlazu ovog bloka će biti

u obliku $V_{DC} + u_{REF}(t)$. Najčešće se uzima da je $V_{DC} = V_{DD}/2$, pri čemu V_{DD} predstavlja vrijednost napona napajanja, pa je tako izabrano i u ovom istraživanju. Postojanje jednosmjerne komponente u izlaznom signalu ne predstavlja problem prilikom mjerenja modula i argumenta impedanse pasivnih komponenti ali kod senzora može doći do polarizacije elektroda što prouzrokuje degradaciju karakteristika senzora u toku vremena. Iz tog razloga je potrebno realizovati i blok za eliminisanje jednosmjerne komponente iz napona koji se dovodi na priključke senzora. Ovo se najčešće realizuje u bloku koji slijedi iz bloka za generisanje referentnog signala- pretvaraču struje u napon.

3.1.2 Kolo za pretvaranje struje u napon

Na Slici 20 prikazana je osnovna struktura kola sa operacionim pojačavačem za pretvaranje struje u napon koja je korišćena i u ovom istraživanju. Kako bi se eliminisala jednosmjerna komponenta u naponu koji se dovodi na priključke analizirane impedanse, drugi priključak operacionog pojačavača je povezan na jednosmjerni napon vrijednosti $V_{DC} = V_{DD}/2$.



Slika 20: Blok šema pretvarača struje u napon.

Izlazni napon iz bloka za generisanje referentnog signala se dovodi na jedan priključak analizirane impedanse (kalibraciona otpornosti R_{CAL} ili senzor Z_x), pri čemu je jačina struje u kolu obrnuto proporcionalna vrijednosti modula analizirane impedanse. Ako se pretpostavi da je referentni naponski signal oblika $u_{REF}(t) = U_{REF} \sin(\omega t)$, onda je trenutna vrijednost jačine struje kroz senzor određena izrazom (49):

$$i(t) = \frac{U_{REF}}{Z} \sin(\omega t - \phi) \quad (49)$$

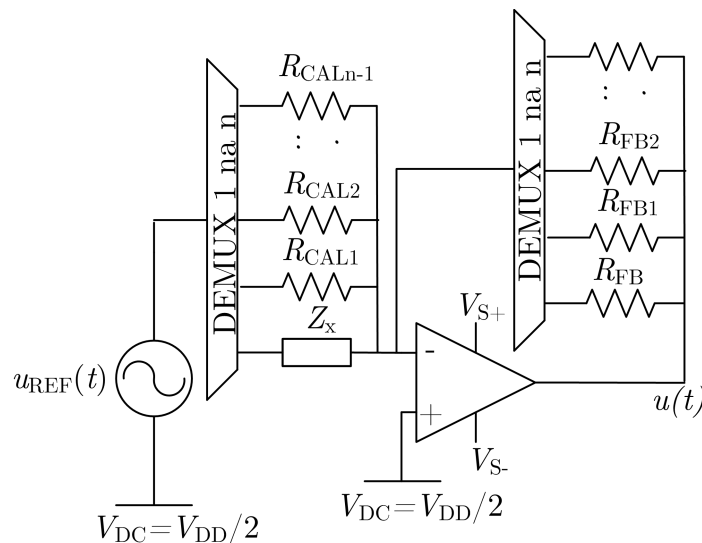
pri čemu je Z modul impedanse a ϕ je argument. Dakle, u zavisnosti od vrste priključene impedanse, može se pojaviti fazna razlika između napona generatora i struje kroz impedansu. U slučaju kalibracionog otpornika, biće $Z = R_{CAL}$ i $\phi = 0$.

Otpornikom R_{FB} se reguliše pojačanje pretvaranja struje u napon a samim tim i vrijednost napona na izlazu, pa vrijednost otpornosti ovog otpornika treba izabrati u zavisnosti od modula analizirane impedanse, ali i kalibracionog otpornika R_{CAL} tako da ne dođe do zasićenja AD konvertora u narednom bloku.

Dakle, izraz za trenutnu vrijednost napona na izlazu $I-U$ bloka je:

$$u(t) = \frac{V_{DD}}{2} - R_{FB} \frac{U_{REF}}{Z} \sin(\omega t - \phi). \quad (50)$$

Promjenljiva vrijednost otpornosti otpornika R_{CAL} i R_{FB} otpornika može obezbijediti bolje performanse mjerenja jer se može osigurati linearan režim AD konvertora za različite vrijednosti amplitude testnog signala (U_{REF}) i modula analizirane impedanse (Z). Promjenljiva vrijednost otpornosti R_{CAL} i R_{FB} otpornika se može realizovati primjenom digitalnih potencijometara, čiju će potrebnu vrijednost otpornosti definisati mikrokontroler, ili implementacijom diskretnih otporničkih mreža sa analognim prekidačem, pri čemu će upravljačka logika mikrokontrolera uključivati/isključivati potrebne otpornike. Ukoliko je potrebno imati širok opseg vrijednosti otpornosti za R_{CAL} i R_{FB} , pogodnija je primjena diskretnih otporničkih mreža sa demultiplekserom jer je moguće implementirati vrijednosti otpornosti definisane proračunom, za razliku od digitalnih potencijometara koji imaju unaprijed definisane diskretne vrijednosti u okviru nominalnog opsega otpornosti i rezolucije. Iz tog razloga, u ovom istraživanju je predložena dopuna osnovnog spoja pretvarača struje u napon kao što je prikazano na Slici 21. U ovoj realizaciji neophodno je koristiti demultipleksere sa niskom vrijednosti otpornosti u uključenom stanju jer je ta otpornost vezana serijski sa otpornicima R_{CAL} i R_{FB} , kao i otpornike visoke temperaturne stabilnosti (nizak ppm) i niske tolerancije vrijednosti otpornosti (tipično 0,1%).



Slika 21: Blok šema pretvarača struje u napon sa promjenljivom vrijednosti otpornosti R_{CAL} i R_{FB} otpornika.

Vrijednost otpornosti kalibracionog otpornika R_{CAL} se definiše u zavisnosti od vrijednosti najmanje ($Z_{MIN} = \min\{Z\}$) i najveće ($Z_{MAX} = \max\{Z\}$) vrijednosti modula analizirane impedanse, pri čemu je uobičajeno da se uzima [70]:

$$R_{CAL} = \frac{1}{3}(Z_{MIN} + Z_{MAX}). \quad (51)$$

Ako se pretpostavi da je naponska referenca AD konvertora u narednom bloku jednaka naponu napajanja V_{DD} , i ako je jednosmjerna komponenta u signalu jednaka $V_{DD}/2$, maksimalna vrijednost naizmjenične komponente ne smije biti veća od $V_{DD}/2$. Prema tome, u zavisnosti od maksimalne vrijednosti naizmjenične komponente referentnog napona U_{REF} i minimalne vrijednosti modula analizirane impedanse Z_{MIN} , moguće je izračunati vrijednost otpornosti R_{FB} otpornika pri kojoj će AD konvertor ostati u linearnom režimu rada:

$$R_{FB} = \frac{V_{DD}}{2} \cdot \frac{Z_{MIN}}{U_{REF}}. \quad (52)$$

3.1.3 Blok za akviziciju i obradu signala

Napon sa izlaza $I-U$ pretvarača se vodi preko LP filtra na AD konvertor. Nakon AD konverzije, da bi se ograničilo trajanje signala zbog dalje obrade (DFT), neophodno je dobiti diskretni signal pomnožiti sa prozorskom funkcijom, nakon čega se dobija sekvenca konačnog broja odbiraka [71]. Međutim, prilikom računanja DFT podrazumijeva se periodičnost signala, kao što je prikazano na Slici 22. Ako ulazni signal nema cjelobrojnu vrijednost perioda u toku intervala diskretizacije signala u vremenu neće biti gladak prelaz iz jednog perioda u drugi (Slika 22(b)). Iz tog razloga javiće se negativna pojava curenja spektra i tome je neophodno posvetiti posebnu pažnju. Naime, množenje signala u vremenskom domenu je ekvivalentno konvoluciji u frekvencijskom domenu, a konvolucijom se širi i izobličava spektar originalnog signala [71].



Slika 22: Korišćenje odbiraka signala konačnog trajanja.

U obradi signali, razvijene su mnogobrojne prozorske funkcije od kojih se najčešće koriste: pravougaona ili Dirihleova (*Dirichlet*), trougona ili Bartletova (*Bartlett*), Hemingova (*Hanning*), Hanova (*Hann*) i Blekmanova (*Blackman*) [71–73]. Ove funkcije se često nazivaju i generalizovane kosinusne prozorske funkcije. Postoje i složenije prozorske funkcije poput Kajzerove (*Kaiser*), Gausove (*Gauss*), Blekman-Harisove (*Blackman-Harris*), Flet-Top (*Flat-Top*) i slično, ali zbog njihove složenosti (zahtijeva se primjena sferoidnih talasnih funkcija) nisu od praktičnog značaja za primjenu u ugrađenim mikroračunarskim sistemima [74, 75].

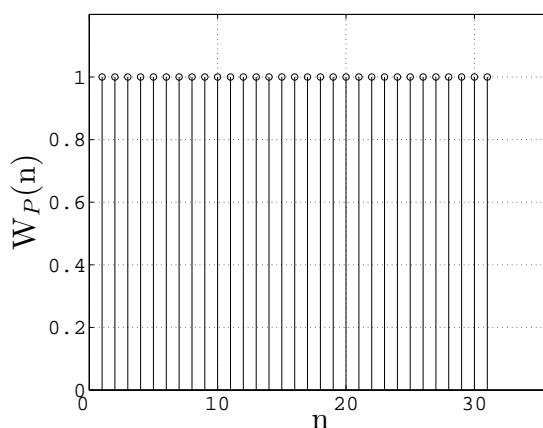
Glavni parametri kojim se definiše kvalitet prozorskih funkcija su: relativno slabljenje bočnih lukova, relativna širina glavnog luka i faktor curenja [71]. Pod pojmom relativno slabljenje bočnih lukova podrazumijeva se slabljenje najvećeg bočnog luka u odnosu na glavni luk izraženo u decibelima (dB). Relativna širina glavnog luka određuje propusni

opseg i predstavlja širinu glavnog luka do koje prenosna funkcija opadne za 3 dB, odnosno na $1/\sqrt{2}$ od njene maksimalne vrijednosti. Faktor curenja se definiše kao odnos snage sadržane u bočnim lukovima i ukupne snage signala. Očigledno je poželjno da prozorska funkcija ima što veće relativno slabljenje bočnih lukova, što uži glavni luk i što manje curenje spektra. Međutim, u praktičnim realizacijama ovi zahtjevi su kontradiktorni i često je potrebno napraviti kompromis, te prozorsku funkciju izabrati na osnovu specifičnih zahtjeva za konkretnu primjenu. U nastavku su ukratko predstavljene osnovne prozorske funkcije, te je kroz diskusiju izvršen izbor odgovarajuće za primjenu u ugrađenim mikroračunarskim sistemima.

Pravougaona prozorska funkcija predstavlja najjednostavniju realizaciju prozorske funkcije [71]. Definisana je izrazom (53):

$$W_P(n) = \begin{cases} 1, & n = 0, 1, \dots, N - 1 \\ 0, & \text{ostalo.} \end{cases} \quad (53)$$

Dakle, množenje pravougaonom prozorskom funkcijom ne vrši nikakvu modifikaciju ulaznog signala već samo njegovo odsijecanje. Grafička reprezentacija pravougaone prozorske funkcije u vremenskom domenu, za dužinu prozora $N=32$, je prikazana na Slici 23. Amplituda prvog bočnog luka iznosi 22% (-13 dB) od maksimalne amplitude glavnog luka. Bočni lukovi opadaju sa nagibom od -6 dB/oktavi. Širina glavnog luka u spektru pravougaone funkcije je $4\pi/N$. Osnovni nedostatak pravougaone prozorske funkcije je malo slabljenje bočnih lukova što je posljedica diskontinuiteta sekvence $W_P(n)$. Iz tog razloga, direktna primjena DFT-a na ulazni signal onemogućava detekciju niskofrekvencijskih signala u prisustvu visokofrekvencijske komponente. To se može djelimično popraviti povećanjem dužine prozora i tada se povećava amplituda bočnih lukova ali se smanjuje njihova širina (površina ispod njih ostaje nepromijenjena).



Slika 23: Grafička interpretacija pravougaone prozorske funkcije u vremenskom domenu.

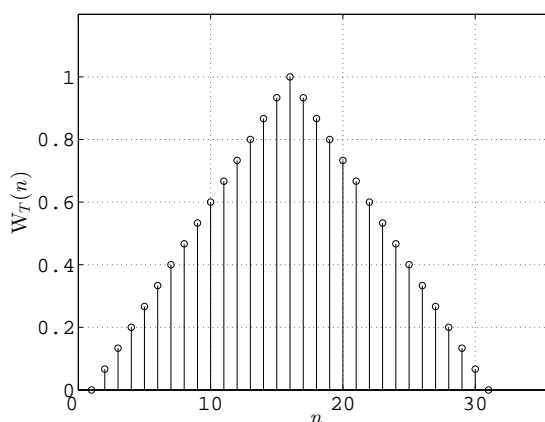
Trougaona prozorska funkcija, u literaturi poznata i kao Bartletova, ima veće slabljenje u nepropusnom opsegu nego pravougaona prozorska funkcija ali ima manju selektivnost

[71]. Definisana je izrazom (54):

$$W_T(n) = \begin{cases} 2n/N, & n = 0, 1, \dots, N/2 \\ 2 - 2n/N, & n = (N/2) + 1, (N/2) + 2, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (54)$$

pri čemu je N paran broj.

Kao što se može vidjeti sa Slike 24, ovako definisana trougaona prozorska funkcija je simetrična i u nizu joj nedostaje posljednja tačka. Amplitudski spektar trougaone prozorske funkcije predstavlja kvadrat amplitudskog spektra pravougaone prozorske funkcije. Ovo je očekivano jer se trougaona prozorska funkcija može predstaviti kao konvolucija dva pravougaona prozora dužine $N/2$, pri čemu je posljednja tačka zanemarena. Faktor curenja iznosi 0,28% a maksimalna amplituda bočnih lukova iznosi -26 dB, i udvostručena je u odnosu na pravougaonu prozorsku funkciju. Bočni lukovi opadaju sa -12 dB/oktavi.

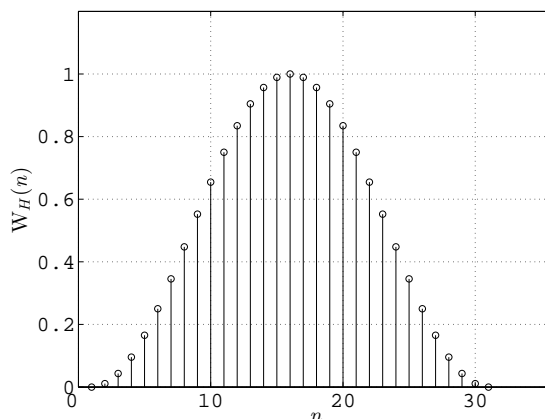


Slika 24: Grafička interpretacija trougaone prozorske funkcije u vremenskom domenu.

Hanova prozorska funkcija (Slika 25) se naziva još i kvadratni kosinus, podignuti kosinus ili *Hanning* prozorska funkcija [71]. Ime je dobila po austrijskom naučniku i meteorologu Julijusu fon Hanu (Julius von Hann). Definisana je izrazom (55):

$$W_H(n) = 0,5 \left(1 - \cos \frac{2n\pi}{N} \right) \quad (55)$$

za $n=0,1,\dots,N-1$.



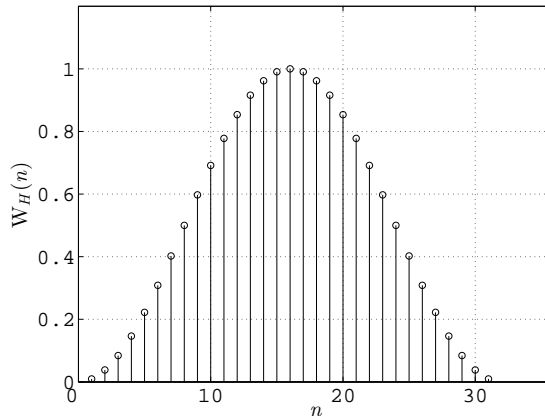
Slika 25: Grafička interpretacija Hanove prozorske funkcije u vremenskom domenu.

Hanova prozorska funkcija ima prednost jer nema diskontinuitete pa zbog tog glatkog prelaza sa nenultih na nulte vrijednosti, spektar ima znatno manje bočne lukove koji opadaju sa -18 dB/oktavi. Faktor curenja je $0,05\%$ a širina centralnog luka iznosi $8\pi/N$. Amplituda najvećeg bočnog luka je potisnuta za -32 dB u odnosu na maksimalnu amplitudu glavnog luka.

Hemingova prozorska funkcija je poboljšana verzija Hanove prozorske funkcije [71]. Definisana je izrazom (56):

$$W_H(n) = 0,54 - 0,46 \cos \frac{2n\pi}{N} \quad (56)$$

za $n=0,1,\dots,N-1$. Uvrštavanjem $n=0$ ili $n=N-1$ slijedi da je $W_H(0)=W_H(N-1)=0,08$ što pokazuje da Hemingova prozorska funkcija ima diskontinuitet na krajevima. Grafička reprezentacija Hemingove prozorske funkcije u vremenskom domenu je prikazana na Slici 26. Propusni opseg Hemingove prozorske funkcije je dva puta veći u odnosu na pravougaonu prozorsku funkciju i ima veće slabljenje izvan propusnog opsega. Faktor curenja je $0,04\%$ a maksimalna amplituda bočnih lukova je -43 dB u odnosu na maksimalnu amplitudu glavnog luka. Kao posljedica postojanja diskontinuiteta na krajevima, bočni lukovi opadaju samo sa -6 dB/oktavi.

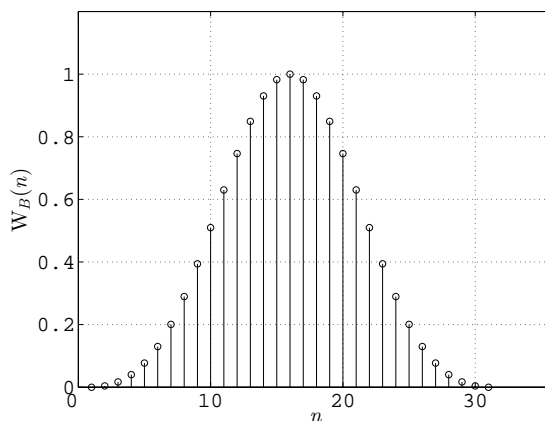


Slika 26: Grafička interpretacija Hemingove prozorske funkcije u vremenskom domenu.

Blekmanova prozorska funkcija je definisana izrazom (57):

$$W_B(n) = 0,42 - 0,50 \cos \frac{2n\pi}{N} + 0,08 \cos \frac{4n\pi}{N} \quad (57)$$

za $n=0,1,\dots,N-1$, a grafička reprezentacija Blekmanove prozorske funkcije u vremenskom domenu je prikazana na Slici 27. Maksimalna amplituda bočnih lukova iznosi -58 dB u odnosu na maksimalnu amplitudu glavnog luka, a bočni lukovi opadaju sa -18 dB/oktavi, što je ostvareno na račun povećanja širine glavnog luka na $12\pi/N$ [71].



Slika 27: Grafička interpretacija Blekmanove prozorske funkcije u vremenskom domenu.

U Tabeli 1 izvršeno je poređenje navedenih prozorskih funkcija po relativnom slabljenju bočnih lukova, relativnoj širini glavnog luka i faktoru curenja.

Tabela 1: Poređenje prozorskih funkcija prema relativnom slabljenju bočnih lukova, relativnoj širini glavnog luka i faktoru curenja.

Prozorska funkcija	Relativno slabljenje bočnih lukova [dB]	Relativna širina glavnog luka	Faktor curenja [%]
Pravougaona	-13,3	0,027344	9,14
Trougaona	-26,6	0,039063	0,28
Hanova	-31,5	0,042969	0,05
Hemingova	-42,5	0,039063	0,03
Blekmanova	-58,1	0,050781	0,00

Može se primijetiti da prozorske funkcije koje imaju najbolje relativno slabljenje bočnih lukova imaju veću širinu glavnog luka, tako da prilikom izbora prozorske funkcije treba napraviti kompromis u zavisnosti od specifičnosti primjene. Međutim, prilikom realizacije u ugrađenim mikroračunarskim sistemima Hanova prozorska funkcija, pored toga što predstavlja dobro kompromisno rješenje u pogledu osnovih karakteristika, ima još jednu pogodnost. Naime, ako se izvrši analiza frekvencijskog spektra Hanove prozorske funkcije može se primijetiti da predstavlja superpoziciju spektra pravouganog prozora pomnoženog sa 0,5 i spektara pomjerenih pravougaonih prozora za $\pm 2\pi/N$ i pomnoženih sa 0,25. To znači da se maksimumi pomjerenih spektara nalaze na mjestima gdje glavni spektar ima nule, čime se smanjuje amplituda prvog bočnog luka. Prilikom određivanja DFT-a, iz spektra se uzimaju odbirci sa razmakom $2\pi/N$, odnosno, u rezultatnom spektru postoje samo tri nenulta odbirka na pozicijama $-2\pi/N$, 0 i $2\pi/N$ tj. na mjestima gdje se nalaze centralni uzorci tri spektra koji ulaze u superpoziciju. Direktna primjena ove osobine omogućava da se množenje u vremenskom domenu Hanovom prozorskom funkcijom zamijeni superpozicijom spektara signala bez množenja prozorskom funkcijom u frekvencijskom domenu. Drugim riječima, spektar signala ograničenog Hanovim prozorom $Y(k)$ se do-

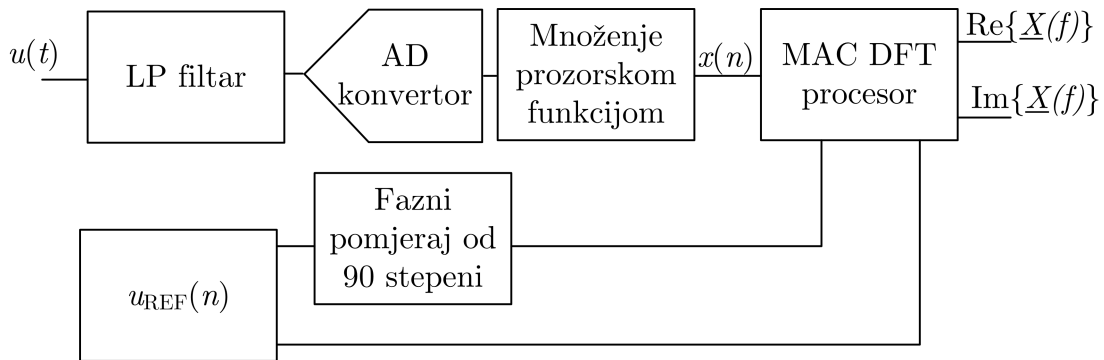
bija ako se odredi spektar signala $X(k)$ bez množenja prozorskom funkcijom i primijeni izraz (58):

$$Y(k) = \frac{1}{2}[X(k) - X(k-1) + X(k+1)] \quad (58)$$

za svaki DFT odbirak. Na ovaj način je moguće N realnih množenja u vremenskom domenu zamijeniti sa $2N$ realnih sabiranja i $2N$ pomijeranja udesno. Time se smanjuje potrebni memorijski prostor jer nije potrebno čuvati vrijednosti odbiraka prozorske funkcije. U mnogim primjenama ovo može predstavljati značajno ubrzanje. Iz navedenih razloga, u ovom istraživanju je korišćena Hanova prozorska funkcija.

Dobijene vrijednosti $x(n)$ na izlazu množača diskretnog naponskog signala sa prozorskom funkcijom se vode na blok MAC DFT, u kom se vrši množenje sa odbircima signala u fazi i kvadraturi sa naponom referentnog naponskog generatora, te sumiranje rezultata. Nakon množenja i sumiranja, za svaku testnu frekvenciju f kao izlazi dobijaju se odgovarajuće vrijednosti za realni ($\text{Re}\{\underline{X}(f)\}$) i imaginarni dio ($\text{Im}\{\underline{X}(f)\}$) vrijednosti DFT, kao što je prikazano na Slici 28, i izrazom (59):

$$\underline{X}(f) = \text{Re}\{\underline{X}(f)\} + j\text{Im}\{\underline{X}(f)\}. \quad (59)$$



Slika 28: Blok šema sistema za akviziciju i obradu podataka.

Na osnovu vrijednosti za realni i imaginarni dio, modul DFT vrijednosti ($M(f)$) se može izračunati primjenom jednačine (60):

$$M(f) = \sqrt{\text{Re}^2\{\underline{X}(f)\} + \text{Im}^2\{\underline{X}(f)\}}. \quad (60)$$

Da bi se dobijeni modul DFT vrijednosti konvertovao u modul impedanse, mora se prvo pomnožiti faktorom za skaliranje ($GF(f)$). $GF(f)$ se računa u procesu kalibracije otpornikom poznate vrijednosti otpornosti R_{CAL} , koristeći dobijenu vrijednost modula DFT vrijednosti $M(f)$ za datu kalibracionu otpornost i izraz (61):

$$GF(f) = \frac{1}{R_{\text{CAL}} \cdot M(f)}. \quad (61)$$

Kada je poznata vrijednost $GF(f)$, modul analizirane impedanse se može izračunati na osnovu dobijene vrijednosti za modul DFT vrijednosti primjenom izraza (62):

$$Z(f) = \frac{1}{M(f) \cdot GF(f)}. \quad (62)$$

Na osnovu vrijednosti za realni i imaginarni dio DFT podatka, argument (Φ) DFT vrijednosti se može izračunati primjenom izraza (63):

$$\Phi(f) = \arctan \frac{\text{Im}\{\underline{X}(f)\}}{\text{Re}\{\underline{X}(f)\}}. \quad (63)$$

Slično kao i prilikom računanja modula impedanse, potrebno je izračunati fazni pomak koji unosi sam sistem (Φ_s) i izvršiti korekciju oduzimanjem te vrijednosti od Φ . Φ_s se može izračunati u procesu kalibracije otpornikom, jer tom prilikom ne postoji dodatni fazni pomak koji unosi priključeni otpornik tj. fazni pomak je isključivo određen ugrađenim elementima kola. Na osnovu ovih vrijednosti, računa se argument analizirane impedanse:

$$\phi(f) = \Phi(f) - \Phi_s(f). \quad (64)$$

3.2 Metode obrade podataka dobijenih karakterizacijom senzora

Prilikom frekvencijske karakterizacije senzora sa promjenljivom impedansom na način koji je prikazan na Slici 5, kao izlazne promjenljive se generišu vrijednosti modula i argumenta impedanse senzora u zavisnosti od frekvencije. Te vrijednosti je potrebno dalje obraditi kako bi se dobile odgovarajuće informacije o mjerene veličine. Dakle, neophodno je definisati statičku karakteristiku senzora koja će omogućiti konverziju modula i/ili argumenta impedanse senzora u vrijednost mjerene veličine. Kao što je ranije već navedeno, dva najčešće korišćena pristupa u formiranju statičke karakteristike senzora su:

- polinomske statičke karakteristike i
- modelovanje senzora ekvivalentnim električnim mrežama.

Ova dva pristupa su opisana u nastavku ove disertacije.

3.2.1 Polinomske statičke karakteristike senzora

Jedan od najjednostavnijih načina formiranja statičke karakteristike senzora je primjenom polinoma. Dobijene krive koje predstavljaju promjenu modula i argumenta impedanse senzora u zavisnosti od frekvencije za različite vrijednosti mjerene veličine, se mogu predstaviti polinomom odgovarajućeg stepena. Primjer polinomske statičke karakteristike senzora promjenljive impedanse za testnu frekvenciju f je:

$$Y_e(X_m(f)) = p_1 X_m^n(f) + p_2 X_m^{n-1}(f) + \dots + p_{n-1} X_m(f) + p_n \quad (65)$$

pri čemu $X_m(f)$ predstavlja izmjerenu vrijednost modula ili argumenta impedanse senzora na posmatranoj frekvenciji, Y_e je estimirana vrijednost parametra, n je red polinoma a p_i ($i = 1, \dots, n+1$) su koeficijenti polinoma.

Primjena polinoma je naročito pogodna kada je ponašanje senzora u posmatranom frekvencijskom i mjernom opsegu linearno, jer je tada moguće formirati statičku karakteristiku senzora polinomom prvog reda, čime se dobija prilično jednostavno računanje

mjerene veličine. Međutim, u mnogim slučajevima odziv senzora nije linearan i neophodna je primjena polinomskih funkcija višeg reda. Ovdje je neophodno naglasiti da je u tom slučaju potrebno napraviti kompromis između tražene tačnosti i složenosti računanja. Naime, viši red polinoma će omogućiti bolju aproksimaciju ali će istovremeno uključiti sav šum, te povećati složenost računanja i potreban memorijski prostor za čuvanje vrijednosti koeficijenata. U praksi, obično se uzima da je moguće dobro fitovanje ukoliko se prihvatljivi rezultati dobijaju sa polinomskim funkcijama drugog ili trećeg stepena, a najviše šestog stepena [76].

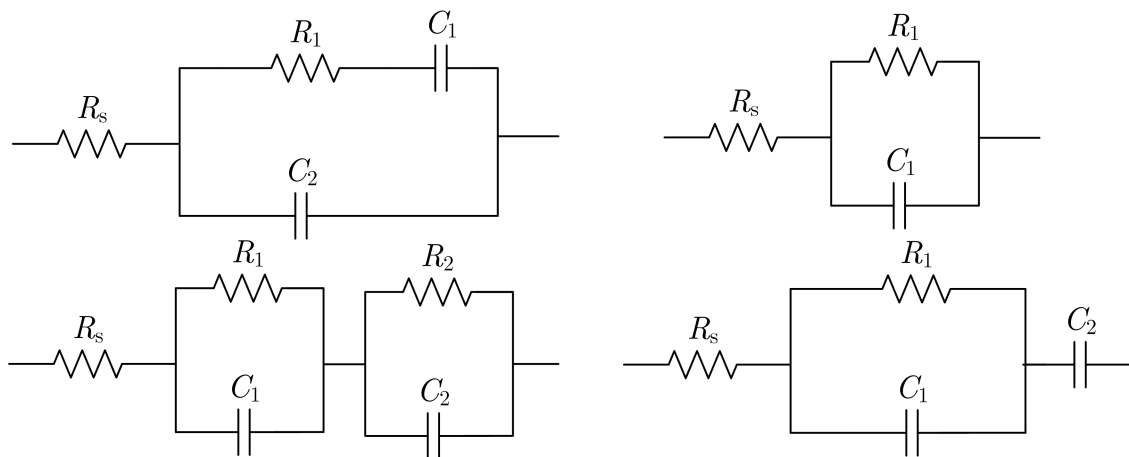
Prilikom praktičnog određivanja polinomske statičke karakteristike senzora, često je potrebno ispitati da li je pogodnije pronaći zavisnost između promjene modula ili argumenta sa promjenom mjerene veličine. Ovo je posebno važno u slučajevima kada se koristi jednostavniji hardver, jer mjerenje modula impedanse ne zahtijeva primjenu faznog detektora koji je neophodan prilikom određivanja argumenta impedanse.

Posebna pogodnost realizacije statičke karakteristike senzora u obliku polinoma je mogućnost jednostavnog formiranja integrisanog sistema koji čine mjerni uređaj i senzor, jer se koeficijenti polinomske statičke karakteristike mogu čuvati u internoj memoriji mjernog sistema u obliku *look-up* tabele.

3.2.2 Modelovanje senzora ekvivalentnim električnim mrežama

Osnovni koncept modelovanja senzora ekvivalentnim električnim mrežama zasniva se na pronalaženju odgovarajuće veze osnovnih elemenata električnih mreža (otpornici, kalemovi i kondenzatori) tako da ekvivalentna impedansa formirane RLC strukture ispoljava promjenu modula i argumenta impedanse što bližu izmjerenim promjenama modula i argumenta impedanse senzora. Elementi električne mreže se pridružuju određenim fizičkim procesima koji se dešavaju u posmatranom mjerenju, a estimacijom vrijednosti pojedinih elemenata moguće je procijeniti koji su procesi dominantni u formiranju odziva senzora. Iz tog razloga, poželjno je ostvariti što jednostavniju strukturu električne mreže kako bi se omogućila pouzdana i brza estimacija vrijednosti parametara modela. U praksi se koriste električne mreže različite složenosti, najčešće sastavljene od otpornika i kondenzatora (RC mreže), kao što je prikazano na Slici 29.

U određenim slučajevima, neophodno je koristiti složenije modele, koji pored standardnih elemenata električnih mreža, koriste i empirijske elemente poput elementa sa konstantnom fazom (eng. *Constant Phase Element* - CPE) ili tzv. Warburgov (*Warburg*) difuzioni element.



Slika 29: Primjeri često korišćenih RC mreža za modelovanje senzora.

CPE je element električnih mreža kojim se modeluje nesavršeni kondenzator. Njegova impedansa se može izračunati na osnovu izraza (66):

$$\underline{Z}_{CPE} = \frac{1}{\underline{Y}_{CPE}} = \frac{1}{Q_0 \omega^n} e^{-j\frac{\pi}{2}n} \quad (66)$$

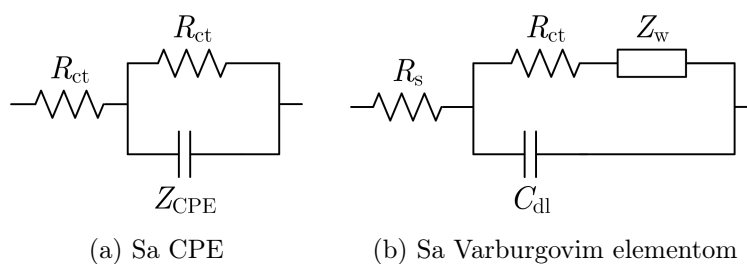
pri čemu su parametri Q_0 i n frekvencijski nezavisni. Fazni stav je konstantan i iznosi $-n\pi/2$ [rad].

Varburgov difuzioni element se koristi za modelovanje difuzionih procesa i obično je povezan sa procesima prenosa naelektrisanja (eng. *charge transfer*) i formiranja tzv. dvostrukog sloja na površini senzora koji je uronjen u rastvor koji se ponaša kao elektrolit. Odlikuje se frekvencijski nezavisnim argumentom od $-\pi/4$ [rad], dok je modul impedanse obrnuto proporcionalan kvadratnom korijenu frekvencije:

$$Z_w = \sqrt{2} \frac{A_w}{\sqrt{\omega}} \quad (67)$$

pri čemu je A_w tzv. Varburgov koeficijent.

CPE i Varburgov difuzioni element nemaju jasnu fizičku interpretaciju ali u nekim slučajevima mogu da eliminišu potrebu za velikim brojem RC elemenata i da generalno poprave kvalitet fitovanja. U literaturi su opisane primjene modela sa Slike 30(a) u analizi dielektričnih osobina materijala [77], kao i modelovanje fotoelektričnih osobina nanokompozitnih materijala modelom sa Slike 30(b) [78].



Slika 30: Primjeri električnih mreža sa empirijskim elementima.

3.2.3 Procjena kvaliteta korišćenog modela

U slučaju karakterizacije senzora sa promjenljivom impedansom, kvalitet predloženeog modela se procijenjuje na osnovu analize greške između eksperimentalno dobijenih vrijednosti za modul i argument impedanse senzora i izračunatih vrijednosti za modul i argument korišćenog modela. Najčešće se koristi analiza srednje kvadratne greške (eng. *Root Mean Square Error* - RMSE) koja se može izračunati primjenom izraza (68):

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (y_{\text{est}}(i) - y_{\text{meas}}(i))^2}{N}} \quad (68)$$

pri čemu je y_{est} estimirana vrijednost parametra, y_{meas} izmjerena vrijednost parametra, a N predstavlja ukupan broj mjernih tačaka.

Da bi se dobilo više informacija o vezi između elemenata korišćene električne mreže i promjene mjerene veličine, potrebno je provesti i statističku analizu. Često korišćen statistički parametar je Pirsonov (*Pearson*) koeficijent korelacije (r) [79], koji pokazuje smjer i intenzitet povezanosti između dvije promjenljive (vektori $X = (X_1, X_2, \dots, X_N)$ i $Y = (Y_1, Y_2, \dots, Y_N)$).

Pirsonov koeficijent je određen izrazom (69):

$$r = \frac{SS_{XY}}{\sqrt{SS_{XX}SS_{YY}}} \quad (69)$$

pri čemu je

$$SS_{XX} = \sum_{i=1}^N (X_i - \bar{X})^2 \quad (70)$$

$$SS_{YY} = \sum_{i=1}^N (Y_i - \bar{Y})^2 \quad (71)$$

$$SS_{XY} = \sum_{i=1}^N (X_i - \bar{X})(Y_i - \bar{Y}) \quad (72)$$

a N predstavlja broj mjerenja (dužina vektora X i Y), dok \bar{X} i \bar{Y} predstavljaju srednje vrijednosti vektora X i Y , respektivno. Srednje vrijednosti vektora X i Y se mogu procijeniti primjenom izraza (73) i (74):

$$\bar{X} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i \quad (73)$$

$$\bar{Y} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Y_i. \quad (74)$$

Konačnu ocjenu kvaliteta korišćenog modela treba donijeti na osnovu uporedne analize dobijene RMSE ali i stepena korelacije promjene vrijednosti parametara modela sa promjenom mjerene veličine. Naime, može se dogoditi da se sa povećavanjem složenosti električne mreže ostvari fitovanje sa malom greškom ali da parametri modela imaju

malu korelaciju sa promjenama mjerenog parametra. Na taj način nije moguće dobiti kvalitativne podatke o ponašanju senzora, i stoga se teži da se prije izbora ekvivalentne mreže analizira ponašanje senzora i na osnovu očekivanih fizičkih procesa izvrši izbor odgovarajuće električne mreže.

U narednom dijelu disertacije analizirane su mogućnosti estimacije vrijednosti elemenata električnih mreža primjenom metode najmanjih kvadrata, pa je na osnovu uočenih nedostataka, predložena nova metoda estimacije vrijednosti elemenata tzv. 2R-1C mreža, koje se sastoje od dva otpornika i jednog kondenzatora, i koje se veoma često koriste prilikom modelovanja senzora sa promjenljivom impedansom.

3.2.4 Estimacija vrijednosti elemenata modela metodom najmanjih kvadrata

Metoda najmanjih kvadrata se veoma često koristi u estimaciji vrijednosti parametara modela na osnovu izmjerenih vrijednosti jer pruža niz pogodnosti u pogledu robustnosti estimacije, mogućnosti estimacije vrijednosti velikog broja parametara kao i generalno veoma visoke tačnosti [80]. Kao što i samo ime metode govori, osnova je minimizacija sume kvadratnih grešaka između izmjerene ($y_{\text{meas}}(i)$) i estimirane ($y_{\text{est}}(i)$) vrijednosti:

$$\sum_{i=1}^N (y_{\text{est}}(i) - y_{\text{meas}}(i))^2 \rightarrow \min. \quad (75)$$

U nastavku disertacije predstavljeni su osnovni elementi i formulacija metode najmanjih kvadrata, kao i dva često korišćena algoritma: Levenberg-Marquardt (*Levenberg-Marquardt* [81]) i Gaus-Njutnov (*Gauss-Newton* [82]).

Metoda najmanjih kvadrata

Neka je zadat matematički model oblika:

$$y(x) = y(x; a_1, \dots, a_M) = y(x; \mathbf{a}) \quad (76)$$

gdje je vektor $\mathbf{a} = (a_1, \dots, a_M)$ formiran od M parametara (konstanti) koje treba odrediti. U tom cilju se koristi N poznatih podataka (x_i, y_i) , $i = 1, \dots, N$ koji se obično dobijaju mjerenjem [80]. U zavisnosti od toga da li je funkcija $y(x; a_1, \dots, a_M)$ linearna po nepoznatim parametrima ili ne, modeli se dijele na linearne i nelinearne. Matematički aparat za dobijanje optimalnih parametara se u ta dva slučaja razlikuje, i tome će biti više riječi kasnije.

Postupak određivanja nepoznatih parametara $\mathbf{a} = (a_1, \dots, a_M)$ u modelu na osnovu poznatih eksperimentalnih podataka (x_i, y_i) , $i = 1, \dots, N$ se obično naziva fitovanjem. Ne postoji jednoznačan odgovor koji je vektor parametara \mathbf{a} najbolji. U tom cilju se obično definiše funkcija kvaliteta fitovanja, koja za date parametre \mathbf{a} daje numeričku vrijednost kvaliteta modela u odnosu na eksperimentalne podatke.

Metoda najmanjih kvadrata određuje optimalne parametre a_1, \dots, a_M tako da minimizuju funkciju

$$\chi^2(\mathbf{a}) = \sum_{i=1}^N \left(\frac{y_i - y(x_i; a_1, \dots, a_M)}{\sigma_i} \right)^2 \quad (77)$$

gdje su σ_i unaprijed poznate vrijednosti koje predstavljaju standardne devijacije mjernih podataka (x_i, y_i) . U slučaju da su sve te vrijednosti jednake, $\sigma_i = \sigma$, $i = 1, \dots, M$, može se uzeti da je $\sigma = 1$, pošto optimalna vrijednost \mathbf{a} ne zavisi od te vrijednosti.

Pod pretpostavkom da je $y_i = y(x_i; \mathbf{a}) + \epsilon_i$, gdje su eksperimentalne greške ϵ_i normalno raspodijeljene sa očekivanjem 0 i standardnom devijacijom σ_i , može se za svaki skup vrijednost parametara a_1, \dots, a_M izračunati vjerovatnoća da eksperimentalne vrijednosti y_i uzimaju baš te vrijednosti (odnosno pripadaju malom intervalu oko njih). Ocjena maksimalne vjerodostojnosti kao optimalne parametre uzima one za koje je ta vjerovatnoća najveća [80]. Pokazuje se da optimalni parametri upravo minimiziraju funkciju (77). Pod pretpostavkom normalno raspodijeljenih grešaka, $\chi^2(\mathbf{a})$ ima Pirsonovu χ^2 (eng. *Pearson's chi-squared*) raspodjelu sa $\nu = N - M$ stepeni slobode, pri čemu je $N > M$ [83]. Vjerovatnoća Q da χ^2 bude veće od konkretno izračunate vrijednosti $\chi^2(\mathbf{a})$ je data nekompletnom gama funkcijom $Q(\nu/2, \chi^2(\mathbf{a})/2)$ gdje je:

$$Q(a, x) = \frac{\Gamma(a, x)}{\Gamma(a)} = \frac{1}{\Gamma(a)} \int_x^\infty e^{-t} t^{a-1} dt, \quad \text{za } a > 0. \quad (78)$$

Vrijednost Q daje mjeru kvaliteta fitovanja, tj. modela. Ukoliko je Q vrlo malo, uzrok može biti:

- model je pogrešan, i može biti statistički odbačen,
- informacije o devijacijama σ_i su pogrešne i veće su nego što je navedeno,
- eksperimentalne greške nisu normalno raspodijeljene.

Ukoliko je Q suviše veliko, blisko 1, uzrok može biti:

- greške podataka su precijenjene i stvarno su manje od navedenih,
- greška prilikom prikupljanja eksperimentalnih podataka.

Prema teoriji, za veliko N je χ^2 asimptotski normalno raspodijeljeno sa očekivanjem ν i standardnom devijacijom $\sqrt{2\nu}$. Zato bi očekivane vrijednosti za $\chi^2(\mathbf{a})$ trebale da budu $\chi^2(\mathbf{a}) \approx \nu$.

Ukoliko nisu poznate veličine σ_i i pod pretpostavkom da su standardne devijacije svih mjernih podataka jednake $\sigma_i = \sigma$, moguće je prvo u funkciji (77) zadati $\sigma_i=1$, nakon toga izračunati optimalne parametre \mathbf{a} koji minimizuju χ^2 funkciju, i naknadno izračunati [80]:

$$\sigma^2 = \frac{1}{N - M} \sum_{i=1}^N (y_i - y(x_i; \mathbf{a}))^2. \quad (79)$$

Kvalitet modela je moguće verifikovati i statističkom analizom (razlika) ostataka $r_i = (y_i - y(x_i; \mathbf{a}))/\sigma_i$. U cilju ispitivanja da li su greške zaista normalno raspodijeljene koriste se tzv. kutijasti dijagrami ili histogrami [80]. Usljed kvadratne zavisnosti u (77), uticaj podataka sa velikim odstupanjima je značajan, pa se često u postupku fitovanja prvo takve tačke eliminišu iz uzorka, i zatim fitovanje ponovi bez njih. Motivacija za ovaj postupak je da je uzrok ovakvih grešaka drugačije prirode od normalnih eksperimentalnih grešaka. Takođe, ostaci r_i , kao slučajne veličine, treba da budu međusobno nezavisni. Međusobna nezavisnost ostataka se može statistički testirati autokorelacijom. Ukoliko se ispostavi da ostaci nisu međusobno nezavisni, to obično znači da model nije najbolje izabran. Tipičan primjer ovakve greške jeste da se kvadratna funkcija fituje linearnom.

Linearni model

U generalizovanom linearnom modelu je funkcija $y(x)$ linearna po parametrima a_1, \dots, a_M :

$$y(x) = \sum_{k=1}^M a_k X_k(x) \quad (80)$$

gdje su $X_1(x), \dots, X_M(x)$ unaprijed zadate linearno nezavisne bazne funkcije. Za fitovanje polinoma može se uzeti $X_k(x) = x^{k-1}$ ili, bolje, ortogonalne polinome.

U skladu sa izrazom (77), treba minimizovati

$$\chi^2(\mathbf{a}) = \sum_{i=1}^N \left(\frac{y_i - \sum_{k=1}^M a_k X_k(x_i)}{\sigma_i} \right)^2. \quad (81)$$

Ukoliko su σ_i nepoznati ili međusobno jednaki, može se uzeti $\sigma_i = 1$.

Neka je \mathbf{A} matrica dimenzije $N \times M$, i vektor \mathbf{b} dužine N , sa elementima

$$A_{ij} = \frac{X_j(x_i)}{\sigma_i}, \quad b_i = \frac{y_i}{\sigma_i}. \quad (82)$$

U tački minimuma funkcije (81) su njeni parcijalni izvodi po a_k jednaki nuli, pa je

$$0 = \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_i^2} \left(y_i - \sum_{j=1}^M a_j X_j(x_i) \right) X_k(x_i), \quad k = 1, \dots, M, \quad (83)$$

što daje sistem linearnih jednačina

$$\sum_{j=1}^M a_{kj} a_j = \beta_k \quad \text{ili} \quad \boldsymbol{\alpha} \mathbf{a} = \boldsymbol{\beta}, \quad (84)$$

gdje je

$$\alpha_{kj} = \sum_{i=1}^N \frac{X_j(x_i) X_k(x_i)}{\sigma_i^2}, \quad \beta_j = \sum_{i=1}^N \frac{y_i X_k(x_i)}{\sigma_i^2}, \quad (85)$$

ili

$$\boldsymbol{\alpha} = \mathbf{A}^T \mathbf{A}, \quad \boldsymbol{\beta} = \mathbf{A}^T \mathbf{b}. \quad (86)$$

Sistem $\mathbf{A}^T \mathbf{A} \mathbf{a} = \mathbf{A}^T \mathbf{b}$ se naziva sistem normalnih jednačina, i često je loše uslovljen, što predstavlja problem za nalaženje njegovog rješenja. Umjesto standardnih metoda (Gausove ili metode Holecog) tada je bolje koristiti iterativne metode (npr. Gaus-Zajdelovu metodu). Do istog rješenja vodi i primjena metode dekompozicije na singularne vrijednosti (eng. *Singular Value Decomposition*) na pravougaoni sistem $\mathbf{A} \mathbf{a} = \mathbf{b}$. Na uslovljenost matrice normalnog sistema bitno utiče izbor baznih funkcija $X_i(x)$, pa se pogodnijim izborom baze u istom prostoru može značajno popraviti uslovljenost sistema.

Inverzna matrica $\mathbf{C} = \boldsymbol{\alpha}^{-1}$ je tijesno povezana sa standardnim devijacijama fitovanih parametara a_j , a one daju mjeru stabilnosti parametara u odnosu na greške podataka. Pošto je $\mathbf{a} = \mathbf{C} \boldsymbol{\beta}$, biće

$$a_j = \sum_{k=1}^M C_{jk} \left(\sum_{i=1}^N \frac{y_i X_k(x_i)}{\sigma_i^2} \right). \quad (87)$$

Varijansa parametra a_j se može izraziti kao [80]:

$$\sigma^2(a_j) = \sum_{i=1}^N \sigma_i^2 \left(\frac{\partial a_j}{\partial y_i} \right)^2. \quad (88)$$

Pošto α_{jk} a time i C_{jk} ne zavisi od y_i tada je

$$\frac{\partial a_j}{\partial y_i} = \sum_{k=1}^M \frac{C_{jk} X_k(x_i)}{\sigma_i^2}, \quad (89)$$

pa je

$$\sigma^2(a_j) = \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^M C_{jk} C_{jl} \left(\sum_{i=1}^N \frac{X_k(x_i) X_l(x_i)}{\sigma_i^2} \right). \quad (90)$$

U prethodnom izrazu, u zagradi su upravo elementi matrice $\boldsymbol{\alpha} = \mathbf{C}^{-1}$, pa je

$$\sigma^2(a_j) = C_{jj}. \quad (91)$$

Elementi C_{jk} van dijagonale predstavljaju kovarijansu između a_j i a_k .

Nelinearni model

U slučaju modela koji nije linearan po parametrima

$$y = y(x, \mathbf{a}), \quad \mathbf{a} = (a_1, \dots, a_M) \quad (92)$$

metoda najmanjih kvadrata se naziva *Non-linear Least Squares* (NLLS), i traži se minimum funkcije

$$\chi_2(\mathbf{a}) = \sum_{i=1}^N \left(\frac{y_i - y(x_i; \mathbf{a})}{\sigma_i} \right)^2 = \sum_{i=1}^N r_i^2(\mathbf{a}) = \mathbf{R}^T(\mathbf{a}) \mathbf{R}(\mathbf{a}) \quad (93)$$

gdje su uvedene oznake $r_i(\mathbf{a}) = (y_i - y(x_i; \mathbf{a}))/\sigma_i$ i $\mathbf{R}(\mathbf{a}) = (r_1(\mathbf{a}), \dots, r_N(\mathbf{a}))^T$. Zbog nelinearnosti, ova funkcija može imati više lokalnih minimuma, pa je ponekad nalaženje

optimalnih parametara težak zadatak i moraju se primijeniti metode globalne optimizacije. U svakom lokalnom, pa i globalnom minimumu, gradijent funkcije $\chi^2(\mathbf{a})$ mora biti jednak nuli. Ako se uvede oznaka:

$$\mathbf{J}(\mathbf{a}) = \left[\frac{\partial r_i}{\partial a_j} \right], \quad i = 1, \dots, N, \quad j = 1, \dots, M \quad (94)$$

gradijent funkcije koju treba minimizirati ima elemente

$$\frac{\partial \chi^2}{\partial a_k} = -2 \sum_{i=1}^N \frac{y_i - y(x_i; \mathbf{a})}{\sigma_i^2} \frac{\partial y(x_i; \mathbf{a})}{\partial a_k} = 2 \sum_{i=1}^N r_i \frac{\partial r_i}{\partial a_k} \quad (95)$$

pa je

$$\nabla \chi^2(\mathbf{a}) = 2\mathbf{J}^T(\mathbf{a})\mathbf{R}(\mathbf{a}) \quad (96)$$

i

$$\frac{\partial^2 \chi^2}{\partial a_k \partial a_j} = 2 \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_i^2} \left[\frac{\partial y(x_i; \mathbf{a})}{\partial a_k} \frac{\partial y(x_i; \mathbf{a})}{\partial a_j} - (y_i - y(x_i; \mathbf{a})) \frac{\partial^2 y(x_i; \mathbf{a})}{\partial a_k \partial a_j} \right] \quad (97)$$

odakle slijedi da je Hesijan funkcije jednak

$$\nabla^2 \chi^2(\mathbf{a}) = 2(\mathbf{J}^T(\mathbf{a})\mathbf{J}(\mathbf{a}) + \mathbf{S}(\mathbf{a})), \quad \mathbf{S}(\mathbf{a}) \equiv \sum_{i=1}^N r_i(\mathbf{a}) \nabla^2 r_i(\mathbf{a}). \quad (98)$$

Kvadratna aproksimacija funkcije $\chi^2(\mathbf{a})$ je data sa

$$\begin{aligned} \chi^2(\mathbf{a} + \mathbf{a}_\delta) &= \chi^2(\mathbf{a}) + \nabla \chi^2(\mathbf{a}) \cdot \mathbf{a}_\delta + \frac{1}{2} \mathbf{a}_\delta^T \cdot \nabla^2 \chi^2(\mathbf{a}) \cdot \mathbf{a}_\delta \\ &= \mathbf{R}^T(\mathbf{a})\mathbf{R}(\mathbf{a}) + 2\mathbf{R}^T(\mathbf{a})\mathbf{J}(\mathbf{a})\mathbf{a}_\delta + \mathbf{a}_\delta^T (\mathbf{J}^T(\mathbf{a})\mathbf{J}(\mathbf{a}) + \mathbf{S}(\mathbf{a}))\mathbf{a}_\delta. \end{aligned} \quad (99)$$

Ukoliko je funkcija $y(x; \mathbf{a})$ dovoljno glatka, za minimizaciju funkcije (93) se mogu koristiti kako gradijentne, tako i metode drugog reda tačnosti. Slijedi kraći pregled metoda koje se koriste u praksi [80].

Njutnova metoda

Primjena Njutnove metode za minimizaciju funkcije daje [80]:

$$\mathbf{a}_\delta = -(\mathbf{J}^T(\mathbf{a})\mathbf{J}(\mathbf{a}) + \mathbf{S}(\mathbf{a}))^{-1} \mathbf{J}^T(\mathbf{a})\mathbf{R}(\mathbf{a}). \quad (100)$$

I pored brze konvergencije u okolini rješenja, metodu komplikuje potreba računanja drugih izvoda od kojih zavisi $\mathbf{S}(\mathbf{a})$.

Gaus-Njutnova metoda

Za dovoljno malo \mathbf{a}_δ može se uvesti aproksimacija linearizacijom $\mathbf{R}(\mathbf{a} + \mathbf{a}_\delta) = \mathbf{R}(\mathbf{a}) + \mathbf{J}(\mathbf{a})\mathbf{a}_\delta$, što za posljedicu ima da je $\nabla^2 r_i(\mathbf{a}) = 0$, pa je $\mathbf{S}(\mathbf{a}) \equiv 0$

i

$$\mathbf{a}_\delta = -(\mathbf{J}^T(\mathbf{a})\mathbf{J}(\mathbf{a}))^{-1} \mathbf{J}^T(\mathbf{a})\mathbf{R}(\mathbf{a}), \quad (101)$$

tj. \mathbf{a}_δ je rješenje linearnog sistema

$$(\mathbf{J}^T(\mathbf{a})\mathbf{J}(\mathbf{a})) \mathbf{a}_\delta = -\mathbf{J}^T(\mathbf{a})\mathbf{R}(\mathbf{a}) \quad (102)$$

ili

$$\boldsymbol{\alpha}\mathbf{a}_\delta = \boldsymbol{\beta} \quad (103)$$

gdje je

$$\alpha_{kl} \equiv \frac{1}{2} \frac{\partial^2 \chi^2}{\partial a_k \partial a_l} = \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_i^2} \frac{\partial y(x_i; \mathbf{a})}{\partial a_k} \frac{\partial y(x_i; \mathbf{a})}{\partial a_l} \quad (104)$$

$$\beta_k \equiv -\frac{1}{2} \frac{\partial \chi^2}{\partial a_k} = \sum_{i=1}^N \frac{y_i - y(x_i; \mathbf{a})}{\sigma_i^2} \frac{\partial y(x_i; \mathbf{a})}{\partial a_k}. \quad (105)$$

Matrica $\boldsymbol{\alpha}$ se u slučaju da je funkcija $y(x; \mathbf{a})$ linearna po parametrima poklapa sa istom matricom iz prethodnog odeljka, pa matrica $\mathbf{C} = \boldsymbol{\alpha}^{-1}$ predstavlja matricu varijansi i kovarijansi parametara a_1, \dots, a_M .

Gaus-Njutnova metoda je jednostavnija za primjenu jer ne zahtijeva računanje drugih izvoda. Opravdanje za aproksimaciju koja je u njoj primijenjena je u činjenici da će

$$\mathbf{S}(\mathbf{a}) \equiv \sum_{i=1}^N r_i(\mathbf{a}) \nabla^2 r_i(\mathbf{a}) \quad (106)$$

u slučaju nezavisnih i slučajno raspodijeljenih grešaka r_i imati malu vrijednost usljed međusobnog potiranja članova u sumi. Prednosti Gaus-Njutnove metode su:

- lokalna kvadratna konvergencija u zadacima sa nultom optimalnom greškom,
- brza lokalna konvergencija za modele koji nisu izrazito nelinearni ili koji imaju male lokalne greške r_i ,

a mane su:

- slaba konvergencija za izrazito nelinearne modele i za velike optimalne greške r_i ,
- odsustvo konvergencije u nekim slučajevima iz prethodne tačke,
- nije korektno definisana kada $\mathbf{J}(\mathbf{a})$ nema puni rang,
- ne garantuje se globalna konvergencija.

Dampirana Gaus-Njutnova metoda

U ovoj varijanti prethodne metode je:

$$\mathbf{a} + \mathbf{a}_\delta = \mathbf{a} - \lambda (\mathbf{J}^T(\mathbf{a})\mathbf{J}(\mathbf{a}))^{-1} \mathbf{J}^T(\mathbf{a})\mathbf{R}(\mathbf{a}) \quad (107)$$

gdje se λ bira po kriterijumu jednodimenzionalne optimizacije. Parametrom λ se izbjegavaju prevelike vrijednosti za \mathbf{a}_δ , a metoda je korektno definisana i ako $\mathbf{J}(\mathbf{a})$ nema puni rang.

Levenberg-Markartova metoda

U Levenberg-Markartovoj metodi (Kenneth Levenberg 1944. godine [84], Donald W. Marquardt 1963. godine [85]) se nova iteracija u optimizaciji dobija po formuli

$$\mathbf{a} + \mathbf{a}_\delta = \mathbf{a} - \lambda (\mathbf{J}^T(\mathbf{a})\mathbf{J}(\mathbf{a}) + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{J}^T(\mathbf{a})\mathbf{R}(\mathbf{a}) \quad (108)$$

gdje je $\lambda \geq 0$ parametar metode, a \mathbf{I} jedinična matrica. U graničnom slučaju za $\lambda = 0$ se svodi na Gaus-Njutnovu metodu, a za velike vrijednosti λ se vektor \mathbf{a}_δ po pravcu asimptotski približava antigradijentu sa sve manjom dužinom, što garantuje uspješnost koraka za dovoljno veliko λ .

Druga interpretacija metode je da je ona teorijski ekvivalentna zadatku

$$\min_{\|\mathbf{a}_\delta\| \leq \epsilon} \|\mathbf{R}(\mathbf{a}) + \mathbf{J}(\mathbf{a})\mathbf{a}_\delta\|_{L_2} \quad (109)$$

gdje je veličina ϵ povezana sa parametrom λ (tačnije $1/\lambda$).

U ovoj metodi se, koristeći oznake od ranije, \mathbf{a}_δ dobija kao rješenje sistema

$$(\boldsymbol{\alpha} + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{a}_\delta = \boldsymbol{\beta}. \quad (110)$$

Za pozitivno λ je matrica sistema pozitivno definitna i povećavanjem ovog parametra poboljšava se uslovljenost sistema. Variranjem parametra obezbjeđuje se kompromis između brze konvergencije i stabilnosti metode.

Algoritam metode se sastoji od nekoliko koraka:

1. Izabrati početnu aproksimaciju \mathbf{a} .
2. Izračunati $\chi^2(\mathbf{a})$.
3. Postaviti početnu vrijednost $\lambda = 0,001$.
4. Provjeriti kriterijum za zaustavljanje algoritma.
5. Riješiti sistem (110) i izračunati $\chi^2(\mathbf{a} + \mathbf{a}_\delta)$.
6. Ako je $\chi^2(\mathbf{a} + \mathbf{a}_\delta) \geq \chi^2(\mathbf{a})$, povećati λ (npr. 10 puta) i ići na korak 4.
7. Ako je $\chi^2(\mathbf{a} + \mathbf{a}_\delta) < \chi^2(\mathbf{a})$, smanjiti λ (npr. 10 puta), prihvatiti novu aproksimaciju $\mathbf{a} + \mathbf{a}_\delta$ i ići na korak 4.

Kriterijum za zaustavljanje obično kombinuje sljedeće kriterijume: maksimalan dozvoljen broj iteracija i $\|\mathbf{a}_\delta\| \leq \epsilon$, $|\chi^2(\mathbf{a} + \mathbf{a}_\delta) - \chi^2(\mathbf{a})| \leq \epsilon$.

Po završetku algoritma, invertovanjem matrice $\boldsymbol{\alpha}$ (za $\lambda=0$), dobija se matrica \mathbf{C} varijansi i kovarijansi parametara a_1, \dots, a_M .

Ovdje je metoda izložena u prvobitnoj, Levenbergovoj formi [84], a Markart je kasnije modifikovao metodu, tako što zamjenom jedinične matrice \mathbf{I} dijagonalnom $\text{diag}(\mathbf{J}^T(\mathbf{a})\mathbf{J}(\mathbf{a}))$ ostvaruje poboljšanu stabilnost za velike vrijednosti parametra λ [85].

Zaključak

Kao što je ranije već navedeno, metoda najmanjih kvadrata omogućava veoma dobru estimaciju vrijednosti parametara modela na osnovu izmjerenih vrijednosti [81]. Opšte karakteristike su obično veoma visoka tačnost, mogućnost estimacije vrijednosti velikog broja parametara linearnih i nelinearnih modela, i slično. Metoda najmanjih kvadrata se može primijeniti i za estimaciju vrijednosti elemenata ekvivalentne električne mreže (model senzora) na osnovu izmjerenih vrijednosti modula ili argumenta impedanse senzora. Pri tom, moguća su dva pristupa. U prvom, model je izraz samo za modul (ili samo za argument) impedanse senzora. Drugi pristup se naziva metoda najmanjih kompleksnih kvadrata (eng. *Complex Non-linear Least Squares* - CNLS), i podrazumijeva da su ulazni podaci kompleksni brojevi tj. model je kompleksna impedansa senzora. Budući da CNLS istovremeno fituje modul i argument (ili realni i imaginarni dio) impedanse modela, omogućava znatno manju grešku prilikom estimacije. Međutim, kod CNLS modeli su složeniji i očekivano je duže vrijeme trajanja izvršavanja algoritma.

Dakle, iako je metoda najmanjih kvadrata često korišćena u estimaciji vrijednosti elemenata električnih mreža, odlikuje se i određenim nedostacima [20], [86]:

- metoda je iterativnog karaktera pa se često zahtijeva dugo vrijeme estimacije jer je neophodno simultano riješiti sistem jednačina i to u velikom broju tačaka,
- kompleksnost algoritma za estimaciju najčešće premašuje mogućnosti jeftinih mikroračunarskih sistema tako da je uobičajena primjena na personalnim računarima, čime se uskraćuje mogućnost *in-situ* estimacije,
- neophodno je obezbijediti veoma dobre početne uslove za parametre koje treba estimirati,
- postoji mogućnost negativne pojave konvergencije u lokalni minimum koji ne predstavlja globalno rješenje,
- u slučaju loše određenih početnih uslova, može se dogoditi da postupak estimacije ne konvergira prema krajnjem rješenju, itd.

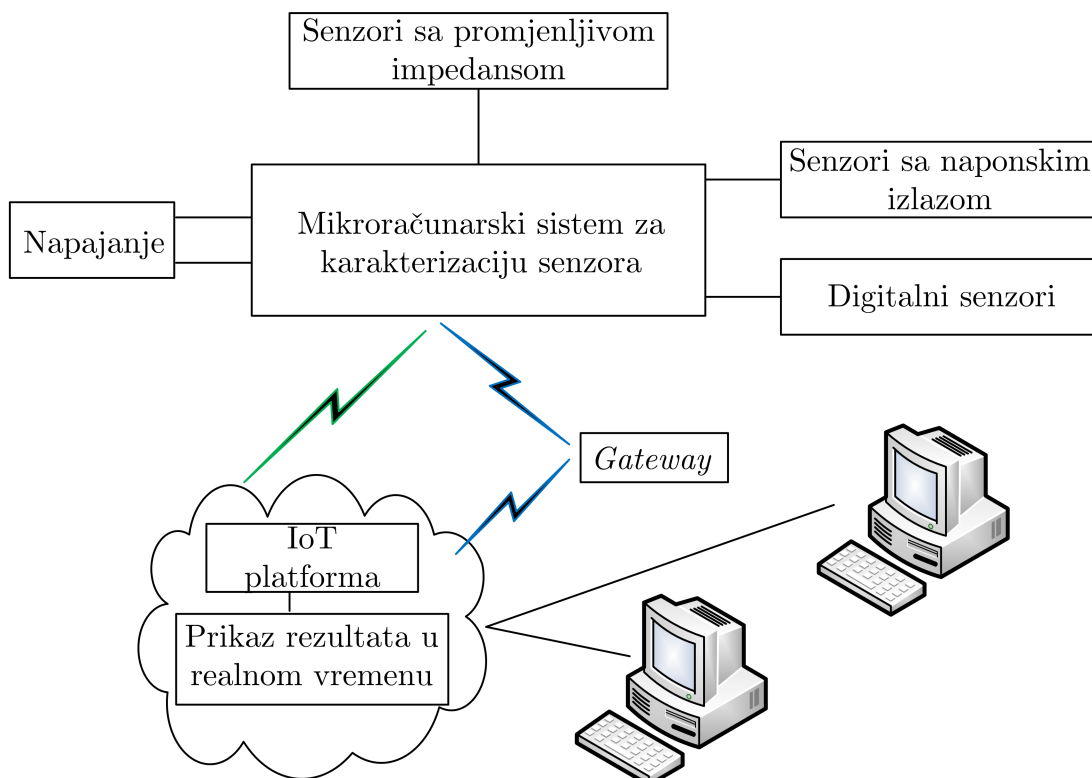
Iz ovih razloga postoji motivacija za razvojem metoda estimacije vrijednosti parametara za specifične modele koje će biti manje opšte u odnosu na metodu najmanjih kvadrata, ali koje će omogućiti bržu estimaciju uz mogućnost primjene jeftinih i široko dostupnih ugrađenih mikroračunarskih sistema.

3.3 Model sistema za daljinsko praćenje parametara kvaliteta životne sredine

Nastavak ove disertacije predstavlja širu sliku primjene integrisanog sistema, koji čine senzor i mjerni sistem, u vidu realizacije sistema za daljinsko praćenje parametara životne

sredine. To podrazumijeva realizaciju odgovarajućeg mikroračunarskog sistema i interfejsa sa različitim vrstama senzora, zatim implementaciju modula za prenos podataka prema akvizicionoj jedinici (server), ostvarivanje energetske autonomnosti i implementacije pouzdanog daljinskog pristupa rezultatima mjerenja.

U opštem slučaju, prenos podataka od mjerne jedinice prema serveru može biti putem žičane veze ili bežično, a izbor tipa komunikacije zavisi od raspoloživih resursa. Bežični prenos omogućava veći stepen slobode prilikom postavljanja mjernih jedinica jer je omogućena jednostavna promjena strukture mreže i pozicije mjernih jedinica, ali s druge strane, omogućavanje daljinskog pristupa preko Interneta u tom slučaju zahtijeva instalaciju dodatnih mrežnih interfejsa na sve mjerne jedinice. Na Slici 31 prenos podataka od mjernog uređaja ka serveru je označen zelenom bojom za ovakvu konfiguraciju. U nekim slučajevima, jednostavnije je da jedan uređaj u mreži bude centralna jedinica (eng. *gateway*) i da predstavlja mjesto gdje će biti dostupni rezultati mjerenja sa svih jedinica i da onda samo taj uređaj ima pristup Internetu. Na Slici 31 prenos podataka od mjernog uređaja ka serveru je označen plavom bojom za ovakvu konfiguraciju. U ovom istraživanju su ispitane obje mrežne konfiguracije sa stanovišta složenosti realizacije, cijene i potrošnje energije.



Slika 31: Predložena konfiguracija sistema za daljinsko praćenje parametara kvaliteta životne sredine.

Kao što se može vidjeti, osnovni dio ovog sistema je mikroračunarski sistem za karakterizaciju senzora koji se može povezati sa sensorima koji na svom izlazu imaju naponski izlaz, ili sa sensorima kod kojih je neophodno mjeriti modul i argument impedanse, kao

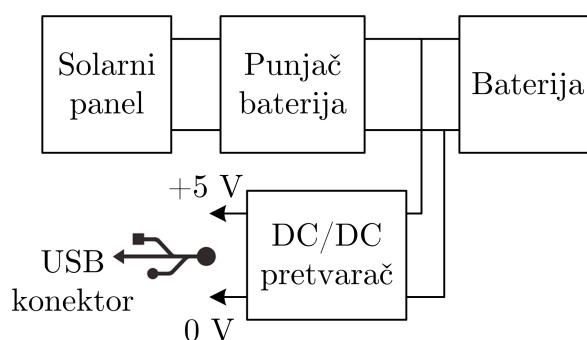
i sa savremenim digitalnim sensorima putem *Inter-Integrated Circuit (I²C)*, *Serial Peripheral Interface (SPI)*, *Universal Asynchronous Receiver/Transmitter (UART)*, *1-wire* i drugih komunikacionih interfejsa. Predviđeno je da sistem ima autonomno baterijsko napajanje sa automatskim dopunjavanjem baterije preko solarnog panela, kao i postojanje mrežnih interfejsa za žičano i bežično povezivanje sa drugim sistemima. Predviđeno je i ostvarivanje žičane veze sa serverom putem mrežnog kabla, kao i bežične veze preko drugog mikroračunarskog sistema koji bi predstavljao akvizicionu jedinicu i koji bi bio povezan sa *cloud* servisom. U narednom dijelu ove disertacije biće detaljno objašnjeni modeli pojedinih dijelova sistema predstavljenog na Slici 31.

3.3.1 Jedinica za napajanje

Zbog obezbijedivanja višestruke mogućnosti napajanja sistema, predviđena je realizacija napajanja putem *Universal Serial Bus (USB)* priključka, pri čemu se može koristiti eksterni DC izvor ili baterijsko napajanje. Napajanje preko USB priključka ima prednost jer USB kontroler (eng. *Future Technology Devices International - FTDI*) ima ugrađen naponski regulator, što osigurava veoma stabilnu vrijednost izlaznog napona. Da bi se osigurao autonoman rad uređaja, u slučaju baterijskog napajanja predviđen je i punjač koji uključuje i solarni panel, čime se obezbjeđuje redovno dopunjavanje baterije i autonomnost sistema.

Izlazni napon sa solarnog panela se vodi na ulaz punjača baterije na čiji izlaz se povezuje baterija i ulaz DC/DC pretvarača koji ima funkciju naponskog stabilizatora ali i podizrača (eng. *boost*) ili spuštača (eng. *buck*) napona, u zavisnosti da li je napon baterije (ili baterijskog niza) niži ili viši od 5 V, respektivno.

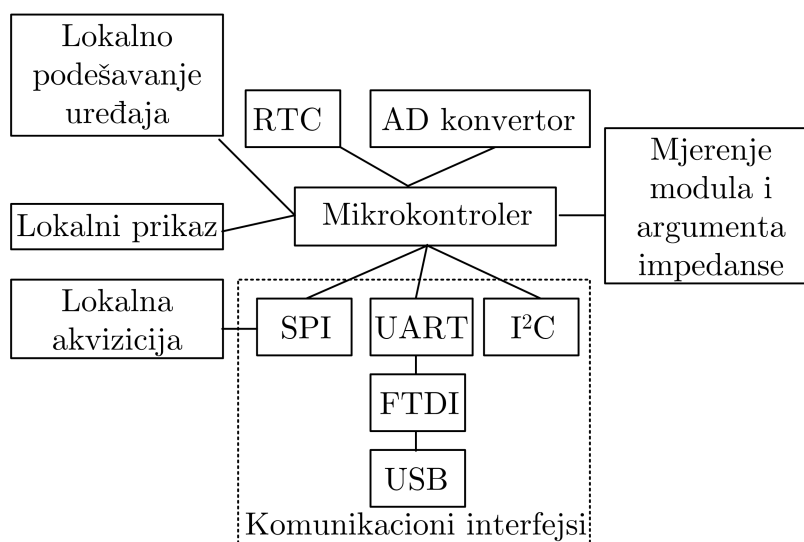
Blok šema baterijskog napajanja sistema sa automatskim dopunjavanjem baterije preko solarnog panela je prikazana na Slici 32.



Slika 32: Blok šema baterijskog napajanja sistema sa automatskim dopunjavanjem baterije preko solarnog panela.

3.3.2 Mikroračunarski sistem za karakterizaciju senzora

Kao što je ranije navedeno, neophodno je omogućiti da se mikroračunarski sistem za karakterizaciju senzora preko AD konvertora može povezati sa sensorima koji na svom izlazu imaju naponski signal, ili sa sensorima sa promjenljivom impedansom preko bloka za mjerenje modula i argumenta impedanse senzora, kao i sa savremenim digitalnim sensorima putem I²C, SPI, UART, 1-wire i drugih komunikacionih interfejsa. U većini slučajeva, povezivanje mikroračunarskih sistema i senzora sa naponskim izlazom ili sa digitalnim sensorima je veoma jednostavno, budući da su AD konvertor i komunikacioni interfejsi sastavni dio većine komercijalno dostupnih mikroračunarskih sistema. S druge strane, mjerenje modula i argumenta impedanse senzora, naročito u širokom mjernom i frekvencijskom opsegu, nije tako jednostavno i potrebno je implementirati odgovarajući mjerni blok, što predstavlja jedan od doprinosa ovog istraživanja. Blok šema predložene konfiguracije mikroračunarskog sistema za karakterizaciju senzora prikazana je na Slici 33.



Slika 33: Blok šema mikroračunarskog sistema za karakterizaciju senzora.

Kao što se može vidjeti, osnovni dio ovog sistema je mikrokontroler koji upravlja radom ostalih modula koji se mogu grupisati u sljedeće cjeline:

1. **Komunikacioni interfejsi.** Predviđeni su konektori povezani sa odgovarajućim pinovima mikrokontrolera za raspoložive komunikacione interfejse: I²C, SPI i UART. Na pločici je predviđen i FTDI čip povezan sa UART modulom mikrokontrolera i eksternim USB konektorom kako bi se ostvarila jednostavna veza sa računarom. Dodat je i konektor za povezivanje uređaja koji koriste 1-wire komunikacioni protokol. Ovo može biti veoma korisno kod razvoja senzora u budućnosti na kojima bi bio ugrađen memorijski čip koji bi čuvao kalibracione podatke o uređaju ili adresu u slučaju senzorske mreže.
2. **Lokalni prikaz.** Za lokalno prikazivanje rezultata mjerenja predviđen je *Thin Film*

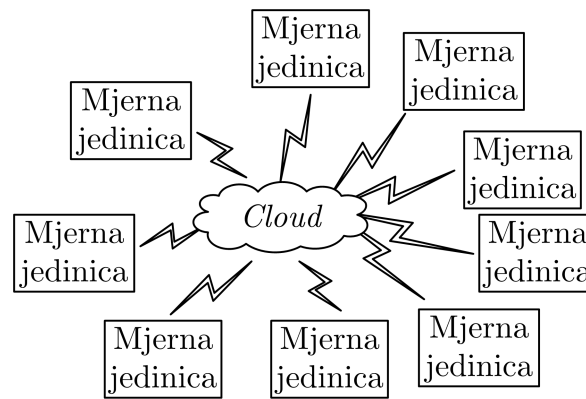
Transistor (TFT) displej u boji čije pozadinsko osvjetljenje reguliše mikrokontroler i po potrebi (pri baterijskom napajanju) može se isključiti zbog smanjenja potrošnje energije.

3. **Lokalna akvizicija.** Za lokalnu akviziciju rezultata mjerenja predviđena je mikro SD kartica koja se povezuje na mikrokontroler preko SPI konektora.
4. **Lokalno podešavanje uređaja.** Za lokalno podešavanje uređaja predviđena je tastatura sa 4 tastera (dva navigaciona: gore i dole, i dva upravljačka: potvrda i otkaz).
5. **Datum i vrijeme.** Predviđen je i digitalni časovnik (eng. *Real Time Clock* - RTC) kako bi se mogao registrovati datum i vremenski trenutak kada je mjerenje izvršeno.
6. **AD konvertor.** AD konvertor je predviđen za povezivanje sa senzorima koji na svom izlazu imaju analogni naponski izlaz. Jednostavnija i jeftinija implementacija je interni AD konvertor mikrokontrolera ali su oni obično lošijih karakteristika u odnosu na eksterne AD konvertore koji se najčešće povezuju sa mikrokontrolerom preko SPI interfejsa. Izbor vrste AD konvertora zavisi od raspoloživih resursa i zahtijevanih performansi sistema.
7. **Blok za mjerenje modula i argumenta impedanse.** Ovaj blok sačinjava analogno-digitalni mjerni sistem kojim se omogućava mjerenje modula i argumenta analizirane impedanse pasivnog elementa ili senzora. Struktura ovog bloka je detaljno obrađena u prethodnom dijelu disertacije.

3.3.3 Model IoT sistema sa žičanom vezom sa senzorskom jedinicom

Predviđena je nadgradnja mikroračunarskog sistema za karakterizaciju senzora u IoT sistem zasnovan na *cloud*-u (eng. *cloud-based system*), kao što je prikazano na Slici 34. Sistem zasnovan na *cloud*-u je aplikacija, servis ili generalno resurs koji je dostupan korisnicima na zahtjev preko Interneta. Raspoloživi resursi se dijele preko mreže, i krajnji korisnici pristupaju *cloud* aplikacijama preko *web* pretraživača, dok se softver i korisnički podaci nalaze na serverima na udaljenoj lokaciji.

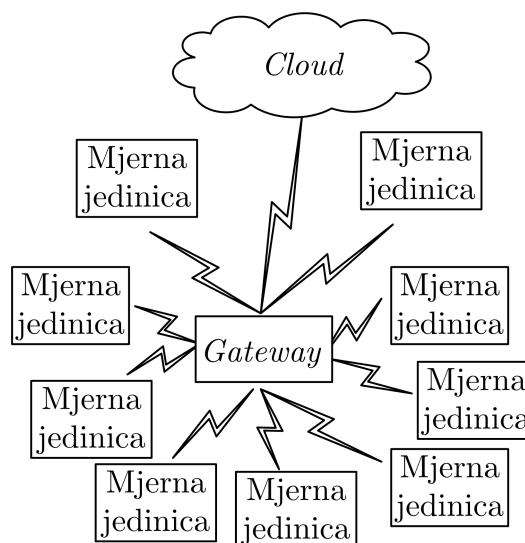
Da bi se omogućio daljinski pristup rezultatima mjerenja u realnom vremenu [21], potrebno je obezbijediti mrežni (*Ethernet*) priključak na mjernom mjestu te realizovati prenos podataka u odgovarajućem formatu na raspoloživi *cloud* servis. Praktična implementacija ovog procesa biće opisana kasnije sa diskusijom izbora komunikacionog protokola i IoT platforme.

Slika 34: Model IoT sistema sa žičanom vezom mjerne jedinice sa *cloud*-om.

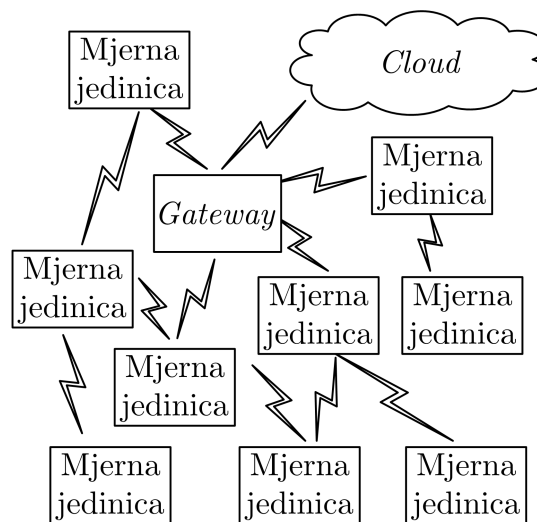
3.3.4 Model IoT sistema sa bežičnom senzorskom mrežom

Dalja nadgradnja mikroracunarskog sistema u IoT sistem zasnovan na *cloud*-u je predviđena kroz implementaciju bežične senzorske mreže na način kao što je prikazano na Slikama 35 i 36. Dakle, moguće su dvije osnovne realizacije, pri čemu i jedna i druga mrežna topologija ima svojih prednosti i mana, pa će praktična realizacija IoT sistema sa bežičnom senzorskom mrežom u ovom istraživanju biti opisana kasnije.

U prvoj realizaciji (Slika 35) svaka mjerna jedinica posjeduje modul za bežični prenos podataka putem infracrvene, RF, Wi-Fi komunikacije i slično, prema jednom akvizicionom mjestu (*gateway*). U literaturi je ova konfiguracija poznata kao zvijezda (eng. *star*). Izbor vrste bežične komunikacije zavisi od raspoloživih resursa i krajnjih zahtjeva sistema u pogledu rastojanja između mjernih jedinica, postojanja smetnji ili fizičkih prepreka i slično. Prednost ove topologije je direktna veza mjernih jedinica sa *gateway*-om, te je zbog toga moguća veoma brza transmisija podataka čime se može uštediti energija mjernih jedinica. Nedostatak je fizičko ograničenje u pogledu maksimalnog rastojanja između mjerne jedinice i *gateway*-a, kao i centralizacija mreže.

Slika 35: *Star* topologija bežične senzorske mreže.

U drugoj realizaciji (Slika 36) moguće su međusobne bežične veze između pojedinih mjernih jedinica, pri čemu samo određeni broj mjernih jedinica ima direktnu vezu za *gateway*-om. U literaturi je ova konfiguracija poznata kao *mesh*. U ovom slučaju neophodno je implementirati određeni mehanizam za rutiranje poruka kroz mrežu jer poruka od izvorne mjerne jedinice prolazi kroz nekoliko drugih mjernih jedinica na putu prema akvizicijnoj jedinici. Prednost ove topologije je mogućnost ostvarivanja daleko većih rastojanja između krajnje mjerne jedinice i *gateway*-a u odnosu na *star* topologiju, a nedostatak se ogleda u potrebi da određeni broj mjernih jedinica, koje praktično vrše funkciju rutera, bude u aktivnom stanju transmisije podataka dug vremenski period što povećava njihovu potrošnju energije. Zbog nesrazmjernosti odnosa perioda stanja mirovanja i potrošnje energije, moguće su negativne pojave prekida veze jer određena mjerna jedinica može potrošiti raspoložive energetske resurse prije nego druge. U tom slučaju neophodno je imati tzv. *auto-healing* opciju kojom će sama mreža izvršiti promjenu rutiranja [22].



Slika 36: *Mesh* topologija bežične senzorske mreže.

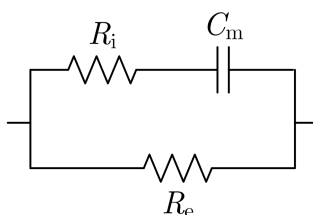
4 NOVI METOD ESTIMACIJE VRIJEDNOSTI ELE- MENATA 2R-1C ELEKTRIČNE MREŽE

4.1 Uvod

U ovom istraživanju je analizirana mogućnost formulisanja nove metode estimacije vrijednosti elemenata električnih mreža kojim se mogu ekvivalentno predstaviti senzori sa promjenljivom impedansom. Cilj je razvoj nove metode, manje složenosti od metode najmanjih kvadrata, kojom će biti omogućena estimacija vrijednosti parametara jednostavnih RC struktura koje se često koriste u praksi. Naglasak je na metodi koja će omogućiti jednostavnu implementaciju na ugrađenim mikroročunarskim sistemima, a samim tim i *in-situ* estimaciju u realnom vremenu.

4.2 Opis metode

Na Slici 37 je prikazana električna mreža koja je u literaturi poznata kao Frik-Morsov (*Fricke-Morse*) model [87] i često se koristi za modelovanje senzora sa promjenljivom impedansom. Frik-Morsova električna mreža je definisana sa tri elementa: dva otpornika (R_e i R_i) i jednim kondenzatorom (C_m), pa se često koristi termin Frik-Morsova 2R-1C mreža.

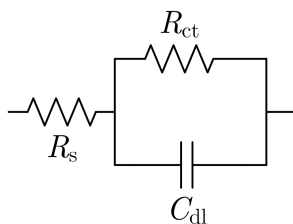


Slika 37: Frik-Morsova 2R-1C električna mreža.

Impedansa električne mreže prikazane na Slici 37 je data jednačinom (111):

$$\underline{Z}(\omega) = \frac{R_e + j\omega C_m R_i R_e}{1 + j\omega C_m (R_i + R_e)}. \quad (111)$$

Često je korišćena i 2R-1C struktura prikazana na Slici 38, koja je takođe definisana sa dva otpornika (R_s i R_{ct}) i jednim kondenzatorom (C_{dl}).



Slika 38: Primjer 2R-1C mreže često korišćene prilikom modelovanja senzora.

Impedansa električne mreže prikazane na Slici 38 je data jednačinom (112):

$$\underline{Z}(\omega) = \frac{R_s + R_{ct} + j\omega C_{dl} R_{ct} R_s}{1 + j\omega C_{dl} R_{ct}}. \quad (112)$$

Poređenjem jednačina (111) i (112), može se primijetiti da su ove dvije 2R-1C mreže ekvivalentne ako su ispunjeni sljedeći uslovi:

$$R_s = \frac{R_e R_i}{R_e + R_i} \quad (113)$$

$$R_{ct} = \frac{R_e^2}{R_e + R_i} \quad (114)$$

$$C_{dl} = \frac{C_m (R_e + R_i)^2}{R_e^2} \quad (115)$$

pa se metoda estimacije vrijednosti parametara električne mreže sa Slike 37 [20], može koristiti i za estimaciju vrijednosti parametara električne mreže sa Slike 38, uz jednu dodatnu konverziju: nakon estimacije vrijednosti R_e , R_i i C_m , korišćenjem izraza (113)-(115) moguće je izračunati i vrijednosti za R_s , R_{ct} i C_{dl} . Osnova predložene metode za estimaciju vrijednosti elemenata 2R-1C mreže sa Slike 37 ogleda se u proceduri koja će biti opisana u nastavku ove disertacije [20].

Realni dio impedanse električne mreže sa Slike 37 se može, na osnovu izraza (111), prikazati u sljedećem obliku:

$$\text{Re}\{\underline{Z}(\omega)\} = K \frac{\omega^2 + zp}{\omega^2 + p^2} \quad (116)$$

a imaginarni dio u obliku:

$$\text{Im}\{\underline{Z}(\omega)\} = K \frac{(p - z)\omega}{\omega^2 + p^2} \quad (117)$$

pri čemu su K , z i p definisani sa:

$$K = \frac{R_e R_i}{R_e + R_i} \quad (118)$$

$$z = \frac{1}{C_m R_i} \quad (119)$$

$$p = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{C_m (R_e + R_i)}. \quad (120)$$

Kao što se može vidjeti u sistemu jednačina (116)-(117) su tri nepoznate (K , z i p) a dostupne su samo dvije mjerene veličine: $\text{Re}\{\underline{Z}(\omega)\}$ i $\text{Im}\{\underline{Z}(\omega)\}$. Da bi se sistem mogao analitički riješiti, neophodna je još jedna jednačina.

Iz (118) slijedi da se K može odrediti kao vrijednost modula impedanse (112) na veoma visokim frekvencijama na kojima je uticaj C_m zanemarljiv, dok iz (120) slijedi da se p može izračunati kao karakteristična frekvencija (f_c) 2R-1C mreže. Poznavanjem jednog od ova dva parametra, polazni sistem jednačina (116)-(117) se može riješiti analitički sa jedinstvenim rješenjem.

Međutim, estimacija K na osnovu mjerenja modula impedanse na veoma visokim frekvencijama nije pouzdana, a često i nije moguća, posebno jeftinim ugrađenim mikro-računarskim sistemima koji imaju ograničen frekvencijski opseg. Iz tog razloga, u ovom istraživanju je predložena estimacija vrijednosti parametra p na osnovu vrijednosti karakteristične frekvencije 2R-1C mreže. Karakterističnu frekvenciju električne mreže moguće je procijeniti na osnovu izmjerenih vrijednosti kao frekvenciju na kojoj apsolutna vrijednost imaginarnog dijela impedanse ima maksimalnu vrijednost. U teoriji karakteristična frekvencija se određuje iz izraza kada se prvi izvod imaginarnog dijela impedanse po frekvenciji izjednači sa nulom. Dakle, ako je moguće parametar p estimirati iz mjerenih podataka, parametri K i z se mogu izračunati korišćenjem sljedećih izraza za svaku učestanost ω_i , $i = 1, \dots, N$ pri čemu je N ukupan broj mjerenja:

$$z_i = \frac{\operatorname{Re}\{\underline{Z}(\omega_i)\}p\omega_i - \operatorname{Im}\{\underline{Z}(\omega_i)\}\omega_i^2}{\operatorname{Im}\{\underline{Z}(\omega_i)\}p + \operatorname{Re}\{\underline{Z}(\omega_i)\}\omega_i} \quad (121)$$

$$K_i = \frac{\operatorname{Im}\{\underline{Z}(\omega_i)\}p + \operatorname{Re}\{\underline{Z}(\omega_i)\}\omega_i}{\omega_i}. \quad (122)$$

Ako su K , z i p poznati, iz sistema jednačina (118)-(120) moguće je odrediti vrijednosti elemenata 2R-1C mreže sa Slike 112:

$$R_e(\omega_i) = \frac{z_i K_i}{p} \quad (123)$$

$$R_i(\omega_i) = \frac{K_i R_e(\omega_i)}{R_e(\omega_i) - K_i} \quad (124)$$

$$C_m(\omega_i) = \frac{R_e(\omega_i) - K_i}{z_i K_i R_e(\omega_i)} \quad (125)$$

za svaku mjernu učestanost ω_i . Kao krajnji rezultati za estimirane vrijednosti R_e , R_i i C_m mogu se usvojiti srednje vrijednosti dobijenih vrijednosti na različitim frekvencijama.

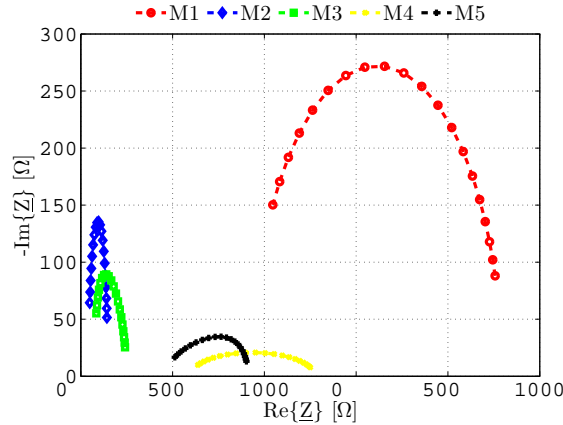
Verifikacija predložene metode je izvršena estimacijom vrijednosti elemenata 2R-1C mreže sa Slike 37 za pet različitih kombinacija vrijednosti R_e , R_i i C_m (Tabela 2), i poređenjem estimiranih vrijednosti, kao i vremena trajanja estimacije primjenom CNLS [20].

Tabela 2: Referentne vrijednosti elemenata 2R-1C mreže.

Mreža	R_e [Ω]	R_i [Ω]	C_m [nF]
M_1	917,5	629,0	3,4
M_2	58,5	23,9	75,7
M_3	99,0	42,3	44,0
M_4	510,0	450,0	6,6
M_5	364,6	379,0	6,2

Uticaj vrijednosti pojedinih elemenata na ekvivalentnu impedansu se može vidjeti na Slici 39 na kojoj su prikazani Nikvistovi dijagrami za pet kombinacija vrijednosti

elemenata analizirane električne mreže u frekvenzijskom opsegu od 5 kHz do 100 kHz. Analizirani frekvenzijski opseg je karakterističan za većinu mjernih uređaja zasnovanih na mikroračunarskim sistemima. Nikvistov dijagram najčešće prikazuje promjene imaginarnog dijela impedanse ($\text{Im}\{Z\}$) pomnožene sa “-1” u zavisnosti od vrijednosti realnog dijela impedanse ($\text{Re}\{Z\}$) za različite vrijednosti frekvencije f . Nikvistov dijagram je u literaturi poznat i kao *Cole-Cole* dijagram.



Slika 39: Nikvistovi dijagrami analiziranih 2R-1C električnih mreža.

Korišćenjem referentnih vrijednosti za elemente električne mreže (Tabela 2) i izraza (111) za impedansu električne mreže sa Slike 37, izračunate su testne vrijednosti realnog i imaginarnog dijela impedanse. Na osnovu njih su estimirane vrijednosti elemenata R_e , R_i i C_m primjenom predložene metode. Kvalitet estimacije se može procijeniti analizom srednje vrijednosti estimiranih vrijednosti kao i standardne devijacije, pa su te vrijednosti i prikazane u Tabeli 3. U svih pet slučajeva vrijednosti elemenata su estimirane sa maksimalnom standardnom devijacijom od 0,63% od srednje vrijednosti što ukazuje na zadovoljavajuću robustnost estimacije.

Tabela 3: Srednje vrijednosti i standardne devijacije estimiranih vrijednosti elemenata električne mreže.

Mreža	$\bar{R}_e \pm \sigma_{R_e}$ [Ω]	$\bar{R}_i \pm \sigma_{R_i}$ [Ω]	$\bar{C}_m \pm \sigma_{C_m}$ [nF]
M_1	$917,97 \pm 0,36$	$630,68 \pm 1,16$	$3,42 \pm 0,002$
M_2	$58,54 \pm 0,03$	$23,99 \pm 0,06$	$75,7 \pm 0,031$
M_3	$99,18 \pm 0,12$	$42,69 \pm 0,27$	$44,1 \pm 0,046$
M_4	$509,27 \pm 0,50$	$447,57 \pm 2,14$	$6,53 \pm 0,011$
M_5	$364,46 \pm 0,11$	$378,16 \pm 0,59$	$6,20 \pm 0,004$

U Tabeli 4 su prikazane relativne greške u estimaciji vrijednosti parametara predloženom metodom. Može se primijetiti da je primjenom predložene metode najveća relativna greška bila manja od 1%.

Tabela 4: Relativne greške prilikom estimacije vrijednosti elemenata električne mreže primjenom predložene metode.

Mreža	ΔR_e [%]	ΔR_i [%]	ΔC_m [%]
M_1	0,051	0,267	0,070
M_2	0,073	0,385	0,060
M_3	0,178	0,921	0,152
M_4	0,142	0,539	0,251
M_5	0,038	0,220	0,080

4.3 Poređenje predložene metode i metode najmanjih kvadrata

Koristeći iste ulazne podatke, estimirane su i vrijednosti parametara modela primjenom metode najmanjih kvadrata (Levenberg-Markartov algoritam sa maksimalnim brojem iteracija od 1000 i unesenim izrazima za analitičko izračunavanje Jakobijana kako bi se povećala brzina estimacije) pri čemu je ostvarena relativna greška manja od 0,0005 %.

Predložena metoda estimacije je upoređena sa metodom najmanjih kvadrata i u pogledu brzine izvršavanja tj. brzine estimacije vrijednosti elemenata električne mreže. Kao što se može vidjeti iz Tabele 5, u kojoj je prikazano poređenje vremena izvršavanja u milisekundama za oba algoritma za pet posmatranih 2R-1C mreža, u provedenom testiranju predložena metoda je bila 30-80 puta brža u odnosu na metodu najmanjih kvadrata.

Tabela 5: Poređenje vremena izvršavanja predloženog algoritma i CNLS.

	t_{M_1} [ms]	t_{M_2} [ms]	t_{M_3} [ms]	t_{M_4} [ms]	t_{M_5} [ms]
Predložena metoda	0,145	0,146	0,163	0,168	0,087
CNLS	4,438	5,890	6,651	13,14	6,588

Programski kod napisan u MATLAB[®]-u za poređenje predložene neiterativne metode i metode najmanjih kvadrata, na osnovu kog su generisane vrijednosti prikazane u Tabelama 3, 4 i 5, je naveden u Prilogu 1.

4.4 Filtar za usrednjavanje sa pokretnim prozorom (potiskivanje bijelog šuma)

Prilikom praktične realizacije nekog mjernog sistema, suočavanje sa prisustvom šuma u signalu je veoma često. Razlozi postojanja šuma mogu biti vanjske prirode (elektromagnetske ili neke druge smetnje), nesavršenost ugrađenih elemenata, itd. Prema tome, posebnu pažnju je neophodno posvetiti dizajnu i realizaciji odgovarajućeg filtra za potiskivanje šumova. Za ostvarivanje ovog zahtjeva moguća su dva pristupa: (1) hardverski realizovani analogni i digitalni filtri i (2) softverski filtri.

U cilju izdvajanja komponente korisnog signala hardverski filtri podrazumijevaju implementaciju filtarskog bloka sačinjenog od fizičkih elemenata u samom mjernom lancu, dok se realizacija softverskih filtara svodi na obradu izmjerenih (zašumljenih) signala primjenom različitih algoritama. I jedan i drugi pristup imaju svojih prednosti i mana, ali softverski filtri, u određenim slučajevima, uz jednostavniju realizaciju mogu omogućiti jefтинiju analizu i jednostavnije testiranje većeg broja filtara u cilju pronalaženja optimalne konfiguracije filtra. S druge strane, prednosti hardverskih filtara su kraće vrijeme obrade signala jer se na ulazu u akvizicionu jedinicu raspolaže sa filtriranim signalom.

Opšti zahtjevi za projektovanje softverskog filtra se mogu sumirati u dva najznačajnija: (1) jednostavna struktura sa niskim stepenom matematičke složenosti i (2) dobro potiskivanje bijelog (Gausovog) šuma. Ove dvije karakteristike sadrži filtar za usrednjavanje sa pokretnim prozorom (eng. *moving average filter*), što ga čini veoma važnim za primjene u ugrađenim mikror računarskim sistemima [88]. Osnovni princip na kom se zasniva filtriranje signala primjenom ovog filtra jeste usrednjavanje M odbiraka ulaznog signala. Ako je sa x označen mjereni (ulazni) signal, a sa y filtrirani (izlazni) signal, usrednjavanje M odbiraka ulaznog signala se može zapisati sa:

$$y(i) = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} x(i+j). \quad (126)$$

Moguća je i realizacija kada se grupa odbiraka ulaznog signala uzima simetrično u odnosu na redni broj izlaznog odbirka:

$$y(i) = \frac{1}{M} \sum_{j=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} x(i+j) \quad (127)$$

pri čemu M mora biti neparan broj.

Filtar za usrednjavanje sa pokretnim prozorom može biti realizovan i u formi višestrukog usrednjavanja u kojoj se signal dva ili više puta usrednjava.

U ovom istraživanju, predloženi algoritam za estimaciju vrijednosti parametara 2R-1C mreže je analiziran i u slučaju prisustva šuma. Referentni signal je kreiran korišćenjem nominalnih vrijednosti za elemente električne mreže (Tabela 2) i izraza (111) za impedansu električne mreže sa Slike 37, uz dodavanje Gausovog šuma, pri čemu je zadržan SNR od 40 dB, karakterističan za mjerne uređaje zasnovane na ugrađenim mikror računarskim platformama [89]. Eksperimenti su pokazali da se u pogledu uklanjanja šuma u najbolji rezultati dobijaju korišćenjem filtra za usrednjavanje sa pokretnim prozorom u dvostrukom prolazu i 13 mjernih tačaka uključenih u usrednjavanje.

Kao i u slučaju mjernih signala bez šuma, kvalitet estimacije se može procijeniti analizom srednje vrijednosti i standardne devijacije estimiranih vrijednosti, pa su te vrijednosti i prikazane u Tabeli 6. Kao što se može vidjeti, u svih pet slučajeva vrijednosti elemenata su estimirane sa maksimalnom standardnom devijacijom od 0,967% od srednje vrijednosti što ukazuje na veliku stabilnost i robustnost estimacije i u slučaju prisustva šuma u mjernom signalu.

Tabela 6: Srednje vrijednosti i standardne devijacije estimiranih vrijednosti elemenata električne mreže iz signala sa prisustvom šuma.

Mreža	$\bar{R}_e \pm \sigma_{R_e}$ [Ω]	$\bar{R}_i \pm \sigma_{R_i}$ [Ω]	$\bar{C}_m \pm \sigma_{C_m}$ [nF]
M_1	$917,52 \pm 1,76$	$631,69 \pm 4,30$	$3,42 \pm 0,010$
M_2	$58,52 \pm 0,13$	$24,07 \pm 0,21$	$75,7 \pm 0,020$
M_3	$99,13 \pm 0,26$	$42,82 \pm 0,31$	$44,0 \pm 0,097$
M_4	$509,16 \pm 1,04$	$448,69 \pm 4,34$	$6,53 \pm 0,026$
M_5	$364,31 \pm 0,68$	$375,54 \pm 3,06$	$6,19 \pm 0,023$

U Tabeli 7 su prikazane relativne greške u estimaciji vrijednosti parametara, odakle se može primijetiti da je predloženom metodom maksimalna greška 1,22% a metodom najmanjih kvadrata 1,15%, što je približno isto i sasvim dovoljno za većinu praktičnih primjena.

Tabela 7: Relativna greška prilikom estimacije vrijednosti elemenata 2R-1C električne mreže primjenom predložene metode i CNLS.

Mreža	Predložena metoda			CNLS		
	ΔR_e [%]	ΔR_i [%]	ΔC_m [%]	ΔR_e [%]	ΔR_i [%]	ΔC_m [%]
M_1	0,002	0,428	0,034	0,031	0,428	0,034
M_2	0,027	0,694	0,003	0,000	1,151	0,002
M_3	0,133	1,220	0,095	0,002	1,119	0,000
M_4	0,164	0,291	0,354	0,032	0,704	0,039
M_5	0,081	0,123	0,107	0,052	0,867	0,193

4.5 Zaključak

U ovom dijelu disertacije je prikazan novi neiterativni metod estimacije vrijednosti elemenata 2R-1C električne mreže [20]. U poređenju sa metodom najmanjih kvadrata, predloženi metod karakteriše značajno kraće vrijeme izvršavanja, sa tačnošću estimacije koja je prihvatljiva za većinu praktičnih primjena. Zbog niskog stepena složenosti metode, očekivana je mogućnost implementacije u prenosivim mikroračunarskim sistemima, kao i estimacija u realnom vremenu.

5 ELEKTRONSKI MJERNI SISTEM ZA KARAKTERIZACIJU SENZORA

5.1 Prototip jedinice za napajanje

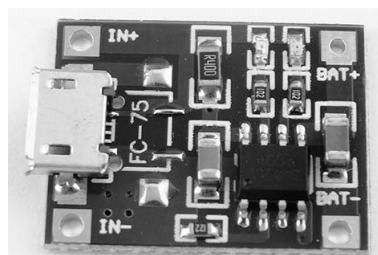
Na osnovu modela baterijskog napajanja sistema sa automatskim dopunjavanjem baterije preko solarnog panela (Slika 32), realizovan je prototip korišćenjem sljedećih komponenti:

- **Baterija.** U prenosivim elektronskim sistemima litijum-jonske baterije se najčešće koriste jer imaju veliku gustinu energije (od 360 do 900 kJ/kg [90]), slabo izražen memorijski efekat, mogućnost velikog broja ciklusa pražnjenje-punjenje i nizak stepen samopražnjenja. Potreban kapacitet baterije se određuje na osnovu planirane potrošnje uređaja, pri čemu je uobičajeno da se kapacitet definiše na osnovu 20-časovnog pražnjenja. Dakle, ukoliko je očekivana potrošnja uređaja 100 mA, poželjno je izabrati bateriju kapaciteta 2000 mAh. Eksperimentalnom provjerom utvrđeno je da je za realizovani integrisani sistem dovoljna upotreba litijum-jonske baterije nominalnog kapaciteta 2200 mAh (na primjer kućište 18650, Slika 40).



Slika 40: Litijum-jonska baterija kapaciteta 2200 mAh (kućište 18650).

- **Punjač.** U zavisnosti od izabranog kapaciteta litijum-jonske baterije, definišu se zahtjevi za baterijski punjač. Uobičajene realizacije podrazumijevaju punjenje u dva ciklusa: prvo se drži konstantan napon na bateriji (4,2 V) a zatim se baterija puni strujom konstantne jačine (vrijednost jačine struje zavisi od kapaciteta baterije, ali najčešće se uzimaju vrijednosti od $0,5 \cdot C$ do $0,7 \cdot C$, pri čemu C predstavlja vrijednost nominalnog kapaciteta baterije). U cilju smanjivanja dimenzija i cijene prototipa, u ovom radu je korišćen integrisani sistem TP4056 (Slika 41) koji objedinjuje regulator punjenja i neophodne konektore, pri čemu se regulacija jačine izlazne struje vrši pomoću vrijednosti jednog otpornika.



Slika 41: Punjač litijum-jonskih baterija sa integrisanim kolom TP4056.

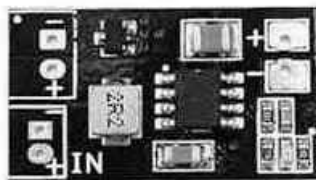
Moguće je punjenje preko USB priključka ili dovođenjem eksternog jednosmjernog napona na priključke IN+ i IN-. U ovom istraživanju na IN+ i IN- priključke se dovodi napon sa solarnog panela.

- **Solarni panel.** Prema zahtjevima za ulazni napon TP4056 punjača baterija (4,5 V - 5,5 V) izabran je solarni panel (Slika 42) nominalnih podataka: 1,6 W, 5,5 V i 266 mA.



Slika 42: Solarni panel korišćen u realizaciji punjača litijum-jonskih baterija.

- **DC/DC pretvarač.** Poslednji element u sistemu napajanja elektronskog bloka predstavlja DC/DC pretvarač koji podiže vrijednost napona litijum-jonske baterije sa približno 4,2 V na stabilnih 5 V kojim se napaja kompletan sistem. Prema tome, potrebno je realizovati DC-DC pretvarač tipa *boost*, i u ovom istraživanju je predviđena upotreba pretvarača koji na svom izlazu može dati maksimalno 2 A. Na Slici 43 je prikazan izgled DC/DC pretvarača koji je korišćen u ovom istraživanju.



Slika 43: DC/DC pretvarač za stabilizaciju napona baterije na 5 V.

5.2 Prototip mikroračunarskog sistema za karakterizaciju senzora

Tražene karakteristike mjernog sistema su definisane prema zahtjevima koje je neophodno ispuniti prilikom karakterizacije senzora:

- **Mjerni opseg.** Senzori koji se koriste u monitoringu parametara životne sredine uglavnom spadaju u grupu senzora sa relativno malom vrijednošću impedanse, tipičan opseg promjene modula je od 100 Ω do 20 k Ω .
- **Frekvencijski opseg.** Prilikom karakterizacije senzora neophodno je izvršiti mjerenja u što širem frekvencijskom opsegu kako bi se identifikovao opseg frekvencija u

kom senzor ispoljava najbolje performanse (linearnost, visoka selektivnost i osjetljivost). U ovom radu cilj je razvoj uređaja koji će omogućiti karakterizaciju senzora u kHz-om području (1 kHz - 100 kHz).

- **Nepostojanje jednosmjerne komponente u testnom signalu.** Da bi se spriječila pojava polarizacije elektroda senzora potrebno je da vrijednost jednosmjerne komponente u signalu koji se dovodi na impedansu bude u najboljem slučaju jednaka nuli ili da ima što manju vrijednost.
- **Tačnost mjerenja.** U zavisnosti od osjetljivosti senzora tj. vrijednosti promjene modula i argumenta impedanse sa promjenom vrijednosti parametra od interesa (koncentracija gasa, temperatura, pH vrijednost i slično) potrebno je ostvariti traženu tačnost kako ne bi došlo do pogrešnog tumačenja dobijenih rezultata. Kao što je već ranije rečeno, zahtjev visoke tačnosti mjerenja direktno utiče na složenost konstrukcije i cijenu uređaja, tako da je potrebno napraviti određeni kompromis tj. za većinu praktičnih primjena prihvatljiva tačnost za mjerenja na terenu u realizaciji jeftinog funkcionalnog mjernog bloka je tipično $\pm 3\%$.
- **Izlazna impedansa.** Izlazna impedansa mjernog uređaja se vezuje serijski sa senzorom i zato je poželjno da ima što manju vrijednost kako ne bi uticala na mjerenje. Nultu vrijednost izlazne impedanse je veoma teško postići u realnim uređajima i s toga je u ovom radu postavljen zahtjev da izlazna impedansa bude manja od 3Ω za očekivani mjerni opseg od 100Ω do $20 \text{ k}\Omega$.

Kao dopunski zahtjevi u cilju razvoja integrisanog mjernog sistema koji čine uređaj za karakterizaciju i senzor postavljaju se i:

- **Male dimenzije.** Poželjno je realizovati uređaj sa što manjim dimenzijama hardvera kako bi se obezbijedio visok stepen integracije sa drugim sistemima i da bi uređaj mogao biti korišćen kao prenosivi.
- **Mala potrošnja energije.** Visoka autonomnost sistema za karakterizaciju u pogledu napajanja obezbijeduje se malom potrošnjom u slučaju baterijskog napajanja. Ovo često nije moguće realizovati, naročito ukoliko je potrebno prikazivati rezultate na mjernom mjestu (displeji predstavljaju velike potrošače energije) ili ostvariti čest prenos velike količine podataka, te je zato potrebno uređaj realizovati tako da bude funkcionalan sa različitim stepenima potrošnje energije (npr. potpuna funkcionalnost u slučaju obezbijeđenog eksternog napajanja u laboratoriji, režim smanjene potrošnje u slučaju baterijskog napajanja sa obezbijeđenim dopunjavanjem i režim minimalne potrošnje energije kada se uređaj autonomno napaja iz baterije).
- **Napajanje.** Zbog ostvarivanja mobilnosti mjerenja neophodno je obezbijediti baterijsko napajanje sistema uz automatsko dopunjavanje baterije preko solarnog panela.

- **Mogućnost upravljanja preko računara.** U laboratorijskim primjenama uređaja za karakterizaciju senzora, primjena računara sa odgovarajućim softverom za upravljanje radom uređaja može osigurati jednostavnije izvođenje mjerenja, akvizicije i obrade rezultata, pa je zbog toga veoma poželjno imati softver za podršku i rad preko računara.
- **Visok stepen integracije sa drugim sistemima i sensorima.** Veoma često realizovani mjerni sistem za praćenje određenog parametra nije dovoljan za kvalitativnu analizu, jer za većinu procesa u prirodi postoji međusobni uticaj više faktora. Tako na primjer, sistem za mjerenje koncentracije štetnog gasa mora uzeti u obzir i vrijednosti temperature i relativne vlažnosti ambijenta, pH vrijednost vode iskazuje određenu zavisnost od temperature vode i slično, pa je veoma važno obezbijediti proširenje broja senzora koji se mogu povezati na sistem za karakterizaciju i mjerenje. Isto tako, potrebno je imati mogućnost povezivanja sa drugim mjernim sistemima u cilju prikupljanja podataka i povećanja funkcionalnosti razvijenog uređaja.

U cilju ostvarivanja potrebnih zahtjeva u pogledu kompaktnih dimenzija kompletnog mikroracunarskog sistema, prilikom realizacije sistema naglasak je bio na upotrebi kvalitetnih integrisanih kola (ATmega128 i AD5933) koja objedinjuju veliki broj funkcija.

Korišćen je 8-bitni ATmega128 mikrokontroler (Slika 44) koji posjeduje brojne periferale od kojih su najvažniji komunikacioni interfejsi (UART, SPI i I²C), interni 10-bitni AD konvertor, 4 KB *Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory* (EEPROM), 4 KB *Static Random Access Memory* (SRAM), dva 8-bitna kanala sa impulsno-širinskom modulacijom (eng. *Pulse Width Modulation* - PWM), 6 PWM kanala sa programabilnom rezolucijom od 2 bita do 16 bita i 53 programabilne ulazno/izlazne (eng. *Input/Output* - I/O) linije opšte namjene. Brzina izvršavanja operacija do 16 miliona instrukcija u sekundi (eng. *Million Instructions Per Second* - MIPS) postiže se priključivanjem odgovarajućeg kristala kvarca pri čemu su moguće različite varijante kako bi se ostvarila optimizacija potrošnje energije. Ovakve karakteristike uz visok stepen integracije (dimenzije 16×16 mm²) i malu potrošnju čine ATmega128 izuzetno pogodnim za primjenu u prenosivim ugrađenim mikroracunarskim sistemima malih dimenzija i potrošnje.



Slika 44: ATmega128 mikrokontroler.

Integrisano kolo AD5933 [91] objedinjuje u jednom čipu blok za generisanje naponskog signala sinusnog talasnog oblika, zatim blok za *I-U* konverziju te prijemni blok (12-bitni AD konvertor i MAC jedinica). Frekvencija izlaznog signala je programabilna u opsegu

od 1 kHz do 100 kHz, pri čemu amplituda može imati jednu od 4 predefinisane vrijednosti (100 mV, 200 mV, 500 mV i 1000 mV). Moguće je ostvariti frekvencijsko prebrisavanje (eng. *sweep*) u maksimalno 511 tačaka, pri čemu je minimalni frekvencijski korak 0,1 Hz. AD5933 ima interni oscilator (16 MHz), ali postoji mogućnost i priključivanja eksternog oscilatora. Od eksternih komponenti, neophodno je povezati mikrokontroler i otpornik R_{FB} . Otpornik R_{FB} služi za regulaciju pojačanja u pretvaraču struje u napon. Vrijednost R_{FB} otpornosti treba izabrati u skladu sa opsegom promjene modula impedanse senzora kako ne bi došlo do zasićenja internog AD konvertora. Da bi čip AD5933 bio funkcionalan, neophodno je ostvariti vezu sa mikrokontrolerom preko I²C interfejsa. Mikrokontroler upisuje neophodne komande u upravljačke registre čipa AD5933 kojim se definišu parametri poput početne frekvencije, broja frekvencijskih koraka, vrijednosti frekvencijskog koraka i amplitude testnog signala. Nakon toga mikrokontroler šalje komande za početak frekvencijskog prebrisavanja i na kraju iščitava rezultate za realni i imaginarni dio DFT vrijednosti generisane za svaku testnu frekvenciju. Komunikacija između mikrokontrolera i AD5933, prema definisanom protokolu [91], sastoji se od razmjene poruka odgovarajućeg sadržaja. Mikrokontroler ima ulogu mastera u ovoj komunikaciji, te generiše start signal, zatim šalje adresu slejv (eng. *slave*) uređaja (0x0D) kojom AD5933 prepoznaje da su podaci na I²C magistrali namijenjeni njemu, zatim bit kojim određuje da li će se izvršiti operacija čitanja (1) ili upisa (0). Ukoliko je prenos bio uspješan, AD5933 šalje potvrdu (eng. *Acknowledgement* - ACK) nakon čega mikrokontroler šalje adresu registra kom želi pristupiti u svrhu upisa ili čitanja podataka. Validnu informaciju o adresi registra AD5933 ponovo potvrđuje sa ACK nakon čega mikrokontroler upisuje podatke ako je zahtjevana operacija upisa u registar, ili AD5933 šalje sadržaj registra ukoliko je bila komanda za čitanje. AD5933 ima 16-bitni upravljački registar za upravljanje radom kola kao i registre za definisanje početne frekvencije, frekvencijskog koraka, broja frekvencijskih koraka, smještanje rezultata za realni i imaginarni dio DFT vrijednosti i slično. AD5933 ima i integrisani senzor temperature kojim se može mjeriti unutrašnja temperatura čipa u dijagnostičke svrhe. Kompletan popis registara kola AD5933 i njihovih adresa dat je u [91]. Standardna distribucija uređaja je u 16-pinskom *Shrink Small Outline Package* (SSOP) kućištu čime se ostvaruju veoma male dimenzije, kao što je prikazano na Slici 45 [91].



Slika 45: Integrisano kolo AD5933.

Dakle, kombinovanjem integrisanog kola AD5933 i 8-bitnog mikrokontrolera, te veoma malog broja dodatnih komponenti moguće je prilično jednostavno formirati sistem za mje-

renje modula i argumenta impedanse relativno dobrih karakteristika i malih dimenzija. Međutim, primjena ovakve strukture mjernog sistema u procesu karakterizacije senzora sa promjenljivom impedansom donosi određena ograničenja koja je neophodno prevazići projektovanjem odgovarajućeg električnog kola za kondicioniranje signala. Osnovni nedostaci se ogledaju u promjenljivim vrijednostima izlazne impedanse čipa AD5933 i jednosmjerne komponente u izlaznom naponu [91].

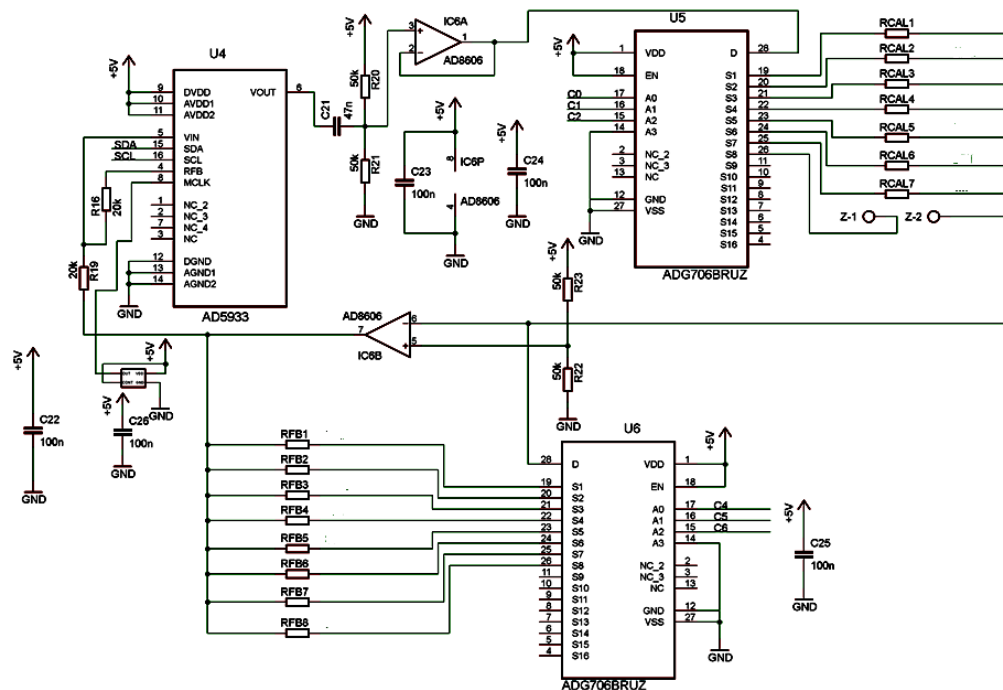
Naime, izlazna impedansa integrisanog kola AD5933 zavisi od izabrane vrijednosti amplitude izlaznog signala i kreće se u opsegu od 200Ω do 2400Ω [91]. Ove vrijednosti se ne mogu smatrati zanemarljivim i potrebno je uzeti ih u obzir računajući ukupnu impedansu kao zbir nepoznate impedanse i izlazne otpornosti čipa AD5933. Dodatni problem je što vrijednosti izlazne impedanse kola AD5933 navedene u [91] predstavljaju tipične vrijednosti tj. moguća su određena odstupanja od jednog do drugog fabričkog primjerka čipa. Poseban problem se može javiti prilikom mjerenja malih vrijednosti modula impedanse jer se tad ukupna impedansa značajno povećava, pa je potrebno povećati vrijednost otpornosti R_{FB} otpornika čime se značajno pogoršava SNR, a samim tim i osjetljivost sistema.

U zavisnosti od amplitude izlaznog napona, vrijednost DC ofseta (eng. *offset*) se mijenja i može imati četiri vrijednosti (1,48 V, 0,76 V, 0,31 V ili 0,173 V). S druge strane, strujno-naponski prijemni blok je podešen na fiksnu vrijednost ofseta od $V_{DD}/2$, pri čemu je V_{DD} vrijednost napona napajanja kola u voltima. Tako na primjer, za napajanje od 5 V i amplitudu izlaznog signala od 1 V, ofset u izlaznom signalu je 1,48 V a na prijemnoj strani je $V_{DD}/2=2,5$ V. Ova potencijalna razlika neće stvarati probleme prilikom mjerenja modula i argumenta impedanse pasivnih komponenti ali prilikom karakterizacije senzora ili materijala, doći će do polarizacije elektroda što može dovesti do degradacije karakteristike senzora u toku vremena. Dodatni problem koji se pojavljuje je da se ova razlika DC nivoa pojačava preko R_{FB} otpornika i time se smanjuje dinamički opseg AD konvertora.

Navedena dva problema se mogu riješiti na sljedeći način. Izlazni naponski signal treba propustiti kroz filter propusnik visokih frekvencija, čime će biti eliminisana jednosmjerna komponenta napona, i nakon toga treba povezati otpornički razdjelnik napona sa operacionim pojačavačem u spoju jediničnog pojačanja, kao što je prikazano na Slici 46. U cilju ostvarenja visokih performansi, potrebno je izabrati operacioni pojačavač koji ima veliku ulaznu otpornost, malu izlaznu impedansu (tipično manje od 3Ω), visoku vrijednost faktora potiskivanja srednje vrijednosti (eng. *Common Mode Rejection Ratio* - CMRR), kao i da se napaja iz izvora jednog polariteta (eng. *single-supply device*). Primjer takvog operacionog pojačavača je AD8606 koji je i korišćen u realizaciji prototipa u ovom istraživanju.

Na Slici 46 prikazana je kompletna električna šema mjernog sistema za karakterizaciju senzora sa promjenljivom impedansom. Vrijednosti otpornosti otpornika od kojih je sastavljena kalibraciona R_{CAL1-7} kao i R_{FB1-8} mreža izabrane su tako da se omogući mjerenje

modula impedanse u opsegu od 63Ω do $1,5 \text{ M}\Omega$.



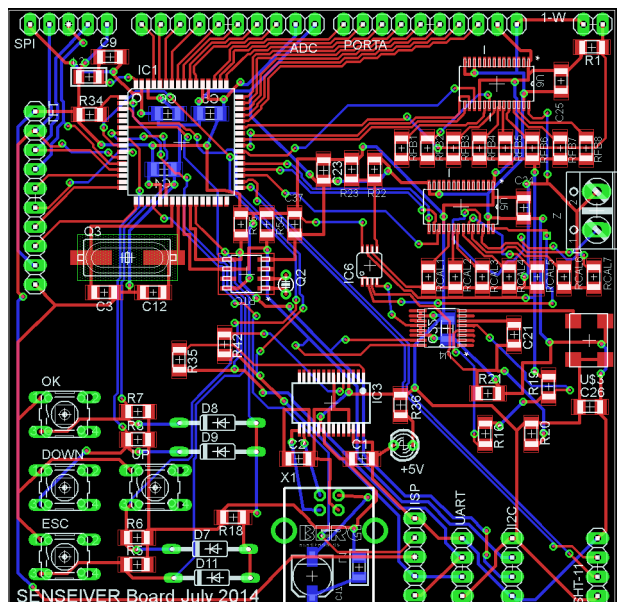
Slika 46: Električna šema sistema za mjerenje modula i argumenta impedanse.

Koristeći izraze (51) i (52), za različite vrijednosti amplitude izlaznog signala, izračunate su minimalne i maksimalne vrijednosti modula impedanse koji se mogu mjeriti sa implementiranim otporničkim mrežama, kao što je prikazano u Tabeli 8.

Tabela 8: Minimalne i maksimalne vrijednosti modula analizirane impedanse koji se mogu izmjeriti u zavisnosti od amplitude testnog signala i otpornosti R_{FB} otpornika.

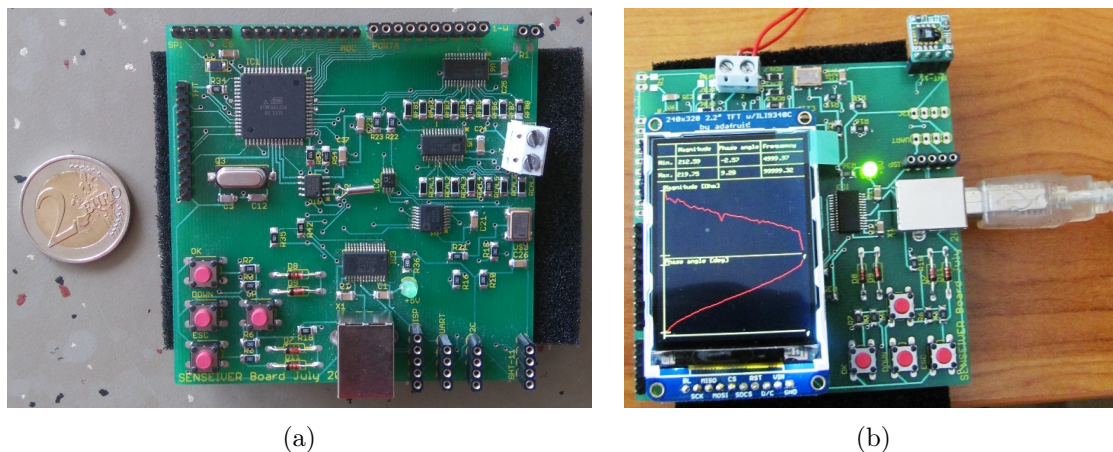
R_{FB} [k Ω]	1 V		500 mV		200 mV		100 mV	
	min [k Ω]	max [k Ω]	min [k Ω]	max [k Ω]	min [k Ω]	max [k Ω]	min [k Ω]	max [k Ω]
1,05	0,63	15,75	0,31	15,75	0,12	15,75	0,06	15,75
2,74	1,65	41,10	0,81	41,10	0,32	41,10	0,16	41,10
4,64	2,78	69,60	1,37	69,60	0,54	69,60	0,28	69,60
10,00	6,00	150,00	2,94	150,00	1,16	150,00	0,60	150,00
22,60	13,56	339,00	6,64	339,00	2,63	339,00	1,36	339,00
43,20	25,92	648,00	12,70	648,00	5,01	648,00	2,59	648,00
97,60	58,56	1460,00	28,69	1460,00	11,33	1460,00	5,86	1460,00

U praksi treba uzeti da su minimalne vrijednosti modula impedanse koje se mogu mjeriti ipak malo veće jer može doći do fluktuacija napona napajanja (eng. *headroom*) i samim tim do zasićenja AD konvertora za vrijednost pri kojoj, prema proračunu, AD



Slika 48: Raspored komponenti i prikaz električnih veza između elemenata.

Štampana pločica je fabrikovana u firmi Baza u Novom Sadu. Lemljenjem potrebnih elemenata u firmi North Point d.o.o u Subotici, te provjerom električnih veza, formiran je uređaj prikazan na Slici 49(a). Dodavanjem TFT displeja u boji i napajanja, te programiranjem mikrokontrolera uređaj je u potpunosti funkcionalan, kao što je prikazano na Slici 49(b) [92].

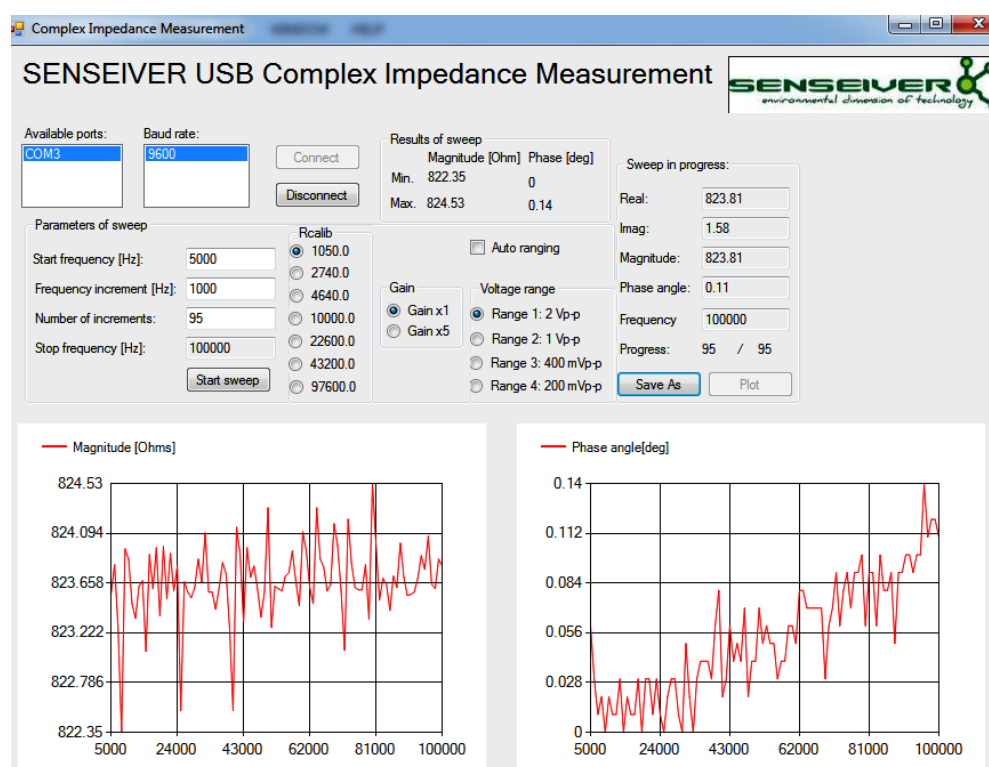


Slika 49: (a) Izgled štampane pločice prototipa. (b) Realizovani prototip mikroračunarskog sistema za karakterizaciju senzora.

Razvijeni sistem je predviđen za mjerenje modula i argumenta impedanse senzora kako u laboratoriji, tako i na terenu. Koristeći prednosti implementiranog USB priključka, omogućeno je upravljanje radom uređaja preko razvijene C# aplikacije (Slika 50). Aplikacija je organizovana kroz jedan prozor na kom se nalaze svi bitni elementi za uspostavljanje komunikacije sa uređajem, podešavanje parametara mjerenja i grafo-analitičku obradu rezultata mjerenja.

Nakon startovanja aplikacije svi elementi koji se odnose na podešavanje uređaja su

nedostupni dok se ne uspostavi komunikacija sa uređajem. U svrhu starta komunikacije, u gornjem lijevom uglu vrši se izbor komunikacionog porta računara na koji je povezan uređaj, dok se brzina prenosa podataka ne može mijenjati iz razloga predefinisane brzine serijske komunikacije na razvijenom uređaju. Nakon uspješnog otvaranja komunikacije, aplikacija šalje zahtjev za identifikaciju nakon čega uređaj šalje jedinstveni, njemu pridruženi kod, kojim aplikacija potvrđuje njegov identitet. Ovo je implementirano iz razloga da se spriječi slanje komandi za mjerenje prema drugom uređaju povezanom na serijski port računara dok se ne utvrdi na kom portu je povezan razvijeni uređaj. Nakon potvrde identiteta, elementi aplikacije za podešavanje startne frekvencije, frekvencijskog koraka, broja frekvencijskih koraka, amplitude izlaznog signala, vrijednosti programabilnog pojačanja (eng. *Programmable Gain Amplifier* - PGA) i otpornosti kalibracionog otpornika postaju dostupni za promjenu. Omogućen je ručni izbor otpornosti kalibracionog otpornika u cilju prvobitne ocjene performansi i tačnosti. Pored toga, implementirana je i opcija automatskog mjerenja (*Auto-ranging*) u kojoj uređaj vrši procjenu modula nepoznate impedanse na osnovu početnog mjerenja i vrši fino podešavanje parametara mjerenja kako bi se dobila maksimalna tačnost. Na osnovu podatka u registrima za realni i imaginarni dio DFT podatka moguće je procijeniti da li je došlo do zasićenja AD konvertora, te da li treba izvršiti promjenu parametara mjerenja. I u režimu automatskog mjerenja, podešavanje startne frekvencije, frekvencijskog koraka i broj koraka definiše krajnji korisnik.



Slika 50: Glavni prozor razvijene C# aplikacije.

U programskom kodu aplikacije implementirani su određeni sigurnosni elementi poput onih da se ne može zadati frekvencija niža ili viša od dozvoljene, kao ni broj koraka većih od maksimalnog broja koji uređaj može da izvrši. Ukoliko je potrebno imati više od

511 tačaka u određenom frekvencijskom opsegu, moguće je frekvencijsko prebrisavanje razdvojiti na dva ili više podopsega.

Završavanjem postupka mjerenja, aplikacija generiše poruku da su uspješno primljeni svi podaci i aktiviraju se dva dodatna dugmeta: *Save as* i *Plot*. Klikom na *Save as* svi primljeni podaci (frekvencija, modul, argument, realni i imaginarni dio impedanse) se snimaju u formi .xls fajla tako da je omogućena veoma jednostavna obrada podatka u Microsoft Excel-u. Klikom na *Plot*, dobijeni podaci o modulu i argumentu impedanse se iscrtavaju na dva grafika i prikazuju se podaci o minimalnim i maksimalnim vrijednostima. Takođe, svi podaci se nakon prijema ispisuju ispod labele *Sweep in progress* gdje se mogu vidjeti svi parametri trenutnog frekvencijskog koraka.

5.3 Eksperimentalna verifikacija tačnosti mjernog sistema

Analiza tačnosti rada razvijenog uređaja provedena je u Laboratoriji za električna mjerenja Elektrotehničkog fakulteta Univerziteta u Ljubljani, kao i na Fakultetu tehničkih nauka Univerziteta u Novom Sadu. U skladu sa raspoloživim resursima, izmjereni su moduli i argumenti impedansi:

- 25 otpornika nominalne otpornosti u opsegu od 100 Ω do 20 k Ω (metal film tehnologija, tolerancija $\pm 1\%$, proizvođač Philips) sa ciljem da se ispita tačnost uređaja prilikom mjerenja kada se modul i argument impedanse ne mijenjaju sa promjenom frekvencije;
- 6 kondenzatora nominalne kapacitivnosti u opsegu od 470 pF do 8200 pF (keramički kondenzatori, tolerancija $\pm 20\%$, različitih proizvođača) sa ciljem da se ispita tačnost uređaja prilikom mjerenja kada se modul mijenja (smanjuje se), a argument analizirane impedanse ostaje isti pri promjeni frekvencije;
- serijske i paralelne veze kondenzatora i otpornika sa ciljem da se ispita tačnost mjerenja impedanse čiji se i modul i argument mijenjaju sa promjenom frekvencije;
- kalema nominalne induktivnosti 50 mH $\pm 10\%$ sa ciljem da se ispita tačnost uređaja prilikom mjerenja kada se modul mijenja (povećava se), a argument analizirane impedanse ostaje isti pri promjeni frekvencije.

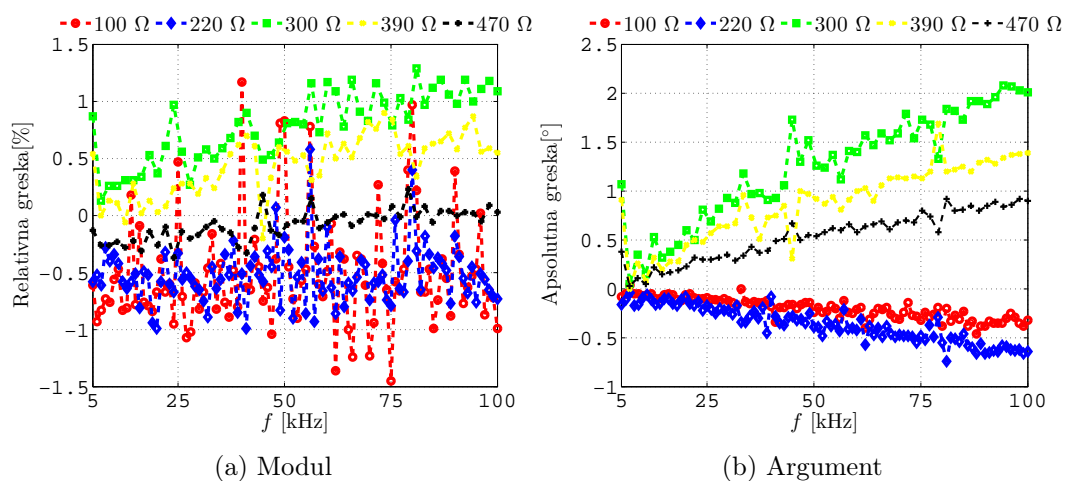
Agilent 4263B LCR metar (deklarisana tačnost 0,1%) je korišćen za kontrolna mjerenja na frekvencijama 10 kHz i 100 kHz. HP4194 Impedance Analyzer je korišćen za kontrolna mjerenja na frekvencijama u opsegu od 100 Hz do 1 MHz (frekvencijsko prebrisavanje). Razvijeni uređaj za mjerenje modula i argumenta impedanse bio je konfigurisan za mjerenje u svim testovima u frekvencijskom opsegu od 5 kHz do 100 kHz sa frekvencijskim korakom od 1900 Hz za mjerenje otpornosti otpornika, a frekvencijski korak od 1000 Hz je korišćen u ostalim mjerenjima, jer su tada poređeni rezultati sa pokazivanjem Agilent 4263B LCR metra. Na Slici 51 prikazani su Agilent 4263B LCR metar i razvijeni uređaj, te se može vrlo jasno steći slika o odnosu dimenzija ova dva uređaja.

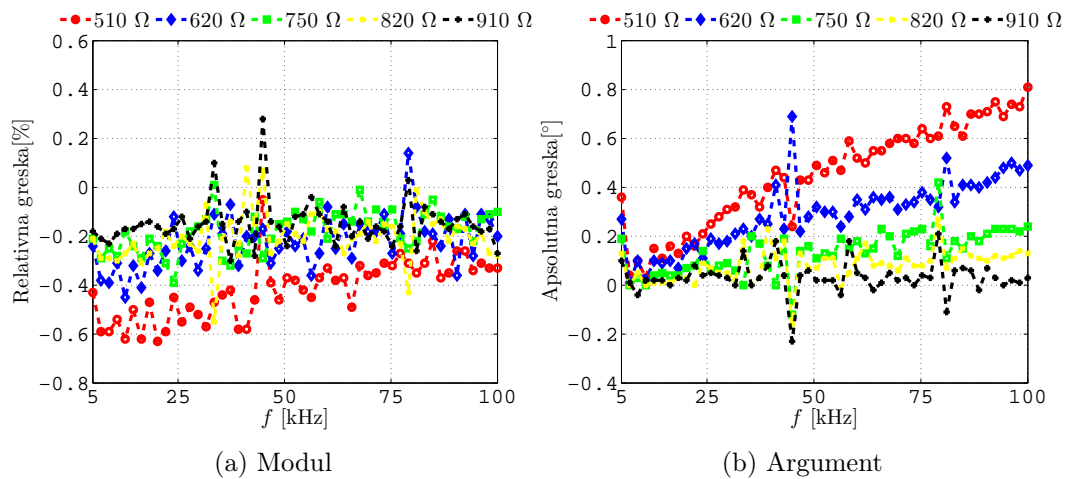


Slika 51: Poređenje dimenzija razvijenog uređaja i Agilent LCR 4263B.

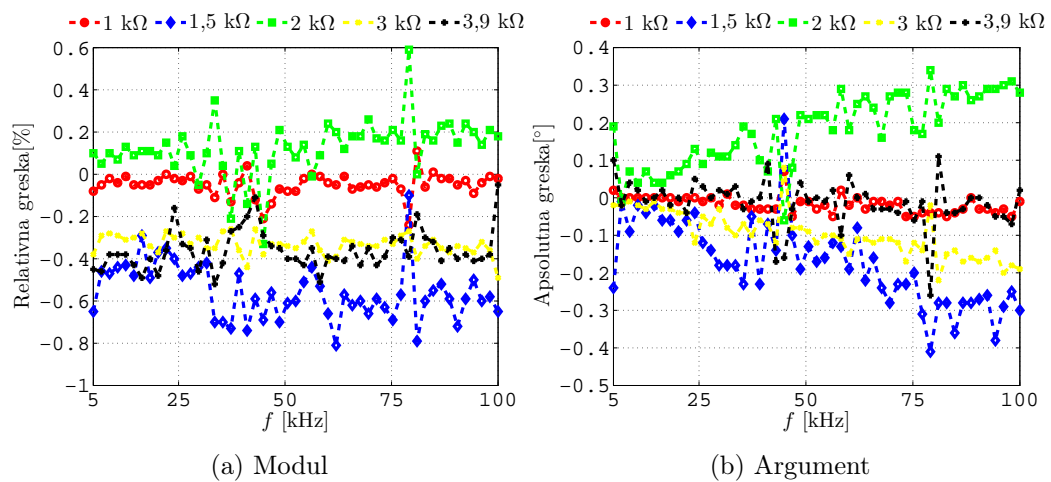
5.3.1 Mjerenje modula i argumenta impedanse otpornika

Budući da je osnovna namjena razvijenog mjernog sistema primjena u karakterizaciji materijala i senzora, od izuzetne važnosti je analiza tačnosti u predviđenom mjernom opsegu. Uvidom u literaturu [5–7, 19, 54, 93], utvrđeno je da je očekivani mjerni opseg od $100\ \Omega$ do $20\ \text{k}\Omega$ pa je tom opsegu i posvećena najveća pažnja. Izmjerene su vrijednosti modula i argumenta impedanse otpornika nominalne otpornosti $100\ \Omega$, $220\ \Omega$, $300\ \Omega$, $390\ \Omega$, $470\ \Omega$, $510\ \Omega$, $620\ \Omega$, $750\ \Omega$, $820\ \Omega$, $910\ \Omega$, $1\ \text{k}\Omega$, $1,5\ \text{k}\Omega$, $2\ \text{k}\Omega$, $3\ \text{k}\Omega$, $3,9\ \text{k}\Omega$, $4,7\ \text{k}\Omega$, $5,6\ \text{k}\Omega$, $6,8\ \text{k}\Omega$, $8,2\ \text{k}\Omega$, $9,1\ \text{k}\Omega$, $10\ \text{k}\Omega$, $15\ \text{k}\Omega$, $18\ \text{k}\Omega$ i $20\ \text{k}\Omega$. Prema ovim nominalnim vrijednostima izračunate su relativne greške pri mjerenju modula impedanse na svakoj frekvenciji. Budući da je nominalna vrijednost argumenta impedanse otpornika nula stepeni, izračunate su apsolutne greške. Zbog kompaktnijeg prikaza, grupisane su otpornosti bliskih vrijednosti i kao takve prikazane su na Slikama 52-56.

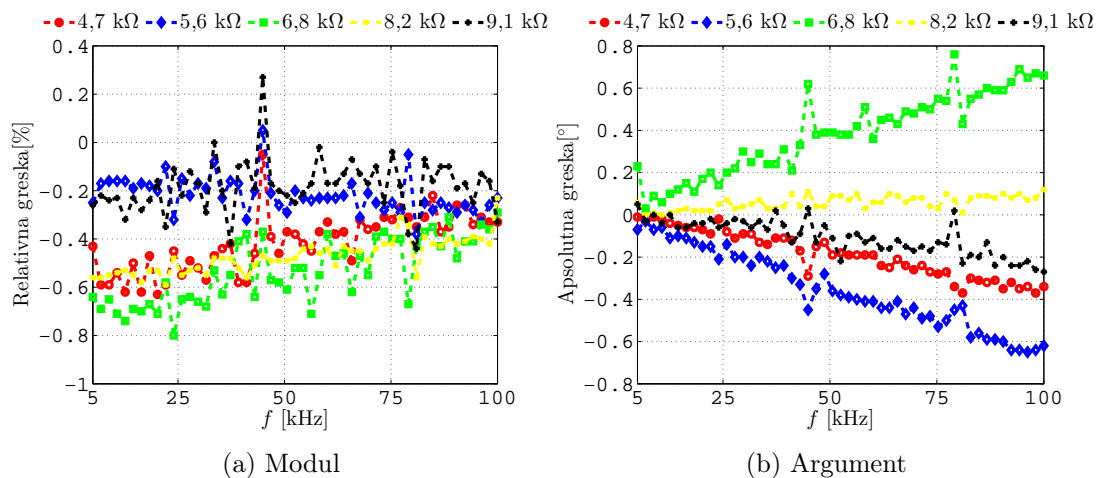
Slika 52: Greške prilikom mjerenja modula i argumenta impedansi otpornika za opseg od $100\ \Omega$ do $470\ \Omega$.



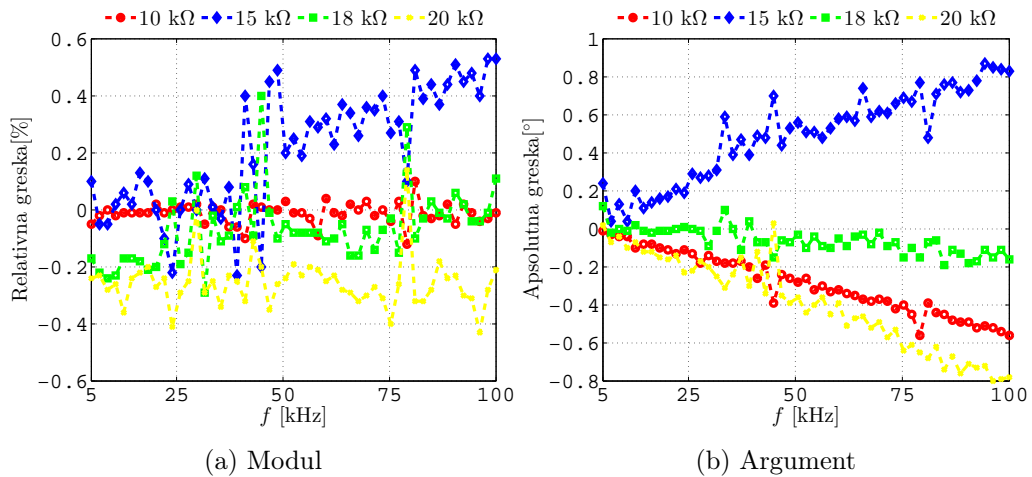
Slika 53: Greške prilikom mjerenja modula i argumenta impedansi otpornika za opseg od 510 Ω do 910 Ω .



Slika 54: Greške prilikom mjerenja modula i argumenta impedansi otpornika za opseg od 1 k Ω do 3,9 k Ω .



Slika 55: Greške prilikom mjerenja modula i argumenta impedansi otpornika za opseg od 4,7 k Ω do 9,1 k Ω .



Slika 56: Greške prilikom mjerenja modula i argumenta impedansi otpornika za opseg od 10 k Ω do 20 k Ω .

Na osnovu izmjerenih vrijednosti izračunate su srednje vrijednost (\bar{Z} i $\bar{\phi}$) i standardne devijacije (σ_Z i σ_ϕ) za svaku vrijednost otpornosti, te su prikazane u Tabeli 9.

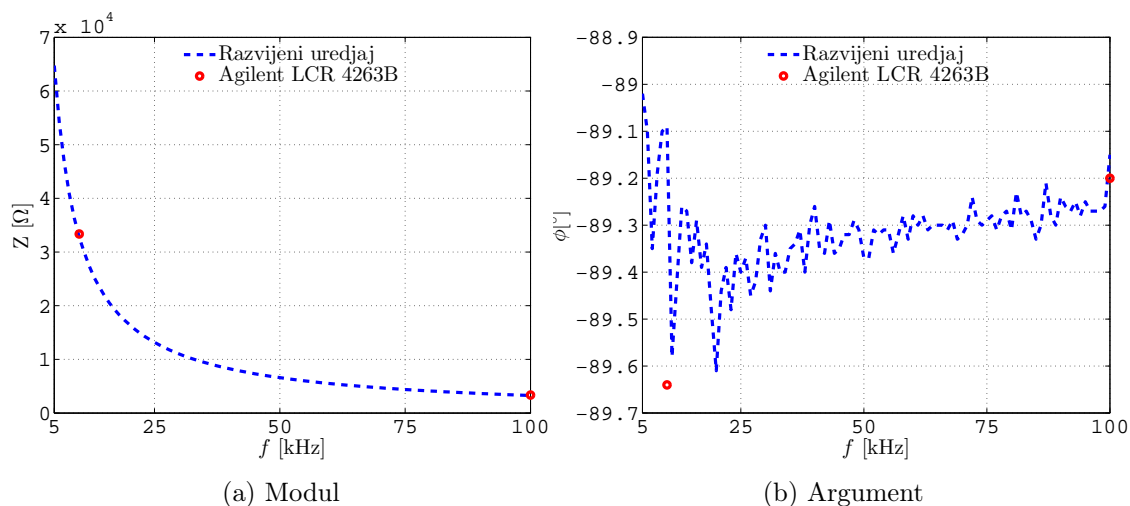
Tabela 9: Srednje vrijednosti i standardne devijacije izmjerenih modula i argumenata impedansi otpornika.

R [Ω]	\bar{Z} [Ω] \pm σ_Z [Ω]	$\bar{\phi}$ [$^\circ$] \pm σ_ϕ [$^\circ$]	R [Ω]	\bar{Z} [Ω] \pm σ_Z [Ω]	$\bar{\phi}$ [$^\circ$] \pm σ_ϕ [$^\circ$]
100	99,49 \pm 0,56	-0,47 \pm 0,36	220	218,85 \pm 0,56	-0,36 \pm 0,18
300	302,35 \pm 0,93	1,25 \pm 0,56	390	391,76 \pm 1,03	0,87 \pm 0,39
470	469,62 \pm 0,63	0,54 \pm 0,25	510	507,88 \pm 0,62	0,45 \pm 0,21
620	618,61 \pm 0,66	0,29 \pm 0,14	750	748,66 \pm 0,63	0,14 \pm 0,09
820	818,35 \pm 0,84	0,08 \pm 0,07	910	908,64 \pm 0,85	0,03 \pm 0,07
1000	999,52 \pm 0,54	-0,30 \pm 0,41	1500	1491,64 \pm 2,01	-0,17 \pm 0,11
2000	2002,49 \pm 2,66	0,18 \pm 0,11	3000	2990,03 \pm 1,41	-0,10 \pm 0,06
3900	3885,93 \pm 3,70	-0,01 \pm 0,06	4700	4694,78 \pm 1,90	-0,19 \pm 0,11
5600	5587,78 \pm 4,20	-0,36 \pm 0,18	6800	6763,80 \pm 9,27	0,38 \pm 0,19
8200	8161,26 \pm 5,91	0,06 \pm 0,03	9100	9083,45 \pm 10,37	-0,11 \pm 0,08
10000	9998,81 \pm 3,65	-0,29 \pm 0,16	15000	15032,14 \pm 31,63	0,50 \pm 0,24
18000	17987,65 \pm 22,44	-0,06 \pm 0,07	20000	19948,88 \pm 17,90	-0,39 \pm 0,24

Na osnovu dobijenih rezultata i izračunatih vrijednosti relativne i apsolutne greške, može se primijetiti da je razvijenim uređajem izvršeno mjerenje tako da maksimalna relativna greška mjerenja modula iznosi $\pm 2\%$, dok je mjerenje argumenta izvršeno sa maksimalnom greškom od 2° .

5.3.2 Mjerenje modula i argumenta impedanse kondenzatora

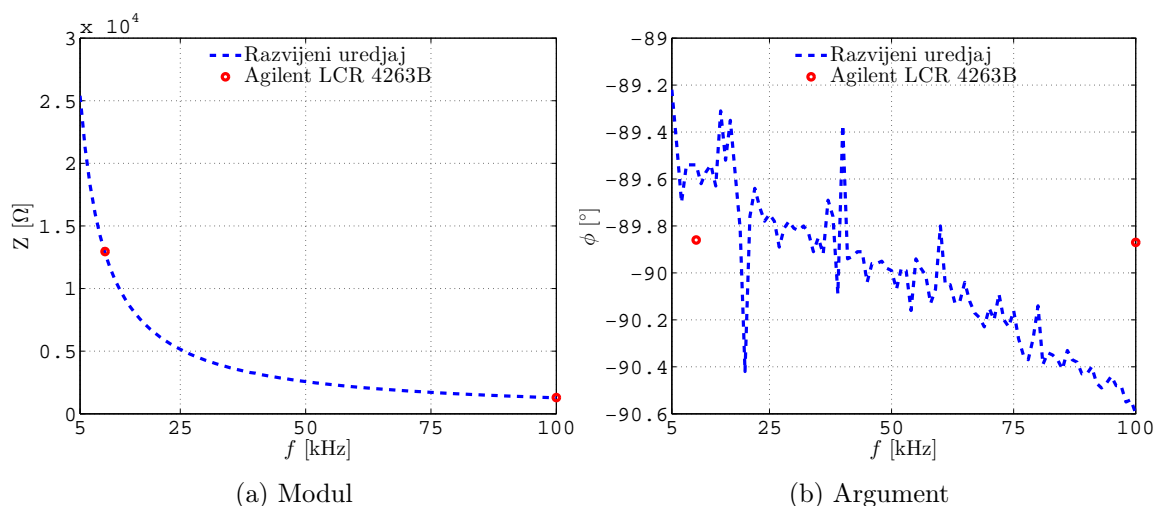
Izmjerene su vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora nominalnih kapacitivnosti 470 pF, 1500 pF, 3300 pF, 4700 pF, 6800 pF i 8200 pF, kao što je prikazano na Slikama 57-62. Dobijeni rezultati su upoređeni sa pokazivanjem Agilent 4263B LCR metra, kao što je prikazano u Tabelama 10-15.



Slika 57: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 470 \text{ pF} \pm 20\%$.

Tabela 10: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 470 \text{ pF} \pm 20\%$.

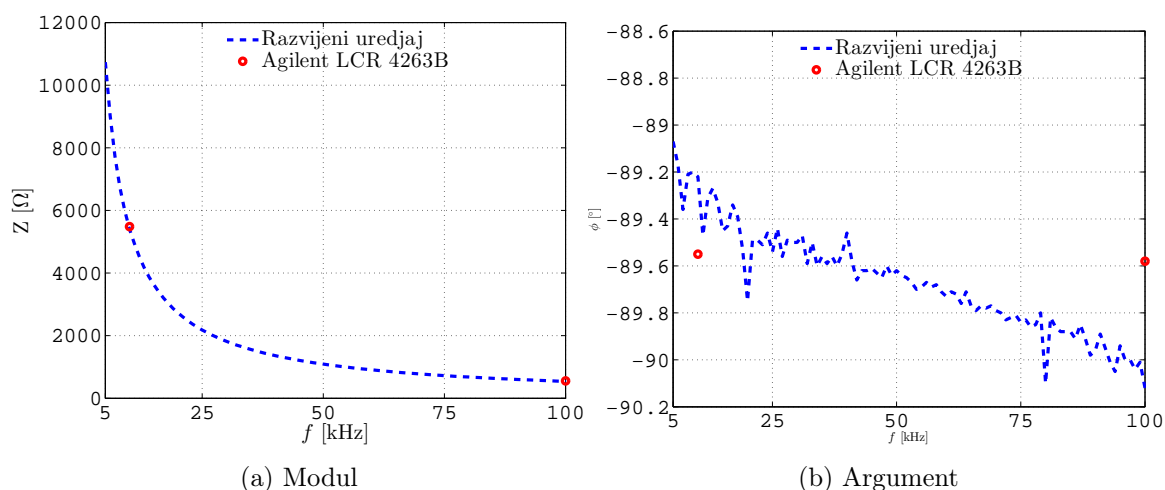
	Agilent LCR 4263B	Razvijeni uređaj	Greška	f [kHz]
Modul	33366,02 Ω	32735,70 Ω	-1,89%	10
Argument	-89,64°	-89,09°	0,55°	10
Modul	3359,80 Ω	3260,82 Ω	-2,95%	100
Argument	-89,20°	-89,15°	0,55°	100



Slika 58: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 1500 \text{ pF} \pm 20\%$.

Tabela 11: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 1500 \text{ pF} \pm 20\%$.

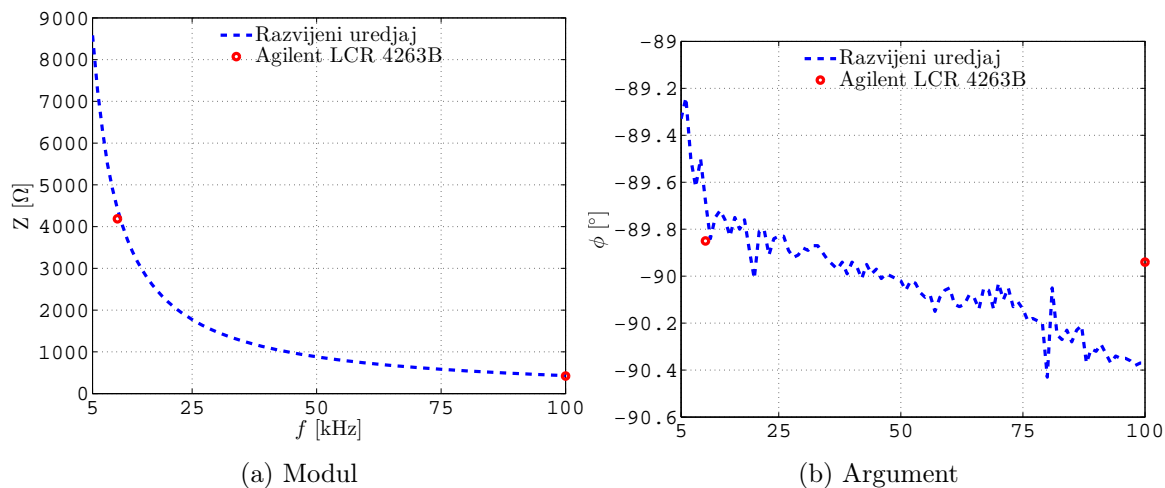
	Agilent LCR 4263B	Razvijeni uređaj	Greška	f [kHz]
Modul	12952,01 Ω	12811,97 Ω	-1,09%	10
Argument	-89,86°	-89,54°	0,32°	10
Modul	1295,30 Ω	1272,72 Ω	-1,74%	100
Argument	-89,87°	-90,6°	-0,73°	100



Slika 59: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 3300 \text{ pF} \pm 20\%$.

Tabela 12: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 3300 \text{ pF} \pm 20\%$.

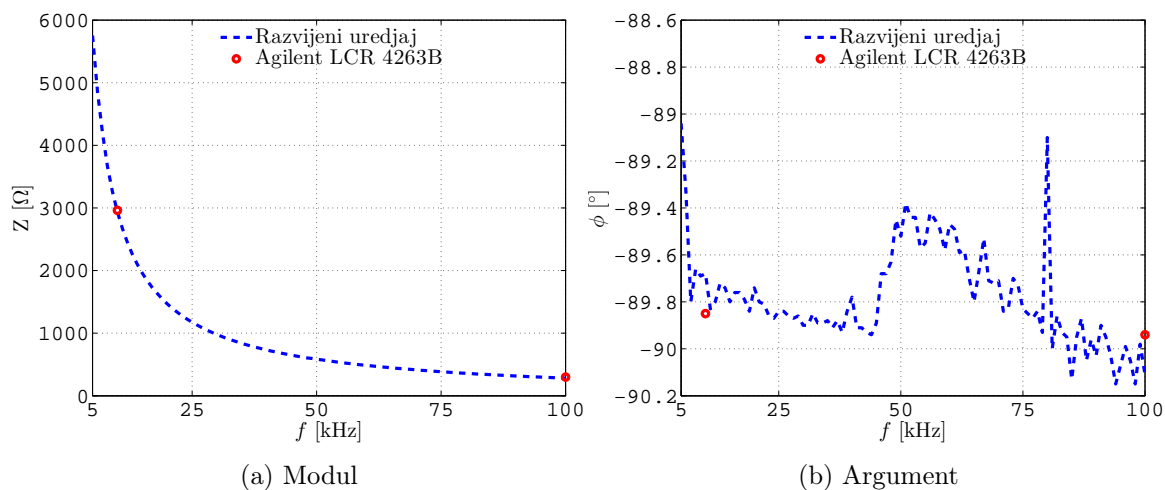
	Agilent LCR 4263B	Razvijeni uređaj	Greška	f [kHz]
Modul	5484,20 Ω	5399,38 Ω	-1,54%	10
Argument	-89,55°	-89,22°	0,33°	10
Modul	555,01 Ω	539,28 Ω	-2,83%	100
Argument	-89,58°	-90,12°	-0,54°	100



Slika 60: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 4700 \text{ pF} \pm 20\%$.

Tabela 13: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 4700 \text{ pF} \pm 20\%$.

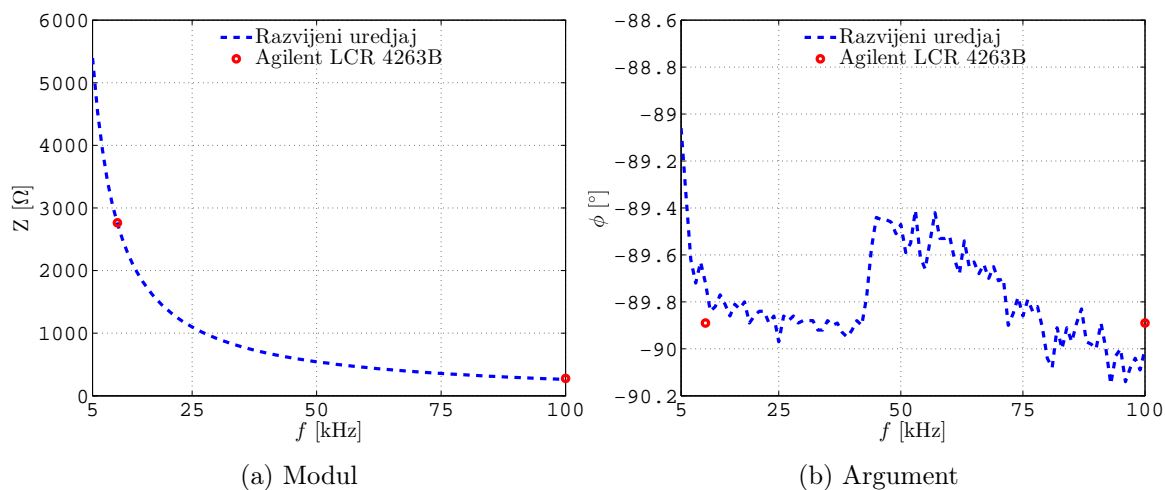
	Agilent LCR 4263B	Razvijeni uređaj	Greška	f [kHz]
Modul	4295,91 Ω	4420,92 Ω	2,91%	10
Argument	-89,85°	-89,68°	0,17°	10
Modul	420,96 Ω	430,31 Ω	2,22%	100
Argument	-89,94°	-90,37°	-0,43°	100



Slika 61: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 6800 \text{ pF} \pm 20\%$.

Tabela 14: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 6800 \text{ pF} \pm 20\%$.

	Agilent LCR 4263B	Razvijeni uređaj	Greška	f [kHz]
Modul	2962,10 Ω	2934,58 Ω	-0,93%	10
Argument	-89,85°	-89,68°	0,17°	10
Modul	289,01 Ω	282,08 Ω	-2,40%	100
Argument	-89,94°	-90,11°	-0,17°	100



Slika 62: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 8200 \text{ pF} \pm 20\%$.

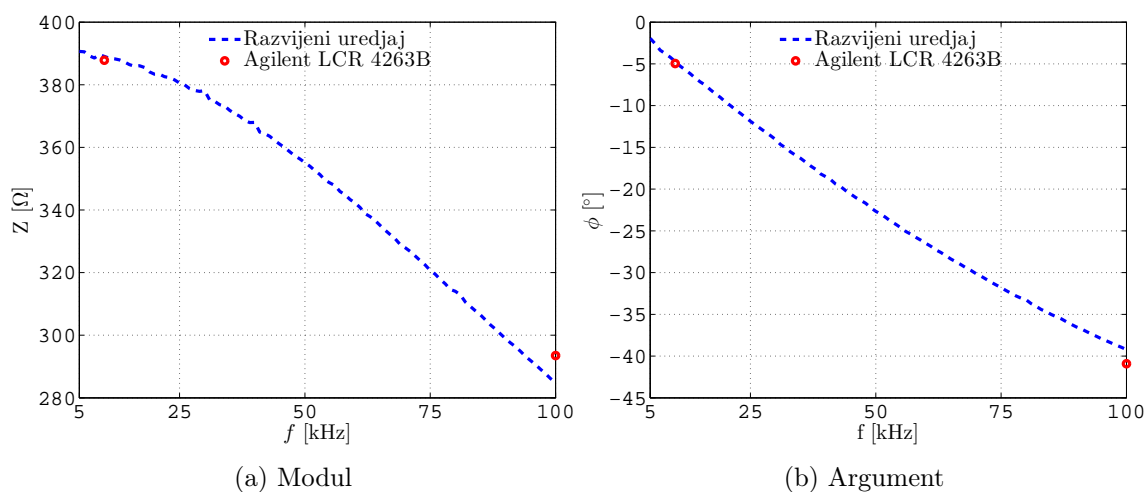
Tabela 15: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kondenzatora kapacitivnosti $C = 8200 \text{ pF} \pm 20\%$.

	Agilent LCR 4263B	Razvijeni uređaj	Greška	f [kHz]
Modul	2762,20 Ω	2749,35 Ω	-0,47%	10
Argument	-89,89°	-89,72°	0,17°	10
Modul	267,94 Ω	262,05 Ω	-2,19%	100
Argument	-89,89°	-90,00°	-0,11°	100

Na osnovu dobijenih rezultata i izračunatih vrijednosti relativne i apsolutne greške, može se primijetiti da je razvijenim uređajem izvršeno mjerenje tako da maksimalna relativna greška mjerenja modula iznosi $\pm 3\%$, dok je mjerenje argumenta izvršeno sa maksimalnom greškom od $0,6^\circ$.

5.3.3 Mjerenje modula i argumenta impedanse paralelne i serijske RC mreže

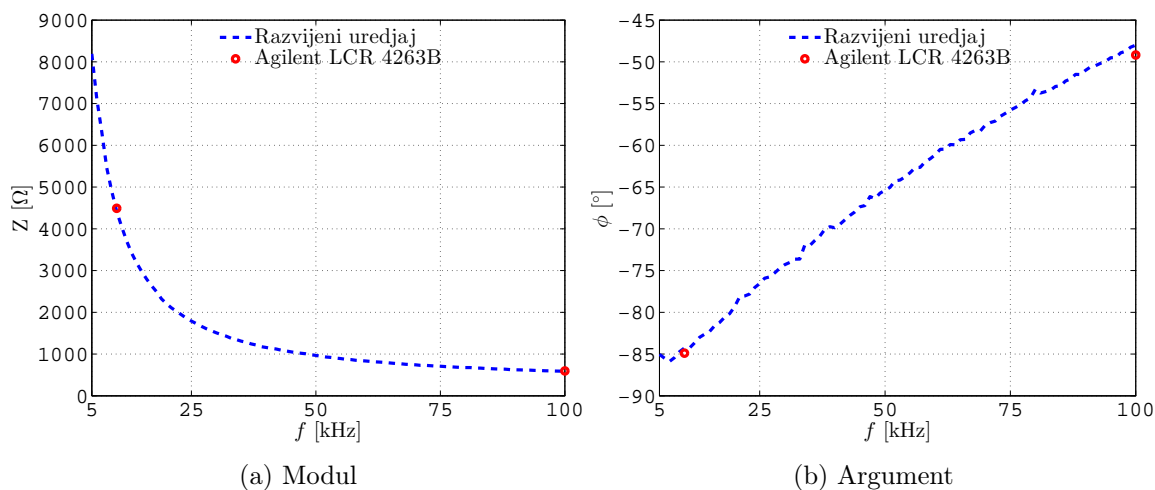
Izmjerene su vrijednosti modula i argumenta impedansi paralelne i serijske RC mreže ($R=390 \text{ } \Omega \pm 1\%$, $C=4700 \text{ pF} \pm 20\%$), kao što je prikazano na Slikama 63-64. Dobijeni rezultati su upoređeni sa pokazivanjem Agilent 4263B LCR metra, kao što je prikazano u Tabelama 16 i 17.



Slika 63: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse paralelne RC mreže.

Tabela 16: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse paralelne RC mreže.

	Agilent LCR 4263B	Razvijeni uređaj	Greška	f [kHz]
Modul	387,82 Ω	389,06 Ω	0,32%	10
Argument	-4,96°	-4,71°	0,25°	10
Modul	293,50 Ω	284,89 Ω	-2,93%	100
Argument	-40,92°	-39,22°	1,70°	100



Slika 64: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse serijske RC mreže.

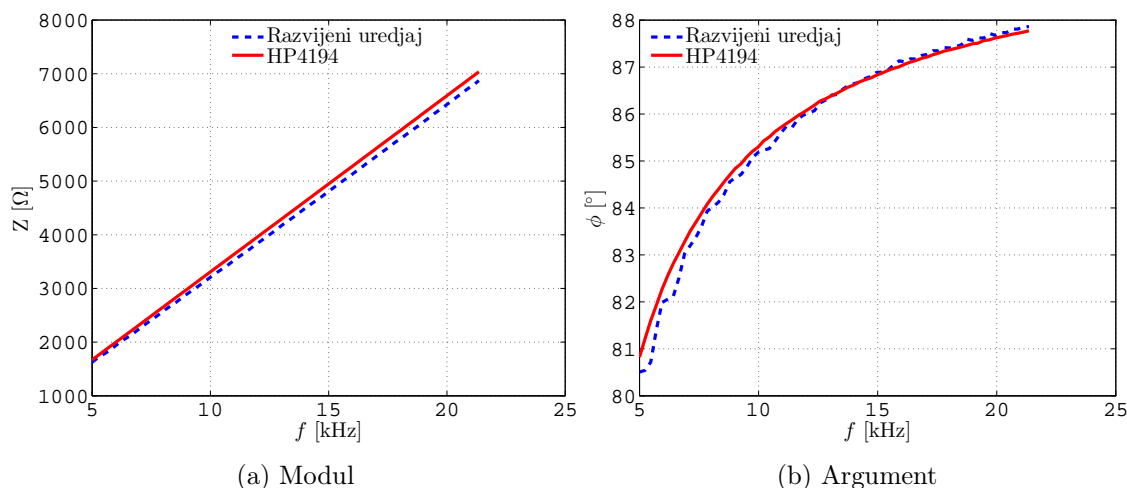
Tabela 17: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse serijske RC mreže.

	Agilent LCR 4263B	Razvijeni uređaj	Greška	f [kHz]
Modul	4492,10 Ω	4417,44 Ω	0,32%	10
Argument	-84,89°	-84,28°	0,61°	10
Modul	596,01 Ω	586,68 Ω	-1,56%	100
Argument	-49,18°	-48,00°	1,18°	100

Na osnovu dobijenih rezultata i izračunatih vrijednosti relativne i apsolutne greške, može se primijetiti da je razvijenim uređajem izvršeno mjerenje tako da maksimalna relativna greška mjerenja modula iznosi $\pm 3\%$, dok je mjerenje argumenta izvršeno sa maksimalnom greškom od $1,7^\circ$.

5.3.4 Mjerenje modula i argumenta impedanse kalema

Izmjerene su vrijednosti modula i argumenta impedanse kalema induktivnosti ($L=50$ mH $\pm 10\%$), kao što je prikazano na Slici 65. Dobijeni rezultati su upoređeni sa pokazivanjem HP4194 Impedance Analyzer-a, kao što je prikazano u Tabeli 18. Uočena je potreba za ograničavanjem frekvencijskog opsega na 5 kHz-21 kHz, jer je na višim frekvencijama primijećen problem postojanja čisto induktivnog opterećenja na izlazu korišćenih operacionih pojačavača [56], što je uticalo na veliko odstupanje.



Slika 65: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kalema.

Tabela 18: Izmjerene vrijednosti modula i argumenta impedanse kalema.

	HP4194	Razvijeni uređaj	Greška	f [kHz]
Modul	1670,90 Ω	1626,15 Ω	-2,68%	5
Argument	80,83°	80,51°	-0,32°	5
Modul	7036,37 Ω	6872,96 Ω	-2,32%	21
Argument	87,77°	87,87°	0,10°	21

Na osnovu dobijenih rezultata i izračunatih vrijednosti relativne i apsolutne greške, može se primijetiti da je razvijenim uređajem izvršeno mjerenje tako da maksimalna relativna greška mjerenja modula iznosi $\pm 2,7\%$, dok je mjerenje argumenta izvršeno sa maksimalnom greškom od $0,35^\circ$.

5.4 Zaključak - karakteristike razvijenog modela mjernog sistema

Osnovne karakteristike razvijenog mjernog sistema su:

1. **Mjerna greška.** Provedena mjerenja modula i argumenta impedanse otpornika, kondenzatora, kao i serijske i paralelne RC mreže pokazala su da se u opsegu od 100Ω do $100 \text{ k}\Omega$, za frekvencije od 5 kHz do 100 kHz , ostvaruje maksimalna relativna greška od $\pm 3\%$. Slični rezultati se dobijaju i u slučaju mjerenja modula i argumenta impedanse kalema u frekventijskom opsegu od 5 kHz do 21 kHz . Razlog ovakvog odstupanja se može prepoznati u nedostatku kalibracione otporničke mreže sa većim brojem otpornika od implementirane, pa algoritam za automatsko prepoznavanje opsega u nekim slučajevima ne može da izvrši optimalan prelaz sa jedne na drugu vrijednost. Na samoj pločici je implementiran relativno mali broj otpornika u kalibracionoj mreži (7) kako bi se ostvarile što manje dimenzije pločice. Konkretno, to za ovo istraživanje i primjenu uređaja u karakterizaciji senzora ne predstavlja

bitno ograničenje. Naime, kako je već ranije rečeno, očekivani mjerni opseg u toj primjeni je od 100Ω do $20 \text{ k}\Omega$, a u tom mjernom opsegu uređaj ima relativnu grešku mjerenja modula impedanse manju od $\pm 2\%$, a za argument maksimalna apsolutna greška iznosi 2° .

2. **Dimenzije.** Dimenzije razvijenog uređaja su $7,7 \times 7,5 \text{ cm}^2$, što ga čini veoma pogodnim za primjenu u prenosivim uređajima.
3. **Modularnost.** Uređaj posjeduje izvedene konektore za sve raspoložive komunikacione interfejsne ATmega128 mikrokontrolera što omogućava veoma jednostavnu integraciju i proširenje sa drugim sensorima i periferalnim uređajima.
4. ***In-situ* mjerenja.** Male dimenzije uređaja, mogućnost baterijskog napajanja, mala potrošnja, ugrađen TFT displej za lokalno prikazivanje rezultata, tastatura za podešavanje uređaja i mikro SD kartica za lokalnu akviziciju podataka čine ovaj uređaj veoma pogodnim za primjenu u *in-situ* mjerenjima.
5. **Laboratorijska primjena.** Razvijeni softver za upravljanje uređajem preko računara je intuitivnog karaktera i od operatera se zahtijeva minimalni angažman u izvođenju mjerenja, pri čemu su ugrađeni sigurnosni elementi kako bi se obezbijedila pravilna konfiguracija uređaja.
6. **DC-free izlaz.** Izlazni signal koji se dovodi na priključke analizirane impedanse nema DC komponentu tako da ne dolazi do polarizacije elektroda, što je veoma važno za karakterizaciju senzora.

6 FREKVENCIJSKA KARAKTERIZACIJA FABRIKOVANOG SENZORA ZA MJERENJE pH VRIJEDNOSTI

6.1 Uvod

Monitoring kvaliteta vode ima globalni uticaj i značaj koji zahtijeva određivanje vrijednosti parametara kao što su pH vrijednost, temperatura, provodnost i slično [94]. Smatra se da je pH vrijednost jedan od najvažnijih parametara jer određuje da li analizirani uzorak vode ima dominantno kiseli ili bazni karakter, što direktno utiče na zdravlje bića koja je konzumiraju ili koja borave u njoj [6].

U opštem slučaju, pH vrijednost se određuje na osnovu mjerenja koncentracije jona vodonika H^+ [17]. Naime, iako je voda dielektrik, čak i čista destilovana voda provodi struju, što znači da voda disosuje na jone:



Na 25 °C u 1 mol/dm³ ima 10⁻⁷ jona H^+ i isto toliko hidroksilnih jona OH^- . Ako se u 1 mol/dm³ doda 1 mol hlorovodonične kiseline HCl i ako svi njeni molekuli disosuju:



u takvom rastvoru biće 10⁻¹⁴ jona H^+ u 1 mol/dm³. Na sličan način, potpunom disocijacijom natrijumove baze



u 1 mol/dm³ biće 10⁻¹⁴ jona OH^- . Prema tome, aktivne koncentracije H^+ i OH^- kreću se u rasponu od 14 dekada, pri čemu je proizvod aktiviteta jona za vodu konstantan:

$$K_V = a_{H^+} \cdot a_{OH^-} = 1,008 \cdot 10^{-14} \text{ mol/dm}^3 \quad (131)$$

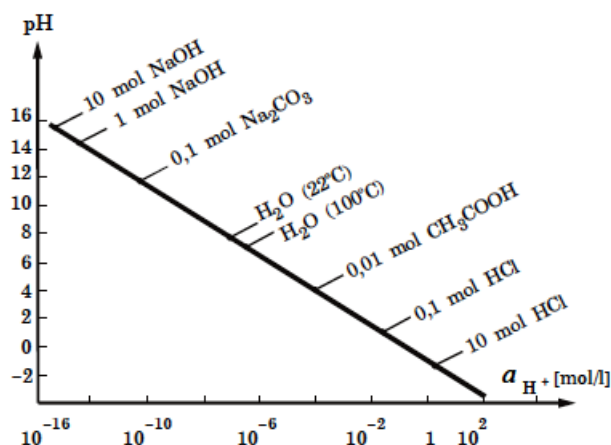
pH vrijednost (ili potencija vodonika) predstavlja mjeru za aktivitet jona a_{H^+} , odnosno koncentraciju c_{H^+} :

$$pH = -\log a_{H^+} \quad (132)$$

Pomoću pH vrijednosti (kreće se u opsegu od 0 do 14 bezdimenzionalnih jedinica) jednostavno se izražavaju kiselost i baznost rastvora:

- pH < 7 rastvor spada u kiseline,
- pH = 7 neutralna tečnost, tj. $a_{H^+} = a_{OH^-} = 1 \cdot 10^{-7} \text{ mol/dm}^3$
- pH > 7 rastvor spada u baze.

Ukoliko je aktivitet jona a_{H^+} veći, pH vrijednost je manja i rastvor je kiseliji, odnosno što je manja koncentracija jona vodonika rastvor je više bazni, kao što je prikazano na Slici 66.

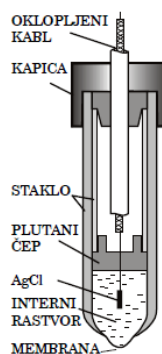


Slika 66: Zavisnost pH vrijednosti od koncentracije jona vodonika [17].

Kao što je poznato, jedan mol neke supstance sadrži Avogadrov broj ($6,02 \cdot 10^{23}$) molekula koji približno imaju masu jednaku molarnoj masi izraženoj u gramima. Na primjer, NaOH ima molarnu masu $23+16+1=40$, odnosno 40 g/mol. Kako je atomska masa jona vodonika H^+ jednaka 1, u jednom molu vodonika biće 1 gram jona vodonika. Rastvor sa $\text{pH}=10$ imaće $1 \cdot 10^{-10}$ molova jona vodonika ili 10^{-10} grama na jedan litar rastvora.

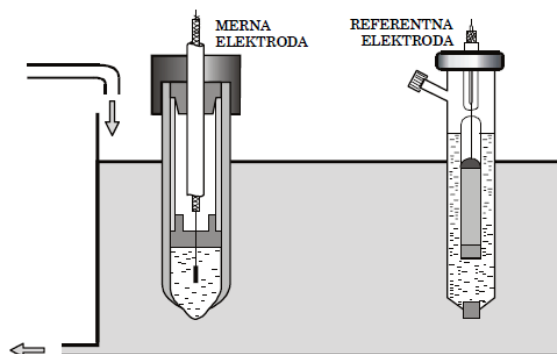
Mjerenje pH vrijednosti ima širok opseg mogućih primjena pored monitoringa životne sredine, i u hemijskoj obradi materijala [95], industriji hrane i pića [93], zatim u biomedicinskim primjenama kao što su analiza krvi [96] i monitoring fluktuacija pH vrijednosti ljudskog mozga [97], i slično. Ove aplikacije zahtijevaju pouzdane, tačne i precizne senzore za mjerenje pH vrijednosti sa minimalnim održavanjem i dugim radnim vijekom. Širok opseg elektrohemijskih i neelektrohemijskih metoda je istražen za mjerenja pH vrijednosti [7, 98, 99]. Među njima, senzori pH vrijednosti na bazi staklene elektrode se smatraju za najpouzdanije [7, 98–100]. Staklene elektrode za mjerenje pH su pogodne za širok opseg pH vrijednosti (0–13), temperaturski interval $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ – $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ i pritisak 0,1 MPa–0,5 MPa. Tipične dimenzije su: prečnik sferne membrane 5 mm, vanjski prečnik cijevi 10 mm–12 mm, dužina 100 mm [17]. Staklene elektrode se razlikuju po metalnom kontaktu koji je pokriven solju tog metala. U praksi najširu primjenu imaju dvije elektrode:

- **Srebrnohlorna elektroda** Ag/AgCl napravljena od Ag-žice koja je elektrolitičkim djelovanjem presvučena sa AgCl i potopljena u interni rastvor koji ima konstantnu pH vrijednost. Stakleno tijelo je na dnu stanjeno u membranu i ona razdvaja elektrodu od mjernog rastvora, kao što je prikazano na Slici 67.
- **Kalomel elektroda** Hg/Hg₂Cl₂ napravljena od žive koja leži na sloju paste Hg₂Cl₂ i potopljena u interni rastvor konstantne pH vrijednosti.



Slika 67: Staklena mjerna elektroda Ag/AgCl [17].

Međutim, nemogućnost primjene mjernih sistema sa staklenom elektrodom u okruženjima izloženim koroziji, visokim temperaturama i pritisku, visoka cijena fabrikacije, te neophodnost postojanja referentne elektrode (Slika 68), i loše mehaničke osobine predstavljaju velika ograničenja, što stvara jaku motivaciju za razvojem novih senzora.



Slika 68: pH mjerna ćelija sa mjernom i referentnom elektrodom [17].

U novim analizama, metal-oksidni senzori pH vrijednosti su veoma atraktivni jer pružaju niz prednosti u odnosu na senzore sa staklenom elektrodom kao što su niska cijena, manje dimenzije i jednostavnost postupka fabrikacije [7, 99]. Nekoliko metal-oksidnih senzora pH vrijednosti su bili predmet ranijih istraživanja [7, 99]. Najviše su analizirani metal-oksidi poput RuO_2 , IrO_2 i SnO_2 . Međutim, pošto su RuO_2 i IrO_2 veoma skupi materijali [101, 102], a RuO_2 film ispoljava veoma malu otpornost u alkalnim rastvorima što smanjuje radni vijek senzora [101, 102], dok SnO_2 ispoljava efekat baferovanja provodnosti [5], postoji interes za analizom i drugih metal-oksida. Isto tako, mnogi metal-oksidni senzori za mjerenje pH vrijednosti rade na potenciometrijskom principu sa referentnom elektrodom, što predstavlja ograničenje prilikom projektovanja kompaktne referentne elektrode u pokušaju minimizacije senzora [98, 103]. U slučaju senzora sa interdigitalnim elektrodama (eng. *Interdigitated Electrodes* - IDE) ovo ne predstavlja problem jer se eliminiše potreba za referentnom elektrodom. Iz ova dva razloga, u ovoj disertaciji je istražena mogućnost primjene metal-oksidnog filma titanijum dioksida (TiO_2) u realizaciji senzora sa interdigitalnom strukturom čime je dat doprinos u istraživanju novih materijala sen-

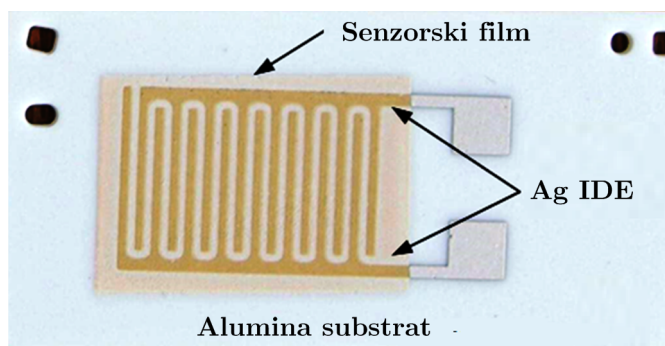
zorskog filma, ali i u oblasti realizacije pristupa mjerenju pH vrijednosti sensorima bez referentne elektrode.

TiO₂ filmovi se smatraju za veoma dobre materijale za senzore pH vrijednosti jer se odlikuju dobrom hemijskom stabilnošću [104, 105]. Međutim, većina objavljenih studija razmatrala je upotrebu TiO₂ filmova u *Ion Sensitive Field Effect Transistor* (ISFET) i *Extended Gate Field Effect Transistor* (EGFET) strukturama [106, 107]. U takvim realizacijama, fabrikovani senzori su pokazali relativno malu osjetljivost na promjene pH vrijednosti [106, 107]. Uočeni su i dodatni problemi poput visoke cijene postupka fabrikacije senzora, kao i neophodnost postojanja referentne elektrode. Iz ovih razloga, fabrikovani su i senzori za mjerenje pH vrijednosti dopiranjem TiO₂ filmova ili površinskim promjenama korišćenjem nanostrukture [105, 107]. Takvim implementacijama značajno se povećava površina elektrode, a samim tim i broj mjesta za adsorpciju vodonikovih jona pa se povećava i osjetljivost. Takav senzor je fabrikovan korišćenjem hibridne nanostrukture na bazi TiO₂ i karbonskih nanostrukture [105].

Unapređujući stanje u oblasti, u ovom istraživanju je dizajniran i fabrikovan senzor u LTCC tehnologiji za mjerenje pH vrijednosti na bazi TiO₂ filma [19]. Senzor je inovativnog dizajna i eliminiše se potreba za postojanjem referentne elektrode, te se zadržavaju veoma male dimenzije, niska cijena i mogućnost karakterizacije razvijenim uređajem za mjerenje modula i argumenta impedanse, kao i formiranje funkcionalnog mjernog bloka.

6.2 Fizičke karakteristike senzora

Senzor pH vrijednosti sa TiO₂ filmom fabrikovan je u LTCC tehnologiji na Institutu za elektronske tehnologije u Krakovu u Poljskoj. Izgled fabrikovanog senzora je prikazan na Slici 69.



Slika 69: Izgled fabrikovanog senzora za mjerenje pH vrijednosti.

Proces fabrikacije je veoma sličan sa procedurom opisanom u [6, 54]. Kao substrat korišćena je alumina, u cilju postizanja visoke ekonomske efikasnosti. Prvi korak u fabrikaciji senzora bilo je štampanje IDE (Ag/Pd ESL 9695 pasta) korišćenjem sitoštampe (eng. *screen printing*). Elektrode su obrazovane na taj način da su prsti elektrode široki 0,5 mm i dugački 10 mm. Razmak između susjednih prstiju je 0,5 mm. Provodni sloj je prvo sušen 20 minuta na temperaturi 120 °C, a nakon toga 30 minuta na temperaturi

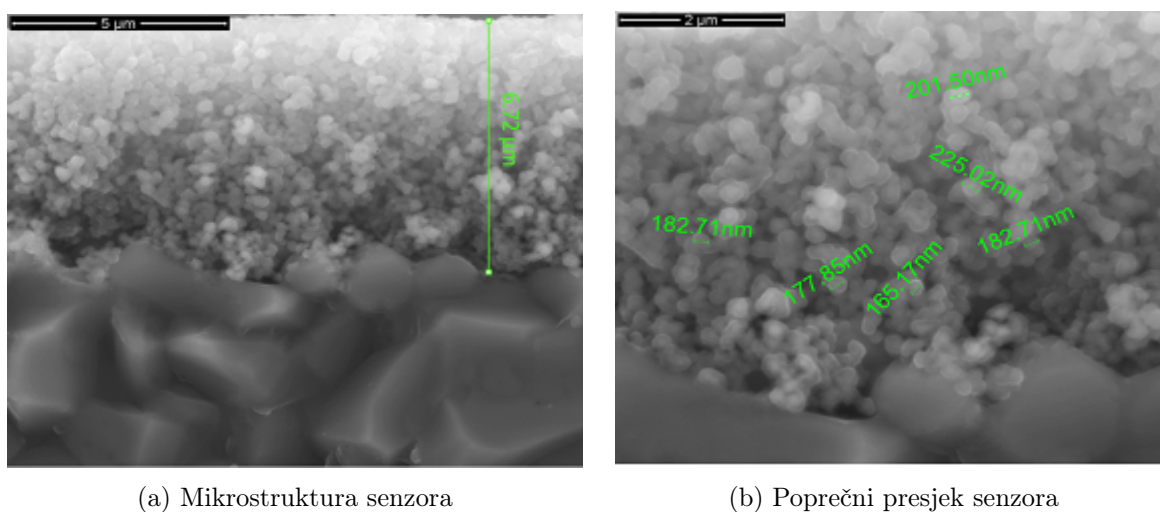
850 °C. Nakon toga je TiO₂ film nanesen preko IDE strukture takođe korišćenjem sitoštampe. TiO₂ film je nanešen u obliku pravougaonika dimenzija 17×13 mm². TiO₂ pasta je pripremljena miješanjem TiO₂ praha (99,8%, Aldrich) u etil-celulozi (kao sredstvo za vezivanje) i terpineolu (rastvarač) u *agate mortar* posudi u trajanju od ukupno 1 h. TiO₂ film je onda sušen 20 minuta na temperaturi 120 °C.

Osnovne prednosti fabrikovanog senzora za mjerenje pH vrijednosti sa IDE strukturom, u poređenju sa metodama predstavljanim u literaturi su [108]:

- brza i jeftina fabrikacija,
- eliminisanje potrebe za referentnom elektrodom,
- velika površina senzorskog filma i
- mala potrošnja u toku mjerenja.

Morfologija površinskog sloja, kao i unutrašnja mikrostruktura TiO₂ filma na alumina podlozi su ispitani korišćenjem SEM-a (FEI Nova Nano, SEM 200). Kristalna struktura TiO₂ filma je analizirana i potvrđena korišćenjem Ramanove spektroskopije. U ovom istraživanju korišćen je Thermo Fisher DXR Raman mikroskop sa *Diode Pumped Solid State* (DPSS) laserom talasne dužine 532 nm, izlazne snage 9 mW i vremenom izlaganja uzorka od 30 sekundi.

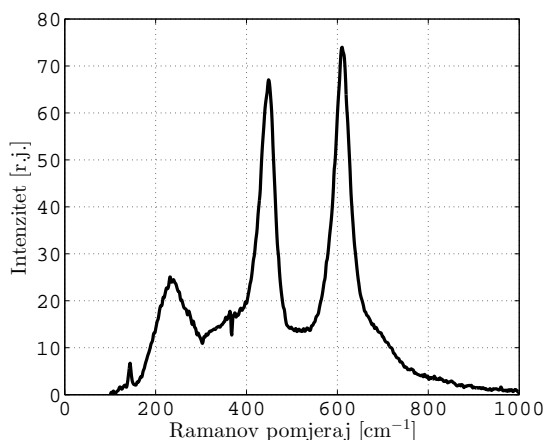
Na Slici 70(a), prikazana je mikrostruktura fabrikovanog TiO₂ filma. Prikaz poprečnog presjeka strukture filma je prikazan na Slici 70(b). Može se primijetiti da postoji veoma dobra kompatibilnost ovog filma i alumina substrata. Sa Slike 70 se može primijetiti da je debljina filma približno 7 μm, te da je TiO₂ film homogen, sa ravnom površinom i nanometarskim porama, te veličinom zrna u opsegu od 160 to 225 nm.



Slika 70: SEM slike fabrikovanog senzora.

Na Slici 71 je prikazan Ramanov spektar fabrikovanog TiO₂ debeloslojnog filma. U opštem slučaju, TiO₂ pripada rutilnoj, anastasnoj i brukitnoj strukturi [109]. U slučaju

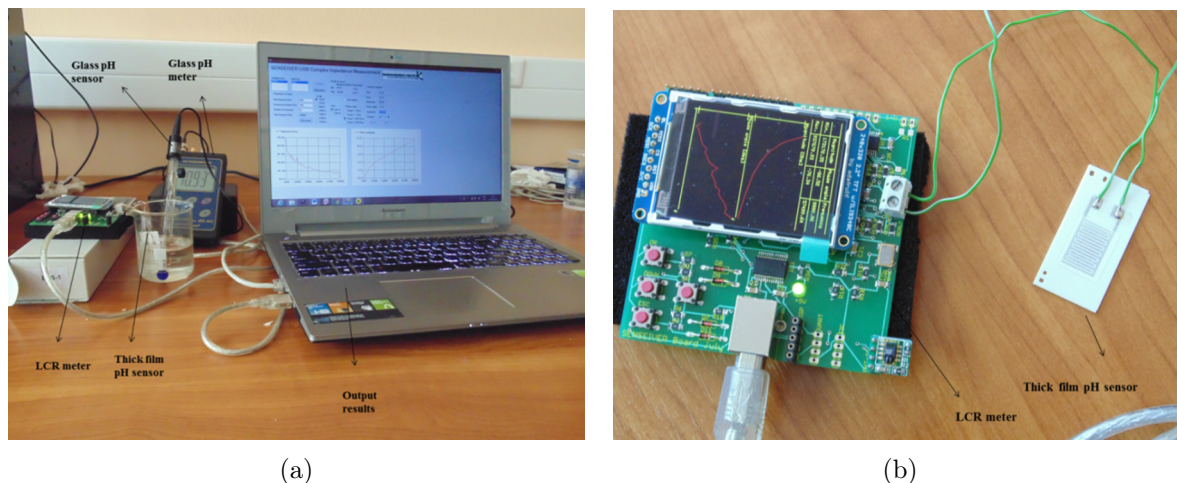
fabrikovanog senzora, na osnovu analize Ramanovog spektra može se primijetiti da TiO_2 film pokazuje rutilne (pik na 448 cm^{-1}) i anastasne (pik na 143 cm^{-1}) spektralne osobine. Nepostojanje brukitnog pika je očekivano, i u skladu sa literaturom [109–113], zbog visoke temperature završne obrade.



Slika 71: Ramanov spektar fabrikovanog senzora.

6.3 Opis eksperimentalne procedure

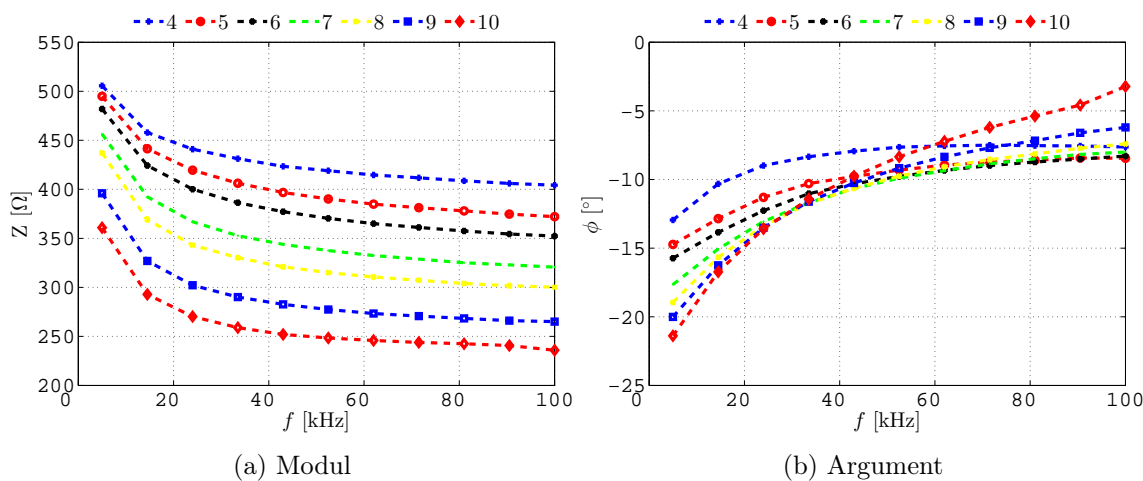
Na Slici 72(a) je prikazana eksperimentalna postavka za karakterizaciju fabrikovanog senzora razvijenim mjernim sistemom. Analizirani uzorak je povezan na konektor za priključivanje impedanse i postavljen u staklenu posudu sa rastvorom. Pošto je glavna namjena fabrikovanog senzora pH vrijednosti u analizi kvaliteta vode, sa očekivanim mjernim opsegom od 6 do 9, testni rastvori su pripremljeni u opsegu pH vrijednosti od 4 do 10 dodavanjem odgovarajuće količine 1 mol% HCl (kiselina) ili KOH (baza) u destilovanu vodu. Kao kontrolni uređaj je korišćen komercijalni uređaj za mjerenje pH vrijednosti i provodnosti (ELMEIRON, CPC-411) sa dodatkom sonde za mjerenje temperature rastvora. Nakon svakog mjerenja senzor je vraćan u destilovanu vodu i sušen papirnom maramicom kako bi se očistila elektroda od zaostalih dijelova rastvora iz prethodnih mjerenja. Razvijeni uređaj je povezan na računar kako bi se vršila akvizicija podataka preko razvijene Windows aplikacije prikazane na Slici 50. Sva mjerenja su izvršena na sobnoj temperaturi ambijenta i temperaturi rastvora od približno $23 \text{ }^\circ\text{C}$, pri čemu je zbog postizanja stabilnosti, senzor postavljen u rastvor 10 minuta prije početka svakog mjerenja. Mjerenje modula i argumenta impedanse TiO_2 senzora pH vrijednosti izvršeno je frekvencijskim prebrisavanjem u opsegu od 5 kHz do 100 kHz uz amplitudu AC napona od 100 mV. Najniža moguća amplituda testnog napona je izabrana kako bi se senzor zadržao u linearnom režimu, a širok frekvencijski opseg kako bi se pronašao skup frekvencija na kojima se može osigurati pouzdan rad sistema za mjerenje pH vrijednosti (senzor zajedno sa razvijenim mjernim uređajem - Slika 72(b)).



Slika 72: (a) Eksperimentalna postavka za karakterizaciju fabrikovanog senzora razvijenim mjernim uređajem [19]. (b) Sistem za mjerenje pH vrijednosti: senzor i mjerni uređaj [19].

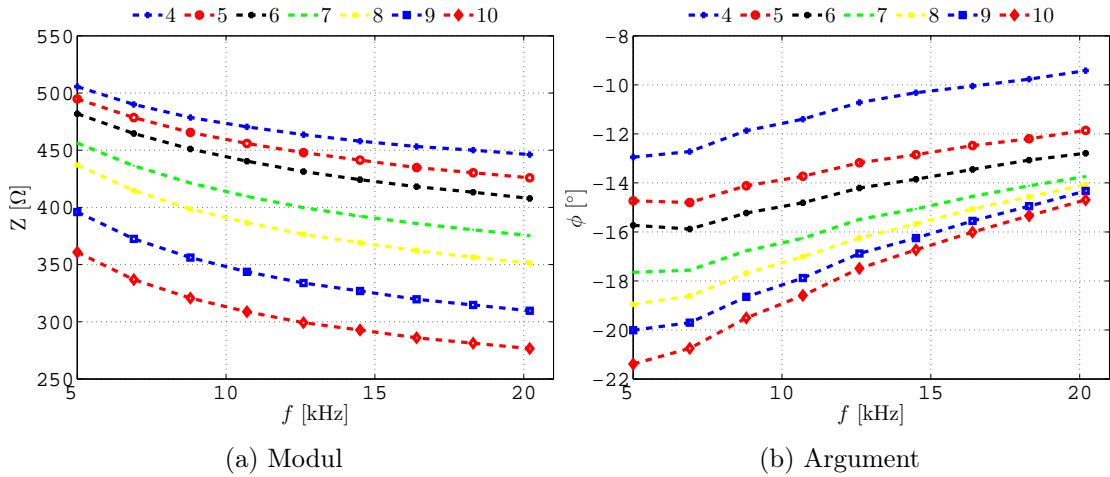
6.4 Rezultati i diskusija

Na Slici 73 prikazane su izmjerene promjene modula i argumenta impedanse senzora na frekvencijama u opsegu od 5 kHz do 100 kHz za različite pH vrijednosti.



Slika 73: Promjena modula i argumenta impedanse fabrikovanog senzora za različite pH vrijednosti na frekvencijama u opsegu od 5 kHz do 100 kHz.

Može se primijetiti da se fazne karakteristike na višim frekvencijama sijeku, što može dovesti do problema prilikom analize mjernih podataka usljed otežanog razlikovanja kojoj karakteristici pripada izmjerena vrijednost. Iz tog razloga, odlučeno je da se analizira uži frekvencijski opseg (od 5 kHz do 20 kHz) jer je tada moguće sa velikom sigurnošću analizirati dobijene rezultate. Na Slici 74 prikazane su promjene modula i argumenta impedanse senzora na frekvencijama u opsegu od 5 kHz do 20 kHz za različite pH vrijednosti.



Slika 74: Promjena modula i argumenta impedanse fabrikovanog senzora za različite pH vrijednosti na frekvencijama u opsegu od 5 kHz do 20 kHz.

U analiziranom frekvencijskom opsegu, modul i argument impedanse senzora se smanjuju po vrijednosti sa povećavanjem pH vrijednosti rastvora. Za konstantnu frekvenciju, modul impedanse se smanjuje dok se argument povećava povećavanjem pH vrijednosti. Ove promjene u modulu i argumentu impedanse senzora se mogu pripisati elektrohemijskim reakcijama na površini TiO_2 filma sa H^+/OH^- jonima. Naime, kada se metal-oksidi postavi u elektrolit dolazi do mnogih elektrohemijskih reakcija na površini interfejsa oksid-rastvor [6, 54]. U slučaju TiO_2 filma, disocijativna hemisorpcija molekula vode dovodi do formiranja površinskih hidroksilnih grupa [103]. Zbog adsorpcije/difuzije H^+/OH^- jona, površina TiO_2 filma postaje naelektrisana i formira se dvoslojna struktura [54, 114]. Promjenom pH vrijednosti rastvora, mijenja se i doprinos H^+ i OH^- jona.

Sa Slike 74 se može primijetiti da modul impedanse senzora opada porastom pH vrijednosti. Ovo se može objasniti time da alkalni rastvori imaju manju otpornost nego kiseline, dok se opadanje modula impedanse sa povećavanjem frekvencije može objasniti postojanjem međukristalnih kapacitivnosti koje u kHz-području bivaju kratko spojene i time se smanjuje ukupan modul impedanse senzora [5]. Smanjenim prisustvom kapacitivne komponente, očekivano je da se argument impedanse povećava sa porastom frekvencije, što se i može vidjeti na Slici 74.

Za pravilnu primjenu fabrikovanog senzora, neophodno je ispitati osjetljivost senzora (S) tj. iznos relativne promjene modula i/ili argumenta impedanse senzora sa promjenom pH vrijednosti. Sa stanovišta praktične realizacije funkcionalnog mjernog bloka (mjerni sistem i senzor), neophodno je da maksimalna relativna greška mjernog instrumenta bude manja od osjetljivosti senzora. Osjetljivost senzora, uzimajući u obzir relativnu promjenu modula impedanse senzora, se može izračunati primjenom izraza (133):

$$S_Z(\text{pH}) = \frac{|Z_{\text{pH}} - Z_{\text{pH-1}}|}{Z_{\text{pH-1}}} \cdot 100\% \quad (133)$$

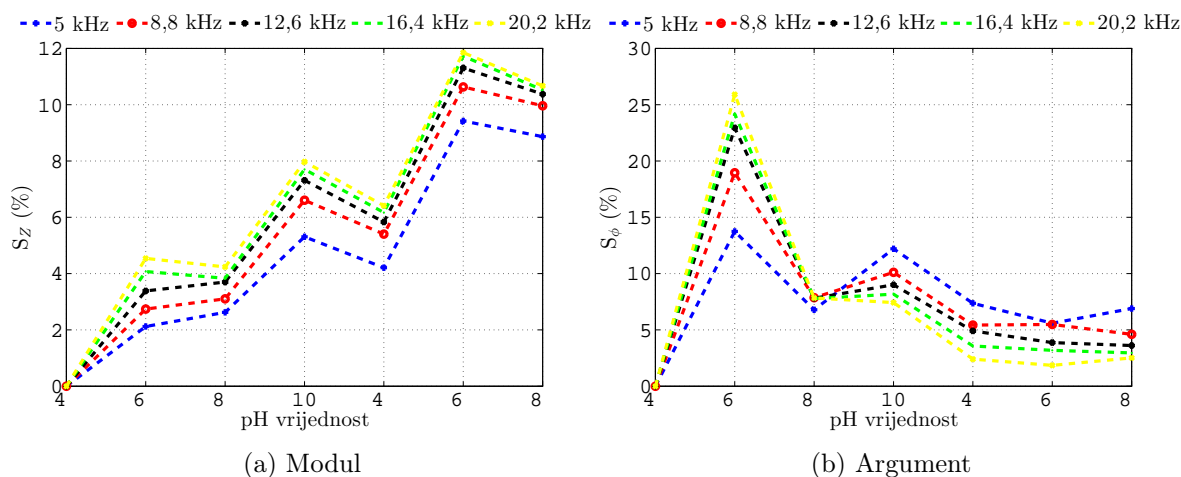
pri čemu je, u posmatranom primjeru, $\text{pH}=5, 6, 7, 8, 9$ i 10 . Na sličan način se može izračunati i osjetljivost u slučaju da se uzme u obzir relativna promjena argumenta impedanse

senzora:

$$S_{\phi}(\text{pH}) = \frac{|\phi_{\text{pH}} - \phi_{\text{pH-1}}|}{|\phi_{\text{pH-1}}|} \cdot 100\%. \quad (134)$$

Na Slici 75 prikazane su relativne promjene modula i argumenta impedanse fabrikanog senzora sa promjenom pH vrijednosti na 5 frekvencija (5 kHz, 8,8 kHz, 12,6 kHz, 16,4 kHz i 20,2 kHz). Ove vrijednosti su izabrane kako bi se obezbijedila ravnomjerna raspodjela frekvencija u analiziranom opsegu (5 kHz-20,2 kHz).

Može se primijetiti da je za sve pH vrijednosti relativna promjena modula impedanse senzora veća od 2% i da se povećava sa porastom frekvencije. S druge strane, relativna promjena argumenta impedanse senzora opada porastom pH vrijednosti, i može se primijetiti da je za veće pH vrijednosti osjetljivost bolja ($\geq 5\%$) na nižim frekvencijama (5 kHz i 8,8 kHz). Prema tome, može se donijeti zaključak da je mjerenje $\text{pH} < 7$ pouzdanije pomoću mjerenja argumenta na višim frekvencijama, a za $\text{pH} > 7$ pouzdanije je na osnovu mjerenja modula na višim frekvencijama, ili pomoću mjerenja argumenta na nižim frekvencijama. Takođe, može se primijetiti da je karakteristika razvijenog mjernog uređaja u pogledu maksimalne relativne greške mjerenja modula i argumenta impedanse, odgovarajuća za primjenu sa fabrikovanim senzorom za mjerenje pH vrijednosti.

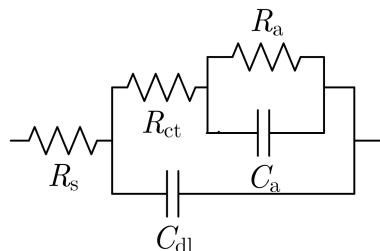


Slika 75: Osjetljivost fabrikanog senzora.

6.5 Modelovanje senzora ekvivalentnom električnom mrežom

Promjene električnih osobina senzora kao i osjetljivost senzora su usko povezane sa mikrostrukturnim osobinama materijala kao što su poroznost, debljina filma, sastav, kristalna struktura i homogenost površine [6, 54, 55]. Poroznost senzorske elektrode igra naročito značajnu ulogu u definisanju performansi senzora. Na osnovu SEM slike se može primijetiti da je TiO_2 film porozan što osigurava lako prodiranje jona iz rastvora i samim tim uspostavljanje reakcija sa molekulima metal-oksida. Analiza i određivanje koje elektrohemijske reakcije su zastupljene na površini senzora su od posebnog značaja za razumijevanje principa rada senzora. Jedan od načina je da se na osnovu fizičke strukture

senzora i dobijenih frekvencijskih karakteristika za modul i argument impedanse senzora pri promjeni pH vrijednosti rastvora procijeni struktura ekvivalentne električne mreže čiji će elementi (otpornici, kalemovi, kondenzatori i slično) modelovati fizičke pojave i procese. U posmatranom slučaju, analizirani frekvencijski opseg od 5 kHz do 20 kHz nije dovoljan za donošenje kvalitetne procjene kojom električnom mrežom se mogu modelovati dobijene karakteristike modula i argumenta impedanse senzora. Iz tog razloga, u ovom istraživanju korišćena je električna mreža predložena u literaturi [115, 116] za slučaj kada se na površini elektrode dešava proces adsorpcije/difuzije uz formiranje dvoslojne strukture (Slika 76).



Slika 76: Korišćeni model senzora.

Analizom date električne mreže i fizičkog značenja pojedinih elemenata, moguće je procijeniti koji se sve elektrohemijski procesi odigravaju na površini elektrode kada je uronjena u rastvor, i koji od tih procesa su dominantni. Kvalitet modelovanja fabrikovanog senzora predloženom električnom mrežom, određen je analizom greške koja se pravi prilikom modelovanja, kao i određivanjem povezanosti promjene vrijednosti parametra sa promjenom pH vrijednosti (korelaciona analiza).

Fizičko značenje pojedinih parametara korišćene električne mreže je: R_s predstavlja otpornost rastvora, R_{ct} modeluje otpornost procesu prenosa naelektrisanja sa elektrode prema elektrolitu i obrnuto, C_{dl} je kapacitivnost koja se formira zbog postojanja dvoslojne strukture, R_a je otpornost pridružena aktivacionoj energiji adsorpcije/desorpcije a C_a je kapacitivnost pridružena maksimalnoj količini adsorbovane vrste [115, 116].

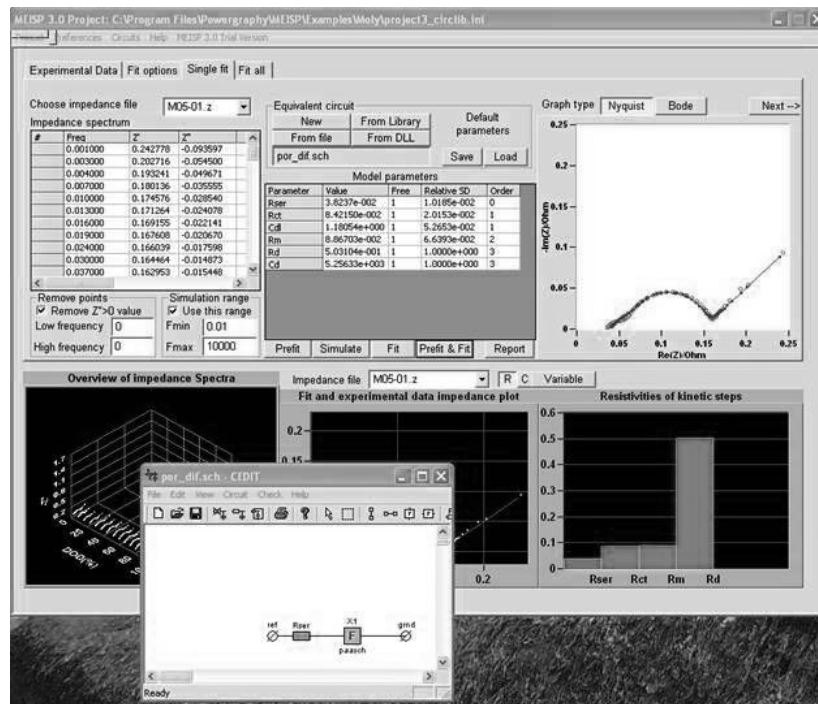
Impedansa električne mreže prikazane na Slici 76 je data jednačinom (135):

$$\underline{Z}(\omega) = R_s + \frac{1}{j\omega C_{dl} + \frac{1}{R_{ct} + \frac{1}{j\omega C_a + \frac{1}{R_a}}}}. \quad (135)$$

6.5.1 Estimacija vrijednosti elemenata modela

Korišćenjem izmjerenih vrijednosti modula i argumenta impedanse senzora u opsegu od 5 kHz do 20 kHz, izvršena je estimacija vrijednosti elemenata ekvivalentne električne mreže u programu *Multiple Electrochemical Impedance Spectroscopy Parameterization* (MEISP). MEISP (Slika 77) predstavlja veoma dobro rješenje za oflajn (eng. *offline*) analizu električnih mreža, kao i estimaciju vrijednosti parametara ekvivalentnog modela. Postoji ugrađen veliki broj biblioteka koje mogu značajno olakšati i proceduru izbora odgovarajućeg modela. U osnovi postupka estimacije je modifikovana metoda najmanjih

kvadrata koja se odlikuje velikom robustnošću i mogućnošću primjene na široku klasu modela.



Slika 77: Izgled glavnog prozora programa MEISP.

Estimirane vrijednosti za R_s , R_{ct} , C_{dl} , R_a i C_a za analizirane pH vrijednost su prikazane u Tabeli 19.

Tabela 19: Estimirane vrijednosti parametara modela za različite pH vrijednosti.

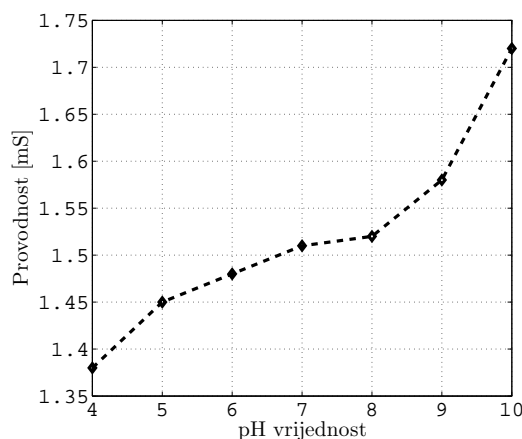
pH	$R_s[\Omega]$	$R_{ct}[\Omega]$	$C_{dl}[F]$	$R_a[\Omega]$	$C_a[F]$
4	396,37	169,39	$7,84 \cdot 10^{-8}$	$1,67 \cdot 10^5$	$2,75 \cdot 10^{-7}$
5	358,64	194,76	$6,15 \cdot 10^{-8}$	$1,26 \cdot 10^5$	$2,60 \cdot 10^{-7}$
6	340,51	204,28	$6,14 \cdot 10^{-8}$	$1,35 \cdot 10^5$	$2,52 \cdot 10^{-7}$
7	315,07	215,02	$6,71 \cdot 10^{-8}$	$1,22 \cdot 10^5$	$2,37 \cdot 10^{-7}$
8	299,08	222,01	$7,41 \cdot 10^{-8}$	$8,33 \cdot 10^4$	$2,31 \cdot 10^{-7}$
9	268,04	220,83	$8,77 \cdot 10^{-8}$	$1,50 \cdot 10^5$	$2,49 \cdot 10^{-7}$
10	241,18	214,56	$9,85 \cdot 10^{-8}$	$5,22 \cdot 10^3$	$2,54 \cdot 10^{-7}$

Estimirane vrijednosti za parametre modela su korišćene za računanje kompleksne impedanse na osnovu jednačine (135) u frekvencijskom opsegu od 5 kHz do 20 kHz. Nakon toga, kvalitet korišćenog modela je procijenjen računanjem RMSE vrijednosti za realni i imaginarni dio impedanse. Dobijene vrijednosti su prikazane u Tabeli 20. Može se primijetiti da se u svim fitovanjima dobija greška manja od 5Ω kao i da RMSE vrijednosti opadaju sa porastom pH vrijednosti.

Tabela 20: Izračunate RMSE vrijednosti za realni i imaginarni dio impedanse senzora za različite pH vrijednosti.

pH	RMSE _{real} [Ω]	RMSE _{imag} [Ω]
4	3,964	3,111
5	4,566	3,873
6	4,658	3,996
7	4,401	3,310
8	3,977	2,570
9	3,379	2,076
10	2,844	1,633

Kao što je navedeno ranije, u ekvivalentnom električnom kolu R_s predstavlja otpornost koja zavisi od provodnosti samog rastvora. Prilikom pripreme pH vrijednosti rastvora, uočeno je da se provodnost povećava povećavanjem pH vrijednosti od 4 prema 10. Provodnost je mjerena komercijalnim uređajem (ELMEIRON, CPC-411) i dobijene vrijednosti su prikazane na Slici 78. Iz tog razloga, dobijeni rezultat za R_s je očekivan jer se vrijednost ovog parametra smanjuje sa porastom alkalnosti rastvora.



Slika 78: Promjena provodnosti rastvora sa promjenom pH vrijednosti.

Parametar R_{ct} zavisi od svojstva površine senzorskog materijala, pH vrijednosti i provodnosti rastvora. Iz Tabele 19 se može vidjeti da se R_{ct} povećava povećavanjem pH vrijednosti. Stoga, u analiziranom frekvencijskom opsegu R_s i R_{ct} imaju veoma značajnu ulogu u odzivu senzora. U poređenju sa prethodnom analizom pH senzora na bazi RuO_2 metal-oksida [54], vrijednosti za R_s i R_{ct} imaju zastupljen isti trend promjene, ali su u [54] imali manje vrijednosti. Ovo se može pripisati različitim osobinama ovih materijala.

Kao što je ranije već navedeno, u ekvivalentnom električnom kolu, C_{dl} predstavlja kapacitivnost koja se formira na dvostrukom sloju, dok je C_a prisutna zbog postojanja procesa adsorpcije/disorpcije i difuzije jona na interfejsu oksid-rastvor. C_{dl} je kapacitivnost koja se formira na kontaktu elektrode i elektrolita. Kada se metal-oxid uroni u rastvor formira se dvostruki sloj zato što se neki joni iz rastvora usljed difuzije kreću

prema površini elektrode. Vrijednost C_{dl} kapacitivnosti zavisi od nekoliko parametara kao što su potencijal elektroda, temperatura, koncentracija jona, vrsta jona, oksidnih slojeva, hrapavosti elektroda i slično [54]. Razlog za postojanje kapacitivnosti C_a se može potražiti u osnovi postojanja procesa adsorpcije a to je energija površine materijala. Naime, u većini materijala, svi atomi i molekuli imaju određene veze (bilo jonske, kovalentne ili metalne prirode) sa drugim atomima i molekulima. Izuzetak predstavljaju atomi koji se nalaze na površini materijala, jer nisu potpuno okruženi drugim atomima. Iz tog razloga, ti atomi imaju afinitet (veći ili manji) da formiraju veze s nekim drugim atomom koji se nađe u blizini. Ovaj proces je posebno izražen kada se gasni ili tečni rastvor akumuliraju na površini nekog čvrstog materijala ili tečnosti (adsorbenta), formirajući molekularni ili atomski film (adsorbat) [117–119].

Da bi se dobilo više informacija o povezanosti promjene vrijednosti parametara modela sa promjenama pH vrijednosti rastvora potrebno je provesti statističku analizu. Izračunata je vrijednost Pirsonovog koeficijenta korelacije (r) za parametre modela sa promjenom pH vrijednosti, i dobijene vrijednosti su prikazane u Tabeli 21.

Tabela 21: Izračunate vrijednosti Pirsonovog koeficijenta za parametre modela.

Parametar	R_s	R_{ct}	C_{dl}	R_a	C_a
r	-0,996	0,847	0,699	-0,698	-0,563

Na osnovu tabele se može primijetiti da parametar koji ima najbolji koeficijent korelacije je R_s ($r=-0.996$). Jaka korelacija postoji i za R_{ct} ($r=0.847$), dok su za R_a , C_{dl} i C_a , korelacije slabije, ali još uvijek relativno jake ($r=0,6-0,7$). Na osnovu toga, može se primijetiti da su prenos naelektrisanja i razmjena jona dva dominantna fenomena za IDE TiO_2 senzor za mjerenje pH vrijednosti. Dodatno se može primijetiti da su svi parametri modela pokazali dobru korelaciju sa promjenama pH vrijednosti.

6.5.2 Smanjivanje složenosti modela

U cilju detaljnije analize elektrohemijjskih procesa na površini senzora usljed kontakta senzorskog metal-oksidnog sloja i analiziranog rastvora, utvrđen je pojedinačni doprinos svakog elementa ekvivalentne električne mreže na ukupnu impedansu senzora. Ovo se može utvrditi analizom strukture električne mreže (Slika 76) i estimiranih vrijednosti parametara (Tabela 19). U posmatranom frekvencijskom opsegu, ekvivalentna impedansa paralelne veze R_a i C_a je dominantno određena sa C_a zbog činjenice da je, čak i na niskim frekvencijama, modul impedanse kondenzatora C_a značajno manji od impedanse otpornika R_a . Ovo se može posmatrati kao da kondenzator C_a kratko spaja otpornik R_a . Ovaj efekat je još više izražen na višim frekvencijama, i dešava se pri svim pH vrijednostima rastvora. Iz tog razloga, gornja grana ekvivalentne električne mreže se može pojednostaviti na serijsku vezu kondenzatora C_a i otpornika R_{ct} . Direktnim poređenjem impedanse otpornika R_{ct} i kondenzatora C_a za svaku pojedinačnu pH vrijednost, može se

primijetiti da R_{ct} ima značajno veću vrijednost otpornosti od modula impedanse C_a , pa se ekvivalentna električna mreža može svesti na tzv. 2R-1C električnu mrežu, kao što je prikazano na Slici 38. Opravdanost ovog pristupa se može pronaći i analizom Tabele 21 iz koje se može primijetiti da R_a i C_a imaju najmanji stepen korelacije sa promjenama pH vrijednosti.

6.5.3 Estimacija vrijednosti elemenata pojednostavljenog modela

U cilju poređenja CNLS i razvijene nove metode za estimaciju vrijednosti parametara 2R-1C mreže (Poglavlje 4), izvršena je estimacija vrijednosti elemenata električne mreže sa Slike 38. Kvalitet estimacije vrijednosti parametara u ovom slučaju ne zavisi samo od kvaliteta korišćenog algoritma već i od adekvatnosti predloženog modela. U prethodnom dijelu disertacije izvršeno je pojednostavljenje strukture ekvivalentne električne mreže prikazane na Slici 76 na električnu mrežu prikazanu na Slici 38, uz određena zanemarivanja koja mogu doprinijeti boljem razumijevanju principa rada senzora i pojednostaviti analizu uticaja pojedinih fizičkih procesa na ukupno ponašanje senzora, ali mogu unijeti i grešku.

Korišćenjem izmjerenih vrijednosti modula i argumenta impedanse senzora u opsegu od 5 kHz do 20 kHz izvršena je estimacija vrijednosti parametara ekvivalentne električne mreže sa Slike 38 primjenom CNLS i predloženog algoritma (Tabela 22).

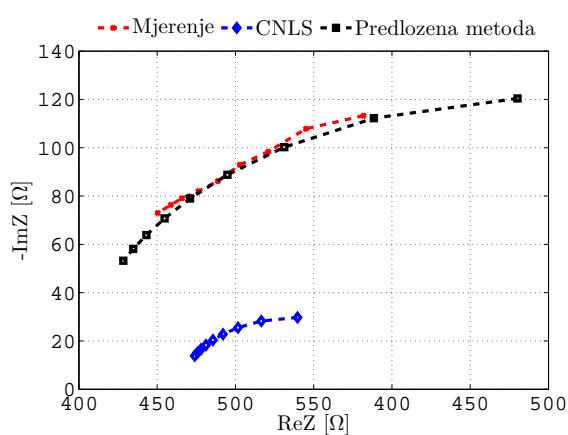
Tabela 22: Estimirane vrijednosti parametara pojednostavljenog modela za različite pH vrijednosti primjenom CNLS i predložene metode.

pH	CNLS			Predložena metoda		
	$R_s[\Omega]$	$R_{ct}[\Omega]$	$C_{dl}[F]$	$R_s[\Omega]$	$R_{ct}[\Omega]$	$C_{dl}[F]$
4	446,16	59,43	$5,36 \cdot 10^{-7}$	418,98	241,28	$1,40 \cdot 10^{-8}$
5	425,90	68,97	$4,62 \cdot 10^{-7}$	386,05	261,55	$1,13 \cdot 10^{-8}$
6	407,85	74,04	$4,30 \cdot 10^{-7}$	366,48	270,75	$1,09 \cdot 10^{-8}$
7	375,33	80,98	$3,93 \cdot 10^{-7}$	337,69	286,48	$1,10 \cdot 10^{-8}$
8	351,27	85,83	$3,71 \cdot 10^{-7}$	318,40	294,46	$1,14 \cdot 10^{-8}$
9	309,65	86,26	$3,69 \cdot 10^{-7}$	282,08	283,93	$1,24 \cdot 10^{-8}$
10	276,61	84,21	$3,78 \cdot 10^{-7}$	253,43	275,54	$1,35 \cdot 10^{-8}$

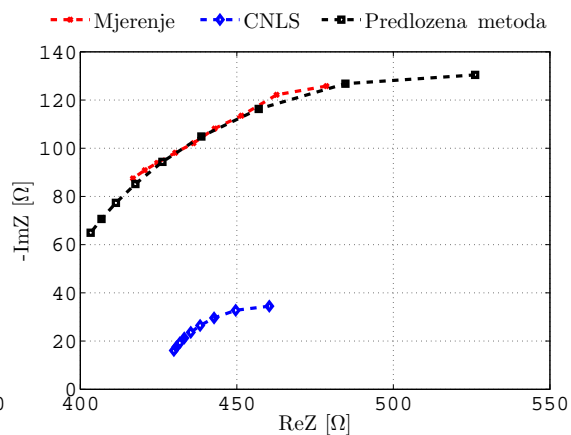
Estimirane vrijednosti parametara modela su korišćene za računanje impedanse na osnovu jednačine (112) u frekvencijskom opsegu od 5 kHz do 20 kHz. Nakon toga, kvalitet korišćenog modela je procijenjen računanjem RMSE vrijednosti za realni i imaginarni dio impedanse. Dobijene RMSE vrijednosti za estimaciju pomoću CNLS i predložene metode su prikazane u Tabeli 23. Na Slici 79 prikazani su Nikvistovi dijagrami izmjerenih i fitovanih impedansi senzora.

Tabela 23: RMSE vrijednosti za realni i imaginarni dio impedanse senzora za različite pH vrijednosti dobijene estimacijom vrijednosti parametara modela primjenom CNLS i predložene metode.

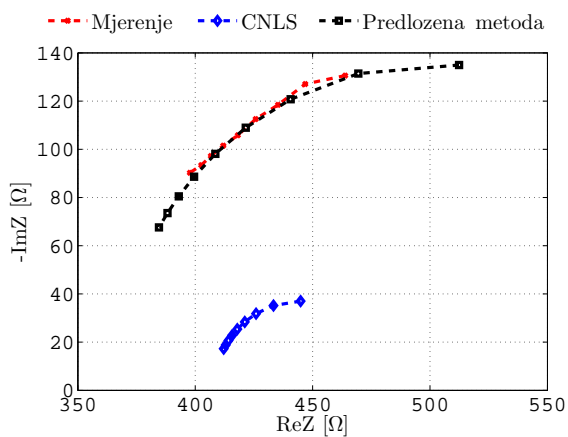
pH	CNLS		Predložena metoda	
	RMSE _{real} [Ω]	RMSE _{imag} [Ω]	RMSE _{real} [Ω]	RMSE _{imag} [Ω]
4	8,548	69,188	15,819	11,663
5	10,188	80,387	19,995	12,832
6	10,739	82,456	20,344	12,773
7	11,012	82,024	18,946	12,628
8	10,963	79,294	17,246	11,918
9	10,575	71,513	14,533	9,833
10	9,683	66,012	12,681	8,794



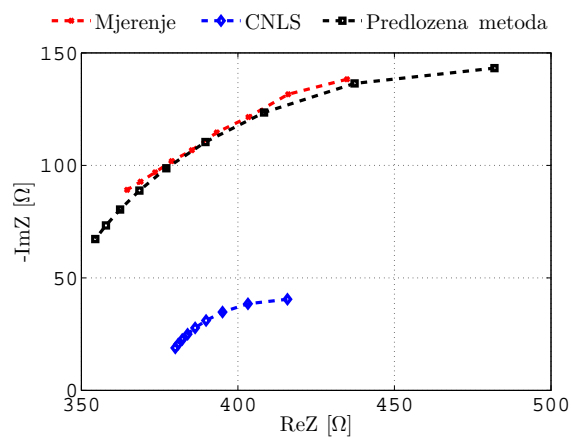
(a) pH=4



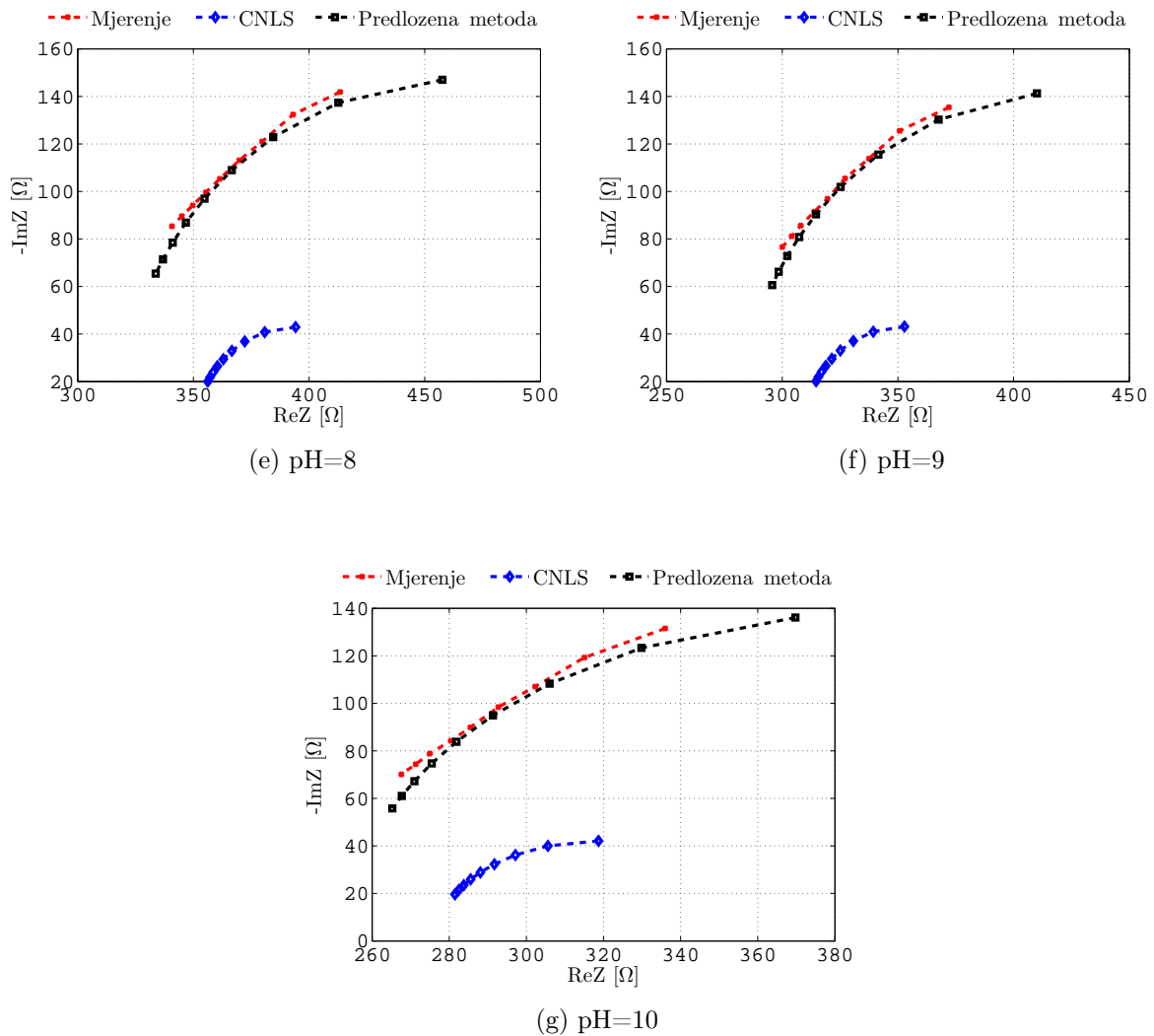
(b) pH=5



(c) pH=6



(d) pH=7



Slika 79: Nikvistovi dijagrami izmjerenih i fitovanih vrijednosti.

Na osnovu Slike 79 može se primijetiti da korišćenjem estimiranih vrijednosti elemenata električne mreže pomoću predloženog algoritma i CNLS-a, dolazi do uočljive razlike između izmjerenih i izračunatih vrijednosti impedanse senzora. Jedan od mogućih razloga za to je da predloženi model ne opisuje u potpunosti procese koji se dešavaju na površini senzora, tj. pojednostavljenjem modela eliminišu se procesi koji imaju uticaja na ukupnu impedansu senzora. S druge strane, može se primijetiti da predloženi metod estimira vrijednosti mnogo približnije od CNLS. Razlog za to je da u uskom frekvencijskom opsegu nije moguće odrediti kvalitetne početne uslove koje CNLS metoda zahtijeva. Dodatna prednost predloženog modela u odnosu na CNLS je i kraće vrijeme izvršavanja algoritma, kao što je prikazano u Tabeli 24.

Tabela 24: Trajanje izvršavanja u ms predložene metode i CNLS za različite pH vrijednosti.

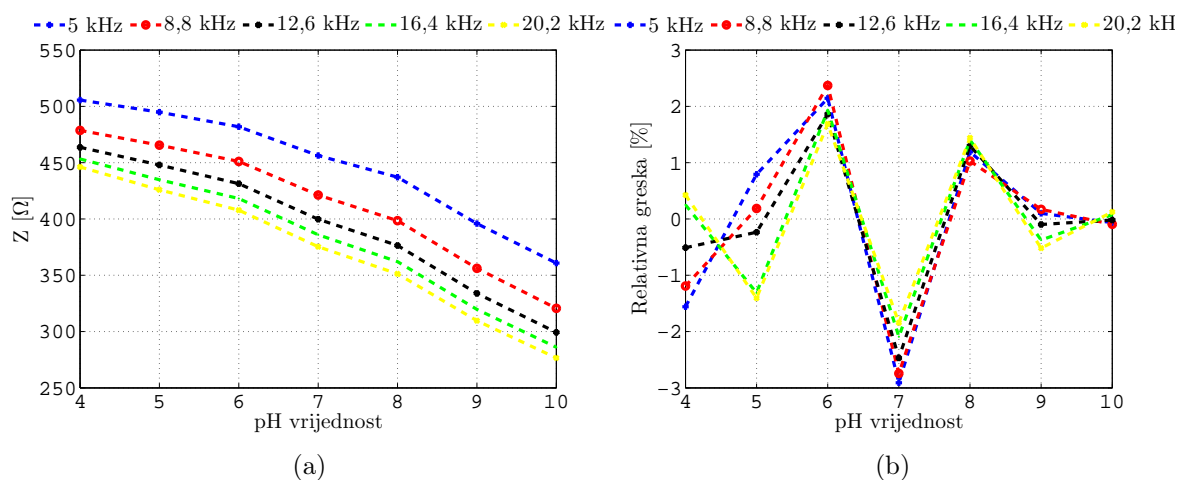
pH	4	5	6	7	8	9	10
Predložena metoda	2,55	2,51	2,90	2,64	2,592	2,72	2,83
CNLS	139,99	137,09	144,62	14,82	143,35	139,89	140,89

6.6 Statička karakteristika senzora u obliku polinoma

U cilju razvoja prenosivog i autonomnog mikroračunarskog sistema za daljinsko mjerenje pH vrijednosti, potrebno je prikazati statičku karakteristiku senzora u obliku polinoma. Ovaj pristup omogućava veoma jednostavnu implementaciju jer se koeficijenti polinoma mogu čuvati u memoriji mikrokontrolera u obliku *look-up* tabele. Da bi se odredila statička karakteristiku senzora u takvom obliku, potrebno je polinomom prikazati promjenu modula, argumenta, realnog ili imaginarnog dijela impedanse za različite pH vrijednosti na određenoj frekvenciji. U opštem slučaju, korišćenje modula impedanse pruža mogućnost primjene jednostavnijeg hardvera jer nije potreban fazni detektor. Budući da je razvijenim uređajem moguće mjeriti i argument impedanse senzora, analizirano je fitovanje izmjerenih vrijednosti modula ali i argumenta impedanse senzora.

6.6.1 Fitovanje izmjerenih vrijednosti modula impedanse

Na Slici 80(a) su prikazane promjene modula impedanse senzora za različite pH vrijednosti na 5 frekvencija. S obzirom na ukupno 7 raspoloživih mjerenja u analiziranom opsegu pH vrijednosti, za potpuno precizno i tačno fitovanje potreban je polinom šestog stepena. U tom slučaju, greška će biti veoma mala (teorijski je jednaka nuli), ali takvo rješenje problema je trivijalno, a istovremeno će i sav šum biti uključen. Dodatni problem je složenost računanja vrijednosti funkcije šestog stepena po modulu impedanse. Smanjivanjem reda polinoma, smanjuje se i kompleksnost računanja i vrijeme obrade signala, ali se i unosi greška u estimaciju pH vrijednosti. Na Slici 80(b) su prikazane relativne greške u procjeni pH vrijednosti u slučaju korišćenja polinoma trećeg stepena čiji su koeficijenti za različite frekvencije dati u Tabeli 25. Polinom trećeg stepena je izabran kao kompromisno rješenje u pogledu složenosti računanja i tačnosti jer može se primijetiti da su sa polinomom trećeg stepena relativne greške procjene pH vrijednosti u opsegu $\pm 3\%$.



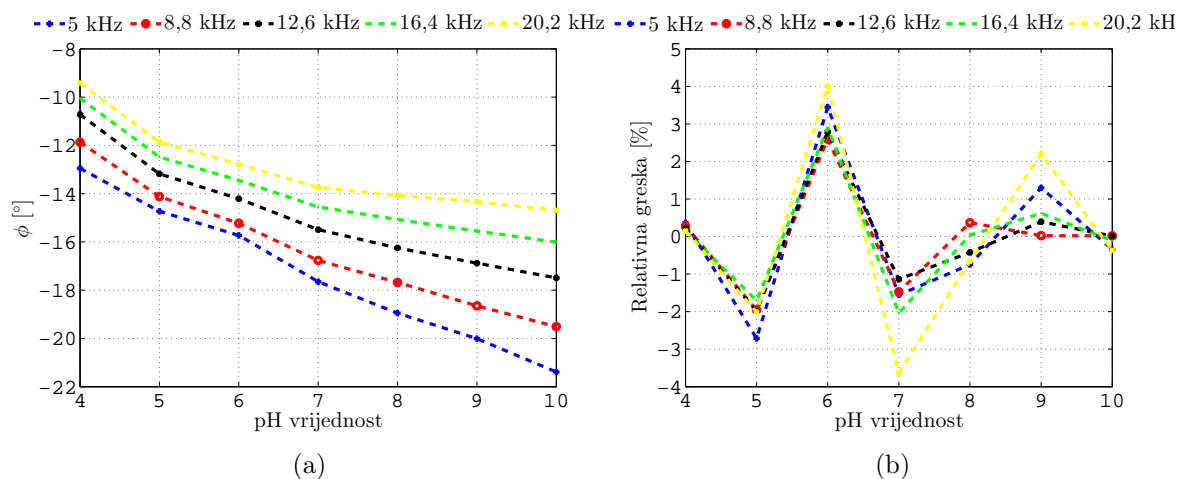
Slika 80: (a) Zavisnost modula impedanse senzora od pH vrijednosti za različite frekvencije. (b) Relativna greška prilikom estimacije pH vrijednosti kada je statička karakteristika senzora u obliku polinoma trećeg stepena po modulu impedanse senzora.

Tabela 25: Koeficijenti polinoma trećeg stepena statičke karakteristike po modulu impedanse senzora.

f [kHz]	p_1	p_2	p_3	p_4
5,0	-0,000002102227	0,002543093114	-1,1049852565034	156,47956468238
8,8	-0,000001496803	0,001657149228	-0,6357564164213	92,830013200537
12,6	-0,000001057892	0,001100689990	-0,4071918262032	61,636997363314
16,4	-0,000000823959	0,000817253366	-0,2965632227160	47,238114375587
20,2	-0,000000614450	0,000583533350	-0,2120185746472	36,990393515531

6.6.2 Fitovanje izmjerenih vrijednosti argumenta impedanse

Na Slici 81(a) su prikazane promjene argumenta impedanse senzora za različite pH vrijednosti na 5 frekvencija. Na Slici 81(b) su prikazane relativne greške u procjeni pH vrijednosti u slučaju korišćenja polinoma trećeg stepena čiji su koeficijenti za različite frekvencije dati u Tabeli 26.



Slika 81: (a) Zavisnost argumenta impedanse senzora od pH vrijednosti za različite frekvencije. (b) Relativna greška prilikom estimacije pH vrijednosti kada je statička karakteristika senzora u obliku polinoma trećeg stepena po argumentu impedanse senzora.

Tabela 26: Koeficijenti polinoma trećeg stepena statičke karakteristike po argumentu impedanse senzora.

f [kHz]	p_1	p_2	p_3	p_4
5,0	-0,001149351511	-0,045815033762	-1,253009890353	-7,053940144318
8,8	-0,000234884966	0,0438045885911	0,7649138955230	6,5035094333714
12,6	-0,008057070141	-0,232140659938	-2,534859844607	-6,431093163863
16,4	-0,025834783011	-0,836899314102	-9,430959265155	-32,48247074422
20,2	-0,089126590221	-2,296095637549	-33,06002748572	-119,1873161389

Može se primijetiti da su u ovom slučaju, primjenom polinoma trećeg stepena, relativne greške procjene pH vrijednosti u opsegu $\pm 4\%$.

6.7 Zaključak

U ovom dijelu disertacije opisan je proces frekventijske karakterizacije fabrikovanog senzora za mjerenje pH vrijednosti na bazi TiO_2 filma. Kao uređaj za karakterizaciju korišćen je razvijeni mikroracunarski sistem, kojim je mjerena promjena modula i argumenta impedanse senzora u frekventijskom opsegu od 5 kHz do 100 kHz, pri čemu je pH vrijednost rastvora mijenjana u opsegu od 4 do 10. Dobijeni rezultati su pokazali da su i modul i argument impedanse senzora zavisni u odnosu na promjene pH vrijednosti i frekvencije.

Sa ciljem određivanja fizičkih karakteristika senzora, izvršena je analiza primjenom SEM-a i Ramanove spektroskopije. Dobijena SEM slika je pokazala kristalnu strukturu filma na nanometarskom nivou (veličina zrna je u opsegu od 160 do 230 nm). Analiza Ramanovom spektroskopijom je pokazala prisustvo anastasne i rutilne strukture, kao što je i bilo očekivano prema teorijskim razmatranjima.

Kako bi se bolje razumjeli elektrohemijski procesi koji se dešavaju na površini elektrode kada je senzor uronjen u rastvor, dobijeni podaci o promjeni modula i argumenta impedanse senzora su modelovani predloženim ekvivalentnom električnom RC mrežom. Adekvatnost predloženog modela je procijenjena fitovanjem u programskom paketu ME-ISP i računanjem RMSE za realni i imaginarni dio impedanse, kao i korelacionom analizom. Budući da u korišćenom modelu elementi ekvivalentne električne mreže imaju fizičko značenje, bilo je moguće zaključiti da su u posmatranom slučaju dominantni procesi na površini elektrode prenos naelektrisanja i jonska razmjena.

Izvršena je analiza mogućnosti smanjivanja složenosti električne mreže na 2R-1C električnu mrežu kod koje je vrijednosti elemenata mreže moguće estimirati primjenom CNLS ali i primjenom nove neiterativne metode koja je predstavljena Poglavlju 4. Dobijeni rezultati su pokazali da predloženi metod omogućava estimaciju vrijednosti sa mnogo manjom greškom i značajno kraćim vremenom estimacije u poređenju sa CNLS.

U cilju formiranja polinomske statičke karakteristike za fabrikovani senzor, analiziran je uticaj reda polinoma na grešku estimacije pH vrijednosti. Kao kompromisno rješenje između složenosti računskih operacija i tačnosti estimacije izabran je polinom trećeg stepena. Isto tako, analizom je pokazano da se estimacijom pH vrijednosti na osnovu izmjerenog modula impedanse senzora omogućava manja greška u poređenju sa polinomskom statičkom karakteristikom formiranom korišćenjem argumenta impedanse senzora.

7 SISTEM ZA DALJINSKO MJERENJE PARAMETARA VAŽNIH ZA ODREĐIVANJE KVALITETA VODE I VAZDUHA

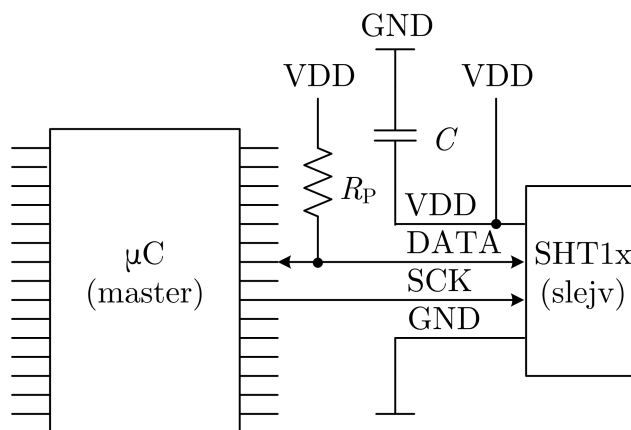
7.1 Autonomni prenosivi sistem

Kao što je već opisano, dizajnom uređaja za karakterizaciju senzora predviđeno je povezivanje i drugih senzora kako bi se omogućilo što bolje mjerenje parametara kvaliteta životne sredine [21, 120]. U ovom istraživanju omogućeno je praćenje parametara važnih za određivanje kvaliteta vode i vazduha povezivanjem odgovarajućih senzora i to:

- temperatura i relativna vlažnost vazduha (SHT11 senzor),
- nivo štetnih gasova u vazduhu (MQ-135 senzor),
- temperatura vode (LM35 senzor) i
- pH vrijednost vode (fabrikovani senzor na bazi TiO_2 filma).

7.1.1 Senzori za mjerenje parametara kvaliteta vazduha

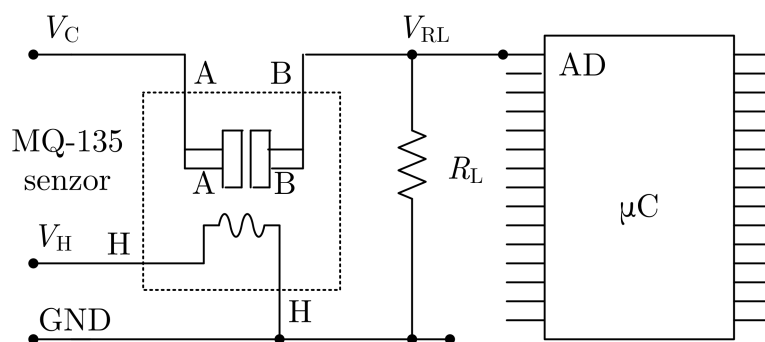
SHT11 senzor je korišćen za mjerenje temperature i relativne vlažnosti vazduha. SHT11 senzor je član SHT1x familije senzora za mjerenje temperature i relativne vlažnosti iz ponude kompanije Sensirion iz Švajcarske. Senzor se odlikuje jedinstvenom konstrukcijom jer u malom kućištu integriše oba senzora i jedinicu za procesiranje signala, tako da na svom izlazu generiše digitalnu vrijednost koja odgovara mjerenim vrijednostima. Senzor posjeduje 14-bitni AD konvertor i komunikacija sa mikrokontrolerom se odvija preko I²C interfejsa. Mjerni opseg je od $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+123,8\text{ }^{\circ}\text{C}$ za temperaturu i od 0% do 100% za relativnu vlažnost. Tipična greška je $0,4\text{ }^{\circ}\text{C}$ za temperaturu i 1% za relativnu vlažnost. Senzor ima četiri pina i na Slici 82 je prikazana električna šema povezivanja mikrokontrolera i SHT11 senzora.



Slika 82: Povezivanje SHT11 senzora sa mikrokontrolerom.

Pin VDD predstavlja pozitivno napajanje (5 V ili 3,3 V) a GND je masa. Preostala dva pina (SCK i DATA) su pinovi kojim se ostvaruje komunikacija sa mikrokontrolerom (DATA pin), a SCK pin se koristi za sinhronizaciju komunikacije između mikrokontrolera i senzora. Pošto je implementirani interfejs zasnovan na potpuno statičkoj logici, ne postoji minimalna vrijednost SCK frekvencije već se može implementirati shodno raspoloživim resursima. DATA pin se koristi za prenos podataka u oba smjera komunikacije i u cilju ostvarivanja pravilne komunikacije, neophodno je povezati *pull-up* otpornik (R_P) od tipično 10 k Ω . U ovom istraživanju je korišćena pločica SHT11 Proto Board (proizvođač mikroElektronika iz Beograda). Dati proizvod predstavlja kompletno rješenje koje uključuje senzor, *pull-up* otpornik i konektor za povezivanje sa mikrokontrolerom u pločicu veoma malih dimenzija (Slika 84(a)).

Za mjerenje nivoa štetnih gasova u vazduhu korišćen je MQ-135 senzor. MQ-135 senzor reaguje na prisustvo NH₃, CO₂, NO_x, benzena i dima u opsegu 0-2000 ppm. Senzorski sloj je SnO₂ film koji ima manju provodnost u čistom vazduhu i provodnost se povećava usljed prisustva neke od zagađujućih materija. Senzor ima četiri pina (A, B, H i H) i na Slici 83 je prikazana osnovna električna konfiguracija u koju treba povezati senzor kako bi se ostvario pravilan rad senzora.



Slika 83: Povezivanje MQ-135 senzora sa mikrokontrolerom.

U osnovi MQ-135 senzor predstavlja otpornik promjenljive otpornosti (u zavisnosti od prisustva zagađujućih materija) i to se koristi kao mehanizam za detekciju prisustva štetnih gasova. Senzor se povezuje u konfiguraciju u kojoj obrazuje razdjelnik napona sa eksternim otpornikom poznate vrijednosti otpornosti R_L . Na pinove V_H i V_C se dovodi jednosmjerni napon, pri čemu V_H predstavlja napon (u odnosu na GND) priključka grijača koji će zagrijati senzor na potrebnu radnu temperaturu, a V_C je napon koji će otpornik R_L i otpornost senzora R_{SENZOR} smanjiti na neku vrijednost tako da će napon V_{RL} na pinu B biti:

$$V_{RL} = V_C \frac{R_L}{R_L + R_{\text{SENZOR}}}. \quad (136)$$

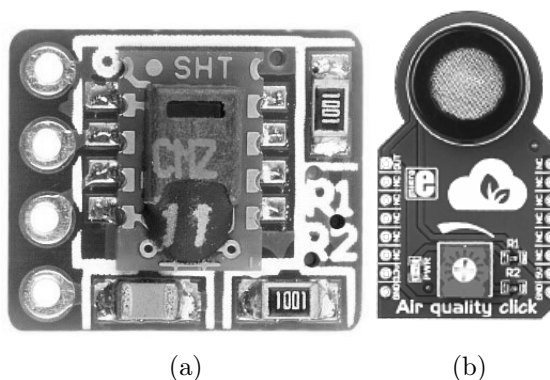
Pin B se obično priključuje na pin AD konvertora i mjerenjem napona V_{RL} , ukoliko su poznate vrijednosti priključenog napona (V_C) i otpornosti otpornika R_L , moguće je izračunati vrijednost koncentracije štetnog gasa. R_{SENZOR} se kreće u granicama od 2 k Ω do 20 k Ω i prema podacima proizvođača, odnos vrijednosti R_{SENZOR} na koncentraciji NH₃

od 100 ppm i 50 ppm je $\leq 0,6$ uz tipičnu osjetljivost:

$$\frac{R_{\text{SENZOR}}(\text{vazduh})}{R_{\text{SENZOR}}(100 \text{ ppm NH}_3)} \geq 5. \quad (137)$$

Najčešće se otpornik R_L realizuje kao potencijometar kako bi se mogla ostvariti kalibracija za specifične uslove ambijenta u koji će senzor biti postavljen. Da bi se obezbjedilo stabilno pokazivanje senzora, prije početka mjerenja potrebno je zagrijati senzor na temperaturu između $50 \text{ }^\circ\text{C}$ i $60 \text{ }^\circ\text{C}$, za šta je tipično potrebno oko 48 h (napon na grijaču $V_H=5 \text{ V}$, snaga disipacije $P_H \leq 900 \text{ mW}$). U ovom istraživanju je korišćena Air quality click pločica, takođe proizvod kompanije mikroElektronika iz Beograda. Pločica veoma malih dimenzija predstavlja kompletno rješenje koje uključuje senzor, potencijometar za podešavanje vrijednosti otpornosti R_L i konektor za povezivanje sa mikrokontrolerom (Slika 84(b)).

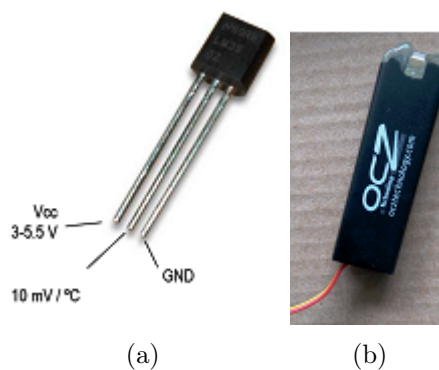
SHT11 Proto i Air quality click pločica su prikazane na Slici 84.



Slika 84: (a) SHT11 Proto pločica. (b) Air quality click pločica.

7.1.2 Senzori za mjerenje parametara kvaliteta vode

LM35 je senzor temperature koji na izlazu generiše naponski signal proporcionalan temperaturi ambijenta ($10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$). Senzor se napaja jednosmjernim naponom u opsegu od $3,3 \text{ V}$ do 5 V . Izlazni pin senzora se može direktno povezati na pin AD konvertora (ili interni AD konvertor mikrokontrolera, kao što je prikazano na Slici 83 za MQ-135 senzor), mada je preporučljivo u cilju ostvarivanja bolje tačnosti, naročito pri mjerenju niskih temperatura (jer su tad male vrijednosti naponskog signala), izvršiti pojačavanje signala primjenom kvalitetnih operacionih pojačavača. Posebna prednost korišćenja LM35 senzora je da ne zahtijeva kalibraciju od strane korisnika i mjerenje se ostvaruje uz tipičnu grešku od $\pm 0,25 \text{ }^\circ\text{C}$ u opsegu od $-55 \text{ }^\circ\text{C}$ do $150 \text{ }^\circ\text{C}$. Senzor je namijenjen mjerenjima u vazduhu, ali u ovom istraživanju, enkapsulacijom senzora (postavljanjem u standardno kućište USB fleš memorije i zaptivanjem posebnom vrstom smole) bilo je moguće ostvariti pouzdano mjerenje i temperature vode. LM35 u standardnom kućištu i enkapsulirani senzor su prikazani na Slici 85.

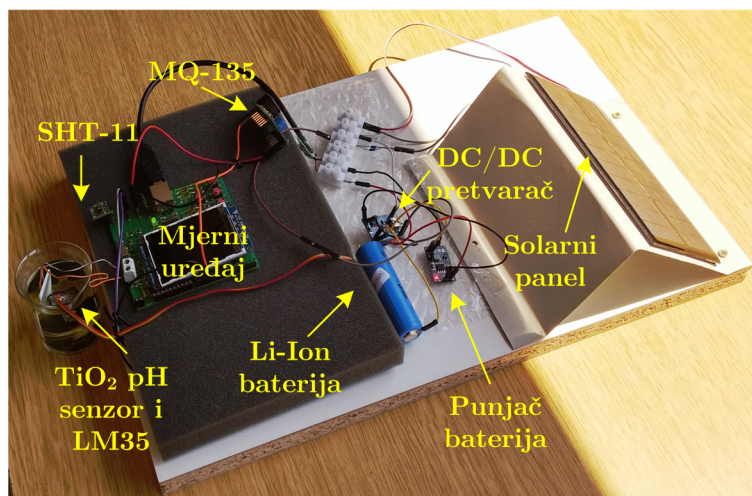


Slika 85: (a) LM35 u standardnom kućištu. (b) Enkapsulirani senzor LM35.

Za mjerenje pH vrijednosti vode korišćen je fabrikovani TiO_2 senzor pH vrijednosti, ranije opisan.

7.1.3 Eksperimentalna verifikacija

Razvijeni mikroračunarski sistem za karakterizaciju senzora i navedeni senzori su povezani u jedinstven sistem kao što je prikazano na Slici 86. Na taj način je formiran autonomni sistem za mjerenje parametara važnih za određivanje kvaliteta vode i vazduha [21].

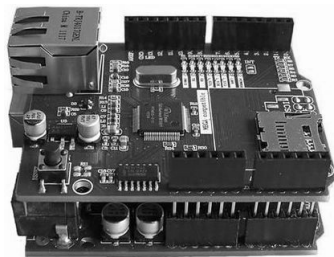


Slika 86: Eksperimentalna verifikacija rada razvijenog sistema u autonomnom mjerenju parametara važnih za određivanje kvaliteta vode i vazduha.

Razvijeni sistem sa povezanim sensorima (bez TFT displeja) ima tipičnu potrošnju od 70 mA, dok je sa TFT displejom potrošnja oko 180 mA. Dakle, korišćenjem standardne 2200 mAh litijum-jonske baterije, sistem bez displeja je moguće napajati približno 32 h. Međutim, implementacijom punjača sa solarnim panelom, obezbijedeno je redovno dopunjavanje baterije u toku dana čime se produžava autonomnost rada uređaja. Autonomost rada uređaja se može značajno povećati implementacijom *standby* režima rada između dva mjerenja.

7.2 Realizacija IoT sistema sa žičanom vezom sa senzorskom jedinicom

Razvijeni sistem za autonomno mjerenje i akviziciju podataka o parametrima važnim za određivanje kvaliteta vode i vazduha je proširen u složeniji sistem zasnovan na *cloud*-u. Na taj način je omogućen daljinski pristup rezultatima mjerenja u realnom vremenu [21]. To je ostvareno prema modelu prikazanom na Slici 34, s tim da je realizovani mikroracunarski sistem povezan sa Arduino Uno i Ethernet Shield pločicama (Slika 87) koje su povezane odgovarajućim mrežnim priključkom sa ruterom za pristup Internetu.



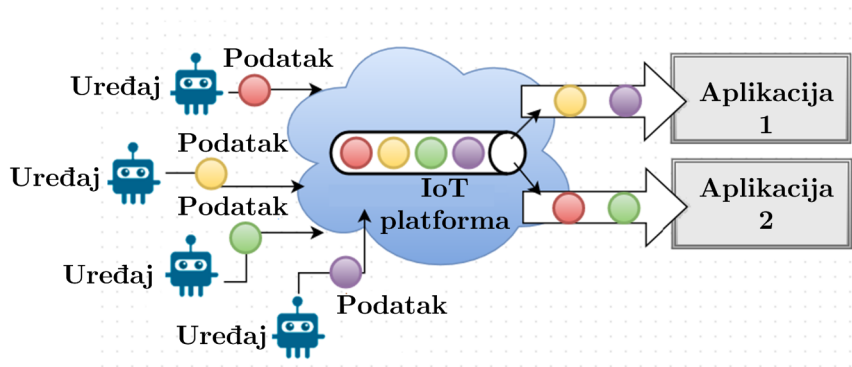
Slika 87: Arduino Uno i Ethernet Shield pločice.

Korišćen je UART komunikacioni interfejs preko koga mjerni sistem šalje izmjerene vrijednosti (temperatura i relativna vlažnost vazduha, nivo štetnih gasova u vazduhu, temperatura i pH vrijednost vode) ka Arduino pločicama koje primljene podatke na svakih 5 sekundi (vremenski interval može biti promijenjen na drugu vrijednost) šalju na IoT server. Korišćeni format slanja podataka ka IBM Watson Internet of Things platformi [121] je MQTT protokol [122].

IBM Watson IoT platforma je tzv. *cloud-hosted* servis koji omogućava povezivanje različitih vrsta uređaja u sistem sa daljinskim pristupom uređaju.

MQTT je bidirekcioni, *lossless*, asinhroni protokol za različitim nivoima servisa koji je u izvornom obliku predložen od strane Endi Stanford Klarka (Andy Stanford Clark) i Arlena Nipera (Arlen Nipper) 1999. godine, a trenutno je aktuelna verzija 3.1. Posebna prednost MQTT protokola je zasnovanost na razmjenama kratkih poruka što ga čini veoma pogodnim za primjene sa uskim raspoloživim opsegom i u uređajima sa ograničenim resursima, kao što je Arduino. U MQTT protokol je implementiran *publish-subscribe* šablon razmjene poruka u kom se klijenti (*publishers*) povezuju na servere (*messaging brokers*) i mogu da šalju poruke u vezi sa određenom temom (*topic*) bez potrebe za definisanjem određenog primaoca poruke, koji se u ovom kontekstu posmatra kao *subscriber*. Poruke se filtriraju na osnovu njihovih atributa (*topics*), a taj podatak se čuva u obliku UTF-8 stringa. Teme mogu imati hijerarhijsku organizaciju sa različitim nivoima koji su razdvojeni znakom `"/"`, na primjer: `“zgrada2/soba003/server18/temperatura”`. Na taj način, klijent može precizno izabrati teme u vezi sa kojima želi da sluša poruke, kao što su na primjer sva mjerenja u određenoj zgradi ili sobi, ili da sluša sve poruke koje se odnose, na primjer, na temperaturu u svim zgradama/sobama, i slično. Princip MQTT protokola

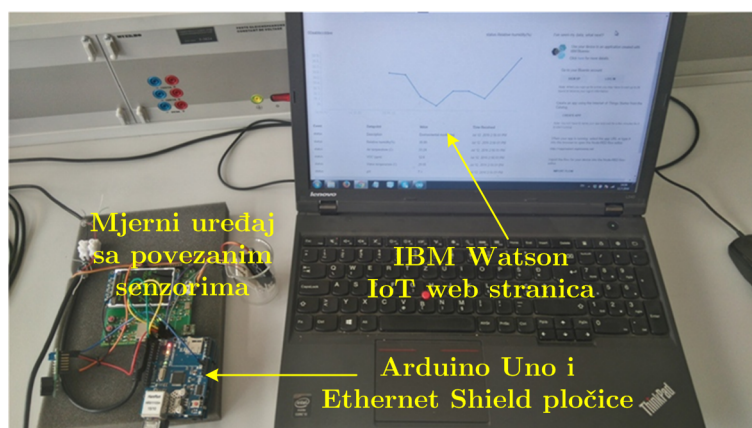
se može bolje razumjeti na osnovu ilustracije prikazane na Slici 88.



Slika 88: Ilustracija MQTT protokola.

MQTT protokol je veoma rasprostranjen u aplikacijama kao što su Facebook Messenger, IECC Signaling Control System razvijen od strane IECC Scalable DeltaRail, EVRYTHING IoT platforma, Amazon IoT, i mnogi druge.

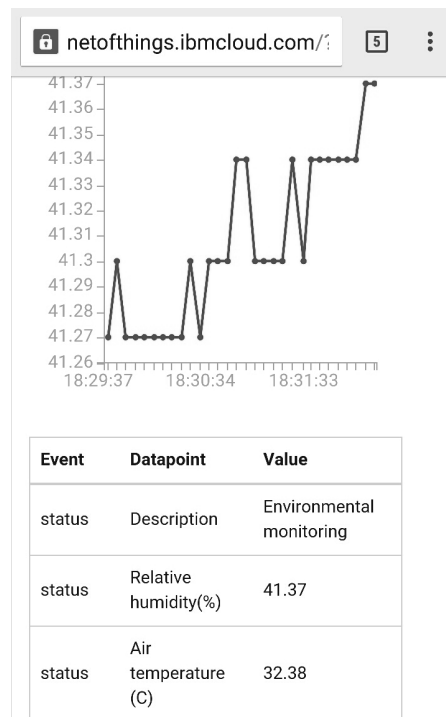
Hardverska realizacija opisanog sistema je prikazana na Slici 89.



Slika 89: Hardverska realizacija sistema zasnovanog na *cloud*-u za daljinsko praćenje parametara važnih za određivanje kvaliteta parametara vode i vazduha.

Preko web stranice IBM Watson IoT platforme, omogućen je daljinski pristup rezultatima mjerenja kao i grafiku koji se za svaku promjenljivu crta u realnom vremenu. Prikaz web stranice preko koje se mogu pogledati rezultati mjerenja razvijenim sistemom je dat na Slici 90.

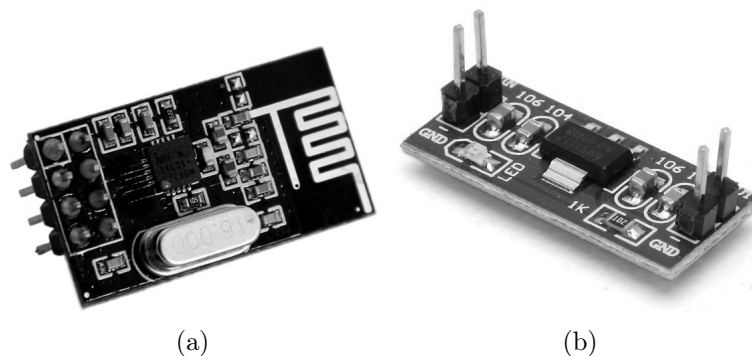
Ovakva struktura sistema za daljinsko praćenje parametara kvaliteta životne sredine omogućava jednostavnu implementaciju i pouzdan rad. Međutim, uočeni su i određeni nedostaci, prije svega u pogledu potrebe za postojanjem mrežnog kabla na mjernom mjestu što značajno uvećava kompleksnost sistema (dodatna Arduino platforma) i potrošnju (Arduino Ethernet Shield pločica zahtijeva oko 280 mA pa je u ovom testu kompletan sistem napajan iz eksternog DC izvora). Iz tog razloga posebna pažnja je posvećena realizaciji bežičnog prenosa podataka od mjerne stanice prema centralnoj akvizicionoj jedinici [22], kao što je to opisano u narednom dijelu teksta.



Slika 90: Prikaz web stranice sa rezultatima mjerenja.

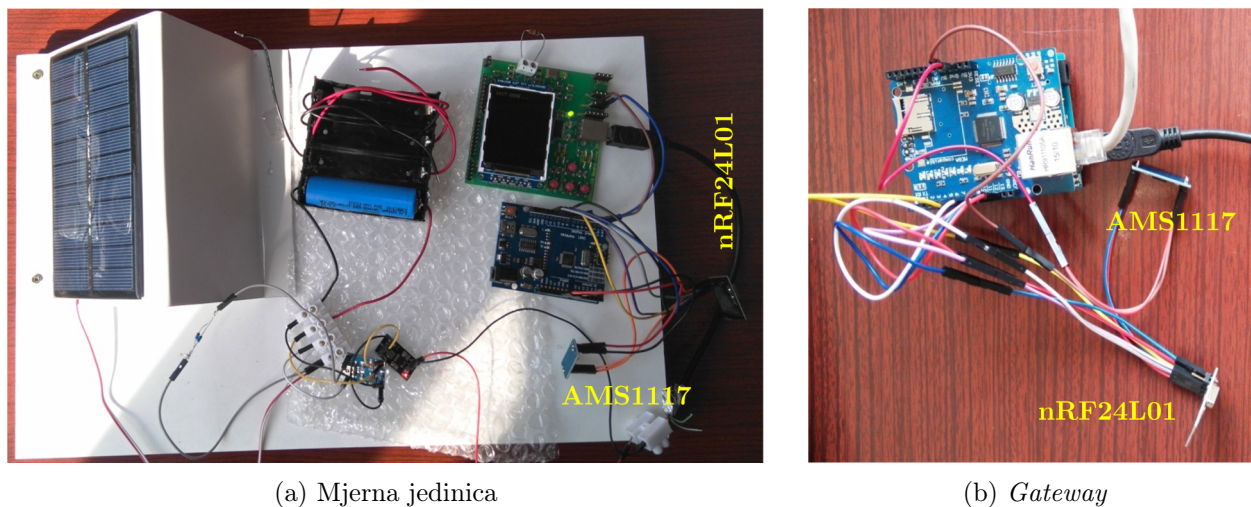
7.3 Bežični prenos podataka

nRF24L01 2,4 GHz RF moduli (Slika 91(a)) su izabrani za ostvarivanje bežične komunikacije između mjernih jedinica i *gateway*-a. Osnovne karakteristike ovog modula su veoma mala potrošnja energije (14 mA u toku slanja podataka, *power-down* mod sa μA -potrošnjom), opseg napajanja od 1,9 V do 3,6 V, sa 5 V tolerantnim ulazima, brzine prenosa do 2 Mbps, a maksimalna udaljenost između modula zavisi od vrste antene. U slučaju integrisane antene, kao što je prikazano na Slici 91(a), maksimalna udaljenost iznosi oko 50 m na otvorenom prostoru što ga čini veoma dobrim izborom za realizaciju bežične senzorske mreže za monitoring parametara životne sredine. Budući da je napojnom jedinicom predviđeno generisanje napona od 5 V, za napajanje ovog RF modula je predviđen dodatni DC/DC pretvarač koji će 5 V stabilisati na potrebnih 3,3 V. Primjer jednog takvog elementa je AMS1117, koji je prikazan na Slici 91(b).



Slika 91: (a) nRF24L01 modul. (b) AMS1117 modul.

Praktična realizacija bežične senzorske jedinice i *gateway*-a je prikazana na Slici 92. Ovim elementima se formira bežična senzorska mreža prema mrežnoj topologiji prikazanoj na Slici 35.



Slika 92: Praktična realizacija elemenata bežične senzorske mreže.

7.4 Zaključak

U ovom dijelu disertacije opisana je realizacija prenosivog multisenzorskog sistema za praćenje parametara važnih za određivanje kvaliteta vode i vazduha. Sistem je baterijski napajan sa automatskim punjačem koji uključuje i solarni panel. Glavna primjena realizovanog sistema je autonomno mjerenje temperature, relativne vlažnosti i nivoa štetnih gasova u vazduhu, te temperature i pH vrijednosti vode. Skup mjerenih parametara može biti jednostavno proširen ugradnjom dodatnih senzora. Omogućena je jednostavna realizacija i sistema sa daljinskim pristupom rezultatima mjerenja preko Interneta, te primjena realizovanih modula u formiranju bežične senzorske mreže.

8 ZAKLJUČAK

U ovoj disertaciji je realizovan i opisan model prenosivog elektronskog sistema za karakterizaciju i estimaciju parametara senzora, te njegova integracija u autonomni sistem za praćenje parametara važnih za određivanje kvaliteta vode i vazduha. Sistem je projektovan na taj način da omogući prevazilaženje nedostataka primjene komercijalnih uređaja za mjerenje modula i argumenta impedanse senzora izvan laboratorije kao i da omogući jednostavan interfejs sa širokom klasom senzora za praćenje parametara životne sredine. Odabirom odgovarajućih integrisanih komponenti prevaziđeni su nedostaci komercijalnih uređaja u pogledu kompleksnosti, dimenzija i cijene, uz zadržavanje relativno visoke tačnosti (maksimalna relativna greška $\pm 3\%$ u mjernom opsegu od 100Ω do $100 \text{ k}\Omega$, dok je u opsegu od 100Ω do $20 \text{ k}\Omega$ maksimalna greška $\pm 2\%$). Dimenzije realizovanog prototipa su $7,7 \times 7,5 \text{ cm}^2$ čime je, uz baterijsko napajanje, osiguran pouzdan rad u mjerenjima na terenu, a primjenom razvijenog PC softvera omogućeno je brzo i jednostavno korišćenje uređaja u laboratoriji.

Sa ciljem eksperimentalne potvrde primjene realizovanog uređaja, u saradnji sa Institutom za elektronske tehnologije u Krakovu, fabrikovan je senzor promjenljive impedanse za mjerenje pH vrijednosti inovativnog dizajna na bazi TiO_2 senzorskog filma. Senzor je realizovan kao IDE struktura na alumina substratu tako da je eliminisana potreba za referentnom elektrodom što predstavlja osnovni nedostatak često korišćenih senzora na bazi staklene elektrode. Izvršena je frekvencijska karakterizacija fabrikovanog senzora realizovanim mjerno-akvizicionim uređajem i analiziranjem dobijenih karakteristika (promjena modula i argumenta impedanse senzora sa promjenom frekvencije) za pH vrijednosti u opsegu od 4 do 10. Predložena je ekvivalentna električna mreža čiji elementi imaju fizička značenja tj. opisuju procese koji se dešavaju na površini senzora kada je senzor uronjen u testni rastvor. Na ovaj način bilo je moguće dati dodatna objašnjenja o elektrohemijskim procesima koji se dešavaju kada se fabrikovani senzor uroni u rastvor određene pH vrijednosti.

Dodatni naučni doprinos ove disertacije je novi neiterativni metod estimacije parametara 2R-1C električne mreže koji, u poređenju sa često korišćenom metodom najmanjih kvadrata, omogućava znatno bržu estimaciju uz zadovoljavajuću tačnost. Predloženi metod estimacije je analiziran kroz simulacije, kao i kroz estimaciju vrijednosti za eksperimentalno dobijene podatke.

U cilju realizacije sistema za autonomno mjerenje parametara važnih za određivanje kvaliteta vode i vazduha, određena je statička karakteristika fabrikovanog senzora za mjerenje pH vrijednosti u obliku polinoma trećeg stepena, te je izvršena sinteza komercijalnih senzora za mjerenje temperature i relativne vlažnosti vazduha, koncentracije štetnih gasova u vazduhu i temperature vode sa razvijenim mjerno-akvizicionim sistemom. Realizacijom napajanja preko solarnog panela omogućena je velika autonomnost sistema i potrebno održavanje je svedeno na minimum. Krajnja realizacija sistema je

IoT sistem sa daljinskim pristupom rezultatima mjerenja i grafičkom interpretacijom u realnom vremenu preko *web*-a.

Rezultati dobijeni u toku istraživačkog rada u okviru ove doktorske disertacije predstavljeni su naučno-stručnoj javnosti kroz publikacije u časopisima i u zbornicima konferencija. Objavljeni radovi koji su usko vezani za temu doktorske disertacije su:

1. **Mitar Simić**, Libu Manjakkal, Krzysztof Zaraska, Goran M. Stojanović, Ravinder Dahiya, "TiO₂ Based Thick Film pH Sensor", *IEEE Sensors Journal*, ISSN: 1530-437X, vol. 17, no. 2, pp. 248-255, 2017.
Impact Factor (2016): 2,512; Engineering, Electrical and Electronic (85/260).
2. **Mitar Simić**, Zdenka Babić, Vladimir Risojević, Goran M. Stojanović, "A Novel Non-Iterative Method for Real-Time Parameter Estimation of the Fricke-Morse Model", *Advances in Electrical and Computer Engineering*, ISSN: 1582-7445, vol. 16, no. 4, pp. 57-62, 2016.
Impact Factor (2016): 0,595; Engineering, Electrical and Electronic (225/260).
3. **Mitar Simić**, Daniel Petrisor: "Data Acquisition and Remote Monitoring System for Indoor Environmental Parameters", *TEHNIKA*, ISSN: 0040-2176, Vol. 64. No. 4, pp. 663-669, 2015.
4. **Mitar Simić**, "Complex Impedance Measurement System for the Frequency Range from 5 kHz to 100 kHz", *Key Engineering Materials*, ISSN: 1013-9826, vol. 644, pp. 133-136, 2015.
5. **Mitar Simić**, Goran M. Stojanović, "Compact Electronic System for Complex Impedance Measurement and its Experimental Verification", The 23th European Conference on Circuit Theory and Design, 4-6 September 2017, Catania, Italy, prihvaćen rad.
6. **Mitar Simić**, Zdenka Babić, Vladimir Risojević, Goran M. Stojanović, "A novel approach for parameter estimation of Fricke-Morse model using Differential Impedance Analysis", In Proceedings of the 2nd International Conference on Medical and Biological Engineering, 16-18 March 2017, Sarajevo, Bosnia and Herzegovina, ISBN: 978-981-10-4165-5, pp. 487-494.
7. **Mitar Simić**, Goran M. Stojanović, Libu Manjakkal, Krzysztof Zaraska, "Multi-Sensor System for Remote Environmental (Air and Water) Quality Monitoring", In Proceedings of the 24th Telecommunications forum TELFOR, 21-22 November 2016, Belgrade, Serbia, pp. 1-4.
8. Miloš Ljubojević, Marina Zorić, **Mitar Simić**, Zdenka Babić, "Quality of Life Context Influence Factors Improvement Using Houseplants and Internet of Things", In Proceedings of the IEEE International Black Sea Conference on Communications

and Networking - BlackSeaCom, 6-9 June 2016, Varna, Bulgaria, ISBN: 978-1-5090-1925-0, pp. 1-5.

9. **Mitar Simić**, “*Complex Impedance Measurement System for Environmental Sensors Characterization*”, In Proceedings of the 22nd Telecommunications forum TELFOR, 25-27 November 2014, Belgrade, Serbia, pp. 660-663.
Napomena: Nagrada *Blažo Mirčevski* za najbolji rad mladog autora.
10. **Mitar Simić**, “*Realization of Digital LCR Meter*”, In Proceedings of the International Conference And Exposition On Electrical And Power Engineering EPE, 16-18 October 2014, Iasi, Romania, pp. 769-773.
11. **Mitar Simić**, “*Realization of Complex Impedance Measurement System Based on the Integrated Circuit AD5933*”, In Proceedings of the 21st Telecommunications forum TELFOR, 26-28 November 2013, Belgrade, Serbia, pp. 573-576.
12. **Mitar Simić**, “*Design of Monitoring and Data Acquisition System for Environmental Sensors*”, In Proceedings of the 10th International Symposium on Industrial Electronics INDEL 2014, 6-8 November 2014, Banja Luka, Bosnia and Herzegovina, pp. 146-149.

Objavljeni radovi koji pripadaju široj oblasti teme doktorske disertacije su:

1. **Mitar Simić**, Zdenka Babić, Vladimir Risojević, Goran M. Stojanović, Antonio L. L. Ramos, “*A System for Rapid and Automated Bioimpedance Measurement*”, In Proceedings of the Society for Design and Process Science SDPS conference, 1-5 November 2015, Dallas, USA, pp. 242-247.
2. **Mitar Simić**, “*Design and Development of Air Temperature and Relative Humidity Monitoring System With AVR Processor Based Web Server*”, In Proceedings of the International Conference And Exposition On Electrical And Power Engineering EPE, 16-18 October 2014, Iasi, Romania, pp. 38-41.
3. **Mitar Simić**, Mariana Siretenau, “*Real Time Temperature And Relative Humidity Monitoring System Using LabView*”, In Proceedings of the International Scientific Conference ETIKUM-Metrology and Quality in Production Engineering and Environmental Protection, 19-20 June 2014, Novi Sad, Serbia, pp. 67-70.
4. **Mitar Simić**, “*Microcontroller Based System for Measuring and Data Acquisition of Air Relative Humidity and Temperature*”, In Proceedings of the 37th International Conference of IMAPS-CPMT Poland, 22-25 September 2013, Krakow, Poland.

Pravci budućeg rada su usmjereni prema minimizaciji dimenzija i potrošnje razvijenog mjernog sistema, ostvarivanju mjerenja u opsegu nižih frekvencija (<100 Hz) i manjih vrijednosti modula impedanse senzora (<100 Ω), te sintezi novih algoritama za estimaciju vrijednosti elemenata električnih mreža korišćenih za modelovanje senzora.

Literatura

- [1] A. Zanella, N. Bui, A. Castellani, L. Vangelista, and M. Zorzi, "Internet of Things for smart cities," *IEEE Internet of Things journal*, vol. 1, no. 1, pp. 22–32, 2014.
- [2] K. Mikhaylov, J. Jämsä, M. Luimula, J. Tervonen, and V. Autio, "Intelligent sensor interfaces and data format," in *Intelligent Sensor Networks: The Integration of Sensor Networks, Signal Processing and Machine Learning*. CRC Press, 2012, pp. 55–76.
- [3] N. J. Jevtić, "Automatska konfiguracija distribuiranih mernih sistema korišćenjem elektronskih specifikacija senzora," Ph.D. dissertation, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet, 2015.
- [4] S. McLoone, P. Hung, G. Irwin, and R. J. Kee, "Exploiting a priori time constant ratio information in difference equation two-thermocouple sensor characterization," *IEEE Sensors Journal*, vol. 6, no. 6, pp. 1627–1637, 2006.
- [5] K. Arshak, E. Gill, A. Arshak, and O. Korostynska, "Investigation of tin oxides as sensing layers in conductimetric interdigitated pH sensors," *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 127, no. 1, pp. 42–53, 2007.
- [6] L. Manjakkal, K. Cvejic, J. Kulawik, K. Zaraska, D. Szwagierczak, and R. P. Socha, "Fabrication of thick film sensitive $\text{RuO}_2\text{-TiO}_2$ and Ag/AgCl/KCl reference electrodes and their application for pH measurements," *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 204, pp. 57–67, 2014.
- [7] P. Kurzweil, "Metal oxides and ion-exchanging surfaces as pH sensors in liquids: State-of-the-art and outlook," *Sensors*, vol. 9, no. 6, pp. 4955–4985, 2009.
- [8] M. Zawadzka, J. Kulawik, D. Szwagierczak, and K. Zaraska, "Free-grown polypyrrole sensors," in *Proceedings of the 37th International Conference of IMAPS-CPMT Poland, Krakow, Poland*, 2013.
- [9] H. Y. Jeong, D.-S. Lee, H. K. Choi, D. H. Lee, J.-E. Kim, J. Y. Lee, W. J. Lee, S. O. Kim, and S.-Y. Choi, "Flexible room-temperature NO_2 gas sensors based on carbon nanotubes/reduced graphene hybrid films," *Applied Physics Letters*, vol. 96, p. 213105, 2010.
- [10] R. K. Sonker, A. Sharma, M. Shahabuddin, M. Tomar, and V. Gupta, "Low temperature sensing of NO_2 gas using $\text{SnO}_2\text{-ZnO}$ nanocomposite sensor," *Adv. Mat. Lett.*, vol. 4, pp. 196–201, 2013.
- [11] S. T. Shishiyanu, T. S. Shishiyanu, and O. I. Lupan, "Sensing characteristics of tin-doped ZnO thin films as NO_2 gas sensor," *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 107, no. 1, pp. 379–386, 2005.

- [12] S. Zhuiykov and N. Miura, "Development of zirconia-based potentiometric NO_x sensors for automotive and energy industries in the early 21st century: What are the prospects for sensors?" *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 121, no. 2, pp. 639–651, 2007.
- [13] A. Groß, G. Beulertz, I. Marr, D. J. Kubinski, J. H. Visser, and R. Moos, "Dual mode NO_x sensor: Measuring both the accumulated amount and instantaneous level at low concentrations," *Sensors*, vol. 12, no. 3, pp. 2831–2850, 2012.
- [14] S. Paul, F. Amalraj, and S. Radhakrishnan, "CO sensor based on polypyrrole functionalized with iron porphyrin," *Synthetic Metals*, vol. 159, no. 11, pp. 1019–1023, 2009.
- [15] S. Waghuley, "Synthesis, characterization and CO₂ gas sensing response of SnO₂/Al₂O₃ double layer sensor," *Indian Journal of Pure and Applied Physics*, vol. 49, no. 12, pp. 816–819, 2011.
- [16] P. M. S. C. Johnson, "The design of an integrated soil moisture sensor for agriculture." Ph.D. dissertation, Griffith University, 2007.
- [17] M. Popović, *Senzori tečnosti i gasova*. Zavod za udžbenike i nastavna sredstva, Srpsko Sarajevo, 2003.
- [18] M. Simić and G. Stojanović, "Compact electronic system for complex impedance measurement and its experimental verification," in *The 23rd European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)*, 2017, *accepted*.
- [19] M. Simić, L. Manjakkal, K. Zaraska, G. Stojanović, and R. Dahiya, "TiO₂ based thick film pH sensor," *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, no. 2, pp. 248–255, 2017.
- [20] M. Simić, Z. Babić, V. Risojević, and G. Stojanović, "A novel non-iterative method for real-time parameter estimation of the Fricke-Morse model," *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 4, no. 16, pp. 57–62, 2016.
- [21] M. Simić, G. Stojanović, L. Manjakkal, and K. Zaraska, "Multi-sensor system for remote environmental (air and water) quality monitoring," in *Proceedings of the 24th Telecommunications Forum Telfor (TELFOR)*, 2016, pp. 1–4.
- [22] M. Simić and D. Petrisor, "Data acquisition and remote monitoring system for indoor environmental parameters," *Tehnika*, vol. 70, no. 4, pp. 663–669, 2015.
- [23] J. Gutierrez, L. Ares, M. Horillo, I. Sayago, J. Agapito, and L. Lopez, "Use of complex impedance spectroscopy in chemical sensor characterization," *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 4, no. 3-4, pp. 359–363, 1991.

- [24] T. J. Seebeck, "Ueber die magnetische polarisation der metalle und erze durch temperaturdifferenz," *Annalen der Physik*, vol. 82, no. 3, pp. 253–286, 1826.
- [25] Y. Koike, "Flash A/D converter," Dec. 27 1988, uS Patent 4,794,374.
- [26] J. Toyomura, Y. Yamashita, S. Nakamura, N. Kanagawa, Y. Shimizu, and K. Ono, "Flash A/D converter," Jan. 19 2010, uS Patent 7,649,486.
- [27] T. Fusayasu, "A fast integrating ADC using precise time-to-digital conversion," in *Nuclear Science Symposium Conference Record, 2007. NSS'07. IEEE*, vol. 1. IEEE, 2007, pp. 302–304.
- [28] H.-C. Hong and G.-M. Lee, "A 65-fJ/conversion-step 0.9-V 200-kS/s rail-to-rail 8-bit successive approximation ADC," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 10, pp. 2161–2168, 2007.
- [29] X. Si, "Sigma-delta analog-to-digital converter," Dec. 22 2015, uS Patent 9,219,495.
- [30] R. Schreier, G. C. Temes *et al.*, *Understanding delta-sigma data converters*. IEEE press Piscataway, NJ, 2005, vol. 74.
- [31] Y. Yu, Q. Huang, S. Rhodes, J. Fang, and L. An, "SiCNO-GO composites with the negative temperature coefficient of resistance for high-temperature sensor applications," *Journal of the American Ceramic Society*, 2016.
- [32] R. D. P. Wong, J. D. Posner, and V. J. Santos, "Flexible microfluidic normal force sensor skin for tactile feedback," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 179, pp. 62–69, 2012.
- [33] S. Hirose, "Resistive element, infrared light sensor, and electrical device," Apr. 20 2012, US Patent App. 13/452,034.
- [34] L. Pan, A. Chortos, G. Yu, Y. Wang, S. Isaacson, R. Allen, Y. Shi, R. Dauskardt, and Z. Bao, "An ultra-sensitive resistive pressure sensor based on hollow-sphere microstructure induced elasticity in conducting polymer film," *Nature communications*, vol. 5, 2014.
- [35] A. Hazra, S. Das, J. Kanungo, C. Sarkar, and S. Basu, "Studies on a resistive gas sensor based on sol-gel grown nanocrystalline p-TiO₂ thin film for fast hydrogen detection," *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 183, pp. 87–95, 2013.
- [36] S. Pandey, G. K. Goswami, and K. K. Nanda, "Nanocomposite based flexible ultrasensitive resistive gas sensor for chemical reactions studies," *Scientific reports*, vol. 3, 2013.

- [37] M. Karmaoui, S. Leonardi, D. Tobaldi, N. Donato, R. Pullar, M. Seabra, J. Labrincha, and G. Neri, “Novel nanosynthesis of In_2O_3 and its application as a resistive gas sensor for sevoflurane anesthetic,” *Journal of Materials Chemistry B*, vol. 3, no. 3, pp. 399–407, 2015.
- [38] Y. Zhou, Y. Jiang, T. Xie, H. Tai, and G. Xie, “A novel sensing mechanism for resistive gas sensors based on layered reduced graphene oxide thin films at room temperature,” *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 203, pp. 135–142, 2014.
- [39] A. B. Avila, J. S. Mazo, and J. J. A. Martín, “Design and mechanical evaluation of a capacitive sensor-based indexed platform for verification of portable coordinate measuring instruments,” *Sensors*, vol. 14, no. 1, pp. 606–633, 2014.
- [40] A. Rivadeneyra, J. Fernández-Salmerón, M. Agudo, J. A. López-Villanueva, L. F. Capitan-Vallvey, and A. J. Palma, “Design and characterization of a low thermal drift capacitive humidity sensor by inkjet-printing,” *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 195, pp. 123–131, 2014.
- [41] Y. S. Kim, S.-I. Cho, D. H. Shin, J. Lee, and K.-H. Baek, “Single chip dual plate capacitive proximity sensor with high noise immunity,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, no. 2, pp. 309–310, 2014.
- [42] E. Havinga, “The temperature dependence of dielectric constants,” *Journal of Physics and Chemistry of Solids*, vol. 18, no. 2-3, pp. 253–255, 1961.
- [43] T. Instruments, “LM555 datasheet,” 2003.
- [44] Y.-X. Guo, Z.-B. Shao, and T. Li, “An analog-digital mixed measurement method of inductive proximity sensor,” *Sensors*, vol. 16, no. 1, p. 30, 2015.
- [45] S. Sivarao, T. Liang, K. Kadirgama, and M. Shajahan, “Embedded inductive sensor system in helping industrial machine maintenance problems,” *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering (JTEC)*, vol. 7, no. 2, pp. 71–75, 2015.
- [46] S.-C. Chen, D.-K. Le, and V.-S. Nguyen, “Inductive displacement sensors with a notch filter for an active magnetic bearing system,” *Sensors*, vol. 14, no. 7, pp. 12 640–12 657, 2014.
- [47] S. M. Djuric, “Performance analysis of a planar displacement sensor with inductive spiral coils,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 4, pp. 1–4, 2014.
- [48] Y. Wang, Y. Jia, Q. Chen, and Y. Wang, “A passive wireless temperature sensor for harsh environment applications,” *Sensors*, vol. 8, no. 12, pp. 7982–7995, 2008.

- [49] I. Chlis, D. Pepe, and D. Zito, “Analysis of phase noise in 28 nm CMOS LC oscillator differential topologies: Armstrong, Colpitts, Hartley and common-source cross-coupled pair,” *Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 24, no. 04, p. 1550052, 2015.
- [50] G. Stojanović, M. Radovanović, M. Malešev, and V. Radonjanin, “Monitoring of water content in building materials using a wireless passive sensor,” *Sensors*, vol. 10, no. 5, pp. 4270–4280, 2010.
- [51] M. Maksimović, G. M. Stojanović, M. Radovanović, M. Malešev, V. Radonjanin, G. Radosavljević, and W. Smetana, “Application of a LTCC sensor for measuring moisture content of building materials,” *Construction and building materials*, vol. 26, no. 1, pp. 327–333, 2012.
- [52] M. J. Cazeca, J. Mead, J. Chen, and R. Nagarajan, “Passive wireless displacement sensor based on RFID technology,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 190, pp. 197–202, 2013.
- [53] D. Girbau, Á. Ramos, A. Lazaro, S. Rima, and R. Villarino, “Passive wireless temperature sensor based on time-coded UWB chipless RFID tags,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 11, pp. 3623–3632, 2012.
- [54] L. Manjakkal, E. Djurdjic, K. Cvejin, J. Kulawik, K. Zaraska, and D. Szwagierczak, “Electrochemical impedance spectroscopic analysis of RuO₂ based thick film pH sensors,” *Electrochimica Acta*, vol. 168, pp. 246–255, 2015.
- [55] L. Manjakkal, K. Cvejin, B. Bajac, J. Kulawik, K. Zaraska, and D. Szwagierczak, “Microstructural, impedance spectroscopic and potentiometric analysis of Ta₂O₅ electrochemical thick film pH sensors,” *Electroanalysis*, vol. 27, no. 3, pp. 770–781, 2015.
- [56] *Impedance Measurement Handbook - A guide to measurement technology and techniques*. Agilent Technologies, 2009.
- [57] R. de Barros e Vasconcellos, V. R. de Lima, W. G. K. Ihlenfeld, and F. A. Silveira, “Comparison among three impedance bridges for capacitance measurements at the nF range,” in *2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016)*, July 2016, pp. 1–2.
- [58] R. J. Mouly, “Impedance bridge for surface temperature measurement,” *Electrical Engineering*, vol. 79, no. 2, pp. 133–133, Feb 1960.
- [59] E. Houtzager, H. E. van den Brom, and E. Dierikx, “Development of a wide-range sampling impedance ratio bridge,” in *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014), 2014 Conference on*, Aug 2014, pp. 230–231.

- [60] A. C. Corney, "A universal four-pair impedance bridge," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 28, no. 3, pp. 211–215, Sept 1979.
- [61] L. Callegaro, V. D'Elia, M. Kampik, D. B. Kim, M. Ortolano, and F. Pourdanesh, "Experiences with a two-terminal-pair digital impedance bridge," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, no. 6, pp. 1460–1465, 2015.
- [62] A. K. Rêgo Segundo, J. H. Martins, P. M. d. B. Monteiro, R. A. de Oliveira, and G. M. Freitas, "A novel low-cost instrumentation system for measuring the water content and apparent electrical conductivity of soils," *Sensors*, vol. 15, no. 10, pp. 25 546–25 563, 2015.
- [63] J. Prado, C. Margo, M. Kouider, and M. Nadi, "Auto balancing bridge method for bioimpedance measurement at low frequency," *Cell*, vol. 10, p. 3, 2005.
- [64] N. Li, H. Xu, W. Wang, Z. Zhou, G. Qiao, and D. D. Li, "A high-speed bioelectrical impedance spectroscopy system based on the digital auto-balancing bridge method," *Measurement Science and Technology*, vol. 24, no. 6, p. 065701, 2013.
- [65] H. Montgomery, "Method for measuring electrical resistivity of anisotropic materials," *Journal of applied physics*, vol. 42, no. 7, pp. 2971–2975, 1971.
- [66] V. Dumbrava and L. Svilainis, "The automated complex impedance measurement system," *Elektronika ir elektrotechnika*, vol. 76, no. 4, pp. 59–62, 2015.
- [67] J. Zhu, Z. Sun, X. Wei, and H. Dai, "Studies on the medium-frequency impedance arc for Lithium-ion batteries considering various alternating current amplitudes," *Journal of Applied Electrochemistry*, vol. 46, no. 2, pp. 157–167, 2016.
- [68] V. Giurgiutiu and B. Xu, "Development of a field-portable small-size impedance analyzer for structural health monitoring using the electromechanical impedance technique," in *Smart Structures and Materials*. International Society for Optics and Photonics, 2004, pp. 774–785.
- [69] K. Darowicki, A. Zielinski, and P. Slepski, "Continuous-frequency method of measurement of electrode impedance," *Instrumentation Science and Technology*, vol. 31, no. 1, pp. 53–63, 2003.
- [70] T. Wandowski, P. Malinowski, and W. Ostachowicz, "Calibration problem of AD5933 device for electromechanical impedance measurements," in *EWSHM-7th European Workshop on Structural Health Monitoring*, 2014.
- [71] M. Popović, *Digitalna obrada signala*. Nauka Beograd, 1994.
- [72] P. Podder, T. Z. Khan, M. H. Khan, and M. M. Rahman, "Comparative performance analysis of Hamming, Hanning and Blackman window," *International Journal of Computer Applications*, vol. 96, no. 18, 2014.

- [73] M. A. Đokić, *Signali i sistemi*. Elektrotehnički fakultet u Sarajevu, 2010.
- [74] V. Kumar, K. C. Ray, and P. Kumar, “CORDIC-based VLSI architecture for real time implementation of Flat Top window,” *Microprocessors and Microsystems*, vol. 38, no. 8, pp. 1063–1071, 2014.
- [75] S. S. Bhogeshwar, M. Soni, and D. Bansal, “Design of Simulink model to denoise ECG signal using various IIR & FIR filters,” in *Optimization, Reliability, and Information Technology (ICROIT), 2014 International Conference on*. IEEE, 2014, pp. 477–483.
- [76] P. G. Guest and P. G. Guest, *Numerical methods of curve fitting*. Cambridge University Press, 2012.
- [77] M. E. Orazem, I. Frateur, B. Tribollet, V. Vivier, S. Marcelin, N. Pébère, A. L. Bunge, E. A. White, D. P. Riemer, and M. Musiani, “Dielectric properties of materials showing constant-phase-element (CPE) impedance response,” *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 160, no. 6, pp. C215–C225, 2013.
- [78] M. R. Hasan, C. W. Lai, S. Bee Abd Hamid, and W. Jeffrey Basirun, “Effect of Ce doping on RGO-TiO₂ nanocomposite for high photoelectrocatalytic behavior,” *International Journal of Photoenergy*, vol. 2014, 2014.
- [79] J. Benesty, J. Chen, Y. Huang, and I. Cohen, “Pearson correlation coefficient,” in *Noise reduction in speech processing*. Springer, 2009, pp. 1–4.
- [80] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, and B. P. Flannery, “Numerical recipes third edition: the art of scientific computing,” *Cambridge University Press*, vol. 32, pp. 10 013–2473, 2007.
- [81] B. A. Boukamp, “Impedance spectroscopy, strength and limitations (impedanzspektroskopie, stärken und grenzen),” *tm-Technisches Messen/Sensoren, Geräte, Systeme*, vol. 71, no. 9/2004, pp. 454–459, 2004.
- [82] A. Björck, *Numerical methods for least squares problems*. Siam, 1996.
- [83] K. Pearson, “On the criterion that a given system of deviations from the probable in the case of a correlated system of variables is such that it can be reasonably supposed to have arisen from random sampling,” in *Breakthroughs in Statistics*. Springer, 1992, pp. 11–28.
- [84] K. Levenberg, “A method for the solution of certain non-linear problems in least squares,” *Quarterly of applied mathematics*, vol. 2, no. 2, pp. 164–168, 1944.
- [85] D. W. Marquardt, “An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters,” *Journal of the society for Industrial and Applied Mathematics*, vol. 11, no. 2, pp. 431–441, 1963.

- [86] B. Sanchez, A. S. Bandarenka, G. Vandersteen, J. Schoukens, and R. Bragos, “Novel approach of processing electrical bioimpedance data using Differential Impedance Analysis,” *Medical engineering and physics*, vol. 35, no. 9, pp. 1349–1357, 2013.
- [87] H. Fricke and S. Morse, “The electric resistance and capacity of blood for frequencies between 800 and $4\frac{1}{2}$ million cycles,” *The Journal of general physiology*, vol. 9, no. 2, p. 153, 1925.
- [88] S. Golestan, M. Ramezani, J. M. Guerrero, F. D. Freijedo, and M. Monfared, “Moving average filter based phase-locked loops: Performance analysis and design guidelines,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2750–2763, 2014.
- [89] T. J. Freeborn, B. Maundy, and A. S. Elwakil, “Extracting the parameters of the double-dispersion Cole bioimpedance model from magnitude response measurements,” *Medical and biological engineering and computing*, vol. 52, no. 9, pp. 749–758, 2014.
- [90] N. Nitta, F. Wu, J. T. Lee, and G. Yushin, “Li-ion battery materials: present and future,” *Materials today*, vol. 18, no. 5, pp. 252–264, 2015.
- [91] A. Devices, “AD5933 datasheet,” 2013.
- [92] M. Simić, “Complex impedance measurement system for environmental sensors characterization,” in *Proceedings of the 22nd Telecommunications Forum Telfor (TELFOR)*, 2014, pp. 660–663.
- [93] C. Bohnke, H. Duroy, and J.-L. Fourquet, “pH sensors with lithium lanthanum titanate sensitive material: applications in food industry,” *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 89, no. 3, pp. 240–247, 2003.
- [94] K. Jiayu, W. Mengxiao, and X. Zhongjun, “Modeling and control of pH in pulp and paper wastewater treatment process,” *Journal of Water Resource and Protection*, vol. 2009, 2009.
- [95] H. A. Clark, M. Hoyer, M. A. Philbert, and R. Kopelman, “Optical nanosensors for chemical analysis inside single living cells. 1. Fabrication, characterization, and methods for intracellular delivery of PEBBLE sensors,” *Analytical Chemistry*, vol. 71, no. 21, pp. 4831–4836, 1999.
- [96] L. Xie, Y. Qin, and H.-Y. Chen, “Polymeric optodes based on upconverting nanorods for fluorescent measurements of pH and metal ions in blood samples,” *Analytical chemistry*, vol. 84, no. 4, pp. 1969–1974, 2012.

- [97] V. A. Magnotta, H.-Y. Heo, B. J. Dlouhy, N. S. Dahdaleh, R. L. Follmer, D. R. Thedens, M. J. Welsh, and J. A. Wemmie, "Detecting activity-evoked pH changes in human brain," *Proceedings of the National Academy of Sciences*, vol. 109, no. 21, pp. 8270–8273, 2012.
- [98] U. Guth, W. Vonau, and J. Zosel, "Recent developments in electrochemical sensor application and technology-a review," *Measurement Science and Technology*, vol. 20, no. 4, p. 042002, 2009.
- [99] Y. Qin, H.-J. Kwon, M. M. Howlader, and M. J. Deen, "Microfabricated electrochemical pH and free chlorine sensors for water quality monitoring: recent advances and research challenges," *RSC Advances*, vol. 5, no. 85, pp. 69 086–69 109, 2015.
- [100] G. Eisenman, *Glass electrodes for hydrogen and other cations*. Marcel Dekker New York, 1967.
- [101] E. Mayousse, F. Maillard, F. Fouda-Onana, O. Sicardy, and N. Guillet, "Synthesis and characterization of electrocatalysts for the oxygen evolution in PEM water electrolysis," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 36, no. 17, pp. 10 474–10 481, 2011.
- [102] G. Da Silva, S. Lemos, L. Pocrifka, P. Marreto, A. Rosario, and E. Pereira, "Development of low-cost metal oxide pH electrodes based on the polymeric precursor method," *Analytica Chimica Acta*, vol. 616, no. 1, pp. 36–41, 2008.
- [103] A. Fog and R. P. Buck, "Electronic semiconducting oxides as pH sensors," *Sensors and Actuators*, vol. 5, no. 2, pp. 137–146, 1984.
- [104] Y.-H. Liao and J.-C. Chou, "Preparation and characterization of the titanium dioxide thin films used for pH electrode and procaine drug sensor by sol-gel method," *Materials Chemistry and Physics*, vol. 114, no. 2, pp. 542–548, 2009.
- [105] Y. Chen, S. C. Mun, and J. Kim, "A wide range conductometric pH sensor made with titanium dioxide/multiwall carbon nanotube/cellulose hybrid nanocomposite," *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 11, pp. 4157–4162, 2013.
- [106] J.-C. Chou and C.-W. Chen, "Fabrication and application of ruthenium-doped titanium dioxide films as electrode material for ion-sensitive extended-gate FETs," *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, no. 3, pp. 277–284, 2009.
- [107] Y.-C. Huang, F.-S. Tsai, and S.-J. Wang, "Preparation of TiO₂ nanowire arrays through hydrothermal growth method and their pH sensing characteristics," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 53, no. 6S, p. 06JG02, 2014.

- [108] S. Khan, L. Lorenzelli, and R. S. Dahiya, "Technologies for printing sensors and electronics over large flexible substrates: a review," *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 6, pp. 3164–3185, 2015.
- [109] T. Mazza, E. Barborini, P. Piseri, P. Milani, D. Cattaneo, A. L. Bassi, C. Bottani, and C. Ducati, "Raman spectroscopy characterization of TiO₂ rutile nanocrystals," *Physical Review B*, vol. 75, no. 4, p. 045416, 2007.
- [110] C. S. Chua, X. Fang, X. Chen, O. K. Tan, M. S. Tse, A. M. Soutar, and X. Ding, "Effect of annealing temperature on microstructure and UV light photocatalytic activity of TiO₂ films grown by atmospheric pressure CVD," *Chemical Vapor Deposition*, vol. 20, no. 1-2-3, pp. 44–50, 2014.
- [111] D. Krishnamurti, "The raman spectrum of rutile," in *Proceedings of the Indian Academy of Sciences-Section A*, vol. 55, no. 5. Springer, 1962, pp. 290–299.
- [112] N. Gluck, H. Sankur, J. Heuer, J. DeNatale, and W. Gunning, "Microstructure and composition of composite SiO₂/TiO₂ thin films," *Journal of applied physics*, vol. 69, no. 5, pp. 3037–3045, 1991.
- [113] H. Rath, S. Anand, M. Mohapatra, P. Dash, T. Som, U. Singh, and N. Mishra, "Effect of thermal annealing on the structure and microstructure of TiO₂ thin films," *Indian Journal of Physics*, vol. 83, no. 4, pp. 559–565, 2009.
- [114] D. E. Yates, S. Levine, and T. W. Healy, "Site-binding model of the electrical double layer at the oxide/water interface," *Journal of the Chemical Society, Faraday Transactions 1: Physical Chemistry in Condensed Phases*, vol. 70, pp. 1807–1818, 1974.
- [115] D. C. Grahame, "Theory of the Faradaic admittance. II. Analysis of the current-interrupter method," *The Journal of Physical Chemistry*, vol. 57, no. 3, pp. 257–261, 1953.
- [116] H. Gerischer and W. Mehl, "Zum mechanismus der kathodischen wasserstoffabscheidung an quecksilber, silber und kupfer," *Zeitschrift für Elektrochemie, Berichte der Bunsengesellschaft für physikalische Chemie*, vol. 59, no. 10, pp. 1049–1059, 1955.
- [117] E. L. Cussler, *Diffusion: mass transfer in fluid systems*. Cambridge university press, 2009.
- [118] R. Narayan and T. King, "Hydrogen adsorption states on silica-supported Ru–Ag and Ru–Cu bimetallic catalysts investigated via microcalorimetry," *Thermochimica acta*, vol. 312, no. 1, pp. 105–114, 1998.
- [119] C. Zupanc, A. Hornung, O. Hinrichsen, and M. Muhler, "The interaction of hydrogen with Ru/MgO catalysts," *Journal of Catalysis*, vol. 209, no. 2, pp. 501–514, 2002.

-
- [120] M. Simić, “Design of monitoring and data acquisition system for environmental sensors,” in *Proceedings of the 10th International Symposium on Industrial Electronics (INDEL)*, 2014, pp. 146–149.
- [121] C. C. Aggarwal, N. Ashish, and A. Sheth, “The Internet of Things: A survey from the data-centric perspective,” in *Managing and mining sensor data*. Springer, 2013, pp. 383–428.
- [122] A. Stanford-Clark and H. L. Truong, “MQTT for sensor networks (MQTT-SN) protocol specification,” *International business machines (IBM) Corporation version*, vol. 1, 2013.

PRILOG

1. MATLAB® kod

Programski kod napisan u MATLAB®-u za poređenje predložene neiterativne metode i metode najmanjih kvadrata na osnovu kog su generisane vrijednosti prikazane u Tabelama 3, 4 i 5 je:

```

clc;
clear all;
N = 128;
fmin = 5e3;
fmax = 100e3;
f = logspace(log10(fmin), log10(fmax), N);
for j = 1:5
if(j == 1)
Re = 917.5;
Ri = 629.0;
Cm = 3.42e-9;
fprintf('M1\n');
end
if(j == 2)
Re = 58.5;
Ri = 23.9;
Cm = 75.7e-9;
fprintf('M2\n');
end
if(j == 3)
Re = 99;
Ri = 42.3;
Cm = 44e-9;
fprintf('M3\n');
end
if(j == 4)
Re = 510;
Ri = 450;
Cm = 6.55e-9;
fprintf('M4\n');
end
if(j == 5)
Re = 364.6;
Ri = 379;
Cm = 6.20e-9;
fprintf('M5\n');
end
fprintf('N = %u\n', N);
fc_c = 1/(2*pi*(Re+Ri)*Cm);
fprintf('SET: Re = %.2f\t Ri = %.2f\t Cm=%.2e\n', Re, Ri, Cm);
fprintf('Fc calculated: fc = %.2f\n', fc_c);
w = 2*pi*f;
Z = Re*(1+1i*w*Ri*Cm)/(1+1i*w*(Re+Ri)*Cm);
ReZ = real(Z);
ImZ = imag(Z);
Re0 = abs(Z(1));
Ri0 = Re0*abs(Z(end))/(Re0-abs(Z(end)));
[~,idx] = max(abs(ImZ));
fc_e = f(idx);
Cm0 = 1/(2*pi*(Ri0+Re0)*fc_e);
fprintf('Fc estimated: fc = %.2f\n', fc_e);
fprintf('Fc_error = %.3f\n', 100*abs(fc_e-fc_c)/fc_c);
X0 = [Re0 Ri0 Cm0];
options = optimset('Jacobian','on', 'Algorithm', 'levenberg-marquardt', 'TolCon', 1e-4, 'MaxIter',1e3, ...
'MaxFunEvals',1e3,'FunValCheck','on', 'TolFun', 1e-4, 'TolX', 1e-4);
Y(1:N) = ReZ';
Y(N+1:2*N) = ImZ';
fprintf('-CNLS-\n');
tic
[x,resnorm,residual,exitflag,output,lambda,jacobian] = lsqcurvefit(@fit_both2, X0, 2*pi*f, Y, [], [], ...
options);

```



```

toc
Re_est_cnls = x(1);
Ri_est_cnls = x(2);
Cm_est_cnls = x(3);
fprintf('Re = %.2f\t Ri = %.2f\t Cm=%.2e\n', Re_est_cnls, Ri_est_cnls, Cm_est_cnls);
fprintf('Re_error = %.3f\t Ri_error = %.3f\t Cm_error=%.3e\n', 100*abs(Re_est_cnls-Re)/Re, ...
100*abs(Ri_est_cnls-Ri)/Ri, 100*abs(Cm_est_cnls-Cm)/Cm);
fprintf('-Proposed method-\n');
p = 2*pi*fc_e;
tic
for i=1:1:N
z_pom_1(i) = -(ImZ(i)*w(i)^2 - ReZ(i)*p*w(i))/
(ImZ(i)*p + ReZ(i)*w(i));
K(i)=(ReZ(i)*(p^2 + w(i)^2))/(w(i)^2 + p*z_pom_1(i));
Re_est(i) = z_pom_1(i)*K(i)/p;
Ri_est(i) = K(i)* Re_est(i)/(Re_est(i)-K(i));
Cm_est(i) = (Re_est(i) - K(i))/(z_pom_1(i)*K(i)*Re_est(i));
end
toc
Re_est_alg = mean(Re_est);
Ri_est_alg = mean(Ri_est);
Cm_est_alg = mean(Cm_est);
fprintf('Re = %.2f\t Ri = %.2f\t Cm=%.2e\n', Re_est_alg,
Ri_est_alg, Cm_est_alg);
fprintf('Re_error = %.3f\t Ri_error = %.3f\t Cm_error=%.3e\n', 100*abs(Re_est_alg-Re)/Re, ...
100*abs(Ri_est_alg-Ri)/Ri, 100*abs(Cm_est_alg-Cm)/Cm);
fprintf('mean: Re = %.2f\t Ri = %.2f\t Cm=%.2e\n', mean(Re_est),
mean(Ri_est), mean(Cm_est));
fprintf('std: Re = %.2f\t Ri = %.2f\t Cm=%.2e\n', std(Re_est), std(Ri_est), std(Cm_est));
end

```

fit_both2 funkcija, kojom se fituju istovremeno i realni i imaginarni dio ulaznog podatka, realizovana je sa:

```

function [F,J] = fit_both2(x,X)
%x(1) = Re
%x(2) = Ri
%x(3) = C
%2R-1C model
f = x(1) * (1 + 1i * X * x(2) * x(3)) ./ (1 + 1i * X * (x(1) + x(2)) *x(3)); %f
F(1:length(X)) = real(f);
F(length(X)+1:2*length(X)) = imag(f);
Re = x(1);
Ri = x(2);
Cm = x(3);
w = X;
%
L = length(X);
if nargin > 1
    J = zeros(2*L, 3);
    J(1:L, 1)=(Cm^4*Re^2*Ri^2*w.^4+2*Cm^4*Re*Ri^3*w.^4+Cm^4*Ri^4*w.^4-Cm^2*Re^2*w.^2+ ...
2*Cm^2*Re*Ri*w.^2+2*Cm^2*Ri^2*w.^2+1)/(Cm^2*Re^2*w.^2+2*Cm^2*Re*Ri*w.^2+ ...
Cm^2*Ri^2*w.^2 + 1).^2;
    J(L+1:2*L,1)=(Cm^3*Re^2*w.^3*(2*Re+2*Ri))/(Cm^2*w.^2*(Re + Ri)^2 + 1).^2 - ...
(2*Cm*Re*w) ./ (Cm^2*w.^2*(Re + Ri)^2 + 1);
    J(1:L, 2) =(Cm^2*Re^2*w.^2.*(Cm^2*Re^2*w.^2+2*Cm^2*Re*Ri*w.^2 + Cm^2*Ri^2*w.^2 - 1))./ ...
(Cm^2*Re^2*w.^2 + 2*Cm^2*Re*Ri*w.^2+Cm^2*Ri^2*w.^2 + 1).^2;
    J(L+1:2*L, 2) =(Cm^3*Re^2*w.^3*(2*Re + 2*Ri)) ./ (Cm^2*w.^2*(Re + Ri)^2 + 1).^2;
    J(1:L,3)=- (2*Cm*Re^2*w.^2*(Re + Ri)) ./ (Cm^2*Re^2*w.^2 + ...
2*Cm^2*Re*Ri*w.^2 + Cm^2*Ri^2*w.^2 + 1).^2;
    J(L+1:2*L, 3) =(2*Cm^2*Re^2*w.^3*(Re + Ri)^2) ./ (Cm^2*w.^2*(Re + Ri)^2 + 1).^2 - ...
(Re^2*w) ./ (Cm^2*w.^2*(Re + Ri)^2 + 1);
end
end

```

2. Spisak objavljenih naučnih radova

Rad u vrhunskom međunarodnom časopisu (M21)

1. **Mitar Simić**, Libu Manjakkal, Krzysztof Zaraska, Goran M. Stojanović, Ravinder Dahiya, "TiO₂ Based Thick Film pH Sensor", *IEEE Sensors Journal*, ISSN: 1530-437X, vol. 17, no. 2, pp. 248-255, 2017. (doi: 10.1109/JSEN.2016.2628765)

Rad u međunarodnom časopisu (M23)

1. **Mitar Simić**, Zdenka Babić, Vladimir Risojević, Goran M. Stojanović, "A Novel Non-Iterative Method for Real-Time Parameter Estimation of the Fricke-Morse Model", *Advances in Electrical and Computer Engineering*, ISSN: 1582-7445, vol. 16, no. 4, pp. 57-62, 2016. (doi: 10.4316/AECE.2016.04009)

Rad u vodećem časopisu nacionalnog značaja (M51)

1. **Mitar Simić**, Daniel Petrisor: "Data Acquisition and Remote Monitoring System for Indoor Environmental Parameters", *TEHNIKA*, ISSN: 0040-2176, Vol. 64, No. 4, pp. 663-669, 2015. (doi: 10.5937/tehnika1504663S)
2. **Mitar Simić**, Tomislav B. Šekara, S. Jokić, "Model of Three-Limb Three-Phase Transformer Based on Nonlinear Open Circuit Characteristic with Experimental Verification", *TELFOR Journal*, ISSN: 1821-3251, vol. 6, no. 1, pp. 42-47, 2014. (doi: 10.5937/telfor1401042S)
3. **Mitar Simić**, "Model of Supercapacitor with Laboratory Verification", *TEHNIKA*, ISSN: 0040-2176, vol. 63, no. 1, pp. 91-95, 2014. (doi: 10.5937/tehnika1401091S)
4. **Mitar Simić**, "Single Phase Transformer Model Based On Open Circuit Current Voltage Characteristic", *TEHNIKA*, ISSN: 0040-2176, vol. 68, no. 3, pp. 480-486, 2013.

Rad u naučnom časopisu (M53)

1. **Mitar Simić**, "Complex Impedance Measurement System for the Frequency Range from 5 kHz to 100 kHz", *Key Engineering Materials*, ISSN: 1013-9826, vol. 644, pp. 133-136, 2015. (doi: 10.4028/www.scientific.net/KEM.644.133)

Saopštenje sa međunarodnog skupa štampano u cijelini (M33)

1. **Mitar Simić**, Goran M. Stojanović, "Compact Electronic System for Complex Impedance Measurement and its Experimental Verification", The 23th European Conference on Circuit Theory and Design, 4-6 September 2017, Catania, Italy, prihvaćen rad.

2. **Mitar Simić**, Zdenka Babić, Vladimir Risojević, Goran M. Stojanović, “*A novel approach for parameter estimation of Fricke-Morse model using Differential Impedance Analysis*”, In Proceedings of the the International Conference on Medical and Biological Engineering, 16-18 March 2017, Sarajevo, Bosnia and Herzegovina, ISBN: 978-981-10-4165-5, pp. 487-494. (doi: 10.1007/978-981-10-4166-2-75)
3. **Mitar Simić**, Goran M. Stojanović, Libu Manjakkal, Krzstztof. Zaraska, “*Multi-Sensor System for Remote Environmental (Air and Water) Quality Monitoring*”, In Proceedings of the 24th Telecommunications forum TELFOR, 21-22 November 2016, Belgrade, Serbia, ISBN: 978-1-5090-4085-8, pp. 1-4. (doi: 10.1109/TELFOR.2016.7818711)
4. Miloš Ljubojević, Martina Zorić, **Mitar Simić**, Zdenka Babić, “*Quality of Life Context Influence Factors Improvement Using Houseplants and Internet of Things*”, In the Proceedings of the IEEE BlackSeaCom conference, 6-9 June 2016, Varna, Bulgaria, ISBN: 978-1-5090-1925-0, pp. 1-5. (doi: 10.1109/BlackSeaCom.2016.7901574)
5. **Mitar Simić**, Zdenka Babić, Vladimir Risojević, Goran M. Stojanović, Antonio L. L. Ramos, “*A System for Rapid and Automated Bioimpedance Measurement*”, In Proceedings of the Society for Design and Process Science SDPS conference, 1-5 November 2015, Dallas, USA, ISSN; 1090-9389, pp. 242-247.
6. **Mitar Simić**, Zdenka Babić, Vladimir Risojević, Goran M. Stojanović, Patricio Bulić, “*Influence of Frequency of Excitation Signal and Electrode Position on the Transthoracic Impedance Measurement*”, In Proceedings of the 24th International Electrotechnical and Computer Science Conference ERK, 21-23 Septembar 2015, Portorož, Slovenija, ISSN: 1581-4572, pp. 99-102.
7. **Mitar Simić**, “*Complex Impedance Measurement System for Environmental Sensors Characterization*”, In Proceedings of the 22nd Telecommunications forum TELFOR, 25-27 November 2014, Belgrade, Serbia, ISBN: 978-1-4799-6190-0, pp. 660-663. (doi: 10.1109/TELFOR.2014.7034495)
8. **Mitar Simić**, “*Realization of Digital LCR Meter*”, In Proceedings of the International Conference And Exposition On Electrical And Power Engineering EPE, 16-18 October 2014, Iasi, Romania, ISBN: 978-1-4799-5849-8, pp. 769-773. (doi: 10.1109/ICEPE.2014.6970014)
9. **Mitar Simić**, “*Design and Development of Air Temperature and Relative Humidity Monitoring System With AVR Processor Based Web Server*”, In Proceedings of the International Conference And Exposition On Electrical And Power Engineering EPE, 16-18 October 2014, Iasi, Romania, ISBN: 978-1-4799-5849-8, pp. 38-41. (doi: 10.1109/ICEPE.2014.6969864)

10. **Mitar Simić**, Tomislav B. Šekara, Srđan Jokić, “*Model trofaznog transformatora zasnovan na nelinearnoj karakteristici praznog hoda*”, In Proceedings of the 21st Telecommunications forum TELFOR, 26-28 November 2013, Belgrade, Serbia, ISBN: 978-1-4799-1419-7, pp. 705-708. (doi: 10.1109/TELFOR.2013.6716326)
11. **Mitar Simić**, “*Realization of Complex Impedance Measurement System Based on the Integrated Circuit AD5933*”, In Proceedings of the 21st Telecommunications forum TELFOR, 26-28 November 2013, Belgrade, Serbia, ISBN: 978-1-4799-1419-7, pp. 573-576. (doi: 10.1109/TELFOR.2013.6716294)
12. **Mitar Simić**, “*Microcontroller Based System for Measuring and Data Acquisition of Air Relative Humidity and Temperature*”, In Proceedings of the 37th International Conference of IMAPS-CPMT Poland, 22-25 September 2013, Krakow, Poland, ISBN: 9788393246410.

Saopštenje sa nacionalnog skupa štampano u cijelini (M63)

1. **Mitar Simić**, “*Design of Monitoring and Data Acquisition System for Environmental Sensors*”, In Proceedings of the 10th International Symposium on Industrial Electronics INDEL 2014, Banja Luka, Bosnia and Herzegovina, November 6-8, 2014, ISBN: 978-99955-46-22-9, pp. 146-149.
2. **Mitar Simić**, Mariana Siretenau, “*Real Time Temperature And Relative Humidity Monitoring System Using LabView*”, In Proceedings of the international scientific conference ETIKUM-Metrology and Quality in Production Engineering and Environmental Protection, 19-20 June 2014, Novi Sad, Serbia, ISBN: 978-86-7892-616-7, pp. 67-70.
3. **Mitar Simić**, Marin Radak, “*Realization of RFID Monitoring Access System*”, In Proceedings of the INFOTEH-JAHORINA, 19-21 March 2014, Jahorina, Bosnia and Herzegovina, Vol. 13, ISBN: 978-99955-763-3-2, pp. 39-43.
4. **Mitar Simić**, “*SCADA aplikacija za vodenje procesa pneumo-transporta zeolita u fabrici glinice “Birač”A.D. Zvornik*”, In Proceedings of the INFOTEH-JAHORINA, 16-18 March 2011, Jahorina, Bosnia and Herzegovina, Vol. 10, ISBN: 978-99938-624-6-8, pp. 45-49.
5. **Mitar Simić**, “*Bežična RS-232 komunikacija (IrDA 2 modul)*”, In Proceedings of the INFOTEH-JAHORINA, 16-18 March 2011, Jahorina, Bosnia and Herzegovina, Vol. 10, ISBN: 978-99938-624-6-8, pp. 984-987.
6. **Mitar Simić**, “*Digitalna regulacija brzinskih servo-sistema*”, In Proceedings of the INFOTEH-JAHORINA, 17-19 March 2010, Jahorina, Bosnia and Herzegovina, Vol. 9, ISBN: 99938-624-2-8, pp. 1061-1065.

3. Biografija kandidata

Mitar Simić je rođen 17. oktobra 1987. godine u Ljuboviji, opština Ljubovija, SR Srbija, SFRJ. Osnovnu i srednju školu završio je u Bratuncu, Republika Srpska, Bosna i Hercegovina, 2002. i 2006. godine, respektivno.

Elektrotehnički fakultet Univerziteta u Istočnom Sarajevu upisao je 2006. godine. Diplomirao je 14. jula 2010. godine na odsjeku Automatika i elektronika sa prosječnom ocjenom 9,34. Diplomski rad na temu *Primena softverskog paketa InTouch u realizaciji sistema za daljinski nadzor i upravljanje* odbranio je sa ocjenom deset (10). U toku studiranja, bio je proglašavan za studenta sa drugim prosjekom ocjena na svakoj godini studija. Na međunarodnom takmičenju studenata elektrotehnike Elektrijski 2009 osvojio je ekipno drugo mjesto u disciplini Automatika. Drugi ciklus studija na Elektrotehničkom fakultetu Univerziteta u Istočnom Sarajevu završio je 13. septembra 2012. godine sa prosječnom ocjenom 9,78. Master rad na temu *Model električnog transformatora zasnovan na strujno-naponskoj karakteristici praznog hoda* odbranio je sa ocjenom deset (10). Doktorske studije na Fakultetu tehničkih nauka Univerziteta u Novom Sadu upisao je u decembru 2012. godine.

U periodu od 20. avgusta 2010. do 20. avgusta 2011. godine radio je kao inženjer pripravnik u fabrici glinice "Birač" A.D. Zvornik na radnom mjestu *Inženjer za sisteme upravljanja (DCS i SCADA sistemi)*. Od 1. septembra 2011. do 31. oktobra 2012. godine radio je u firmi "KV Tim" d.o.o. Sarajevo na radnom mjestu *Mlađi stručni saradnik za poslove razvoja*. Od 3. decembra 2012. do 3. decembra 2014. godine radio je kao *Early Stage Researcher* u firmi "North Point" d.o.o. u Subotici u okviru SENSEIVER FP7 projekta (www.senseiver.com). Boravio je kao gostujući istraživač na Institutu za elektronske tehnologije u Krakovu u Poljskoj (oktobar 2013. godine), Tehničkom univerzitetu u Jašiju, Rumunija (septembar i oktobar 2014. godine) i Fakultetu za računarstvo i informatiku u Ljubljani u Sloveniji (septembar 2016. godine). Od početka marta 2015. godine radi kao *Saradnik u nastavi (asistent)* na Elektrotehničkom fakultetu Univerziteta u Banjoj Luci.

Objavio je 3 rada u međunarodnim časopisima, 4 u domaćim časopisima, 12 na međunarodnim konferencijama i 6 na domaćim konferencijama. Na 22. telekomunikacionom forumu (TELFOR 2014, Beograd, Republika Srbija) nagrađen je za najbolji rad mladog autora (nagrada *Blažo Mirčevski*). Recenzent je časopisa *IEEE Sensors Journal* i *MAPAN Journal Metrology Society of India*. Član je studentske sekcije IEEE od 2016. godine, kao i Saveza inženjera i tehničara Srbije od 2010. godine. Bio je član organizacionog odbora (*Local Organizing Committee member*) konferencije Industrijska elektronika (INDEL) 2016. godine, i član programskog odbora (*Program Committee member*) konferencije European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD) 2017. godine.

