

UNIVERZITET CRNE GORE
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET

Luka Lazović

ANALIZA I DIZAJN ANTENA ZASNOVANIH NA
FRAKTALNOJ GEOMETRIJI

-DOKTORSKA DISERTACIJA-

Podgorica, 2022

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING
UNIVERSITY OF MONTENEGRO

Luka Lazović

ANTENNAS BASED ON FRACTAL GEOMETRY:
ANALYSIS AND DESIGN

-PHD THESIS-

Podgorica, 2022

PODACI O DOKTORANDU, MENTORU I ČLANOVIMA KOMISIJE

DOKTORAND

Ime i prezime: Luka Lazović
Datum i mjesto rođenja: 07.10.1987. Nikšić, Crna Gora.
Naziv završenog postdiplomskog studijskog programa: Elektrotehnički fakultet, odsjek *Elektronika, telekomunikacije, računari*, smjer *Mikrotalasna tehnika* – magistarske studije
Godina završetka: 2015.

MENTOR:

Prof. dr Ana Jovanović, redovni profesor,
Univerzitet Crne Gore, Elektrotehnički fakultet

KOMISIJA ZA OCJENU PODOBNOSTI TEZE I KANDIDATA:

Prof. dr Ana Jovanović, redovni profesor,
Univerzitet Crne Gore, Elektrotehnički fakultet
Prof. dr Dragan Filipović, redovni profesor,
Univerzitet Crne Gore, Elektrotehnički fakultet
Prof. dr Vesna Rubežić, redovni profesor,
Univerzitet Crne Gore, Elektrotehnički fakultet

KOMISIJA ZA OCJENU DOKTORSKE DISERTACIJE:

dr Branka Jakanović, naučni savjetnik Instituta
za Fiziku u Beogradu
Prof. dr Ana Jovanović, redovni profesor,
Univerzitet Crne Gore, Elektrotehnički fakultet
Prof. dr Vesna Rubežić, redovni profesor,
Univerzitet Crne Gore, Elektrotehnički fakultet

KOMISIJA ZA ODBRANU DOKTORSKE DISERTACIJE:

dr Branka Jakanović, naučni savjetnik Instituta
za Fiziku u Beogradu
Prof. dr Ana Jovanović, redovni profesor,
Univerzitet Crne Gore, Elektrotehnički fakultet
Prof. dr Vesna Rubežić, redovni profesor,
Univerzitet Crne Gore, Elektrotehnički fakultet
Prof. dr Branko Kolundžija, redovni profesor,
Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet
Prof. dr Zoran Veljović, redovni profesor,
Univerzitet Crne Gore, Elektrotehnički fakultet

DATUM ODBRANE:

4.11.2022. godine

Zahvaljujem se svojoj mentorki Prof. dr Ani Jovanović i Prof. dr Vesni Rubežić na dugogodišnjoj saradnji, uloženom trudu i podršci, na strpljenju koje su pokazale prema meni i pažljivom usmjeravanju. Veoma cijenim vrijeme provedeno zajedno u veoma prijatnoj atmosferi.

Posebnu zahvalnost dugujem dr Branki Jokanović sa Instituta za fiziku iz Beograda na velikoj pomoći, usmjeravanju i uloženom trudu i na neiscrpnom entuzijazmu koji posjeduje kao i na ukazanoj prilici da svoja istraživanja i dizajnirane antene eksperimentalno verifikujem u laboratoriji Instituta.

Na kraju, najveću zahvalnost dugujem svojoj porodici i svojoj majci na razumijevanju i безусловnoj podršci u toku čitavih studija.

Luka Lazović

PODACI O DOKTORSKOJ DISERTACIJI

Naziv doktorskih studija:	Doktorske studije elektrotehnike
Naslov doktorske disertacije:	Analiza i dizajn antena zasnovanih na fraktalnoj geometriji
Ključne riječi:	Fraktalne antene, Slot antene, Ultra-širokopojasne antene, Mikrotalasne antene, Štampane antene, Monopol antene, <i>Energy Harvesting</i> , Fraktali,
Datum prijave doktorske teze:	12.05.2022. godine
Datum sjednice Senata UCG na kojoj je prihvaćena teza:	28.10.2022. godine
Naučna oblast:	Elektrotehnika, Mikrotalasna tehnika
Uža naučna oblast:	Mikrotalasne antene

REZIME:

U ovoj disertaciji je predstavljen dizajn tri originalne ultra-širokopojasne štampane antene zasnovane na fraktalnoj geometriji. Parametri predloženih antena su dobijeni simulacijama, nakon čega su analizirani i upoređeni sa rezultatima predstavljenim u relevantnoj literaturi. Nakon toga, izvršena je eksperimentalna verifikacija dobijenih rezultata. Uzevši u obzir ekspanziju informaciono komunikacionih tehnologija i imajući u vidu predviđanje o enormnom rastu broja uređaja koji će koristiti bežične komunikacije, zatim konceptu napajanja uređaja prikupljanjem ambijentalne elektromagnetne energije (*Energy Harvesting*) i IoT konceptu, jasno je da antene u ovim slučajevima postaju ključni element, koji se koristi kako za komunikaciju, tako i za napajanje samih uređaja. To znači da je potrebno dizajnirati takvu antenu koja može da se koristi za *Energy Harvesting*, tj. da pokriva sve opsege u kojima se nalazi velika površinska gustina elektromagnetnog zračenja i antenu koja pokriva sve potrebne komunikacione opsege. Drugim riječima, treba projektovati ultra-širokopojasnu ili frekvencijski nezavisnu antenu, koja ima omnidirekcionu dijagram zračenja i dobru efikasnost. Sa druge strane, ove antene treba da budu malih dimenzija, tj. da budu električno male antene, izrađene na jeftinom supstratu i planarne geometrije koja se može lako implementirati sa ostalom elektronikom u uređaju.

Vodeći se opisanim zahtjevima, projektovane su tri antene koje zadovoljavaju sledeće kriterijume: ultra-širokopojasne, električno male antene, planarne i jednostavne za izradu, izrađene na jeftinom FR-4 supstratu, robusne na nehomogenosti materijala i greške u izradi. Antene se zasnivaju na fraktalnoj geometriji gdje je kao osnovni oblik iskorišćena kardioda. Prva predložena antena je uniplanarna ultra-širokopojasna fraktalna slot antena koja radi u opsegu od 1.8 GHz do 30 GHz i ima izuzetno male električne dimenzije od svega $0.21\lambda \times 0.285\lambda$ na najnižoj učestanosti od 1.8 GHz. Radni opseg antene pokriva sve postojeće komercijalne opsege za 3G, 4G, 5G, Wi-Fi, ISM, satelitske komunikacije i radare. Antena postiže pojačanje do 5 dBi. Druga i treća predložene antena su ultra-širokopojasne fraktalne monopol antene koje rade u opsegu od 4 GHz do 30 GHz. Antene su električno male, dimenzija $0.33\lambda \times 0.25\lambda$ i $0.27\lambda \times 0.40\lambda$, respektivno. Eksperimentalnom verifikacijom su potvrđeni rezultati dobijeni simulacijama, dok su upoređivanjem sa literaturom utvrđene prednosti predloženih antena.

UDK: 621.396.67(043.3)

INFORMATION ON DOCTORAL DISSERTATION

PhD study program:	PhD studies in Electrical Engineering
Dissertation title:	Antennas Based on Fractal Geometry: Analysis and Design
Keywords:	Fractal antennas, Ultra-wideband antennas, Microwave antennas, Printed antennas, Monopol antennas, Energy Harvesting, Fractals
Thesis application date:	May 12, 2022
Thesis acceptance date (UoM Senate Session):	October 28, 2022
Scientific area:	Electrical Engineering, Microwave technique
Specific scientific area:	Microwave antennas

ABSTRACT:

This dissertation presents the design of three original ultra-wideband printed fractal antennas. The parameters of the proposed antennas were obtained through simulations, and subsequently analyzed and compared with the results presented in the relevant literature. Furthermore, experimental verification of the obtained results was carried out. Taking into account the expansion of information and communication technologies as well as prediction of an enormous increase in the number of devices that will use wireless communications, moreover the Energy Harvesting concept and the IoT concept, it is clear that in these cases antennas play a key part, used both to communicate and power the said devices. This means that it is necessary to design an antenna which can be used for Energy Harvesting, i.e. to cover all the bands with a high surface density of electromagnetic radiation and an antenna that covers all the necessary communication bands. In other words, an ultra-broadband or frequency-independent antenna should be designed, having an omnidirectional radiation pattern and good efficiency. On the other hand, these antennas should be of small dimensions, i.e. electrically small, made on an inexpensive substrate and planar geometry easily implementable beside other electronics in the device. Based on the described requirements, three antennas were designed that meet the following criteria: ultra-broadband, electrically small antennas, planar and easy to manufacture, made on an inexpensive FR-4 substrate, robust against material inhomogeneity and manufacturing errors. The antennas are fractal, where the cardioid is used as the basic shape. The first proposed antenna is a uniplanar ultra-wideband fractal slot antenna that operates in the range of 1.8 GHz to 30 GHz and has extremely small electrical dimensions of only $0.21\lambda \times 0.285\lambda$ at the lowest frequency of 1.8 GHz. The working range of the antenna covers all existing commercial bands for 3G, 4G, 5G, Wi-Fi, ISM, satellite communications and radars. The antenna achieves a gain of up to 5 dBi. The second and third proposed antennas are ultra-wideband fractal monopole antennas operating in the 4 GHz to 30 GHz range. The antennas are electrically small, measuring $0.33\lambda \times 0.25\lambda$ and $0.27\lambda \times 0.40\lambda$, respectively. Experimental verification confirmed the results obtained through simulations, while comparison with the literature established the advantages of the proposed antennas.

UDK: 621.396.67(043.3)

Izvod iz teze

U ovoj disertaciji je dat predlog fraktalnih ultra-širokopolasnih antena za upotrebu u sistemima za prikupljanje ambijentalne elektromagnetne energije, u IoT i komunikacionim sistemima. Dizajnirane su tri antene koje zadovoljavaju sledeće kriterijume: ultra-širokopolasne, električno male antene, planarne, jeftine i jednostavne za izradu, robustne na nehomogenosti materijala i greške u izradi. Predložene su tri antene koje zadovoljavaju ove kriterijume.

Disertacija je organizovana u sedam glava sa dodatkom uvoda i zaključka. Predstavljena je osnovna teorijska pozadina neophodna za objašnjavanje i razumijevanje metoda korišćenih u ovom istraživanju. Teorija koja stoji iza dizajniranja antena i razumijevanja njihovog rada je obimna, tako da su ovdje izostavljene opšte poznate stvari, kao i teorija i tehnike koje se ne tiču predloženih antena.

U uvodu su date osnovne ideje za početak istraživanja koja su rezultirala ovom disertacijom. Ukratko su opisani zahtjevi koji se stavljaju pred projektante, zahtjevi i ciljevi današnjeg tehnološkog zamaha, kao i trenutno stanje u ovoj oblasti. Opisana je motivacija za ovaj rad, definisan je istraživački problem, ciljevi i namjena ovog istraživanja kao i metodologija korišćena u ovom istraživanju.

U drugoj glavi je data osnovna teorija vezana za planarne antene, i to isključivo onaj dio teorije koji je neophodan za razumijevanje načina na koji se došlo do ovih predloženih antena, za razumijevanje prednosti i mana pojedinih tehnika kao i osnovni principi koji stoje iza projektovanja i mjerenja. Opisane su mikrotrakaste i slot antene, dati načini njihovog napajanja, kao i problemi koje bi trebalo prevazići. U drugom dijelu opisane su i tehnike koje stoje iza softvera za simulaciju korišćenog u ovoj disertaciji. Takođe, dat je i pregled eksperimentalnih metoda koje se koriste za mjerenje parametara antene, tj. onih tehnika koje su korišćene u ovom istraživanju.

Treća glava je posvećena svijetu fraktala i osnovnim konceptima koji stoje iza njih. Definisane su osnovne veličine kojima se opisuju kao i metodi kojima se generišu. Kardioda, kao osnovna geometrija ovih antena je takođe detaljno opisana u ovoj glavi.

U četvrtoj glavi su opisane fraktalne antene i širokopolasne antene. Prikazane su tehnike kako jedna fraktalna antena zrači, koji mehanizmi se nalaze iza njenih multirezonantnih i širokopolasnih karakteristika, kao i tehnike kojima se može izvršiti minijaturizacija antena.

U petoj glavi je dat pregled literature i aktuelnih radova iz oblasti širokopolasnih i fraktalnih antena, a sve u cilju upoređivanja rezultata predloženih antena i drugih rješenja koja se mogu naći u literaturi. Dat je pregled najznačajnijih i najupečatljivijih antena i njihovo poređenje. Izvršeno je poređenje super-širokopolasnih antena na FR-4 supstratu, zatim poređenje fraktalnih antena i poređenje slot antena na FR-4 supstratu. Na samom kraju, s obzirom na to da je u literaturi prisutan veliki broj fraktalnih antena, kao neki pokazni primjer, date su slike nekih hibridnih antena koje su nastale kombinacijama dva ili više fraktala.

Šesta glava je posvećena prezentovanju rezultata predložene ultra-širokopojasne fraktalne slot antene, opisu geometrije i parametarskoj analizi. Takođe, dati su i eksperimentalni rezultati koji potvrđuju rezultate simulacija. Pored ovoga, s obzirom na to da je ova antena prva opisana, u ovoj glavi su opisani i rezultati simulacija uticaja FR-4 supstrata i njegovih nehomogenosti na rezultate simulacija i opravdanost njegovog korišćenja za frekvencije do 30 GHz. Takođe, uticaj i opravdanost korišćenja SMA konektora do 30 GHz je prikazan u ovoj glavi. Kako je ova antena predviđena za *Energy Harvesting* prikazane su i simulacije antenskih nizova i reflektora koji bi poboljšali performanse predložene antene u ovim sistemima.

U sedmoj i osmoj glavi su opisane druge dvije fraktalne monopol antene koje rade u opsegu od 4 GHz do 30 GHz i zadovoljavaju uslove definisane u ciljevima istraživanja. Predstavljena je parametarska analiza ovih antena i rezultati simulacija sa optimalno izabranim parametrima.

U zaključku su sumirani svi rezultati ovog istraživanja, i dat je kratak pregled ove disertacije. Opisani su ostvareni rezultati, kao i performanse tri predložene antene. Takođe, dat je pregled sistema gdje se one mogu koristiti i razlozi zašto bi one bile bolje od nekih postojećih antena.

Thesis overview

This dissertation proposes fractal ultra-wideband antennas for use in ambient electromagnetic energy harvesting systems, as well as in IoT and communication systems. Three antennas that meet the following criteria have been designed: ultra-wideband, electrically small antennas, planar, cheap and easy to manufacture, robustly resistant to material inhomogeneities and manufacturing errors. Three antennas meeting this criteria are detailed below.

The thesis consists of seven chapters alongside an introduction and a conclusion. Basic theoretical background necessary for explaining and understanding the methods used in this research is presented. The theory behind designing antennas and understanding their operation is extensive, so common knowledge is left out, including theories and techniques that do not concern the proposed antennas.

The introduction gives the basic ideas for starting the research that resulted in this dissertation. It contains the brief description of the requirements for designers, requirements and goals of today's technological development, as well as the current situation in this field. The motivation for this work is described, the research problem, goals and purpose of this research, as well as the methodology used in it are defined.

The second chapter lays out the basic theory related to planar antennas, and exclusively the portion of it necessary to understand how these proposed antennas came about, to understand the advantages and disadvantages of certain techniques and the basic principles behind its design and measurement. Microstrip and slot antennas are described, their power supply operation given, as well as the problems to be solved. The second part also describes the techniques behind the simulation software used in this dissertation. Also, an overview of experimental methods used to measure antenna parameters is given, i.e. the techniques used in this research.

The third chapter is dedicated to the world of fractals and the basic concepts behind them. The basic quantities by which they are described are defined, as well as the methods by which they are generated. Cardioids, as the basic geometry of these antennas are also detailed in this chapter.

The fourth chapter describes fractal antennas and broadband antennas. The ways in which a fractal antenna radiates, the mechanisms which are behind its multiresonant and broadband characteristics, as well as techniques that can be used to miniaturize antennas, are presented.

The fifth chapter provides an overview of the literature and current situation in the field of broadband and fractal antennas, serving as a comparison of the results of the proposed antennas and other solutions that can be found in the literature. Following is an overview of the most important and impressive antennas and their comparison. The comparison of super-broadband antennas on FR-4 substrate was performed, then the comparison of fractal antennas, as well as the comparison of slot antennas on FR-4 substrate. Finally, since a large number of fractal antennas can be found in the literature,

images of some hybrid antennas created by combinations of two or more fractals are given as an illustration.

The sixth chapter is dedicated to presenting the results of the proposed ultra-broadband fractal slot antenna, describing its geometry and parametric analysis. Also, experimental results are given confirming the results of the simulations. Additionally, since this antenna was the first to be described, this chapter also describes the simulation results of the influence of FR-4 substrate and its inhomogeneities on the simulation results and the justification of its use for frequencies up to 30 GHz. The impact and justification of using SMA connectors up to 30 GHz is also shown in this chapter. As the antenna proposed in this chapter is intended for Energy harvesting, we can see simulations of antenna arrays and reflectors that would improve the performance of the proposed antenna in these systems.

Chapters seven and eight describe the other two fractal monopole antennas operating in the range of 4 GHz to 30 GHz which meet the conditions defined in the research objectives. The parametric analysis of these antennas and the results of simulations with optimally selected parameters are presented.

In conclusion, the entirety of this research results is summarized, and a brief overview of this dissertation is given. The achieved results are described, as well as the performance of the three proposed antennas. Lastly, an overview of the system where they can be used is given and the reasons why it would be an improvement compared to some existing antennas.

Sadržaj

1	Uvod	14
1.1	Motivacija	15
1.2	Ciljevi i namjena	16
1.3	Definisanje istraživačkog problema	16
1.4	Metodologija	17
2	Štampane antene	18
2.1	Planarne antene	18
2.1.1	Mikrotrakasta antena	19
2.1.2	Gubici u mikrotrakastim antenama	23
2.1.3	Napajanje mikrotrakastih antena	23
2.1.4	Slot antena	26
2.1.5	Napajanje slot antena	28
2.1.6	Izbor supstrata	28
2.2	Parametri antene	29
2.3	Principi projektovanja antena	29
2.4	CAD simulacije	31
2.5	Eksperimentalna mjerenja	33
2.5.1	Mjerenje parametara rasijanja	33
2.5.2	Mjerenje dijagrama zračenja	35
2.5.3	Mjerenje pojačanja	39
2.5.4	Mjerenje direktivnosti i efikasnosti	40
2.5.5	Mjerenje impedanse	40
2.5.6	Mjerenje električno malih antena	41
3	Fraktali	43
3.1	Generisanje fraktala pomoću iterativne funkcije	46
3.2	Fraktalna dimenzija	51
3.2.1	Faktor i red iteracije	52
3.3	Ugniježdjeni fraktali	53
3.4	Mandelbrotov fraktal	54
3.5	Kardioida	55
4	Fraktalne antene	58
4.1	Antene sa kontinualnom promjenom širine slota	64
4.2	Širokopojasne antene	66
4.3	Tehnike minijaturizacije antena	67
4.3.1	Radiofrekvencijski spektar	69

5	Pregled literature	70
5.1	Uporedni pregled super-širokopojasnih antena na FR-4 supstratu	71
5.2	Uporedni pregled fraktalnih antena	76
5.2.1	Antene na FR4 supstratu	76
5.2.2	Fraktalne slot antene na FR-4 supstratu	79
5.3	Hibridne antene	84
6	Fraktalna ultra-širokopojasna slot antena u obliku kardioide	85
6.1	Predlog dizajna antene	85
6.1.1	Uticaj broja iteracija fraktala na parametre antene	87
6.2	Parametarska analiza	88
6.2.1	Uticaj faktora iteracije	89
6.2.2	Uticaj parametra a_2	89
6.2.3	Uticaj parametra a_3	90
6.2.4	Uticaj parametra g	90
6.3	Rezultati simulacija	91
6.3.1	Dijagrami zračenja	92
6.3.2	Raspodjela struje	94
6.3.3	Električno i magnetno polje antene	96
6.3.4	Impedansa antene	96
6.3.5	Poređenje rezultata	97
6.4	Eksperimentalni rezultati	97
6.5	Dodatne simulacije	101
6.5.1	Uticaj parametara supstrata FR-4 na rezultate simulacija	101
6.5.2	Skalabilnost antene	102
6.5.3	Nizovi	106
6.5.4	Reflektori	107
6.5.5	Upotreba antene za prikupljanje ambijentalne elektromagnetne energije	109
7	Fraktalna ultra-širokopojasna monopol antena u obliku kardioide	112
7.1	Predlog dizajna antene	112
7.1.1	Uticaj geomerije mase na parametre antene	114
7.1.2	Uticaj geometrije <i>patch</i> -a na parametre antene	115
7.1.3	Uticaj slotu u masi na parametre antene	116
7.2	Parametarska analiza	117
7.2.1	Uticaj faktora iteracije	118
7.2.2	Uticaj parametra L_c	120
7.2.3	Uticaj parametra W_1	120
7.2.4	Uticaj parametra L_g	121
7.3	Rezultati simulacija	122
7.3.1	Dijagrami zračenja	123
7.3.2	Raspodjela struje	123
7.3.3	Električno i magnetno polje antene	126
7.3.4	Impedansa antene	126
7.4	Eksperimentalni rezultati	127
7.4.1	Dijagrami zračenja	128
7.5	Dodatne simulacije	130

8	Fraktalna ultra-širokopojasna <i>nested</i> antena u obliku kardioide	131
8.1	Predlog dizajna antene	131
8.1.1	Uticaj broja iteracija fraktalne geometrije <i>patch</i> -a na parametre antene	133
8.2	Parametarska analiza	134
8.2.1	Uticaj faktora iteracije	134
8.2.2	Uticaj parametra a_3	135
8.2.3	Uticaj parametra a_5	135
8.2.4	Uticaj parametra a_1	137
8.2.5	Uticaj parametra W_1	137
8.2.6	Uticaj parametra W	138
8.2.7	Uticaj parametra L_g	139
8.3	Rezultati simulacija	139
8.3.1	Dijagrami zračenja	141
8.3.2	Raspodjela struje	143
8.3.3	Električno i magnetno polje antene	145
8.3.4	Impedansa antene	145
9	Zaključak	147

Spisak slika

2.1	Planarne antene koje se koriste u mobilnim komunikacijama	19
2.2	Mikrotrakasta antena i efektivna dielektrična konstanta	21
2.3	Tehnike napajanja mikrotrakastih antena. (a) Izgled <i>patch</i> antene, (b) Napajanje koaksijalnim kablom, (c) Napajanje spregnutim vodovima i (d) Napajanje prerezom.	24
2.4	Različiti načini za napajanje antena mikrotrakastim vodom	25
2.5	Babinetov princip u optici	26
2.6	Dijagram zračenja slot antene i komplementarne dipol antene	27
2.7	Načini napajanja slot antene	28
2.8	Algoritam za dizajniranje antene	30
2.9	Blok dijagram procesa mjerenja S-parametara pomoću analizatora mreže .	34
2.10	Mrežni analizator Anritsu MS4647A	35
2.11	Model sistema za mjerenje dijagrama zračenja	35
2.12	Oblasti elektromagnetnog polja antene	37
2.13	Formiranje dijagrama zračenja antene	37
2.14	Sferni koordinatni sistem	38
2.15	Postavka za mjerenje dijagrama zračenja sfernim skeniranjem	39
3.1	Fraktali u prirodi. Redom: pahuljica, presjek glavice kupusa, kristali bizmuta, cvijet, biljka aloa, paprat, riječni sliv, školjka puža, rijeka u pustinji i list.	44
3.2	Koncept samo-sličnosti	45
3.3	Afine transformacije.	46
3.4	Primjer generisanja Sierpinski trougla pomoću iterativne funkcije transliranja	48
3.5	Procedura generisanja Sierpinski fraktala iterativnom funkcijom	48
3.6	Primjer generisanja Sierpinski trougla pomoću iterativne funkcije rotiranja i transliranja	48
3.7	Generisanje Kohove krive pomoću iterativne funkcije iz jednačine 3.8 . . .	49
3.8	Primjer generisanja Kohove pahuljice	49
3.9	Primjer generisanja Kohove pahuljice pomoću šestougla	50
3.10	Primjer Kohove krive sa multi-fraktalnim skaliranjem	52
3.11	Primjer kvazi-samo-sličnosti Kohove krive	53
3.12	Primjeri nested geometrije	53
3.13	Apolonian gasket i nested Apolonian gasket	54
3.14	Mandelbrotov fraktal	54
3.15	Kriva limakon za različite vrijednosti parametra b	56
3.16	Proces konstruisanja kardioide	56
3.17	Kardioda definisana jednačinom $r = 2a(1 - \cos \theta)$ gdje je $a=1$	57

4.1	Log periodična antena - prva fraktalna antena	59
4.2	Žičana antena u obliku Minkovski fraktala iz [28]	60
4.3	Monopol antena zasnovana na Sierpinski trouglu iz [33]: a) Izgled i dimen- zije antene, b) Ilustracija frekvencijskih opsega koji se generišu pojedinim djelovima strukture, c) Koeficijenti refleksije i radni opsezi ove antene . . .	61
4.4	Fraktalna antena u obliku Kohove pahuljice iz rada [34]. Na slici desno su predstavljene otpornosti i reaktanse za različite iteracije ove antene	62
4.5	Fraktalna antena u obliku Kohove krive iz rada [35]. Na slici desno su predstavljene otpornosti i reaktanse za različite iteracije ove antene	62
4.6	Vertikalna monopol antena i pet iteracija Hilbertove krive na FR-4 sup- stratu iz rada [36]. Na slici desno je predstavljena izmjerena impedansa . .	63
4.7	Efikasnost kompresije Kohovih i Hilbertovih monopola iz [36]	64
4.8	Antena zasnovana na geometriji Kantorovog skupa [37]	64
4.9	Različiti profili tejpera	65
4.10	Modifikacije geometrije Vivaldi i Fermi antena iz literature	65
4.11	Spiralna antena iz rada [27]	66
4.12	Pregled raznih oblika ultra-širokopojasnih antena i tehnika za povećanje propusnog opsega	67
4.13	Raspodjela RF spektra za ITU region 1	69
5.1	CPW napajana heksagonalna Sierpinski fraktalna antena iz rada [45]. . . .	71
5.2	CPW napajana monopol antena u obliku propelera [56]	71
5.3	Štampana eliptična slot antena iz [57]	72
5.4	SWB monopol antena sa fraktalnim komplementarnim slotovima iz [10] . .	72
5.5	Antena u obliku "probodenog srca" iz [58]	72
5.6	CPW planarna monopol antena sa povećanim opsegom impedansi iz [59] .	73
5.7	Širokopojasna antena u obliku vjetrenjače iz [60]	73
5.8	Širokopojasna antena u obliku lista paprati [61]	74
5.9	Nested fraktalne antene sa četiri opsega iz [19]	76
5.10	Fraktalne antene u obliku heksagonalnih prstenova iz [21]	76
5.11	Multirezonantna fraktalna monopol antena iz [25]	77
5.12	Antena u obliku Hilbertovog fraktala iz [66]	77
5.13	Fraktalna antena u obliku točka iz [67]	78
5.14	Fraktalna antena u obliku antičkog novčića iz [22]	78
5.15	Fraktalna antena sa šestougaoim prstenovima iz [68]	78
5.16	Fraktalna antena u obliku leptira iz [69]	79
5.17	Fraktalna cirkularna slot antena iz [76]	81
5.18	CPW napajana fraktalna Minkovski antena iz [77]	81
5.19	Multirezonantna fraktalna slot antena iz [78]	81
5.20	CPW napajana slot antena u obliku Kohovog fraktala iz [79]	82
5.21	Slot antena u obliku slova S iz [80]	82
5.22	Primjeri hibridnih fraktalnih antena iz preglednog rada [54]	84
6.1	Generisanje fraktala u obliku kardioide iterativnom funkcijom opisanom jednačinom 6.2	86
6.2	Geometrija predložene fraktalne antene	87
6.3	Simulirani koeficijenti refleksije za različiti broj iteracija fraktalne antene .	88

6.4	Simulirani koeficijenti refleksije za drugu iteraciju fraktalne antene za različite $IF_1=a_3/a_2$ promjenom parametra a_2 : (a) $a_2=3.91$, (b) $a_2=4.18$, (c) $a_2=4.45$ i (d) $a_2=4.72$. Parametri $a_1=6.6$ i $a_3=3.4$	89
6.5	Simulirani koeficijenti refleksije fraktalne antene za različite vrijednosti faktora iteracije $IF_1=a_3/a_2$ koja se postiže promjenom parametra a_3 kada su $a_1=6.6$ i $a_2=4.55$: (a) $a_3=3.64$, (b) $a_3=4.82$, (c) $a_3=6.06$ i (d) $a_3=6.55$. . .	90
6.6	Simulirani koeficijent refleksije za različite vrijednosti dimenzije g	91
6.7	Simulirani dobitak i efikasnost predložene antene	91
6.8	Simulirani trodimenzioni dijagrami zračenja	92
6.9	Simulirani dijagrami zračenja u E-ravni i H-ravni	93
6.10	Površinska gustina struje za različite učestanosti	94
6.11	Raspodjela struje po površini antene za različite učestanosti	95
6.12	Električno i magnetno polje antene	96
6.13	Simulirana impedansa antene	96
6.14	Realizovana fraktalna antena u obliku kardioide dimenzija 35 mm \times 47 mm	98
6.15	Poređenje mjerenih i simuliranih koeficijenata refleksije antene sa i bez SMA konektora	98
6.16	Mjerna postavka za mjerenje karakteristika antene	99
6.17	Mjereni i simulirani dobitak predložene antene	100
6.18	Mjereni i simulirani dijagrami zračenja u E-ravni i H-ravni	100
6.19	Parametri ε'' , ε' i $\tan\delta$ realnog FR-4 supstrata u CST-u u funkciji frekvencije korišćeni u simulacijama	101
6.20	Simulacije koeficijenta refleksije predložene antene za različite vrijednosti dielektrične konstante FR-4 supstrata	102
6.21	Parametri refleksije za različite dimenzije skalirane antene	103
6.22	Dijagrami zračenja u H ravni na frekvencijama 3 GHz, 5 GHz, 9 GHz i 13 GHz za različiti procenat skaliranja antene: 70 %, 80 %, 120 % i 130 % . .	104
6.23	Dijagrami zračenja u H ravni na frekvencijama 17 GHz, 20 GHz, 24 GHz i 28 GHz za različiti procenat skaliranja antene: 70 %, 80 %, 120 % i 130 %	105
6.24	Dijagrami zračenja nizova na rastojanju $0.7\lambda_0$ sa 4 elementa i sa 8 elemenata	106
6.25	Dijagrami zračenja nizova na rastojanju $0.7\lambda_0$ sa 4 elementa i sa 8 elemenata	106
6.26	Dijagrami zračenja nizova na rastojanju $0.7\lambda_0$ sa 4 elementa i sa 8 elemenata	107
6.27	Reflektor dimenzija $3W \times 3L$ na $\lambda_0/4$ iza antene	107
6.28	Uporedni dijagrami zračenja antene sa i bez reflektora za 5.8 GHz, 10 GHz i 20 GHz. Reflektor dimenzija $3W \times 3L$ na rastojanju $\lambda_0/4$ iza antene . . .	108
6.29	Uporedni dijagrami zračenja antene sa i bez sa reflektora dimenzija $3W \times 3L$ i $W \times L$ na rastojanju $\lambda_0/4$ iza antene za frekvencije 5.8 GHz, 10 GHz i 20 GHz.	108
6.30	Komercijalni komunikacioni opsezi po CEPT (<i>Commission for European Post and Telecommunications</i>), ITU (<i>International Telecommunication Union</i>) i FCC (<i>Federal Communication Commission</i>)	109
6.31	Simulirane vrijednosti impedanse predložene antene upoređene sa simuliranim i mjerenim konjugovano kompleksnim impedansama SMS 7630 diode sa potrošačem impedanse $R_{LOAD}=3\text{ k}\Omega$ i ulaznom snagom $P_{IN}=-20\text{ dBm}$.	110
6.32	Simulirane vrijednosti impedanse predložene antene upoređene sa simuliranim i mjerenim konjugovano kompleksnim impedansama SMS 7630 diode sa potrošačem impedanse $R_{LOAD}=3\text{ k}\Omega$ i ulaznom snagom $P_{IN}=0\text{ dBm}$. .	111

6.33	Izgled <i>Rectenna</i> -e sa optimalnom pozicijom diode i izgled niza antena sa dualnom polarizacijom	111
6.34	Planarni niz <i>Rectenna</i>	111
7.1	Generisanje fraktala u obliku kardioide iterativnom funkcijom opisanom u jednačini 7.2	113
7.2	Geometrija predložene fraktalne antene	114
7.3	Geometrija kružne <i>patch</i> antene i koeficijenti refleksije za različite geometrije mase	115
7.4	Proces generisanja fraktalne geometrije i simulirani S parametri za različite iteracije fraktalnih antena	116
7.5	Simulirani S parametri za različite iteracije fraktalnih antena sa slotom u redukovanoj masi	117
7.6	Simulirani koeficijenti refleksije za četiri različita faktora iteracije IF kada je a_2 konstantno i $a_2=0.92$: (a) $IF=0.50$, (b) $IF=0.45$, (c) $IF=0.42$ (d) $IF=0.40$ i (e) $IF=0.36$	118
7.7	Simulirani koeficijenti refleksije za četiri različita faktora iteracije IF kada je a_1 konstantno i $a_1=1.84$: (a) $IF=0.27$, (b) $IF=0.54$, (c) $IF=0.72$ i (d) $IF=0.90$	119
7.8	Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra L_G	120
7.9	Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra W_1	121
7.10	Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra L_g	122
7.11	Simulirane vrijednosti pojačanja i efikasnosti predložene antene	122
7.12	Trodimenzioni dijagrami zračenja	123
7.13	Simulirana površinska struja	124
7.14	Simulirana površinska gustina struje	125
7.15	Simulirano električno i magnetno polje na raznim učestanostima	126
7.16	Simulirana impedansa antene	127
7.17	Izgled izrađene antene	127
7.18	Uporedni dijagram simuliranih i mjerenih rezultata	128
7.19	Uporedni prikaz simuliranih i mjerenih dijagrama zračenja u E i H ravni	129
7.20	Uporedne analize originalne i antena sa skaliranim dimenzijama (70%, 80%, 120% i 130%)	130
8.1	Generisanje fraktala u obliku kardioide iterativnom funkcijom opisanom u jednačini 8.2	132
8.2	Geometrija predložene fraktalne antene	133
8.3	Proces generisanja fraktalne geometrije i simulirani S parametri za različite iteracije fraktalnih antena	134
8.4	Simulirani koeficijenti refleksije za četiri različita faktora iteracije IF kada je a_1 konstantno i $a_1=2.2$: (a) $IF=0.98$, (b) $IF=0.95$, (c) $IF=0.93$ i (d) $IF=0.90$	135
8.5	Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra a_3	136
8.6	Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra a_5	136
8.7	Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra a_1	137
8.8	Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra W_1	138
8.9	Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra W	138
8.10	Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra L_g	139
8.11	Simulirana vrijednost parametra S_{11} predložene antene	140

8.12	Simulirane vrijednosti pojačanja i efikasnosti predložene antene	140
8.13	Trodimenzioni dijagrami zračenja	141
8.14	Dijagrami zračenja predložene antene u E i H ravni	142
8.15	Simulirana površinska struja	143
8.16	Simulirana površinska gustina struje	144
8.17	Simulirano električno i magnetno polje na raznim učestanostima	145
8.18	Simulirana impedansa antene	146

Spisak tabela

2.1	Poređenje planarnih antena	20
2.2	Poređenje tehnika napajanja mikrotrakastih antena	25
2.3	Poređenje metoda numeričke analize	32
3.1	Poređenje Euklidove i fraktalne geometrije	45
5.1	Poređenje ultra-širokopojasnih štampanih antena na FR-4 supstratu	75
5.2	Poređenje fraktalnih štampanih antena na FR-4 supstratu	80
5.3	Poređenje štampanih slot antena na FR-4 supstratu	83
6.1	Upoređivanje rezultata predloženih super-širokopojasnih antena na FR-4 supstratu sa predloženom antenom u pogledu različitih parametara.	97

Glava 1

Uvod

Uzimajući u obzir ekspanziju informaciono komunikacionih tehnologija, pogotovo mobilnih komunikacija i imajući u vidu predviđanje da će do 2025. 38 milijardi uređaja biti povezano u okviru koncepta IoT a 1.5 milijardu na 5G mrežu, jasno je da razvoj tehnologije mora ići ka jednostavnim i jeftinim rješenjima. S obzirom na to da su svi uređaji bežično povezani, kao i to da naredne generacije mobilnih komunikacija koriste prostorno filtriranje, antene postaju ključni elementi na kojoj treba raditi u smislu pojednostavljivanja. Sa druge strane, sama ekspanzija bežičnih komunikacija, bilo kog tipa, dovodi do povećanja izračene elektromagnetne energije, čime *Energy Harvesting* koncept, koji predviđa prikupljanje ambijentalne elektromagnetne energije, dobija na popularnosti. Naravno, sada je više nego ikad poželjno da uređaji u sklopu IoT koncepta imaju autonomno napajanje pomoću antene, jer su i dizajnirani tako da rade sa veoma malom potrošnjom snage, a ujedno da tu istu antenu koriste za sve komunikacije koje su im neophodne. To znači da je potrebno dizajnirati takvu antenu koja može da se koristi za *Energy Harvesting* koncept, tj. da pokriva sve opsege u kojima se nalazi velika gustina elektromagnetnog zračenja i antenu koja pokriva sve potrebne komunikacione opsege. Drugim riječima, treba projektovati ultra-širokopojasnu ili frekvencijski nezavisnu antenu, koja ima omnidirekcionu dijagram zračenja i dobru efikasnost. Pored svega navedenog, ključna stvar jeste da ta antena treba da bude malih dimenzija, tj. da bude električno mala antena, na veoma jeftinom supstratu i planarne geometrije koja vrlo jednostavno može da se izradi na istom supstratu na kojem se nalazi ostatak elektronike u uređaju. Uzevši u obzir cijenu senzora i materijala i jednostavnost izrade, antena treba da bude robustna na greške pri izradi i u slučaju lošeg kvaliteta materijala.

U literaturi se može pronaći veliki broj antena različitih performansi i za upotrebu u raznim sistemima. Koji bi to onda bio kriterijum za efikasnu antenu? Da bi antena bila upotrebljiva treba efikasno da zrači elektromagnetne talase sa što je moguće većom direktivnošću i pojačanjem. Ili, da ima omnidirekciono zračenje i veliko pojačanje. Sa druge strane tu je i zahtjev da bude električno mala antena. Poželjno je i da ima što veći radni opseg, tj. da bude širokopojasna. Ovi ciljevi su u suprotnosti sa fizičkim ograničenjima što posebno dolazi do izražaja na visokim učestanostima. U suštini, svaka antena je kompromis između ovih zahtjeva. Projektovanje antene se uglavnom zasniva na izboru neke geometrije a zatim na analizi performansi te antene. Posebno interesantna grupa su fraktalne antene. Oblik ovih antena se zasniva na fraktalnoj geometriji. Generalno gledano, ove antene su prirodno širokopojasne i električno male antene, te se pokazuju kao veoma efikasne, pogotovo u kombinaciji sa drugim tipovima antena. Za ovu tezu, od posebnog interesa su planarne antene, s obzirom na zahtjeve da antena treba da se

integriše sa ostatkom elektronike i da se može vrlo lako izraditi. Antene čija se geometrija zasniva na matematičkim krivim linijama su posebno interesantne. Vivaldi i Fermi antene su primjeri slot antene sa kontinualnom promjenom širine slota po eksponencijalnom zakonu. Upravo se upotrebom raznih krivih linija, po čijim zakonitostima bi se širio slot, pokušala dizajnirati antena koja bi mogla odgovoriti na zahtjeve savremenih komunikacionih sistema.

Ideja za geometriju tri predložene antene je Mandelbrotov fraktal, odnosno kardioda kao osnovna geometrija tog fraktala. Analizirajući razne fraktalne geometrije u kojima je kardioda osnovni oblik sa idejom da se dizajnira multirezonantna antena koja pokriva što je više moguće komercijalnih opsega, došlo se do fraktalnih geometrija i tipova antena sa optimalnim parametrima pri kojima ove antene zadovoljavaju sve gore navedene kriterijume i uz to su ultra-širokopojasne. Sve tri antene su izrađene na veoma jeftinom i široko dostupnom FR-4 supstratu debljine 1.58 mm.

1.1 Motivacija

Motivacija za ovaj rad se pronalazi u zahtjevima tržišta Informaciono komunikacionih tehnologija koje je u sve većem i ubrzanijem razvoju. Ovaj razvoj, u tehničkom smislu, se može najviše vidjeti u tri ključne tehnologije: 5G, IoT (engl. *Internet of Things*) i *Energy Harvesting*. Antene, više nego ikad ranije, igraju veliku ulogu u ovom razvoju. Predviđanja da će u sklopu IoT sistema desetine milijardi uređaja biti bežično povezano na internet u prvi plan ističu cijenu, a samim tim i jednostavnost i dimenzije tih uređaja. Antena kao neizostavni dio IoT uređaja samim tim mora biti vrlo jednostavna, malih gabarita, jeftina, širokopojasna, višefrekventna i vrlo jednostavna za integraciju sa ostatkom elektronike. Ta jedna IoT antena mora pokrivati sve potrebne komunikacione opsege. Jasno je da se u literaturi može pronaći dosta dobrih rješenja ali se najčešće radi o antenama velikih dimenzija (koje nisu planarne) i antenama na izuzetno skupim supstratima gdje cijena antene uveliko prevazilazi cijenu samog uređaja. 5G komunikacioni sistemi takođe zahtijevaju jednostavnu višefrekventnu širokopojasnu antenu koja bi pokrila sve komercijalne opsege [1]. Jedna od ključnih tehnika koja se uvodi u petoj generaciji je i prostorno multipleksiranje odnosno prostorno filtriranje. Antenski nizovi kako na predajnoj tako i na prijemnoj strani su osnov ove tehnologije.

Sa druge strane, povećanjem broja uređaja aktuelizuje se tema potrošnje energije. Problemi sa napajanjem senzora ili drugih uređaja u IoT sistemima ponovo aktuelizuju priču o *low power* elektronici, ali ovaj put sa akcentom na tehnikama punjenja baterije ili čak i cjelokupnog napajanja uređaja prikupljanjem ambijentalne elektromagnetne energije. Taj koncept je poznatiji kao *Energy Harvesting*. I u ovoj tehnici ključan dio predstavlja antena. Ta antena mora da bude ultra-širokopojasna, omnidirekcionalna i naravno jednostavne strukture i male cijene. Najveći dio elektromagnetne energije jeste skoncentrisan na učestanostima koje koriste mobilni telekomunikacioni sistemi, ali se ovdje javlja potreba prikupljanja elektromagnetne energije i iz drugih izvora kao što su GPS i satelitski sistemi. Bez problema se može reći da je veliki izazov dizajnirati antenu koja će prikupljati elektromagnetnu energiju istovremeno iz komunikacionih opsega za mobilnu telefoniju kao i iz opsega koje koriste satelitske komunikacije.

Da bi se ispunili ovi zahtjevi aktuelna istraživanja su usmjerena na dizajniranje jednostavne antene koju je lako fabrikovati, jeftine antene koja se može lako integrisati sa ostalom elektronikom, ultraširokopojasne ili višefrekventne antene koja pokriva veći broj komunikacionih opsega. Kao jedno od rješenja koje bi ujedno i definisalo pravac ovog

istraživanja nameće se antena sa fraktalnom geometrijom. Fraktalne antene su prirodno širokopojasne i imaju više rezonantnih učestanosti.

Uzevši sve ovo u obzir došlo se do ideje da se ispita geometrije antene zasnovane na Mandelbrotovim skupovima i da se pokuša, koristeći geometrijske oblike ovog skupa, dizajnirati antena koja bi zadovoljila gore definisane kriterijume.

1.2 Ciljevi i namjena

Na osnovu sagledanih trendova u informaciono komunikacionoj tehnologiji i predviđanja da će veliki broj uređaja biti povezan na mrežu u narednom periodu, utvrđeni su ciljevi istraživanja koje je rezultiralo ovom disertacijom. Cilj istraživanja ove doktorske disertacije bio je utvrđivanje mogućnosti dizajniranja nove antene zasnovane na fraktalnoj geometriji koja ima širokopojasne više frekventne karakteristike koje odgovaraju zahtjevima IoT, 5G i *Energy Harvesting* sistema [1]. Naravno, i što je više moguće ostalih komunikacionih sistema.

Na početku istraživanja hipoteza je bila da se može dizajnirati antena koja radi na više rezonantnih učestanosti, da te učestanosti nisu harmonijske i da su radni opsezi na tim učestanostima širokopojasni. Postavljen je cilj da ta antena bude fraktalna i da se izborom tipa antene i odgovarajuće fraktalne geometrije postignu ovi zahtjevi. Cilj je bio da se ta antena može koristiti za 3G, 4G, 5G, Wi-Fi, ISM i za neki od opsega koji koriste satelitske komunikacije. Sa druge strane, ista ta antena bi trebala da zadovoljava uslove da bi se mogla, pored ovoga, koristiti i u *Energy Harvesting* sistemima. Drugim riječima, cilj je dizajnirati antenu koju bi mogao da koristi jedan uređaj u, na primjer IoT konceptu, i da ona podržava sve servise koji su tom uređaju neophodni a da se istovremeno može i koristiti za napajanje tog uređaja, bilo autonomno bilo za punjenje baterije.

Očekivani naučni doprinos ove disertacije predstavlja analizu postojećih i razvoj novih originalnih antena zasnovanih na fraktalnoj geometriji za potrebe modernih informaciono komunikacionih sistema.

1.3 Definisanje istraživačkog problema

Na osnovu ideja iznesenih u prethodnom poglavlju određeni su ciljevi istraživanja i definisani istraživački problemi na kojima treba raditi. Drugim riječima, definisani su zahtjevi koje nova antena treba da zadovolji:

- Jeftini supstrat (FR-4) i geometrija koja jednostavno može da se izradi i da bude robustna na neke greške nastale pri izradi.
- Električno mala antena.
- Planarna struktura antene koja može biti lako integrisana sa okolnom elektronikom.
- Više rezonantnih učestanosti koje pokrivaju željene komercijalne opsege, ili po mogućnosti jedan, ali ultra-široki radni opseg.
- Širokopojasni propusni opsezi u slučaju da radi kao multirezonantna.
- Fraktalna geometrija antene.

- Antena efikasna za *Energy harvesting*, koja pokriva sve opsege interesantne za EH.
- Omnidirekcionni dijagrami zračenja na nižim učestanostima i približno omnidirekcionni na visokim učestanostima.
- Antena koja može da se napaja SMA konektorom i da se koaksijalnim kablom poveže sa ostatkom elektronike, ali da se ista ta antena može i direktno povezati na elektroniku bez kablova i konektora.

Osnovna ideja je da se koristi jednostavna struktura zasnovana na geometriji kardioide i njena optimizacija bez dodavanja slotova ili bilo kojih drugih elemenata za poboljšanje karakteristika antene.

1.4 Metodologija

Nakon definisanja zahtjeva i istraživačkog problema naučno istraživački rad ove teze zasniva se na metodama simulacione analize i eksperimentalne verifikacije. Kao i u gotovo svim slučajevima dizajniranja novih antena metodologija dizajna se zasniva na *Reverse engineering*-u, to jeste na metodi pokušaja i greške. Istraživanje koje je rezultiralo ovom tezom možemo podijeliti u tri grupe: teorijska razmatranja, simulaciona analiza i eksperimentalna verifikacija rezultata simulacija.

Teorijski dio ovih istraživanja obuhvata teorijsku formulaciju problema i zahtjeva. Pregledom literature utvrđeni su aktuelni trendovi kao i postojeća rješenja koja se bave ovim problemima. Analizom ovih rešenja došlo se do njihovih nedostataka i odredio pravac istraživanja kojim se može doprinijeti prevazilaženju tih nedostataka, a samim tim dizajniranjem antene koja bi imala bolje performanse a ujedno odgovorila na sve, ili na što više, zahtjeva. Posebna pažnja je posvećena izučavanju fraktalnih geometrija. Prikupljanje, obrada i upoređivanje rešenja dali su odgovor na pitanje koja fraktalna geometrija i koji tip antene može dati rezultate.

Simulacionom analizom su se izdvojile geometrije, tipovi antena i napajanja koje mogu dati dobre rezultate a nisu do sada objavljene u literaturi. Parametarska analiza (uglavnom metodama pokušaja i greške) dovela je do tri antene koje daju dobre rezultate i imaju poboljšanja u odnosu na rešenja iz literature. Akcenat u simulacijama je stavljen na traženju veze između geometrije i rezonantnih učestanosti tj mogućnosti da se rezonantne učestanosti mogu podešavati nevezano za broj iteracija fraktala (da više rezonantne učestanosti ne budu cjelobrojni umnožak prve rezonantne učestanosti). Upravo je traženje te veze, parametarska analiza i optimizacija geometrije dio istraživačkog rada koje je izvršen simulacijama.

Simulaciona analiza je sprovedena najvećim dijelom u softveru CST koristeći solver u vremenskom domenu - TDS (*Time Domain Solver*). TDS je višenamjenski puno-talasni solver koji koristi tehnike konačnih integracija - FIT (*Finite Integration Technique*) i matrice prenosnih vodova - TLM (*Transmission Line Matrix*). Solver u vremenskom domenu može vršiti širokopojasne simulacije u jednoj iteraciji. Pored CST-a korišćen je i MATLAB.

U finalnoj fazi istraživanja izrađeni su prototipi dizajniranih antena i eksperimentalno su potvrđene njihove karakteristike. Sprovedena su mjerenja S-parametara, pojačanja i dijagrama zračenja ovih antena.

Glava 2

Štampane antene

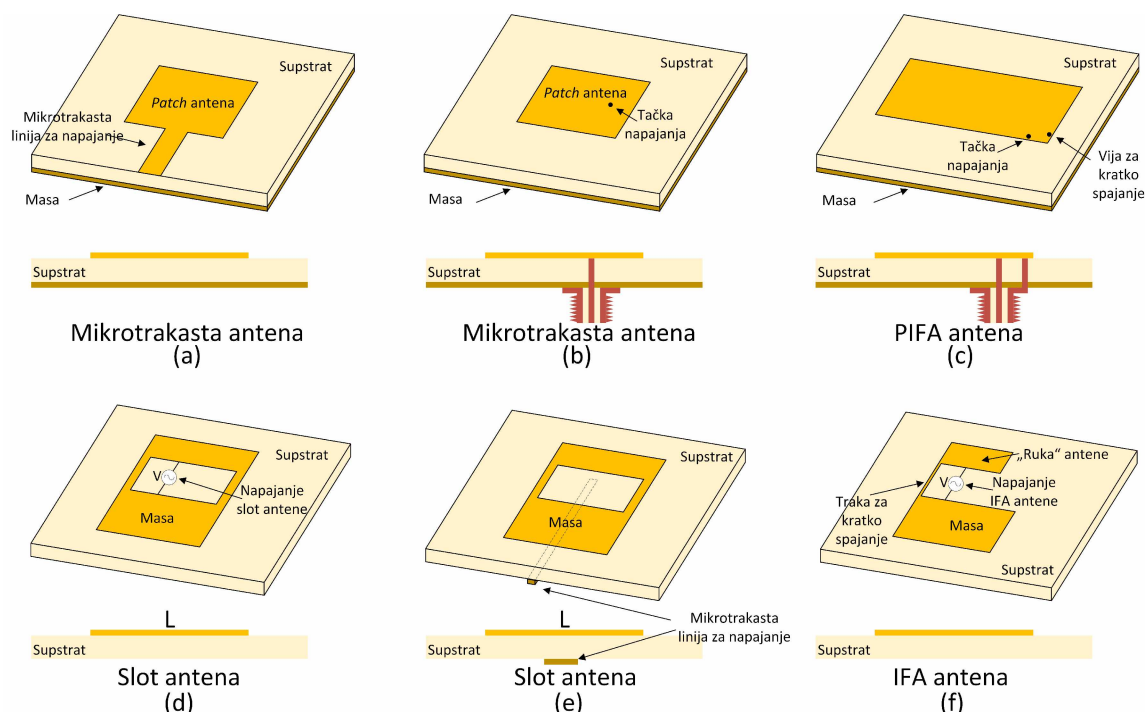
Antene je moguće definisati na razne načine shodno njihovom istorijskom razvoju, od definicije da su antene elementi za prilagođenje impedanse talasovoda na impedansu slobodnog prostora, pa do definicije da su antene naše elektronske oči i uši. Najpopularnija je definicija da je antena neka vrsta transformatora koji konvertuje električne signale u elektromagnetne talase. Više od jednog vijeka traje razvoj antena od Herca pa sve do antena za mobilne uređaje, teraherc antena ili pak integrisanih antena. Prvu antenu je otkrio Hajnrih Herc (*Heinrich Rudolf Hertz*) profesor na tehničkom institutu Karlsruhe 1886. godine. Herc je ovo otkriće postigao radeći na dokazivanju postojanja elektromagnetnih talasa koje je predvidio Maksvel. Tada se govorilo o talasnim dužinama reda metara, dok se daljim usavršavanjem i razvojem antena došlo do talasnih dužina reda milimetara. U početku, antene su se uglavnom koristile za emitovanje i prijem radio talasa. Kasnije se uviđa mogućnost detekcije objekata korišćenjem elektromagnetnih talasa pa dolazi do razvoja radara i korišćenja centimetarskih talasa. Nakon toga dolazi do razvoja satelitskih antena a zatim i radio-teleskopa. Radio teleskopi, koji se koriste za osluškivanje i ispitivanje svemira rade u opsegu talasnih dužina od kilometra do milimetra [2].

Antene danas postaju nezaobilazni uređaj u sistemima za komunikaciju brodova, aviona, za satelitske komunikacije, za mobilne i bežične komunikacije koje povezuju sve i svakoga. Sa razvojem civilizacije i razvojem informaciono-komunikacionih tehnologija kao i satelitskih komunikacija potražnja za antenama je porasla do neviđenih razmjera. Posebno interesantni su koncepti IoT i EH (*Energy Harvesting*) [3, 4, 5].

Da bi se mogle predstaviti i opisati dizajnirane antene, neophodno je napraviti kratak uvid u opštu teoriju antena, opisati osnovne tehnologije izrade antena, vrste antena, njihove prednosti i mane kao i tehnike mjerenja antena koje su korišćene u procesu istraživanja za potrebe ove teze. Podrazumijeva se da je teorija antena izuzetno opširna, da se u literaturi može naći izuzetno veliki broj raznih vrsta antena, kao i to da su tehnike mjerenja i ispitivanja opširne, ali u ovoj disertaciji je neophodno pomenuti samo one djelove koji se tiču dizajniranih antena, njihove analize i mjerenja.

2.1 Planarne antene

Pronalaskom odgovarajućih dielektrika, sa velikom dielektričnom konstantom i sa malim gubicima na visokim frekvencijama, došlo je do razvoja mikrotrakastih talasovoda i razvoja integrisanih kola. Jednostavnost izrade i male dimenzije mikrotrakastih elemenata dovode do razvoja mikrotrakastih antena. Ove antene se nazivaju i štampane antene ili PCB (engl. *Printed Circuit Board*) antene jer se izrađuju na istim materijalima i istom tehnikom kao



Slika 2.1: Planarne antene koje se koriste u mobilnim komunikacijama

i štampane elektronske ploče.

U tehnologiji štampanih elektronskih ploča mogu se realizovati mikrotrakaste i slot antene. Velike prednosti ovih antena su lakoća izrade, niska cijena (cijena, uglavnom zavisi od izbora supstrata), male dimenzije i težina, lakoća integrisanja sa ostalom elektronikom kao i jednostavna planarna struktura. Sa druge strane, mana ovih antena (makar u slučaju teorijskih antena jednostavnog geometrijskog oblika) su uskopojasnost i mala izračena snaga. Upotrebom različitih geometrija može se dizajnirati ultra-širokopojasna PCB antena. Pored ovih antena, PIFA (*Planar Inverted-F Antenna*) i IFA (*Inverted-F Antenna*) se takođe mogu realizovati u PCB tehnici. Na slici 2.1 se vide primjeri planarnih antena koje se koriste u mobilnim komunikacionim sistemima.

Poređenje više tipova planarnih antena je dato u tabeli 2.1.

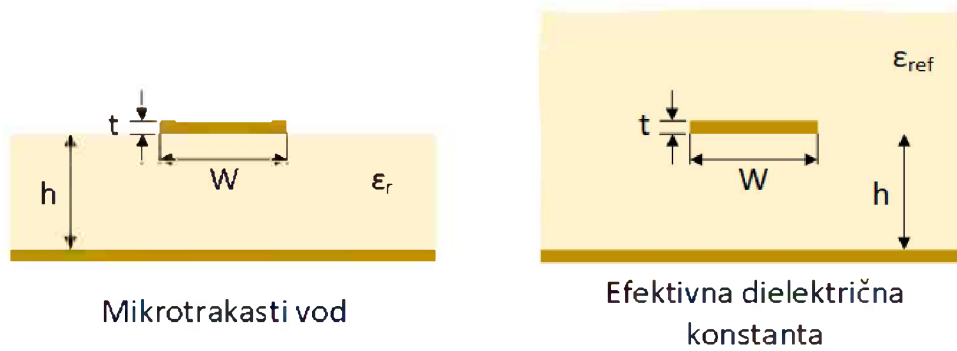
2.1.1 Mikrotrakasta antena

Mikrotrakaste antene se sastoje od dvije provodne metalne ravni između kojih se nalazi sloj dielektričnog supstrata. Donja provodna ravan ili ploča je uzemljena (u daljem tekstu će se koristiti uobičajeni naziv - masa) a gornja provodna ploča, tj. pločica, služi kao radijator. Debljina i dielektrična konstanta supstrata izrazito utiču na parametre antene. Kao neželjeni efekat se može javiti površinski talas na razdvojnoj površini dielektrik - vazduh.

Najčešće korišćena je pravougaona mikrotrakasta antena ili *patch* antena. Do pojave zračenja nastaje kada se mikrotrakasti vod naglo proširi na dužinu koja odgovara polovini talasne dužine, čime se dobija pravougaona pločica 2.3 a) [6]. Provodna ravan sa druge strane supstrata mora biti mnogo većih dimenzija (beskonačnih). Pločica zrači na svojim ivicama koje su sinfazno pobuđene a u suštini predstavljaju dva proreza međusobno udaljena za polovinu talasne dužine. Antena se u ovom slučaju ponaša kao pravougaoni

Tabela 2.1: Poređenje planarnih antena

Tip antene	Slika	Dijagram zračenja	Direktivnost	Propusni opseg
Mikrostrip Patch antena		<i>Broadside</i>	Srednja	Uzak
Slot		<i>Broadside</i> / bidirekcioni	Mala/Srednja	Srednji
Dipol		<i>Broadside</i>	Mala	Srednji
LPDA (Log-Periodic Dipole Array)		<i>End-Fire</i>	Srednja	Široki
Bow-tie		<i>Broadside</i>	Srednja	Široki
Circular loop		<i>Broadside</i>	Srednja	Uzak
Spiralna		<i>Broadside</i>	Srednja	Široki
TSA (Tapered Slot Antenna)		<i>End-Fire</i>	Srednja/Velika	Široki
Kvazi Jagi antena		<i>End-Fire</i>	Velika	Široki
PIFA (Planar Inverted-F Antenna)		<i>Broadside</i>	Srednja	Srednji
Monopol		<i>Broadside</i>	Mala	Srednji
Fraktalna		<i>Broadside</i>	Velika	Široki
Leaky Wave		Skenirajući	Velika	Srednji



Slika 2.2: Mikrotrakasta antena i efektivna dielektrična konstanta

rezonator i tada postiže najveću efikasnost. Kao što je i ranije rečeno, ovakva antena je izrazito uskopojasna. Metod prenosne linije - TLM (engl. *Transmission-Line Model*) je najjednostavniji od svih numeričkih metoda koji se koriste za analizu ali je ujedno najmanje tačan. Naime, pravougaona *patch* antena se može, na osnovu modela šupljina, predstaviti kao niz od dva proreza, svaki širine W , visine h koji su međusobno udaljeni za rastojanje L . U suštini, metod prenosnih linija posmatra *patch* antenu kao dva proreza (slot) koji su međusobno odvojeni talasovodom dužine L i impedanse Z_c .

U slučaju mikrotrakastih vodova, dio električnog polja je u okolnom prostoru (vazduhu) a dio u dielektriku. Radi pojednostavljenog računanja definiše se efektivna dielektrična konstanta ϵ_{ef} . Efektivnu dielektričnu konstantu možemo interpretirati kao dielektričnu konstantu neke homogene sredine koja mijenja supstrat i vazduh oko njega, kao na slici 2.2. Sledeća formula se može koristiti za računanje efektivne dielektrične konstante:

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} \right) \quad (2.1)$$

gdje je ϵ_e dielektrična konstanta supstrata, h debljina supstrata a w širina trake za napajanje. S obzirom da je električno polje dijelom u supstratu a dijelom u vazduhu efektivna dielektrična konstanta mora zadovoljiti uslov $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$. Slijedi da sa povećanjem širine trake za napajanje dolazi do povećanja efektivne dielektrične konstante.

Detaljnija objašnjenja i proračun parametara obične pravougaone mikrotrakaste antene mogu se naći u [2] i [7].

Proces projektovanja mikrotrakaste antene se može ukratko opisati na sledeći način. Prvo je neophodno definisati željenu rezonantnu učestanost antene (f_r), tip supstrata, tj. njegovu dielektričnu konstantu (ϵ_r) i debljinu (h). Zatim treba odrediti dimenzije mikrotrakaste antene tj. širinu W i dužinu L . Dužina i širina se određuju na sledeći način [7]:

1. Za efikasan radijator neophodno je izabrati odgovarajuću širinu po formuli:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.2)$$

gdje je c_0 brzina svjetlosti u vakuumu.

2. Zatim treba izračunati efektivnu dielektričnu konstantu na osnovu formule 2.1.

3. Odrediti produženje dužine ΔL . Kao posledica pojave ivičnih efekata, u električnom smislu *patch* izgleda duži nego u fizičkom smislu, tj. linije električnog polja se prostiru i kroz vazduh a ne samo kroz dielektrik. Zbog ovog efekta definiše se efektivna dužina

antene, tj. određuje se produženje koje se dodaje sa svih strana a koje uzima u obzir ovaj efekat. Aproksimativna relacija za određivanje produženja je:

$$\Delta L = 0.412 \frac{(\varepsilon_{ef} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{ef} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} h \quad (2.3)$$

4. Dužina antene se može odrediti na osnovu relacije:

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{ef}} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} - 2\Delta L \quad (2.4)$$

Tipična dužina antene se nalazi u opsegu

$$L \approx (0.47 - 0.49) \lambda_d \quad (2.5)$$

gdje je λ_d talasna dužina u dielektriku.

Što je manja dielektrična konstanta dielektrika to su izraženiji ivični efekti, tj. električna dužina antene je manja. Nasuprot tome, veća dielektrična konstanta uzrokuje da je polje uglavnom u dielektriku, tj. ivični efekat je minimalan što znači da je električna dužina antene veća i bliža polovini talasne dužine u dielektriku.

Za proračun trake za napajanje *patch* antene neophodno je da poznajemo njenu impedansu. S obzirom na metod prenosnih linija, admitansa antene se dobija kao paralelna veza admitansi dva proreza. U slučajevima da je $h \ll \lambda_0$ aproksimativna formula za računanje ulazne otpornosti *patch* antene je [7]:

$$R_{ul} = 90 \frac{\varepsilon_r^2}{\varepsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right) \quad (2.6)$$

Impedansa *patch* antene se može smatrati čisto realnom, tj. reaktansa je jednaka nuli. Treba naglasiti da je antena prilagođena (u smislu prilagođenja impedanse) u užem opsegu nego što je to slučaj sa dijagramom zračenja.

Za ovu tezu je interesantna i kružna *patch* antena. U ovom slučaju analiza je dosta komplikovanija ali se proces dizajniranja može svesti na par koraka. Prvi korak je definisanje željene rezonantne učestanosti antene (f_r), tipa supstrata, tj. njegove dielektrične konstante (ε_r) i debljine (h). Sledeći korak je određivanje poluprečnika kružne *patch* antene a po formuli [7]:

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \varepsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}} \quad (2.7)$$

gdje je

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.8)$$

Određivanjem poluprečnika, definisana je i sama *patch* antena, i mogu se pretpostaviti njene performanse.

2.1.2 Gubici u mikrotrakastim antenama

Gubici u mikrotrakastim antenama su posledica gubitaka u metalu, dielektriku i gubitaka usled zračenja. Gubici u metalu se računaju na osnovu relacije:

$$\alpha_c = 8.686 \log \left(\frac{R_s}{2WZ_0} \right) \quad (2.9)$$

Površinska otpornost R_s je

$$R_s = \sqrt{\pi f \mu \rho} \quad (2.10)$$

gdje je ρ otpornost metala. Iz jednačine se može vidjeti da gubici rastu sa povećanjem frekvencije.

Gubici u dielektriku se mogu izračunati pomoću formule:

$$\alpha_d = 27.3 \left(\frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \right) \left(\frac{\varepsilon_{ef} - 1}{\varepsilon_r - 1} \right) \left(\frac{\tan \delta}{\lambda} \right) \quad (2.11)$$

gdje je ε_r dielektrična konstanta supstrata, ε_{ef} efektivna dielektrična konstanta a $\tan \delta$ tangens ugla gubitaka u dielektriku. Supstrati sa malim uglom gubitaka imaju manje gubitke u dielektriku. I ovdje, gubici zavise od frekvencije, što je izraženo kod jeftinijih supstrata. Kod jeftinih supstrata je čest slučaj da dielektrična konstanta nije homogena, što takođe utiče na gubitke.

2.1.3 Napajanje mikrotrakastih antena

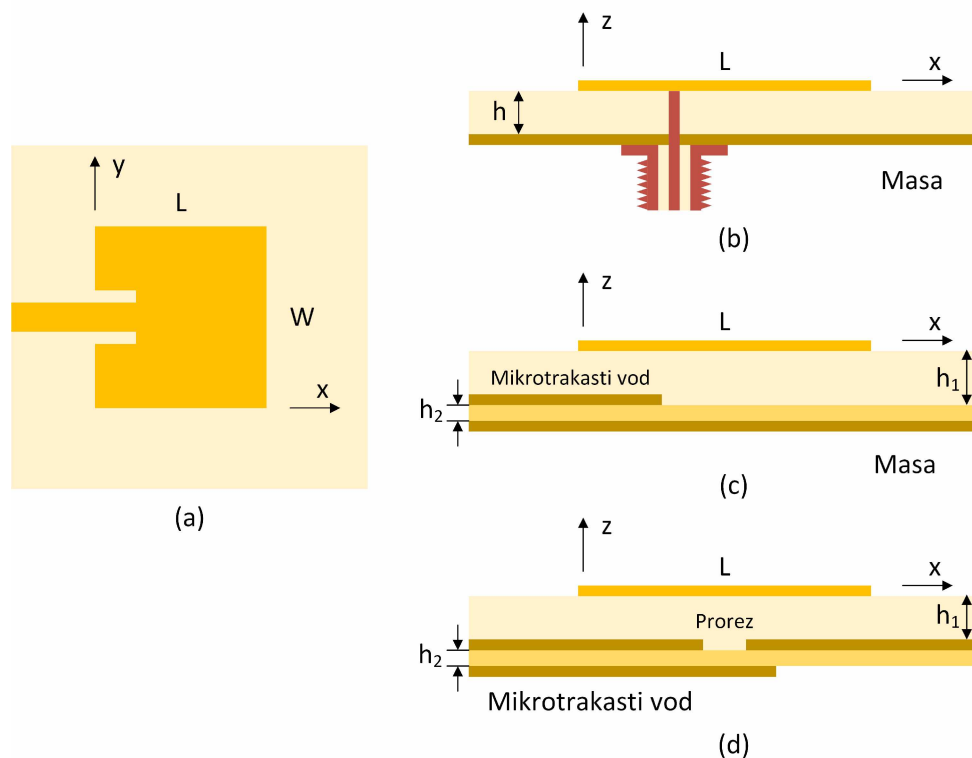
Mikrotrakaste antene se mogu napajati na više načina. Prednost mikrotrakastih antena je ta što trake za napajanje mogu da se izrade na isti način kao i antena (i od istog su materijala), što pojednostavljuje proces fabrikacije. Često se izbor metoda napajanja koristi za prilagođenje impedanse antene na impedansu izvora ili čak i na povećanje opsega u kojem je antena prilagođena.

Napajanje *patch* antena se može podijeliti u dvije glavne grupe: direktno i indirektno. Kod direktnog napajanja talas se direktno dovodi do zračećeg elementa pomoću mikrotrakastog voda ili koaksijalnog kabla. Kod indirektnog načina napajanja za prenos talasa na zračeći element koristi se sprega između trake za napajanje i mikrotrakaste antene. Na slici 2.4 su prikazane najčešće tehnike napajanja.

Napajanje trakastim vodom je najčešće i najjednostavnije za izradu i za prilagođenje impedanse. Traka je mnogo manje širine od radijatora dok se podešavanjem, tj. pozicioniranjem, tačke spajanja trake i radijatora može kontrolisati impedansa, polarizacija itd. Sa druge strane povećavanjem debljine supstrata kod ovog tipa napajanja može doći do pojave površinskog talasa i lažnog zračenja trake za napajanje.

Kod napajanja koaksijalnim kablom, unutrašnji provodnik je spojen sa radijatorom dok je spoljašnji provodnik spojen sa masom, slika 2.4 b). Ovaj metod je često u upotrebi pogotovo u slučaju kada izvor napajanja antene nije na istoj ploči kao antena. Koaksijalno napajanje nema problema sa lažnim zračenjem. Pomjeranjem tačke spajanja kabla sa antenom može se uticati na prilagođenje impedanse. Čest je slučaj da se koaksijalno kablo sa antenom povezuje pomoću mikrotrakastog voda koji upravo služi da bi prilagodio impedansu antene na impedansu koaksijalnog kabla, pogotovo u slučajevima širokopojasnih antena. Mana napajanja koaksijalnim kablom je uskopojasnost.

U oba slučaja direktnog napajanja pojavljuje se asimetrija koja prouzrokuje pojavljivanje viših modova talasa koji stvaraju kros-polarizovano zračenje [7]. U cilju prevazilaženja ovog problema koriste se indirektna napajanja. Antene koje imaju indirektna

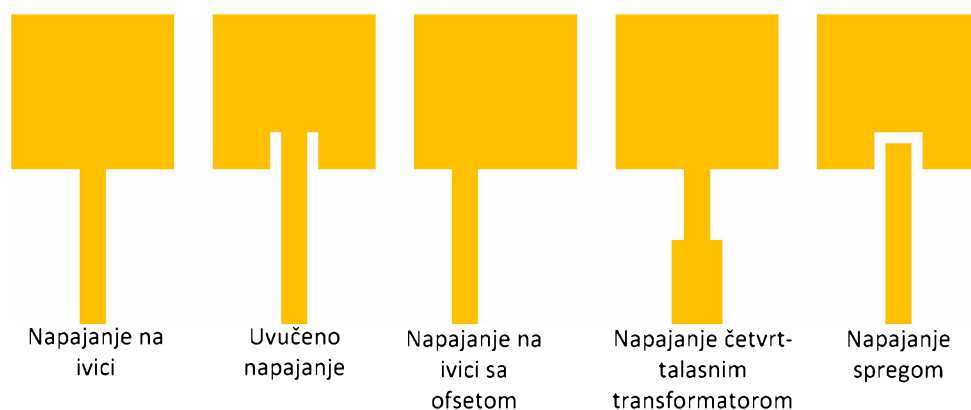


Slika 2.3: Tehnike napajanja mikrotrakastih antena. (a) Izgled *patch* antene, (b) Napajanje koaksijalnim kablom, (c) Napajanje spregnutim vodovima i (d) Napajanje prorezom.

napajanja su dosta komplikovane za izradu i najčešće imaju više slojeva. Napajanje pomoću sprege sa prorezom je najteže za realizaciju a ujedno je izrazito uskopojasno. Na slici 2.3 d) je prikazan takav tip napajanja. Ovakav tip sprege sastoji se od dva supstrata koji su razdvojeni sa provodnom ravni. Sa donje strane supstrata se nalazi mikrotrakasti vod za napajanje, dok se u provodnoj ravni koja razdvaja supstrate nalazi prorez pomoću kojeg se energija prednosti sa mikrotrakastog voda na mikrotrakastu antenu koja se nalazi na drugom sloju supstrata. Jasno je da ova struktura nije laka za fabrikaciju. Uobičajeno je dielektrik sa velikom dielektričnom konstantom koristi za gornji supstrat dok se za donji supstrat koristi dielektrik sa manjom dielektričnom konstantom, što dodatno komplikuje izradu i samu strukturu. Drugi tip indirektnog napajanja sa spregnutim mikrotrakastim vodom se sastoji od dva supstrata između kojih je mikrotrakasti vod, slika 2.3 c). Ispod donjeg supstrata nalazi se uzemljena ravan a na gornjem supstratu se nalazi zračeći element. I ovaj tip napajanja je komplikovan za izradu. Više o ovim tipovima napajanja se može naći u [7].

Iz svega rečenog može se lako zaključiti da je neophodan kompromis prilikom dizajniranja antena koje moraju da zadovolje sve teže kriterijume. Jasno je da je osnovni cilj, pored željenih električnih performansi, dizajnirati antenu jednostavne geometrije, uniplanarne strukture sa jednostavnim napajanjem i na jeftinom supstratu. Takva antena će samim tim biti jednostavna za fabrikaciju, jednostavna za implementaciju sa drugom elektronikom, imaće male dimenzije i biće jeftina. U tom smislu, pažnja projektanata je usmjerena na jednostavne uniplanarne antene sa mikrotrakastim napajanjima, dok se željene električne karakteristike postižu odabirom geometrijskih oblika i daljim optimizovanjem istih.

Najjednostavnije napajanje je pomoću mikrotrakastih vodova. Na slici 2.4 su prikazani



Slika 2.4: Različiti načini za napajanje antena mikrotrakastim vodom

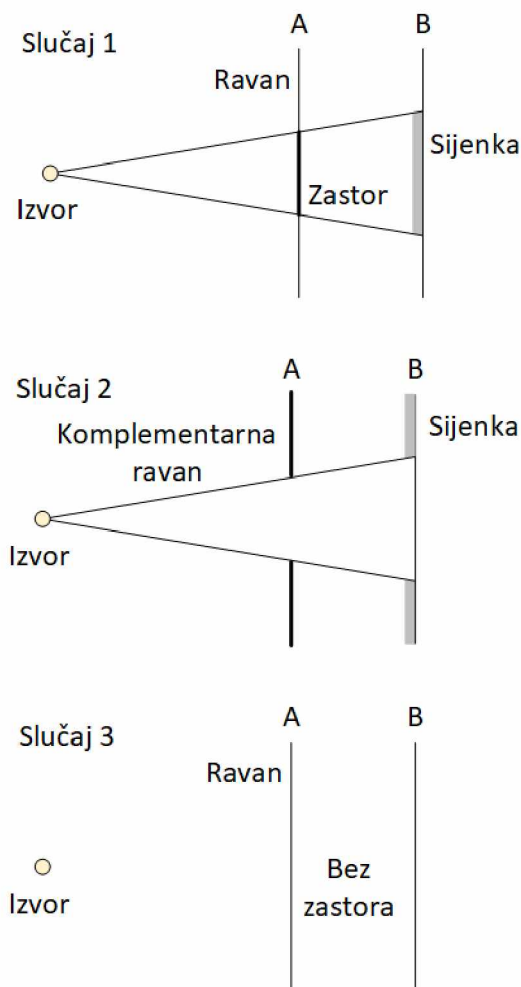
Tabela 2.2: Poređenje tehnika napajanja mikrotrakastih antena

Karakteristika	Mikrotrakasto napajanje	Koaksijalno napajanje	Napajanje prorezom	Napajanje spregnutim vodovima
Lažno zračenje voda	Izraženo	Malo izraženo	Malo izraženo	Minimalno
Pouzdanost	Velika	Mala zbog lemljenja	Dobra	Dobra
Jednostavnost izrade	Jednostavna	Potrebno bušenje i lemljenje	Potrebno je precizno pozicioniranje	Potrebno precizno pozicioniranje
Propusni opseg	2%-5%	2%-5%	2%-5%	14%
Čistoća polarizacije	Dobra	Loša	Odlična	Loša

različiti načini napajanja mikrotrakastim vodovima. U slučajevima napajanja na ivici i pomjerenog napajanja na ivici, vod napaja *patch* počevši od same ivice, dok u slučaju uvučenog napajanja talas se dovodi na zračeću pločicu u neku tačku koja se nalazi u unutrašnjosti pločice. Cilj uvučenog napajanja je da se prilagodi impedansa linije za napajanje impedansi antene bez potrebe za dodatnim elementima za prilagođenje. Drugi način za prilagođenje impedanse je pomoću napajanja sa četvrt-talasnim transformatorom. Pored ovih tehnika, *patch* antenu je moguće napajati i pomoću sprege kao na slici 2.4

U tabeli 2.2 je prikazano poređenje opisanih vrsta napajanja mikrotrakastih antena sa svim prednostima i manama.

Jedan od najvećih problema u mikrotrakastim napajanjima je preciznost izrade u slučajevima kada je potrebno ecovati metalizaciju sa obje strane supstrata. Naravno, skuplje metode fabrikacije nemaju ove probleme, ali cilj jeste upravo da se koriste jeftine i široko-dostupne metode. U slučaju da se koriste slot antene umjesto mikrotrakastih antena i njima uobičajeno CPW napajanje, ova greška se svodi na minimum jer se CPW vod ecuje sa iste strane kao i slot antena.



Slika 2.5: Babinetov princip u optici¹

2.1.4 Slot antena

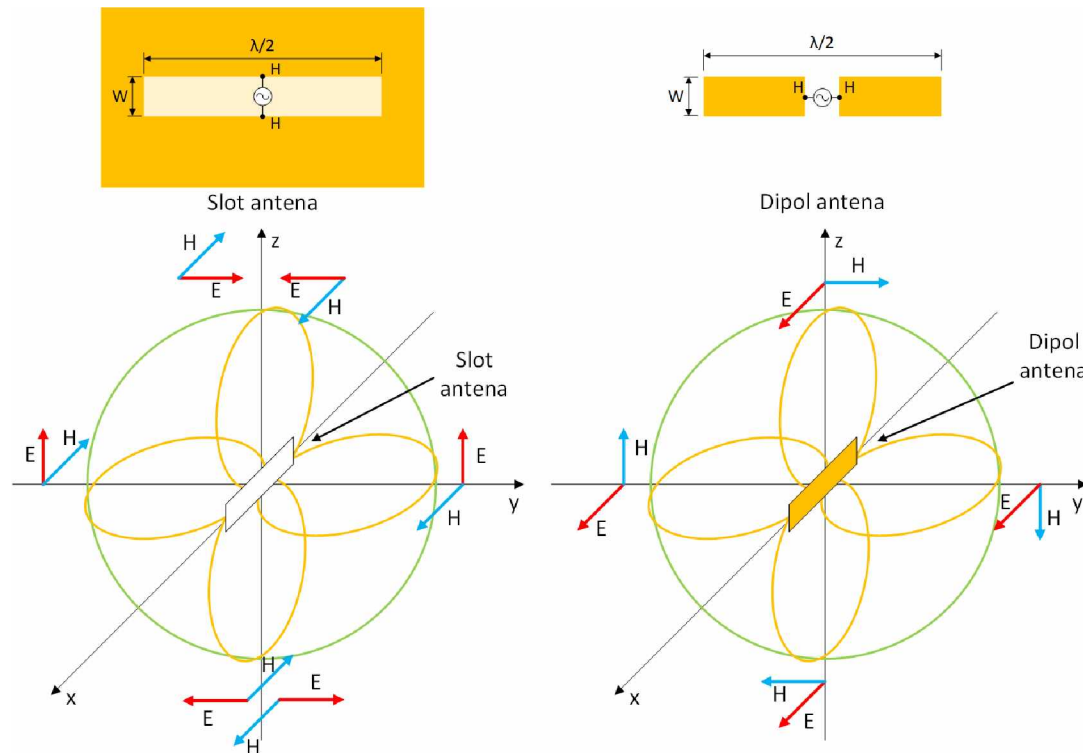
Prorezne ili slot antene (engl. *Slot* - prorez) antene su komplementarne mikrotrakastim antenama. Drugim riječima, umjesto pločice kod mikrotrakastih antena koja služi kao radijator, slot antena ima prorez. Bilo koja slot antena ima sebi komplementaran oblik ili žičanih antena ili mikrostrip antena tako da se impedansa i dijagram zračenja mikrotrakastih antena mogu koristiti za određivanje impedanse ili dijagrama zračenja njima komplementarne slot antene.

Analiza slot antena se zasniva na Babineovom² principu sličnosti. Ovaj princip je preuzet iz optike, a proširio ga je Buker (*Henry Booker*) uzimajući u obzir vektorski karakter elektromagnetnog polja. Babineov princip u optici glasi: **Polje u bilo kojoj tački iza ravni sa prorezom, ako se doda polju u istoj tački kada se ravan zamijeni njoj komplementarnom ravni, jednako je polju kada nema ravni.** Na slici 2.5 je prikazan ovaj princip.

Bukerovo proširenje Babineovog principa, uzimajući u obzir vektorsku prirodu elektromagnetnog polja, zasniva se na pretpostavci da je ravan sa prorezom beskonačno tanka savršeno provodna ravan [2]. Dalje, ako je ravan sa prorezom savršeno provodna ($\sigma = \infty$),

¹Ilustracija preuzeta iz: J. Kraus, *Antennas* 3rd edition. McGraw Hill Higher Education, 2001. [2]

²Formulisan u 19 vijeku od strane francuskog matematičara *Jacques Babinet*-a



Slika 2.6: Dijagram zračenja slot antene i komplementarne dipol antene

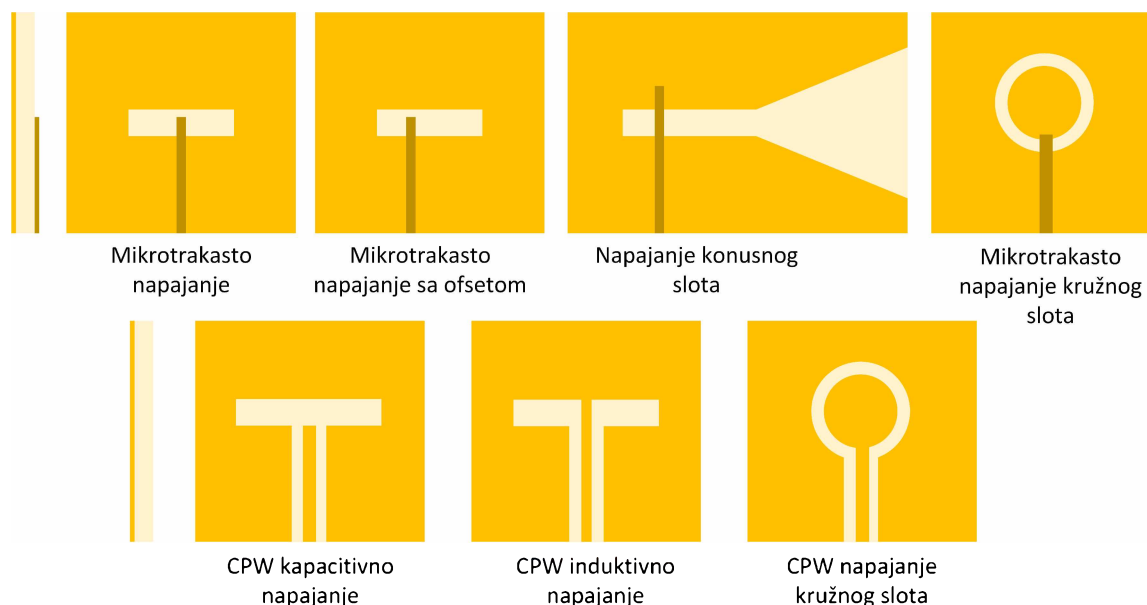
njoj komplementarna ravan mora imati beskonačnu permeabilnost ($\mu = \infty$). Drugim riječima, ako je jedna ravan savršeni provodnik elektriciteta, komplementarna je savršeni "provodnik" magnetizma. Naravno, savršeno permeabilni materijali ne postoje, ali se ekvivalentan efekat može postići kada se i ravan sa prorezom i njoj komplementarna ravan naprave od savršeno provodnog materijala (najpribližnije savršenom provodniku su srebro ili bakar) i zamjenom električnih i magnetnih veličina svuda.

Kada primijenimo ovaj princip na antene imamo sledeće slučajeve:

- Slučaj 1 - kada imamo dipol (koji je izvor elektromagnetnog polja) koji je postavljen horizontalno i kada imamo beskonačnu savršeno provodnu tanku ravan sa vertikalnim prorezom. U tački iza ravni imaćemo polje E_1 čiji je vektor horizontalan.
- Slučaj 2 - originalna ravan je zamijenjena sa komplementarnom ravni, koja je takođe savršeno provodna, tj. sa vertikalnom trakom istih dimenzija kao prorez u prvom slučaju. Dodatno, traka se rotira, tj. postavlja se horizontalno kako bi vektor E_2 bio horizontalan kao u prvom slučaju. Na ovaj način se obezbeđuje zamjena vektora \mathbf{E} i vektora \mathbf{H} .

Iz ovih slučajeva možemo zaključiti da kod zamjene mikrotrakaste antene komplementarnom slot antenom (istih dimenzija i položaja) dolazi do rotiranja vektora \mathbf{E} i vektora \mathbf{H} u dijagramima zračenja ovih antena. Detaljniji princip je grafički ilustrovan na slici 2.6.

Detaljnije o antenama sa pravougaonim i kružnim prorezima, raspodelama struja i dijagramima zračenja, može se naći u [7] i [2].



Slika 2.7: Načini napajanja slot antene

2.1.5 Napajanje slot antena

Slot antene imaju neke prednosti u odnosu na mikrotrakaste antene. Lako se postiže široki propusni opseg antene, imaju dobro prilagođenje impedanse i bidirekzione ili unidirekzione dijagrame zračenja. Ove prednosti se uglavnom postižu drugačijim tehnikama napajanja slot antena. Pored korišćenja slot antene umjesto mikrotrakaste, dodatnu prednost predstavlja korišćenje CPW (*CoPlanar Waveguide*) napajanja slot antene.

Na slici 2.7 su prikazane različite tehnike napajanja slot antene. Slot antena se može napajati direktno pomoću CPW voda ili indirektno spregom sa mikrotrakastim vodom. U slučaju sprege, mikrotrakasti vod se realizuje sa donje strane supstrata, dok se slot realizuje sa gornje strane supstrata. Naravno, preciznost ecovanja metalizacije i centriranje metalizacije sa obje strane umnogome utiče na prilagođenje impedanse. Podešavanja impedanse se kod ovoga tipa napajanja može postići pomjeranjem mikrotrakastog voda lijevo ili desno od centra slot antene.

CPW napajanje slot antene nudi brojne prednosti u odnosu na mikrotrakasto napajanje kao što su: malo rasipanje, malo curenje talasa, jednostavnost kontrolisanja karakteristične impedanse i naravno jednostavnost integrisanja sa drugim elementima. Takođe, uniplanarnost pojednostavljuje proces fabrikacije i greške jer se ecovanje metalizacije vrši samo sa jedne strane supstrata tj. na onoj strani na kojoj se nalazi antena. CPW napajanje slot se može realizovati kao kapacitivno ili induktivno (slika 2.7).

2.1.6 Izbor supstrata

Supstrat u mikrotrakastim antenama je tu prvenstveno kao mehanička podrška koja razdvaja uzemljeni donji provodnik (masu) i zračeći element, pa samim tim mora biti dielektrik. On samim tim utiče na električne karakteristike antene, električno kolo i na impedansu napojnog voda. Važni parametri koje treba uzeti pri izboru supstrata su: pobuđivanje površinskog talasa, disperzija dielektrične konstante, tangens ugla gubitaka supstrata, gubici u bakru, uticaj temperature, mehanički zahtjevi (elastičnost, težina, lakoća obrade, ponašanje prilikom lemljenja itd.) i cijena supstrata. Kriterijumi za izbor

supstrata prema [8] su:

- Supstrati sa većom debljinom i većom dielektričnom konstantom imaju užu propusni opseg (antene su uskopojasnije) i imaju manju efikasnost a sve kao posledica pobuđivanja površinskih talasa.
- Veća dielektrična konstanta sa dužim linijama za napajanje povećavaju gubitke i povećavaju šansu za lažno zračenje linije za napajanje.
- Debljina supstrata bi trebala da bude što je moguće manja radi eliminisanja površinskih talasa. Idealna debljina bi bila između $0.01 \lambda_0$ i $0.05 \lambda_0$.
- Treba koristiti supstrate sa malom dielektričnom konstantom i optimalne debljine da bi se lažna zračenja traka za napajanje smanjila na minimum.

Generalno, cijena štampanih antena zavisi isključivo od supstrata i konektora. FR-4 je široko dostupan i jeftin supstrat i između ostalog najčešće korišćeni supstrat za antene iznad 1 GHz.

Supstrat korišćen za fabrikaciju antena u sklopu ove teze je FR-4 koji ima relativnu dielektričnu konstantu $\epsilon_r = 4.3$ i tangens ugla gubitaka $\tan \delta = 0.02$. FR-4 je ujedno i najčešće korišćen supstrat za proizvodnju elektronskih štampanih ploča [9].

2.2 Parametri antene

Pored opšte poznatih parametara antena koji se koriste za opisivanje performansi, a koji spadaju u opštu teoriju i neće ovdje biti opisivani, širokopojasne antene se analiziraju i upoređuju koristeći parametar koji opisuje odnos dimenzije i radnog opsega antene. Širokopojasne antene se takođe mogu upoređivati na osnovu radnog opsega - BW (engl. *BandWidth*), električnih dimenzija i na osnovu odnosa dimenzija i propusnog opsega - BDR (engl. *Bandwidth Dimension Ratio*). BDR ukazuje na to koliki je procentualni odnos radnog opsega i električne površine antene [10]. Definiše se relacijom:

$$BDR = \frac{BW_{\%}}{L_{flow} \times W_{flow}} \quad (2.12)$$

gdje L_{flow} predstavlja električnu dužinu a W_{flow} električnu širinu antene računatu za najnižu frekvenciju u radnom opsegu, tj. opsegu gdje je $S_{11} < -10$ dB. $BW_{\%}$ predstavlja procentualni radni opseg učestanosti koji se računa pomoću formule:

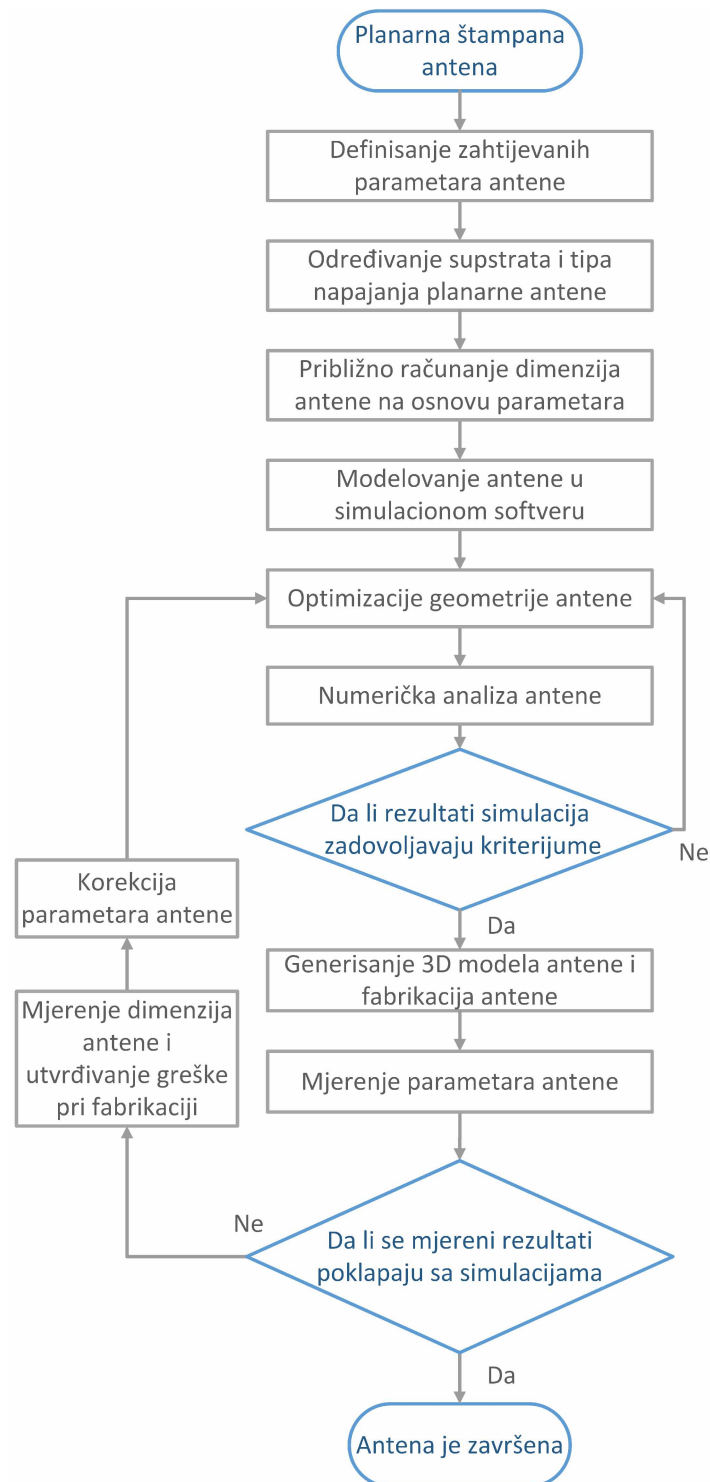
$$BW_{\%} = 2(f_{high} - f_{low}) / (f_{high} + f_{low}) \cdot 100\% \quad (2.13)$$

gdje f_{low} i f_{high} predstavljaju najnižu i najveću frekvenciju u radnom opsegu, respektivno.

Veći BDR znači da je antena manja u smislu dimenzija a šira u smislu propusnog opsega.

2.3 Principi projektovanja antena

Proces projektovanja mikrotrakaste antene je prikazan na slici 2.8. Sami proces dizajniranja antene zavisi od namjene same antene. Na primjer, proces dizajniranja antene za bežične uređaje se u potpunosti razlikuje od procesa dizajniranja radarske antene.



Slika 2.8: Algoritam za dizajniranje antene

Prvi korak u dizajnu je definisanje željenih parametara antene. To uključuje određivanje radne frekvencije, radnog opsega, pojačanja, oblika dijagrama zračenja i oblika bočnih latica, koeficijenta stojećih talasa tj. refleksije, polarizacije i dimenzija antene.

Nakon toga je potrebno odrediti odgovarajući supstrat i tip zračećeg elementa. Potrebno je odrediti tip zračećeg elementa (mikrotrakasta, slot, monopol, dipol itd...), tehnike napajanja tog elementa (mikrotrakasto, slot, CPW napajanje itd...), dimenzije antene i odgovarajuću numeričku tehniku koja je odgovarajuća za određivanje performansi an-

tene. Dimenzije antene i dielektrične karakteristike supstrata se mogu ugrubo odrediti na osnovu brojnih teorijskih modela ili primjera iz literature. Potpuno definisanje oblika i dimenzija se određuje parametarskom analizom u nekom odgovarajućem numeričkom softveru i optimizacijom istih tih parametara.

2.4 CAD simulacije

Dizajniranje antena se uglavnom svodi na metode pokušaja i greške, tj. na simulacijama, parametarskim analizama i optimizacijama. U nekim slučajevima, uglavnom kod jednostavnih geometrija, se može i pronaći neka zavisnost uticaja parametra na performanse antene, ali to nije slučaj kod složenijih geometrija. To znači da glavnu ulogu u tom procesu ima softver za numeričku analizu, tj. simulaciju. Postoji više numeričkih metoda kojima se analiziraju antene. Najpopularniji su metod prenosne linije, metod šupljina i punotalasni metod.

Punotalasni metod uključuje integralne jednačine tj. metod momenata. Metod prenosnih linija je najjednostavniji ali nije precizan. U poređenju sa njim metod šupljina je precizniji ali i kompleksniji.

Softver za projektovanje antena treba izabrati na osnovu tipa i dimenzija antene. Postoji više softvera i numeričkih metoda koje se u njima koriste. Metod momenata (MoM), metod konačnih elemenata (FEM) i metod konačnih razlika u vremenskom domenu (FDTD) se nalaze u osnovama gotovo svih komercijalnih softvera. Prvi kriterijum za izbor metode je geometrija, tj. da li je antena planarna ili trodimenzionalna. Ako je planarna struktura onda je pogodan metod momenata, a ako se radio o tri dimenzije onda su pogodni FEM i FDTD metodi. Velike strukture, kao što su antene na avionima, se najlakše simuliraju FDTD metodom.

Metod momenata - MoM (engl. *Method of Moments*) je numerička tehnika zasnovana na metodi težinskih residuala. Ovo je u osnovi frekvencijski metod gdje se jedna frekvencija posmatra u jednom trenutku. Raspodjela struje po površini antene se koristi kao osnov za računanje svih ostalih parametara antene. Antena se zamijeni ekvivalentnom površinskom gustinom struje koja se kasnije diskretizuje. Na osnovu ovih elemenata se pomoću Grinove funkcije računa električno i magnetno polje. Ovaj metod se može primjenjivati na metalne strukture, homogene dielektrične strukture i na neke vrlo specifične strukture od metala i dielektrika. Nije pogodan metod za proizvoljne geometrije i za nehomogene dielektrike.

Metod konačnih elemenata - FEM (engl. *Finite Element Method*) je metod u frekvencijskom domenu koji se koristi za analizu nehomogenih sredina. Zasniva se na podijeli strukture na male elemente (veličina elementa može biti različita, pa mogu biti manji gdje postoje detalji u geometriji a u ostalim djelovima može biti veća). Elementi mogu biti trouglovi ili kvadrati u dvodimenzionim strukturama i tetraedri u trodimenzionim strukturama. Svaka ivica elementa se posmatra kao čvor u kojem se računaju električno i magnetno polje. Ovaj metod se ne može koristiti za neograničene strukture efikasno, što je slučaj sa metodom momenata.

Metod konačnih razlika u vremenskom domenu - FDTD (engl. *Finite-Difference Time-Domain*) je najviše korišćena numerička tehnika. Vrlo je jednostavan za definisanje geometrije (mreže) jer nije potrebno vremenski zahtijevno generisanje mreže. Kao i u slučaju FEM metoda neophodno je da se cijela zapremina podijeli u mrežu, koja u ovom slučaju mora biti uniformna. FDTD je simulacija u vremenskom domenu. Ovaj metod je dobar za kompleksne nehomogene strukture.

Tabela 2.3: Poređenje metoda numeričke analize

Parametri	MoM	FEM	FDTD
Metod	Frekvencijski domen	Frekvencijski domen	Vremenski domen
Princip	Frekvencijski zavisna Grinova funkcija	Varijacioni princip (funkcija minimiziranja energije)	Diskretno rešenje Maksvelovih jednačina
Glavna prednost	Brze simulacije	Fleksibilan pri generisanju mreže	Rešavanje velikih električnih struktura
Tip jednačina	Integralne	Diferencijalne	Diferencijalne
Pogodan za	Žičane i planarne antene	Proizvoljni oblici za jednu ili više frekvencija	Električno velike strukture, Širokopojasne
Nije pogodan za	Električno velike strukture, različi materijale, širokopojasne simulacije	Električno velike strukture, širokopojasne simulacije	Simulacije sa više portova, strukture sa velikim Q

Ovim metodom se bolje modeluju neograničene strukture. Popularan je u numeričkim tehnikama koje se koriste u računarskim simulacijama štampanih antena i antenskih nizova. Kompleksni parametri mikrotrakaste antene uključujući uticaj parazitnih elemenata i napajanja proreza i uticaj međusobne sprege između antena se mogu računati ovom tehnikom. Velika prednost ovoga metoda je što daje širokopojasne rezultate jednim pokretanjem (jednom simulacijom).

Tehnika konačnih integracija - FIT (engl. *Finite Integration Technique*) je generalizacija FDTD metoda. Predstavlja metod diskretizacije integralne forme Maksvelovih jednačina. Ova tehnika rešava elektromagnetne probleme u vremenskom i frekvencijskom domenu. Koristi se za simulaciju velikog broja elektromagnetnih problema, od elektrostatike, visokih frekvencija pa sve do optike. Zasniva se na ideji da se Maksvelove jednačine primjene u integralnoj formi na skup mreža. Ovaj metod se izdvaja pri simulaciji nelinearnih materijala, nehomogenih, nelinearnih i disperzivnih sredina.

Poređenje ovih metoda je prikazano u tabeli 2.3.

CST (engl. *Computer Simulation Technology*) je program za trodimenzionalnu elektromagnetnu analizu korišćen u istraživanjima prezentovanim u ovoj disertaciji. CST ima više solvera od kojih su za dizajniranje antena bitni sledeći:

1. *Frequency Domain Solver* se zasniva na metodu konačnih elemenata (FEM). Ovaj solver se koristi za strukture sa više portova i za nizove antena. Primjenjuje se za: strukture male do srednje veličine, za rezonantne strukture, strukture sa više portova i 3D elektroniku.
2. *Integral Equation Solver* se zasniva na metodu momenata (MoM) i multilevel fast multipole method (MLFMM). Ovaj solver se zasniva na površinskim integralima pa je efikasniji od zapreminskih metoda. Koristi se za simulaciju električno velikih

struktura.

3. *Time Domain Solver* se zasniva na metodi konačnih integracija (FIT) i metodu transmission line matrix (TLM). Ovaj metod se koristi za širokopojasne simulacije u jednoj iteraciji. Koristi se za strukture srednjih do velikih dimenzija, za prelazne procese i 3D elektroniku.
4. *Asymptotic Solver* se zasniva na metodu koji je sličan optici. Koristi se za simuliranje struktura čije su električne dimenzije reda hiljada talasnih dužina.
5. *Hybrid Solver Task* se zasniva na kombinaciji prethodna četiri solvera. Koristi se za širokopojasne simulacije električno velikih struktura sa finim detaljima. Prednost ovog metoda je korišćenje različitih solvera za različite djelove strukture. Pogodan je za simulacije malih antena na velikim strukturama, simulacije elektromagnetne kompatibilnosti i simulacije koje uključuju modele ljudskog tijela.

U ovoj tezi, s obzirom na to da su antene širokopojasne, simulacije su vršene u vremenskom domenu koji se zasniva na metodi konačnih integracija (FIT).

2.5 Eksperimentalna mjerenja

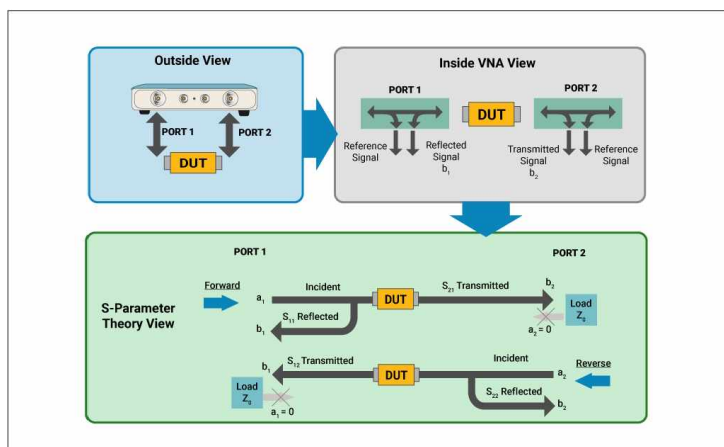
Precizna mjerenja antena su neophodna za utvrđivanje stvarnih performansi antena: pojačanja, dijagrama zračenja, propusnog opsega, efikasnosti, polarizacije itd. U većini slučajeva performanse antena se numeričkim tehnikama mogu dosta precizno odrediti, ali i u tom slučaju ipak su idealizovani neki parametri. Sa druge strane čak i ako u simulacijama nije vršeno idealizovanje, performanse realne antene se moraju provjeriti mjerenjima zbog tolerancija u fabrikaciji antene ili zbog grešaka u samoj fabrikaciji, kao i zbog nesavršenosti i nehomogenosti samog dielektrika, te varijacije njegove debljine.

2.5.1 Mjerenje parametara rasijanja

Analizator mreže (engl. *Network Analyzer*) je uređaj koji se koristi za mjerenje parametara rasijanja (S-parametara). Generalno gledano, to su instrumenti za mjerenje karakteristika mreža sa dva ili više pari krajeva. Njima se mjere kola sa jednim parom krajeva (kao što su antene), sa dva para krajeva (kao što su filtri i pojačavači), ali se analizator mreže može koristiti i za mjerenje mreža sa više pari krajeva (uglavnom zavisi od toga koliko instrument ima portova). I drugi parametri, kao što su Y-parametri, Z-parametri i H-parametri, se mogu mjeriti pomoću ovog instrumenta. Princip funkcionisanja analizatora mreže je prikazan na slici 2.9.

Analizatori mreže se uglavnom koriste za veće frekvencije ali je njihov radni opseg može ići od 1 Hz do 1.5 THz. Tri su osnovna tipa analizatora mreže:

1. Skalarni analizatori mreže - SNA (*Scalar Network Analyzer*). Ovim instrumentom se mjere samo amplitude prenosne funkcije neke mreže
2. Vektorski analizatori mreže - VNA (*Vector Network Analyzer*). Ovim instrumentom se mjere i amplitude i faze prenosne funkcije neke mreže
3. Analizator mreže za velike signale - LSNA (*Large Signal Network Analyzer*). Ovaj instrument je specijalizovan za mjerenja nelinearnosti i harmonika. Uređaj koji se mjeri je u režimu velikih signala.



Slika 2.9: Blok dijagram procesa mjerenja S-parametara pomoću analizatora mreže³

Većina vektorskih analizatora mreže ima dva porta kojima se mjere četiri S-parametra. Analizator mreže, korišćen za mjerenja predloženih antena, Anritsu MS4647A je prikazan na slici 2.10.

Analizatori mreže su instrumenti koje treba kalibrisati. Kalibracija (kalibracija samog instrumenta) se obavlja jednom u par godina od strane ovlašćenog servisa. Međutim, pod pojmom kalibracija, najčešće se misli na korisničku kalibraciju koju je neophodno obaviti prije svakom mjerenju, tj. obavlja se nekoliko puta u toku sat vremena. Ovakva kalibracija ispravlja sistemske greške u instrumentu, uticaj kablova, konektora i ispitne opreme. Kablovi unose vremensko kašnjenje, fazni pomjeraj i slabljenje. Pored toga, svi parametri se mijenjaju sa promjenom temperature.

Kalibracija podrazumijeva mjerenje poznatih standarda (standardnih elemenata) a zatim kompenzaciju grešaka. Samo sistemske greške se ispravljaju kalibracijom. Slučajne greške, kao što je promjena konektora (recimo postavljanje druge antene na isti kalibrisani kabal) ne mogu biti ispravljene kalibracijom.

Postoji više metoda kalibracije:

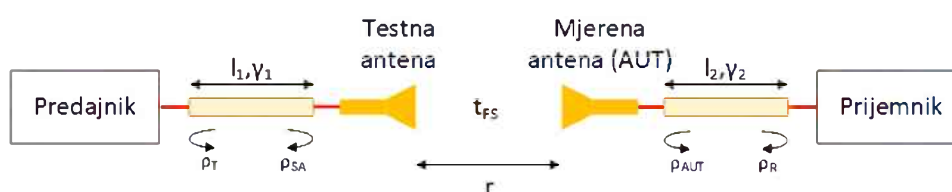
1. Elektronska kalibracija. Ovo je u potpunosti automatski proces, gdje se u ravni gdje je potrebna kalibracija (recimo na konektorima filtra čije se karakteristike mjere) povezuje elektronski kalibrator. U ovom slučaju analizator mreže će sam izvršiti kalibraciju.
2. SOLT - što predstavlja skraćenicu za *Short, Open, Load, Through*. Ovaj tip kalibracije podrazumijeva povezivanje standarda za kratko spojeni vod (*Short*), otvoreni vod (*Open*), potrošača (*Load*), što je najčešće otpornik od 50Ω i dijela voda (*Through*), zatim kalibrisanje posle svakog standarda i za svaki port posebno. Ovaj tip kalibracije je pogodan za mjerenja sa koaksijalnim kablom
3. TRL što je skraćenica za *Through, Reflect-Line*. Ova tehnika je pogodna za talasovode osim koaksijalnog kabla. Ovaj metod koristi standarde za dio talasovoda - (*Through*) i standarde za visko reflektivni element (*Open* ili *Short*).

Princip mjerenja S-parametara pomoću analizatora mreže je prikazan na slici 2.9.

³Slika je preuzeta sa: <https://www.protoexpress.com/blog/s-parameters-measurement-vector-network-analyzer/>



Slika 2.10: Mrežni analizator Anritsu MS4647A



Slika 2.11: Model sistema za mjerenje dijagrama zračenja

2.5.2 Mjerenje dijagrama zračenja

Tipična postavka za mjerenje dijagrama zračenja podrazumijeva predajnu/prijemnu antenu koja se nalazi nasuprot mjerenoj anteni (uobičajeni naziv AUT, engl. *Antenna Under Test*) koja se rotira. Antena se rotira za diskretan broj stepeni, pri čemu svaki pomjeraj odgovara jednoj tački na dijagramu zračenja. Da bi se obezbijedila preciznost i tačnost dijagrama zračenja samo direktan elektromagnetni talas između prijemne antene i mjerene antene treba uzeti u obzir. To znači da mjerenje treba obaviti u prostoru gdje nema refleksije elektromagnetnih talasa. Ovo se postiže mjerenjem u laboratorijskim uslovima u anehoičnoj komori ili u slobodnom prostoru.

Već je naglašeno da se mjerena antena može posmatrati kao predajna ili prijemna antena. Ovo je posledica principa reciprociteta⁴. Posledice ovog principa su: dijagram zračenja antene kada emituje talase je isti kao dijagram zračenja te antene kada prima talase i protok snage je isti u oba smjera. Dakle, dijagram zračenje antene se može mjeriti ili kada ta antena prima ili kada emituje talase.

Prilikom mjerenja dijagrama zračenja potrebno je zadovoljiti sledeće uslove: elektromotorne sile na terminalima obje antene moraju biti iste frekvencije, prostor treba da bude linearan, pasivan i izotropan a da bi protok snaga bio isti neophodno je da impedanse budu prilagođene na obje antene. Prvi uslov je zadovoljen upotrebom Analizatora mreže a drugi uslov treba razmatrati samo u slučajevima kada antena ima neke sastavne aktivne delove kao što su feriti. Treći uslov je najteže zadovoljiti.

Kompleksnost sistema za mjerenje dijagrama zračenja najbolje ilustruje model prikazan

⁴Rayleigh-Helmholtz-ova teorema reciprociteta primjenjena na antene se može definisati na sledeći način: Ako se elektromotorna sila primjeni na terminale antene A a struja se mjeri na terminalima druge antene B, tada će se ista struja (i amplituda i faza) izmjeriti na terminalima antene A ako je ista elektromotorna sila primjenjena na terminalima antene B [2]

na slici 2.11. Ovdje se u obzir moraju uzeti razna slabljenja talasa i refleksije kako na prijemnoj tako i na predajnoj strani. Višestruke refleksije između mjerene i testne antene uglavnom možemo zanemariti kao posledicu slabljenja talasa u slobodnom prostoru. Pomoću teorije grafova, odnos na prijemu i predaji sa slike 2.11 možemo zapisati kao:

$$\frac{V_R}{V_T} = \frac{e^{-\gamma_1 l_1}}{1 - \rho_T \rho_{SA} e^{-2\gamma_1 l_1}} \cdot t_{FS} \cdot (1 - \rho_{AUT}) \cdot \frac{e^{-\gamma_2 l_2}}{1 - \rho_{AUT} \rho_R e^{-2\gamma_2 l_2}} \quad (2.14)$$

gdje je V_R napon koji detektuje prijemnik, V_T napon na predajniku kojim se napaja vod 1, γ_1 kompleksna konstanta prostiranja na talasovodu 1 između predajnika i testne antene, γ_2 kompleksna konstanta prostiranja na talasovodu 2 između mjerene antene i prijemnika, l_1 dužina voda 1, l_2 dužina voda 2, ρ_T koeficijent refleksije na izlazu predajnika, ρ_{SA} koeficijent refleksije na testnoj anteni, ρ_{AUT} koeficijent refleksije na mjerenoj anteni, ρ_R koeficijent refleksije na ulazu prijemnika i t_{FS} koeficijent prostiranja između priključaka antena. Na osnovu principa reciprociteta mogli bi da zamijenimo ulazni i izlazni napon tj. V_R sa V_T . To bi se moglo postići pod uslovom da su ρ_R i ρ_T i kablovi (dužina i slabljenje) identični, što je rijetkost u praksi. Drugi uslov je da su refleksije male, tj. da $|\rho_T \rho_{SA}| \approx 0$, $|\rho_R \rho_{AUT}| \approx 0$, $|\rho_T \rho_{AUT}| \approx 0$ i $|\rho_R \rho_{SA}| \approx 0$. Ovaj uslov zavisi od mjernog sistema i može biti zadovoljen kada se koristi kalibrisani Analizator mreže. Dakle, problemi nastaju kada je prilagođenje antena i mjernog sistema loše. Tada izvor i prijemnik utiču na mjerene rezultate što znači da princip reciprociteta nije zadovoljen.

Korišćenje Analizatora mreže prikazanog na slici 2.10 koji se prije svakog mjerenja kalibriše znači da je princip reciprociteta uvijek zadovoljen. Samim kalibrisanjem su eliminisane sve refleksije u ovoj postavci izuzev refleksije same antene koje se mjeri.

Pored ovoga neophodno je voditi računa i o elektromagnetnom polju u okolini antene tj. o udaljenosti antena kojima se vrši mjerenje dijagrama zračenja. Prostor u okolini antene se može podijeliti na blisku zonu zračenja i daleku zonu zračenja. Bliska zona zračenja ima reaktivno polje i radijaciono polje (u literaturi se često ove tri zone nazivaju: reaktivno blisko polje, bliska zona zračenja i daleka zona zračenja).

Reaktivno blisko polje (reaktivna bliska zona zračenja) se odnosi na polje neposredno uz samu antenu u kome je dominantna reaktivna komponenta. Ovo polje se prostire do udaljenosti od antene:

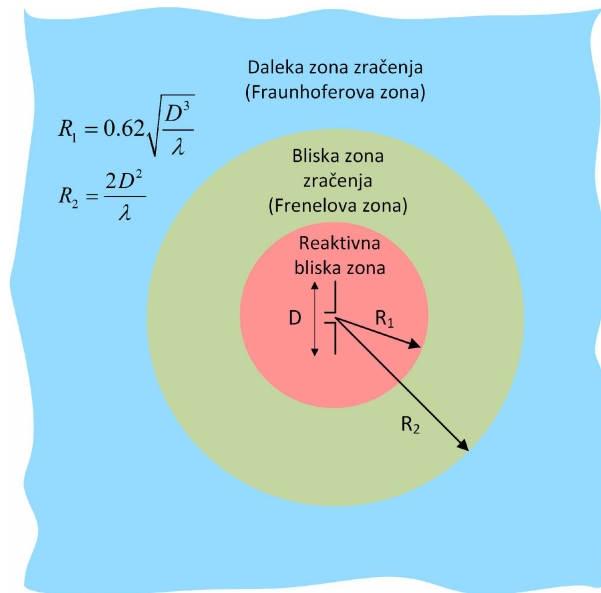
$$R_1 = 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.15)$$

gdje je λ talasna dužina a D najveća dimenzija antene. Ovo polje je dosta komplikovano, pa je za pronalaženje snage, pored amplituda, neophodno poznavati i odnos faze električnog i magnetnog polja, kao i ugao između vektora električnog i magnetnog polja.

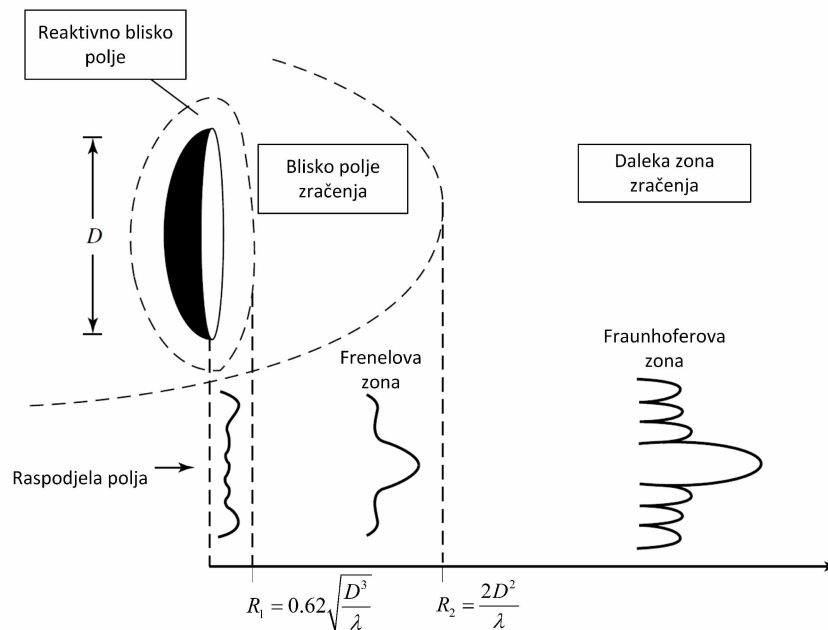
Bliska zona zračenja (*Fresnel*-ova zona) se definiše kao oblasti između reaktivnog bliskog polja i daleke zone zračenja gdje je dominantna komponenta polje zračenja ali je odnos vektora električnog i magnetnog polja i dalje komplikovan i razlikuje se od odnosa u dalekoj zoni zračenja. Ovo polje se prostire na rastojanjima od R_1 do R_2 gdje se R_2 definiše kao:

$$R_2 = \frac{2D^2}{\lambda}. \quad (2.16)$$

Daleka zona zračenja (*Fraunhofer*-ova zona) se definiše kao dio polja antene gdje je raspodjela polja nezavisna od rastojanja od antene (tj. imamo izračeni elektromagnetni talas koji sa sobom nosi energiju nezavisnu od antene). To znači da u ovoj zoni imamo



Slika 2.12: Oblasti elektromagnetnog polja antene

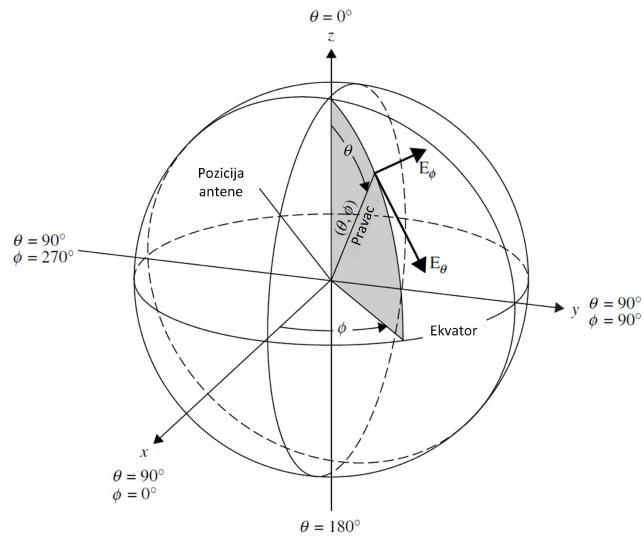


Slika 2.13: Formiranje dijagrama zračenja antene⁵

samo komponentu polja koja predstavlja polje zračenja, tj. elektromagnetni talas. Ova zona postoji na rastojanjima koja su veća od R_2 . Na slici 2.12 su ilustrovane oblasti elektromagnetnog polja antene.

Dijagram zračenja antene varira sa rastojanjem od antene od reaktivnog polja do daleke zone zračenja. Formiranje dijagrama zračenja u funkciji rastojanja od antene je prikazano na slici 2.13. Sa slike se može vidjeti da je dijagram zračenja u potpunosti formiran (Elektromagnetni talas koji nije funkcija rastojanja, tj. nije vezan za izvor, nego se slobodno prostire u prostoru) u Fraunhoferovoj dalekoj zoni zračenja.

⁵Ilustracija preuzeta iz C. A. Balanis, Antenna Theory - Analysis and Design, Fourth. Edition Wiley, 2016.



Slika 2.14: Sferni koordinatni sistem⁶

Dijagram zračenja koji je od interesa u proučavanju antena je dijagram u Fraunhofer-ovoj dalekoj zoni zračenja. Samim tim, mjerenja se obavljaju u dalekoj zoni zračenja pa i rastojanje antena u mjerenoj postavci mora biti prilagođeno tome. Naravno, postoje razne tehnike i za mjerenje bliske zone zračenja, pogotovo u situacijama kada je rastojanje antena preveliko za anehoičnu sobu, ali to nije od interesa u ovoj tezi [11].

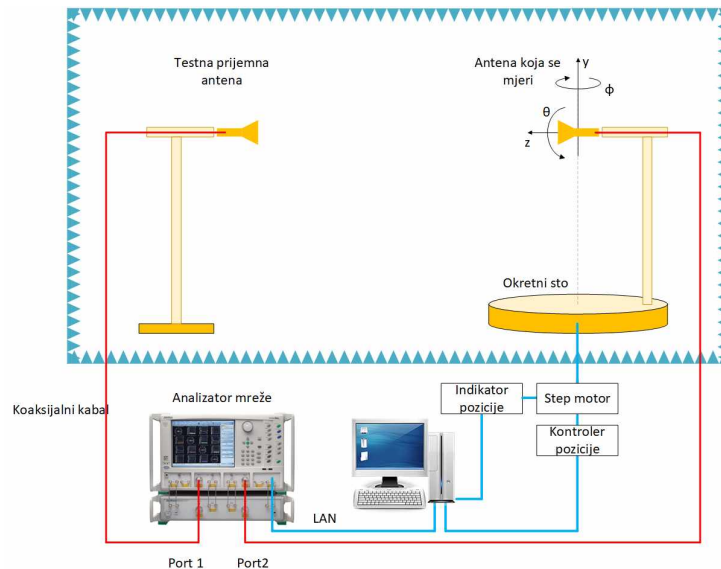
Pored dijagrama zračenja, kao parametri koji opisuju antene su koeficijent refleksije, pojačanje, direktivnost, efikasnost, impedansa i polarizacija. Detaljan i precizan opis ovih procedura je definisan u *IEEE Standard Test Procedures for Antennas* [12]. Postoji više mjernih postavki za mjerenje dijagrama zračenja koji uključuju planarno skeniranje, cilindrično skeniranje i sferno skeniranje. U ovoj tezi će biti opisana postavka za mjerenje dijagrama zračenja u sfernom koordinatnom sistemu koja je prikazana na slici 2.15 što znači da su svi prikazani dijagrami u ovoj disertaciji mjereni i prikazani u sfernom koordinatnom sistemu. Dijagrami zračenja izmjereni ovom metodom predstavljaju snagu zračenja u zavisnosti od azimutnog i elevacionog ugla, tj. u zavisnosti od sfernih koordinata. Ovaj sferni sistem, u skladu sa standardom [12], je prikazan na slici 2.14.

Postavka za mjerenje parametara antene se sastoji od:

- Mjerene antene i prijemne antene
- Analizatora mreže
- Anehoične komore
- Sistema za pozicioniranje/rotiranje
- Računara za prikupljanje mjerenja i upravljanje rotiranjem
- Softvera za obradu podatka

Blok dijagram te postavke je prikazan na slici 2.15. Prijemna antena je najčešće log-periodična ili ljevkaasta antena. Ukoliko se mjeri i polarizacija, kao prijemna antena

⁶Ilustracija preuzeta iz: *IEEE Standard Test Procedures for Antennas*, IEEE Std 149–1979, published by IEEE [12]



Slika 2.15: Postavka za mjerenje dijagrama zračenja sfernim skeniranjem

se koristi antena sa linearnom polarizacijom. Pored analizatora mreže koji se najčešće koristi za mjerenje parametara antene, za mjerenje dijagrama zračenja mogu se koristiti i neki jednostavniji sistemi, pa čak i sami bolometar sa nekim sistemom za zapisivanje mjerenih podataka.

Da bi se izvršila mjerenja dijagrama zračenja u raznim ravnima ili u čak u tri dimenzije potrebno je rotirati antenu u jednoj ili u dvije ravni. Rotiranjem antene u ravni XZ dobijamo dijagram zračenja u azimutnoj ravni. Rotiranjem antene u ravni YZ dobijamo dijagram zračenja u elevacionoj ravni. U većini slučajeva dovoljne su ove dvije ravni, ali za neke antene korisno je izmjeriti i dijagram zračenja u tri dimenzije. To se postiže postepenim rotiranjem antene u obje ravni.

2.5.3 Mjerenje pojačanja

Pojačanje se može izmjeriti pomoću više tehnika, metodom sa dvije antene, metodom sa tri antene, metodom ekstrapolacije i metodom refleksije od zemlje [7]. U ovoj tezi je od interesa mjerenje metodom pomoću dvije antene. Svi metodi su bazirani na *Friis*-ovoj formuli:

$$G_T(dB) = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log_{10}\left(\frac{P_r}{P_t}\right) - G_R(dB) \quad (2.17)$$

gdje su:

$G_T(dB)$ - pojačanje predajne antene (mjerene antene) u dB

$G_R(dB)$ - pojačanje prijemne antene

P_r - primljena snaga u W

P_t - emitovana snaga u W

R - rastojanje antena

λ - talasna dužina

Metod koji koristi dvije antene podrazumijeva da je poznat pojačanje jedne antene (najčešće su u pitanju ljevkaste antene) na svim frekvencijama. U nekim slučajevima, za

mjerenje dobitka mogu se koristiti dvije iste antene (čiji se pojačanje mjeri), $G_T(dB) = G_R(dB)$. Tada se pojačanje računa po formuli:

$$G_T(dB) = \frac{1}{2} \left[20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \right] \quad (2.18)$$

Dakle, mjerenjem rastojanja R između antena, talasne dužine λ i snaga P_r i P_t može se odrediti pojačanje antene. Za mjerenje dobitka koristi se ista mjerna postavka kao i za mjerenje dijagrama zračenja, kao na slici 2.15, s tim što su antene usmjerene jedna prema drugoj.

Mjerenje dijagrama zračenja i pojačanja antene opisano u ovom poglavlju se obavlja korišćenjem analizatora mreže, prema mjernoj postavci sa slike 2.15. Upotreba analizatora mreže podrazumijeva mjerenje parametara rasijanja a zatim računanje pojačanja antene. Predajna antena pojačanja G_T povezana je na port 1 analizatora mreže, dok se prijemna antena pojačanja G_R povezuje na port 2. Parametar S_{11} predstavlja refleksiju predajne antene, S_{22} predstavlja refleksiju prijemne antene, a parametar S_{21} predstavlja prenos snage između predajne i prijemne antene. Mjerenjem ovih parametara, poznajući rastojanje antena R i talasnu dužinu λ , a pod uslovom da su polarizacije predajne i prijemne antene usklađene, možemo izračunati proizvod pojačanja predajne i prijemne antene na osnovu sledećeg izraza:

$$G_T G_R = \frac{1}{\left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2} \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (2.19)$$

I u ovom slučaju, mjerenje se može obaviti korišćenjem prijemne antene poznatog pojačanja ili korišćenjem dvije iste antene nepoznatog pojačanja koje se mjeri.

2.5.4 Mjerenje direktivnosti i efikasnosti

Direktivnost antene se može izračunati nekim aproksimativnim analitičkim metodama, međutim najjednostavniji, ali i najmanje tačan, metod koji se i najviše koristi je računanje direktivnosti na osnovu mjerenog dijagrama zračenja. Taj metod podrazumijeva sledeće korake: mjerene dijagrama zračenja antene u dvije ravni E- i H-ravni, određivanje širine glavne latice na polovini snage (u stepenima) u E-ravni i H-ravni (θ_1 i θ_2) i računanje direktivnosti na osnovu jednačine:

$$D_0 \simeq \frac{4\pi(180/\pi)^2}{\theta_1 \theta_2} = \frac{41,253}{\theta_1 \theta_2} \quad (2.20)$$

Efikasnost zračenja se definiše kao odnos ukupne snage emitovane sa antene i ukupne snage primljene od antene na priključcima antene prilikom emitovanja. Efikasnost zračenja se može definisati i kao:

$$Efikasnost\ zračenja = \frac{pojačanje}{direktivnost} \quad (2.21)$$

2.5.5 Mjerenje impedanse

Kada govorimo o impedansi antena treba da imamo u vidu dvije vrste impedanse: sopstvenu i međusobnu impedansu. Sopstvena impedansa predstavlja impedansu antene kada antena zrači u slobodan prostor tj. kada nema sprege sa drugim antenama ili sa okolnim predmetima. Ako je više antena međusobno spregnuto, ili se neki predmet

nalazi u blizini antene, tada govorimo o međusobnoj impedansi antena. Impedansa igra veliku ulogu u radu antene. Za postizanje prenosa maksimuma snage između izvora, talasovoda i antene neophodna je konjugovano kompleksno prilagođenje impedanse. Kada se koriste talasovodi (uključujući koaksijalni kabal) prilagođenje se vrši na bilo kojem kraju talasovoda. U praksi, prilagođenje se vrši na samim priključcima antene (ili na samom konektoru). Neprilagođenje impedanse antene i impedanse talasovoda su direktno povezani sa koeficijentom refleksije i sa koeficijentom stojećeg talasa na konektoru (ili na priključcima) antene i mogu se opisati izrazom:

$$\frac{P_{refl}}{P_{inc}} = |\Gamma|^2 = \frac{|Z_{ant} - Z_c|^2}{|Z_{ant} + Z_c|^2} = \left| \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right|^2 \quad (2.22)$$

gdje je: Γ koeficijent refleksije na konektoru antene, $VSWR$ koeficijent naponskog stojećeg talasa (engl. *Voltage Standing Wave Ratio*) na konektoru antene, Z_{ant} impedansa antene i Z_c karakteristična impedansa talasovoda.

Jednačina 2.22 daje direktnu zavisnost između impedanse antene Z_{ant} i koeficijenta stojećeg talasa $VSWR$. U praksi međutim, poznavanje $VSWR$ ne daje dovoljno informacija za računanje impedanse antene. Da bi se ovo prevazišlo, prvo se mjeri $VSWR$, zatim računa amplituda i faza koeficijenta refleksije. Na osnovu koeficijenta refleksije, impedansa antene se može izračunati na osnovu:

$$Z_{ant} = Z_c \left| \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right|^2 \quad (2.23)$$

Analizatori mreže imaju ugrađene funkcionalnosti za direktno mjerenje impedanse (na način opisan u prethodnom pasusu). Naravno, da bi se izbjegla međusobna sprega, mjerenje treba vršiti u anehoičnim sobama u kojima nema refleksije.

2.5.6 Mjerenje električno malih antena

Električno male antene pripadaju specifičnoj grupi kada je u pitanju mjerenje njihovih performansi. Tipična osobina električno malih antena je njihova mala direktivnost. Sa jedne strane, nema potrebe za preciznim mjerenjem bočnih latica (jer ih nema), dok je sa druge strane potrebno mjeriti 3D dijagrame radi pronalaženja pravca maksimalnog zračenja jer su ove antene blizu omnidirekcionim antenama.

Kod električno malih antena, granica bliske i daleke zone zračenja može biti manja od granice definisane jednačinama 2.15 i 2.16 na strani 36. U tom slučaju granicu daleke zone zračenja R_2 treba računati po formuli [2]:

$$R_2' = \frac{R_1}{10^{\Delta L/40} - 1} \quad (2.24)$$

gdje R_2' rastojanje daleke zone zračenja od antene kada je prisutno reaktivno blisko polje a ΔL greška u dB izazvana reaktivnim bliskim poljem. Iz teorije je dobro poznato da reaktivno polje opada sa kvadratom rastojanja. Potrebno je da nivo reaktivne komponente polja bude 35 dB ispod nivoa komponente daleke zone zračenja. U tom slučaju je $\Delta L \approx 0.3dB$. Sve dok je $\Delta L < 1dB$ (dimenzija antene D je manja od 0.3λ), granica udaljene zone se može računati po formuli 2.24. Za antene veće od 0.3λ koje i dalje spadaju u kategoriju električno malih antena kriterijum za podešavanje udaljenosti pri likom mjerenja, tj. granicu daleke zone zračenja, treba računati po formuli:

$$R_2' = \frac{2D}{10^{\Delta L/10} - 1} \quad (2.25)$$

Drugi problem prilikom mjerenja električno malih antena je uticaj kabla koji napaja antenu. Kako je dijagram zračenja više ili manje omnidirekcioni, kabal se prilikom mjerenja može naći u bliskom polju antene, čime dolazi do izobličenja dijagrama zračenja. Dalje, kada je kabal priključen na električno malu antenu narušava raspodjelu struje po površini antene. Ovo se može riješiti na više načina: koristeći visoku impedansnu vezu sa antenom, pomoću diodnog detektora ili čak optikom, redukovanjem struja po površini kabla sa feritnim prigušivačima i korišćenjem malih transmitera (koji se napajaju baterijom) direktno vezanih na antenu. Najčešće rješenje je upotreba feritnih prstenova koji apsorbuju struju po površini kablova.

Glava 3

Fraktali

Fraktal je nepravilna geometrijska struktura tj. obrazac koji se ponavlja do beskonačnosti i svaki dio fraktala, koji je progresivno manji od prethodnog, izgleda veoma slično cijeloj strukturi. Fraktali se ne mogu opisati klasičnom geometrijom jer uvećanje strukture otkriva ponovljene obrasce sličnih ali progresivno manjih dimenzija. Do danas ne postoji jasna definicija fraktalne geometrije ili fraktala. Riječ fraktal je prvi put upotrebio *Benoît Mandelbrot* uzevši kao osnovu latinsku riječ *fractus* što u prevodu znači izlomljen. U svojoj knjizi *The Fractal Geometry of Nature* [13], Mandelbrot definiše fraktal kao grub ili izlomljen geometrijski oblik koji se može podijeliti na djelove od kojih je svaki (bar približno) kopija cjeline u smanjenoj veličini. Sa jedne strane matematičari smatraju da su fraktalni oblici oni koji se mogu okarakterisati fraktalnom dimenzijom. I sam Mandelbrot je 1975. godine opisao fraktal kao objekat čija je Hausdorfova dimenzija veća od topološke dimenzije. Sa druge strane, fraktali kao što je Hilbertova kriva, ne zadovoljavaju ovaj uslov. Po knjizi *Fractal Geometry: Mathematical Foundations and Applications* [14] fraktali imaju sledeće osobine:

- Fraktal ima neku vrstu samo-sličnosti, približnu ili čak statističku
- Fraktal ima finu strukturu, odnosno ima detalje sa proizvoljno malim skaliranjima
- Obično je fraktalna dimenzija veća od topološke. Fraktalna dimenzija nije cijeli broj
- Fraktal je previše nepravilan da bi se mogao opisati tradicionalno Euklidovom geometrijom, kako lokalno tako i globalno
- U većini slučajeva, skup, koji u stvari predstavlja fraktal, je definisan vrlo jednostavno
- Fraktali su rekurzivni nezavisno od skaliranja

Kada su definisani osnovni koncepti fraktala i počelo njihovo izučavanje, bilo je neverovatno koliko fraktalnih oblika je uočeno u prirodi. Drveće, grane drveća, biljke, lišće, pražnjenje elektriciteta, pahuljice, riječni slivovi, kristali itd. samo su neki od fraktalnih oblika koji se mogu naći u prirodi.

Istorijski gledano, fraktali konstruisani od strane Kantora, Sierpinskog, Koha, Peana itd. su se smatrali "matematičkim čudovištima". Često su služili kao kontra-primjer. Recimo služili su da pokažu da postoji kriva linija koja prolazi kroz sve tačke kvadrata [15]. Danas imamo drugačiji pogled na fraktale, oni su sve samo ne kontra-primjeri. Osobine fraktala su tipične osobine koje pronalazimo u prirodi. Shodno tome, fraktali

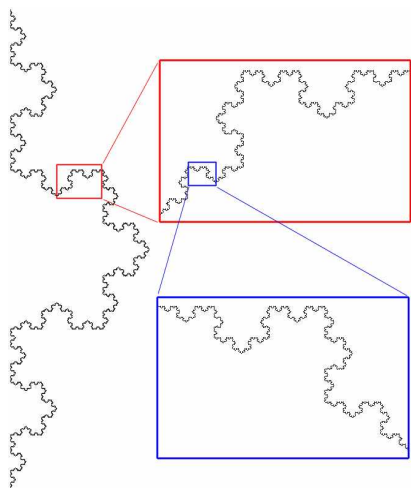


Slika 3.1: Fraktali u prirodi. Redom: pahuljica, presjek glavice kupusa, kristali bizmuta, cvijet, biljka aloa, paprat, riječni sliv, školjka puža, rijeka u pustinji i list.

postaju neophodna komponenta za modelovanje i simulaciju prirode. Naravno da postoji velika razlika između matematičkih fraktala i fraktala u prirodi. Fraktali u prirodi su uvijek rezultat nekog procesa rasta, dok su matematički fraktali uvijek smatrani statičkim i karakterisani kao rješenja jednačina. U sledećem poglavlju pažnja će biti posvećena procesu generisanja fraktala, a ne samo krajnjem rezultatu.

Postavlja se pitanje šta predstavlja samo-sličnost koja je osnovna osobina svih fraktala i koliko je ona strogo definisana. Samo-sličnost možemo podijeliti u više grupa:

- Tačna samo-sličnost. U ovom slučaju su svi oblici potpuno identični kao originalni oblik u svim iteracijama fraktala samo progresivno manjih dimenzija. Neki od primjera su Sierpinski trougao, Kohova kriva ili Kohova pahuljica
- Kvazi samo-sličnost. U većim iteracijama imamo aproksimativno isti obrazac koji je umanjen. Iteracije mogu sadržati iskrivljene ili degenerisane oblike osnovnog obrasca. Primjer je Mandelbrotov skup gdje su "sateliti" aproksimacije cijelog skupa ali ne i njegove tačne kopije. Mandelbrotov skup je prikazan na slici 3.14.
- Statistička samo-sličnost. Ovdje dolazi do ponavljanja obrasca stohastički tako da su numeričke ili statističke mjere sačuvane u većim iteracijama. Jedan primjer bi bilo računanje dužine obale Velike Britanije.
- Kvalitativna samo-sličnost. Odnosi se na signale u vremenskom domenu. Primjeri su haotični signali



Slika 3.2: Koncept samo-sličnosti

- Multi-fraktalno skaliranje koje karakteriše više od jedne fraktalne dimenzije ili više od jednog pravila skaliranja

Na slici 3.2 je prikazan koncept samo-sličnosti.

Generalno poređenje Euklidove i fraktalne geometrije je prikazano u tabeli 3.1

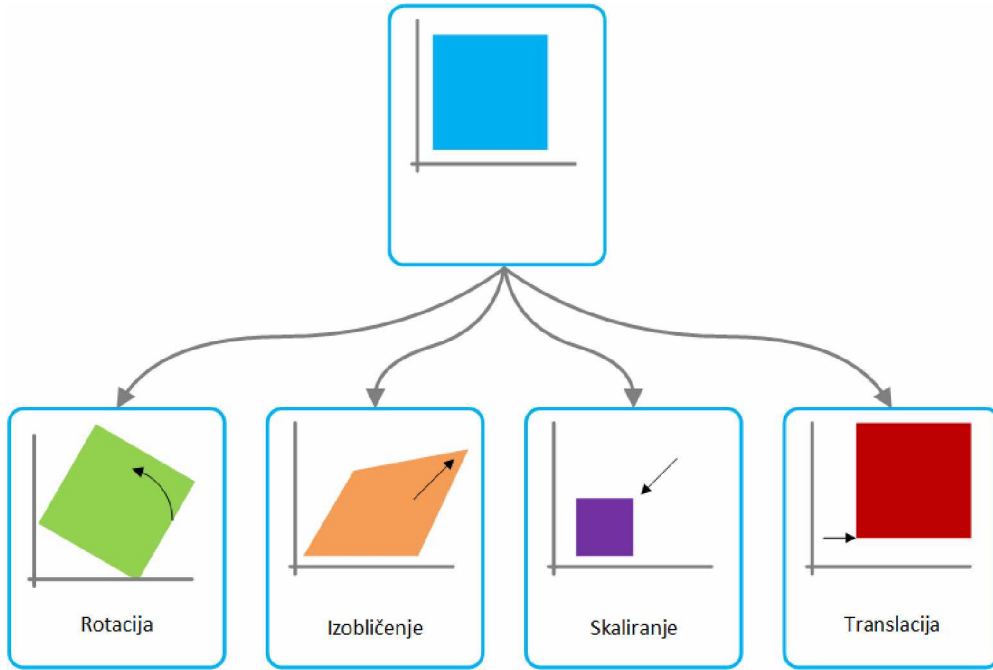
Tabela 3.1: Poređenje Euklidove i fraktalne geometrije

Euklidova geometrija	Fraktalna geometrija
Često definisana formulom	Često definisana iterativnim pravilom
Primjenjiva za vještačke objekte	Primjenjiva za prirodne objekte
Oblici se mijenjaju pri skaliranju	Ne-promjenljivi oblici prilikom skaliranja, samo-slični
Oblici definisani analitičkim jednačinama	Oblici definisani rekurzivnim algoritmima
Lokalno glatki, diferencijabilni	Lokalno hrapavi, nisu diferencijabilni
Elementi: tjemena, ivice i površine	Elementi: iteracije funkcije

Postoji više načina za generisanje fraktala:

- Iterativna funkcija (IFS - *Iterative Function System*)
- L-sistem
- Fraktali generisani rekurzijom
- Slučajni fraktali
- Čudni atraktori

Iterativna funkcija ili IFS (*Iterated Function System*) se zasniva na geometrijskim pravilima skaliranja, translacije, rotacije ili razvlačenja kako bi se generisao fraktal, kao na slici 3.2. Primjeri fraktala koji se mogu generisati iterativnom funkcijom su Sierpinski trougao, Sierpinski tepih, Kohova kriva, Peano kriva itd. L-sistem se zasniva na modelovanju procesa "rasta" fraktala metodom zasnovanom na alfabetu. Ovaj metod je predložio A. Lindenmayer 1968. godine. Hilbertova i Peano kriva se može generisati ovim metodom[15]. U prostornom domenu, rekurzivna funkcija je definisana za generisanje



Slika 3.3: Afine transformacije.

fraktala u kompleksnoj ravni. Neki primjeri ovako definisanih fraktala su Žulijin skup, Mandelbrotov skup, Ljapunovljev fraktal itd. U literaturi se ovaj način generisanja fraktala naziva i metoda "Bjektivnosti" (*Escape-time fractals*). Ova metoda koristi rekurzivne matematičke jednačine. Trajektorija ne-determinističkih funkcija se koristi za generisanje slučajnih fraktala. Levijev let, Braunovo kretanje i Braunovo drvo su primjeri slučajnih fraktala. Čudni atraktori su atraktori dinamičkih sistema koji opisuju haotične sisteme.

Među različitim metodologijama za generisanje fraktala Iterativna funkcija je izabrana za generisanje fraktalne antene korišćene u ovoj tezi. Samim tim, o iterativnoj funkciji će biti više riječi u nastavku.

3.1 Generisanje fraktala pomoću iterativne funkcije

Većina fraktala se može konstruisati pomoću iteracija, procedurom koja se naziva IFS (*Iterated Function Systems*). Fraktali se definišu kao suma samo-sličnih kopija, pri čemu je svaka naredna kopija manja od prethodne. IFS se zasniva na afnim transformacijama W koje se primjenjuju na određeni oblik u više iteracija. Ove afne transformacije sastoje se od translacija, skaliranja, izobličenja i rotacija, slika 3.2. Afna transformacija W primjenjena na tačku (x, y) u ravni može se opisati sledećom jednačinom [16]:

$$W(x, y) = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e \\ f \end{bmatrix} = (ax + by + e, cx + dy + f) \quad (3.1)$$

gdje koeficijenti e i f pomjeraju tačku po x i y osi, dok ostala četiri koeficijenta služe za skaliranje i rotaciju. Ako su b i c koeficijenti jednaki nuli, koordinate x i y tačaka u ravni će biti pomnožene sa koeficijentima a i d što će prouzrokovati da se figura proširi ili skupi po obje ose. Preslikavanje u odnosu na x ili y osu se može postići tako što će neki od koeficijenata a ili d biti negativan. Ako koeficijente a i d postavimo na nulu možemo izmijeniti horizontalnu i vertikalnu osu.

Ako nam je potrebno rotiranje, matricu koeficijenata možemo zapisati u obliku:

$$\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 \cos \theta_1 & -r_2 \sin \theta_2 \\ r_1 \sin \theta_1 & r_2 \cos \theta_2 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

gdje su r_1 i r_2 koeficijenti kojima se figura skalira, a θ_1 i θ_2 su uglovi rotacije. Drugim riječima, (r_1, θ_1) predstavljaju polarne koordinate tačke (a, c) , a $(r_2, \theta_2 + \pi/2)$ predstavljaju polarne koordinate tačke (b, d) .

Ako sada pretpostavimo da je za generisanje jedne iteracije fraktala potrebno više afinih transformacija, tj. skup iterativnih funkcija W_1, W_2, \dots, W_N , novi geometrijski oblik će nastati primjenjivanjem svih iterativnih funkcija iz ovog skupa na početni geometrijski oblik A i prikupljanjem rezultata funkcija $W_1(A), W_2(A), \dots, W_N(A)$:

$$W(A) = \bigcup_{n=1}^N W_n(A) \quad (3.3)$$

W je poznat i kao Hatčinsonov operator (tj. IFS).

Fraktalna geometrija se dobija primjenjivanjem operatora W na prethodni geometrijski oblik. Na primjer, ako skup A_0 predstavlja inicijalnu geometriju to se može zapisati kao:

$$A_1 = W(A_0); A_2 = W(A_1); \dots; A_{k+1} = W(A_k) \quad (3.4)$$

Na primjeru Sierpinski trougla se može pokazati crtanje fraktala pomoću IFS-a. Generatorski oblik je jednakostranični trougao **S(0)**. Figura **S(1)** sa slike 3.4 dobija se skalirajući tri kopije **S(0)** za faktor $1/2$. Zatim se dva skalirana trougla transliraju po x i y osi da bi se dobio oblik sa slike 3.4. Ako pretpostavimo da je tjeme prvog trougla u koordinatnom početku, tj. tački sa koordinatama $(0,0)$, tada drugi trougao treba da pomjerimo udesno za $1/2$ tj. da tjeme leži u tački $(1/2, 0)$. Treći trougao treba pomjeriti udesno za $1/4$ i naviše za $\sqrt{3}/4$. Iterativne funkcije za generisanje fraktala **S(1)** su:

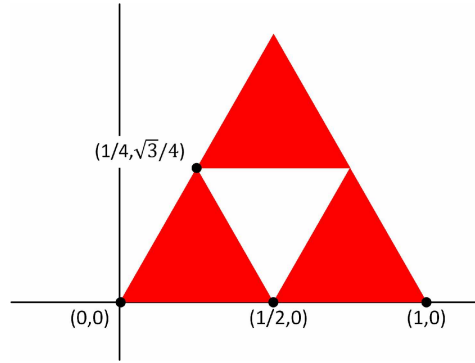
$$\begin{aligned} W_1(x, y) &= \begin{bmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \\ W_2(x, y) &= \begin{bmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/2 \\ 0 \end{bmatrix} \\ W_3(x, y) &= \begin{bmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/4 \\ \sqrt{3}/4 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Svaka iterativna funkcija kreira jedan segment, dok se čitava figura dobija presjekom svih segmenata:

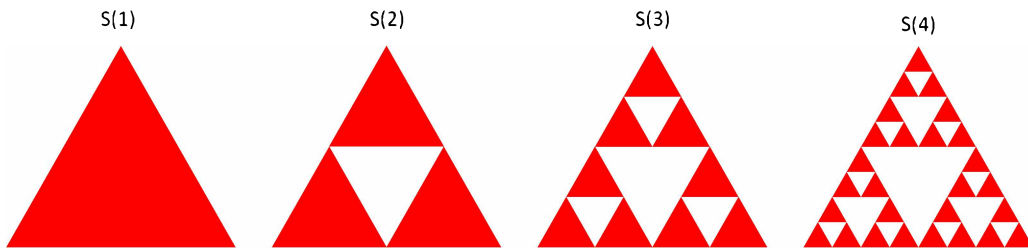
$$W(x, y) = W_1(x, y) \cap W_2(x, y) \cap W_3(x, y) \quad (3.6)$$

Primjenom iterativne funkcije na oblik **S(0)** dobija se **S(1)**. Ako se IFS primjeni na **S(1)** dobija se **S(2)**, na **S(2)** dobija se **S(3)** itd. Ovaj postupak je prikazan na slici 3.5.

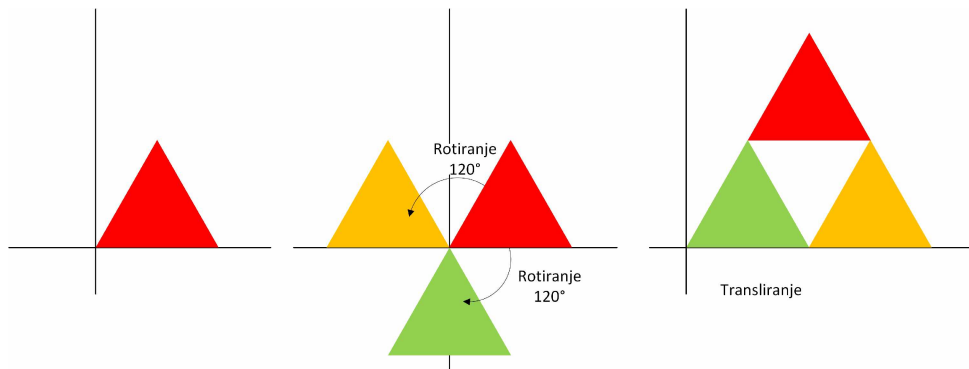
Drugi način generisanja Sierpinski fraktala zasniva se na simetriji jednakostraničnog trougla. Koristeći ovu osobinu moguće je kreirati drugačiju iterativnu funkciju. Pored



Slika 3.4: Primjer generisanja Sierpinski trougla pomoću iterativne funkcije transliranjem



Slika 3.5: Procedura generisanja Sierpinski fraktala iterativnom funkcijom

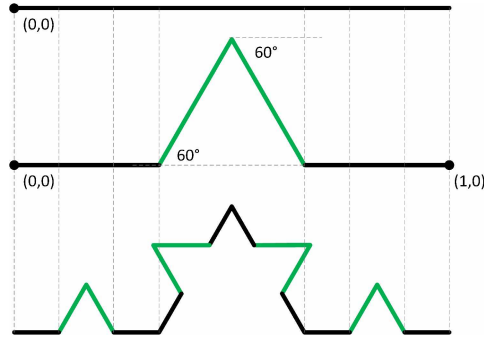


Slika 3.6: Primjer generisanja Sierpinski trougla pomoću iterativne funkcije rotiranjem i transliranjem

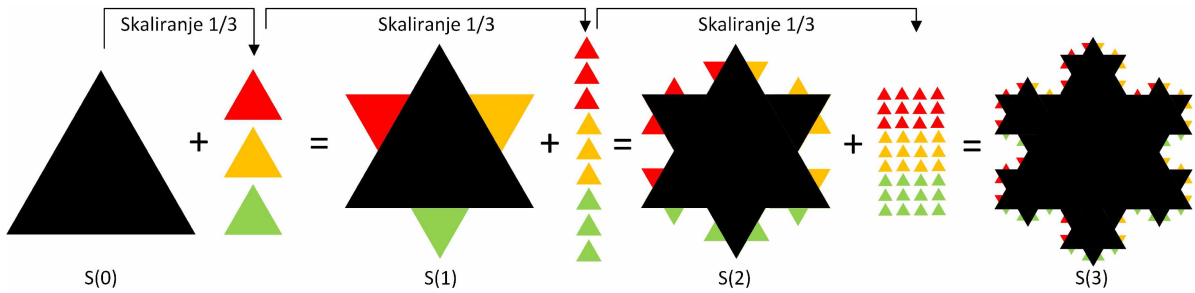
transliranja i skaliranja ova funkcija sadrži i rotaciju. Opisuje se izrazom:

$$\begin{aligned}
 W_1(x, y) &= \begin{bmatrix} -1/4 & \sqrt{3}/4 \\ -\sqrt{3}/4 & -1/4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/4 \\ \sqrt{3}/4 \end{bmatrix} \\
 W_2(x, y) &= \begin{bmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/4 \\ \sqrt{3}/4 \end{bmatrix} \\
 W_3(x, y) &= \begin{bmatrix} -1/4 & -\sqrt{3}/4 \\ \sqrt{3}/4 & -1/4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Na slici 3.6 prikazan je proces kreiranja fraktala pomoću ove iterativne funkcije. Funkcije W_1 i W_3 vrše transliranje i rotiranje za 120° , dok funkcija W_2 vrši samo transliranje.



Slika 3.7: Generisanje Kohove krive pomoću iterativne funkcije iz jednačine 3.8



Slika 3.8: Primjer generisanja Kohove pahuljice

Iterativna funkcija koja kreira Kohovu krivu, slika 3.7, se može zapisati izrazom:

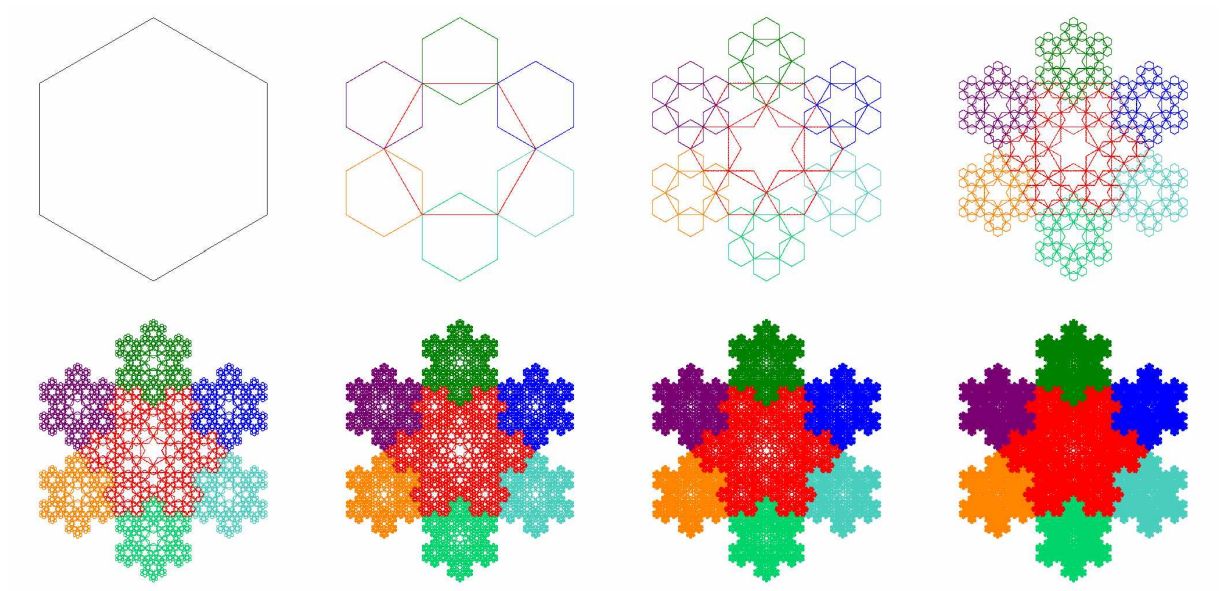
$$\begin{aligned}
 W_1(x, y) &= \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \\
 W_2(x, y) &= \begin{bmatrix} 1/6 & -\sqrt{3}/6 \\ \sqrt{3}/6 & 1/6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/3 \\ 0 \end{bmatrix} \\
 W_3(x, y) &= \begin{bmatrix} 1/6 & \sqrt{3}/6 \\ -\sqrt{3}/6 & 1/6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/2 \\ \sqrt{3}/6 \end{bmatrix} \\
 W_4(x, y) &= \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2/3 \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

Generisanje Kohove krive počinje od prave linije. Zatim se linija podijeli na tri dijela i srednji dio se zamijeni sa dvije stranice jednakostraničnog trougla što odgovara iterativnim funkcijama W_2 i W_3 (skaliranje za $1/3$, rotacija za 60°) i transliranje udesno u tačke koje su na rastojanjima $1/3$ i $1/2$ od početka linije (od tačke sa koordinatama $0,0$).

Drugi primjer korišćenja iterativne funkcije je kreiranje Kohove pahuljice, kao što je prikazano na slici 3.8. Iteracije počinju od generatora, što je u ovom slučaju jednakos-tranični trougao $S(0)$. Zatim se on skalira za $1/3$ i rotira za 30° (funkcija W_1). Te tri kopije se zatim postavljaju na sve tri strane jednakostraničnog trougla $S(0)$ čime se formira oblik $S(1)$ koji predstavlja treću iteraciju. Nova iteracija se skalira sa faktorom $(1/3)^2 = 1/9$ pri čemu se 12 kopija stavlja na sredine ivica figure $S(1)$. Tako nastaje iteracija $S(2)$. Iteracija $S(3)$ nastaje skaliranjem faktorom $(1/3)^3 = 1/27$ itd.

Drugi način formiranja Kohove pahuljice je iterativni postupak pomoću šestouglova. Taj primjer je prikazan na slici 3.9. Iterativna funkcija koja kreira pahuljicu pomoću

šestouglova je:



Slika 3.9: Primjer generisanja Kohove pahuljice pomoću šestougla

$$\begin{aligned}
 W_1(x, y) &= \begin{bmatrix} 1/2 & -\sqrt{3}/6 \\ \sqrt{3}/6 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \\
 W_2(x, y) &= \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/\sqrt{3} \\ 1/3 \end{bmatrix} \\
 W_3(x, y) &= \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 2/3 \end{bmatrix} \\
 W_4(x, y) &= \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/\sqrt{3} \\ 1/3 \end{bmatrix} \\
 W_5(x, y) &= \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/\sqrt{3} \\ -1/3 \end{bmatrix} \\
 W_6(x, y) &= \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -2/3 \end{bmatrix} \\
 W_7(x, y) &= \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/\sqrt{3} \\ -1/3 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Pored ovog metoda, drugi popularni metod za generisanje fraktala je takozvani L metod.

3.2 Fraktalna dimenzija

Da bi se objasnio koncept fraktalne dimenzije prvo treba da se zapitamo šta se podrazumijeva pod tom dimenzijom. Očigledno, linija ima topološku dimenziju 1, površina 2 a zapremina 3. Koliko dimenzija ima Sierpinski trougao? Uzmimo parče aluminijumske folije, koja ima dvije dimenzije, i zgužvajmo ga. Koliku ta kugla zgužvane aluminijumske folije ima dimenziju? Kako bi smo mogli da definišemo dimenziju? Liniju možemo da podijelimo na 4 jednaka samo-slična segmenta i svaki se uvećanjem od 4 puta može postati originalna linija. Generalno, liniju možemo podijeliti na N samo-sličnih djelova, od kojih je svaki sa uvećanjem N . Kvadrat možemo podijeliti na 4 samo-slična segmenta, ali je sada ovdje faktor uvećanja 2, tj. ako svaki od 4 segmenta povećano za 2 dobijamo originalni kvadrat. Ako ga podijelimo u 9 segmenata, faktor uvećanja je 3. Drugim riječima, kvadrat možemo podijeliti u N^2 samo-sličnih segmenata, i svaki se mora povećati za faktor N da bi izgledao kao originalni kvadrat. Na kraju, kocku možemo podijeliti u N^3 samo-sličnih segmenata koji imaju faktor uvećanja N .

Sada možemo definisati dimenziju kao

$$dimenzija = \frac{\log(\text{broj samo-sličnih segmenata})}{\log(\text{faktor uvećanja})} \quad (3.10)$$

U slučaju kvadrata možemo pisati:

$$dimenzija = \frac{\log N^2}{\log N} = 2 \quad (3.11)$$

dok u slučaju kocke imamo:

$$dimenzija = \frac{\log N^3}{\log N} = 3 \quad (3.12)$$

Ako bi pak željeli da izračunamo dimenziju Sierpinski trougla sa slike 3.4, koji ima tri trougla sa uvećanjem 2, to bi uradili na sledeći način:

$$fraktalna\ dimenzija = \frac{\log(\text{broj samo-sličnih segmenata})}{\log(\text{faktor uvećanja})} = \frac{\log 3}{\log 2} \approx 1.58 \quad (3.13)$$

Sierpinski trougao u trećoj iteraciji ima 9 trouglova sa uvećanjem 4, što takođe daje dimenziju ≈ 1.58 . Drugim riječima, trougao se dijeli u 3^N segmenata sa faktorom uvećanja 2^N ili:

$$fraktalna\ dimenzija = \frac{\log 3^N}{\log 2^N} = \frac{N \log 3}{N \log 2} = \frac{\log 3}{\log 2} \approx 1.58 \quad (3.14)$$

Pošto je koncept objašnjen sada se može pojednostaviti formula za fraktalnu dimenziju D

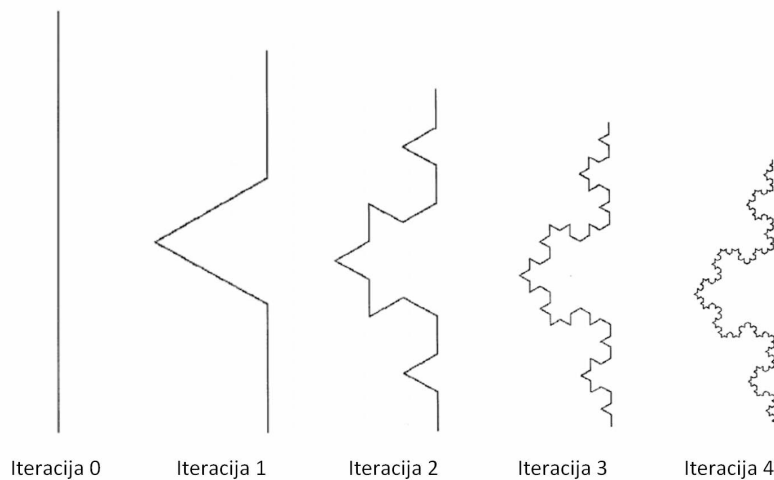
$$N = k^D \quad (3.15)$$

gdje N predstavlja broj samo-sličnih segmenata, a k predstavlja faktor uvećanja. Tada je fraktalna dimenzija D

$$D = \log_k N = \frac{\log N}{\log k} \quad (3.16)$$

gdje N broj samo-sličnih segmenata a k faktor uvećanja.

Za opisivanje fraktala koriste se i druge dimenzije kao što su *Hausdorff* i *Box counting* (ili *Minkowski–Bouligand*) dimenzija.



Slika 3.10: Primjer Kohove krive sa multi-fraktalnim skaliranjem

3.2.1 Faktor i red iteracije

Fraktalna geometrija, pogotovo u slučaju njene upotrebe za dizajniranje antena, se može opisati koristeći dva parametra: faktora iteracije - IF (engl. *Iteration Factor*) i reda iteracije - IO (engl. *Iteration order*). Ovaj pristup je dosta jednostavniji i praktičniji za opisivanje fraktalne geometrije [10], jer nam fraktalna dimenzija ne može biti od velike koristi pri opisivanju fraktala.

Red iteracije (u daljem tekstu IO) predstavlja broj iteracija fraktala, dok faktor iteracije (u daljem tekstu IF) predstavlja odnos dimenzija druge i prve iteracije fraktala. U slučaju kardioda predstavljenih u ovoj tezi, IF je uvijek manji od jedinice jer je dimenzija fraktala u nekoj iteraciji uvijek manja u odnosu na dimenziju fraktala u prethodnoj iteraciji. Faktor iteracije bi se definisao kao:

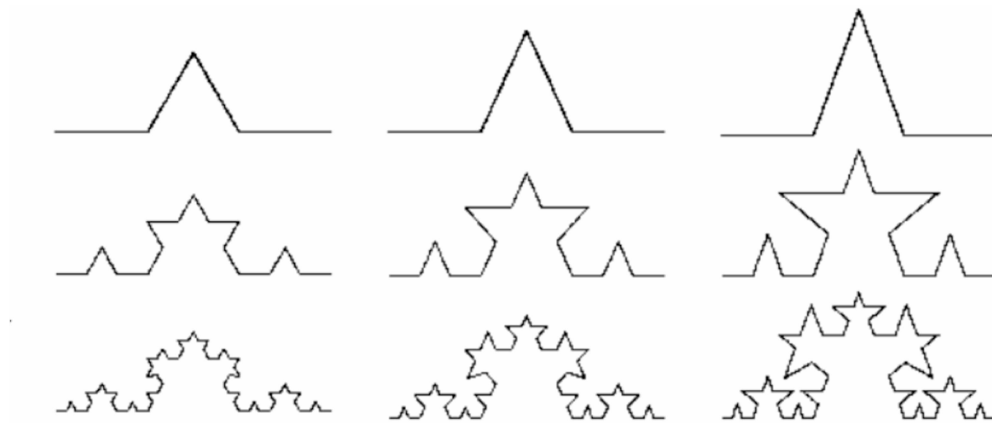
$$IF = \frac{a_2}{a_1} \quad (3.17)$$

Generalno, većina fraktala i fraktalnih antena ima isti IF za svaku iteraciju. U slučaju dizajna multirezonantnih antena to bi, u najvećem broju slučajeva, značilo da antene imaju harmonijske rezonantne učestanosti (rastojanje između rezonantnih učestanosti je isto). Sa druge strane, često je potrebno dizajnirati antenu koja ima ne-harmonijske rezonantne učestanosti.

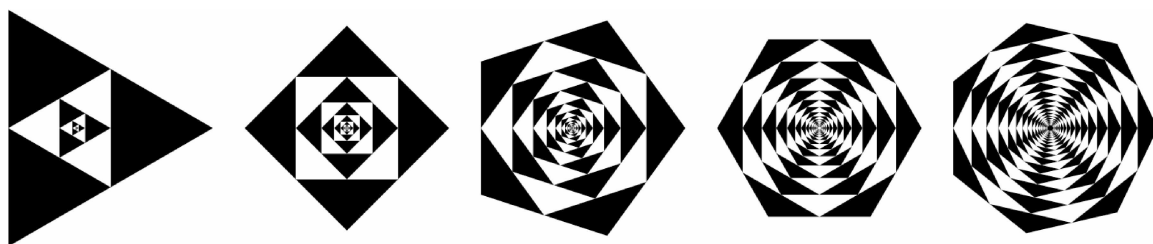
U ovom radu se predlaže antena zasnovana na geometriji fraktala gdje se IF mijenja sa svakom sledećom iteracijom. To bi značilo da se treba definisati IF_0 , koji predstavlja odnos a_2 i a_1 , zatim IF_1 , koji predstavlja odnos a_3 i a_2 itd. Ovakva fraktalna geometrija omogućava dodatnu fleksibilnost u dizajniranju antena. Za ovakve fraktale kažemo da imaju multi-fraktalno skaliranje.

Kako izgleda samo-sličnost i multi-fraktalno skaliranje najjednostavnije se može videti iz jednostavnih geometrija kao što je Kohova kriva. Jedan primjer multi-fraktalnog skaliranja iz rada [17] je prikazan na slici 3.10.

Primjer kvazi-samo-sličnosti se najbolje vidi sa slike 3.11 iz rada [18]. Na ovoj slici se vidi da kopije osnovnih fraktala mogu biti izobličene, ali da to i dalje predstavlja fraktal bez obzira na ova izobličenja. Konkretno, u ovom slučaju, fraktali se upotrebljavaju u geografiji za računanja dimenzija i navodi se da se jedna dimenzija fraktala može povećavati ili smanjivati (ili po x osi ili po y osi).



Slika 3.11: Primjer kvazi-samo-sličnosti Kohove krive



Slika 3.12: Primjeri nested geometrije

3.3 Ugniježdeni fraktali

Geometrija, koja može biti od interesa za dizajn antene je ugniježdjena (engl. *nested*). U daljem tekstu ova geometrija će se nazivati *nested*.

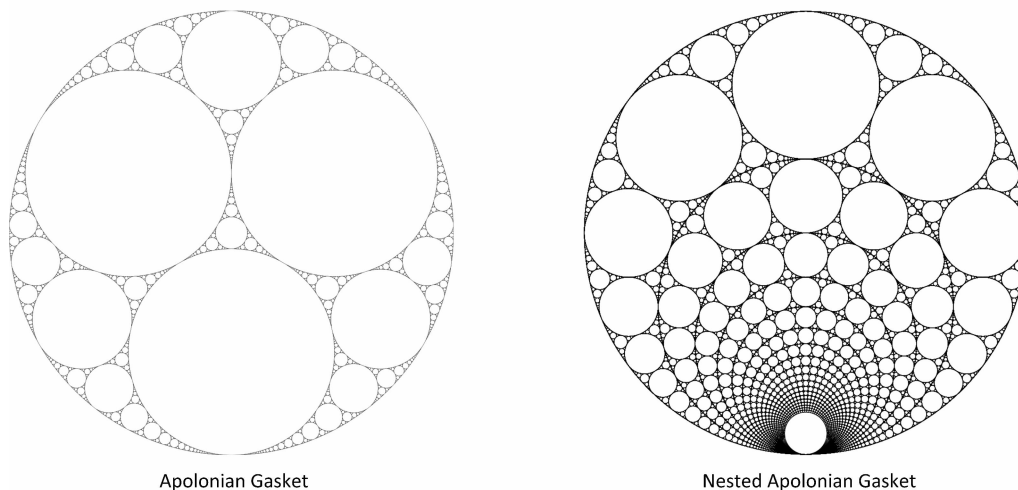
Ugniježdjena geometrija (skup) se može definisati kao geometrije (skupovi) koje imaju svojstvo da je svaka geometrija (skup) sadržana u prethodnoj i da se prečnik ili dimenzija geometrija (skupova) približava nuli kada broj geometrija (skupova) teži beskonačnosti. To je ilustrovano na slici 3.12.

U ovom primjeru oblici su dobijeni crtanjem ugniježđenih mnogouglova tako da je upisani krug n -tog mnogougla opisan krug $n+1$ -og mnogougla, dok se uzastupni mnogouglovi rotiraju za pola obrta pri svakoj iteraciji.

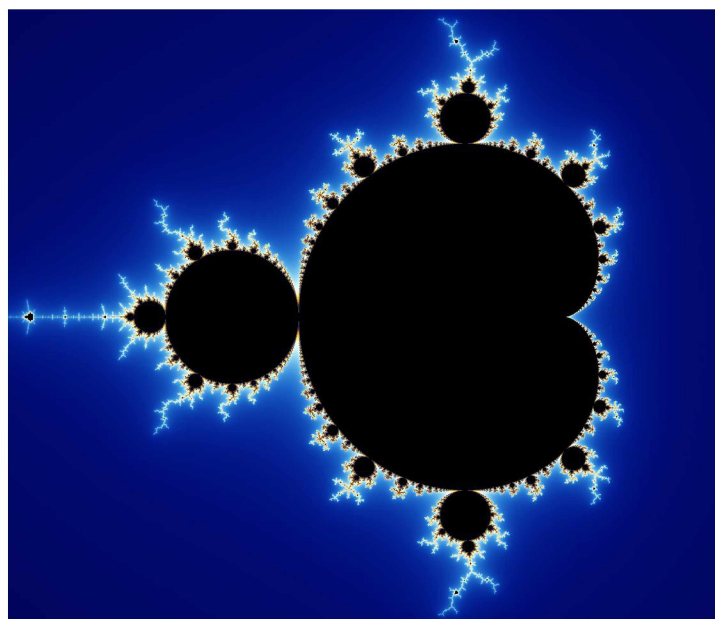
Dobar primjer kao odgovor na pitanje da li koristiti termin fraktal ili *nested* fraktal se može naći na slici 3.13. Apolonian gasket je fraktal koji se generiše počevši od tri kruga, od kojih je svaki tangencijalan na druga dva, i dalje popunjavajući prostor sa više krugova od kojih je svaki tangencijalan na ostala tri.

Postavlja se pitanje da li geometrije koje su predložene u ovoj tezi možemo nazvati fraktalnim geometrijama, *nested* geometrijama ili fraktalnim *nested* geometrijama?

Odgovor na pitanje vezano za geometriju predloženih fraktalnih antena jeste da se one trebaju nazvati nested fraktalne geometrije [19, 20, 21, 22].



Slika 3.13: Apolonian gasket i nested Apolonian gasket¹



Slika 3.14: Mandelbrotov fraktal

3.4 Mandelbrotov fraktal

Jedan od najpoznatijih fraktalnih oblika, ujedno i inspiracija za geometriju predloženu u ovom istraživanju, je Mandelbrotov skup, prikazan na slici 3.14. Često se za njega kaže da je najljepši fraktal. Prvi put ga je definisao francuski matematičar *Adrien Douady* a nazvao ga je u čast matematičara *Benoit Mandelbrot*-a koji se smatra pionirom u oblasti fraktala. Pripada grupi algebarskih fraktala i predstavlja skup tačaka u kompleksnoj ravni. Najjednostavnije se može definisati kao skup svih kompleksnih vrednosti c za koje je Žulijev skup funkcije f_c povezan. Svaka slika Mandelbrotovog fraktala predstavlja uvećani dio prethodne. Broj iteracija ovog fraktala ide i do nekoliko stotina miliona. Posmatrajući sliku 3.14, na kojoj je predstavljen Mandelbrotov fraktal, može se uočiti je ovaj fraktal kreiran od kardioide i krugova. Može se reći da je Mandelbrotov skup

¹Slika je preuzeta sa: https://en.wikipedia.org/wiki/Apollonian_gasket

kvazi-samo-sličan jer se u njemu pojavljuju izmijenjene verzije njega samog tj. dolazi do izobličenja kardioide i krugova. Detaljnije o Mandelbrotovom fraktalu se može naći u [15] [14]

Analiziranjem ovog fraktala došlo se na ideju da se neki oblici Mandelbrotovog fraktala iskoriste za dizajn fraktalne antene. Jasno je da je broj iteracija koji se može izraditi veoma mali.

3.5 Kardioda

Obzirom na to da je kardioda u osnovi fraktalne geometrije predložene u ovoj disertaciji, neophodno je detaljnije opisati ovu krivu. Kardioda je kriva linija u ravni koju opisuje tačka na kružnici koja se kotrlja oko fiksnog kruga istog poluprečnika. Naziv je dobila po grčkoj riječi *καρδια* što u prevodu znači srce.

Kardioda pripada familiji krivih koje su nastale kotrljanjem jednog kruga oko drugog kruga. Te krive se nazivaju *epitrohoide*. Po definiciji epitrohoida je kriva linija koju opisuje fiksirana tačka unutar kruga, koji se kotrlja oko drugog fiksiranog kruga sa spoljašnje strane. Specijalni slučajevi epitrohoide su *epicikloida* i Paskalov puž (fr. *limaçon*). Ako su obje kružnice istih poluprečnika onda se ta kriva naziva limakon. Sa druge strane, ako se fiksirana tačka nalazi na kružnici kruga koji se kotrlja, onda tu krivu možemo nazvati *epicikloida*. Za kardiodu možemo reći da je specijalan slučaj epicikloide i limakona kod koje oba kruga imaju isti poluprečnik a tačka koja opisuje kardiodu je fiksirana i nalazi se na kružnici kruga koji se kotrlja [23], [24].

Konstruisanje kardioide najbolje možemo vidjeti iz primjera Paskalovog puža (limakona). Jednačina koja opisuje Paskalov puž u polarnom koordinatnom sistemu je:

$$r = b + a \cos \theta \quad (3.18)$$

gdje b poluprečnik fiksiranog kruga, dok je a udaljenost tačke na kotrljajućem krugu od njegovog centra. Ugao θ ima vrijednosti od 0 do 2π . Jednačina u Dekartovom koordinatnom sistemu ima oblik:

$$(x^2 + y^2 - ax)^2 = b^2(x^2 + y^2) \quad (3.19)$$

dok je parametarska jednačina limakona:

$$\begin{aligned} x &= (b + a \cos \theta) \cos \theta \\ y &= (b + a \cos \theta) \sin \theta \end{aligned} \quad (3.20)$$

U jednačini 3.18 odnos a i b određuje oblik krive. Na slici 3.15 prikazani su različiti oblici krive limakon kada je parametar $a=1$ dok se parametar b mijenja. U slučaju kada je $b=0$, tj. kada jednačina limakona postaje $r = \cos \theta$ dobijamo krug.

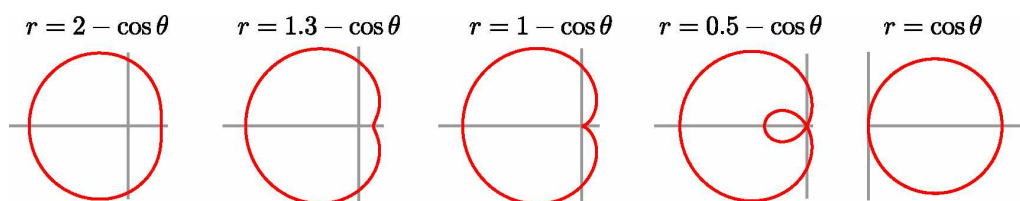
Kao što je već naglašeno, kardioda je specijalan slučaj limakona kada je $a=b$ u jednačini 3.18. Tada su oba kruga istog poluprečnika a tačka koja opisuje kardiodu se nalazi na kružnici kotrljajućeg kruga. Konstruisanje kardioide je prikazano na slici 3.16

Kardioda se u polarnim koordinatama može zapisati jednačinom:

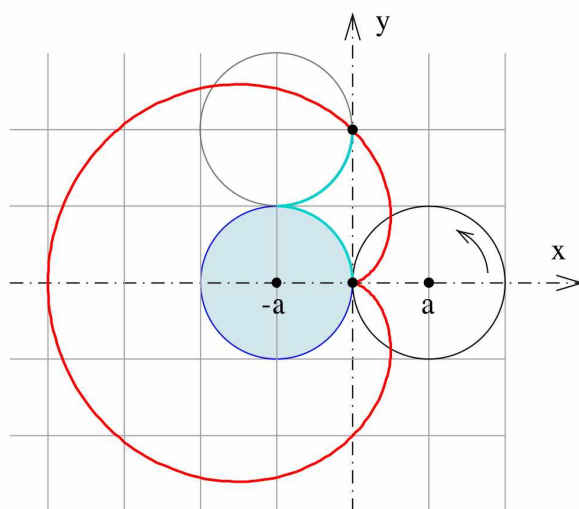
$$r = 2a(1 - \cos \theta) \quad (3.21)$$

dok se implicitna ne-parametarska jednačina u Dekartovom koordinatnom sistemu može zapisati kao:

$$(x^2 + y^2 + 2ax)^2 = 4a^2(x^2 + y^2) \quad (3.22)$$



Slika 3.15: Kriva limakon za različite vrijednosti parametra b



Slika 3.16: Proces konstruisanja kardioide²

U ovoj tezi je korišćen parametarski izraz za crtanje kardioide:

$$\begin{aligned} x &= 2a \cos \theta (1 - \cos \theta) \\ y &= 2a \sin \theta (1 - \cos \theta) \end{aligned} \quad (3.23)$$

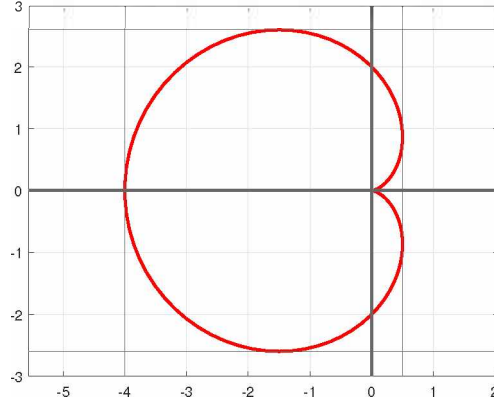
Parametar a u jednačini 3.21 ujedno određuje i dimenzije kardioide i može se koristiti kao parametar koji skalira kardioidu u odnosu na koordinatni početak. Često se u literaturi jednačina 3.21 može zapisati kao $r = a(1 - \cos \theta)$, zbog različite interpretacije parametra a pri čemu se u ovakvoj interpretaciji zaboravlja porijeklo parametra a tj. zaboravlja se da je to poluprečnik kruga već se on definiše kao neki koeficijent u jednačini. U svakom slučaju, obje jednačine su ispravne i predstavljaju kardioidu.

Polazeći od jednačine 3.23 možemo odrediti minimum i maksimum ove funkcije. Slijedi da je:

$$\begin{aligned} \min[x = 2a \cos \theta (1 - \cos \theta)] &= -4a \\ \max[x = 2a \cos \theta (1 - \cos \theta)] &= 0.5a \\ \min[y = 2a \sin \theta (1 - \cos \theta)] &= -6a\sqrt{3}/4 \\ \max[y = 2a \sin \theta (1 - \cos \theta)] &= 6a\sqrt{3}/4. \end{aligned} \quad (3.24)$$

Kardioida opisana jednačinom 3.23 gdje je $a=1$ je predstavljena na slici 3.17. Sa slike se može vidjeti da su dimenzije kardioide po x -osi od -4 do 0.5, a po y -osi od -2.5981 do 2.5981 na osnovu jednačine 3.24.

²Slika je preuzeta sa: <https://en.wikipedia.org/wiki/Cardioid>



Slika 3.17: Kardioda definisana jednačinom $r = 2a(1 - \cos \theta)$ gdje je $a=1$

Za dizajniranje antene i crtanje kardioide u simulacionom softveru bitna je tvrdnja da sve tetive koje prolaze kroz vrh kardioide (koordinatni početak na slici 3.16) imaju istu dužinu. Ta dužina je jednaka $4a$ gdje je a poluprečnik kruga čijim kotrljanjem nastaje kardioda. Drugim riječima rastojanje između dvije tačke kardioide koje presijecaju x-osu je $4a$.

U literaturi se mogu pronaći i druge parametarske jednačine koje opisuju kardiodu. U radu [25] autori koriste sledeću parametarsku jednačinu:

$$\begin{aligned} x &= 2r_1(\cos \theta - 0.5 \cos 2\theta) \\ y &= 2r_1(\sin \theta - 0.5 \sin 2\theta) \end{aligned} \tag{3.25}$$

U ovom slučaju ne može se reći da se radi o parametarskoj jednačini kardioide, već parametre r_1 i r_2 možemo posmatrati kao koeficijente kojima možemo skalirati (izobličavati) kardiodu po x ili y osi pretpostavljajući da je parametar $a=1$. Ove deformisane kardioide mogu poslužiti u nekom budućem radu pa se kao parametri u simulacijama mogu pojavljivati r_1 i r_2 .

Glava 4

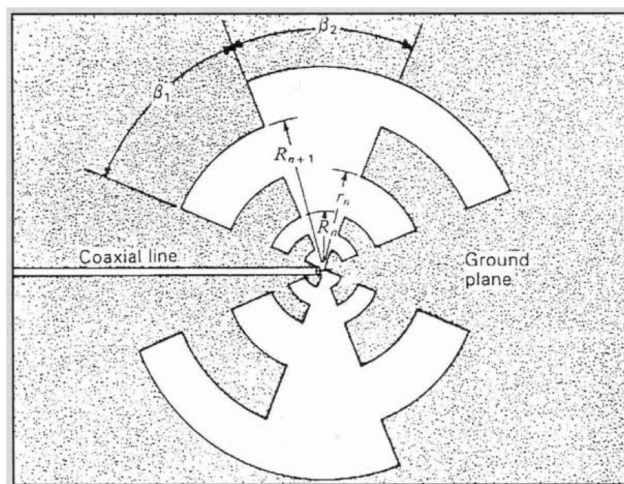
Fraktalne antene

Postavlja se pitanje šta bi to bila efikasna antena? Ili bolje reći upotrebljiva antena. Antena treba da efikasno zrači ili prima elektromagnetne talase po mogućnosti sa što je moguće većom direktivnošću (ili u nekim slučajevima sa omnidirekcionim dijagramom) i pojačanjem. Taj cilj je uvijek bio u suprotnosti sa fizičkim ograničenjima, posebno na visokim učestanostima. U suštini, svaka antena je kompromis - između rezonantne frekvencije i dimenzija, efikasnosti i širokopojasnosti itd. Godinama unazad istraživanja su se bazirala na proučavanju ovog kompromisa što je dovelo do veoma dobrih rješenja, pa je teško da se pojavi neki novi originalni dizajn. U dizajniranju antene akcenat je stavljen na rezonantnu učestanost i dijagram zračenja. Projektovanje se uglavnom zasniva na izboru neke geometrije a zatim razmatranju dijagrama zračenja takve antene a ne obratno. Takvi oblici antene su uglavnom prosti, tj. zasnovani na Euklidovoj geometriji. Matematika neophodna za opisivanje dijagrama zračenja je takođe bila relativno jednostavna, pa su se mogle i predvidjeti performanse tih antena. Antene su dizajnirane od linija, površi, krugova, trouglova, kvadrata, elipsi, polulopti, parabola itd. Međutim, novi pristupi koji koriste fraktalnu geometriju otvaraju nove oblasti za istraživanje. Korišćenje fraktalne geometrije dovodi do dizajniranja veoma malih antena sa visokom efikasnošću i sa drugim poboljšanjima.

Jedno interesantno zapažanje je objavljeno u monografiji o žičanim antenama 1985. godine [26]. Naime, otkrili su da ako se obrne proces i pogleda koji oblici daju dipolima i vertikalnim antenama veće pojačanje, dolaze do zaključka da je to daleko od Euklidove geometrije. Pokazalo se da nasumično savijene žice ili talasaste žice daju bolje rezultate. Zaključak je bio jasan, korišćenjem jednostavnih geometrijskih oblika se ne dobijaju uvijek najbolje antene. Stoga se čini da postoji prednost u istraživanju neklasičnih geometrijskih oblika u dizajniranju antena. Ovo je djelimično dalo motivaciju da se iskoristi, do tada za dizajn antena ne upotrebljavana, fraktalna geometrija.

Zanimljivo je ovdje pomenuti i istoriju fraktalnih antena. Krajem četrdesetih godina prošlog vijeka razvijene su prve frekvencijski nezavisne antene - helikoidne antene. *Raymond DuHamel* i *Dwight Isbell* sa Univerziteta Illinois razvili su 1958. godine novu vrstu frekvencijski nezavisnih antena - log-periodične antene [27]. Ova antena je prikazana na slici 4.1. Antena se zasniva na spirali koja postaje sve veća sa povećanjem rastojanja od centra spirale. Danas, mi znamo da su ove strukture deterministički fraktali [2].

Ironično, pioniri log-periodičnih antena su bili korak od definisanja i generalizovanja svih fraktalnih antena. Ipak, neke ključne karakteristike fraktalnih antena kao što su fraktalna dimenzija, neharmonijske rezonantne učestanosti i samo-sličnost nisu bile dio njihovog razmatranja [28]. Tek nakon 40 godina od otkrića ove antene, dolazi do defin-



Slika 4.1: Log periodična antena - prva fraktalna antena¹

isanja novog tipa antena - fraktalnih antena, i razvija se novi pristup u analizi i dizajnu ovih antena.

Iako je uobičajeno bilo da se antene projektuju za jednu specifičnu funkciju, tj. za jednu frekvenciju, ili za opseg frekvencija (širokopojasne ili frekvencijski nezavisne antene), sa razvojem uređaja za komunikaciju (primjer su mobilni telefoni) javila se potreba za antenama koje ne moraju biti širokopojasne, već je poželjno da imaju više rezonantnih učestanosti (ili preciznije reći više rezonantnih opsega učestanosti) i da budu električno male antene. Da bi se jedna širokopojasna antena koristila za više komunikacionih servisa potrebna je dodatna elektronika (filtri, kola za prilagođenje itd.). Iz ovih razloga se usložnjavaju zahtjevi koje antena treba da zadovolji, pa antena treba da bude prilagođena na više opsega, treba sama da se ponaša kao filter (tj. treba da ima više opsega a ne da bude širokopojasna) i što je veliki izazov, da te rezonantne frekvencije ne budu harmonijske.

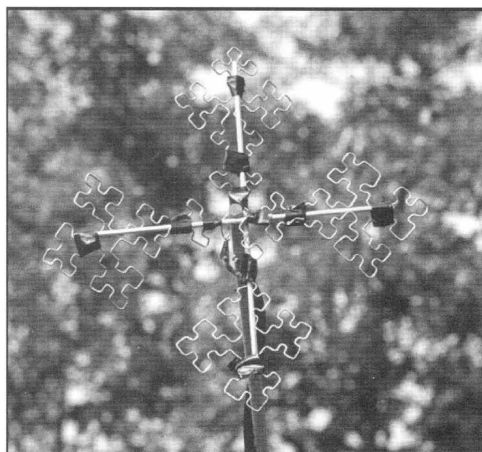
Fraktalna geometrija se koristi za dizajniranje multifrekventnih, električno malih ili visoko direktivnih antena. Jedan od prvih primjera multifrekventne antene je monopol antena zasnovana na Sierpinski trouglu. Primjeri električno malih antena su Kohov monopol, Sierpinski "bowtie" (leptir mašna) ili Hilbertov monopol. Antene sa visokom direktivnošću se mogu dobiti upotrebom geometrije Kohove pahuljice ili Sierpinski bow tie. Iz teorije je poznato da oblikovanje antena (savijeni dio se ponaša kao linija za kašnjenje) povećava pojačanje [29]. Kod većine fraktalnih antena, pojačanje i dijagram zračenja je nezavistan od iteracija (nepromjenljiv sa povećanjem iteracije).

Očigledna prednost fraktalnih antena jeste ta što su električno male antene, tj. rezonantne su zauzimajući malu površinu, pa samim tim nema potrebe za dodavanjem diskretnih komponenti da bi se postigla rezonansa. U mikrotalasnoj tehnici, diskretne komponente mogu da koštaju više od same antene. Dodatni dijelovi smanjuju pouzdanost samog predajnika/prijemnika, dok se same antene mogu napraviti od jeftinih štampanih ploča. Naravno, dizajniranje svake antene je kompromis između više stvari. U slučaju fraktalnih antena to je kompromis između veličine antene i jačine električnog polja ili jačine električnog polja i propusnog opsega. Ni jedna električno mala antena ne može imati veliko pojačanje, veliki radni opseg i male dimenzije ujedno.

Prednosti fraktalnih antena su:

- Miniaturizacija

¹Slika preuzeta iz J. Kraus, Antennas 2nd Edition. McGraw-Hill College, 1988.



Slika 4.2: Žičana antena u obliku Minkovski fraktala iz [28]

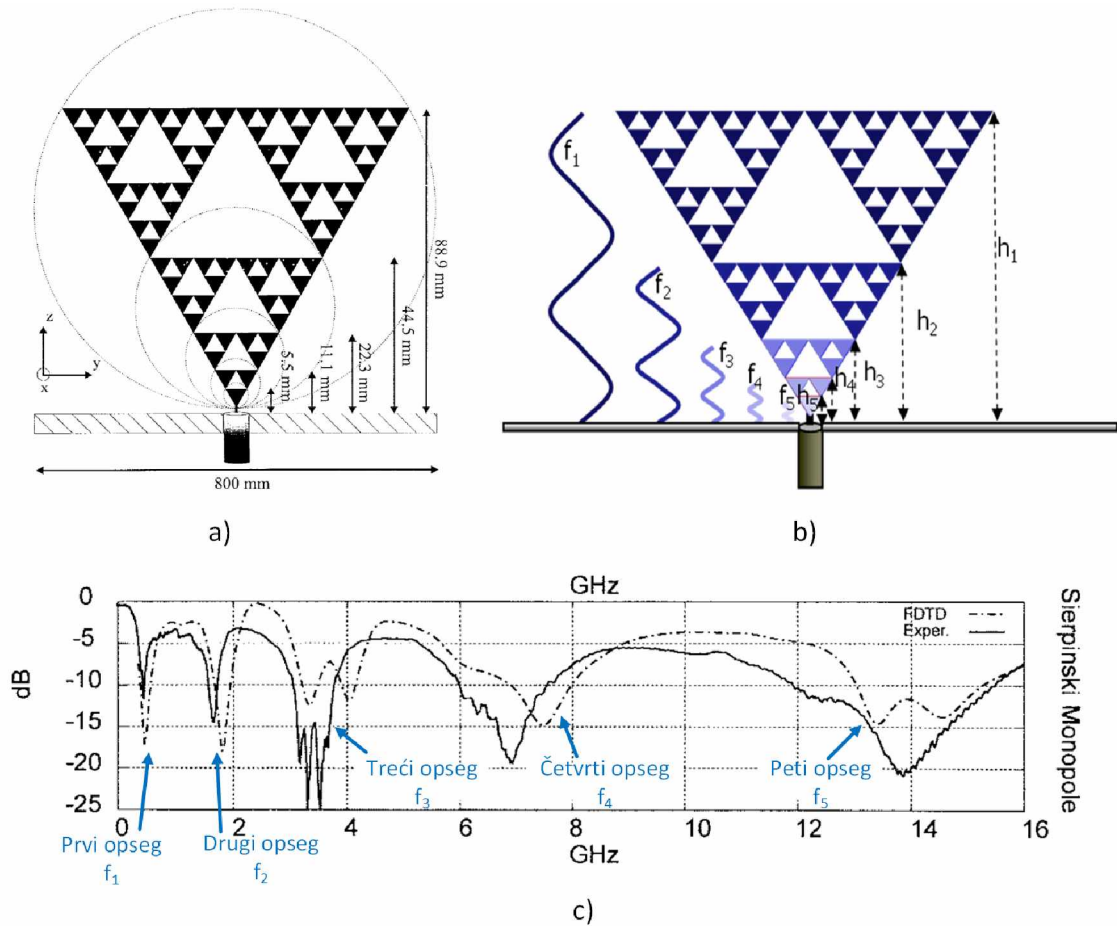
- Bolje prilagođenje ulazne impedanse
- Jedna antena je dovoljna za više opsega, bilo uskopojasnih opsega, bilo širokopojasnih opsega
- Imaju stabilne performanse na velikom opsegu frekvencija (fraktalne antene se smatraju frekvencijski nezavisnim antenama)
- Skalabilne su. Povećanjem dimenzija smanjuju se rezonantne učestanosti proporcionalno
- Ukoliko se koriste antenski nizovi zasnovani na fraktalnoj geometriji biće smanjena međusobna sprega

Nedostaci fraktalnih antena:

- Zahtjevan je proces dizajniranja i fabrikacije ovih antena
- Ograničenja u numeričkoj analizi
- Smanjeno pojačanje
- Moguće je koristiti samo nekoliko iteracija fraktalne geometrije

Istorija fraktala i fraktalnih antena počinje 1983. godine kada je Mandelbrot skovao riječ "Fraktal". 1986. godine Kim i Jaggard su u radu "*The fractal random array*" [30] predložili fraktalne nizove antena i uveli fraktale u teoriju antena. *Nathan Cohen* je 1988 godine, napravio prvu poznatu fraktalnu antenu za potrebe svoje amaterske radio stanice u Bostonu [28], [31]. Ta antena je prikazana na slici 4.2. Pregled nekih značajnijih i osnovnih oblika je dat u [32].

Samo-sličnost je osobina fraktala koja fraktalnim antenama daje osobinu da imaju iste ili slične (tj. jednako dobre) dijagrame zračenja na različitim frekvencijama. Linearna antena, sa druge strane, može imati dobro prilagođenje na različitim opsezima frekvencije ali se dijagram zračenja mijenja. U suštini, dizajniranje multirezonantne antene se zasniva na dodavanju onoliko antena koliko je potrebno frekvencijskih opsega. Recimo, za tri opsega treba koristiti tri polu-talasna dipola. Ovo je teško izvodljivo zbog napajanja i međusobne sprege antena. Korišćenjem samo-sličnih oblika se rešavaju ovi problemi i dobijaju se dobri



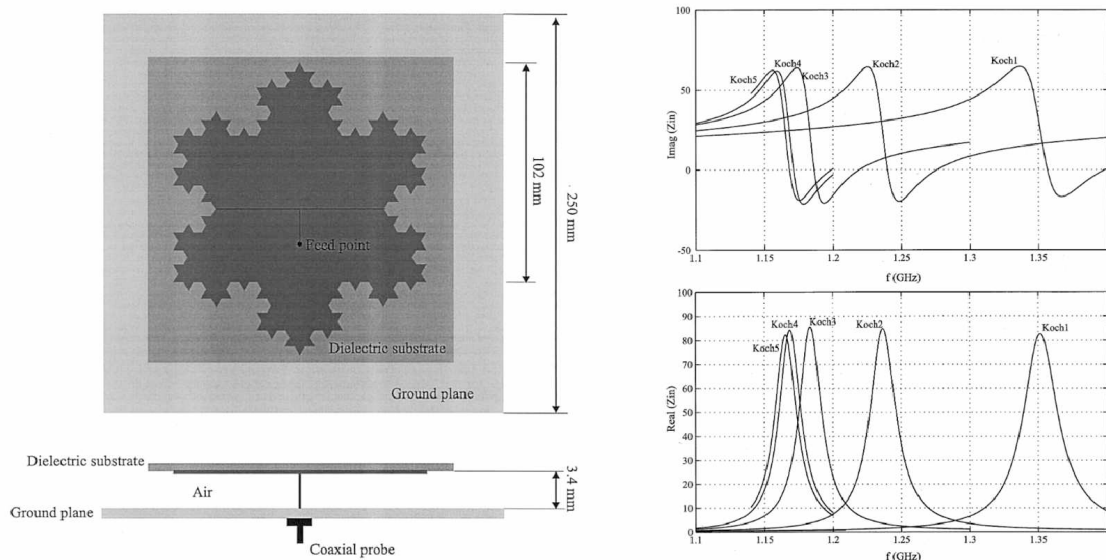
Slika 4.3: Monopol antena zasnovana na Sierpinski trouglu iz [33]: **a)** Izgled i dimenzije antene, **b)** Ilustracija frekvencijskih opsega koji se generišu pojedinim djelovima strukture, **c)** Koeficijenti refleksije i radni opsezi ove antene

dijagrami zračenja na više učestanosti. Na slici 4.3 b) je prikazan Sierpinski fraktal gdje se ilustruje kako različiti djelovi strukture rade na različitim frekvencijama. U [33] se prvi put pokazuje da se, pored osobine samo-sličnosti fraktala, i antena u elektromagnetnom smislu ponaša kao samo-slična struktura.

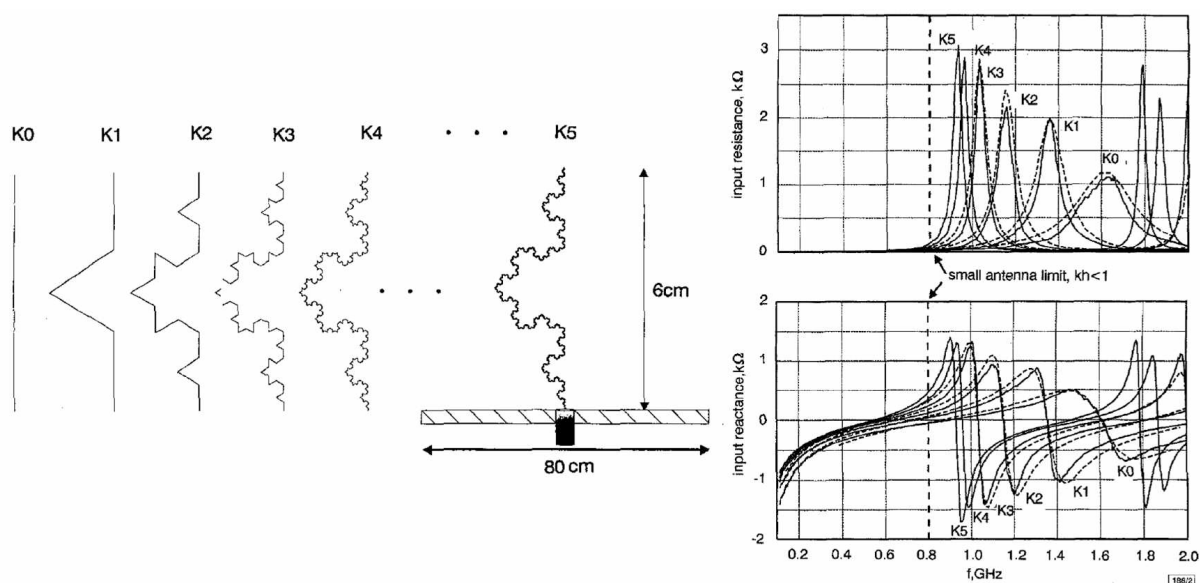
Sa slike 4.3 se može vidjeti da najveći dio strukture visine h_1 zrači na najmanjoj učestanosti f_1 . Dva puta manji trougao visine h_2 zrači na učestanosti f_2 i tako redom. Na ovaj način se dobija multirezonantna antena sa harmonijskim rezonantnim učestanostima. Naravno, postoje razni drugi primjeri i tehnike kako da se dizajniraju fraktalne antene koje imaju ne-harmonijske rezonantne učestanosti.

Pored Sierpinski trougla i drugi fraktalni oblici se koriste za dizajniranje antena. Gotovo da su sve fraktalne geometrije iskorišćene za dizajniranje antena, pa se čak i oblik Mandelbrotovog fraktala može naći u primjerima štampanih antena.

Primjer pomjeranja rezonantne učestanosti sa povećanjem broja iteracija je prikazan na slici 4.4 i 4.5. Prikazana je mikrotrakasta antena u obliku Kohove pahuljice predstavljene u radu [34]. U ovom radu je analizirana fundamentalna rezonantna učestanost peč antene (u slučaju fraktalne antene to bi bila najniža rezonantna učestanost) u obliku Kohove pahuljice za različite iteracije fraktala sa ciljem dizajniranja antene sa direktivnim dijagramom zračenja.



Slika 4.4: Fraktalna antena u obliku Kohove pahuljice iz rada [34]. Na slici desno su predstavljene otpornosti i reaktanse za različite iteracije ove antene

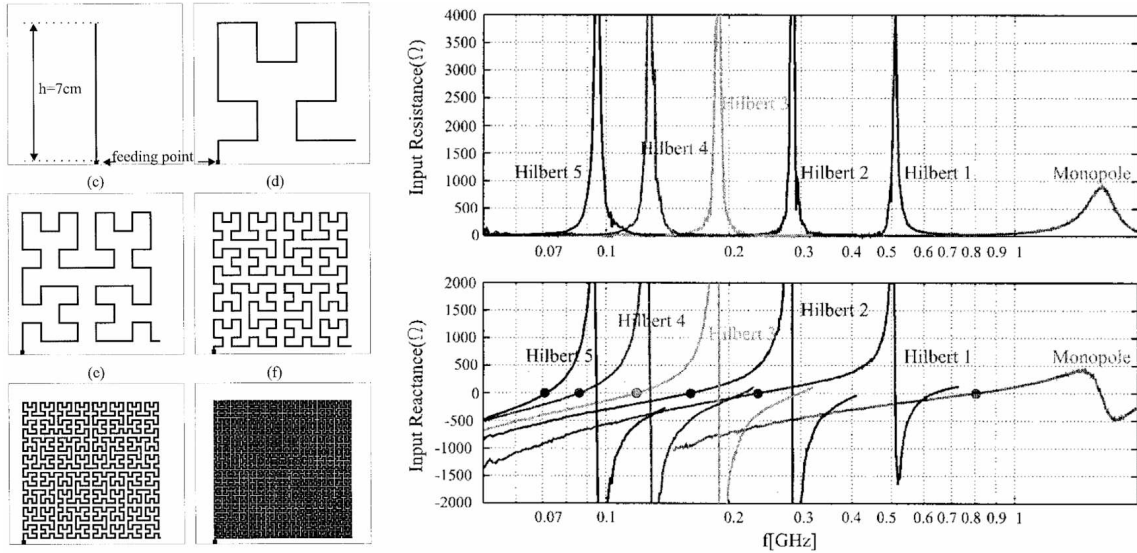


Slika 4.5: Fraktalna antena u obliku Kohove krive iz rada [35]. Na slici desno su predstavljene otpornosti i reaktanse za različite iteracije ove antene

Na osnovu rezultata prikazanih u radu i na slici 4.4 fundamentalna rezonantna učestanost se smanjuje sa povećanjem iteracija, što je u skladu sa teorijskim razmatranjima. Takođe, ova antena ima 4 dB veću direktivnost od obične peč antene ovih dimenzija.

Na slici 4.5 je prikazana Kohova monopol antena iz [35]. I u ovom primjeru se može vidjeti da sa povećanjem iteracija dolazi do pomjeranja rezonantnih učestanosti ulijevo.

U radu [36] je predstavljena fraktalna antena zasnovana na Hilbertovoj krivoj. Sa povećanjem iteracija ova antena postaje električno manja i to sa većim stepenom od bilo koje druge fraktalne antene. U ovom radu je data i formula po kojoj bi se mogla odrediti električna dužina Hilbertovog monopola za iteraciju reda n :



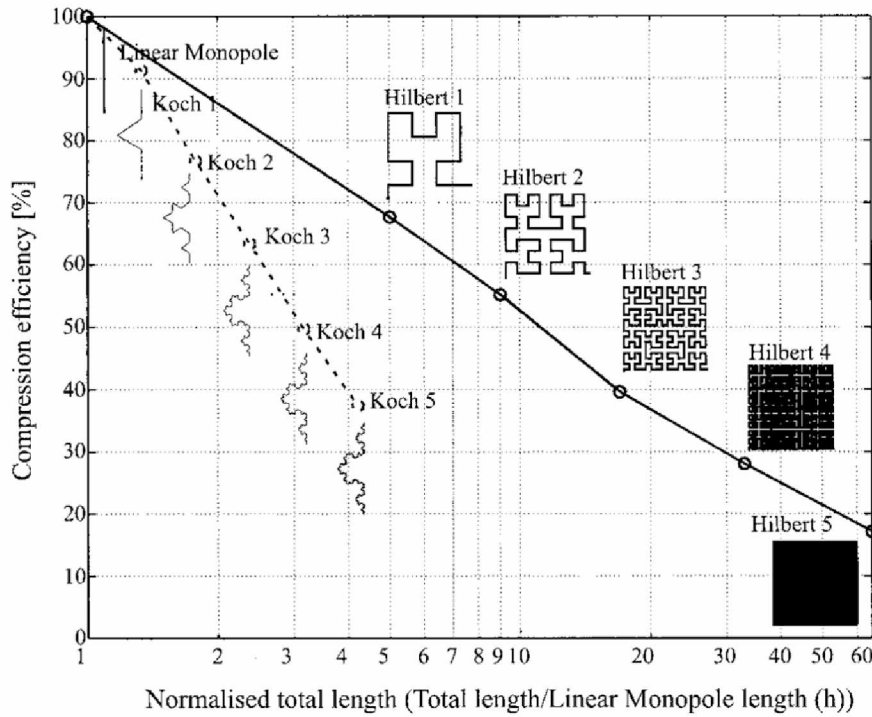
Slika 4.6: Vertikalna monopol antena i pet iteracija Hilbertove krive na FR-4 supstratu iz rada [36]. Na slici desno je predstavljena izmjerena impedansa

$$L(n) = \frac{4^{n+1} - 1}{2^{n+1} - 1} h \quad (4.1)$$

gdje je h dužina monopola, tj. nulte iteracije 4.6.

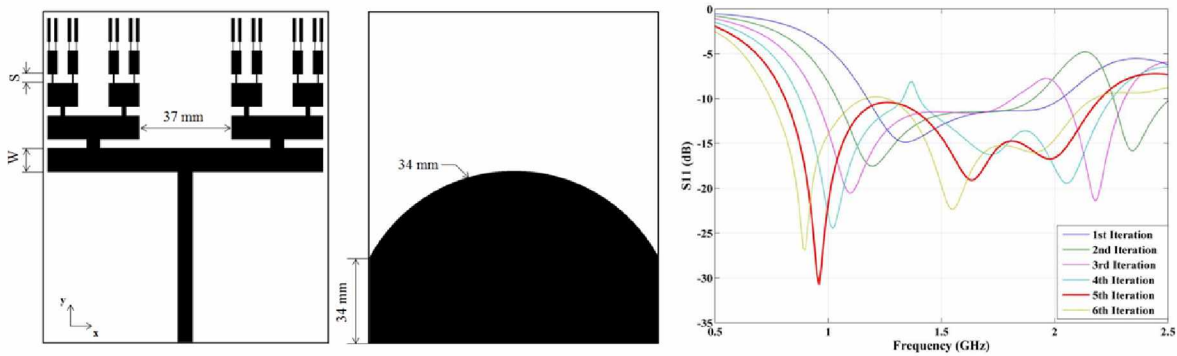
To bi značilo da Hilbertova antena pete iteracije ima rezonantnu frekvenciju 65 puta nižu od rezonantne frekvencije monopola dužine h . Naravno, ovo nije moguće jer međusobna sprega zavojaka Hilbertove krive skraćuju putanju struje. Na slici 4.6 su prikazane rezonantne učestanosti za pet iteracija i za monopol antenu. Može se vidjeti da je rezonantna učestanost monopol antene 799 MHz dok je učestanost pete iteracije 71 MHz. Ako bi posmatrali električnu dužinu monopola ona bi iznosila 0.186λ a pete iteracije 0.016λ . Poređenja radi, peta iteracija Kohovog monopola ima električnu dužinu 0.111λ za istu rezonantnu učestanost.

Ovdje se uvodi i pojam efikasnost kompresije (CE - (*Compression Efficiency*)) koja se definiše kao odnos prvih rezonantnih učestanosti ekvivalentnog monopola i n -te iteracije Hilbertovog monopola. Na slici 4.7 je prikazan koeficijent kompresije Kohovog i Hilbertovog monopola u odnosu na normalizovanu dužinu (Ukupna dužina fraktala u odnosu na dužinu monopola h). Sa slike se vidi da je koeficijent kompresije Hilbertovog monopola 11.1 % dok je za Kohov monopol koeficijent kompresije 1.57 %. Sa povećanjem iteracija, koeficijent kompresije opada.



Slika 4.7: Efikasnost kompresije Kohovih i Hilbertovih monopola iz [36]

U [37] je prikazana antena čija je geometrija zasnovana na Kantorovim skupovima. Ta antena je prikazana na slici 4.8. Ovdje se već može vidjeti da se korišćenjem ovakvih antena može pored multirezonantnih učestanosti postići i širokopojasnost, naravno izborom pogodnih parametara.

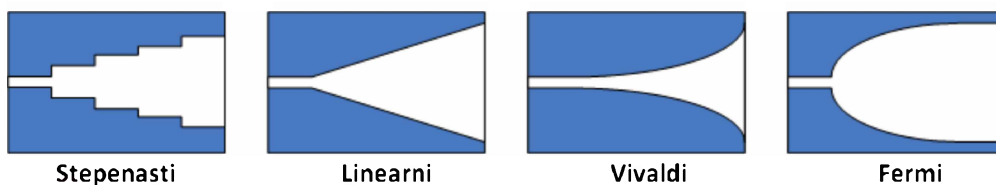


Slika 4.8: Antena zasnovana na geometriji Kantorovog skupa [37]

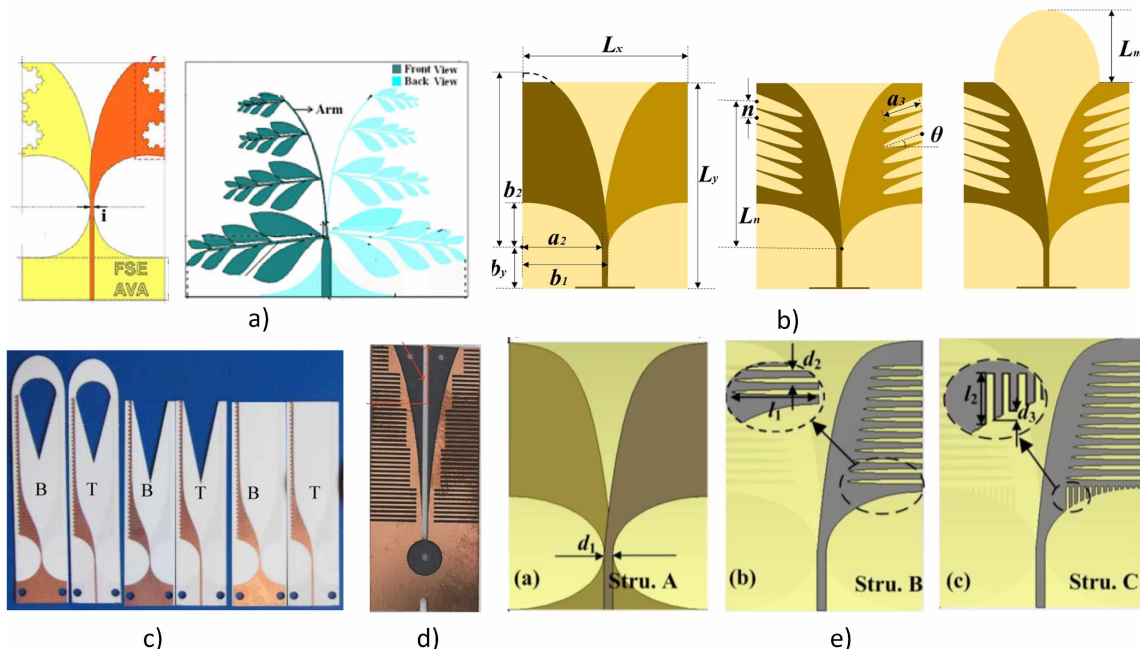
4.1 Antene sa kontinualnom promjenom širine slota

Antene sa kontinualnom promjenom širine slota ili TSA (engl. *Tapered Slot Antennas*) su prvi put predstavljene 1979. i to su bile antene sa linearnim širenjem slota (u daljem tekstu - linearnim tejperom) [38]. Nedugo posle toga *Gibson* je predstavio antene sa eksponencijalnim tejperom poznatije kao Vivaldi antene [39]. U ovom slučaju slot se širio po eksponencijalnom zakonu:

$$y = \pm 0.125e^{0.052x} \quad (4.2)$$



Slika 4.9: Različiti profili tejpera



Slika 4.10: Modifikacije geometrije Vivaldi i Fermi antena iz literature

Generalne karakteristike tejperovanih antena su: širokopojasnost, efikasnost, jednostavna geometrija i male dimenzije. Najčešće se radi o štampanim antenama koje su fabrikovane procesom foto-litografije koji je jeftin i jednostavan sa velikom preciznošću. Ovaj tip antene se zasniva na slotu koji se postepeno širi stepenasto, linearno ili nelinearno (Vivaldi i Fermi antena) kao na slici 4.9.

Stepen promjene širine slotu kod Vivaldi antene diktira širinu glavne latice dijagrama zračenja. Maksimalna širina slotu (tj. najširi dio tejpera) odgovara polovini talasne dužine najniže frekvencije propusnog opsega, dok dužina slotu određuje širinu propusnog opsega. Pored eksponencijalnih tejpera u literaturi se mogu naći i antene sa paraboličnim tejperima.

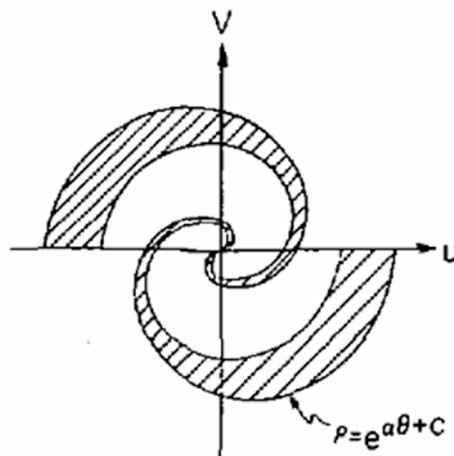
Naravno, godinama su ove antene bile popularne kod istraživača, te su vršene razne optimizacije i korekcije geometrije i supstrata a sve u cilju dobijanja željenih parametara. U literaturi se može naći veliki broj, na različiti način, optimizovanih tejperovanih antena. Na slici 4.10 su prikazani neki primjeri modifikacije geometrije Vivaldi i Fermi antene u cilju povećanja nekog od parametara antene.

U radu [40] je predstavljen istorijski razvoj i pregled Vivaldi antena kao i pregled raznih optimizovanih geometrija Vivaldi antene. Dvije upečatljive modifikacije su prikazane na slici 4.10 a) (modifikovanje geometrije pomoću fraktalnih slotova i antena u obliku lista paprati). Na slici 4.10 b) su prikazane modifikacije predložene u radu [41], gdje se radi

poboljšanja karakteristika dodaje dio supstrata, na slici 4.10 v) su prikazane tri modifikacije Fermi antene iz [42]. Na slikama 4.10 g) i 4.10 d) su prikazane Vivaldi antene sa slotovima u obliku češlja iz [43] i [44] respektivno. Antene prikazane na 4.10 a), b), v) i d) su antipodal antene, tj. jedan krak se nalazi sa jedne strane supstrata a drugi sa druge, dok je na slici 4.10 g) prikazana koplanarna Vivaldi antena gdje se cijeli slot nalazi sa jedne strane supstrata.

4.2 Širokopojasne antene

Generalno gledano, dimenzija antene je direktno proporcionalna rezonantnoj učestanosti antene tj. učestanosti na kojoj antena zrači elektromagnetni talas. Parametri antene kao što su impedansa i dijagram zračenja zavise od dimenzija antene, bolje reći od odnosa dimenzije i talasne dužine izračenog talasa. Frekvencijski nezavisne antene se zasnivaju na principu povećavanja električne dimenzije antene sa povećanjem talasne dužine, pri čemu se parametri antene (dimenzije) ne bi mijenjali. Drugim riječima, ako se struktura antene uvećana za neki parametar koji se kontinualno mijenja, transformiše u strukturu koja je ista kao početna dobijamo frekvencijski nezavisnu antenu. Da bi ove antene imale prilagođenje impedanse na čitavom radnom opsegu neophodno je da budu samoslične. Jedan primjer ovakve strukture je spiralna antena iz rada [27] prikazana na slici 4.11. Druga vrsta frekvencijski nezavisnih antena su logaritamsko periodične antene (tzv. Log periodične antene). Kod ovih antena, struktura ima svojstvo da se množenjem sa odgovarajućim parametrom dobija struktura istog izgleda kao prvobitna. Pored ove dvije vrste, frekvencijski nezavisne antene se mogu realizovati i kao helikoidne antene koje imaju veoma dobre performanse ali su velikih dimenzija i nisu praktične za upotrebu.



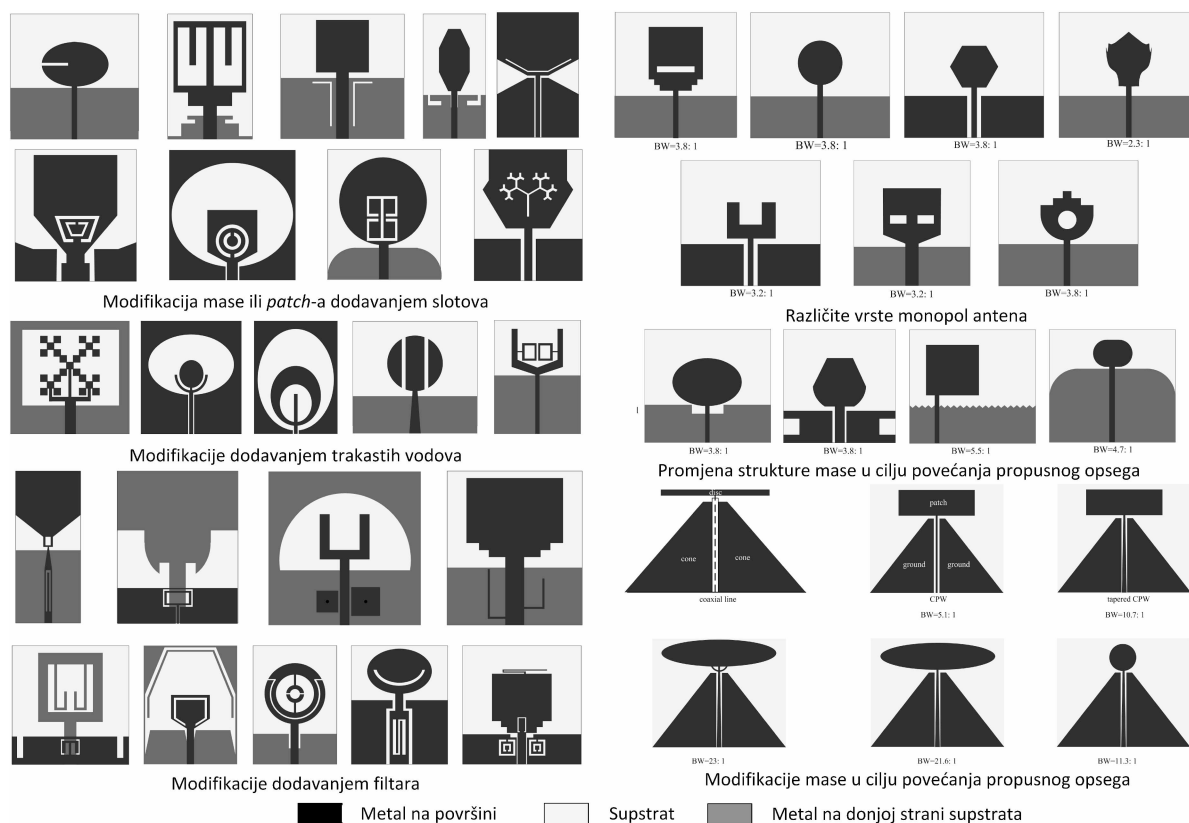
Slika 4.11: Spiralna antena iz rada [27]

Radni opseg se može definisati na dva načina: kao procenat rezonantne učestanosti ili kao odnos donje i gornje frekvencije propusnog opsega.

Kako možemo podijeliti frekvencijski nezavisne antene?

U pogledu frekvencija i propusnih opsega, antene se mogu podijeliti u tri klase:

1. Uskopojasne - širina propusnog opsega je oko pet procenata rezonantne učestanosti,
2. Širokopojasne - Širina propusnog opsega je jedna ili dvije oktave,



Slika 4.12: Pregled raznih oblika ultra-širokopojasnih antena i tehnika za povećanje propusnog opsega

3. Frekvencijski nezavisne antene - Radni opseg je odnosa 10:1 ili više (u radu [45] se kaže da se antene nazivaju SWB kada imaju odnos 10:1 i više)

Zbog osobina ekstremno velikih propusnih opsega i brzine prenosa podataka, SWB tehnologija postaje neophodan dio modernih telekomunikacionih sistema. U literaturi se mogu naći brojni primjeri SWB planarnih antena. Izazov stavljen pred dizajnere antena je minijaturizacija antene bez degradacije propusnog opsega i dijagrama zračenja.

Monopol antene mogu imati izuzetno velike propusne opsege ali zbog provodne ravni koja je normala na zračeći element nisu praktične za upotrebu. Sa druge strane, monopol antene se mogu izraditi i u štampanoj tehnologiji. U preglednom radu [46] su prikazane različite vrste ultra-širokopojasnih antena kao i pregled raznih tehnika za povećanje propusnog opsega i optimizaciju antena. Na slici 4.12 su prikazane ilustrovane antene koje se analiziraju i porede [46].

4.3 Tehnike minijaturizacije antena

Poslednjih 70 godina istraživači se bave pokušajem minijaturizacije antena. Istraživanja pokazuju da smanjenje dimenzije antena rezultira smanjenjem efikasnosti i propusnog opsega. U poslednje vrijeme istraživanja se sprovode u pravcu održavanja prihvatljivog prilagođenja impedanse i propusnog opsega. Tehnike minijaturizacije se generalno svode na promjenu ili fizičkih ili električnih osobina antene. U literaturi se može naći mnogo antena koje su minijaturizovane na različite načine i različitim tehnikama. U [47] su sistematizovane i opisane ove tehnike.

Naime, tehnike minijaturizacije antena se mogu podijeliti u dvije grupe: Zasnovane na topologiji i zasnovane na materijalima. Generalno gledano, karakteristike antena se mogu modifikovati promjenom geometrije, raspodjele struje po površini antene ili promjenom električne dimenzije. Pod karakteristikama antene misli se na prilagođenje ulazne impedanse, dijagram zračenja, pojačanje, efikasnost, polarizacija, faktor dobrote i radni opseg [7]. Minijaturizacija antena zasnovana na topologiji se zasniva na sledećim principima:

- **Krive koje ispunjavaju prostor.** Ideja je da se prostor koji zauzima antena popuni efikasnije sa većom zračećom strukturom. To se postiže korišćenjem:
 - **Meander antena.** Kod ovih antena upotrebljava se jednostavna meander linija umjesto prave linije. U literaturi se mogu naći razni oblici meandera od najjednostavnijih pa do onih koji liče na lavirint. Nedostatak ovih antena je malo pojačanje.
 - **Fraktalnih antena.** Ove antene se zasnivaju na korišćenju principa samo-sličnosti u dizajnu antena. Fraktalne antene imaju dijagram zračenja i ulaznu impedansu kao električno velike antene iako zauzimaju mnogo manje prostora.
- **Fizički male, ali električno velike antene.** U ovom slučaju ideja je da se uspori prostiranje talasa po površini antene. To se postiže na sledeći način:
 - **Modifikovanjem mase tj. uzemljene ravni.** Jedan od načina je postavljanje slotova na određenoj poziciji koji je uporednih dimenzija sa talasnom dužinom kako bi se promijenila putanja struje po površini antene (na ovaj način se usporava struja). Problem se može javiti sa neželjenim zračenjem tog slotova što smanjuje odnos zračenja naprijed-pozadi. Ovo je jedan od najčešćih načina da se smanji dimenzija antene kao i da se generalno optimizuju performanse antena.
 - **Reaktivnim opterećenjem antene.** U ovom slučaju se na vodu antene dodaju induktivna ili kapacitivna opterećenja, što stvara vremensko kašnjenje (fazni pomak) i usporava talas. To u stvari znači da napojni vod izgleda duže u električnom smislu, što dovodi do zaključka da reaktivno opterećena antena radi na nižim frekvencijama.
 - **Periodičnim dodavanjem reaktivnih elemenata.** Princip koji je sličan prethodnom slučaju. Reaktivna opterećenja periodično postavljena duž antene povećavaju konstantu prostiranja a samim tim i usporavaju elektromagnetni talas.
 - **Distribuiranim napajanjem antene.** Efektivna dužina antene se može smanjiti, a da i dalje zrači na istoj frekvenciji distribuiranim napajanjem antene. To se u ovom slučaju postiže dodavanjem kombinacija kratko spojenog voda i otvorenog voda (dodavanje kratke veze, tj. vije, između mase i radijatora na tačno određenom mjestu).

Drugi način za minijaturizaciju antena je zasnovan na modifikaciji materijala tj. na promjeni električnih i magnetnih karakteristika antene i to uglavnom koristeći dvije tehnike:

- **Antene sa izmijenjenim supstratom.** Veća dielektrična konstanta supstrata rezultira usporavanjem talasa po površini antene, odnosno smanjenjem rezonantne

učestanosti. Ova tehnika je vrlo dobra ali često zahtijeva veoma skupe supstrate, te samim tim nije previše praktična za masovnu upotrebu.

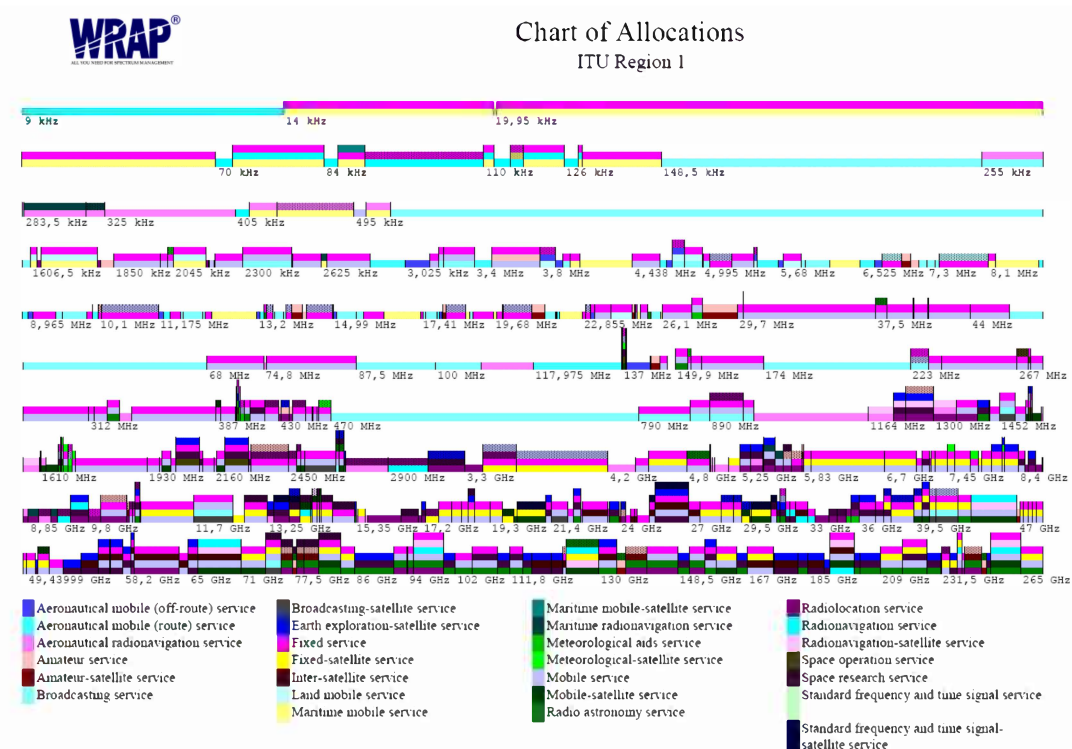
- **Tehnike zasnovane na metamaterijalima.** Ova tehnika se zasniva na korišćenju metamaterijala koji na različite načine mogu uticati na promjenu impedanse, raspodjele struje ili brzine talasa po površini antene.

U slučaju ultra širokopojasnih antena primjenjuju se iste tehnike. Najčešće su dodavanje: slotova na radijatoru ili na masi, korišćenjem supstrata sa velikom dielektričnom konstantom i upotrebom rekonfigurabilnih antena. U posljednje vrijeme je posebno interesantna upotreba metamaterijala za poboljšanje performansi antene. Primjeri se mogu naći u radovima [48, 49, 50, 51].

U ovom radu, osnovna ideja je bila da se koristi samo fraktalna geometrija bez ostalih tehnika za povećanje širokopojasnosti.

4.3.1 Radiofrekvencijski spektar

Za projektovanje antene, posebno širokopojasnih antena za prikupljanje ambijentalne elektromagnetne energije, potrebno je poznavati raspored opsega u raspoloživom spektru. Raspodjela RF spektra po ITU standardima za region 1 (Evropa i Rusija) je dato na slici 4.13. Poznavajući ovu raspodjelu moguće je definisati opsege od interesa koje dizajnirana antena treba da pokrije u cilju prikupljanja što je moguće više energije kao i u cilju obezbjeđivanja svih potrebnih komunikacionih linkova.



Slika 4.13: Raspodjela RF spektra za ITU region 1²

²Slika je preuzeta sa: <https://wrap.se/spectrum-allocation-manager-sam/>

Glava 5

Pregled literature

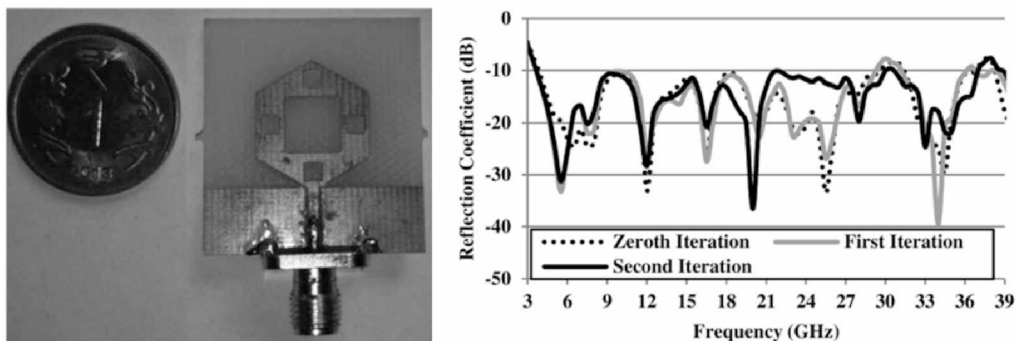
U literaturi se može naći izuzetno veliki broj štampanih antena sa različitim materijalima, tehnikama izrade i geometrijama. U ovoj glavi je dato poređenje određenog broja antena iz relevantne literature a koje se mogu upoređivati sa antenama predloženim u ovoj tezi bilo po načinu izrade, geometriji ili materijalu, kao i po karakteristikama u pogledu radnih učestanosti. Generalno gledano, korišćenje skupih supstrata i tehnika izrade značajno utiče na poboljšanje performansi antena i samim tim olakšava dizajn. Sa druge strane, kao što je do sada više puta naglašeno, cilj jeste koristiti jeftine supstrate i jednostavne tehnike izrade, drugim riječima cilj je dizajnirati jednostavnu i jeftinu antenu koja se može lako izraditi i koristiti u što je moguće većem broju sistema. Fraktalne antene, kao glavna ideja ove teze, su vrlo popularna tema koja se može naći u velikom broju konferencijskih radova, radovima u časopisima kao i u nekim komercijalnim rješenjima (patentima) [52].

Analiziranje literature nema samo za cilj upoređivanje ostvarenih rezultata predloženih antena sa drugim već objavljenim antenama, već i definisanje pravca istraživanja i trendova u razvoju antena. Neke geometrije i ideje su iscrpljene jer su godinama bile u fokusu istraživača, pa je neophodno uvidjeti koje su to aktuelne a ne dovoljno istražene oblasti i gdje se tu može pozicionirati ovo istraživanje.

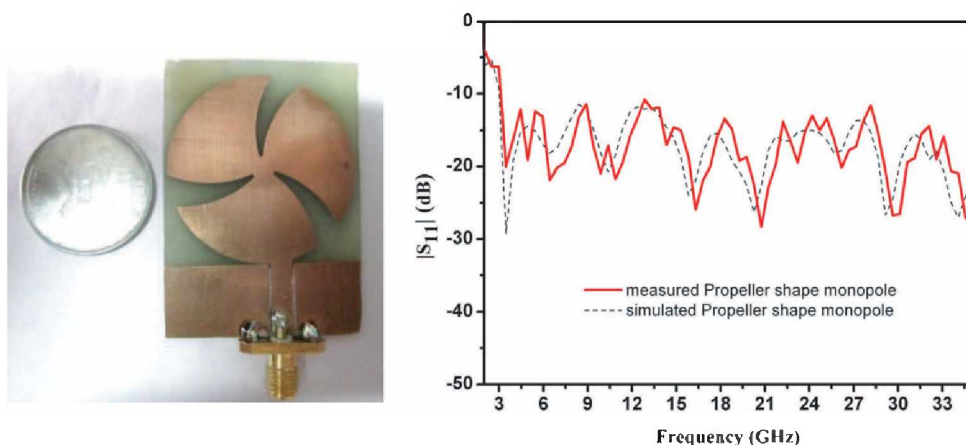
Smisla ima samo analizirati i upoređivati rješenja iz literature koja imaju iste ili slične performanse (širokopojasne i multirezonantne) i iste tehnike izrade (štampane antene na FR-4 supstratu). S tim u vezi, s obzirom na to da su prva i druga predložena antene ultra-širokopojasne, u poglavlju 1 je dat pregled širokopojasnih štampanih antena iz relevantne literature sa najboljim karakteristikama. Treba naglasiti da je ovdje poređenje vršeno i sa štampanim antenama koje nisu fraktalne, jer su predložene antene ultra-širokopojasne, pa je neophodno porediti ih sa drugim ultra-širokopojasnim antenama.

U drugom poglavlju izvršeno je poređenje fraktalnih štampanih antena, i multirezonantnih i ultra-širokopojasnih, uglavnom sa ciljem upoređivanja geometrija i, naravno, performansi. Načini upoređivanja su u skladu sa radovima u vodećim časopisima iz ove oblasti. U trećem poglavlju je dat pregled štampanih slot antena. Razlog je taj što je prva predložena antena fraktalna slot antena. I ovdje je vršeno poređenje i antena koje nisu fraktalne.

U radovima [32], [53], [54] i [55] je dat pregled i uporedna analiza trenutnih rješenja u oblasti dizajna fraktalnih antena.



Slika 5.1: CPW napajana heksagonalna Sierpinski fraktalna antena iz rada [45].



Slika 5.2: CPW napajana monopol antena u obliku propelera [56]

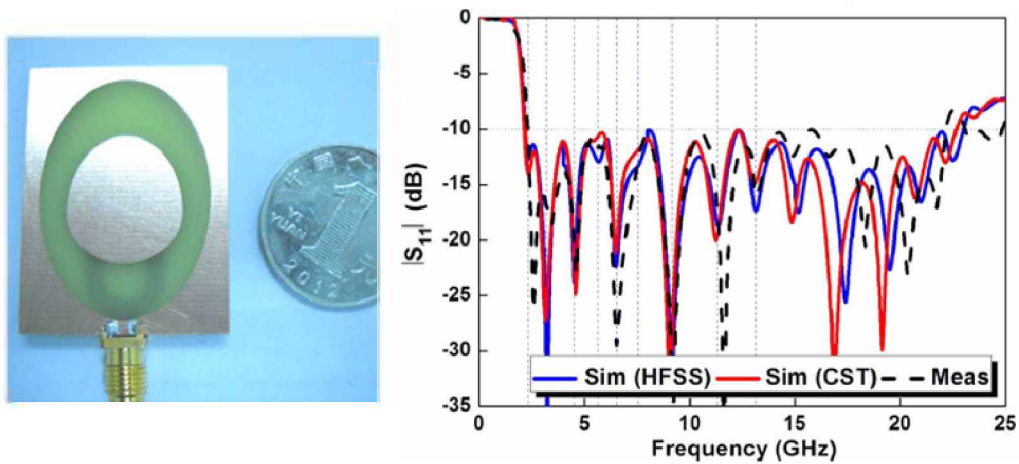
5.1 Uporedni pregled super-širokopojsnih antena na FR-4 supstratu

Prvo pitanje koje se postavlja je upotreba FR-4 supstrata na visokim učestanostima. U radovima [45] i [56] se mogu naći primjeri gdje se FR-4 supstrat koristi za učestanosti čak i preko 30 GHz.

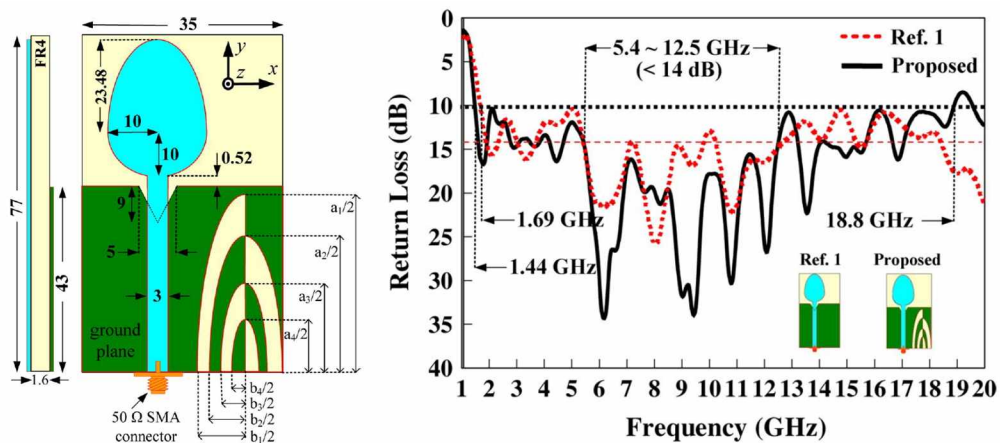
U radu [45] je predložena SWB (super-širokopojsna) heksagonalna Sierpinski fraktalna antena koja je izrađena na FR-4 supstratu a koja radi na frekvencijama do 37 GHz. Propusni opseg antene je 3.4–37.4 GHz, što predstavlja odnos 11:1. Sa druge strane, električna površina ove antene je prilično velika i iznosi $0.32\lambda \times 0.34\lambda$. Antena se zasniva na peču u obliku šestougla sa dvije iteracije Sierpinski kvadratnih slotova koji se napaja CPW vodom. Na slici 5.1 je prikazana antena i koeficijent refleksije ove antene.

SWB antena u obliku propelera je predstavljena u radu [56]. Izrađena je na FR-4 supstratu i radi na učestanostima od 3 GHz do 35 GHz, što je odnos od 11.6:1. Električna površina ove antene je $0.38\lambda \times 0.55\lambda$. Rezultati su postignuti modifikacijom kružne monopol antene.

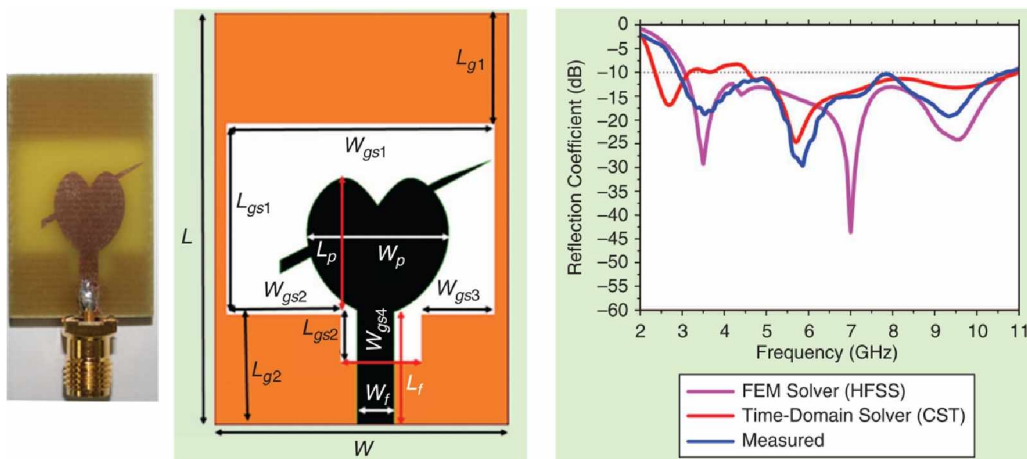
U radu [57] je predstavljena štampana slot antena zasnovana na eliptičnom slotu sa parazitnim ovalnim *patch*-om. Slot se napaja mikrotrakastim vodom u obliku viljuške. Propusni opseg ove antene je od 2.26 GHz do 22.18 GHz, što je odnos od 9.81:1. Električna površina ove antene je $0.30\lambda \times 0.23\lambda$ što značajno manje od električne površine prethodne dvije antene. Podešavanjem oblika parazitnog peča i oblika slotu postignuta je



Slika 5.3: Štampana eliptična slot antena iz [57]



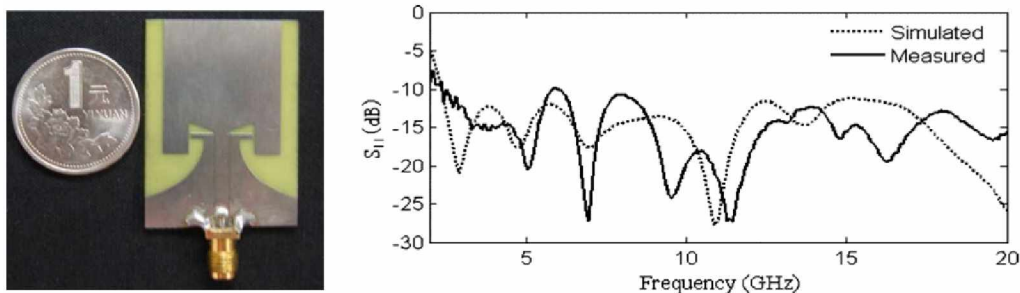
Slika 5.4: SWB monopol antena sa fraktalnim komplementarnim slotovima iz [10]



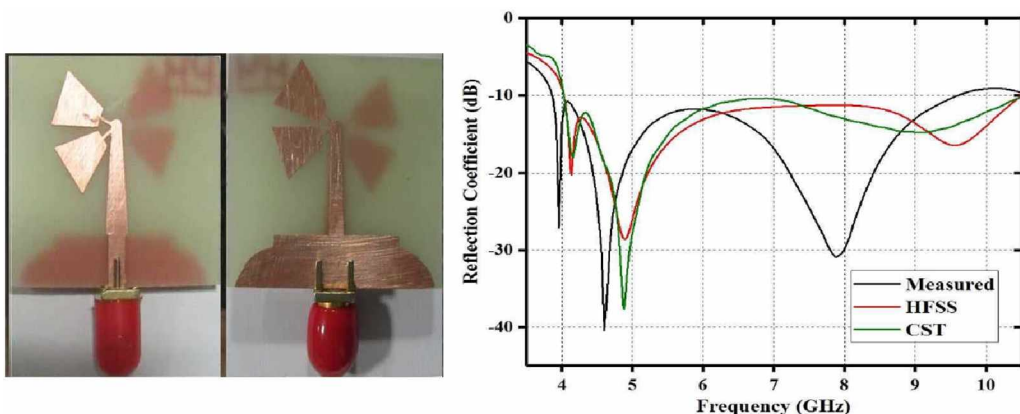
Slika 5.5: Antena u obliku "probodenog srca" iz [58]

širokopojasnost, više rezonantnih učestanosti i fino podešavanje ulazne impedanse.

Mikrotrakasta antena sa super-širokopojasnim karakteristikama je predložena u [10]. Dodavanje polu-eliptičnih komplementarnih fraktalnih slotova u masi rezultiralo je potiskivanjem struja na nižim učestanostima. Postignut je propusni opseg od 172%, tj. od



Slika 5.6: CPW planarna monopol antenna sa povećanim opsegom impedansi iz [59]



Slika 5.7: Širokopolasna antenna u obliku vjetrenjače iz [60]

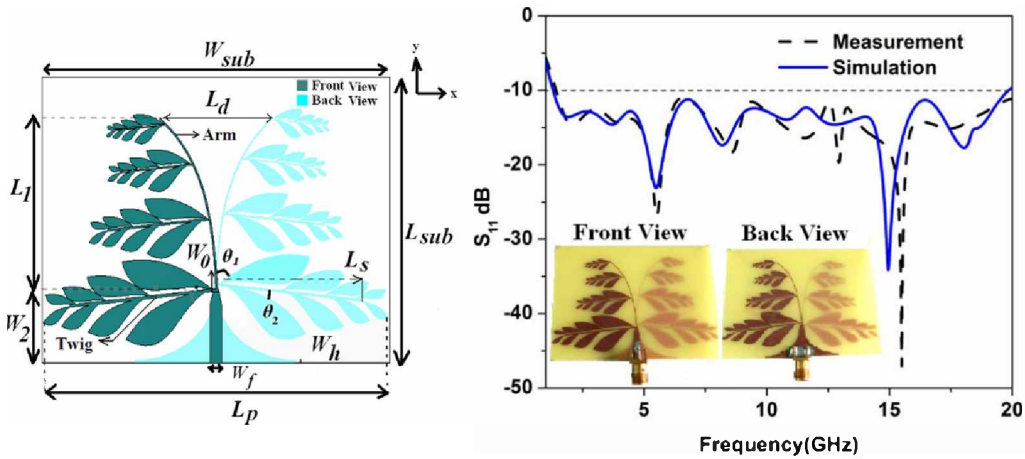
1.44 GHz do 18.8 GHz, što je odnos od 12:1. Sa slike 5.4 (na slici su predstavljeni rezultati mjerenja) se može vidjeti da se na ovaj način donja rezonantna učestanost pomjerila sa 1.69 GHz na 1.44 GHz (U slučaju simuliranih rezultata imamo pomjeranje od 1.74 GHz do 1.44 GHz).

Antena u obliku "probodenog" srca je predstavljena u radu [58]. Antena se sastoji od peča u obliku "probodenog" srca i mase sa slotom. Antena ima električne dimenzije $0.27 \lambda \times 0.17 \lambda$ i propusni opseg od 2.9 GHz do 10.7 GHz, što je odnos od 3.69:1. U radu [58] je detaljno opisan uticaj slota u uzemljenoj ravni (masi). U slučaju da je masa kompletna antena zrači samo na dvije učestanosti (približno 6.8 GHz i 10 GHz). Dodavanje slota u obliku prikazanom na slici 5.5 postiže se širokopolasnost. Ova tehnika je korišćena u pokušaju poboljšavanja druge predložene antene.

Štampana antenna sa povećanim opsegom impedansi je predložena u [59]. Radi na učestanostima od 2.4 GHz do 24.3 GHz, odnosno u opsegu 164 %. Radi se o CPW napajanju gdje je masa postepeno sužavana. Ovo sužavanje mase rezultiralo je povećanjem propusnog opsega od 69.1% do 164% uglavnom spuštajući koeficijent refleksije na učestanostima iznad 4 GHz.

Vrlo zanimljiv primjer širokopolasne antene je prikazan u radu [60]. Antena je dizajnirana za rad u opsegu od 4 GHz do 10 GHz, odnosno 86 %. Površina antene je $0.45 \lambda \times 0.40 \lambda$. Zatim je isti dizajn prilagođen za rad u opsegu od 10 GHz do 150 GHz koristeći supstrat Rogers RO4232 koji ima veoma male gubitke na visokim učestanostima. Finalna optimizacija antene postiže propusni opseg od 175 % (uz male modifikacije dimenzija elemenata antene i smanjenje dimenzija od oko 30 %).

U radu [61] je predložena dijametralno suprotna Vivaldi antenna u obliku lista paprati.




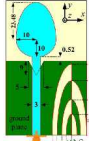










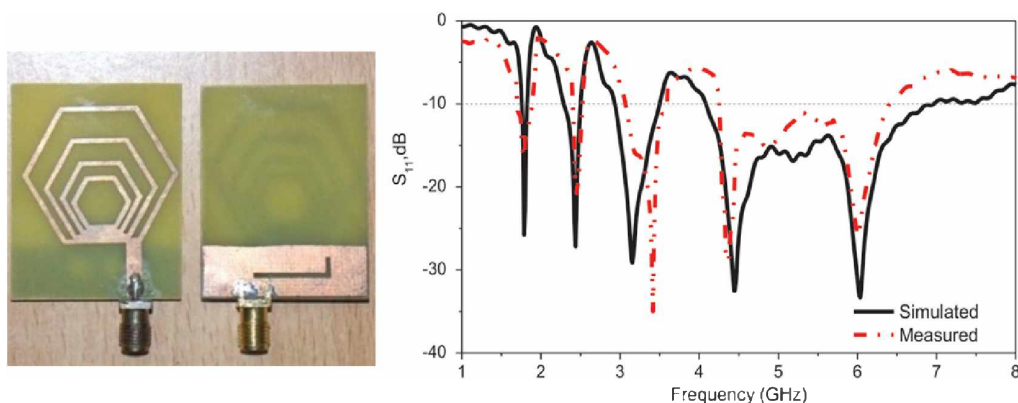
Slika 5.8: Širokopolasna antena u obliku lista paprati [61]

Impedansa je prilagođena u opsegu širine 19.7 GHz tj. od 1.3 GHz do 20 GHz. Radi se o fraktalnoj geometriji gdje je već u drugoj iteraciji donja granična učestanost opsega spuštена za 19 %. Antena je izrađena na FR-4 supstratu debljine 0.8 mm, a dimenzije same antene su 50.8 mm \times 62 mm. Kako je antena u suštini komplementarna Vivaldi anteni, zračiće maksimalno u *end-fire* pravcu, sa manjom direktivnošću na nižim učestanostima. Dijagram zračenja sa porastom frekvencije postaje direktivniji sa pojačanjem do 10 dBi.

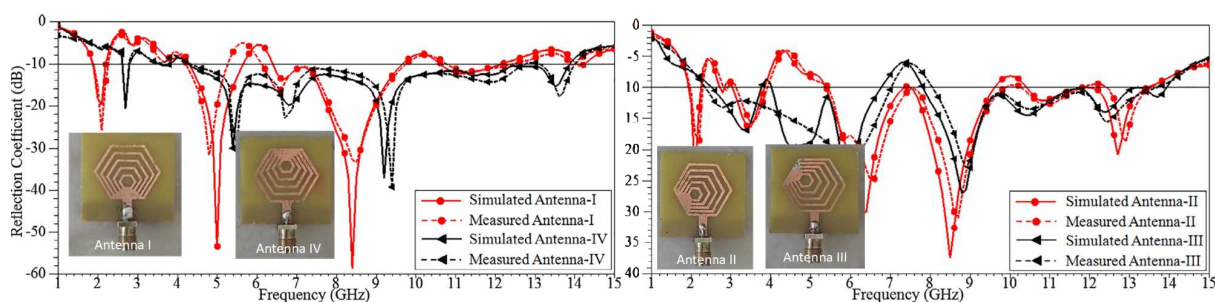
Usporedna analiza ovih antena prikazana je u tabeli 5.1, gdje je vršeno poređenje performansi antena. Kao osnovni parametar za poređenje uzima se BDR, definisan u poglavlju 2.2 na strani 29, koji se računa na osnovu formule 2.12. Procentualna širina propusnog opsega je definisana jednačinom 2.13 na strani 29. U tabeli su prikazane donja i gornja granična učestanost (tj. početna i krajnja učestanost radnog opsega), odnos propusnog opsega (BW odnos:1, koji govori koliko je puta gornja granična učestanost veća od donje), procentualni propusni opseg (BW u %) kao i električne dimenzije antene.

Tabela 5.1: Poređenje ultra-širokopolasnih štampanih antena na FR-4 supstratu

Ref.	Slika	Donja granična učest. opsega (GHz)	Gornja granična učest. opsega (GHz)	BW odnos :1	BW u %	Dimenzija $x(\lambda) \times y(\lambda)$	BDR
[45]		3.4	37.4	11	166	$0.31 \lambda \times 0.34 \lambda$	1544
[56]		3	35	11.66	168	$0.38 \lambda \times 0.55 \lambda$	805
[57]		2.26	22.18	9.81	1.63	$0.30 \lambda \times 0.22 \lambda$	2393
[10]		1.44	18.8	13.05	1.71	$0.16 \lambda \times 0.36 \lambda$	2762
[58]		2.9	10.7	3.68	1.14	$0.16 \lambda \times 0.29 \lambda$	2406
[59]		2.4	24.3	10.12	1.64	$0.18 \lambda \times 0.32 \lambda$	2718
[60]		4	10	2.5	0.85	$0.45 \lambda \times 0.4 \lambda$	472
[62]		2.9	18	6.20	1.44	$0.29 \lambda \times 0.29 \lambda$	1718
[63]		3	11.2	3.73	1.15	$0.22 \lambda \times 0.24 \lambda$	2187
[64]		3.5	11	3.14	1.03	$0.35 \lambda \times 0.35 \lambda$	844
[65]		2.7	26	9.62	1.62	$0.43 \lambda \times 0.36 \lambda$	1044
[61]		1.3	20	15.38	176	$0.22 \lambda \times 0.27 \lambda$	2968



Slika 5.9: Nested fraktalne antene sa četiri opsega iz [19]



Slika 5.10: Fraktalne antene u obliku heksagonalnih prstenova iz [21]

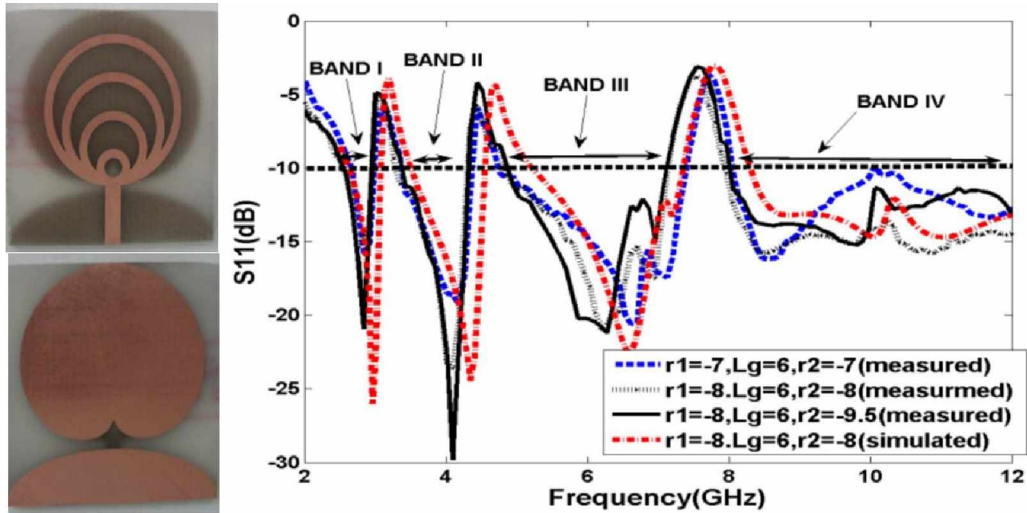
5.2 Uporedni pregled fraktalnih antena

5.2.1 Antene na FR4 supstratu

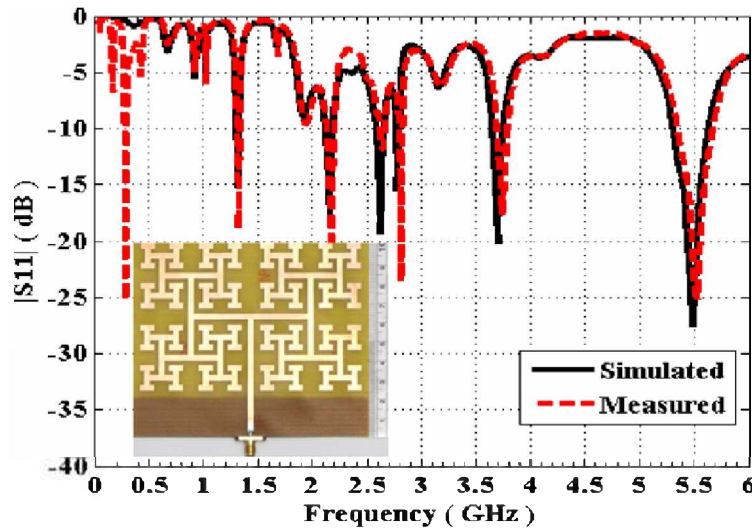
Kompaktna fraktalna (nested) antena sa prstenovima u obliku šestougla je predložena u radu [19]. Radi se o monopol anteni kod koje je optimizacija performansi postignuta dodavanjem slota u masi i pomjeranjem voda za napajanje udesno. Antena rezonuje na pet učestanosti: 1.7 GHz, 2.4 GHz, 3.1 GHz, 4.5 GHz i 6 GHz. Slotom u masi postignut je širi propusni opseg u opsegu od 4.25 GHz do 6.41 GHz (40% propusni opseg). Antena je napravljena na jeftinom FR-4 supstratu dimenzija 40 mm \times 32 mm i debljine 1.6 mm.

U radu [21] je predstavljena širokopojasna "nested" (ugniježđena) fraktalna antena u obliku heksagonalnih prstenova. Antena je izrađena na FR-4 supstratu debljine 1.6 mm. Dimenzije antene su 30 mm \times 30 mm. Predložene su četiri verzije antene. Zanimljivo je vidjeti da položaj prstenova (slika 5.10) kod ove antene utiče na širokopojasnost i na broj i položaj rezonantnih učestanosti. Antena I postiže pet rezonantnih opsega, antena II postiže sedam rezonantnih opsega (na učestanostima 3.4 GHz, 4.6 GHz, 6.0 GHz, 8.8 GHz, 10.4 GHz, 12.4 GHz i 13.7 GHz), antena III pet opsega (na učestanostima 2.1 GHz, 3.5 GHz, 6.3 GHz, 8.5 i 12.7 GHz) a antena IV samo tri opsega.

U radu [25] je predstavljena hibridna mikrotrakasta prstenasta monopol antena sa polu-elipsastom masom i dodatnom parazitnom metalizacijom u obliku kardioide. Antena ima malu električnu površinu od svega 25 mm \times 25 mm, izrađena je na FR-4 supstratu debljine svega 1 mm. Parazitna metalizacija postavljena ispod zračećeg fraktala pomjera položaje rezonantnih učestanosti. Ova antena rezonuje u pet opsega i to: 2.42-3 GHz (21%), 3.3-4.25 GHz (103%), 5.1-7.2 GHz (34%) i 8.1-12 GHz (39%).



Slika 5.11: Multirezonantna fraktalna monopol antenna iz [25]



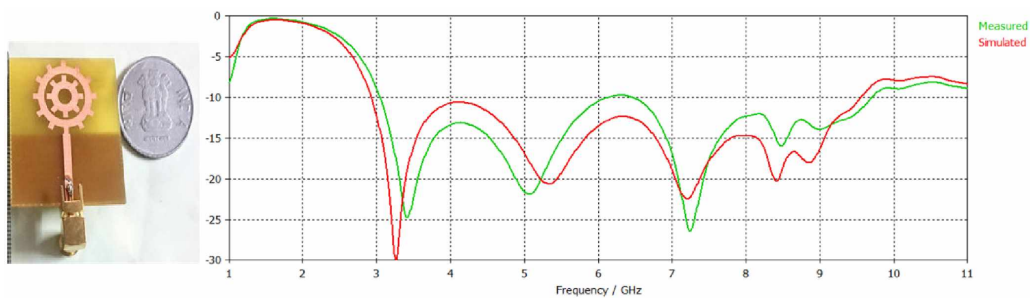
Slika 5.12: Antena u obliku Hilbertovog fraktala iz [66]

U radu [66] je predstavljena *patch* antenna u obliku Hilbertovog fraktala. Antena je izrađena na FR-4 supstratu debljine 1.6 mm dimenzija 120 mm \times 102 mm. Kao što se može vidjeti sa slike 5.12 antenna ima sedam rezonantnih učestanosti. Da bi se ova antenna mogla koristiti za praktičnu primjenu izvršena je njena optimizacija u cilju proširivanja opsega. Optimizovana verzija ove antene ima rezonantne učestanosti 0.36 GHz, 1.32 GHz i 5.50 GHz¹.

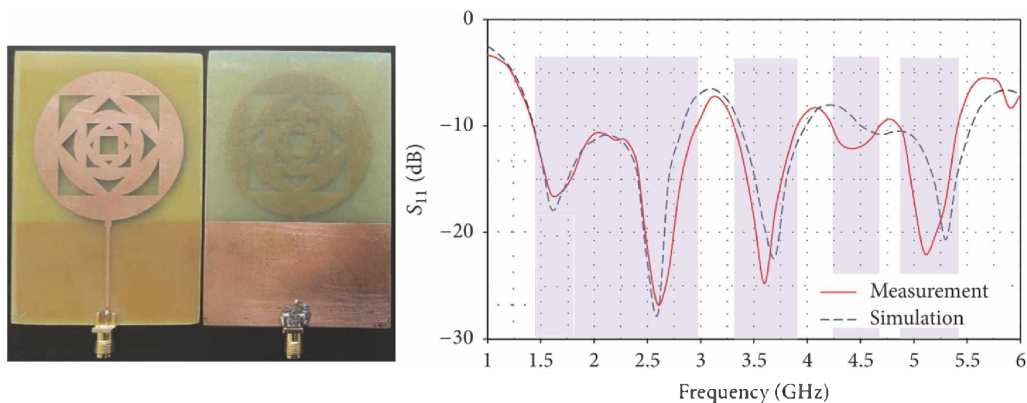
Kompaktna fraktalna antenna u obliku točka dizajnirana za UWB aplikacije, S, C i X opsege je predstavljena u radu [67]. Antena ima površinu od 32 mm \times 36 mm i izrađena je na FR-4 supstratu debljine 1.25 mm. Na slici 5.13 je prikazana treća iteracija fraktala za koji je kao generator uzeta kružna *patch* antenna. Ova antenna ima pet rezonantnih učestanosti 3.2 GHz, 5.3 GHz, 7.2 GHz, 8.3 GHz i 8.8 GHz. Ima propusni opseg širine 6.06 GHz od 2.93 GHz do 9.53 GHz.

Fraktalna antenna u obliku antičkog novčića je predložena u radu [22]. Antena se

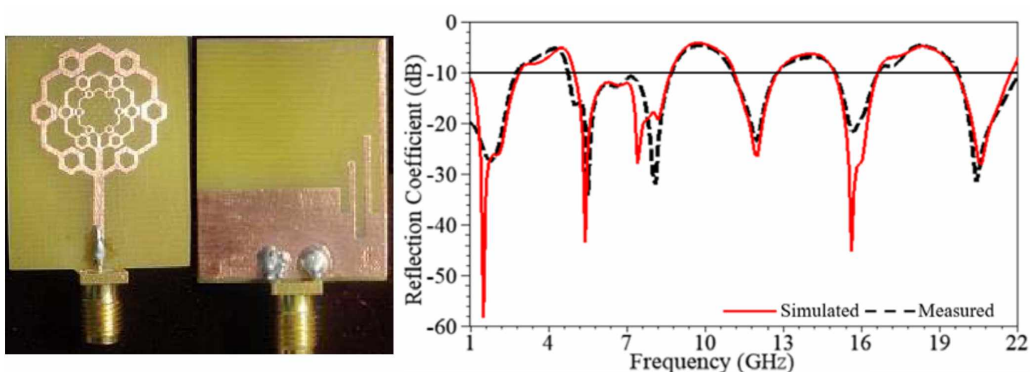
¹Podaci iz tabele 5.2 ne odgovaraju podacima antene sa slike 5.12 jer je u tabeli prikazana optimizovana antenna sa ciljem povećanja širine opsega



Slika 5.13: Fraktalna antena u obliku točka iz [67]



Slika 5.14: Fraktalna antena u obliku antičkog novčića iz [22]

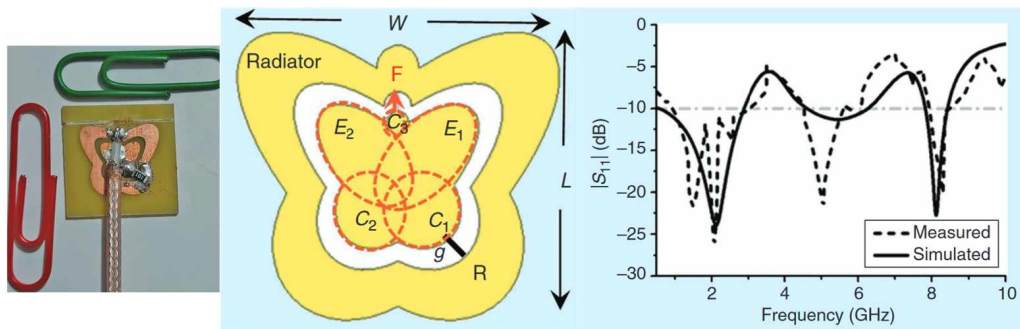


Slika 5.15: Fraktalna antena sa šestougaonim prstenovima iz [68]

zasniva na fraktalnoj geometriji nastaloj kombinacijom kruga i kvadrata, geometriji koja je slična antičkom Kineskom novčiću. Fraktal sa pet iteracija se koristi kao radiator, a dimenzije antene su $88.5 \text{ mm} \times 60 \text{ mm}$. Antena pokriva četiri opsega, 1.43-2.97 GHz (70%), 3.32-3.91 GHz (16.32%), 4.22-4.68 (10.34%) i 4.85-5.41 GHz (10.92%) i ima četiri rezonantne učestanosti: 1.6 GHz, 2.6 GHz, 3.7 GHz i 5.3 GHz.

Fraktalna antena u obliku šestougaonih prstenova je predložena u radu. [68]. Antena ima masu sa dodatim stubovima i prorezima što što je rezultiralo dobijanjem novog propusnog opsega na učestanostima 1.0-2.75 GHz. Rezonantne učestanosti antene su: 1.5 GHz, 5.4 GHz, 7.4 GHz, 12 GHz, 15.6 GHz i 20.6 GHz. Propusni opsezi ove antene su širine 1.75 GHz (1.0–2.75 GHz), 3.96 (4.74–8.70 GHz), 1.72 GHz (11.04–12.76 GHz), 1.65 GHz (14.97–16.62 GHz) i 2.30 GHz (19.7–22.0 GHz).

U radu [69] je predstavljena fraktalna antena u obliku leptira. Antena se napaja



Slika 5.16: Fraktalna antena u obliku leptira iz [69]

koaksijalnim kablom (kao na slici 5.16) a sastoji se od radijatora u obliku leptira i mase u obliku leptira koje definišu slot između njih. Kako bi se povećao opseg impedansi potrebno je dodati i otpornik između mase i radijatora. Izborom mjesta napajanja antene postižu se tri propusna opsega i to: 0.75-3 GHz, 4.7-5.95 GHz i 7.9-8.6 GHz. Antena je izrađena na FR-4 supstratu debljine 0.8 mm i ima dimenzije 20 mm \times 20 mm.

U tabli 5.2 je prikazano poređenje fraktalnih antena na FR-4 supstratu. Prikazane su fizičke dimenzije antena, rezonantne učestanosti kao i radni opsezi.

5.2.2 Fraktalne slot antene na FR-4 supstratu














Za razliku od fraktalnih *patch* antena, fraktalne slot antene nisu tako česte u literaturi. Pogotovo je to slučaj sa antenama na FR-4 supstratu. U nastavku će biti prikazano par slot antena na FR-4 supstratu.

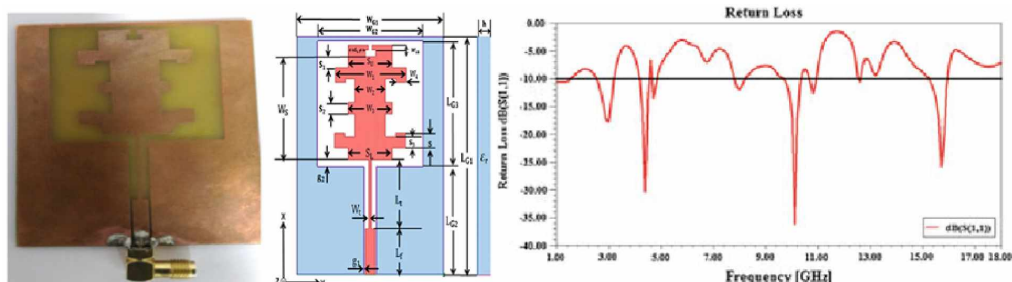
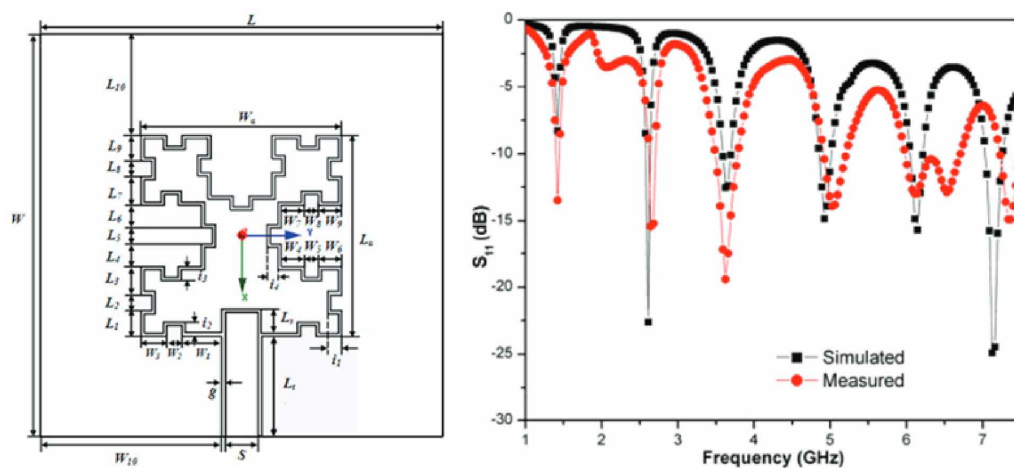
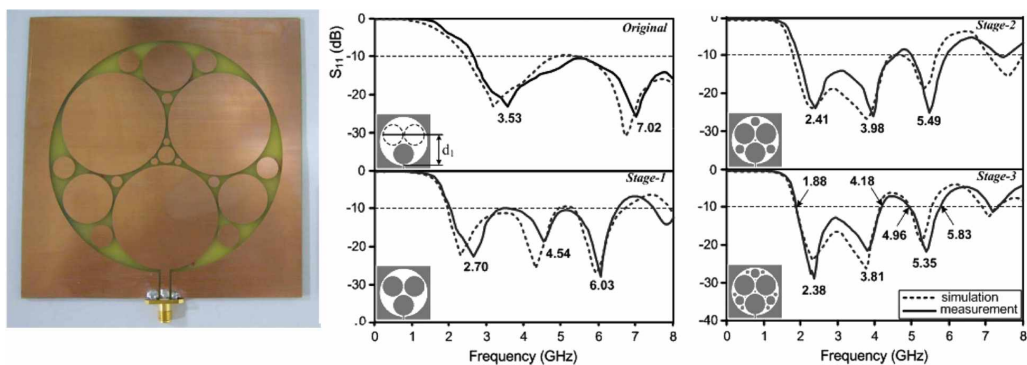
Na slici 5.17 je prikazana cirkularna fraktalna slot antena napajana CPW vodom iz rada [76]. U radu su predložene dvije antene, jedna dimenzija reda polovine talasne dužine i druga reda četvrtine talasne dužine sa ciljem da antena zadovoljava kriterijume za IEEE 802.11a/b/g sisteme. Antena je izrađena na FR-4 supstratu debljine 1.6 mm. Na slici 5.17 je prikazana antena dimenzija 44 mm \times 44 mm, tj. dizajn koji odgovara četvrtini talasne dužine, sa tri iteracije. Na osnovu prikazanog koeficijenta refleksije može se vidjeti uticaj povećanja broja iteracija na broj rezonantnih učestanosti. Originalni dizajn ima rezonantnu učestanost 3.53 GHz što odgovara četvrt-talasnoj rezonansi. Polutalasna rezonansa u slučaju originalne antene iznosi 7.02 GHz. Povećanjem iteracija postiže se više rezonantnih učestanosti i iste se pomjeraju naniže. Tako, u trećoj iteraciji prva rezonansa (2.38 GHz) je spuštена za 32.5 % u odnosu na original. Dodatno, pojavila su se dva širokopojasna opsega širina 75.9 % (od 1.88 do 4.18 GHz) i 16.1 % (od 4.96 do 5.83 GHz). Upotrebom ove geometrije polutalasna rezonansa je spuštена na 2.38 GHz a četvrt-talasna na 5.35 GHz.

U [77] je predložena slot antena u obliku Minkovski fraktala koja se napaja CPW vodom. Primarni cilj ovoga dizajna su multirezonantne karakteristike sa uskim radnim opsezima. Antena u uniplanarna napajana CPW vodom sa jednim uskim slotom u obliku Minkovski fraktala. Rezultati pokazuju šest rezonantnih učestanosti: 1.42 GHz, 2.6 GHz, 3.64 GHz, 4.93 GHz, 6.13 GHz i 7.37 GHz sa opsegom čija je najveća širina 3.2 %. Ova antena je prikazana na slici 5.18.

U [78] je predstavljena optimizovana verzija CPW napajane slot antene. Performanse prikazane na slici 5.19 su dobijene optimizacijom dimenzija slotova na zračućem elementu. Osnova rezonantna učestanost ove antene je 3 GHz sa opsegom širine 0.8 GHz. Druga rezonantna učestanost je 4.5 GHz sa opsegom širine 0.5 GHz, treća 5 GHz sa opsegom

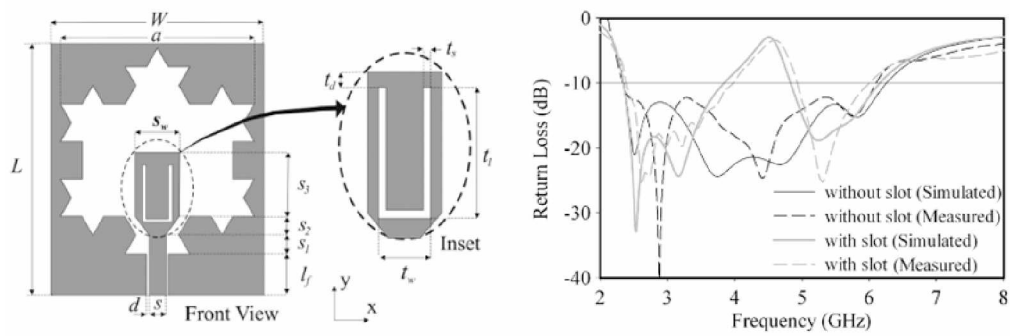
Tabela 5.2: Poređenje fraktalnih štampanih antena na FR-4 supstratu

Ref.	Slika	Dimenzije antene (mm ²) i supstrat	Rezonantne frekvencije	Radni opsezi	Pojačanje antene	Broj radnih opsega
[70]		25 × 38 1 mm FR-4	2.5/3.5/5.8	(2.35-2.8), (3.4-3.7), (5.05-6.1)	2.36/2.75/ 3.62	3
[66]		120 × 87 1.6 mm FR-4	0.36/1.32/ 5.50	(2.4-2.49), (5.15-5.82)	1.91/3.72/ 7.52	2
[71]		88 × 108 1.6 mm FR-4	2/3.5/4.9/ 6.5	(1.98-2.01), (3.4-3.5), (4.94-4.99), (6.0-6.8)	3.23/4.3/ 5.95/4.65	4
[72]		14 × 14 1 mm FR-4	1.78/3.5/5.2	(1.69-1.88), (3.41-3.62), (5.1-5.4)	2.7	3
[19]		32 × 40 1.6 mm FR-4	1.7/2.4/3.1/ 4.5/6	(1.69-1.88), (2.34-2.52), (3.07-3.57), (4.25-6.41)	1.6/2.15/ 2.79/3.8	4
[73]		60 × 50 1.6 mm FR-4	2.1/4.6/9.4	(1.96-2.33), (3.74-10.4)	8.03	3
[67]		32 × 36 1.25 mm FR-4	3.2/5.3/7.2/ 8.3/8.8	(2.9-9.5)	2.85/3.77/ 5.11/5.17/ 4.11	5
[74]		67 × 50 1.53 mm FR-4	3.82/4.02/ 5.02/6.0	(2.05-6.24)	-	4
[21]		30 × 30 1.6 mm FR-4	2.1/3.5/6.3/ 8.5/12.7	(1.92-2.26), (3.04-3.86), (5.38-9.61), (10.4-13.45)	3.6/2.67/ 1.48/3.87/ 3.19	5
[75]		42 × 46 1.53 mm FR-4	4.5/6.8/10.8/ 13.5/16.1	(3-18)	7.8	5
[22]		88.5 × 60 1.6 mm FR-4	1.6/2.6/3.7/ 5.3	(1.43-2.97), (3.32-3.91), (4.22-4.68), (4.85-5.41)	3.36/3.5/ 3.75	3
[68]		30 × 24 1.6 mm FR-4	1.5/5.4/7.4/ 12/15.6/20.6	(1.0-2.7), (4.7-8.7), (11.04-12.7), (14.9-16.6), (19.7-22.0)	3.37/2.03/ 3.33/2.98/ 9.98	5
[69]		20 × 20 0.8 mm FR-4	1.5/2/5/8	(0.75-3), (4.7-5.95), (7.9-8.6)	1.8	3

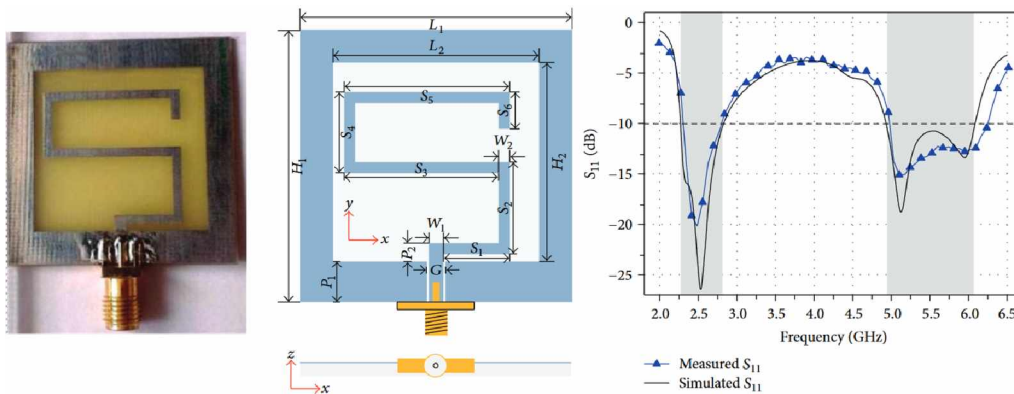


širine 0.3 GHz, četvrta 8 GHz sa opsegom širine 0.4 GHz, peta 10 GHz, sa opsegom širine 0.7 GHz, šesta 11 GHz sa opsegom širine 0.2 GHz i sedma 16 GHz sa opsegom širine 0.9 GHz. Može se zaključiti da je antena multirezonantna, ali sa veoma uskim radnim opscizima.

Analiza uticaja različitih supstrata i optimizacija geometrije antene prikazane na slici 5.20 je opisana u radu [79]. Predložena je CPW napajana slot antena u obliku Kohovog fraktala sa dodatnim slotom u obliku slova U kojim se vrši optimizacija. Sa druge strane, rezultati prikazani na slici 5.20 pokazuju da antena na FR-4 supstratu bez slotu u zračećem elementu ima širokopojasna svojstva, u odnosu na slučaj sa slotom. Naravno, u nekim slučajevima (za neke upotrebe) je poželjno da antena nema širokopojasna svojstva tj. da ne zrači na nekim učestanostima. S tim u vezi u poslednje vrijeme su aktuelne i



Slika 5.20: CPW napajana slot antenna u obliku Kohovog fraktala iz [79]






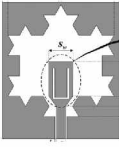





Slika 5.21: Slot antenna u obliku slova S iz [80]

antene sa filterom nepropusnikom opsega učestanosti koji će izbaciti određene frekvencije iz propusnog opsega.

Pravougaona slot antenna sa radijatorom u obliku latiničnog slova S, prikazana na slici 5.21 je predložena u radu [80]. Antena dimenzija $37 \text{ mm} \times 37 \text{ mm}$ je izrađena na FR-4 supstratu debljine 1 mm i zrači u opsezima 2.31-2.78 GHz i 4.99-6.26 GHz. Oblikom ove antene je postignuta kružna polarizacija.

U tabeli 5.3 je prikazano poređenje štampanih slot antena na FR-4 supstratu. Antene su poredene u pogledu fizičke dimenzije, rezonantne frekvencije kao i radnih opsega. Gdje su bili dostupni podaci, prikazano je i pojačanje antene.

Tabela 5.3: Poređenje štampanih slot antena na FR-4 supstratu

Ref.	Slika	Dimenzije antene (mm ²) i supstrat	Rezonantne frekvencije	Radni opsezi	Pojačanje antene	Broj radnih opsega
[76]		44 × 44 1.6 mm FR-4	2.38/3.81/ 5.35	(1.88-4.18), (4.96-5.83)	3.16/6.62	2
[77]		100 × 100 1.6 mm FR-4	1.42/2.6/ 3.64/4.93/ 6.13/7.37	max 3.2 %	2.2/- 2.2/3.4/ 4.4/-4/3.2	6
[78]		53.3 × 75.2 1.6 mm FR-4	3/4.5/5/ 8/10/11/16	0.8/0.5/0.3/ 0.4/0.7/0.2/ 0.9	srednji 4 dB, max 26	7
[79]		28.5 × 33.5 1.6 mm FR-4	2.5/5.3	(2.38–3.95), (4.95–6.05)	2-4.5	2
[80]		37 × 37 1 mm FR-4	2.5/5.1	(2.31-2.78), (4.99-6.26)	3-4.2	2
[81]		60 × 50 1.6 mm FR-4	2.78/4.64/ 6.57/9.26	(2.2-12)	5	1
[82]		34 × 30 1.6 mm FR-4	2.4/11	(2.3-2.5), (3-16)	3-7	2
[83]		110 × 95 1.6 mm FR-4	2.24	(1.71-2.78)	-	1
[84]		40 × 40 1.5 mm FR-4	2.75/4/ 5.4/9.6	(2.2-10.2)	7	1

5.3 Hibridne antene

Za hibridne fraktalne antene možemo reći da su to antene nastale kombinacijom dva ili više fraktalnih oblika. Pod kombinacijom se podrazumijeva spajanje istih tipova fraktala ili spajanje dva različita tipa fraktala. Ove antene su često i optimizovane dodavanjem raznih elemenata u postojeću hibridnu geometriju. U [54] se može naći obimna uporedna analiza hibridnih fraktalnih antena. S obzirom na to da su geometrije hibridnog tipa, i kao što je već rečeno, postoji veliki broj antena, ove antene nisu analizirane i upoređivane već se isključivo biti prikazane na slici 5.22 kao primjer kojih oblika antena možemo naći u literaturi. Slike antena su preuzete iz rada [54].



Slika 5.22: Primjeri hibridnih fraktalnih antena iz preglednog rada [54]²

²Sve fotografije antena sa slike 5.22 su preuzete iz preglednog rada [54], dok se u samom radu mogu naći reference na svaku antenu ponaosob kao i performanse i komentari vezani za ove antene

Glava 6

Fraktalna ultra-širokopojasna slot antena u obliku kardioide

U ovoj glavi je predstavljena ultra-širokopojasna fraktalna slot antena zasnovana na geometriji fraktala. Predložena antena ima koeficijent refleksije S_{11} ispod -10 dB u opsegu od 1.8 GHz do 30 GHz, zahvaljujući upotrebi fraktalne geometrije. Analiziranjem rezultata simulacija fraktalne geometrije ispostavilo se da prva iteracija fraktala postiže najbolje rezultate, tj. ultra-širokopojasne, dok antena sa većim iteracijama fraktala ima multirezonantne karakteristike. Ova antena pripada grupi električno malih antena sa električnim dimenzijama od svega $0.21\lambda \times 0.285\lambda$. Parametarskom analizom su određeni optimalni parametri za najveći mogući radni opseg.

Simulacije su pokazale da antena ima koeficijent refleksije S_{11} ispod -10 dB u cijelom opsegu od 1.8 GHz do 30 GHz, što pokriva sve postojeće komercijalne opsege za 3G, 4G, 5G, Wi-Fi, ISM, satelitske komunikacije i radare. Antena postiže pojačanje do 5 dBi. Eksperimentalnom verifikacijom su potvrđeni rezultati dobijeni simulacijama. Analiziran je i uticaj nehomogenosti FR-4 supstrata na performanse antene kao i uticaj samog SMA konektora na rezultate simulacija i poklapanje mjerenih i simuliranih rezultata [9].

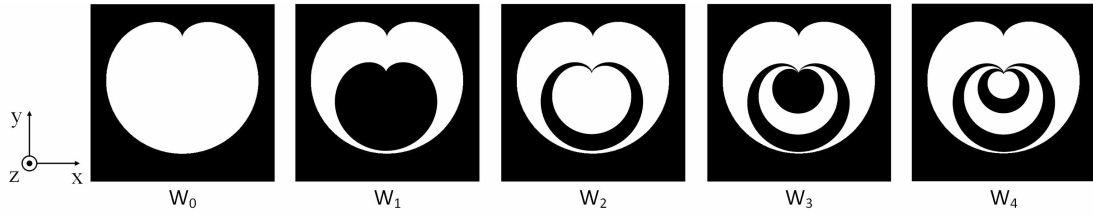
S obzirom na to da je antena predviđena, između ostalog, i za *Energy Harvesting* sisteme, u ovoj glavi su predstavljene i simulacije antenskih nizova sa ovom antenom kao i antene sa dodatim reflektorom, u cilju poboljšanja karakteristika antene. Takođe, kao jedna specifičnost ove antene, opisana je i skalabilnost, tj. pokazano kako se jednostavnim skaliranjem dimenzija antene može pomjeriti radni opseg ka nižim ili ka višim učestanostima.

6.1 Predlog dizajna antene

Antena je planarna, napaja se CPW vodom i ima metalizaciju samo sa jedne strane supstrata. Fraktalna geometrija je u obliku kardioda, tj. više samo-sličnih kardioda koje su ugniježdene jedna u drugu (*nested* geometrija). Kardioide su opisane jednačinom 6.1 (tj. jednačinom 3.23). Standardna matematička jednačina koja opisuje kardioidu je:

$$\begin{aligned}x &= 2a \cos \theta (1 - \cos \theta) \\y &= 2a \sin \theta (1 - \cos \theta) \\0 &\leq \theta \leq 2\pi\end{aligned}\tag{6.1}$$

gdje parametar a skalira kardioidu do željene dimenzije.



Slika 6.1: Generisanje fraktala u obliku kardioide iterativnom funkcijom opisanom jednačinom 6.2

U ovom istraživanju su analizirane fraktalne slot antene do trećeg reda. Međutim, kako su rezultati pokazali da antena drugog reda, umjesto više propusnih opsega, ima ultra-širokopojasni propusni opseg i neuporedivo bolje karakteristike, akcenat će biti stavljen na nju. U ovom poglavlju biće opisana fraktalna antena drugog reda, dok će ostale antene (trećeg i četvrtog reda) biti prikazane samo kao primjeri.

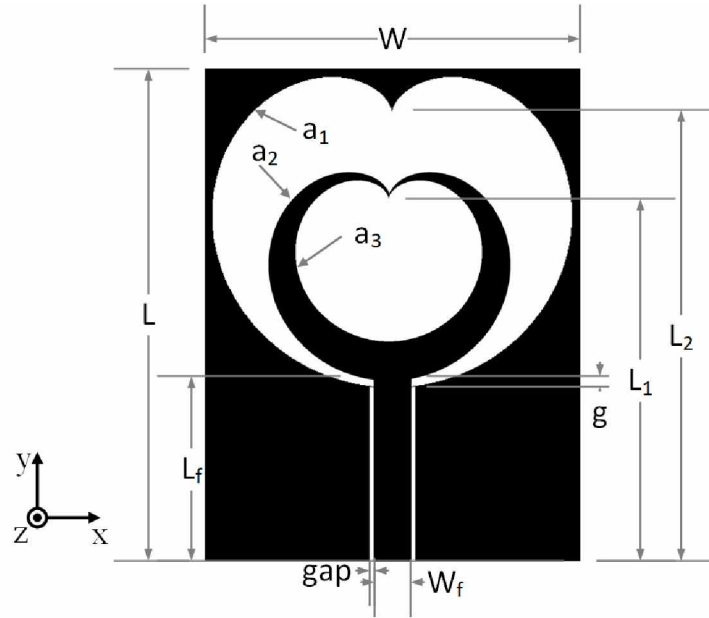
Fraktalna geometrija ove antene je generisana iterativnom funkcijom opisanom u poglavlju 3.1 na strani 46. Na slici 6.1 je prikazan proces generisanja fraktalnog slota, gdje se kao generator, tj. nulta iteracija koristi slot u obliku kardioide opisane parametrom a_1 . Sledeće iteracije fraktala dobijene su pomoću iterativne funkcije opisane jednačinom 6.2. Može se vidjeti da se kardioide u sledećim iteracijama transliraju po y-osi za rastojanje $-L_2 + L_1$ (koje odgovara realizovanoj anteni sa slike 6.2) dok su same kardioide skalirane za koeficijent a_2/a_1 itd.

$$\begin{aligned}
 W_1(x, y) &= \begin{bmatrix} a_2/a_1 & 0 \\ 0 & a_2/a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -L_2 + L_1 \end{bmatrix} \\
 W_2(x, y) &= \begin{bmatrix} a_3/a_2 & 0 \\ 0 & a_3/a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -L_2 + L_1 \end{bmatrix} \\
 W_3(x, y) &= \begin{bmatrix} a_4/a_3 & 0 \\ 0 & a_4/a_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -L_2 + L_1 \end{bmatrix} \\
 W_4(x, y) &= \begin{bmatrix} a_5/a_4 & 0 \\ 0 & a_5/a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -L_2 + L_1 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

Na slici 6.1 je ilustrovano generisanje fraktalne geometrije pomoću ove iterativne funkcije. Može se vidjeti da se naizmjenično smjenjuju slotovi i metalizacije, tj. nulta iteracija predstavlja slot, dok kardioida dobijena prvom iteracijom predstavlja umetnutu metalizaciju u obliku kardioide. Četvrta iteracija predstavlja naizmjenično smjenjivanje slotova i metalizacija. Naravno, pored ove strukture antena mora sadržati i vodove za napajanje.

Predložena antena ima tri kardioide koje definišu njenu strukturu sa CPW vodom za napajanje. Parametri kojima se skaliraju ove kardioide, na osnovu jednačine 6.1 su a_1 , a_2 i a_3 . Prve dvije kardioide (kardioide sa parametrima a_1 i a_2) ograničavaju slot, tj. osnovni element ove antene, dok treća kardioida (kardioida sa parametrom a_3) definiše slot koji se nalazi unutar monopola. CPW vodom širine W_f i dužine L_f sa procjepom širine gap se napaja monopol u obliku kardioide definisane parametrom a_2 . Geometrija predložene fraktalne slot antene drugog reda je prikazana na slici 6.2.

Antena je dizajnirana za FR-4 supstratu relativne dielektrične konstante $\epsilon_r=4.3$ i tan-



Slika 6.2: Geometrija predložene fraktalne antene

gensa ugla gubitaka $\tan\delta=0.025$. Debljina supstrata je 1.58 mm, dok je debljina bakarne metalizacije 0.018 mm. Na slici 6.2 metalizacija je prikazana crnom bojom.

Dimenzije antene su: $W=35.1$ mm, $L=47.5$ mm, $gap=0.25$ mm, $W_f=2.85$ mm, $L_f=16.4$ mm, $g=0.40$ mm, $L_1=34.45$ mm (rastojanje od centra kardioide, tj. od koordinatnog početka na osnovu jednačine 6.1 i slike 3.17), $L_2=42.43$ mm, $a_1=6.6$, $a_2=4.68$ i $a_3=3.4$.

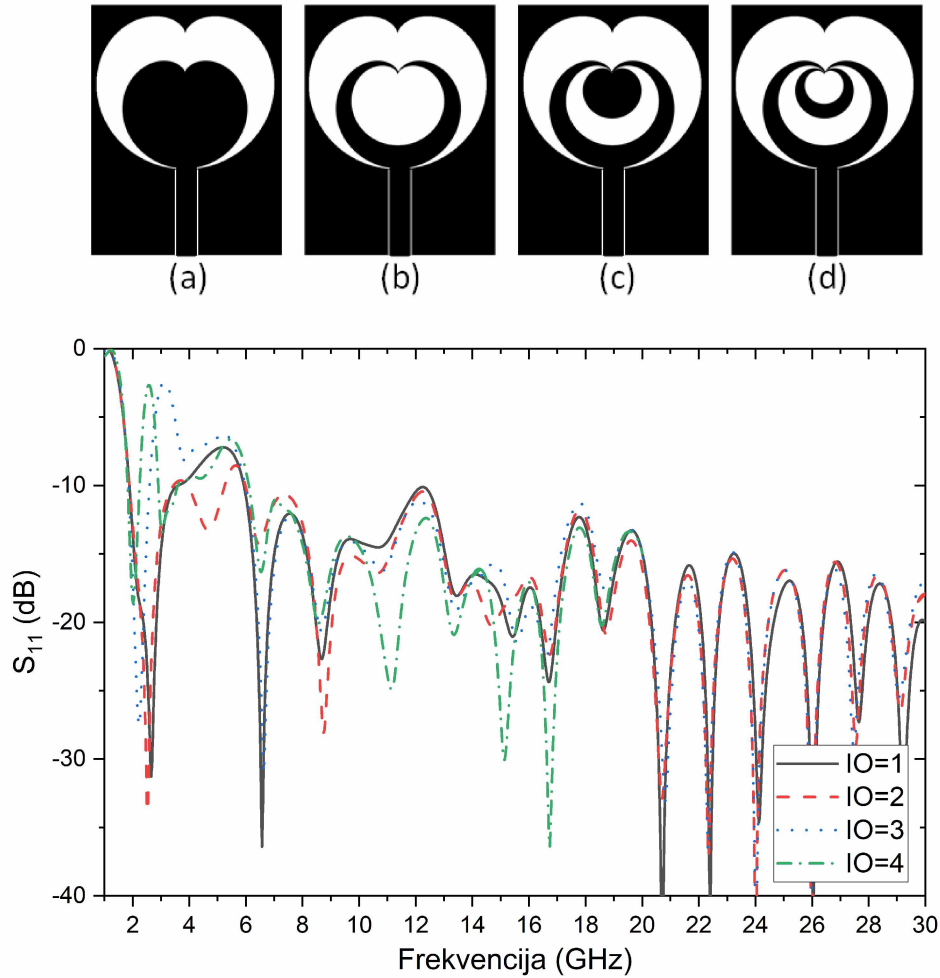
Sveukupne dimenzije antene su $35 \text{ mm} \times 47 \text{ mm} \times 1.61 \text{ mm}$, što ovu antenu svrstava u grupu električno malih antena [85].

U ovom dizajnu, iako je uobičajeno da se fraktali generišu sa istim IF, predlaže se različiti IF za svaku iteraciju. U tom slučaju, možemo definisati IF_1 , koji predstavlja odnos između a_2 i a_1 realizovane antene i iznosi $IF_1=a_2/a_1=0.68$ kao i IF_2 , koji predstavlja odnos između a_3 i a_2 i iznosi $IF_2=a_3/a_2=0.75$. Ovaj pristup omogućava dodatnu fleksibilnost prilikom dizajniranja antene, a što je i potvrđeno parametarskom analizom.

6.1.1 Uticaj broja iteracija fraktala na parametre antene

Slika 6.3 pokazuje proceduru generisanja fraktalne antene od slota prikazanog na slici pod (a), tj. prvog reda fraktala, pa sve do četvrtog reda prikazanog na slici (d). Sami tok generisanja fraktala je opisan na slici 6.1, gdje je generator (početni oblik) slot u obliku kardioide. U ovom slučaju (za razliku od predložene antene) svaka iteracija ima isti $IF=0.68$ ($IF=a_2/a_1 = a_3/a_2 = a_4/a_3 = a_5/a_4$).

Kada se pogledaju koeficijenti refleksije antene sa prvom iteracijom fraktala, koja je prikazana na slici 6.3 a) i antene sa drugom iteracijom fraktala sa slike 6.3 b) može se zaključiti da druga iteracija fraktalne antene ima širi radni opseg učestanosti. Ako pod radnim opsegom podrazumijevamo $S_{11} < -10$ dB, u slučaju antene sa prvom iteracijom to je ispunjeno u dva opsega učestanosti: 1.8–3.5 GHz i 5.9–30 GHz. Antene sa tri i četiri iteracije (6.3 c) i 6.3 d) respektivno) imaju užu propusni opseg od od 1.8 do 2.57 GHz. Najbolji rezultati u smislu širokopojasnog rada pokazuje antena sa drugom iteracijom fraktala prikazana na slici 6.3 b). Može se zaključiti da se S_{11} karakteristike pogoršavaju sa povećanjem broja iteracija odnosno sa povećanjem IO. Treba napomenuti da je ovo



Slika 6.3: Simulirani koeficijenti refleksije za različiti broj iteracija fraktalne antene

antena kod koje svaka iteracija ima isti IF, i da se samim tim razlikuje od predložene antene, što je i očigledno po koeficijentima refleksije.

Analizirajući ove rezultate kao i fraktalne antene koje se mogu naći u literaturi, zaključeno je da predložena antenna treba da se zasniva na fraktalnoj geometriji kod koje se IF mijenja su svakoj sledećoj iteraciji.

6.2 Parametarska analiza

Kako bi se odredile najbolje performanse antene vršena je parametarska analiza. Cilj te analize je da se postigne maksimalni propusni opseg antene, vodeći računa da je antenna namijenjena prije sve i za *Energy harvesting* aplikacije, gdje je veoma bitno da antenna radi na niskim učestanostima. Simulacije su vršene u CST-ovom *Time domain* solveru.

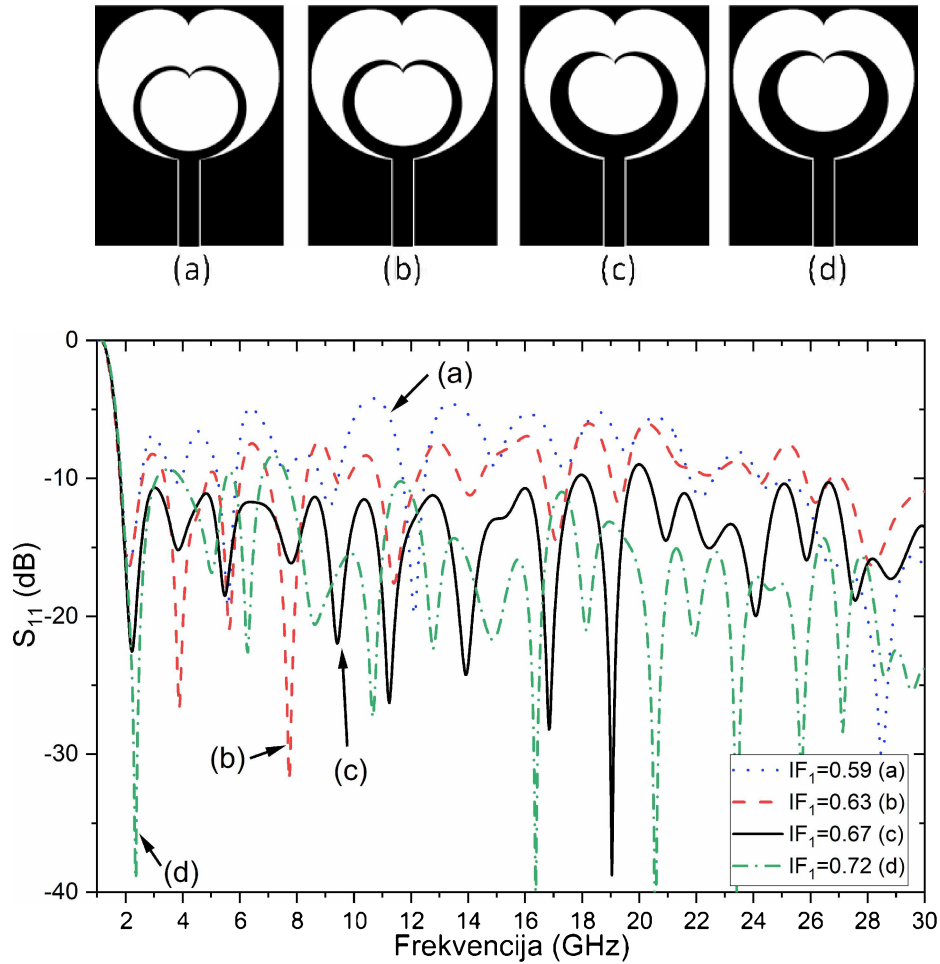
Simulirajući predloženi oblik antene, došlo se do zaključka da parametar a_1 i sveukupne dimenzije antene ($W \times L$) utiču na najnižu frekvenciju gdje je $S_{11} < -10$ dB. Na osnovu toga, da bi najniža učestanost bila 1.8 GHz (što je veoma značajno radi mobilnih komunikacionih sistema) parametar je podešen na $a_1 = 6.6$.

6.2.1 Uticaj faktora iteracije

Kako je već rečeno da je parametar a_1 fiksiran, izvršena je analiza uticaja faktora iteracije na performanse antene. Kako se IF_1 definiše kao odnos a_3/a_2 , promjena faktora iteracije se može sprovesti na dva načina: promjenom a_2 dok a_3 ostaje konstantan ili promjenom a_3 dok a_2 ostaje konstantan.

6.2.2 Uticaj parametra a_2

Uticaj dimenzije a_2 , tj. različitih vrijednosti $IF_1 = a_3/a_2$ na koeficijent refleksije S_{11} kada su parametri $a_1=6.6$ i $a_3=3.4$ konstantni, prikazan je na slici 6.4.

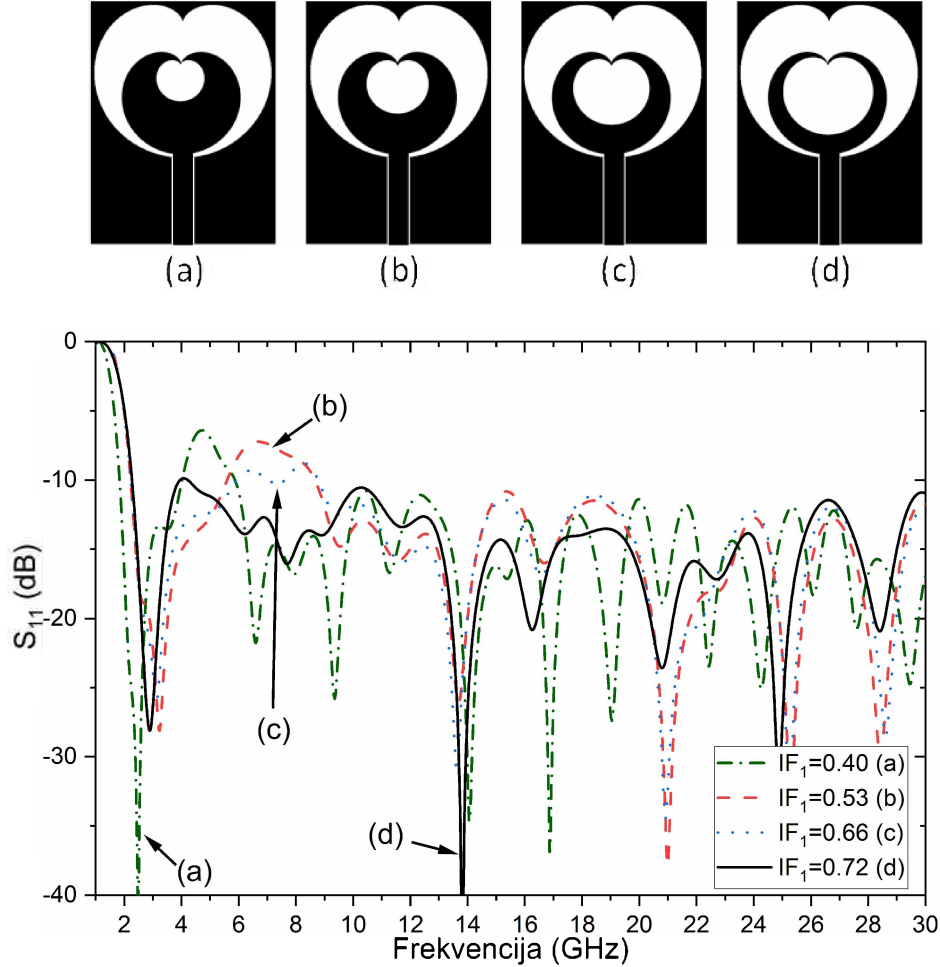


Slika 6.4: Simulirani koeficijenti refleksije za drugu iteraciju fraktalne antene za različite $IF_1=a_3/a_2$ promjenom parametra a_2 : (a) $a_2=3.91$, (b) $a_2=4.18$, (c) $a_2=4.45$ i (d) $a_2=4.72$. Parametri $a_1=6.6$ i $a_3=3.4$.

Kao što je i očekivano, promjena parametra a_2 ima veliki uticaj na rezonantne frekvencije, tj. na njihov položaj iznad 2 GHz, i na nivo S_{11} u čitavom opsegu. Najbolji rezultati u ovom slučaju su postignuti za $a_2=4.45$ ($IF_1=0.67$). Ovaj veliki uticaj parametra a_2 na S_{11} se može objasniti činjenicom da se promjenom a_2 , dva faktora iteracije istovremeno mijenjaju: $IF_0=a_2/a_1$ i $IF_1=a_3/a_2$.

6.2.3 Uticaj parametra a_3

U daljoj parametarskoj analizi, parametri a_1 i a_2 su konstantni, a vršena je promjena parametra a_3 dok se nisu postigli željeni rezultati. Uticaj parametra a_3 , tj. uticaj promjene $IF_1 = a_3/a_2$, na S_{11} parametar kada su parametri $a_1 = 6.6$ i $a_2 = 4.55$ fiksirani, prikazan je na slici 6.5.

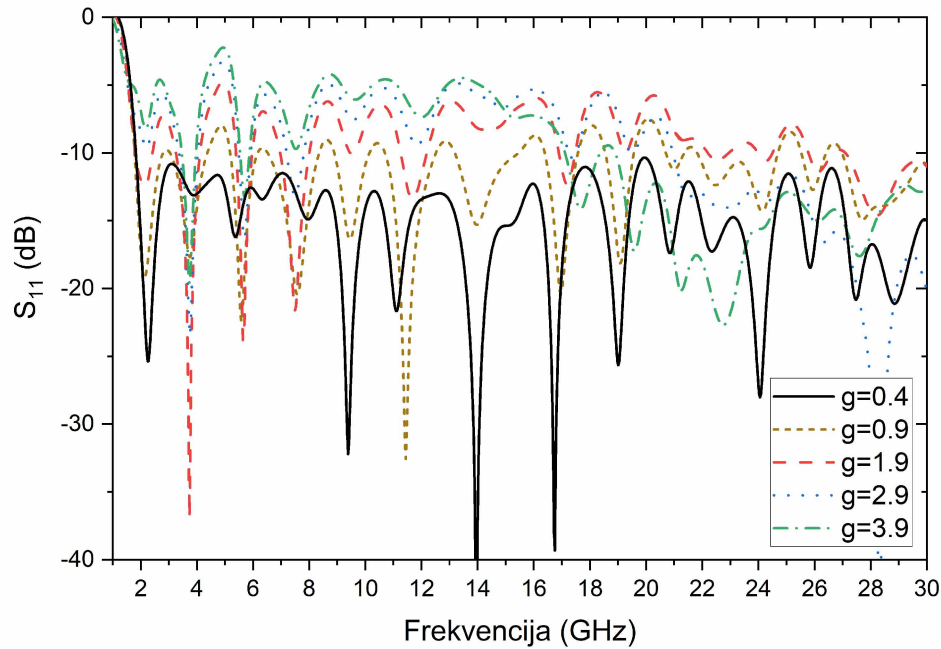


Slika 6.5: Simulirani koeficijenti refleksije fraktalne antene za različite vrijednosti faktora iteracije $IF_1 = a_3/a_2$ koja se postiže promjenom parametra a_3 kada su $a_1 = 6.6$ i $a_2 = 4.55$: (a) $a_3 = 3.64$, (b) $a_3 = 4.82$, (c) $a_3 = 6.06$ i (d) $a_3 = 6.55$.

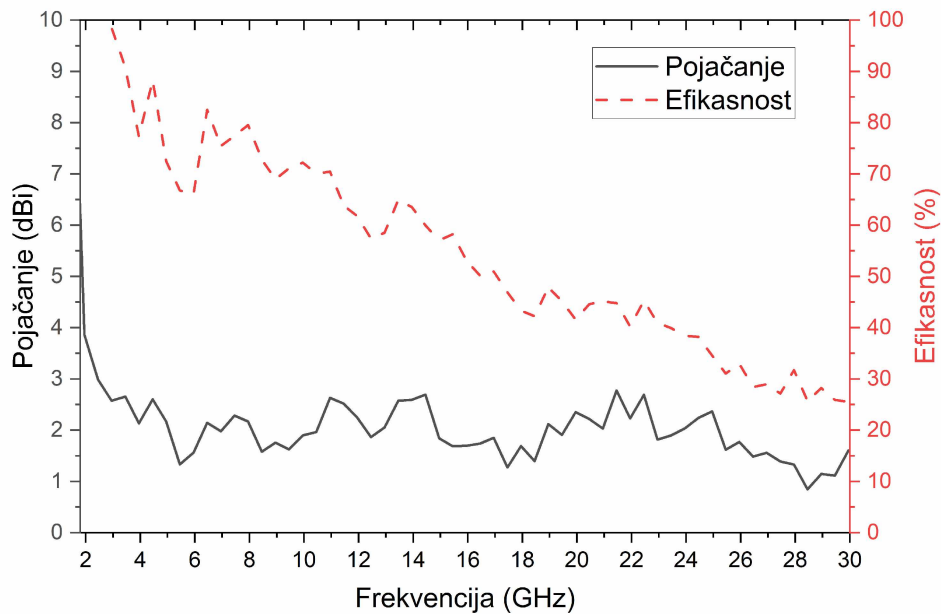
Rezultati simulacija prikazani na slici 6.5 pokazuju da je u slučaju kada je $IF_1 = 0.72$, S_{11} ispod -10 dB u najširem opsegu. Na osnovu rezultata prikazanih na slikama 6.3–6.5 jasno se može vidjeti prednost različitog faktora iteracije za različite iteracije, u odnosu na slučaj istog IF.

6.2.4 Uticaj parametra g

Na slici 6.6 je prikazan uticaj dimenzije g , tj. pozicije gdje CPW vod napaja kardiodu, na koeficijent refleksije. Na osnovu rezultata simulacije može se vidjeti da parametar g ima veliki uticaj na nivo koeficijenta refleksije. Najširi propusni opseg antene se postiže kada je $g = 0.4$ mm, dok povećavanje parametra g značajno narušava koeficijent refleksije u čitavom



Slika 6.6: Simulirani koeficijent refleksije za različite vrijednosti dimenzije g .



Slika 6.7: Simulirani dobitak i efikasnost predložene antene

opsegu. Moglo bi se reci da je antena, u slučaju kada parametar g nije optimizovan, multirezonantna antena.

6.3 Rezultati simulacija

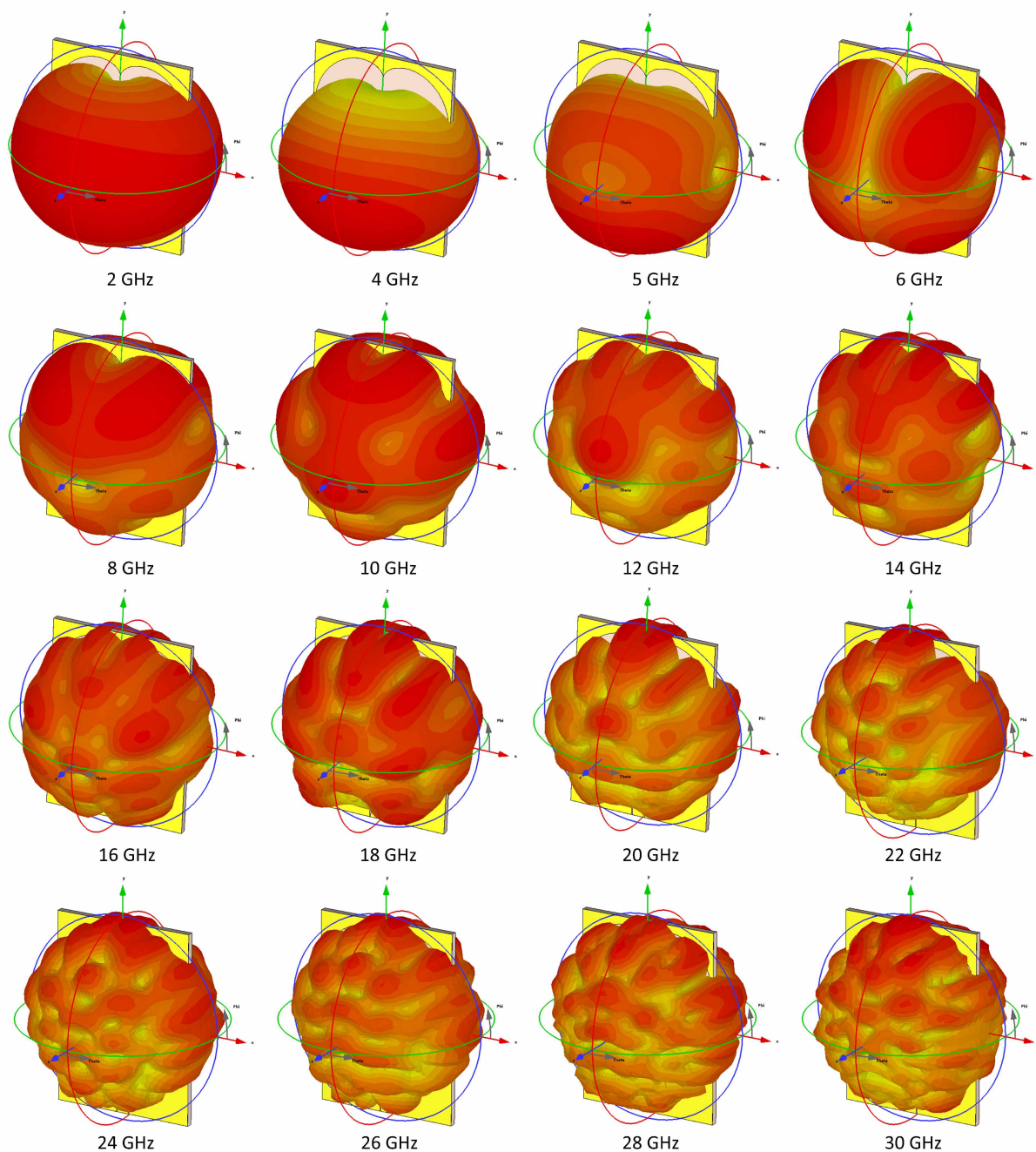
U ovom poglavlju s prikazani rezultati simulacija raznih parametara predložene antene.

Na slici 6.7 su prikazane simulirane vrijednosti pojaćanja i efikasnosti predložene antene računate koristeći relaciju 2.19 za pojaćanje i relaciju 2.21 za efikasnost opisane na

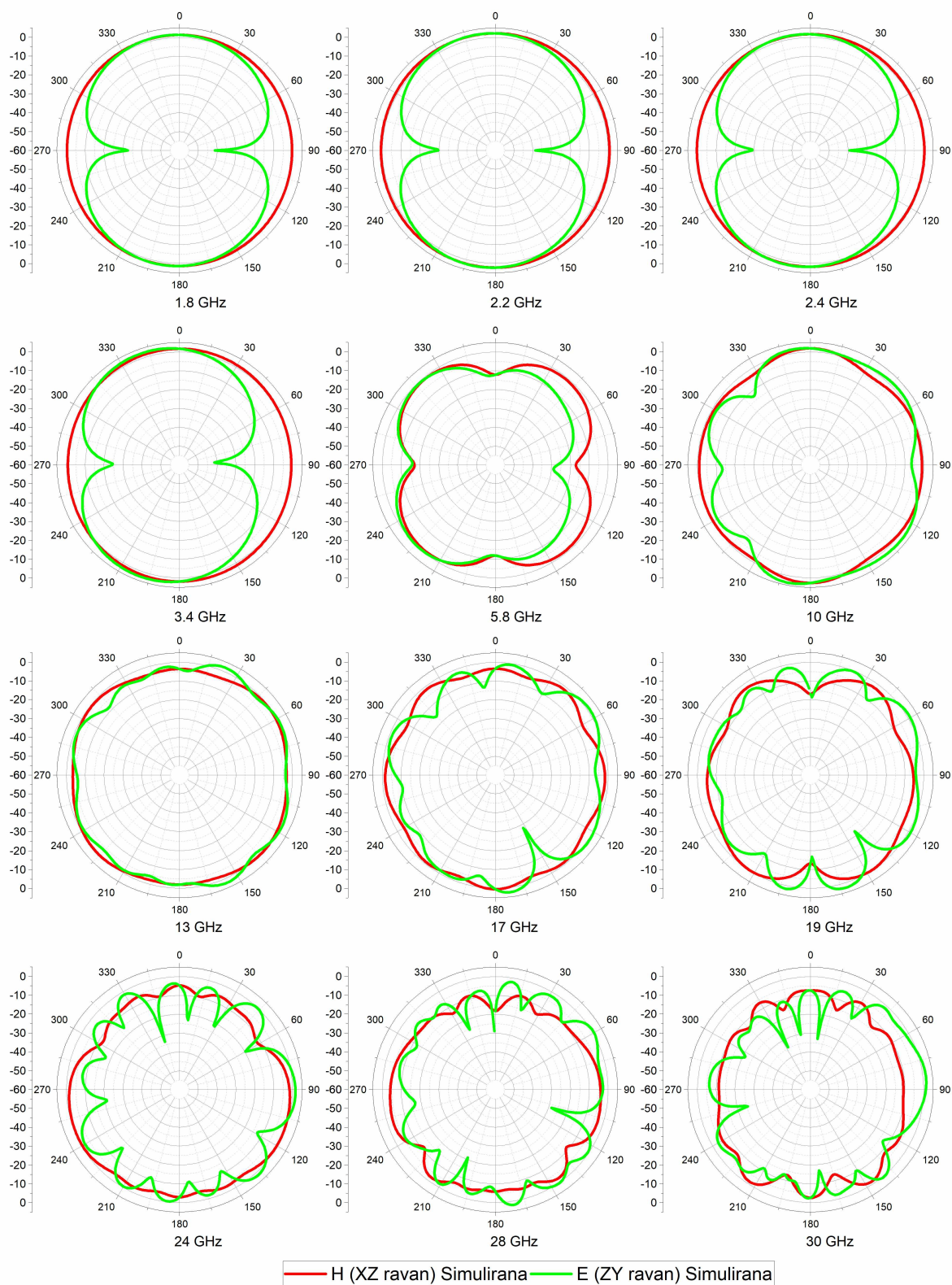
strani 40. Sa slike 6.7 se može vidjeti, na osnovu rezultata simulacija, da antena ispoljava dobitak i do 5 dBi.

6.3.1 Dijagrami zračenja

Ovdje su prikazani simulirani dijagrami zračenja u E-ravni i H-ravni za različite učestanosti iz radnog opsega antene. Na osnovu rezultata prikazanih na slici 6.9 može se vidjeti da su dijagrami zračenja skoro omnidirekcioni u dvije oktave. Na slici 6.8 su prikazani dijagrami zračenja u tri dimenzije.



Slika 6.8: Simulirani trodimenzioni dijagrami zračenja

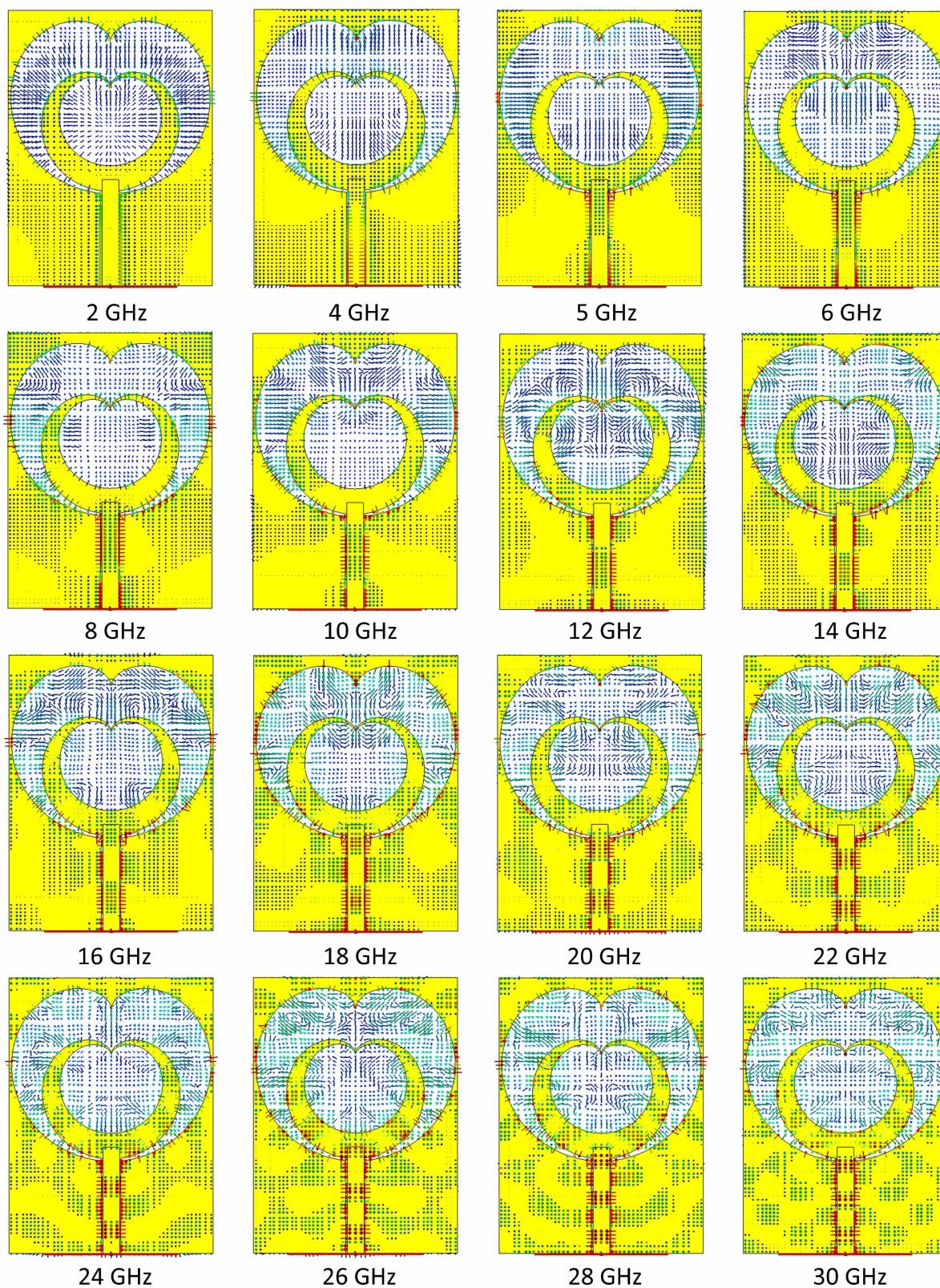


Slika 6.9: Simulirani dijagrami zračenja u E-ravni i H-ravni

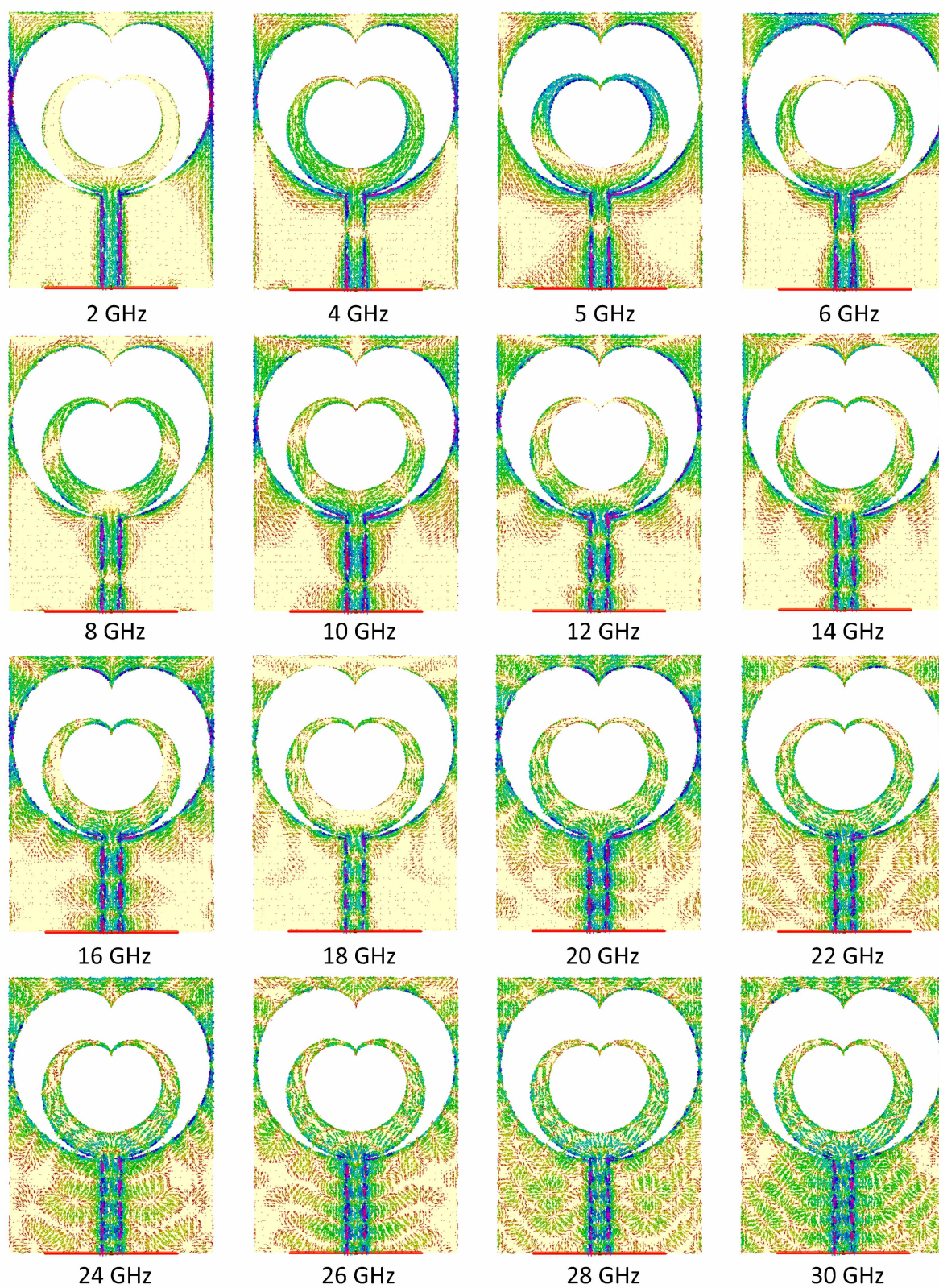
Na osnovu rezultata simulacija prikazanih na slici 6.9 može se vidjeti da antena u H ravni ima skoro omnidirekcione karakteristike do 10 GHz.

6.3.2 Raspodjela struje

Na slici 6.10 je prikazana površinska gustina struje, dok je na slici 6.11 prikazana raspodjela struje po površini metala za različite učestanosti.



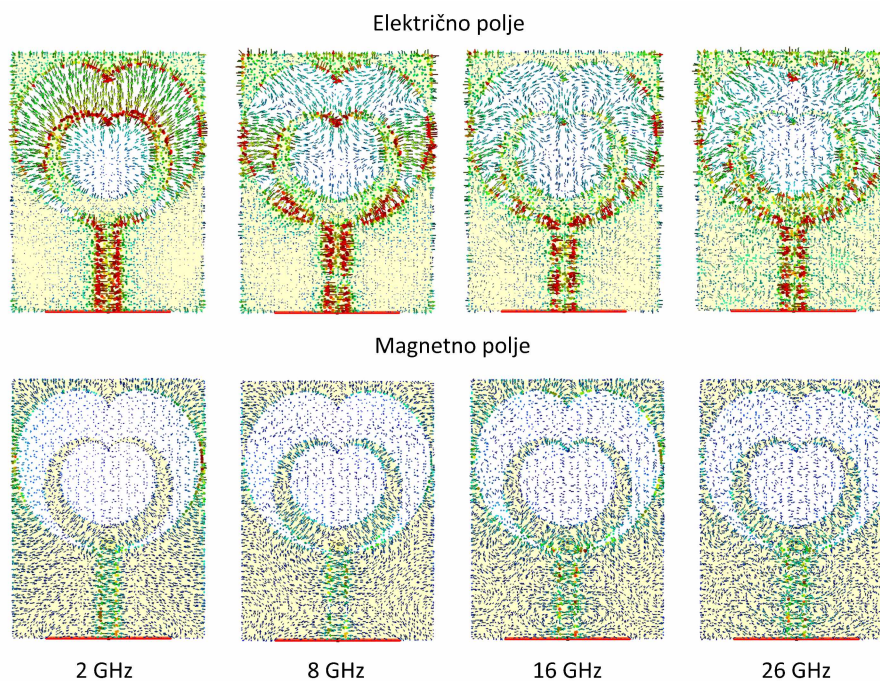
Slika 6.10: Površinska gustina struje za različite učestanosti



Slika 6.11: Raspodjela struje po površini antene za različite učestanosti

6.3.3 Električno i magnetno polje antene

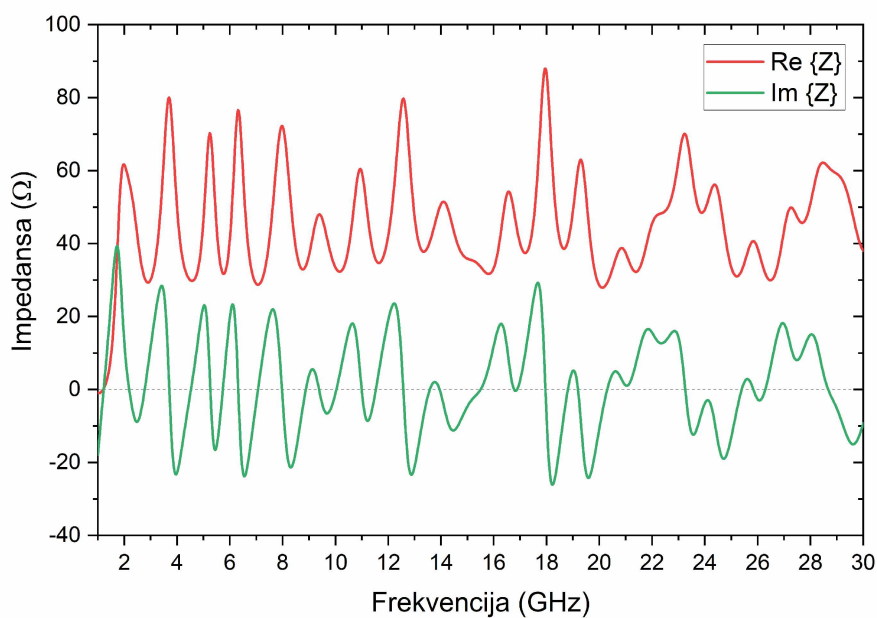
Na slici 6.12 je prikazano električno i magnetno polje za određeni broj karakterističnih učestanosti.



Slika 6.12: Električno i magnetno polje antene

6.3.4 Impedansa antene

Impedansa antene je simulirana u slučaju kada antena nema napojni vod, tj kada se samo nalazi kardioda.



Slika 6.13: Simulirana impedansa antene

Pozicija mjerenja impedanse je ujedno i pozicija na kojoj bi se postavila dioda (kao na slici 6.34) u slučaju da se antena koristi za *Energy Harvesting* sisteme [3].

6.3.5 Poređenje rezultata

Predložena antena je upoređena sa prethodno predloženim super-širokopojasnim antenama koje se mogu naći u literaturi a koje su izrađene na FR-4 supstratu. Poređenje je izvršeno u smislu BDR-a tj. odnosa električne dimenzije i radnog opsega. BDR je detaljnije opisan jednačinama 2.12 i 2.13 u poglavlju 2.2. Poređenje rezultata je prikazano u tabeli 6.1.

Tabela 6.1: Upoređivanje rezultata predloženih super-širokopojasnih antena na FR-4 supstratu sa predloženom antenom u pogledu različitih parametara.

Referenca	Frekvencijski opseg (GHz)	BW:1	BW %	Električne dimenzije ¹	BDR
[10]	1.4–18.8	13.0:1	172%	$0.17 \lambda \times 0.37 \lambda$	2762.7
[45]	3.4–37.4	11.0:1	167%	$0.32 \lambda \times 0.34 \lambda$	1544.7
[58]	2.9–10.7	3.6:1	115%	$0.16 \lambda \times 0.29 \lambda$	2406.9
[56]	3–35	11.6:1	168%	$0.38 \lambda \times 0.55 \lambda$	805.84
[57]	2.2–22.1	9.8:1	163%	$0.30 \lambda \times 0.23 \lambda$	2393.7
[59]	2.4–24.3	10.1:1	164%	$0.18 \lambda \times 0.33 \lambda$	2718.1
[62]	2.9–18	6.2:1	144%	$0.29 \lambda \times 0.29 \lambda$	1718.2
[63]	3–11.2	3.7:1	115%	$0.22 \lambda \times 0.24 \lambda$	2187.4
Predložena	1.8–30	16.9:1	178%	$0.21 \lambda \times 0.28 \lambda$	3062.1

¹ Električne dimenzije su računate u odnosu na najnižu frekvenciju u radnom opsegu.

Rezultati prikazani u uporednoj tabeli pokazuju da predložena antena ima najveći BDR i procentualni propusni opseg u poređenju sa najboljim antenama ovoga tipa pronađenim u literaturi.

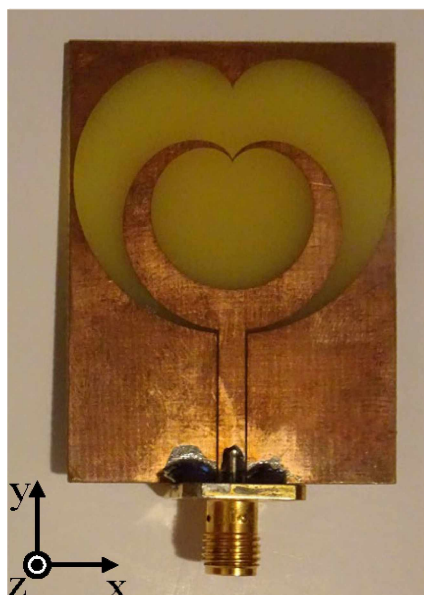
6.4 Eksperimentalni rezultati

Antena je izrađena koristeći jednostavni foto-litografski postupak. Kao posledica jeftinog procesa fabrikacije postoji malo odstupanje od željenih dimenzija. Na 6.14 je prikazana izrađena antena sa ugrađenim SMA konektorom. SMA konektor pomoću koga se napaja CPW vod je deklarisan za frekvencije do 27 GHz.

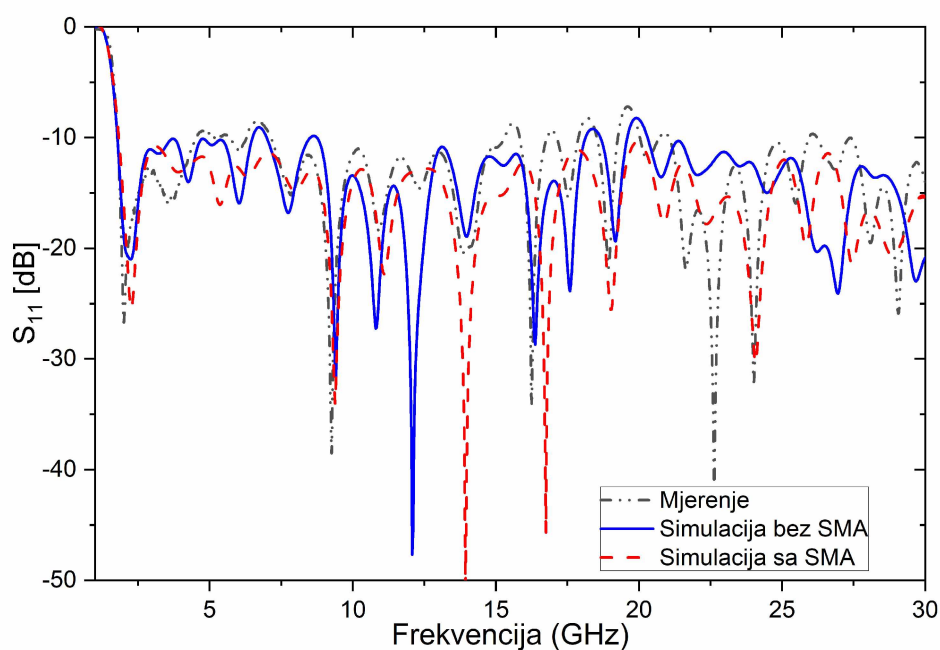
Mjerenje antene je izvršeno pomoću analizatora mreže ANRITSU MS4647A. Opisivane mjernih tehnika se može naći u poglavlju 2.5. Koeficijent refleksije antene je dobijen direktnim mjerenjem na koaksijalnom (SMA) portu antene. Drugim riječima, mjerna oprema je kalibrisana na SMA konektoru. Maksimalni dobitak antene je računat na osnovu formule 2.19. Ljevkasta antena sa dvostrukim grebenom (engl. *ridge-horn*) je korišćena kao predajna antena.

Mjereni i simulirani koeficijenti refleksije predložene antene su prikazani na slici 6.15.

Na osnovu rezultata prikazanih na slici 6.15 može se vidjeti prilično dobro poklapanje rezultata mjerenja i simulacija. Kao jedan od razloga za prisutna neslaganja mjerenih i simuliranih rezultata ističe se proces fabrikacije. Naime, kao posledica korišćenja jeftinog



Slika 6.14: Realizovana fraktalna antena u obliku kardioide dimenzija 35 mm \times 47 mm



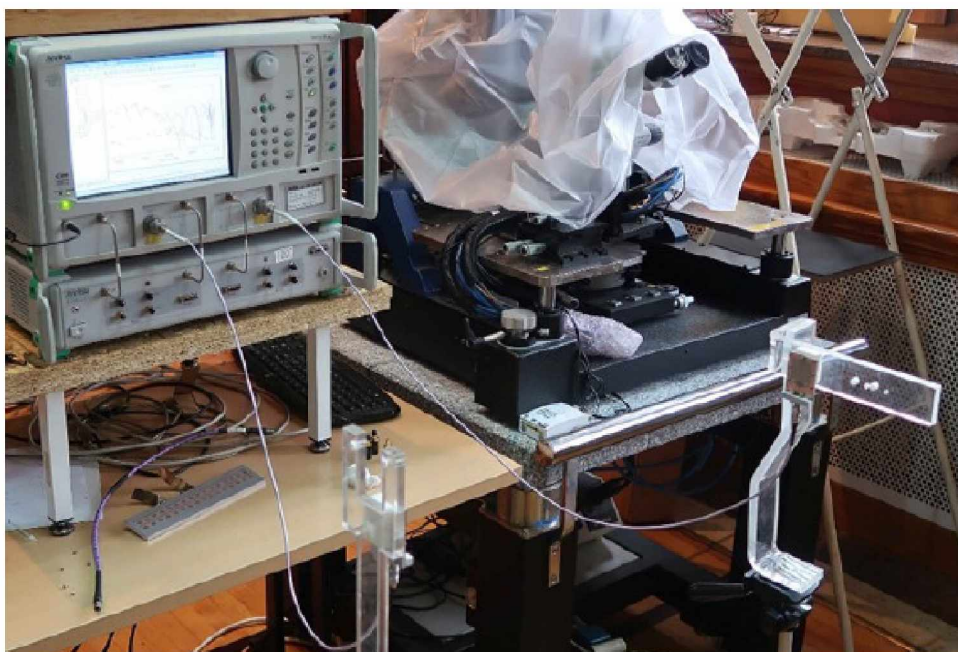
Slika 6.15: Poređenje mjerenih i simuliranih koeficijenata refleksije antene sa i bez SMA konektora

procesa foto-litografije došlo je do sitnih neslaganja u dimenzijama projektovane i izrađene antene. Naravno, jeftini proces izrade je i cilj ovoga istraživanja i dizajniranja, te su ova blaga neslaganja i očekivana. Upravo je i bio cilj da se pokaže da i sa nepreciznošću u izradi, ova antena radi u projektovanom super-širokopojasnom opsegu. Kao drugi razlog za neslaganje rezultata su osobine FR-4 supstrata. Naime, sa obzirom na to da je FR-4 jeftini supstrat, relativna dielektrična konstanta nije striktno kontrolisana i može da varira od jedne do druge ploče FR-4 supstrata i od jednog do drugog proizvođača. Debljina supstrata takođe ne mora da bude precizna.

Još jednom, to je upravo i bio cilj istraživanja, da se pokaže da pored grešaka u izradi

i pored nepouzdanog supstrata koji nema iste karakteristike, antena i dalje radi u super-širokopojasnom opsegu i robustna je na sve te probleme.

Sa obzirom na to da je antenu moguće mjeriti jedino pomoću SMA konektora (iako sama antena može da bude direktno integrisana na ploči sa elektronikom) da bi se otklonile sumnje na uticaj SMA konektora na rezultate mjerenja i simulacija, na slici 6.15 su prikazani rezultati simulacija sa i bez SMA konektora. Na osnovu rezultata sa slike može se vidjeti da postoje neslaganja iznad 20 GHz ali je koeficijent refleksije ispod -10 dB sa ili bez konektora, što jasno govori da SMA konektor, u ovom projektu, može biti korišćen do 30 GHz bez uticaja na koeficijent refleksije. Potrebno je još napomenuti da je u simulacijama korišćen realni model FR-4 supstrata sa gubicima koji su funkcija frekvencije. Na slici 6.16 je prikazana mjerna postavka sa analizatorom mreže Anritsu MS4647A koje se koristila za mjerenje karakteristika antene.

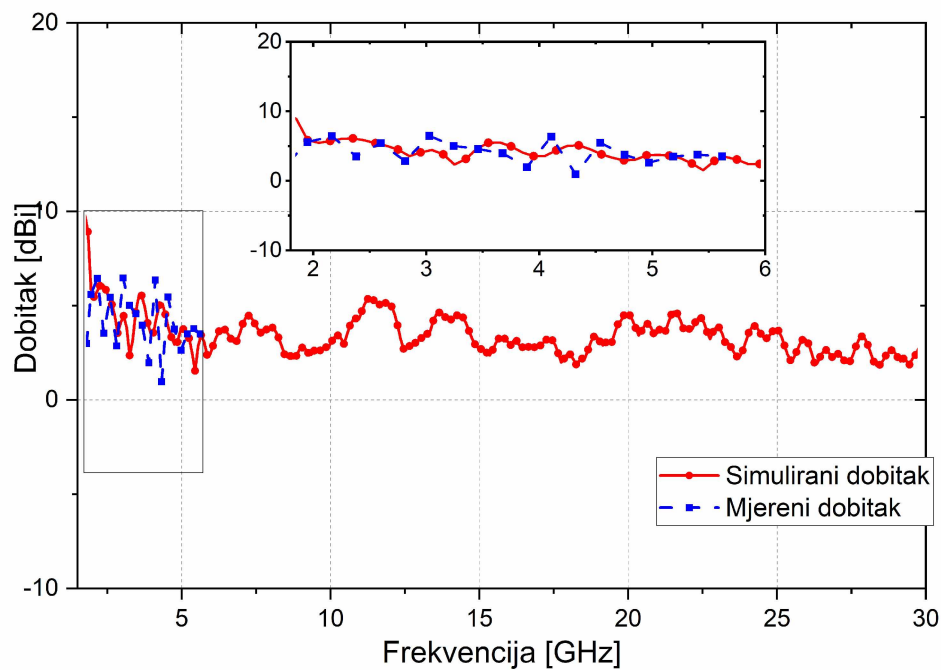


Slika 6.16: Mjerna postavka za mjerenje karakteristika antene

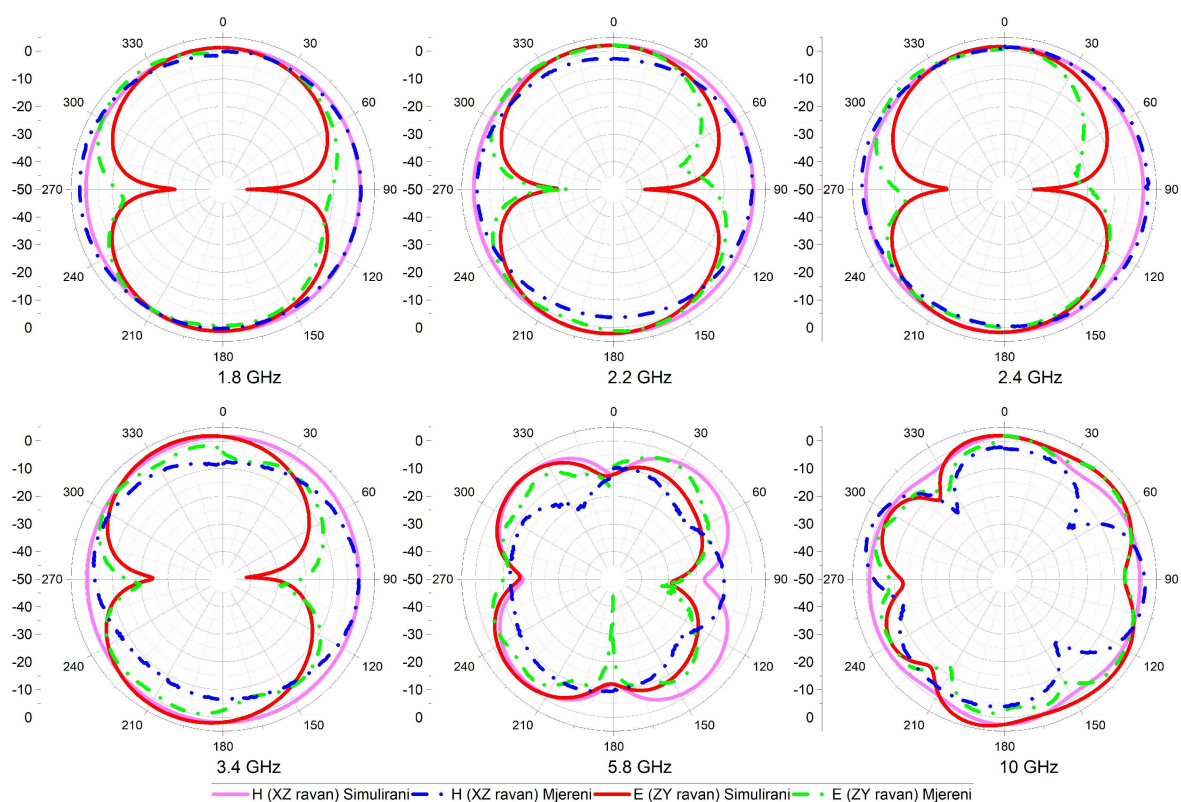
Slika 6.17 prikazuje mjerene i simulirane rezultate dobitka koji je računat pomoću relacije 2.19. Dobitak je mjereno samo do 6 GHz jer je predajna antena deklarirana samo za taj opseg.

Mjereni i simulirani dijagrami zračenja u E-ravni i H-ravni za frekvencije 1.8; 2.2; 2.4; 3.4; 5.8 i 10 GHz su prikazani na slici 6.18.

Na osnovu mjenjenih rezultata prikazanih na slici 6.18, može se vidjeti da je postignuto prilično veliko poklapanje simuliranih i mjenjenih rezultata. Sva mjenjenja su vršena u slobodnom prostoru, pošto anehoična soba nije bila dostupna. Blaga odstupanja mjenjenih i simuliranih dijagrama mogu se objasniti ovom činjenicom. Može se vidjeti da antena ima skoro omnidirekcionni dijagram zračenja do 5.8 GHz, što je šire od jedne oktave (3.2:1). Nemoguće je postići omnidirektivnost antene (zbog odnosa dimenzija antene i talasne dužine, tj. zbog fizičkog ograničenja) u čitavom radnom opsegu a da se taj radni opseg ne smanji. Kada se frekvencija poveća, električne dimenzije antene se takođe povećavaju, što uzrokuje određene distorzije dijagrama zračenja u odnosu na ominidirekcionni dijagram na nižim učestanostima. Ovo se takođe može vidjeti na primjerima monopol antena iz radova



Slika 6.17: Mjereni i simulirani dobitak predložene antene



Slika 6.18: Mjereni i simulirani dijagrami zračenja u E-ravni i H-ravni

[10], [57] i [58]. Dakle, mora se postići kompromis između omnidirektivnosti dijagrama zračenja i širine radnog opsega.

Jedan od metoda kako se može poboljšati dijagram zračenja na višim učestanostima

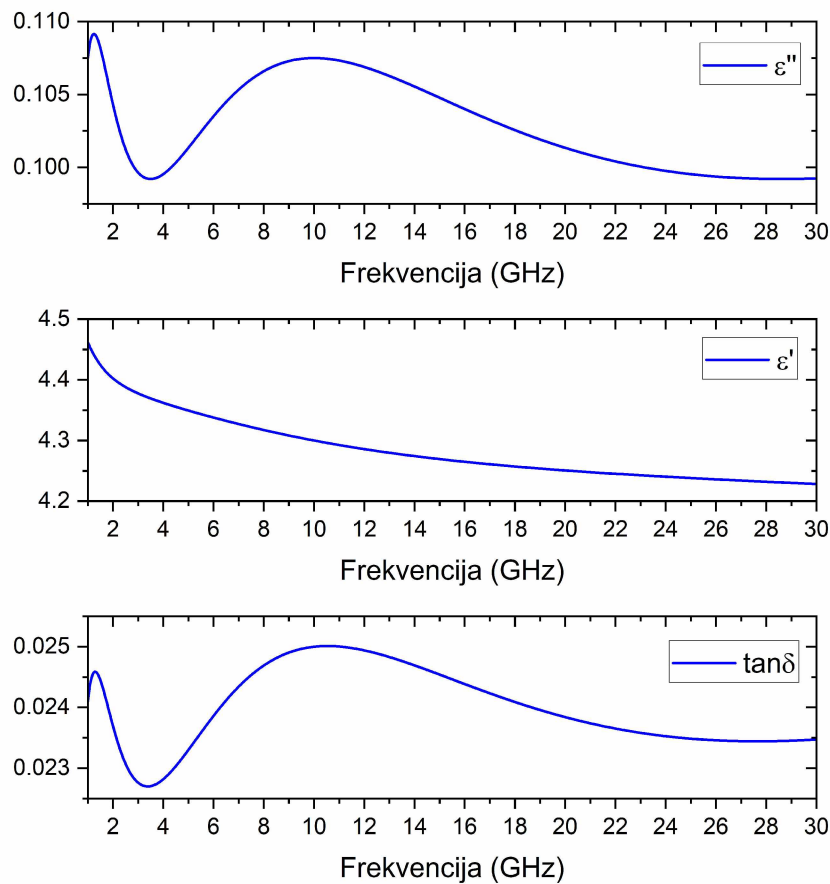
jeste smanjenje dimenzija antene, ali se na taj način smanjuje radni opseg antene, tj. opsegu kojem je impedansa prilagođena. U poglavlju 6.5.2 su prikazane simulacije dijagrama zračenja kada se redukuju dimenzije antena.

6.5 Dodatne simulacije

6.5.1 Uticaj parametara supstrata FR-4 na rezultate simulacija

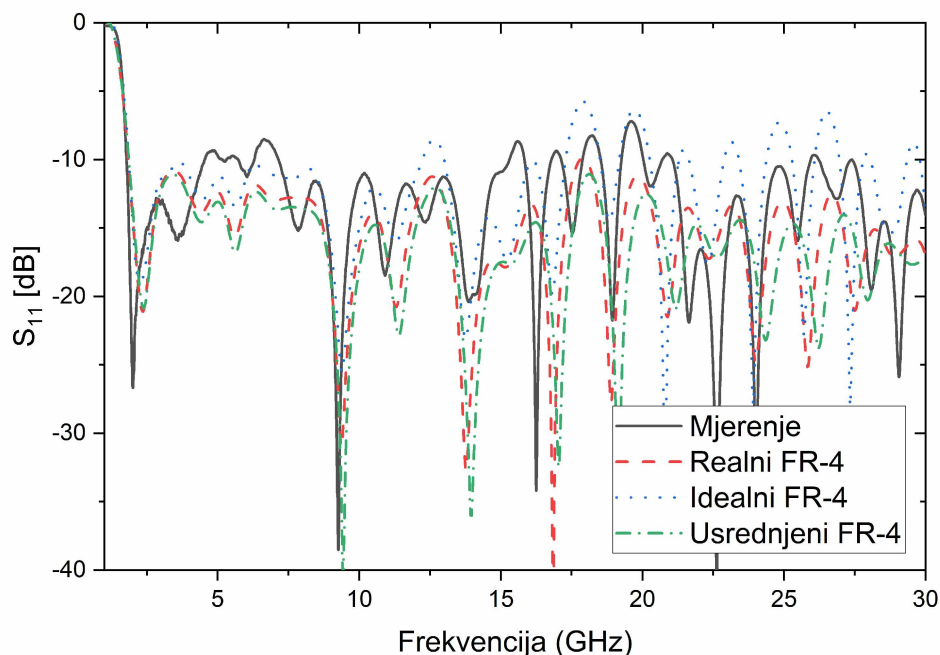
Sa razlogom se može postaviti pitanje da li se FR-4 supstrat može koristiti za antene koje rade na visokim frekvencijama. U literaturi se može naći veliki broj antena koje su izrađene na FR-4 supstratu za učestanosti iznad 10 GHz. U radovima [45] i [56] FR-4 supstrat se koristi za učestanosti čak i preko 30 GHz, tj. do 37 GHz i do 35 GHz respektivno. U radovima [86, 9] se opisuju ponašanja FR-4 supstrata u milimetarskom talasnom području za primjenu u 5G sistemima (do 30 GHz).

Da bi se analizirao kvalitet i pouzdanost simulacija u CST-u upoređeni su modeli realnog FR-4 (sa realnim parametrima u funkciju od frekvencije), Idealnog FR-4 (u ovom slučaju nisu uopšte nisu uzimani u obzir gubici u dielektriku), kao i usrednjenog FR-4 (gdje se koristi jedna konstantna usrednjena vrijednost ε'' , ε' i $\tan\delta$ i čitavom opsegu frekvencija). Na slici 6.19 su prikazane zavisnosti ε'' , ε' i $\tan\delta$ realnog FR-4 supstrata korišćenog u CST modelu antene.



Slika 6.19: Parametri ε'' , ε' i $\tan\delta$ realnog FR-4 supstrata u CST-u u funkciji frekvencije korišćeni u simulacijama

Na slici 6.20 su prikazane vrijednosti koeficijenta refleksije predložene antene za različite vrijednosti parametara FR-4 supstrata korišćene u simulacijama. Vrijednost ε_r i $\tan\delta$ u slučaju FR-4 sa usrednjenim parametrima su $\varepsilon_r=4.14$ i $\tan\delta=0.032$ i one su konstantne na čitavom opsegu učestanosti.



Slika 6.20: Simulacije koeficijenta refleksije predložene antene za različite vrijednosti dielektrične konstante FR-4 supstrata

Na osnovu rezultata prikazanih na slici 6.20 može se vidjeti da je FR-4 sa realnim parametrima, koji su u funkciji frekvencije, (prikazani na slici 6.19) najpribližniji mjerenim rezultatima.

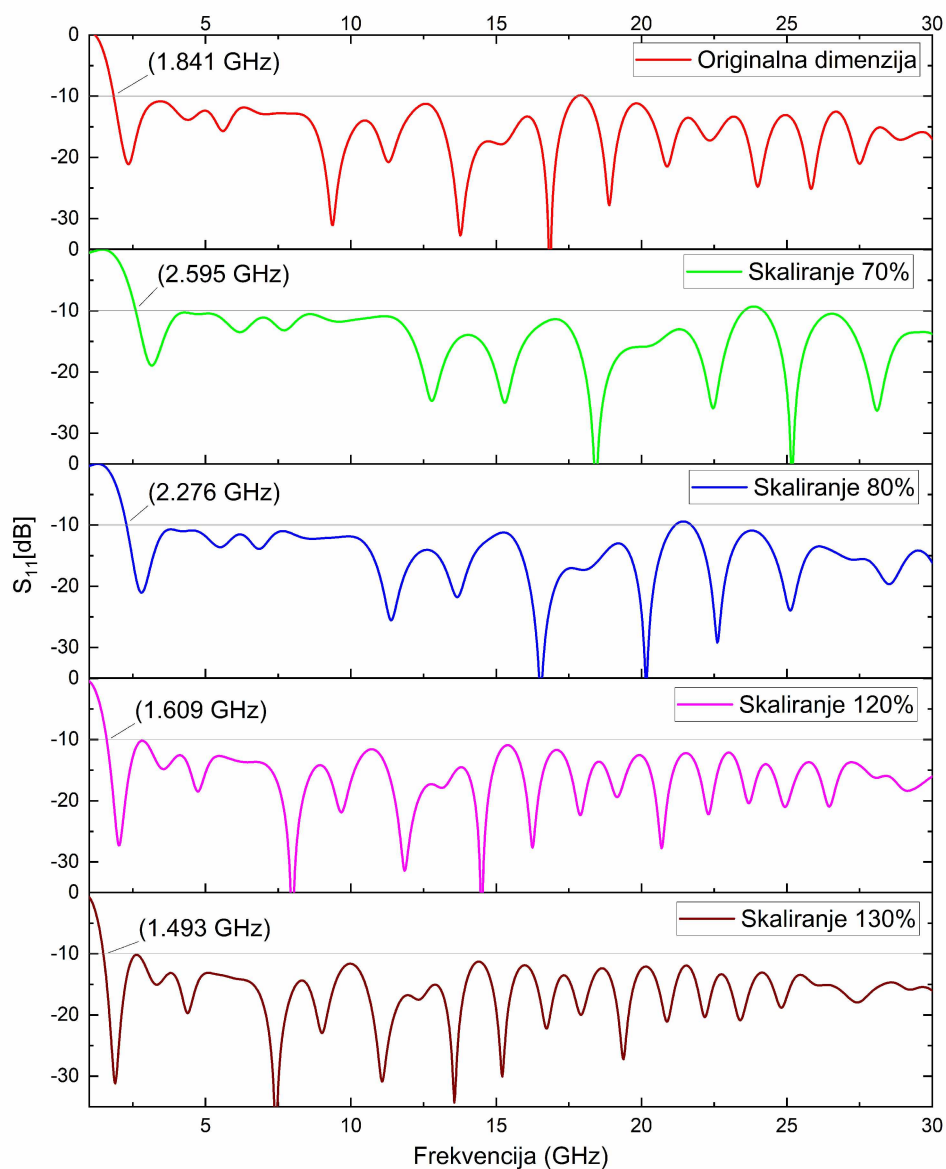
6.5.2 Skalabilnost antene

Sama skalabilnost antene je rijetkost kada se radi o antenama sa složenom geometrijom. Antene sa jednostavnim geometrijama, kao što je dipol, su skalabilne, tj. direktno proporcionalne talasnoj dužini. Sa složenim geometrijama to nije slučaj. Analiziranjem širine radnog opsega, pogotovo njegove donje granice, uočeno je da se proporcionalnim povećanjem dimenzija antene (izuzev debljine antene) čitav radni opseg može pomjeriti naniže.

U ovom istraživanju, akcenat je stavljen na postizanje maksimalnog opsega prilagođenja impedanse (maksimalnog radnog opsega antene). Takođe, cjelokupna parametarska analiza je posvećena upravo tome. Antena je namijenjena, primarno, za EH gdje je većina ambijentalne elektromagnetne energije skoncentrisana u opsegu od 1.8 GHz do 5.8 GHz (3G, 4G, 5G, Wi-Fi, Bluetooth i ISM, kao i IoT i WSN opsezi). Antena, u tom opsegu, ima omnidirekcioni dijagram zračenja. U slučaju da je potrebno da se poveća opseg frekvencija gdje antena ima omnidirekcioni dijagram zračenja (što će uticati na pogoršanje radnog opsega) pogotovo na nižim učestanostima (drugim riječima, redukovaće radni opseg).

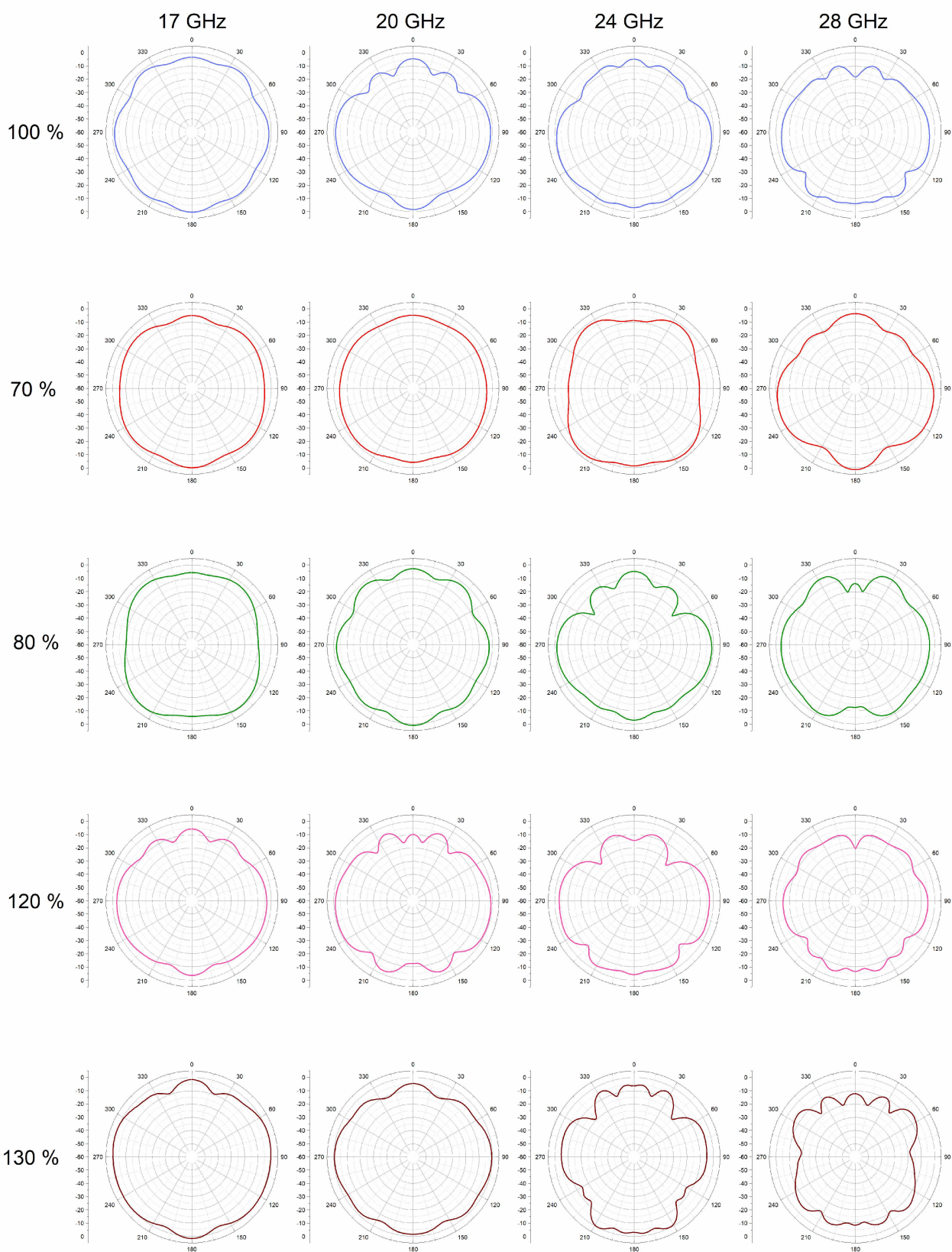
Jedan od načina da se poboljša dijagram zračenja, koji u suštini povećavaju kvalitet ovoga dizajna, jeste redukovanje dimenzija antene. Simulirane su antene sa redukcijom

dimenzija za 30%, i tu se pojavljuju omnidirekcioni dijagrami zračenja i iznad 20 GHz, ali se redukuje radni opseg u kojem je prilagođena impedansa na niskim učestanostima sa 1.8 na 2.6 GHz (od 16:1 do 11:1).



Slika 6.21: Parametri refleksije za različite dimenzije skalirane antene

Na slikama 6.22 i 6.23 su prikazani dijagrami zračenja u slučajevima kada je antena skalirana na 70 %, 80 %, 120 % i 130 % prvobitnih dimenzija (skaliranje samo u XY ravni tj. debljina supstrata nije skalirana). Na osnovu prikazanih rezultata može se vidjeti da se smanjenjem antene na 80 % prvobitnih dimenzija povećava opseg učestanosti u kojima je dijagram zračenja omnidirekcioni.

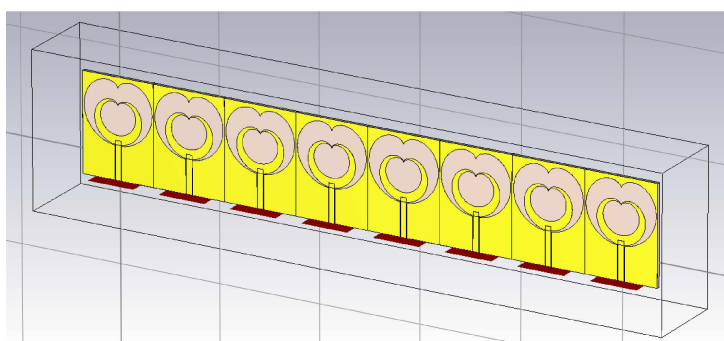


Slika 6.23: Dijagrami zračenja u H ravni na frekvencijama 17 GHz, 20 GHz, 24 GHz i 28 GHz za različiti procenat skaliranja antene: 70 %, 80 %, 120 % i 130 %

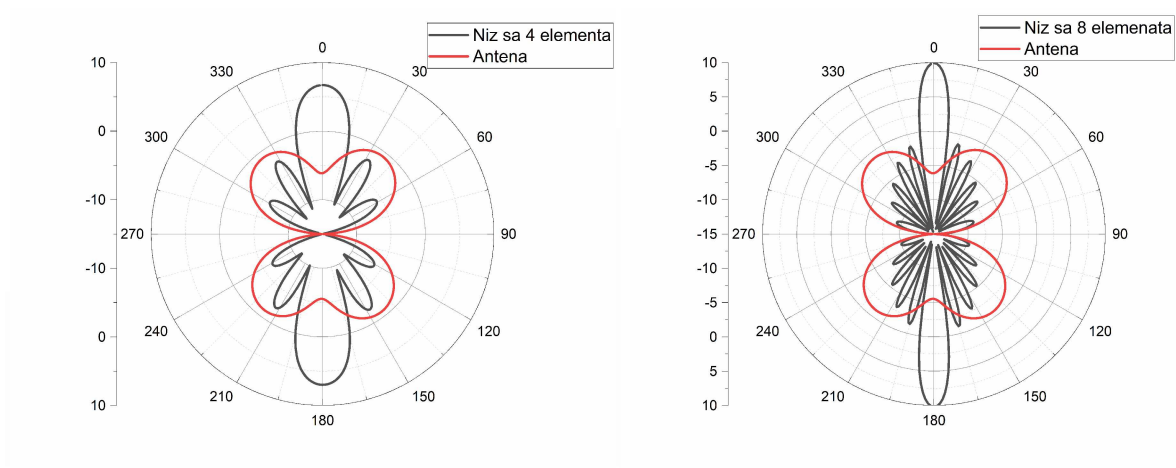
6.5.3 Nizovi

Antenski nizovi nalaze veliku primjenu u modernim komunikacionim sistemima za povećanje *diversity*-ja kao i EH sistemima za povećanje efikasnosti. Pored ovoga, od koristi je i povećanje direktivnosti koje se postiže nizovima. S obzirom na njemu primjenu u EH sistemima, znajući da je primljena gustina energije po površini antene veoma mala, pravljenje linearnih i planarnih nizova ima veoma veliki značaj jer se na taj način povećava efikasnost sistema [87], [88].

Rezultati simulacija za frekvenciju 5.8 GHz za linearne ekvidistantne nizove sa 4 i sa 8 antena su prikazani na slici 6.25. Rastojanje antena u nizu je $0.7\lambda_0$ (35.7 mm). Ovo takođe, može biti jedan od načina da se isprave razlistani dijagrami zračenja. Simulacije su vršene u elektromagnetnom simulatoru u CST-u, uzimajući u obzir međusobnu spregu a ne samo faktor niza. Izgled niza sa 8 elemenata je prikazan na slici 6.24.



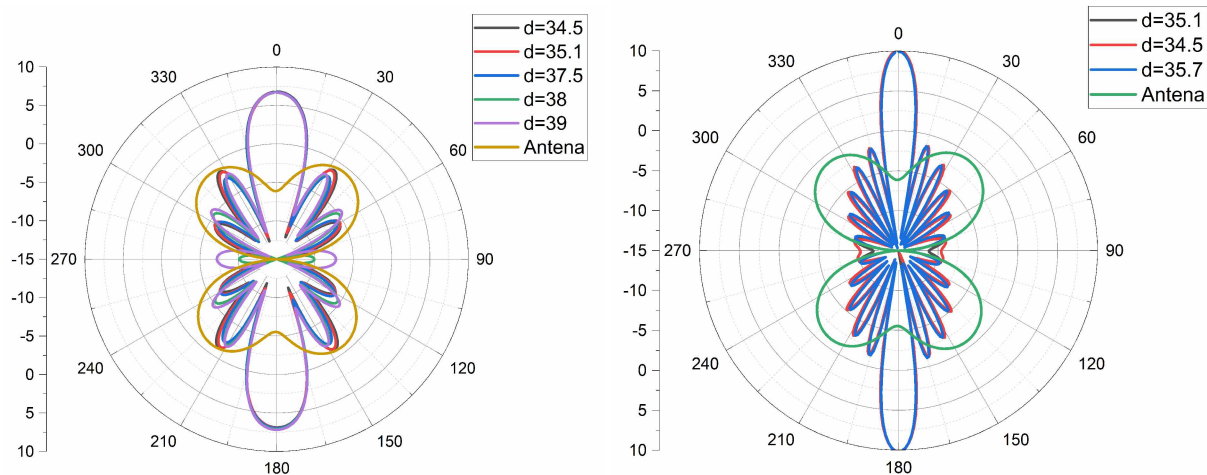
Slika 6.24: Dijagrami zračenja nizova na rastojanju $0.7\lambda_0$ sa 4 elementa i sa 8 elemenata



Slika 6.25: Dijagrami zračenja nizova na rastojanju $0.7\lambda_0$ sa 4 elementa i sa 8 elemenata

Rezultati simulacija pokazuju da se značajno povećava direktivnost sistema kao i da se rješava problem dijagrama zračenja.

Uporedna analiza dijagrama zračenja za različite vrijednosti rastojanja između elemenata je prikazana na slici 6.26. Simulacije su vršene za nizove sa 4 i sa 8 elemenata za različite vrijednosti rastojanja d .



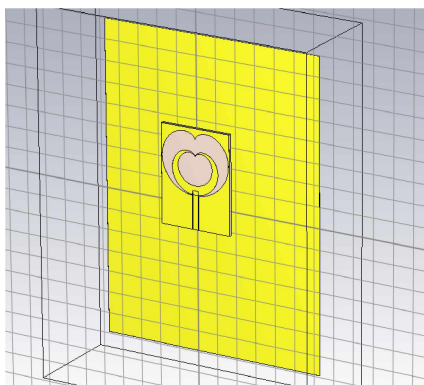
Slika 6.26: Dijagrami zračenja nizova na rastojanju $0.7\lambda_0$ sa 4 elementa i sa 8 elemenata

U slučaju da se ova antena koristi u komunikacionim sistemima, moguća je njena upotreba u MIMO sistemima.

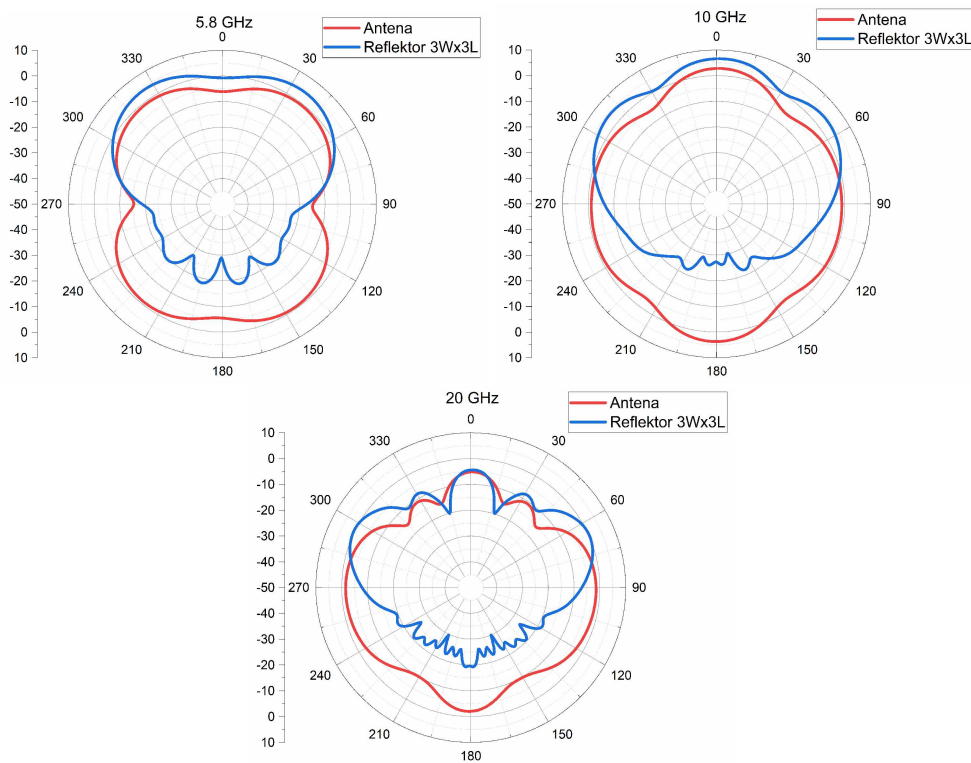
6.5.4 Reflektori

Ambijentalna elektromagnetna energija često nije prisutna iz svih pravaca, tj. ne pada na antenu iz svih pravaca, recimo, u slučajevima satelitskih komunikacija, ili radarskih signala. U tim slučajevima je elektromagnetna energija usmjerena (pogotovo na višim učestanostima) pa nema potrebe za primanjem energije ominidirekciono. Tada bi bilo poželjno povećati direktivnost u jednom pravcu i primati energiju samo sa jedne strane antene (recimo, u slučaju satelitskih komunikacija nije potrebno emitovati ili primati talase put zemlje). To se postiže ili upotrebom nizova (samo povećanje direktivnosti ali ne i poništavanje zračenja prema zemlji u slučaju ove antene) ili upotrebom reflektora. Reflektori postavljeni na određenom rastojanju iza antene će povećati direktivnost a samim tim i količinu prikupljene elektromagnetne energije samo sa jedne strane antene.

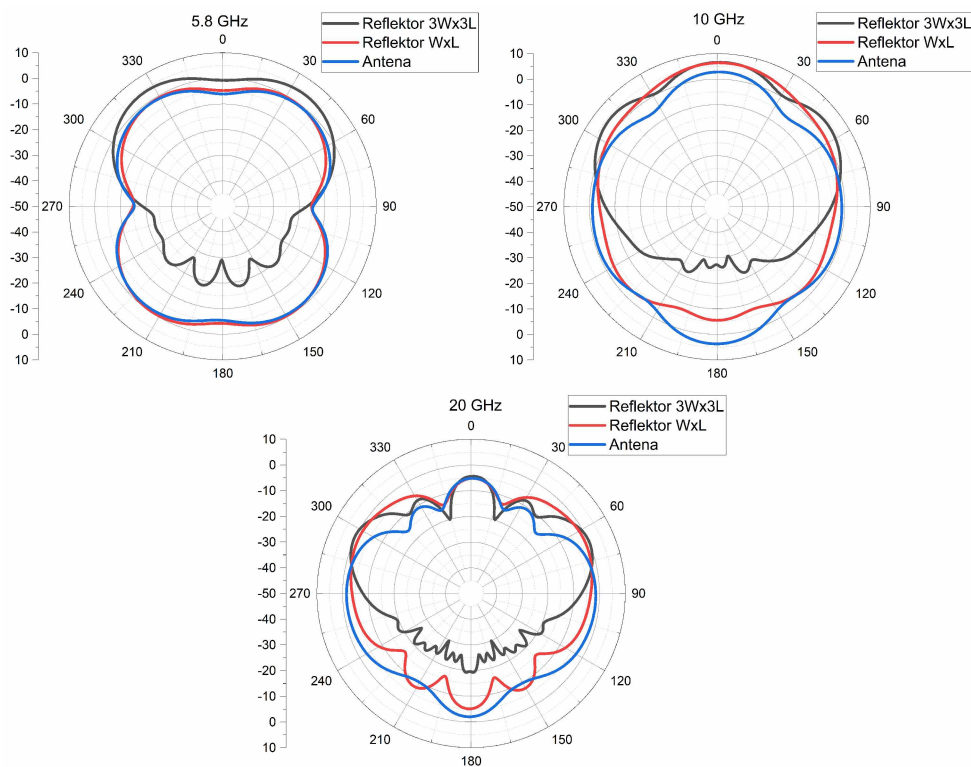
Jedan od primjera reflektora su prikazani na slici 6.27. U ovom slučaju, reflektor je postavljen na rastojanju $\lambda_0/4$ iza antene (misli se na talasnu dužinu za datu frekvenciju). Dimenzije reflektora u ovom slučaju su $3W \times 3L$.



Slika 6.27: Reflektor dimenzija $3W \times 3L$ na $\lambda_0/4$ iza antene



Slika 6.28: Uporedni dijagrami zračenja antene sa i bez reflektora za 5.8 GHz, 10 GHz i 20 GHz. Reflektor dimenzija $3W \times 3L$ na rastojanju $\lambda_0/4$ iza antene



Slika 6.29: Uporedni dijagrami zračenja antene sa i bez sa reflektora dimenzija $3W \times 3L$ i $W \times L$ na rastojanju $\lambda_0/4$ iza antene za frekvencije 5.8 GHz, 10 GHz i 20 GHz.

Na osnovu rezultata simulacija prikazanih na slici 6.27 vidi se da se poboljšanje dijagrama zračenja, njegovo usmjeravanje i povećanje pojačanja za 5 dB.

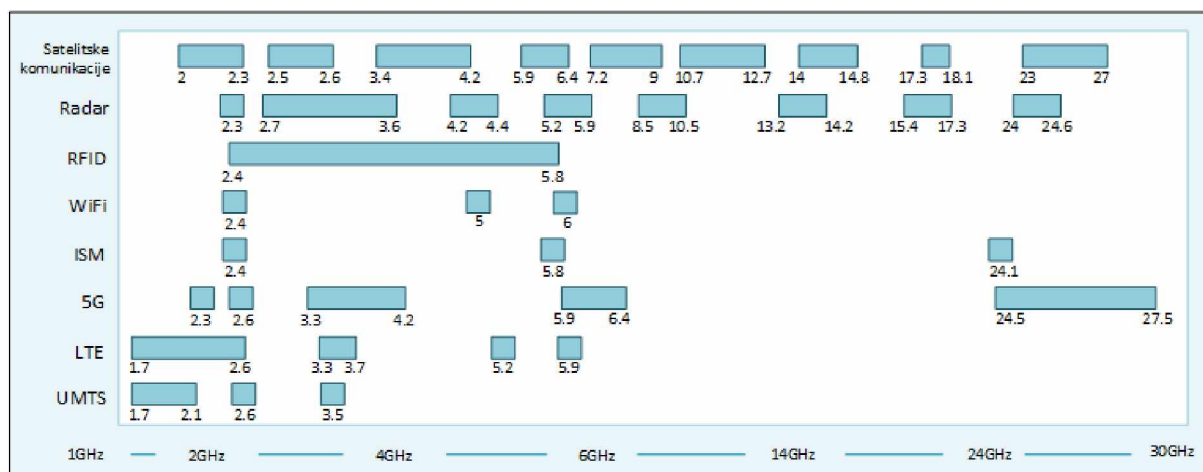
Na slici 6.29 su prikazane uporedne simulacije u slučaju kada su dimenzije reflektora $3W \times 3L$ i kada su $W \times L$.

Naravno, reflektori se mogu koristiti i u kombinaciji sa nizovima.

6.5.5 Upotreba antene za prikupljanje ambijentalne elektromagnetne energije

Predložena antena je, pored upotrebe u komunikacionim sistemima i IoT, predviđena prvenstveno za upotrebu u EH - *Energy harvesting* sistemima, tj. za prikupljanje ambijentalne elektromagnetne energije [89]. EH je koncept prikupljanja ambijentalne elektromagnetne energije iz različitih izvora (po mogućnosti što više različitih izvora) korišćenjem *Rectenna*-e, tj. antene na kojoj je integrisano kolo za prilagođenje impedanse i ispravljač koji će prikupljenu energiju da pretvori u jednosmjerni napon [3, 4, 90]. Energija prikupljena na ovaj način se može koristiti za punjenje baterija ili za autonomno napajanje elektronike. U suštini, postoje dvije vrste *Rectenna*-a: uskopojasna koja pored antene i ispravljača sadrži i kolo za prilagođenje impedanse (veoma je teško napraviti kolo za širokopojasno prilagođenje impedanse a uz to ovo kolo troši mnogo snage pa se značajno smanjuje efikasnost ovoga sistema) i *Rectenna*-a koja radi širokopojasno, ali ona nema kolo za prilagođenje impedanse već samo *Schottky* diodu koja je direktno vezana na antenu i služi kao RF-DC konvertor [91][87][88][92][93].

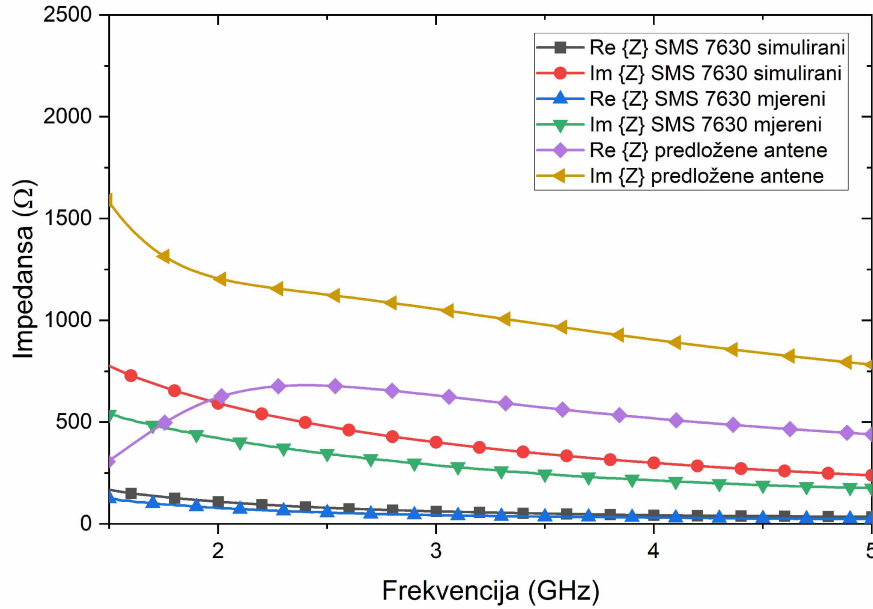
Na slici 6.30 su prikazani komercijalni komunikacioni opsezi po CEPT (*Commission for European Post and Telecommunications*), ITU (*International Telecommunication Union*) i FCC (*Federal Communication Commission*). Sa slike se jasno može vidjeti zašto je od interesa da antena radi na nižim učestanostima.



Slika 6.30: Komercijalni komunikacioni opsezi po CEPT (*Commission for European Post and Telecommunications*), ITU (*International Telecommunication Union*) i FCC (*Federal Communication Commission*)

Brojne studije nivoa elektromagnetnog zračenja u gradovima se mogu naći u literaturi. Rezultati iz [94] i [95] potvrđuju da se opsezi od 0.3 GHz do 3 GHz mogu koristiti za EH, ali i opsezi planirani za 5G i IoT kao i opsezi za satelitske komunikacije [96].

Predložena antena je namijenjena za primjenu u EH sistemima koji nemaju kolo za prilagođenje impedanse već samo diodu. Kako bi se eliminisalo kolo za prilagođenje



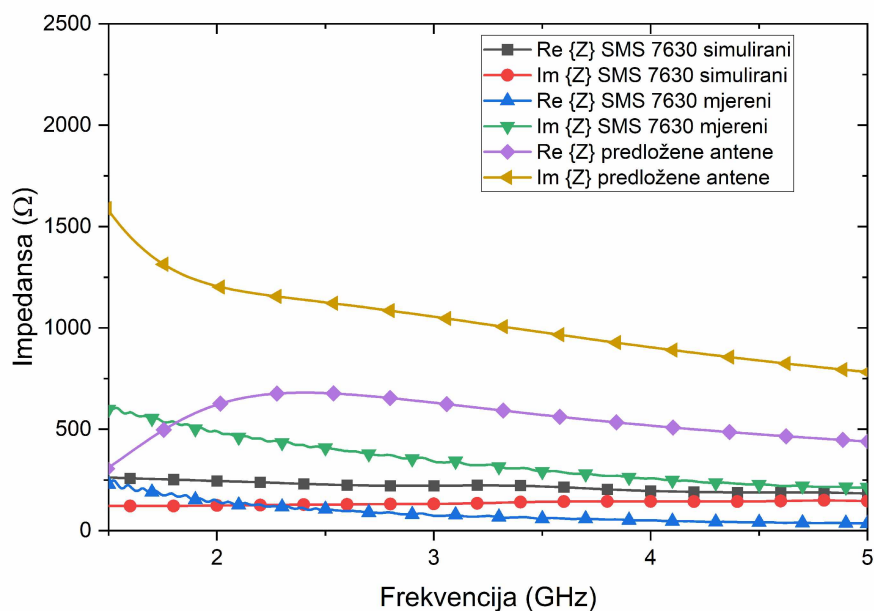
Slika 6.31: Simulirane vrijednosti impedanse predložene antene upoređene sa simuliranim i mjenim konjugovano kompleksnim impedansama SMS 7630 diode sa potrošačem impedanse $R_{LOAD}=3\text{ k}\Omega$ i ulaznom snagom $P_{IN}=-20\text{ dBm}$

impedanse, neophodno je da ulazna impedansa antene bude jednaka (ili što je moguće približna) konjugovano kompleksnoj vrijednosti impedanse diode. Realni i imaginarni dio impedanse antene i simulirane i mjerene vrijednosti impedanse SMS 7630 diode su prikazane na slikama 6.31 i 6.32. Naravno, impedansa diode varira sa opterećenjem i sa primljenom snagom.

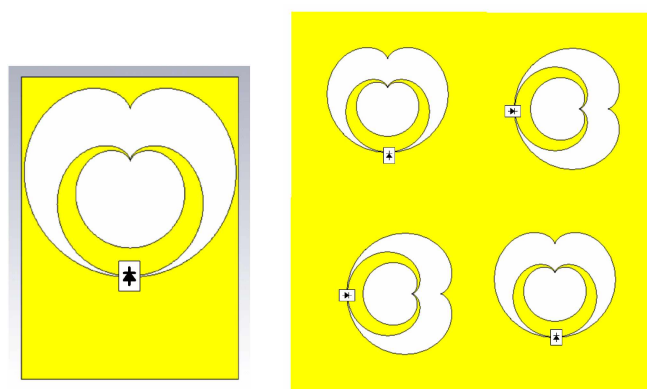
Simulirane vrijednosti impedanse antene su upoređene sa mjenim i simuliranim konjugovano kompleksnim vrijednostima impedanse diode iz [97]. Simulacije u [97] su sprovedene u *Harmonic Balance* simulacijama za različite nivoe RF ulazne snage i za različite vrijednosti otpornosti potrošača. Prilikom dizajniranja antene, na osnovu raspodjele struje određeno je optimalno mjesto za postavljanje diode, prikazano na slici 6.33.

Rezultati simulacija, sa slika 6.31 i 6.32 pokazuju dosta dobro poklapanje impedanse pri veoma malim ulaznim snagama, što čini ovu antenu veoma efikasnom.

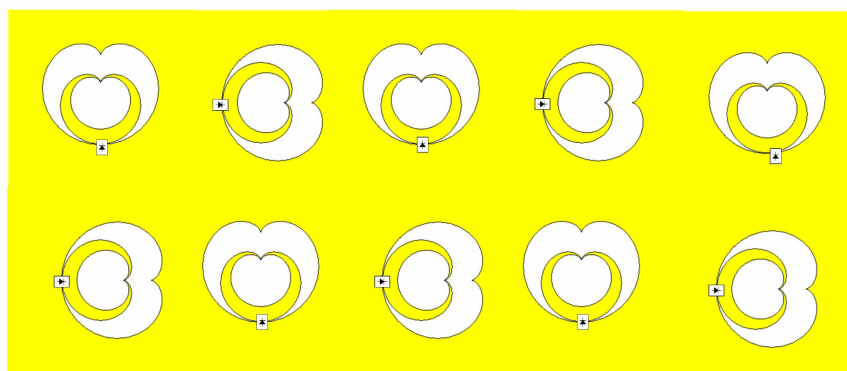
Kako je predložena antena, između ostalog, namijenjena za EH sisteme, u cilju povećanja efikasnosti [4] ona može biti dio nizova. Na slici 6.33 je prikazana jedna antena sa pozicijom diode, kao i niz od četiri antene postavljene tako da postižu dualnu polarizaciju, što rezultira najvećom efikasnošću. Naravno, u ovom slučaju nema potrebe za CPW vodom koji je samo služio za mjerenje karakteristika antene. Izgled većeg planarnog niza je prikazan na slici 6.34.



Slika 6.32: Simulirane vrijednosti impedanse predložene antene upoređene sa simuliranim i mjerenim konjugovano kompleksnim impedansama SMS 7630 diode sa potrošačem impedanse $R_{LOAD}=3\text{ k}\Omega$ i ulaznom snagom $P_{IN}=0\text{ dBm}$



Slika 6.33: Izgled *Rectenna*-e sa optimalnom pozicijom diode i izgled niza antena sa dualnom polarizacijom



Slika 6.34: Planarni niz *Rectenna*

Glava 7

Fraktalna ultra-širokopojasna monopol antena u obliku kardioide

U ovoj glavi je predstavljena ultra-širokopojasna fraktalna monopol antena zasnovana na geometriji kardioide. Antena je predviđena za upotrebu u komunikacionim sistemima, radarima, a prvenstveno za EH (engl. *Energy Harvesting*) sisteme. Trebalo je dizajnirati jednostavnu, kompaktnu, jeftinu i planarnu antenu koja se lako može izraditi a koja ima širokopojasni propusni opseg i dobro prilagođenje impedanse. Da bi se to postiglo, predložena antena je dizajnirana na jeftinom FR-4 supstratu, pripada grupi električno malih antena. Upotrebom nekih boljih (skupljih) supstrata, mogle su se postići bolje karakteristike ali, ta antena ne bi bila praktična za široku upotrebu u, recimo IoT sistemima, gdje svaki element sistema treba da bude jednostavan i jeftin.

Rezultati simulacija pokazuju da antena ima S_{11} ispod -10 dB u opsegu od 4 GHz do 30 GHz, pokrivajući skoro čitav SHF (engl. *Super High Frequency*) opseg (3-30 GHz). Dodatno, antena ima pojačanje do 5.5 dBi i efikasnost do 80 %. Antena je dizajnirana u CST-u (Time domain solver), dok se optimizacija dimenzija i parametarska analiza obavljala uglavnom metodom pokušaja i greške. U slučaju upotrebe ove antene u sistemima za prikupljanje ambijentalne elektromagnetne energije, antena je dizajnirana za *rectenna* koje nemaju kolo za prilagođenje, već se sama dioda montira direktno na antenu.

7.1 Predlog dizajna antene

Fraktalna struktura se zasniva na *patch* anteni u obliku samo-sličnih kardioida. Kardioide su opisane jednačinom 7.1 (tj. jednačinom 3.23 iz poglavlja 3.5), dok se detaljan opis kardioide nalazi u poglavlju 3.5. Standardna matematička jednačina koja opisuje kardiodu je:

$$\begin{aligned}x &= 2a \cos \theta (1 - \cos \theta) \\y &= 2a \sin \theta (1 - \cos \theta) \\0 &\leq \theta \leq 2\pi\end{aligned}\tag{7.1}$$

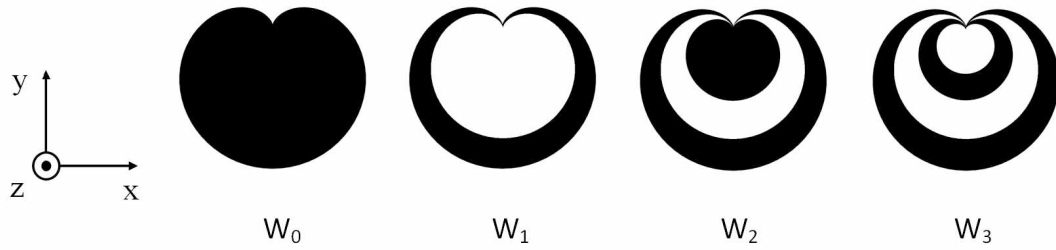
gdje parametar a skalira kardiodu do željene dimenzije. Ovdje su analizirane antene samo do drugog reda fraktala, uglavnom zbog dimenzija samih kardioida.

Fraktalna geometrija ove antene je generisana iterativnom funkcijom opisanom u poglavlju 3.1 na strani 46. Na slici 7.1 je prikazan proces generisanja fraktalne antene, gdje se kao generator, tj. nulta iteracija koristi *patch* u obliku kardioide opisane parametrom a_1 . Sledeće iteracije fraktala dobijene su pomoću iterativne funkcije opisane jednačinom

7.2. Može se vidjeti da se kardioide u sledećim iteracijama skaliraju za koeficijent a_2/a_1 itd.

$$\begin{aligned}
 W_1(x, y) &= \begin{bmatrix} a_2/a_1 & 0 \\ 0 & a_2/a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
 W_2(x, y) &= \begin{bmatrix} a_3/a_2 & 0 \\ 0 & a_3/a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
 W_3(x, y) &= \begin{bmatrix} a_4/a_3 & 0 \\ 0 & a_4/a_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{7.2}$$

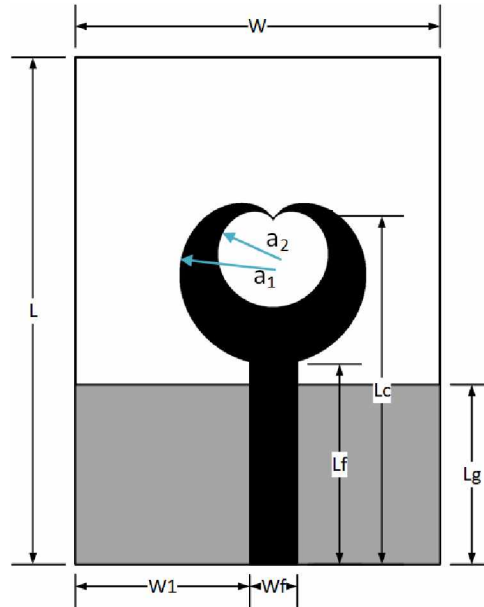
Na slici 7.1 je ilustrovano generisanje fraktalne geometrije pomoću ove iterativne funkcije. Može se vidjeti da se naizmjenično smjenjuju slotovi i metalizacije, tj. nulta iteracija predstavlja *patch*, dok kardioida dobijena prvom iteracijom predstavlja slot unutar *patch*-a. Treća iteracija predstavlja naizmjenično smjenjivanje slotova i metalizacija. Naravno, pored ove strukture antena mora sadržati i vodove za napajanje.



Slika 7.1: Generisanje fraktala u obliku kardioide iterativnom funkcijom opisanom u jedinačini 7.2

Predložena antena ima dvije kardioide koje definišu njenu strukturu. Parametri kojima se skaliraju ove kardioide, na osnovu jednačine 7.1 su a_1 i a_2 . Ova antena pripada grupi *patch* antena i napaja se mikrotrakastim vodom širine W_f i dužine L_f . Sami *patch* i mikrotrakasti vod za napajanje nisu simetrično postavljeni u odnosu na supstrat već su blago pomjereni udesno. Geometrija predložene fraktalne slot antene prvog reda je prikazana na slici 7.2.

Antena je dizajnirana za FR-4 supstrat relativne dielektrične konstante $\epsilon_r=4.3$ i tangensa ugla gubitaka $\tan\delta=0.025$. Debljina supstrata je 1.58 mm, dok je debljina bakarne metalizacije 0.018 mm. Na slici 7.2 metalizacija na gornjoj strani supstrata je prikazana crnom bojom a na donjoj strani supstrata je prikazana sivom bojom. Sveukupne dimenzije antene su 18 mm \times 25 mm \times 1.61 mm. Ova antena spada u grupu električno malih antena.



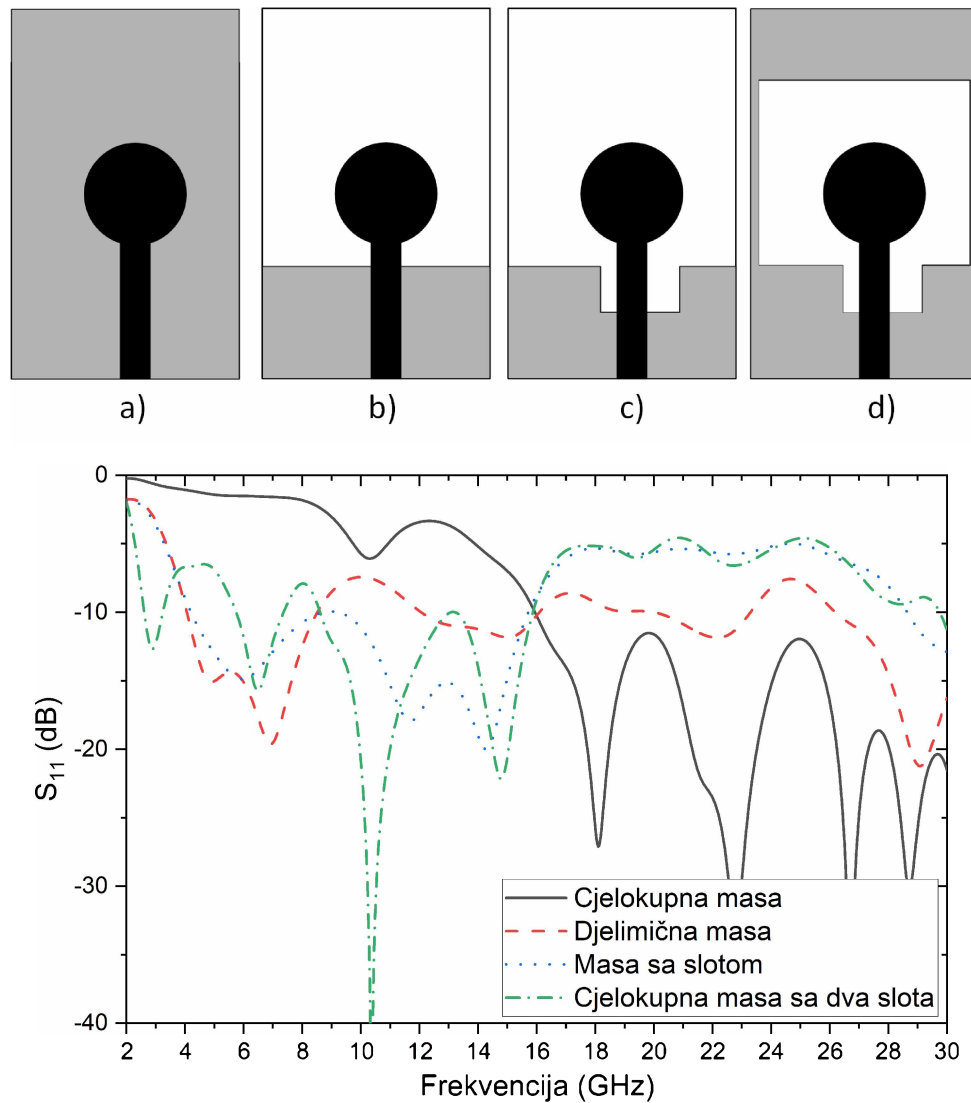
Slika 7.2: Geometrija predložene fraktalne antene

Dimenzije antene (prema slici 7.2) su : $a_1=1.84$, $a_2=0.92$, $W=18.5$ mm, $L=25$ mm, $W_f=2$ mm, $W_1=9.14$ mm, $L_g=9.13$ mm, $L_f=10.5$ mm, $L_c=17.6$ mm (rastojanje od centra kardioide). Napajanje kardioide je blago pomjereno udesno zbog boljeg prilagođenja impedanse.

Kružna *patch* antena je osnovna antena od koje se krenulo prilikom generisanja ove fraktalne antene. Prvobitni plan je bio da se, krenuvši od kružnog monopola sa slike 7.3a, generiše fraktalna antena uz modifikacije mase kako bi se proširio radni opseg. Ideja za modifikaciju mase je nađena u radu [58]. Simulacije su, međutim, pokazale da se širokopojasnost može postići mnogo jednostavnije koristeći jednostavan oblik mase kao na slici 7.3b.

7.1.1 Uticaj geomerije mase na parametre antene

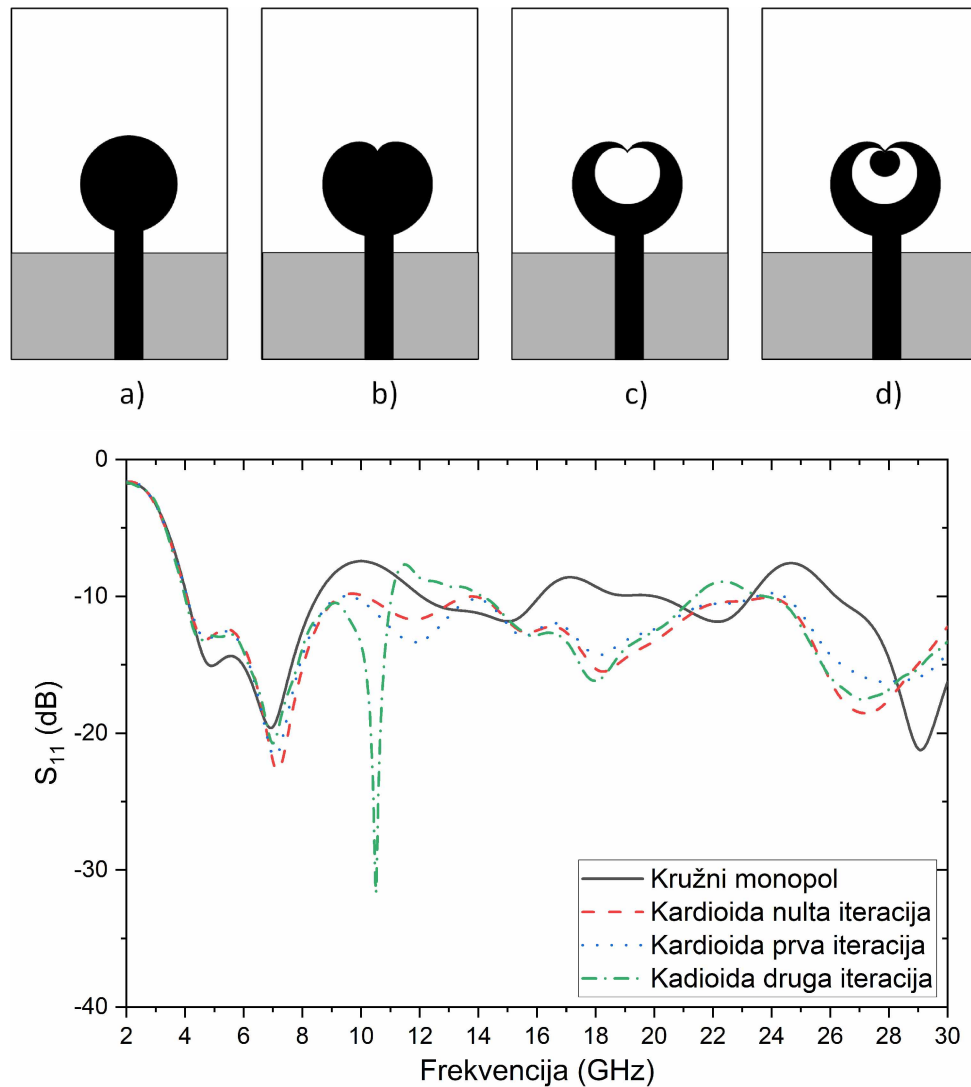
Slika 7.3 prikazuje korake u modifikaciji mase kružne monopol antene, a sve u cilju pronalaženja optimalnog oblika koji će zadovoljiti željene širokopojasne karakteristike. Antena sa slike 7.3 a) je kružna *patch* antena koja ima vrlo mali radni opseg koji počinje tek na 16 GHz. Redukovanjem mase, slika 7.3 b), opada kapacitivnost antene i samim tim se povećava radni opseg antene. Umetanjem slota u masu, slika 7.3 c), postiže se prilagođenje impedanse (asimetrični slot se ponaša kao kolo za prilagođenje), ali u slučaju ove antene, kada se želi postići širokopojasnost, ne daje dobre rezultate jer ima radni opseg do 16 GHz. Masa, sa slike 7.3 d), iz rada [58], takođe, poslije 16 GHz nije prilagođena. Sa slike se jasno vidi da je redukovana masa (prikazana na slici 7.3 b)) ima najbolje koeficijente refleksije i da se povoljnom modifikacijom parametara ili promjenom geometrije *patch*-a može postići velika širina radnog opsega. Na osnovu ovoga, dalje će biti modifikovan izgled *patch*-a a sve u cilju povećanja radnog opsega.



Slika 7.3: Geometrija kružne *patch* antene i koeficijenti refleksije za različite geometrije mase

7.1.2 Uticaj geometrije *patch*-a na parametre antene

Na slici 7.4 je prikazan postupak modifikacije *patch*-a (konverzije geometrije kružnog *patch*-a u kardiodu) u cilju povećanja širokopojasnosti, tj. prikazan je postupak generisanja fraktalne antene. Slika 7.4 b) prikazuje nultu iteraciju fraktala, tj. generator, slika 7.4 c) prikazuje prvu iteraciju fraktala, dok slika 7.4 d) prikazuje drugu iteraciju fraktala. Fraktalni oblik je generisan koristeći IFS opisan jednačinom 7.2. Prva iteracija je generisana postavljanjem slot-a u obliku kardioide umanjenog za 50% ($IF=0.5$), dok je u drugoj iteraciji svaka kardioda skalirana za 50% (tj. $IF=0.5$ i u prvoj i drugoj iteraciji). Poluprečnik kružnog *patch*-a sa slike 7.4 a) je 4 mm.

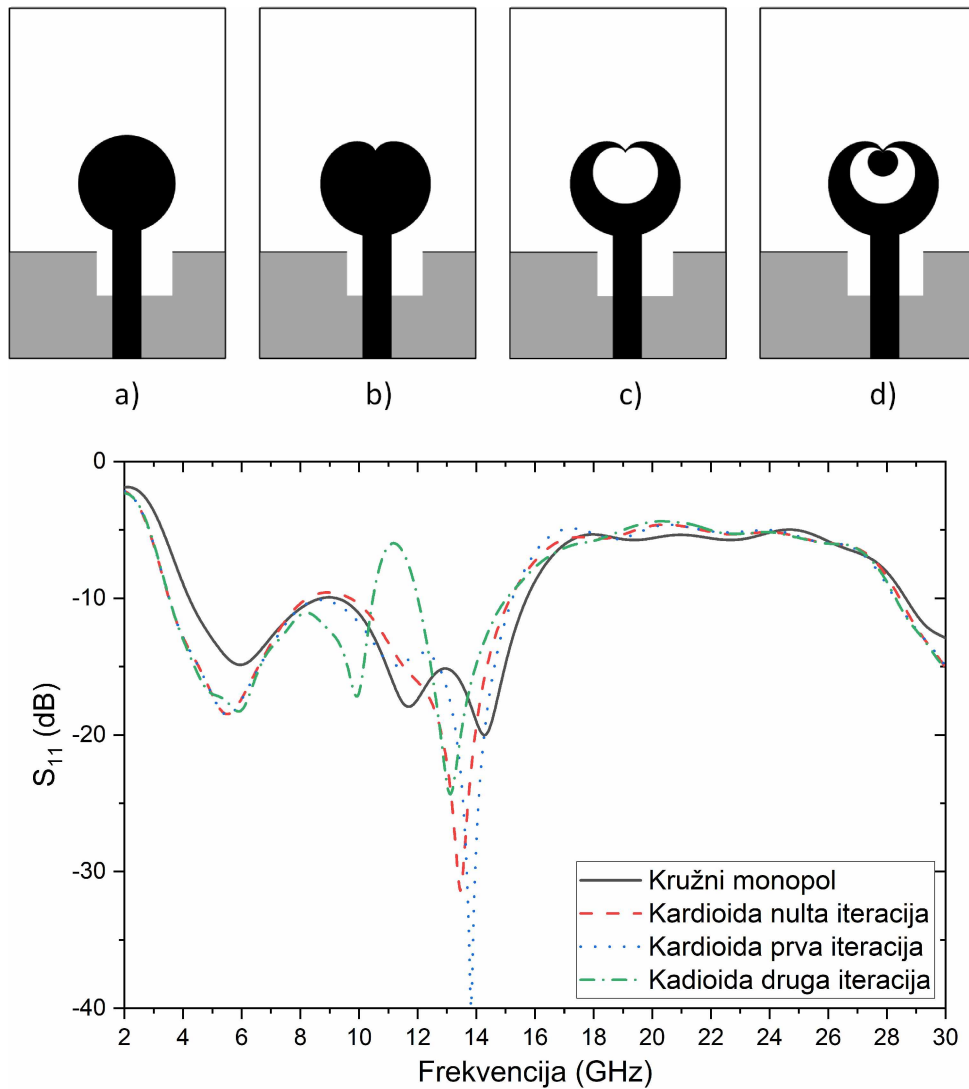


Slika 7.4: Proces generisanja fraktalne geometrije i simulirani S parametri za različite iteracije fraktalnih antena

Na osnovu rezultata simulacija prikazanih na slici 7.4 može se zaključiti da antena prikazana na slici 7.4 c) ima vrijednost S_{11} ispod -10 dB u širokom opsegu od 4.07 GHz do 30 GHz, što znači da je ova antena ultra-širokopolasna. Antena sa dvije iteracije, slika 7.4 d) ima vrijednost S_{11} ispod -10 dB u opsegu od 3.98 GHz do 10.82 GHz, od 14.19 GHz do 21.6 GHz i od 24 GHz do 30 GHz, sa rezonantnom učestanosti na 10.53 GHz.

7.1.3 Uticaj slota u masi na parametre antene

U cilju prilagođenja impedanse antene i spuštanja koeficijenta refleksije ispod -10 dB, pokušalo se sa redukovanjem mase i dodavanjem slota ispod voda za napajanje. Na slici 7.5 su prikazani rezultati simulacija za različite iteracije fraktalne antene.



Slika 7.5: Simulirani S parametri za različite iteracije fraktalnih antena sa slotom u redukovanoj masi

Na osnovu rezultata simulacija prikazanih na slici 7.5 može se vidjeti da se ubacivanjem slota ne može poboljšati koeficijent refleksije iznad 16 GHz, te se ova metoda prilagođenja dalje nije koristila.

7.2 Parametarska analiza

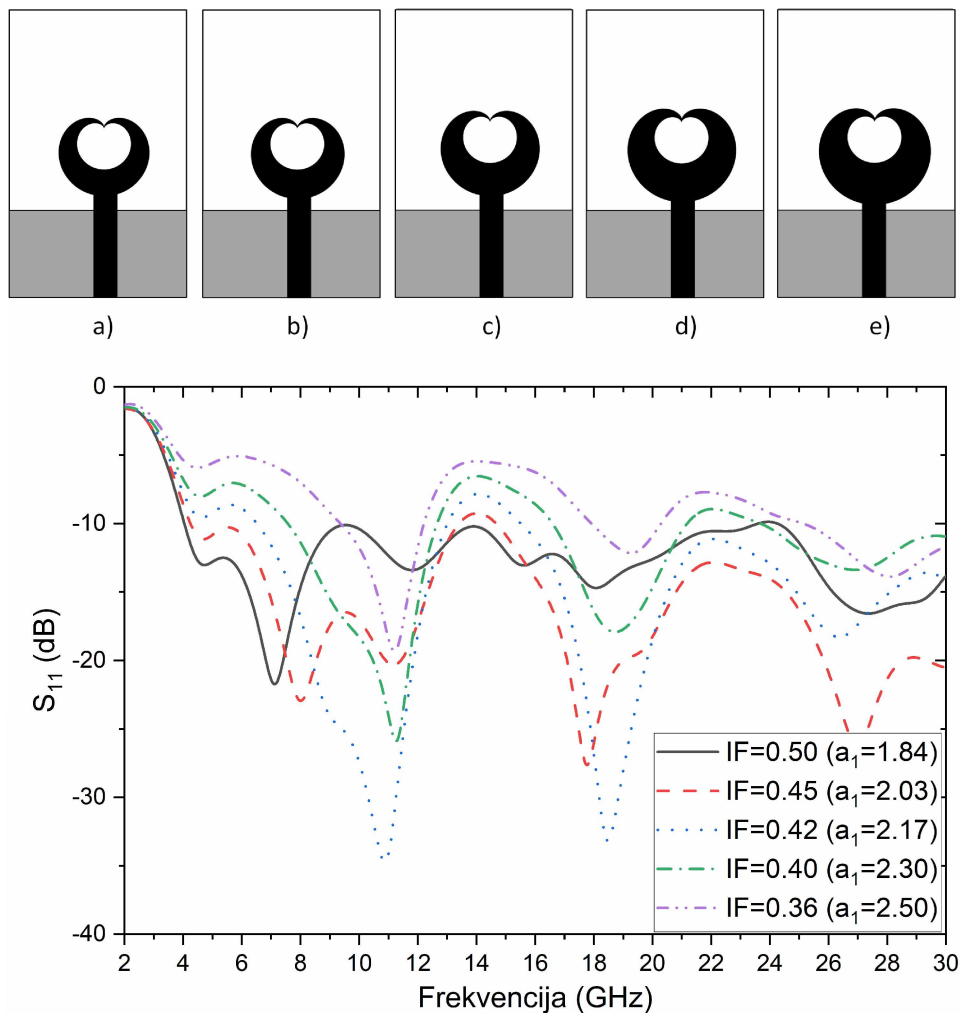
U svrhu izbora optimalnih parametara antene, a u cilju dizajniranja ultra-širokopojasne antene koje se može koristiti u EH sistemima, izvršena je parametarska analiza. Ova analiza, tj. optimizacija po više parametara, ima za cilj da se odredi optimalna kombinacija parametara (tj. dimenzija) antene kako bi ona bila što je moguće manjih dimenzija a što je moguće šireg radnog opsega. Vršena je analiza uticaja parametara: IF , L_c , W_1 i L_g . Treba još jednom napomenuti da je optimizacija antene i parametarska analiza rađena metodom pokušaja i greške, te da se nisu mogle utvrditi neke zakonitosti na osnovu kojih bi se mogao izvući zaključak šta treba promijeniti da bi se antena ponašala na željeni način.

Na osnovu rezultata prikazanih na slici 7.4 može se zaključiti da se najbolji rezultati mogu postići sa prvom iteracijom fraktalne antene i sa redukovanom masom, te ostale geometrije antene nema smisla analizirati, pa samim tim ni optimizovati. Dalje je razmatrana samo antena sa prvom iteracijom fraktalne geometrije i sa redukovanom masom.

7.2.1 Uticaj faktora iteracije

Faktor iteracije IF_1 se definiše kao odnos a_2/a_1 te se promjena faktora iteracije može sprovesti na dva načina: promjenom a_1 dok a_2 ostaje konstantan ili promjenom a_2 dok a_1 ostaje konstantan.

Uticaj dimenzije a_1 , tj. različitih vrijednosti $IF=a_2/a_1$ na koeficijent refleksije S_{11} kada je parametar $a_2=0.92$ i on je konstantan, prikazan je na slici 7.6. Sve dimenzije antene su iste kao na slici 7.2 osim dimenzije a_1 koja se mijenja. Treba naglasiti da parametar L_c ostaje konstantan, dok se promjenom a_1 mijenja i dužina voda za napajanje L_f .

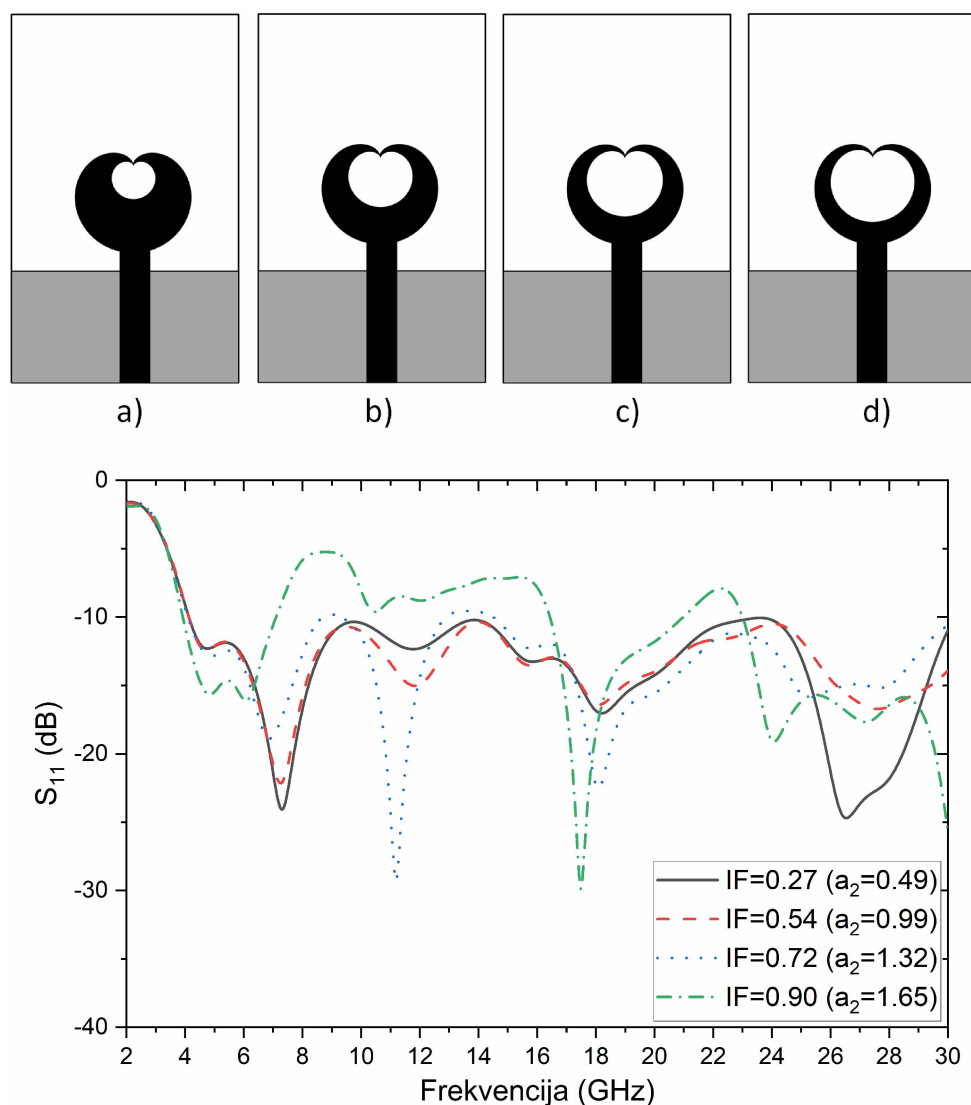


Slika 7.6: Simulirani koeficijenti refleksije za četiri različita faktora iteracije IF kada je a_2 konstantno i $a_2=0.92$: (a) $IF=0.50$, (b) $IF=0.45$, (c) $IF=0.42$ (d) $IF=0.40$ i (e) $IF=0.36$.

Kao i što je bilo očekivano, dimenzija a_1 , tj. dimenzija *patch*-a utiče na donju granicu radnog opsega. Rezultati simulacija prikazani na slici 7.6 pokazuju upravo to. Dakle,

dimenzija $a_1=1.84$ (tj. $IF=0.5$) daje najnižu učestanost (donju graničnu učestanost) i najširi propusni opseg. Povećanje dimenzije *patch*-a pomjera udesno donju granicu radnog opsega i utiče na smanjenje širokopojasnosti tj. na pojavljivanje više propusnih opsega. Razumije se da je to poželjno u nekim slučajevima, ali u ovom dizajnu je, kao što je više puta naglašeno, cilj da se dizajnira širokopojasna antena.

Uticaj dimenzije a_2 , tj. različitih vrijednosti $IF=a_2/a_1$ na koeficijent refleksije S_{11} kada je parametar $a_1=1.84$ i on je konstantan, prikazan je na slici 7.7. Sve dimenzije antene su iste kao na slici 7.2 osim dimenzije a_2 koja se mijenja.



Slika 7.7: Simulirani koeficijenti refleksije za četiri različita faktora iteracije IF kada je a_1 konstantno i $a_1=1.84$: (a) $IF=0.27$, (b) $IF=0.54$, (c) $IF=0.72$ i (d) $IF=0.90$.

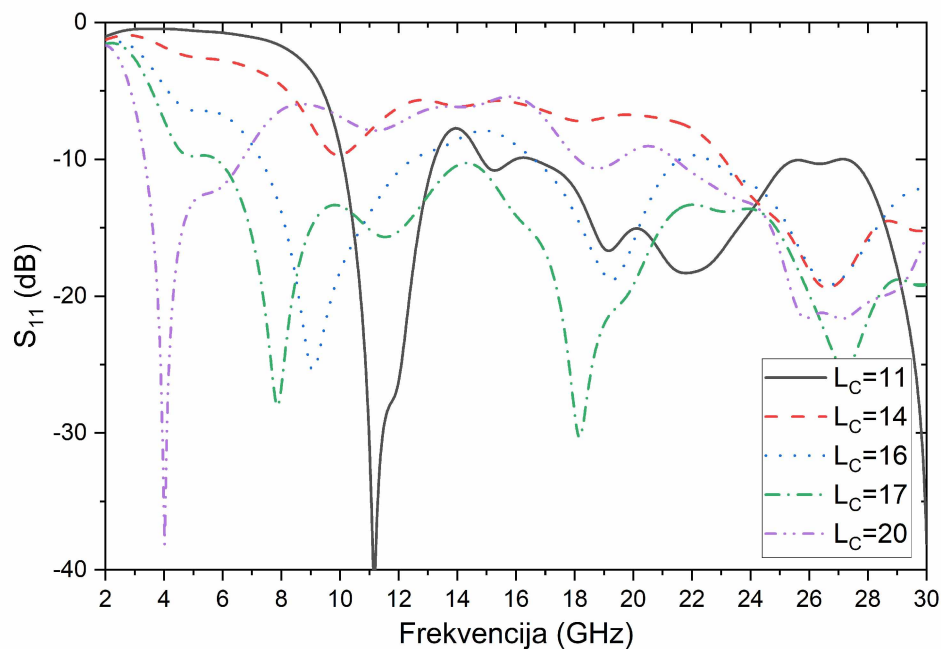
Potpuno očekivano, promjena parametra a_2 a samim tim i IF utiče na rezonantne učestanosti kao i na širinu radnog opsega antene. Takođe, kao što je ranije rečeno, parametar a_2 vrlo malo utiče na donju granicu radnog opsega. Na osnovu rezultata simulacija, može se vidjeti da ne postoji neka jasna zavisnost parametra a_2 i položaja rezonantnih učestanosti (recimo, povećanje dimenzije a_2 utiče na pomjeranje neke rezonantne učestanosti udesno ili ulijevo, ili povećanje ili smanjenje broja rezonantnih učestanosti), pa se dizajniranje jednostavno svodi na pokušaj i grešku a ne na uočavanje neke zavisnosti i

daljem podešavanje parametara po toj zavisnosti.

Kao što je i ranije naglašeno, ovdje se radi o optimizaciji dimenzija po više parametara istovremeno, što je samo po sebi izuzetno zahtijevno.

7.2.2 Uticaj parametra L_c

U daljoj parametarskoj analizi vršena je promjena parametra L_c dok se nisu postigli željeni rezultati. Rezultati simulacija su prikazani na slici 7.8. Svi ostali parametri antene su isti kao na slici 7.2. Treba napomenuti da se prilikom promjene parametra L_c istovremeno povećava i dužina voda za napajanje L_f .

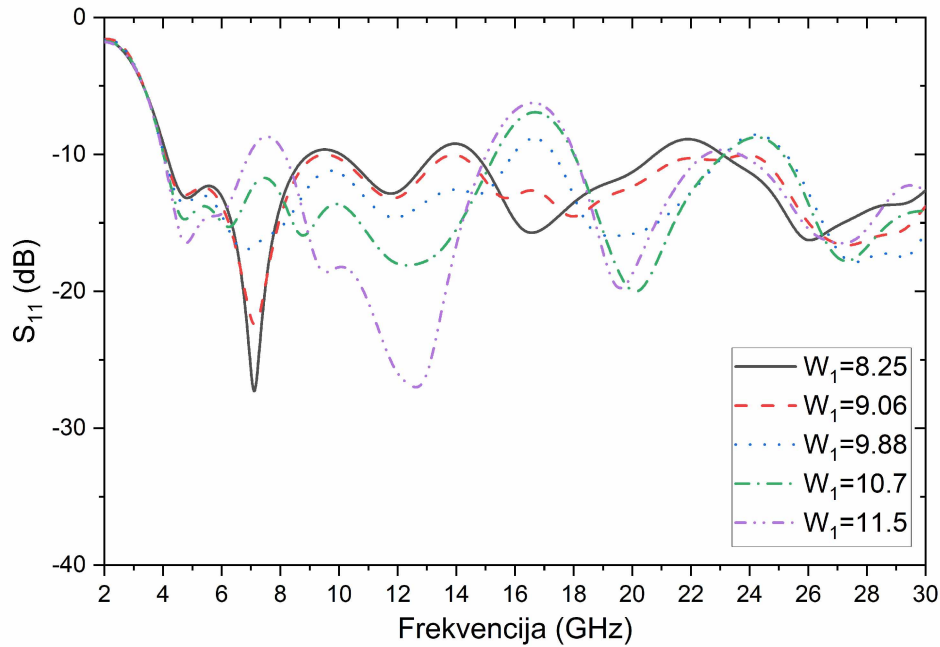


Slika 7.8: Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra L_c .

Na osnovu rezultata prikazanih na slici 7.8 jasno se vidi veliki uticaj parametra L_c na koeficijent refleksije. Vidi se da promjena ovog parametra utiče na poziciju rezonantnih učestanosti, širinu opsega ali, i najbitnije, na sami broj rezonantnih učestanosti, što nije uobičajeno. Zaključeno je da je optimalna dimenzija $L_c = 17.6$ mm. Takođe, može se uočiti da se ovom dimenzijom može pomjerati donja učestanost radnog opsega ulijevo, ali narušavajući širinu radnog opsega.

7.2.3 Uticaj parametra W_1

Jedna od opcija kojom se dodatno može podešavati prilagođenje impedanse i uticati na S_{11} parametar jeste pomjeranje voda za napajanje i *patch*-a. Time antena postaje nesimetrična. Simulacije uticaja parametra W_1 su prikazane na slici 7.9.

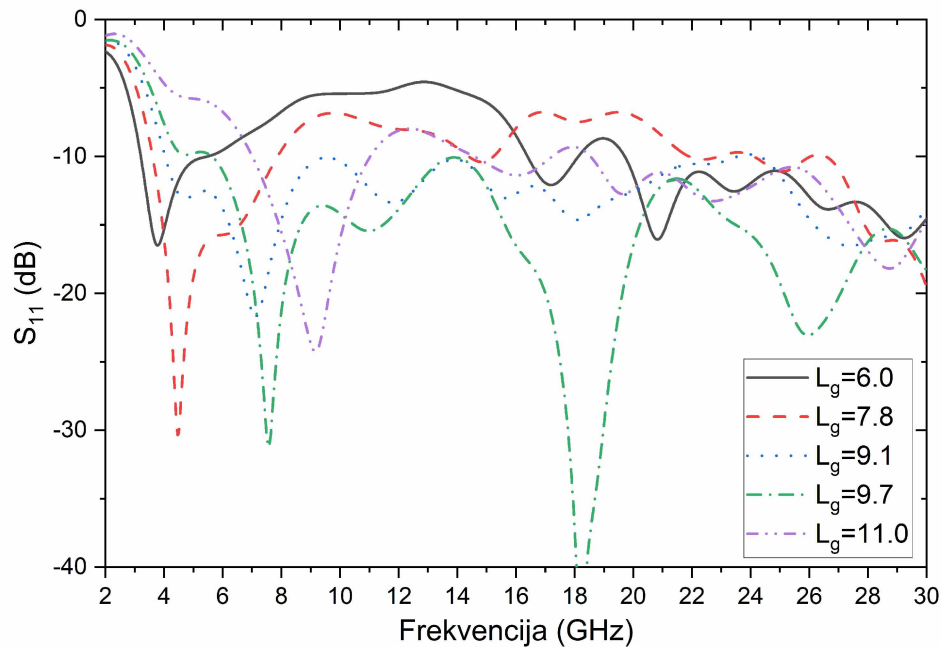


Slika 7.9: Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra W_1 .

Na osnovu rezultata simulacija prikazanih na slici 7.9 jasno je da ovaj parametar uveliko utiče na performanse antene. Vrijednost parametra $W_1=8.25$ mm odgovara nultom pomjeraju i u tom slučaju nije bilo moguće postići veliku širokopojasnost, već smo imali multirezonantna svojstva. Simulacijama je utvrđeno da je optimalna vrijednost dimenzije $W_1=9.14$ mm i tu tom slučaju je postignuto da vrijednost S_{11} parametra bude ispod -10 dB.

7.2.4 Uticaj parametra L_g

Na slici 7.3 je prikazan uticaj oblika mase na performanse antene. Zaključeno je da se redukovanjem dimenzija mase mogu postići najbolji rezultati. Parametar L_g određuje dimenzije mase ($L_g \times W$). Parametarska analiza ovog parametra je prikazana na slici 7.10.

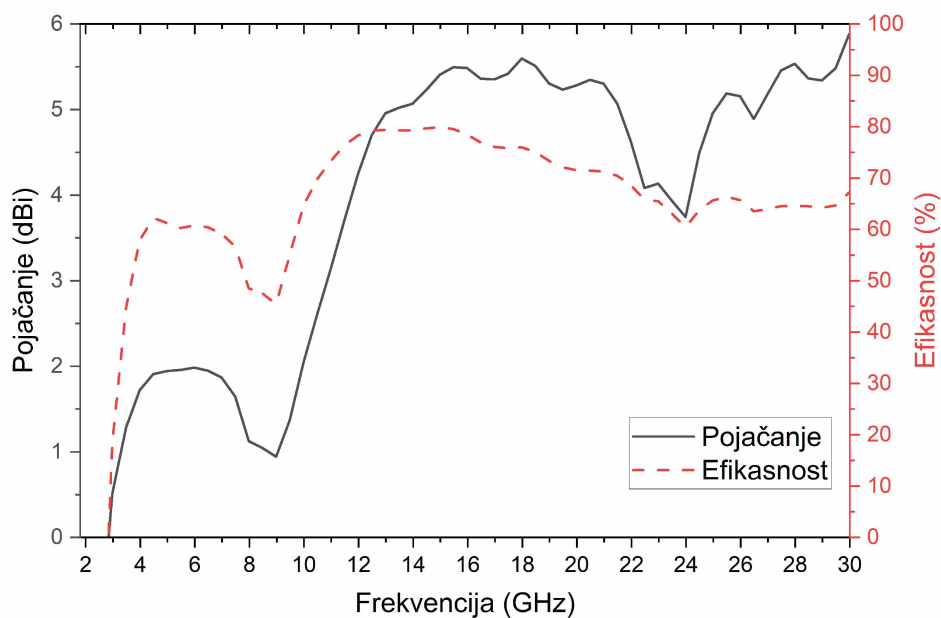


Slika 7.10: Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra L_g .

Simulacijama je utvrđeno da je optimalna vrijednost parametra $L_g=9.13$ mm. Takođe, može se vidjeti, kao i u prethodnim simulacijama, da vrlo mala promjena dimenzije utiče na rezultate značajno, što će zahtijevati neki malo precizniji metod izrade antene.

7.3 Rezultati simulacija

Na slici 7.11 su prikazane vrijednosti pojačanja i efikasnosti predložene antene u njenom radnom opsegu.

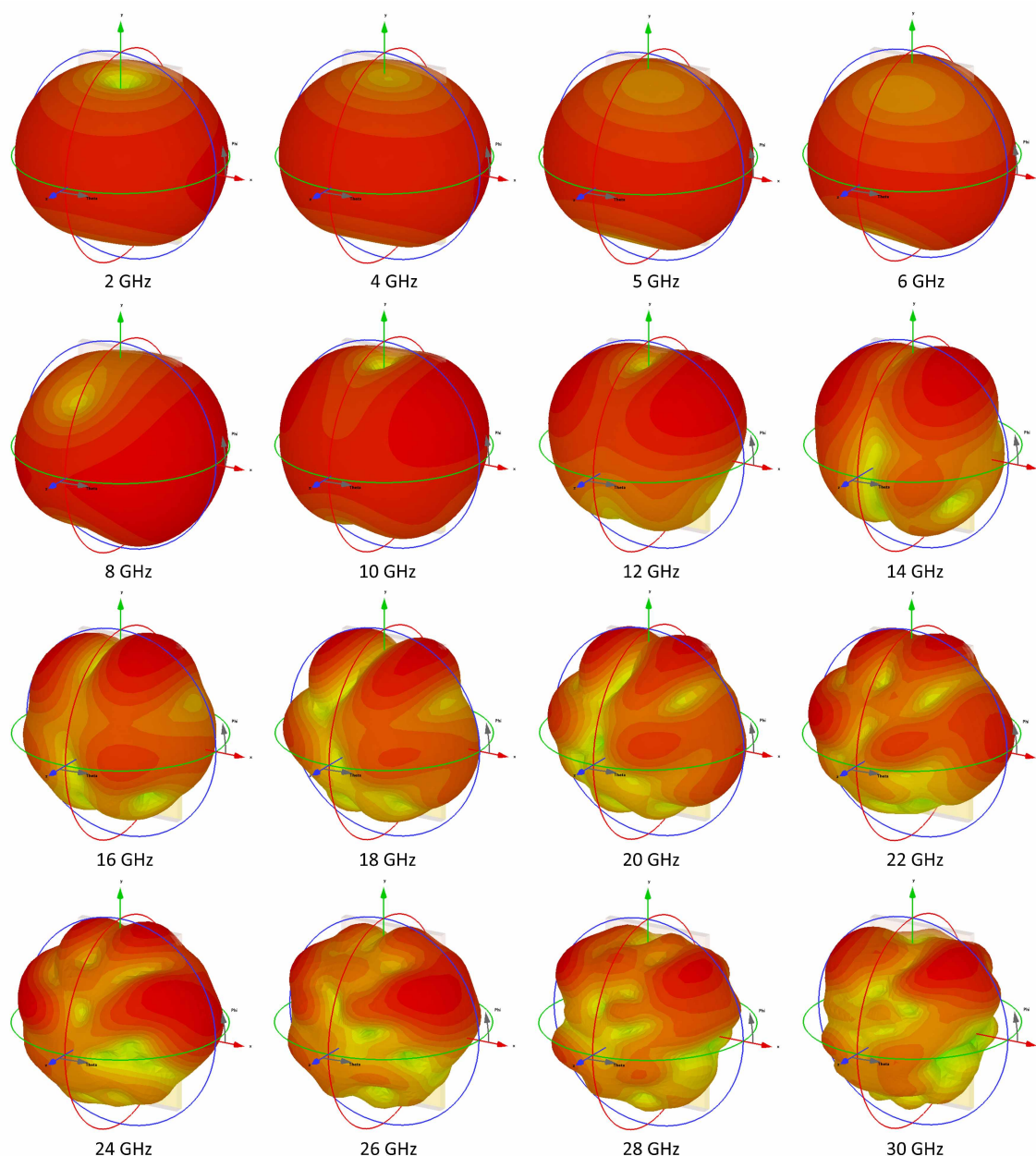


Slika 7.11: Simulirane vrijednosti pojačanja i efikasnosti predložene antene

Na osnovu rezultata prikazanih na slici 7.11 vidimo da antena ima maksimalno pojaćanje i do 5.6 dBi i efikasnost i do 80%.

7.3.1 Dijagrami zraćenja

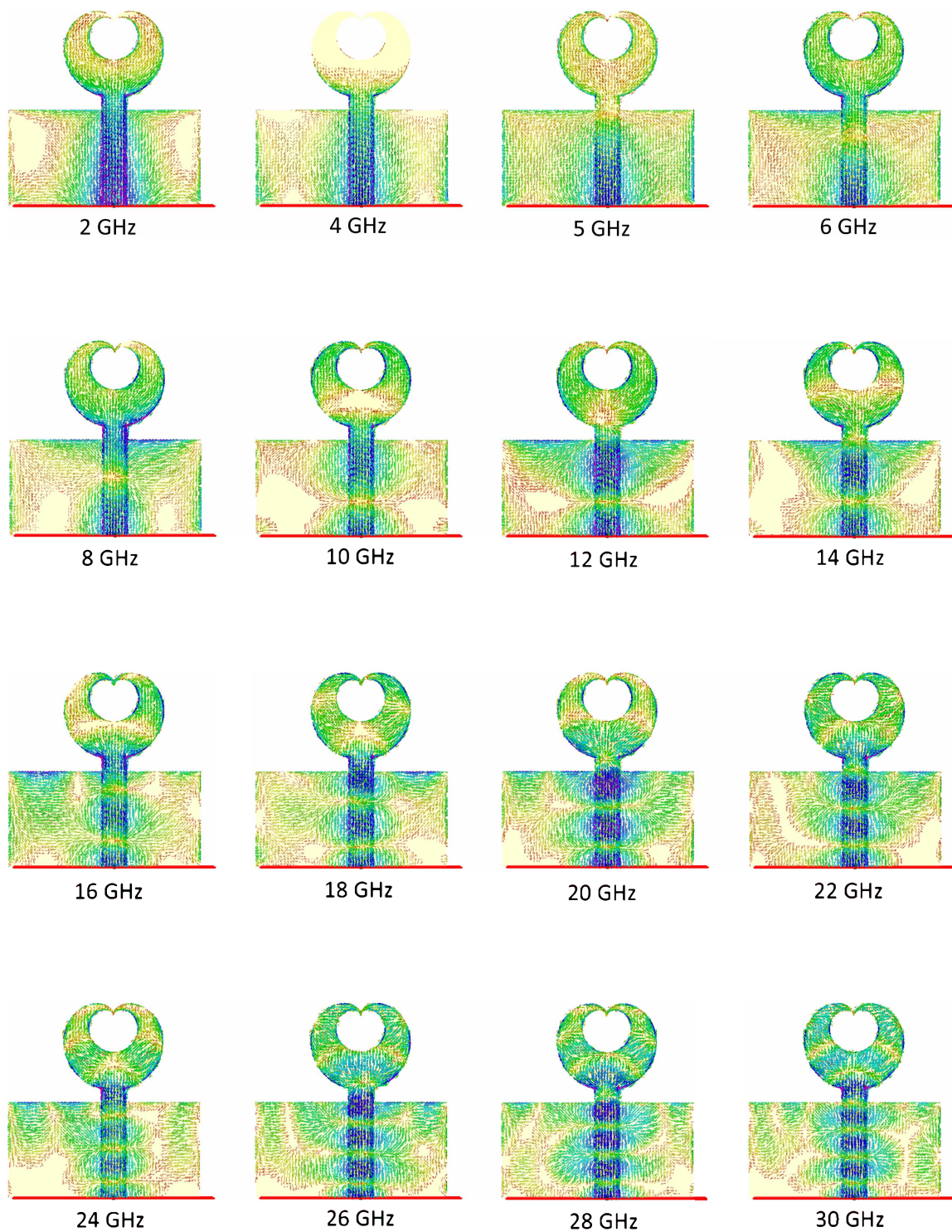
Ovdje su prikazani simulirani 3D dijagrami zraćenja za različite učestanosti iz radnog opsega antene. Na osnovu rezultata prikazanih na slici 7.12 može se vidjeti da su dijagrami omnidirekcioni u dvije oktave.



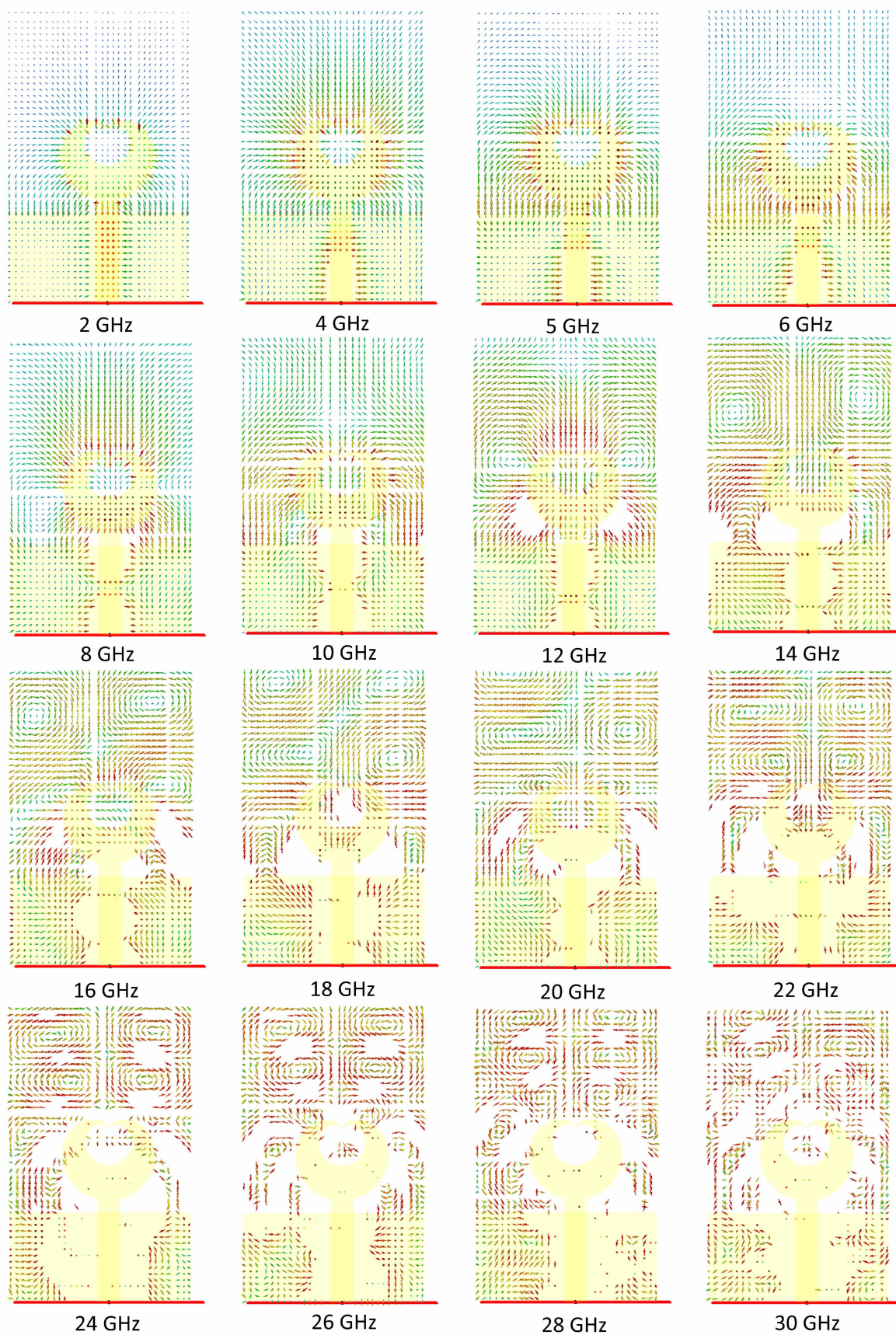
Slika 7.12: Trodimenzioni dijagrami zraćenja

7.3.2 Raspodjela struje

Na slici 7.14 je prikazana raspodjela struje po površini metala za različite učestanosti, dok je na slici 7.13 je prikazana površinska gustina struje.



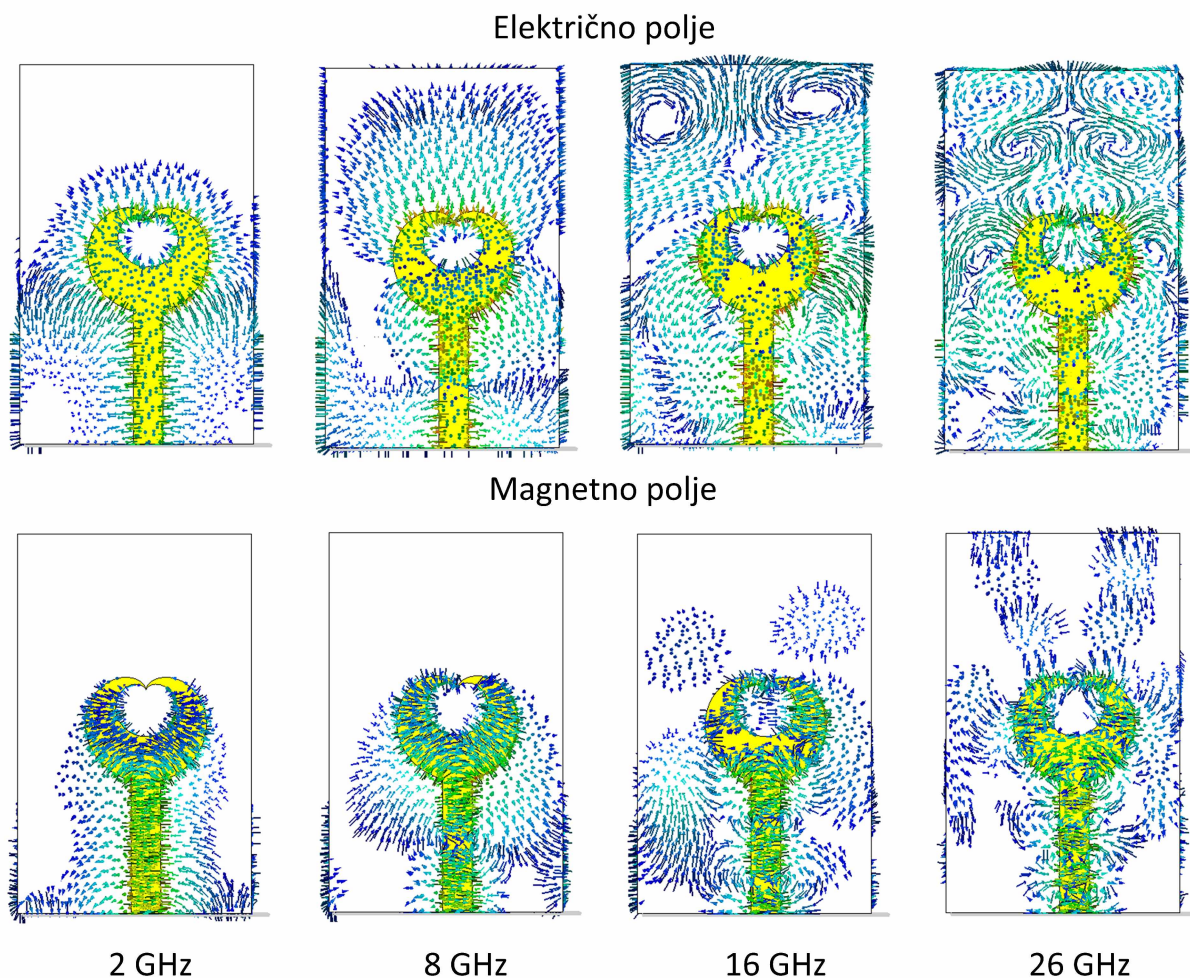
Slika 7.13: Simulirana površinska struja



Slika 7.14: Simulirana površinska gustina struje

7.3.3 Električno i magnetno polje antene

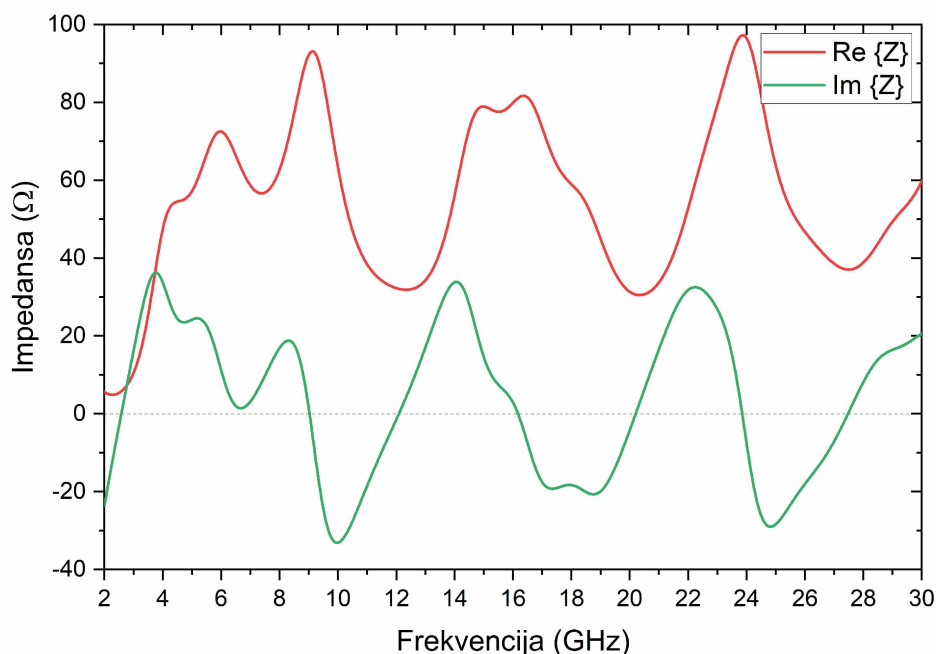
Na slici 7.15 je prikazano električno i magnetno polje za nekoliko karakterističnih učestanosti.



Slika 7.15: Simulirano električno i magnetno polje na raznim učestanostima

7.3.4 Impedansa antene

Impedansa antene u slučaju ove antene igra veliku ulogu u prilagođenju u sistemima za EH. Kako je ranije naglašeno, antena, pored ostalih primjena, ima veliku primjenu u EH sistemima (u *rectenna*-ma) gdje se ne koristi kolo za prilagođenje impedanse već se dioda (koja služi kao RF-DC konvertor) montira direktno na antenu. Optimalna impedansa antene treba da bude jednaka konjugovano kompleksnoj impedansi diode. Realni i imaginarni dio impedanse antene su prikazani na slici 7.16.

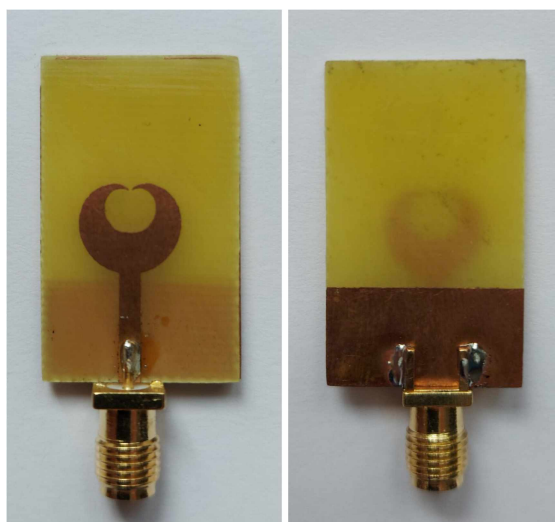


Slika 7.16: Simulirana impedansa antene

Sa slike 7.16 se može vidjeti da antena ima induktivnu impedansu u velikom dijelu posmatranog opsega što odgovara optimalnoj impedansi *Schottky* diode SMS 7630. Antena ima induktivnu impedansu u opsezima: 2.58-9.02 GHz, 12.05-16.16 GHz, 20.17-23.84 GHz i 27.50-32.25 GHz.

7.4 Eksperimentalni rezultati

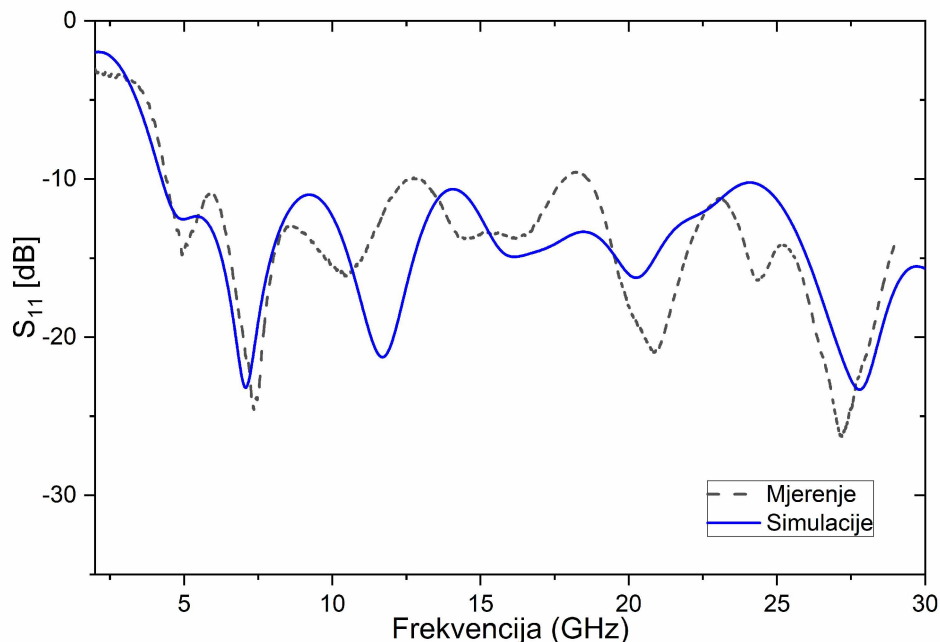
Antena je izrađena koristeći jednostavni foto-litografski postupak. Kao posledica jeftinog procesa fabrikacije postoji malo odstupanje od željenih dimenzija. Na slici 7.17 je prikazana izrađena antena sa ugrađenim SMA konektorom. SMA konektor pomoću koga se napaja CPW vod je deklarisan za frekvencije do 27 GHz.



Slika 7.17: Izgled izrađene antene

Mjerenje antene je izvršeno pomoću analizatora mreže ANRITSU MS4647A. Opisivanje mjernih tehnika se može naći u poglavlju 2.5. Koeficijent refleksije antene je dobijen direktnim mjerenjem na koaksijalnom (SMA) portu antene. Drugim riječima, mjerna oprema je kalibrisana na SMA konektoru. Maksimalni dobitak antene je računat na osnovu formule 2.19. Ljevkasta antena sa dvostrukim grebenom (engl. *ridge-horn*) je korišćena kao predajna antena.

Mjereni i simulirani koeficijenti refleksije predložene antene su prikazani na slici 7.18.



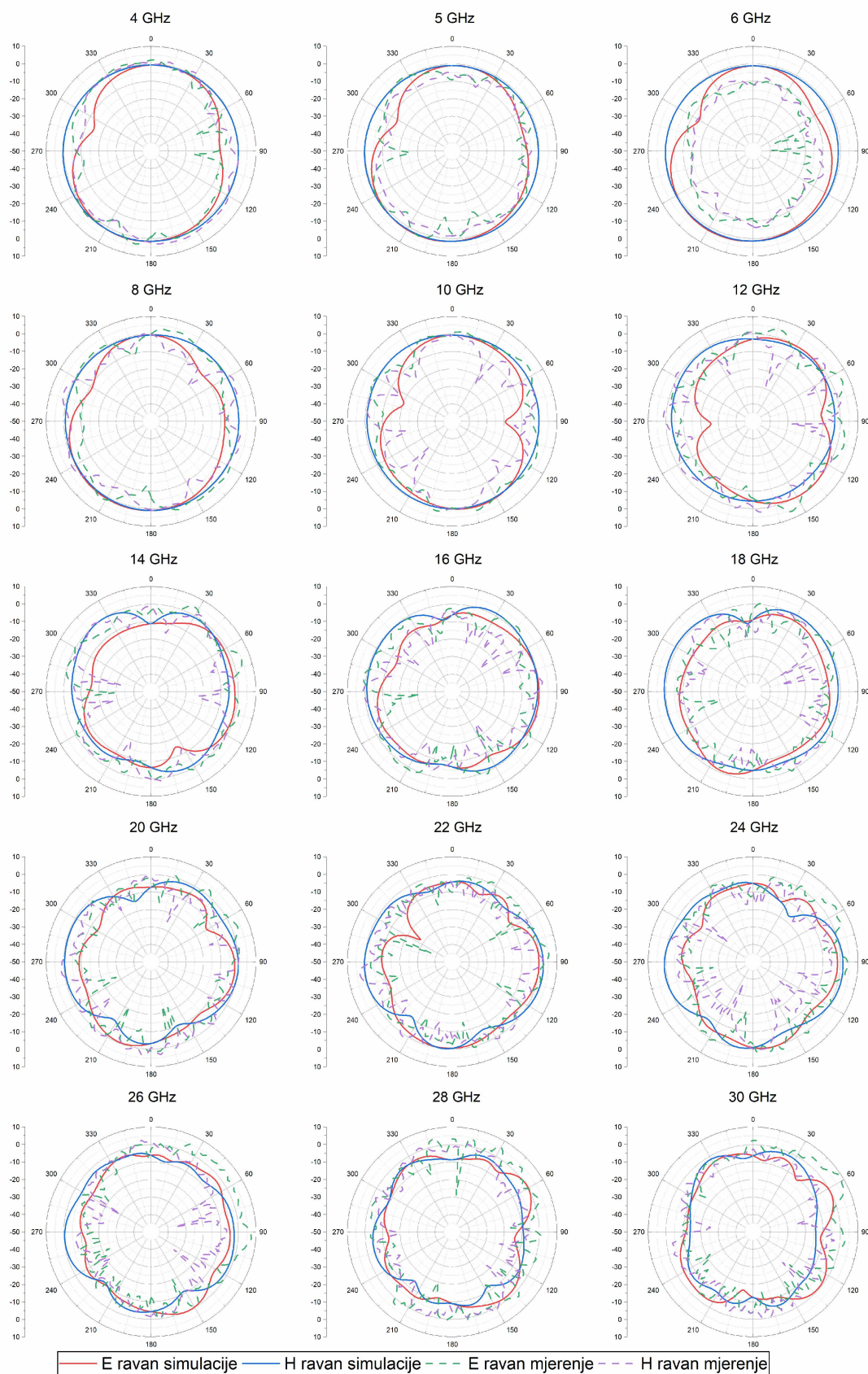
Slika 7.18: Uporedni dijagram simuliranih i mjerenih rezultata

Finalne dimenzije antene (prema slici 7.2) su : $a_1=1.84$, $a_2=0.92$, $W=18.5$ mm, $L=25$ mm, $W_f=2$ mm, $W_1=9.14$ mm, $L_g=9.13$ mm, $L_f=10.5$ mm, $L_c=17.6$ mm (rastojanje od centra kardioide). Napajanje kardioide je blago pomjereno udesno zbog boljeg prilagođenja impedanse.

Na osnovu prikazanih rezultata, može se vidjeti veliko poklapanje simuliranih i mjerenih rezultata.

7.4.1 Dijagrami zračenja

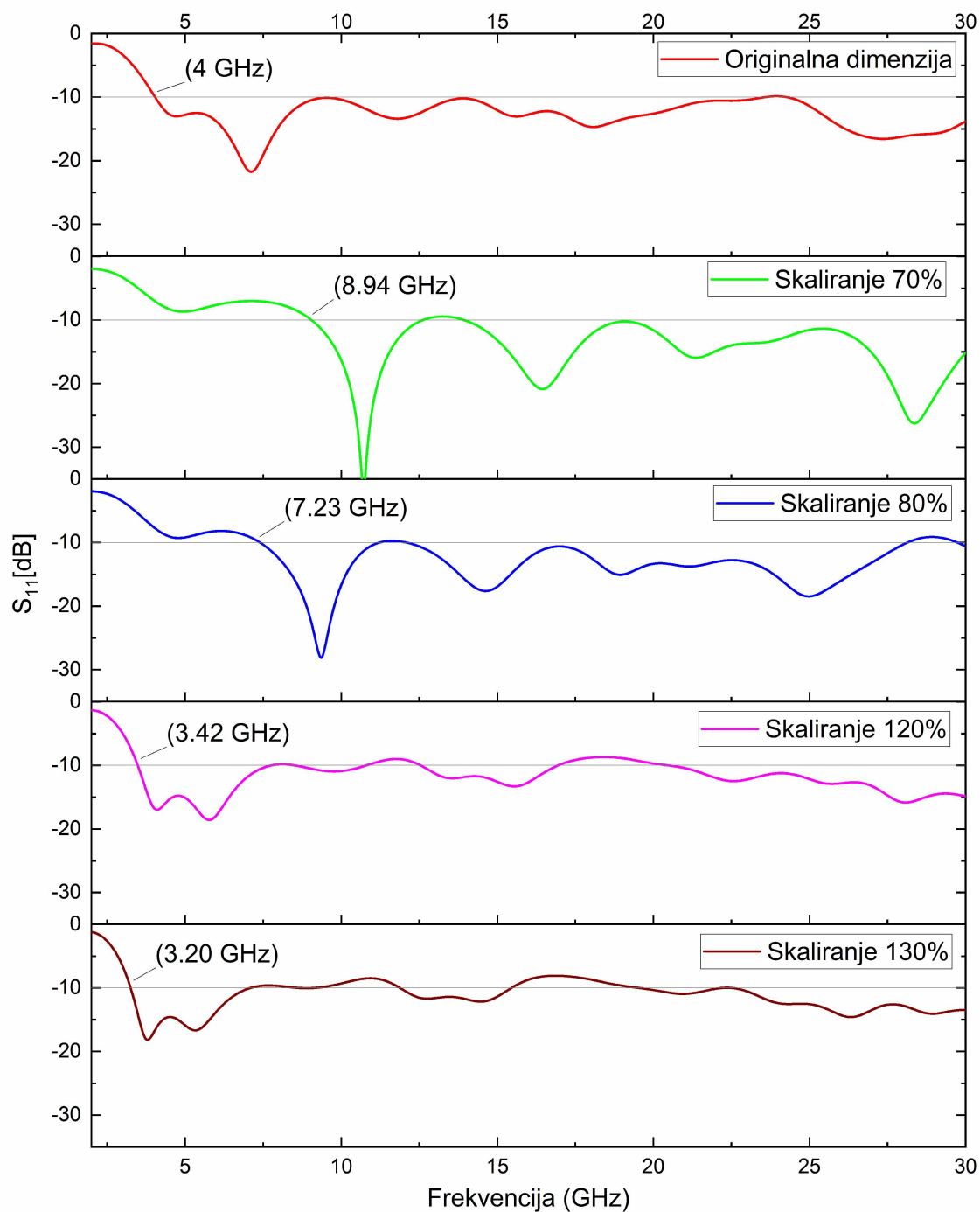
Na slici 7.19 su prikazani simulirani i mjereni dijagrami zračenja u E i H ravni za učestanosti od 4 GHz do 30 GHz. Sa slike se vidi solidno poklapanje mjerenih i simuliranih rezultata.



Slika 7.19: Uporedni prikaz simuliranih i mjerenih dijagrama zračenja u E i H ravnima

7.5 Dodatne simulacije

Sa slike 7.20 se vidi da je predložena antena skalabilna, tj. da proporcionalno smanjenje dimenzija (izuzev, naravno, debljine supstrata i metalizacije) pomjera opseg naniže ili naviše. Ukoliko je potrebno podesiti antenu da radi na nižim učestanostima, to je moguće uvećanjem dimenzija ali na štetu smanjenja radnog opsega antene. Za razliku od prethodne antene, promjenom dimenzija ove antene narušavaju se vrijednosti S_{11} .



Slika 7.20: Upporedne analize originalne i antena sa skaliranim dimenzijama (70%, 80%, 120% i 130%)

Glava 8

Fraktalna ultra-širokopojasna *nested* antena u obliku kardioide

Fraktalna širokopojasna monopol antena sa *nested* geometrijom je opisana u ovoj glavi. Antena je planarna, štampana, izrađena na FR-4 supstratu i jednostavna za integraciju sa elektronikom, kao i za upotrebu u antenskim nizovima. Može se reći da se ova antena sastoji od tri prstena koji su ugniježdeni jedan u drugi. Ovi prsteni su u obliku kardioide.

Rezultati simulacija pokazuju da antena ima S_{11} ispod -10 dB u opsegu od 4 GHz do 30 GHz, pokrivajući skoro čitav SHF opseg. Električne dimenzije predložene antene su $0.27\lambda \times 0.40\lambda$. Dodatno, antena ima pojačanje do 6.5 dBi i efikasnost do 75 %. Pored ovih karakteristika, antena ima stabilan omnidirekcionu dijagram zračenja.

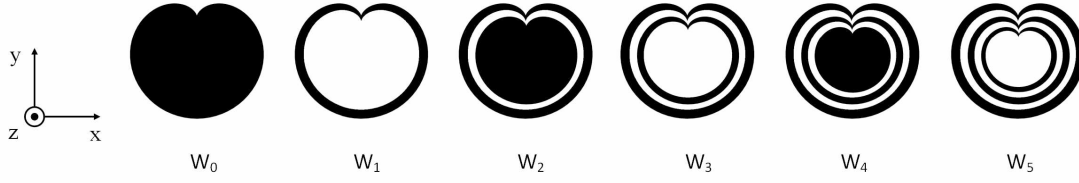
8.1 Predlog dizajna antene

U ovoj glavi je predstavljena ultra-širokopojasna antena fraktalna *nested* monopol antena zasnovana na geometriji kardioide. Kardioide su opisane jednačinom jednačinom 3.23 iz poglavlja 3.5). Matematička jednačina koja opisuje kardiodu je:

$$\begin{aligned}x &= 2a \cos \theta (1 - \cos \theta) \\y &= 2a \sin \theta (1 - \cos \theta) \\0 &\leq \theta \leq 2\pi\end{aligned}\tag{8.1}$$

gdje parametar a skalira kardiodu do željene dimenzije. Ova fraktalna geometrija ima fraktal petog reda.

Fraktalna geometrija ove antene je generisana iterativnom funkcijom opisanom u poglavlju 3.1 na strani 46. Na slici 8.1 je prikazan proces generisanja fraktalne antene, gdje se kao generator, tj. nulta iteracija koristi *patch* u obliku kardioide opisane parametrom a_1 . Sledeće iteracije fraktala dobijene su pomoću iterativne funkcije opisane jednačinom 8.2. Može se vidjeti da se kardioide u sledećim iteracijama skaliraju za koeficijent a_2/a_1 itd. Drugim riječima, u ovom slučaju širina sva tri prstena je ista i iznosi $a_2/a_1 = a_4/a_3 = a_6/a_5 = 0.9$.



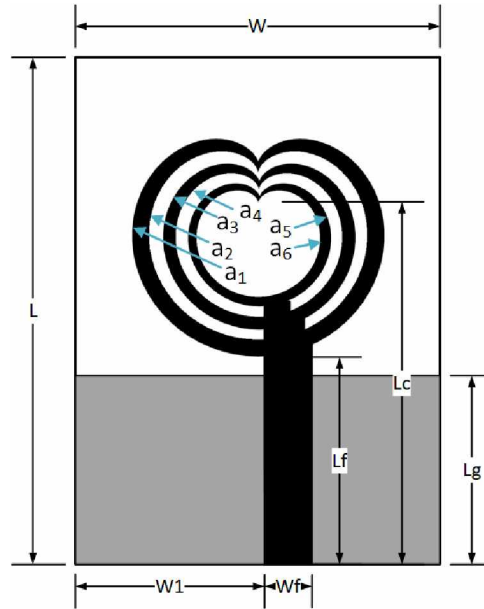
Slika 8.1: Generisanje fraktala u obliku kardioide iterativnom funkcijom opisanom u jednačini 8.2

$$\begin{aligned}
 W_1(x, y) &= \begin{bmatrix} a_2/a_1 & 0 \\ 0 & a_2/a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 3.5(a_1 - a_2) \end{bmatrix} \\
 W_2(x, y) &= \begin{bmatrix} a_3/a_2 & 0 \\ 0 & a_3/a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 3.5(a_2 - a_3) \end{bmatrix} \\
 W_3(x, y) &= \begin{bmatrix} a_4/a_3 & 0 \\ 0 & a_4/a_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 3.5(a_3 - a_4) \end{bmatrix} \\
 W_4(x, y) &= \begin{bmatrix} a_5/a_4 & 0 \\ 0 & a_5/a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 3.5(a_4 - a_5) \end{bmatrix} \\
 W_5(x, y) &= \begin{bmatrix} a_6/a_5 & 0 \\ 0 & a_6/a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 3.5(a_5 - a_6) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{8.2}$$

Na slici 8.1 je ilustrovano generisanje fraktalne geometrije pomoću ove iterativne funkcije. Može se vidjeti da se naizmjenično smjenjuju slotovi i metalizacije, tj. nulta iteracija predstavlja *patch*, dok fraktalna kardioida dobijena prvom iteracijom predstavlja slot unutar *patch*-a. Treća iteracija predstavlja naizmjenično smjenjivanje slotova i metalizacija. Naravno, pored ove strukture antena mora sadržati i vodove za napajanje.

Predložena antena se ima pet iteracija fraktalne geometrije, tj. ima pet kardioida koje su postavljene jedna u drugu. Parametri kojima se određuju dimenzije kardioida su: a_1 , a_2 , a_3 , a_4 , a_5 i a_6 .

Ova antena pripada grupi *patch* antena i napaja se mikrotrakastim vodom širine W_f i dužine L_f . Sami *patch* i mikrotrakasti vod za napajanje nisu simetrično postavljeni u odnosu na supstrat već su blago pomjereni udesno u cilju prilagođenja impedanse. Geometrija predložene fraktalne slot antene prvog reda je prikazana na slici 8.2.



Slika 8.2: Geometrija predložene fraktalne antene

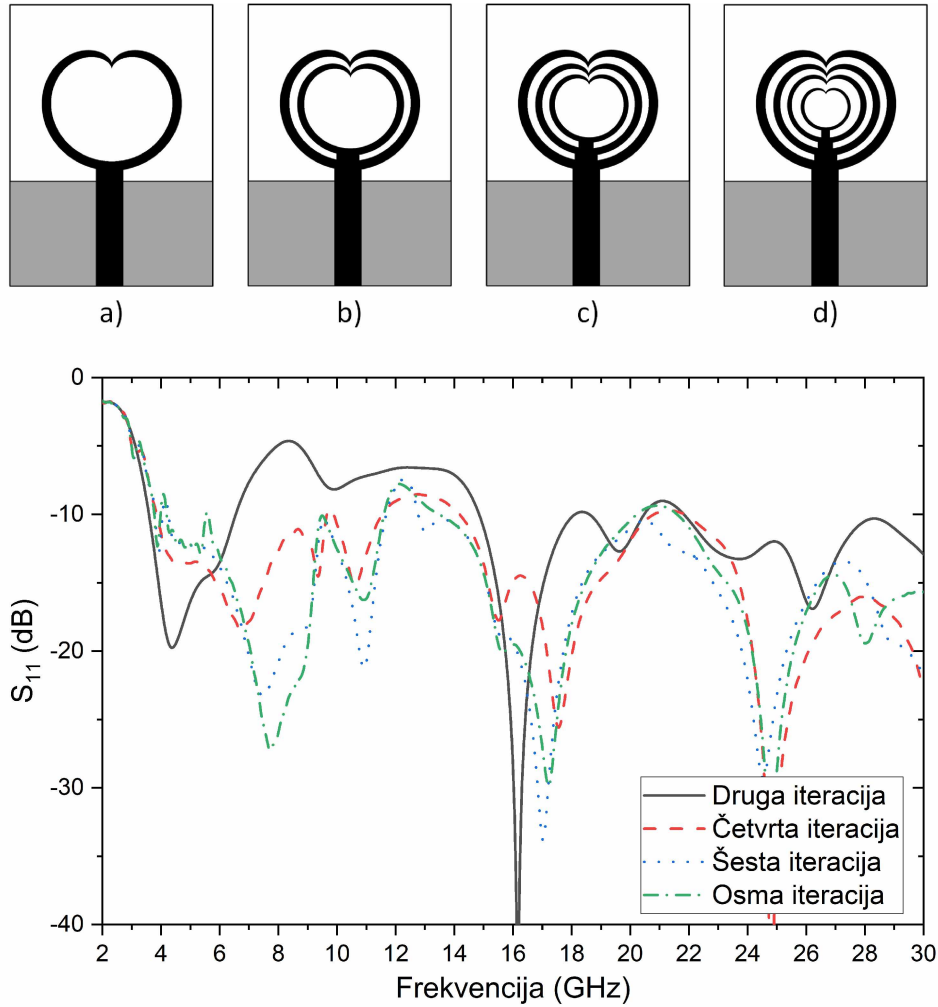
Antena je dizajnirana za FR-4 supstrat relativne dielektrične konstante $\epsilon_r=4.3$ i tangensa ugla gubitaka $\tan\delta=0.025$. Debljina supstrata je 1.58 mm, dok je debljina bakarne metalizacije 0.018 mm. Na slici 8.2 metalizacija na gornjoj strani supstrata je prikazana crnom bojom a na donjoj strani supstrata je prikazana sivom bojom. Sveukupne dimenzije antene su $20 \text{ mm} \times 30 \text{ mm} \times 1.61 \text{ mm}$. Ova antena spada u grupu električno malih antena sa električnim dimenzijama $0.27\lambda \times 0.40\lambda$.

Dimenzije antene (prema slici 8.2) su : $a_1=2.2$, $a_2=2.0$, $a_3=1.76$, $a_4=1.6$, $a_5=1.51$, $a_6=1.37$, $W=20 \text{ mm}$, $L=30 \text{ mm}$, $W_f=2 \text{ mm}$, $W_1=10.3 \text{ mm}$, $L_g=8 \text{ mm}$, $L_f=8.4 \text{ mm}$, $L_c=16.4 \text{ mm}$ (rastojanje od centra najmanje kardioide).

8.1.1 Uticaj broja iteracija fraktalne geometrije *patch*-a na parametre antene

Na slici 8.3 je prikazan postupak generisanja fraktalne antene od druge iteracije do osme iteracije, tj. drugim riječima rečeno od antene sa jednim prstenom u obliku kardioide do antene sa četiri prstena u obliku kardioide. Fraktalni oblik je generisan koristeći IFS opisan jednačinom 8.2. Prva iteracija je generisana postavljanjem slota u obliku kardioide umanjenog za 20% (u ovom slučaju je $IF = a_2/a_1 = 0.8$).

Na osnovu rezultata simulacija prikazanih na slici 8.3 može se zaključiti da antena prikazana na slici 8.3 c) ima vrijednost S_{11} ispod -10 dB u širokom opsegu učestanosti. Naravno, ovo su samo simulacije koje za cilj imaju da pokažu kako broj iteracija, tj. IO utiče na parametre rasijanja, dok finalna predložena antena ima optimizovane dimenzije kao i blago pomjeranje udesno sa ciljem prilagođenja impedanse. Može se zaključiti i to da sa povećanjem broja iteracija raste i broj rezonantnih učestanosti.



Slika 8.3: Proces generisanja fraktalne geometrije i simulirani S parametri za različite iteracije fraktalnih antena

8.2 Parametarska analiza

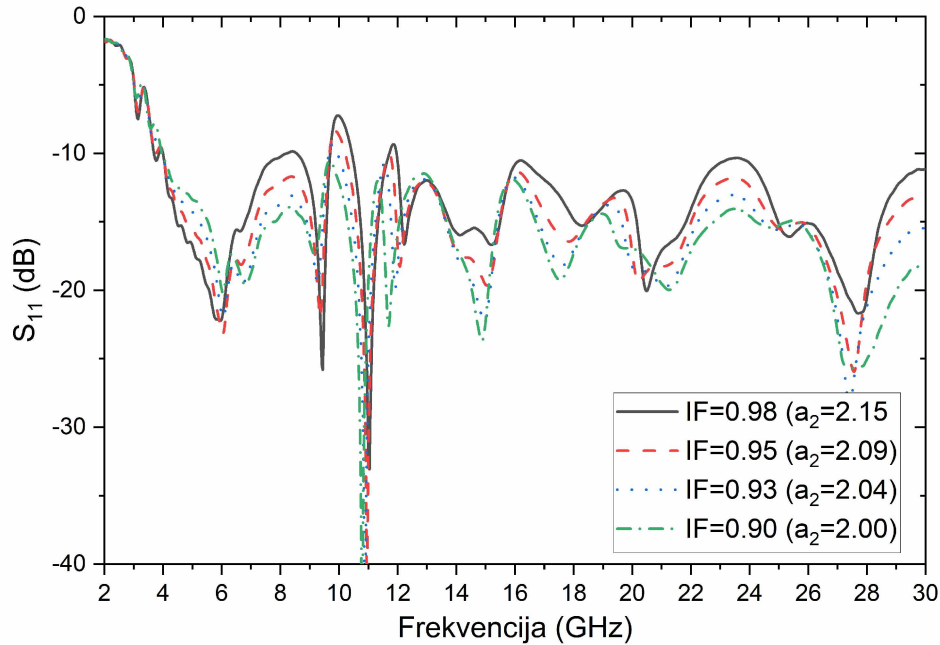
U svrhu izbora optimalnih parametara antene, a u cilju dizajniranja ultra-širokopojasne antene koje se može koristiti u EH sistemima, izvršena je parametarska analiza. Ova analiza, tj. optimizacija po više parametara, ima za cilj da se odredi optimalna kombinacija parametara (tj. dimenzija) antene kako bi ona bila što je moguće manjih dimenzija a što je moguće šireg radnog opsega. Radi se o optimizaciji po više kriterijuma istovremeno, dok je u ovom poglavlju prikazan uticaj samo jednog parametra da bi se moglo zaključiti koji parametar utiče na šta.

Treba još jednom napomenuti da je optimizacija (podešavanje parametara) antene i parametarska analiza rađena metodom pokušaja i greške po više parametara istovremeno, te da se nisu mogle utvrditi neke zakonitosti na osnovu kojih bi se mogao izvući zaključak šta treba promijeniti da bi se antena ponašala na željeni način.

8.2.1 Uticaj faktora iteracije

Faktor iteracije IF_1 se definiše kao odnos a_2/a_1 te se promjena faktora iteracije postiže promjenom a_2 dok a_1 ostaje konstantan.

Utica j dimenzije a_2 , tj. različitih vrijednosti $IF=a_2/a_1$ na koeficijent refleksije S_{11} kada je parametar $a_1=2.2$ i kada je on konstantan, prikazan je na slici 8.4. Sve dimenzije antene su iste kao na slici 8.2 osim dimenzije a_2 koja se mijenja. Drugim riječima, to znači da su ovdje prikazani koeficijenti refleksije za različite debljine prstenova, a kako je već ranije naglašeno da su $IF=a_2/a_1 = a_4/a_3 = a_6/a_5$, to bi značilo da se promjenom IF mijenja debljina svakog prstena istovremeno. Dakle, slika 8.4 prikazuje rezultate simulacija za različite debljine prstenova.



Slika 8.4: Simulirani koeficijenti refleksije za četiri različita faktora iteracije IF kada je a_1 konstantno i $a_1=2.2$: (a) $IF=0.98$, (b) $IF=0.95$, (c) $IF=0.93$ i (d) $IF=0.90$.

Potpuno očekivano, promjena parametra a_2 a samim tim i IF (tj. promjene debljine prstenova) utiče na nivoe S_{11} parametara ali ne na njihov položaj i broj. Predložena antena ima vrijednost $IF=0.90$, tj. $a_2 = 2.00$.

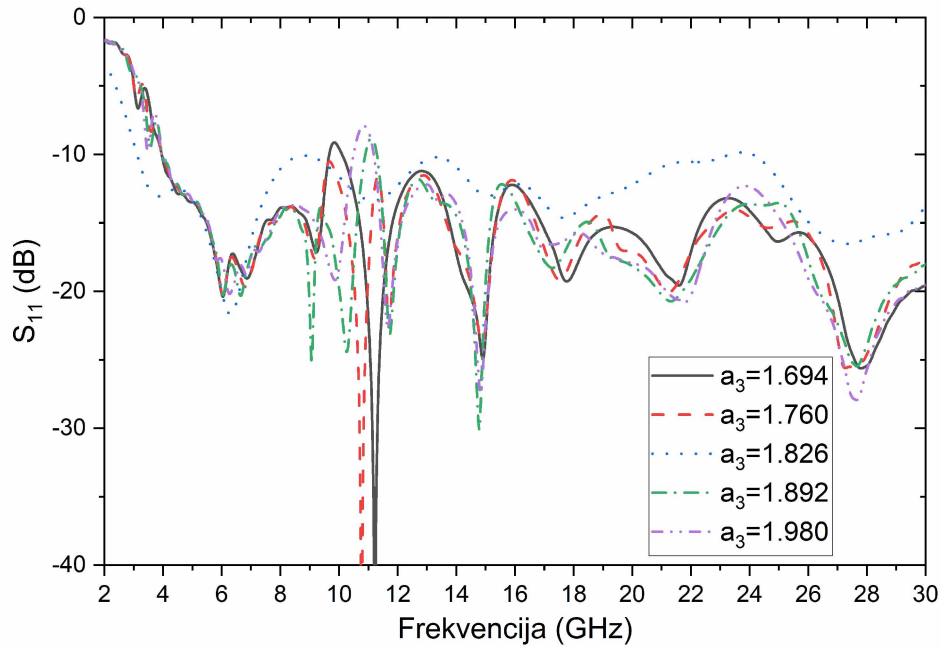
8.2.2 Uticaj parametra a_3

Na slici 8.5 je prikazan uticaj parametra a_3 na koeficijente refleksije antene. Drugim riječima, prikazan je uticaj veličine drugog prstena, pri čemu su ostala dva prstena istih dimenzija kao na slici 8.2.

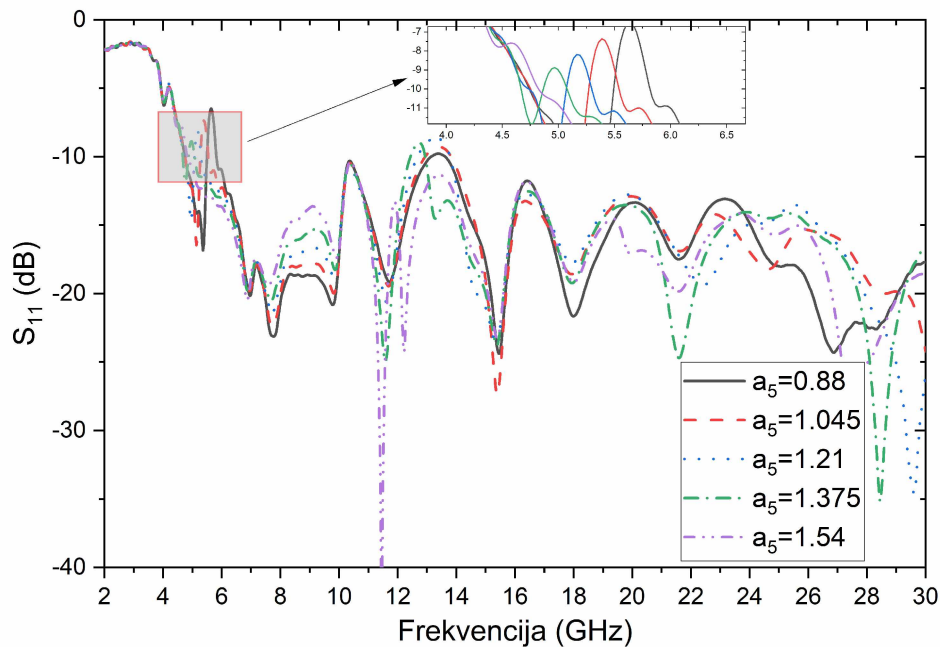
Treba naglasiti da je u ovoj simulaciji debljina prstenova ostala ista, tj. odnos $IF=a_4/a_3 = 0.9$. Na osnovu rezultata prikazanih na slici vidi se da jedino u slučaju da je $a_3 = 1.76$ postiže širokopojasno ponašanje. U ostalim slučajevima pojavljuje se više rezonantnih učestanosti.

8.2.3 Uticaj parametra a_5

Simulacije uticaja parametra a_5 na koeficijente refleksije predložene antene je prikazan na slici 8.6. Drugim riječima, simulira se uticaj promjene dimenzije trećeg, najmanjeg, prstena na koeficijente refleksije antene.



Slika 8.5: Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra a_3 .

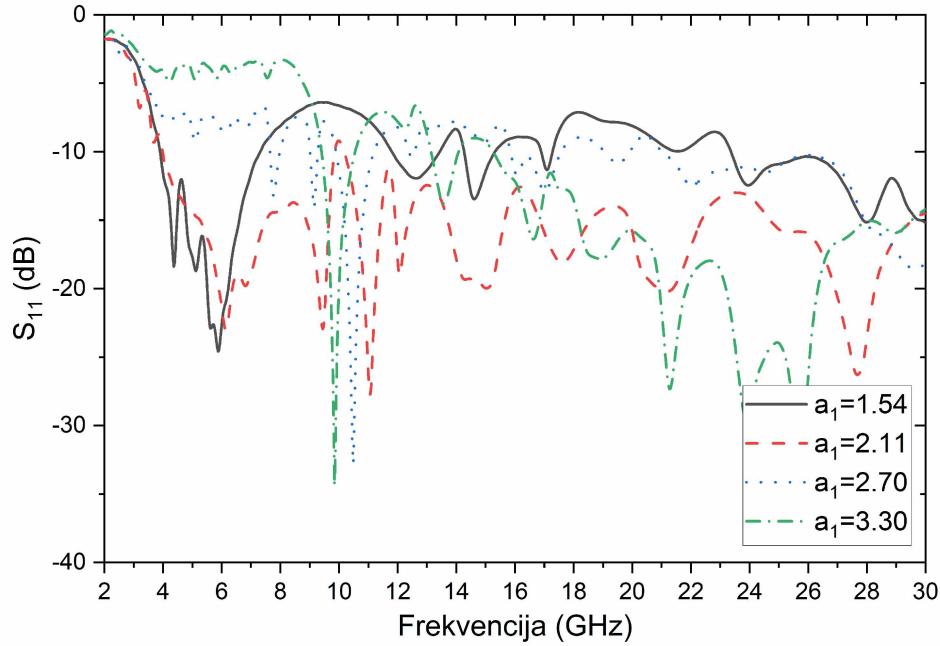


Slika 8.6: Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra a_5 .

Na osnovu rezultata prikazanih na slici 8.6 može se zaključiti da na višim učestanostima dolazi do pomjeranja rezonantnih učestanosti, pogotovo prve granične učestanosti u propusnom opsegu. Na donjoj granici propusnog opsega imamo izraženo pomjeranje granične učestanosti ulijevo sa povećanjem dimenzije a_5 . U slučaju kada je $a_5 = 1.51$ postižu se najbolji rezultati, i to i najveća dimenzija trećeg prstena gdje može da se postigne najniža donja granična učestanost (za vrijednost $a_5 = 1.51$ ta granična učestanost je 4 GHz).

8.2.4 Uticaj parametra a_1

Na slici 8.7 je prikazan uticaj parametra a_1 na koeficijente refleksije, pri čemu su odnosi $IF=a_2/a_1 = a_4/a_3 = a_6/a_5 = 0.9$ ostali isti. To bi značilo da se cijela metalizacija u obliku ugniježdenog fraktala skalira zajedno sa promjenom parametra a_1 .



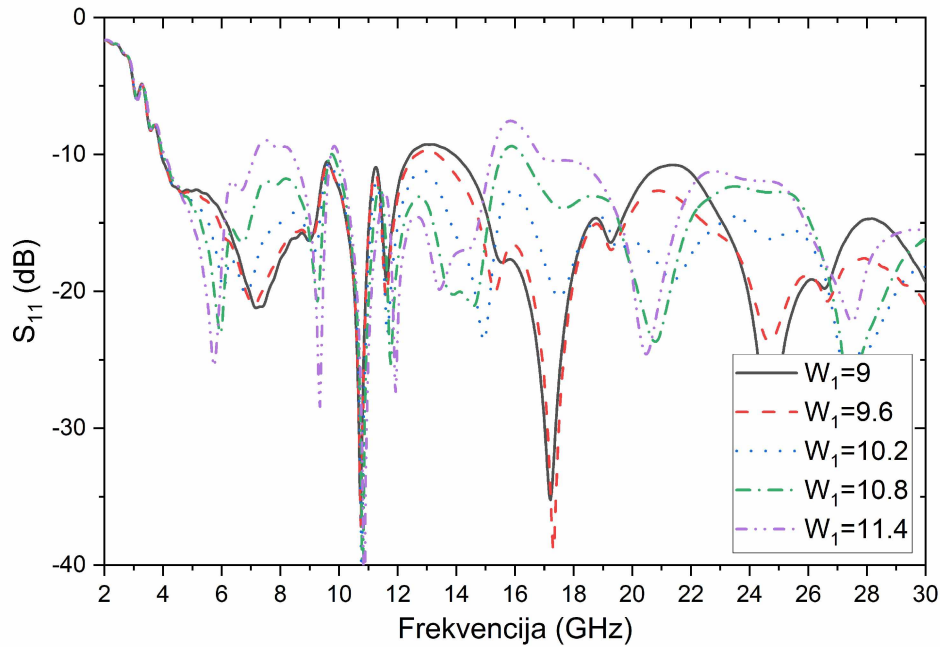
Slika 8.7: Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra a_1 .

Na osnovu rezultata sa slike 8.7 vidi se drastična promjena rezultata i značajno smanjivanje radnog opsega. Naime, samo u slučaju kada je $a_1 = 2.2$ možemo govoriti o širokopojasnoj anteni. Dalje povećavanje ili smanjivanje dimenzija utiče na znatno sužavanje radnog opsega.

8.2.5 Uticaj parametra W_1

Kao što je i ranije rečeno, u cilju prilagođenja impedanse u što je moguće širom opsegu učestanosti, vod za napajanje fraktalne antene je blago pomjeren udesno. Analiza uticaja pomjeraja na koeficijente refleksije je prikazana na slici 8.8.

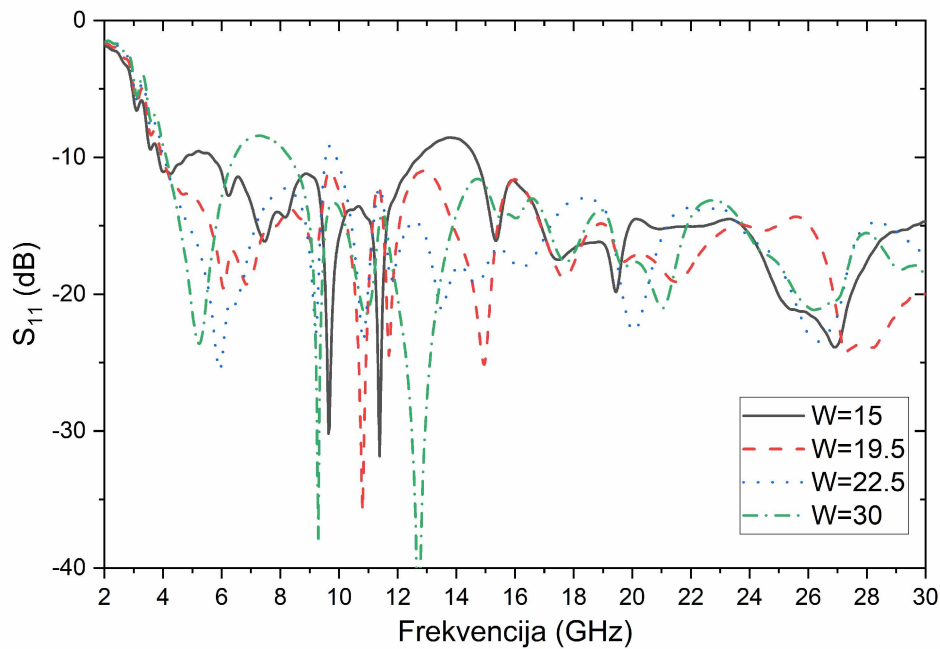
U predloženoj anteni, vrijednost parametra W_1 je $W_1 = 10.3$. Svi pomjeraji veći od ovoga utiču na pojavu drugih rezonantnih učestanosti kao i na smanjenje radnog opsega antene.



Slika 8.8: Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra W_1 .

8.2.6 Uticaj parametra W

U daljoj parametarskoj analizi vršena je promjena parametra W dok se nisu postigli željeni rezultati. Rezultati simulacija su prikazani na slici 8.9. Svi ostali parametri antene su isti kao na slici 8.2.



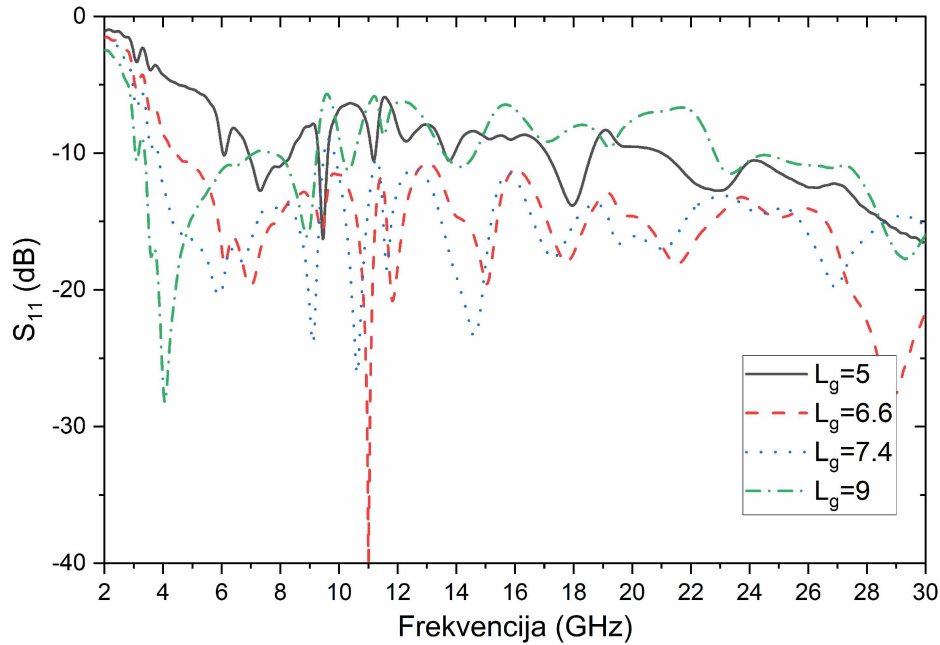
Slika 8.9: Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra W .

Na osnovu rezultata prikazanih na slici 8.9 jasno se vidi veliki uticaj parametra W na koeficijent refleksije. Vidi se da promjena ovog parametra utiče na poziciju rezonantnih

učestanosti, širinu opsega ali, i najbitnije, na sami broj rezonantnih učestanosti, što nije uobičajeno. Zaključeno je da je optimalna dimenzija $W=20$ mm.

8.2.7 Uticaj parametra L_g

Parametarska analiza parametra L_g je prikazana na slici 8.10.



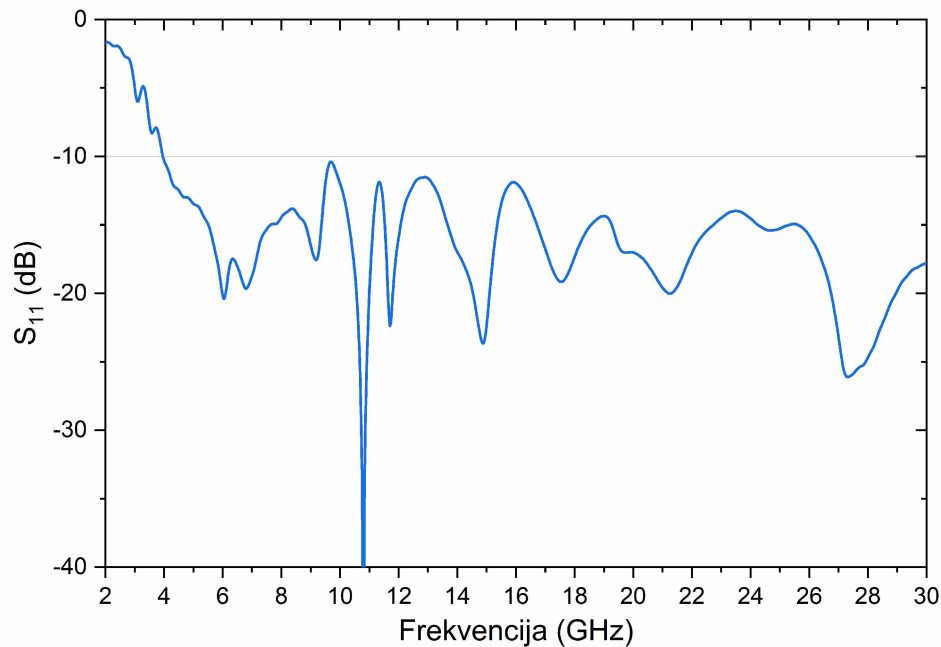
Slika 8.10: Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti parametra L_g .

Simulacijama je utvrđeno da je optimalna vrijednost parametra $L_g=7$ mm. Takođe, može se vidjeti, kao i u prethodnim simulacijama, da vrlo mala promjena dimenzije utiče na rezultate značajno, što će zahtijevati neki malo precizniji metod izrade antene. Ovim parametrom se može podešavati najniža učestanost u radnom opsegu i vrijednost parametra rasijanja.

8.3 Rezultati simulacija

Rezultati simulacija parametra S_{11} predložene antene sa dimenzijama dobijenim optimizacijom metodom pokušaja i greške su prikazani na slici 8.11. Dimenzije antene (prema slici 8.2) su : $a_1=2.2$, $a_2=2.0$, $a_3=1.76$, $a_4=1.6$, $a_5=1.51$, $a_6=1.37$, $W=20$ mm, $L=30$ mm, $W_f=2$ mm, $W_1=10.3$ mm, $L_g=8$ mm, $L_f=8.4$ mm, $L_c=16.4$ mm (rastojanje od centra najmanje kardioide).

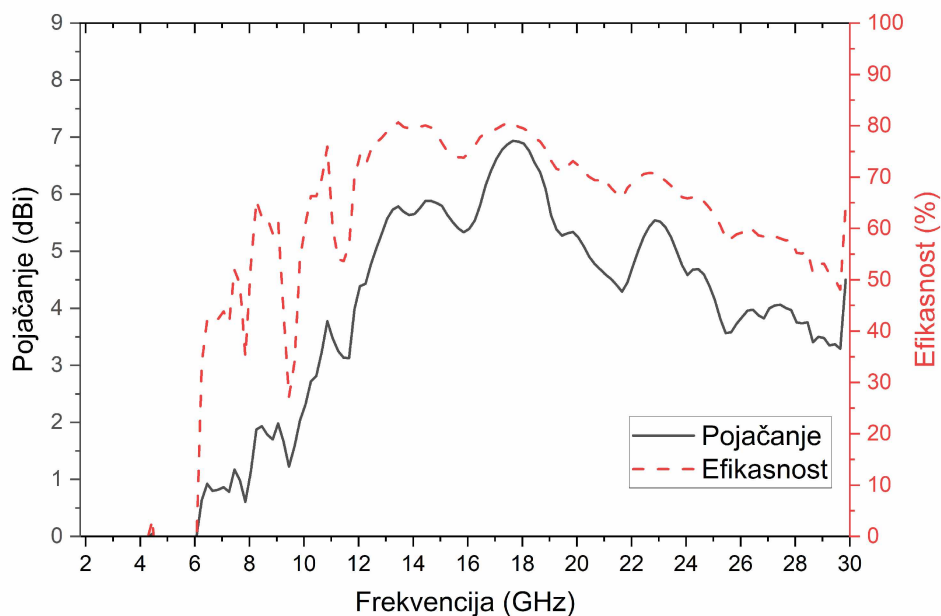
Rezultati simulacija pokazuju da antena zrači u ultra-širokopojasnom opsegu od 4 GHz do 30 GHz, tj. u tom opsegu ima parametar refleksije ispod -10 dB. Upoređivajući je sa prethodnim antenama može se uočiti niže vrijednosti koeficijenta refleksije u odnosu na graničnu vrijednost -10 dB.



Slika 8.11: Simulirana vrijednost parametra S_{11} predložene antene

Analizirajući nested antene u literaturi može se zaključiti da one imaju više rezonantnih opsega ali da nisu ultra-širokopojasne i da su ti opsezi razdvojeni velikim vrijednostima S_{11} . U tome se jasno ogleda prednost ove antene u odnosu na druge nested antene.

Na slici 8.12 su prikazane vrijednosti pojačanja i efikasnosti predložene antene u njenom radnom opsegu.

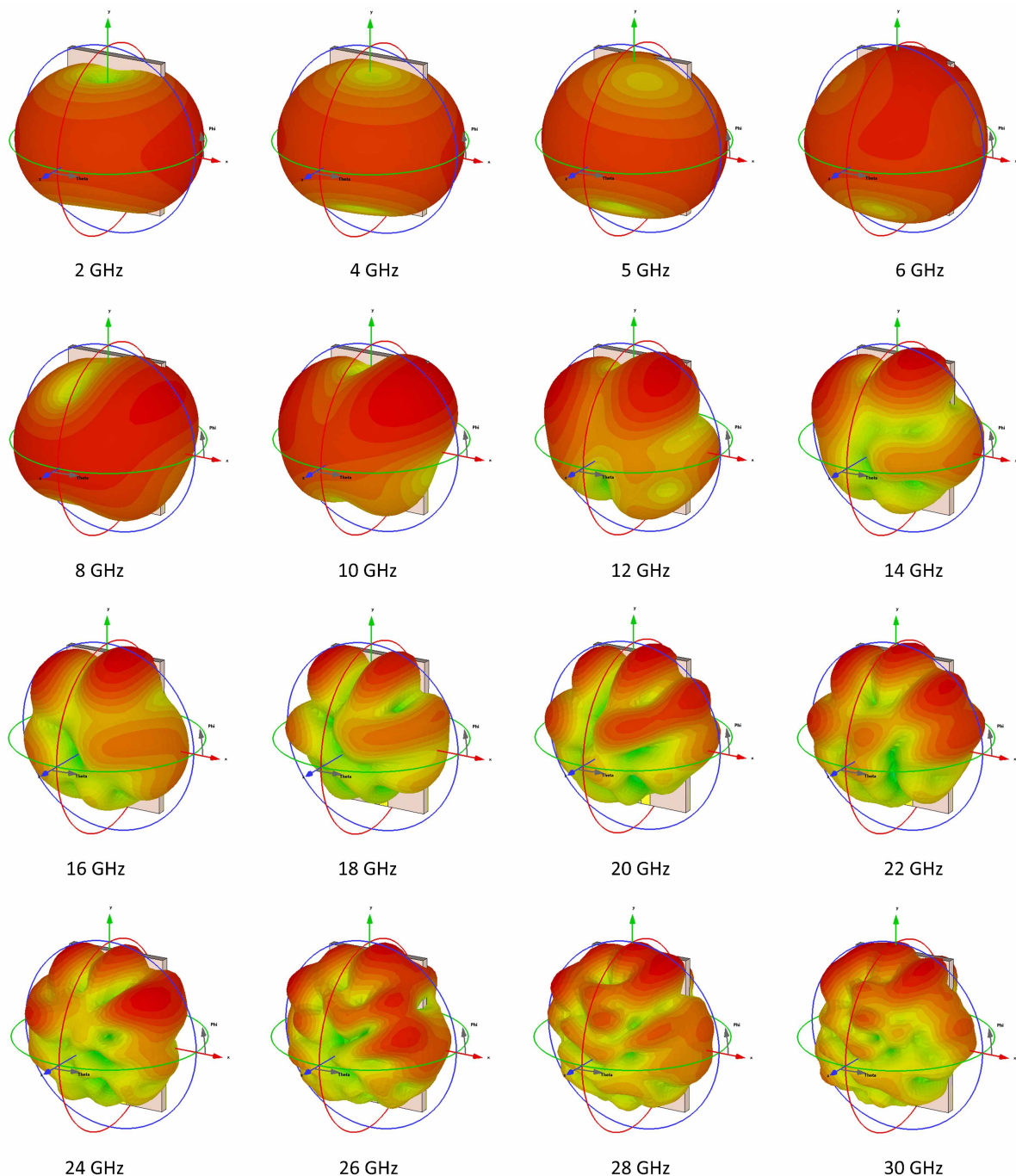


Slika 8.12: Simulirane vrijednosti pojačanja i efikasnosti predložene antene

Na osnovu rezultata prikazanih na slici 8.12 vidimo da antena ima maksimalno pojačanje i do 6.5 dBi i efikasnost i do 75%.

8.3.1 Dijagrami zračenja

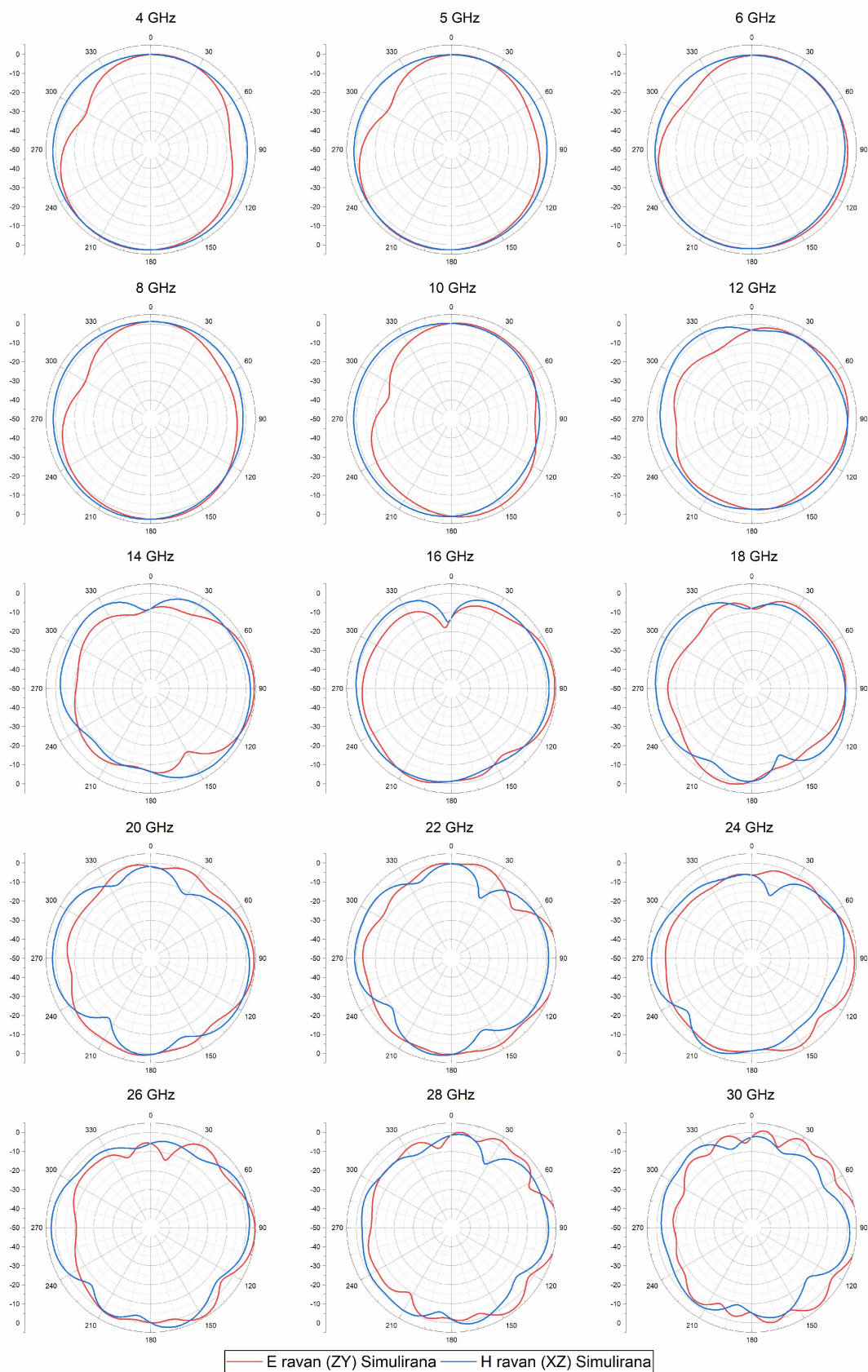
Na slici 8.13 su prikazani 3D dijagrami zračenja antene za različite učestanosti.



Slika 8.13: Trodimenzioni dijagrami zračenja

Na slici 8.14 su prikazani simulirani dijagrami zračenja u E-ravni i H-ravni za različite učestanosti iz radnog opsega antene. Na osnovu rezultata prikazanih na slikama 8.13 i 8.14 može se vidjeti da su dijagrami zračenja skoro omnidirekcioni u dvije oktave.

Uočljiva prednost ove antene u odnosu na prethodne dvije se ogleda u tome da ima stabilan dijagram zračenja, tj gotovo ominidirekcioni dijagram zračenja bez pojave nekih značajnih latica u dijagramu.



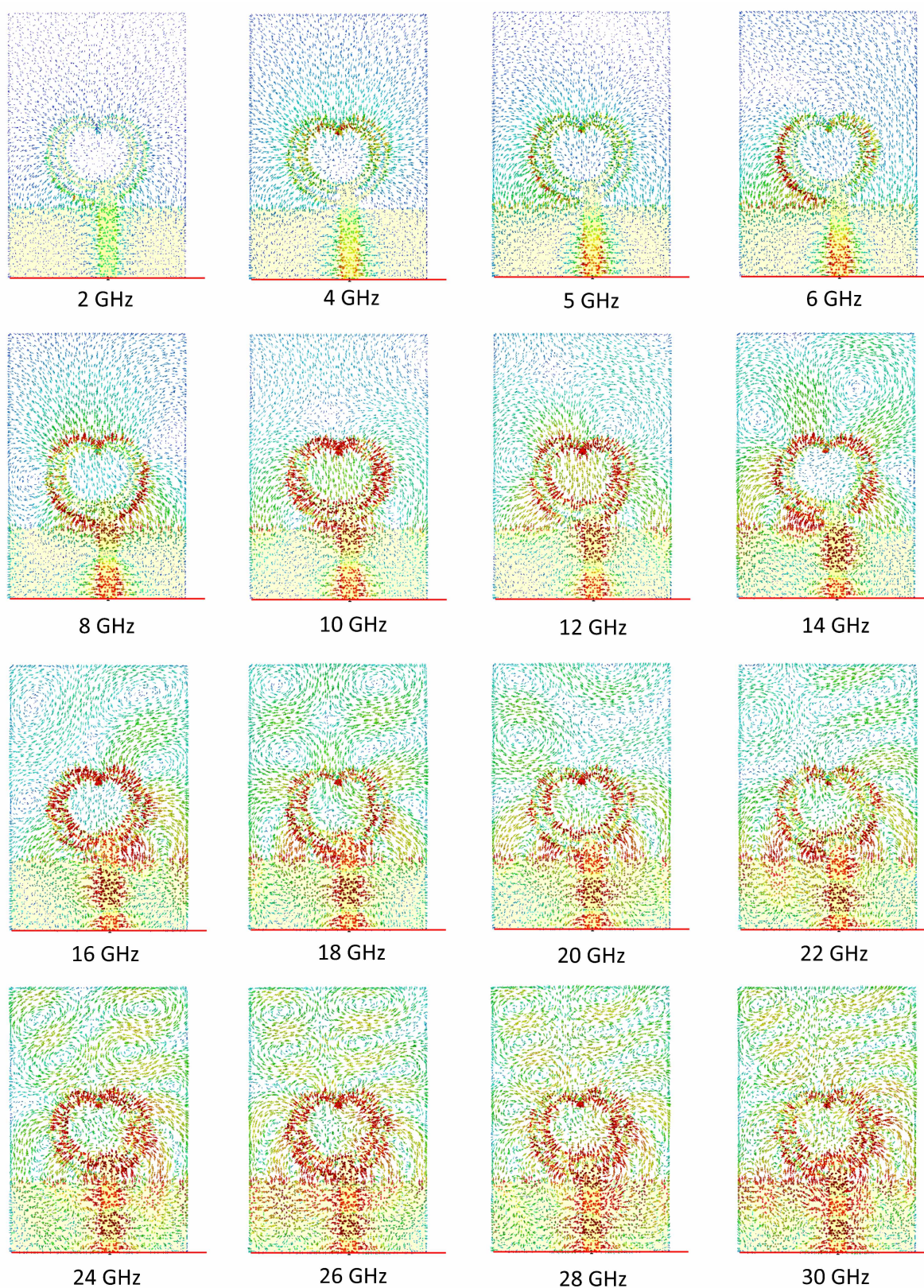
Slika 8.14: Dijagrami zračenja predložene antene u E i H ravni

8.3.2 Raspodjela struje

Na slici 8.16 je prikazana raspodjela struje po površini metala za različite učestanosti, dok je na slici 8.15 je prikazana površinska gustina struje.



Slika 8.15: Simulirana površinska struja

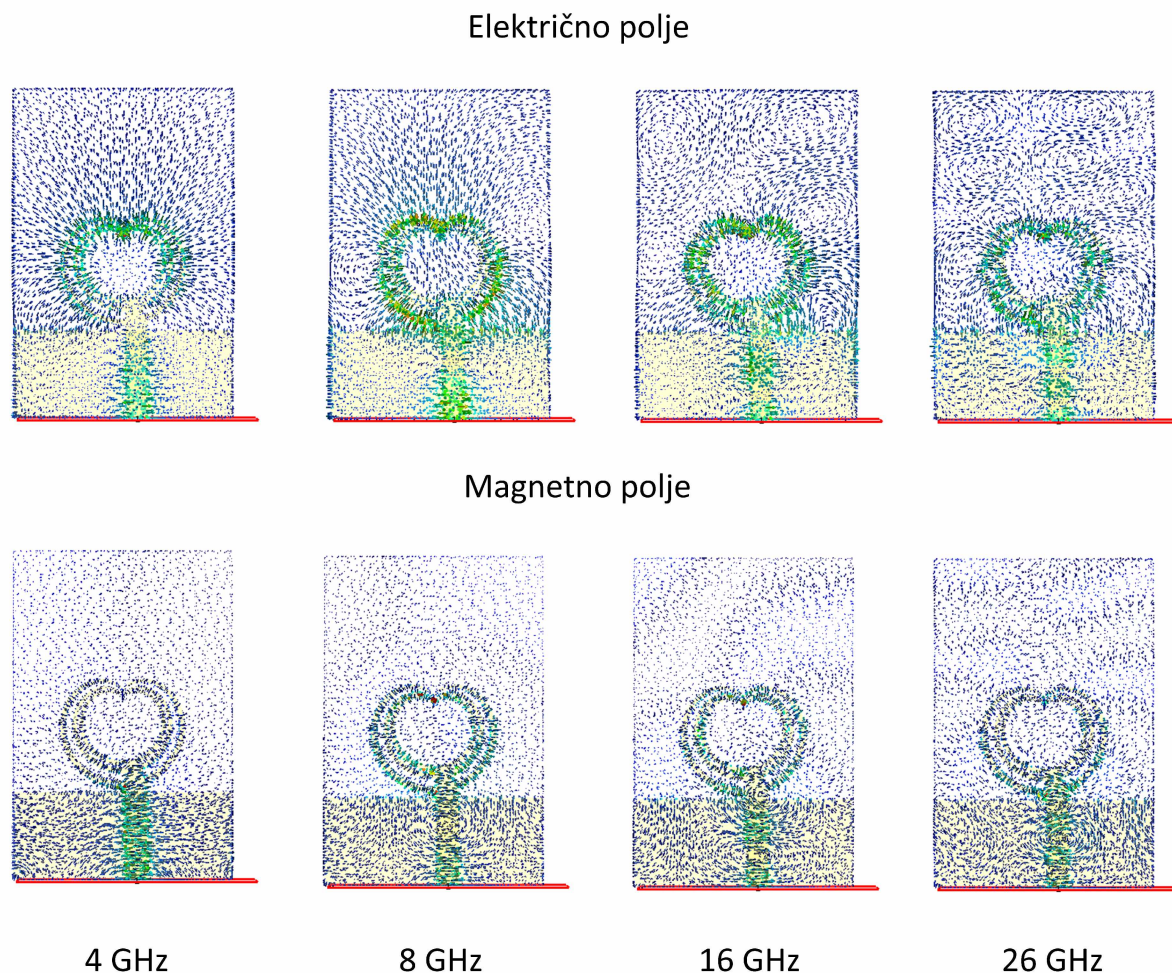


Slika 8.16: Simulirana površinska gustina struje

Na osnovu rezultata prikazanih na slikama vide se promjene tokova struje po površini antene pri promjeni učestanosti a takođe se može vidjeti i promjena raspodjele struje koja je posledica nesimetričnog napajanja antene (pomjeraj udesno voda za napajanje).

8.3.3 Električno i magnetno polje antene

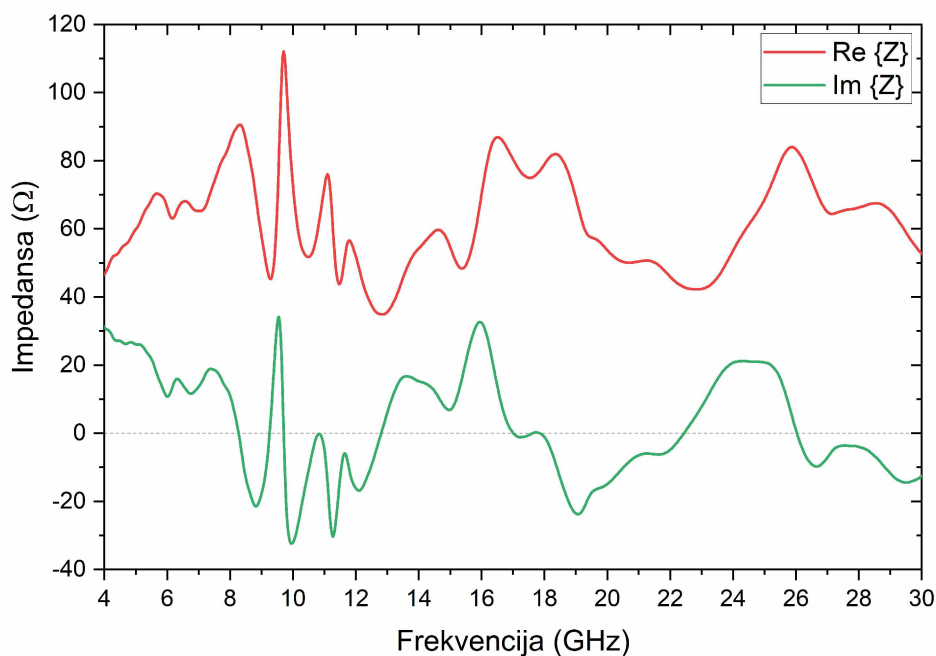
Na slici 8.17 je prikazano električno i magnetno polje za nekoliko karakterističnih učestanosti.



Slika 8.17: Simulirano električno i magnetno polje na raznim učestanostima

8.3.4 Impedansa antene

Impedansa antene u slučaju ove antene igra veliku ulogu u prilagođenju u sistemima za EH. Kako je ranije naglašeno, antena, pored ostalih primjena, ima veliku primjenu u EH sistemima (u *rectenna*-ma) gdje se ne koristi kolo za prilagođenje impedanse već se dioda (koja služi kao RF-DC konvertor) montira direktno na antenu. Optimalna impedansa antene treba da bude jednaka konjugovano kompleksnoj impedansi diode. Realni i imaginarni dio impedanse antene su prikazani na slici 8.18.



Slika 8.18: Simulirana impedansa antene

Sa slike 8.18 se može vidjeti da antena ima induktivnu impedansu u velikom dijelu posmatranog opsega što odgovara optimalnoj impedansi *Schottky* diode SMS 7630.

Na osnovu rezultata simulacija prilagođenja i dijagrama zračenja može se vidjeti da ova *nested* antena ima širokopojasne karakteristike i stabilan dijagram zračenja na gotovo cijelom opsegu učestanosti, što nije svojstveno *nested* antenama koje se mogu naći u literaturi. To je i glavni doprinos ove antene pored njenih dobrih karakteristika.

Glava 9

Zaključak

Ubrzani razvoj informaciono komunikacionih tehnologija i predviđanja da će 38 milijardi uređaja biti međusobno povezano na razne servise jasno ukazuju na to da se tehnologija dizajna antena treba mijenjati i poboljšavati. Naime, pokazuje se da je za tako veliki broj senzora i uređaja koji su bežično povezani na mrežu neophodna jednostavna i jeftina tehnika komunikacije čiji je osnovni dio antena. To je pred dizajnere antena stavilo sledeći zadatak: potrebno je projektovati planarnu štampanu antenu sa velikim propusnim opsegom, ili sa više propusnih opsega koja se može izraditi lako na jeftinom supstratu, naravno zadovoljavajući sve potrebne električne kriterijume. Sa druge strane, jednostavnost izrade i cijena utiču na preciznost izrade, pa antena treba i da bude robustna na greške pri izradi. Obzirom na težnju ka autonomnom napajanju uređaju putem prikupljanja ambijentalne elektromagnetne energije, tj. ka EH konceptu, ova antena treba da pokrije što više komercijalnih opsega koji se koriste u mobilnim komunikacijama. Takva antena bi trebala da ima i omnidirekcionu dijagram zračenja na nižim učestanostima kako bi prikupljala što je moguće više ambijentalne energije. I pored svega toga, potrebno je da bude električno mala antena.

Navedene zahtjeve nije jednostavno postići pošto su ovi zahtjevi kontradiktorni jedni drugima. Uglavnom je robusnost antene suprotstavljena dobrim performansama, male električne dimenzije su suprotstavljene pojačanju i širini radnog opsega itd. Jasno je da antena mora da bude kompromisno rješenje, ali zadržavajući osnovni koncept jednostavnosti, planarne geometrije i male cijene. Dakle, analizom tržišta i trendova u istraživanjima antena kao i uvidom u literaturu određen je pravac istraživanja i projektni zadatak. Po njemu, potrebno je dizajnirati jednu antenu koja ima širokopojasne karakteristike ili ima više rezonantnih opsega, električno je mala antena sa omnidirekcionim dijagramom zračenja, što znači da se ova jedna antena može koristiti kako za komunikaciju u svim potrebnim opsezima, tako i za prikupljanje ambijentalne elektromagnetne energije. Sa druge strane, antena treba da bude planarna, tj. da se može lako integrisati sa elektronikom, izrađena na jeftinom supstratu, a opet stabilnih performansi kada se pojave greške u jeftinoj izradi. Na ovaj način bi se u potpunosti udovoljilo zahtjevima tržišta za jeftinim senzorima i jeftinom komunikacijom.

Analizirajući literaturu koja je relevantna u ovoj oblasti, uočene su određene tehnike koje bi se mogle iskoristiti za dizajn ovakve antene. Koncept frekvencijski nezavisnih antena, kao što je spiralna antena, gdje eksponencijalno povećanje rastojanja između metalizacija dovodi do povećanja širokopojasnosti je posebno interesantna i predstavlja osnovnu ideju iza ovog istraživanja. Sa druge strane, fraktalne antene, koje sve više interesuju istraživače, nude mogućnost rješavanja ovih kontradiktornih zahtjeva.

Fraktali, kao samo-slične strukture se koriste za izradu velikog broja antena. Uočeno je da se upotrebom ove geometrije postiže prirodna multi-rezonantnost, tj. postiže se više radnih opsega, a istovremeno fraktalne antene često spadaju u električno male antene. Lako se izdvojio pravac istraživanja, a to su uglavnom fraktalne antene koje se mogu projektovati da budu frekvencijski nezavisne ili ultra-širokopojasne. Analizirajući već upotrebljene krive linije uglavnom za tejper kod slot antena, uočilo se da izborom oblika i brzine širenja slot utiče na širokopojasnost, pa je odlučeno da se ispitaju oblici zasnovani na geometriji kardioide. Inspiracija za ovu krivu liniju je nađena u široko poznatom Mandelbrotovom fraktalu, gdje ona predstavlja osnovu strukture ovog fraktala.

U radu su date i teorijske osnove planarnih antena i fraktala kao i uporedni pregled literature, a sve je za cilj imalo da se uporede vrste antena, napajanja i oblika antena kako bi se izveo zaključak. Kao posledica toga, došlo se da predloga tri antene koje se zasnivaju na fraktalnoj geometriji u obliku kardioide.

Prva predložena antena je uniplanarna fraktalna slot antena napajana CPW vodom koja radi u opsegu od 1.8 GHz do 30 GHz, sa izuzetno malim električnim dimenzijama od svega $0.21\lambda \times 0.285\lambda$ na najnižoj učestanosti od 1.8 GHz. Upoređivajući je sa ostalim antenama iz literature došlo se do toga da ova antena ima najveći BDR u poređenju sa relevantnim radovima iz literature. Eksperimentalna verifikacija parametara antene je potvrdila rezultate simulacija. Simulacije su pokazale da antena ima koeficijent refleksije S_{11} ispod -10 dB u cijelom opsegu od 1.8 GHz do 30 GHz, što pokriva sve postojeće komercijalne opsege za 3G, 4G, 5G, Wi-Fi, ISM, satelitske komunikacije i radare. Antena postiže pojačanje do 5 dBi.

Druge dvije antene predstavljaju monopol antene, gdje imamo obostranu štampu na FR-4 supstratu. Dvije predložene geometrije imaju radni opseg od 4 GHz do 30 GHz, električno malih dimenzija i efikasnosti do 80 %. Pored ovih karakteristika, u slučaju upotrebe antene u sistemima za prikupljanje ambijentalne elektromagnetne energije sve tri antene imaju impedansu koja se poklapa sa konjugovano kompleksnom impedansom diode, što ukazuje na prilagođenje impedanse. Ovakav tip prilagođenja se koristi u *rectenna* sistemu, gdje se dioda direktno montira na antenu i služi kao RF-DC konvertor bez potrebe za dodavanjem kola za prilagođenje koje izrazito smanjuje efikasnost. Prve dvije antene su izrađene i eksperimentalno verifikovane u laboratorijskim uslovima koristeći analizator mreže Anritsu MS4647A. Simulacije su sprovedene u softveru CST koristeći njegov *Time Domain* solver.

Kao što je i ranije naglašeno, prilikom projektovanja ovih antena najviše pažnje je posvećeno prilagođenju impedanse, tj. podešavanju što je moguće većeg propusnog opsega. Sa druge strane, iz prakse je poznato da je moguće postići ili dobar dijagram zračenja ili dobro prilagođenje, tj. nemoguće je postići oba istovremeno. S tim u vezi možemo upoređivati projektovane antene i zaključiti da prva antena ima najveći propusni opseg, tj. ima najveće prilagođenje i BDR. Sa druge strane, na većim učestanostima dolazi do izobličenja dijagrama zračenja. To je i za očekivati jer dolazi do promjene električne dužine antene na tako velikom opsegu. Treća antena, ima najstabilniji dijagram zračenja na cijelom opsegu, tj. ultra-širokopojasna je, što nije svojstveno *nested* antenama. Karakteristika *nested* antena koje se mogu pronaći u literaturi jeste da imaju više rezonantnih učestanosti između kojih se nalaze pikovi na grafiku prilagođenja, što čini ovu antenu posebnom pogotovo imajući u vidu da je vrijednost S_{11} ispod -10 dB u cijelom opsegu bolja nego kod prve dvije antene. Antene se mogu porediti i po pitanju električne dužine, pa možemo vidjeti da prva antena ima najmanje električne dimenzije, zatim druga pa treća. Iako, u slučaju fizičkih dimenzija, prva je najveća, zatim treća pa druga predložena

antena. Po pitanju jednostavnosti izrade, definitivno možemo reći da prva antenna ima planarnu strukturu i da je nju najjednostavnije izraditi.

Ipak, uzevši u obzir jednostavnost izrade, planarnu geometriju, najmanje električne dimenzije i najveći radni opseg, pogotovo na nižim učestanostima, može se zaključiti da najbolje parametre ima prva antenna. Sa druge strane, upoređujući prilagođenje i dijagram zračenja treće antene sa literaturom, može se reći da je kod nje postignuto značajno prilagođenje u odnosu na postojeća rješenja.

Literatura

- [1] W. Fan, I. Carton, P. Kyosti, A. Karstensen, T. Jamsa, M. Gustafsson, and G. F. Pedersen, “A Step Toward 5G in 2020: Low-cost OTA performance evaluation of massive MIMO base stations.,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 59, pp. 38–47, feb 2017.
- [2] J. Kraus, *Antennas 3rd edition*. Mcgraw Hill Higher Education, 2001.
- [3] X. Gu, P. Burasa, S. Hemour, and K. Wu, “Recycling Ambient RF Energy: Far-Field Wireless Power Transfer and Harmonic Backscattering,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 22, pp. 60–78, sep 2021.
- [4] J. Hagerty, F. Helmbrecht, W. McCalpin, R. Zane, and Z. Popovic, “Recycling Ambient Microwave Energy With Broad-Band Rectenna Arrays,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, pp. 1014–1024, mar 2004.
- [5] A. Takacs, H. Aubert, S. Charlot, S. Fredon, and L. Despoisse, “Compact rectenna for space application,” in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, pp. 1–4, IEEE, jun 2014.
- [6] R. P. Meys and A. Rouibah, “Six Easy Steps That Explain the Radiation of the Rectangular Patch Antenna [Education Corner],” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 58, no. 6, pp. 95–101, 2016.
- [7] C. A. Balanis, *Antenna Theory - Analysis and Design*. Wiley, fourth ed., 2016.
- [8] A. Pandey, *Practical Microstrip and Printed Antenna Design*. Artech House, 2019.
- [9] J. Paleček, M. Vestenický, P. Vestenický, and J. Spalek, “Frequency Dependence Examination of PCB Material FR4 Relative Permittivity,” *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 46, no. 28, pp. 90–94, 2013.
- [10] Ke-Ren Chen, C.-y.-d. Sim, and Jeen-Sheen Row, “A Compact Monopole Antenna for Super Wideband Applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 488–491, 2011.
- [11] V. Rodriguez, “Basic Rules for Indoor Anechoic Chamber Design [Measurements Corner],” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 58, pp. 82–93, dec 2016.
- [12] “149-1977 - IEEE Standard Test Procedures for Antennas | IEEE Standard | IEEE Xplore,” tech. rep.
- [13] Benoît Mandelbrot, *The Fractal Geometry of Nature*. W. H. Freeman and Co., 1982.

- [14] Kenneth A. Falconer, *Fractal Geometry: Mathematical Foundations and Applications*. Wiley, 1990, 1990.
- [15] H.-O. Peitgen, H. Jürgens, and D. Saupe, “Fractals for the Classroom,” *Fractals for the Classroom, part two*, 1992.
- [16] Michael F. Barnsley, *Fractals Everywhere*. Dover Publications, second ed., 2012.
- [17] M. Strycek and I. Hertl, “Fractal log-periodic Antenna,” in *2007 17th International Conference Radioelektronika*, pp. 1–3, IEEE, apr 2007.
- [18] B. Jiang and J. Yin, “Ht-Index for Quantifying the Fractal or Scaling Structure of Geographic Features,” *Annals of the Association of American Geographers*, vol. 104, pp. 530–540, may 2014.
- [19] R. Mark, N. Mishra, K. Mandal, P. P. Sarkar, and S. Das, “Hexagonal Nested Loop Fractal Antenna for Quad Band Wireless Applications,” *Frequenz*, vol. 73, no. 3-4, pp. 99–108, 2019.
- [20] M. Taghadosi, L. Albasha, N. Qaddoumi, and M. Ali, “Miniaturised printed elliptical nested fractal multiband antenna for energy harvesting applications,” *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 9, no. 10, pp. 1045–1053, 2015.
- [21] N. Sharma and S. S. Bhatia, “Performance enhancement of nested hexagonal ring-shaped compact multiband integrated wideband fractal antennas for wireless applications,” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 30, no. 3, pp. 1–21, 2020.
- [22] Z. Yu, J. Yu, X. Ran, and C. Zhu, “A Novel Ancient Coin-Like Fractal Multiband Antenna for Wireless Applications,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2017, pp. 1–10, 2017.
- [23] A. G. Elsa Abbena, Simon Salamon, *Modern Differential Geometry of Curves and Surfaces with Mathematica*. CRC Press, 2006, 3 ed., 2006.
- [24] E. H. Lockwood, *Book of Curves*. Cambridge University Press, 1961.
- [25] J. Pourahmadazar, C. Ghobadi, J. Nourinia, and H. Shirzad, “Multiband ring fractal monopole antenna for mobile devices,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, no. April, pp. 863–866, 2010.
- [26] F. M. Landstorfer and R. R. Sacher, *Optimisation of wire antennas*. Research Studies Press, 1985.
- [27] R. DuHamel and D. Isbell, “Broadband logarithmically periodic antenna structures,” in *IRE International Convention Record*, vol. 5, pp. 119–128, Institute of Electrical and Electronics Engineers, mar 1958.
- [28] N. Cohen, “Fractal antennas Part 1,” *Communication Quarterly: 7–23.*, 1995.
- [29] N. Cohen, “Fractal antenna applications in wireless telecommunications,” *Professional Program Proceedings of the Electronics Industries Forum*, pp. 43–49, 1997.

- [30] Y. Kim and D. L. Jaggard, "The Fractal Random Array," *Proceedings of the IEEE*, vol. 74, no. 9, pp. 1278–1280, 1986.
- [31] "Technical Overview - Fractal Antennas: <https://www.fractenna.com/our/antennatech.html> (accessed Feb. 03, 2022)."
- [32] J. Anguera, A. Andújar, J. Jayasinghe, V. V. Sameer Chakravarthy, P. S. Chowdary, J. L. Pijoan, T. Ali, and C. Cattani, "Fractal antennas: An historical perspective," *Fractal and Fractional*, vol. 4, no. 1, pp. 1–26, 2020.
- [33] C. Puente-Baliarda, J. Romeu, R. Pous, and A. Cardama, "On the behavior of the sierpinski multiband fractal antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 4, pp. 517–524, 1998.
- [34] C. Borja and J. Romeu, "On the behavior of Koch island fractal boundary microstrip patch antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 1281–1291, jun 2003.
- [35] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, J. Ramis, and A. Hijazo, "Small but long Koch fractal monopole," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 1, p. 9, 1998.
- [36] J. Anguera, C. Puente, E. Martínez, and E. Rozan, "The fractal Hilbert monopole: A two-dimensional wire," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36, pp. 102–104, jan 2003.
- [37] A. Bakytbekov, A. R. Maza, M. Nafe, and A. Shamim, "Fully inkjet printed wide band cantor fractal antenna for RF energy harvesting application," *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP 2017*, pp. 489–491, may 2017.
- [38] S. Prasad and S. Mahapatra, "A Novel MIC Slot-Line Antenna," in *9th European Microwave Conference, 1979*, pp. 120–124, IEEE, oct 1979.
- [39] P. Gibson, "The Vivaldi Aerial," in *1979 9th European Microwave Conference*, pp. 101–105, IEEE, sep 1979.
- [40] A. Bhattacharjee, A. Bhawal, A. Karmakar, A. Saha, and D. Bhattacharya, "Vivaldi antennas: a historical review and current state of art," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 13, pp. 833–850, oct 2021.
- [41] J. Liu, C. Xu, H. Yu, and J. Su, "Design of a miniaturized ultrawideband and low scattering antipodal vivaldi antenna array," *Scientific Reports*, vol. 11, p. 12499, dec 2021.
- [42] I. Mohamed, Z. Briqech, and A. Sebak, "Antipodal Fermi Tapered Slot Antenna for 60-GHz Band Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 96–99, 2015.
- [43] D. Huang, H. Yang, Y. Wu, and F. Zhao, "An X-Band Dual-Polarized Vivaldi Antenna with High Isolation," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2017, pp. 1–9, 2017.

- [44] L. H. Dai, C. Tan, and Y. J. Zhou, "Ultrawideband Low-Profile and Miniaturized Spoof Plasmonic Vivaldi Antenna for Base Station," *Applied Sciences*, vol. 10, p. 2429, apr 2020.
- [45] S. Singhal and A. K. Singh, "CPW-fed hexagonal Sierpinski super wideband fractal antenna," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, pp. 1701–1707, dec 2016.
- [46] X. L. Liang, "Ultra-Wideband Antenna and Design," *Ultra Wideband - Current Status and Future Trends*, oct 2012.
- [47] M. Fallahpour and R. Zoughi, "Antenna Miniaturization Techniques," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 60, no. FEBRUARY, pp. 38–50, 2018.
- [48] C. L. Holloway, E. F. Kuester, J. A. Gordon, J. O'Hara, J. Booth, and D. R. Smith, "An overview of the theory and applications of metasurfaces: The two-dimensional equivalents of metamaterials," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 54, no. 2, pp. 10–35, 2012.
- [49] S. Painam and C. Bhuma, "Miniaturizing a Microstrip Antenna Using Metamaterials and Metasurfaces [Antenna Applications Corner]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 61, no. 1, pp. 91–135, 2019.
- [50] K. T. Chandrasekaran, K. Agarwal, Nasimuddin, A. Alphones, R. Mittra, and M. F. Karim, "Compact Dual-Band Metamaterial-Based High-Efficiency Rectenna: An Application for Ambient Electromagnetic Energy Harvesting," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 62, pp. 18–29, jun 2020.
- [51] A. J. A. Al-Gburi, I. Ibrahim, M. Y. Zeain, and Z. Zakaria, "Compact Size and High Gain of CPW-fed UWB Strawberry Artistic shaped Printed Monopole Antennas using FSS Single Layer Reflector," *IEEE Access*, pp. 1–1, 2020.
- [52] Amy Nordrum, "Fractus Antennas Pitches New "Antenna-less" Smartphone Technology - IEEE Spectrum."
- [53] W. Balani, M. Sarvagya, T. Ali, M. M. Manohara Pai, J. Anguera, A. Andujar, and S. Das, "Design Techniques of Super-Wideband Antenna-Existing and Future Prospective," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 141241–141257, 2019.
- [54] N. Sharma and S. S. Bhatia, "Comparative analysis of hybrid fractal antennas: A review," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 31, sep 2021.
- [55] A. Karmakar, "Fractal antennas and arrays: A review and recent developments," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 13, pp. 173–197, mar 2021.
- [56] A. Gorai, A. Karmakar, M. Pal, and R. Ghatak, "A CPW-Fed Propeller Shaped Monopole Antenna With Super Wideband Characteristics," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 45, no. August, pp. 125–135, 2013.

- [57] M. C. Tang, R. W. Ziolkowski, and S. Xiao, "Compact hyper-band printed slot antenna with stable radiation properties," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 6, pp. 2962–2969, 2014.
- [58] N. Rahman, M. T. Islam, Z. Mahmud, and M. Samsuzzaman, "The Broken-Heart Printed Antenna for Ultrawideband Applications: Design and Characteristics Analysis," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 60, pp. 45–51, dec 2018.
- [59] C. Deng, Y. J. Xie, and P. Li, "CPW-fed planar printed monopole antenna with impedance bandwidth enhanced," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1394–1397, 2009.
- [60] T. Goel and A. Patnaik, "Novel Broadband Antennas for Future Mobile Communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 5, pp. 2299–2308, 2018.
- [61] B. Biswas, R. Ghatak, and D. R. Poddar, "A Fern Fractal Leaf Inspired Wideband Antipodal Vivaldi Antenna for Microwave Imaging System," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, pp. 6126–6129, nov 2017.
- [62] M. R. Ghaderi and F. Mohajeri, "A compact hexagonal wide-slot antenna with microstrip-fed monopole for UWB application," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 682–685, 2011.
- [63] R. Azim, M. T. Islam, and N. Misran, "Compact tapered-shape slot antenna for UWB applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1190–1193, 2011.
- [64] Z. Low, J. Cheong, and C. Law, "Low-cost PCB antenna for UWB applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 237–239, 2005.
- [65] C. A. Figueroa Torres, J. L. Medina Monroy, H. Lobato Morales, R. A. Chavez Perez, and A. C. Tellez, "Heart shaped monopole antenna with defected ground plane for UWB applications," in *2014 11th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, pp. 1–4, IEEE, sep 2014.
- [66] W.-C. Weng and C.-L. Hung, "An H-Fractal Antenna for Multiband Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1705–1708, 2014.
- [67] M. Gupta and V. Mathur, "Wheel shaped modified fractal antenna realization for wireless communications," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 79, pp. 257–266, sep 2017.
- [68] N. Sharma and S. S. Bhatia, "Stubs and slots loaded partial ground plane inspired novel hexagonal ring-shaped fractal antenna for 5G/LTE/Rfid/GSM/bluetooth/WLAN/WIMAX wireless applications: design and measurements," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 112, pp. 99–111, 2021.
- [69] A. T. Abed, "A Novel Coplanar Antenna Butterfly Structure for Portable Communication Devices: A Compact Antenna With Multioperating Bands," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 62, pp. 83–89, jun 2020.

- [70] W. X. Liu, Y. Yin, and W. L. Xu, "Compact self-similar triple-band antenna for WLAN/WiMAX applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, pp. 1084–1087, apr 2012.
- [71] A. Gupta, H. D. Joshi, and R. Khanna, "An X-shaped fractal antenna with DGS for multiband applications," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 9, pp. 1075–1083, jun 2017.
- [72] P. Beigi and P. Mohammadi, "A novel small triple-band monopole antenna with crinkle fractal-structure," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 70, pp. 1382–1387, oct 2016.
- [73] K. Srivastava, A. Kumar, B. K. Kanaujia, S. Dwari, and S. Kumar, "Multiband integrated wideband antenna for bluetooth/WLAN applications," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 89, pp. 77–84, may 2018.
- [74] R. Kumar and P. Malathi, "On the design of CPW-feed diamond shape fractal antenna for UWB applications," *International Journal of Electronics*, vol. 98, pp. 1157–1168, sep 2011.
- [75] R. Kumar and P. B. Nikam, "A modified ground apollonian ultra wideband fractal antenna and its backscattering," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 66, pp. 647–654, aug 2012.
- [76] D.-C. Chang, B.-H. Zeng, and J.-C. Liu, "CPW-Fed Circular Fractal Slot Antenna Design for Dual-Band Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, pp. 3630–3636, dec 2008.
- [77] S. Dhar, S. Maity, B. Gupta, D. Poddar, and R. Ghatak, "A CPW fed slot loop Minkowski fractal antenna with enhanced channel selectivity," in *2012 International Conference on Communications, Devices and Intelligent Systems (CODIS)*, pp. 542–545, IEEE, dec 2012.
- [78] V. Ugendra, H. Khan, B. T. P. Madhav, and C. Joshna, "Multiband Fractal Slot Antenna with Closed Ground Structure," in *Smart Computing and Informatics: Proceedings of the First International Conference on SCI 2016, Volume 2 (Smart Innovation, Systems and Technologies)*, pp. 75–83, Springer, Singapore., 2018.
- [79] D. Krishna, M. Gopikrishna, C. Anandan, P. Mohanan, and K. Vasudevan, "CPW-Fed Koch Fractal Slot Antenna for WLAN/WiMAX Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 389–392, 2008.
- [80] B. Li, Y. Ding, and Y.-Z. Yin, "A Novel Dual-Band Circularly Polarized Rectangular Slot Antenna," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2016, pp. 1–8, 2016.
- [81] R. R. Krishna and R. Kumar, "Design of ultra wideband trapezoidal shape slot antenna with circular polarization," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 67, pp. 1038–1047, dec 2013.
- [82] R. Kumar, P. V. Naidu, and V. Kamble, "Design of asymmetric slot antenna with meandered narrow rectangular slit for dual band applications," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 60, pp. 111–123, 2014.

- [83] K. Sari-kha, V. Vivek, and P. Akkaraekthalin, "A Broadband CPW-fed Equilateral Hexagonal Slot Antenna," in *2006 International Symposium on Communications and Information Technologies*, pp. 783–786, IEEE, oct 2006.
- [84] R. Ram Krishna, R. Kumar, and N. Kushwaha, "A circularly polarized slot antenna for high gain applications," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 68, pp. 1119–1128, nov 2014.
- [85] L. Lazović, B. Jokanovic, V. Rubežć, and A. Jovanović, "Uniplanar Ultra-Wideband Cardioid Slot Antenna for Energy Harvesting Application," in *2019 27th Telecommunications Forum (TELFOR)*, pp. 1–4, IEEE, 2019.
- [86] G. Kim and S. Kim, "Design and Analysis of Dual Polarized Broadband Microstrip Patch Antenna for 5G mmWave Antenna Module on FR4 Substrate," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 64306–64316, 2021.
- [87] J. A. Hagerty, S. Member, F. B. Helmbrecht, W. H. Mccalpin, R. Zane, and Z. B. Popovic, "Broad-Band Rectenna Arrays," *Ieee Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 3, March 2004, vol. 52, no. 3, pp. 1014–1024, 2004.
- [88] Z. Popovic, S. Korhummel, S. Dunbar, R. Scheeler, A. Dolgov, R. Zane, E. Falkenstein, and J. Hagerty, "Scalable RF Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, pp. 1046–1056, apr 2014.
- [89] C. T. Rodenbeck, P. I. Jaffe, B. H. Strassner II, P. E. Hausgen, J. O. McSpadden, H. Kazemi, N. Shinohara, B. B. Tierney, C. B. DePuma, and A. P. Self, "Microwave and Millimeter Wave Power Beaming," *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 1, pp. 229–259, jan 2021.
- [90] S. Shrestha, S.-K. Noh, and D.-Y. Choi, "Comparative Study of Antenna Designs for RF Energy Harvesting," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2013, pp. 1–10, feb 2013.
- [91] Z. Popovic, E. A. Falkenstein, D. Costinett, and R. Zane, "Low-power far-field wireless powering for wireless sensors," *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1397–1409, 2013.
- [92] G. Xu, C.-Y. Yang, J.-W. Wu, and C.-C. Chang, "Harvesting Electromagnetic Energy in Air: A Wireless Energy Harvester at 2.45 GHz Using Inexpensive Materials," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 21, pp. 88–95, jun 2020.
- [93] Q. Awais, Y. Jin, H. T. Chattha, M. Jamil, H. Qiang, and B. A. Khawaja, "A compact rectenna system with high conversion efficiency for wireless energy harvesting," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 35857–35866, 2018.
- [94] M. Piñuela, P. D. Mitcheson, and S. Lucyszyn, "Ambient RF energy harvesting in urban and semi-urban environments," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 7, pp. 2715–2726, 2013.
- [95] J. Tavares, N. Barreca, H. M. Saraiva, L. M. Borges, F. J. Velez, C. Loss, R. Salvador, P. Pinho, R. Goncalves, and N. Borges Carvalho, "Spectrum opportunities

- for electromagnetic energy harvesting from 350 mhz to 3 ghz,” in *2013 7th International Symposium on Medical Information and Communication Technology (IS-MICT)*, pp. 126–130, IEEE, mar 2013.
- [96] J. Wang, V. Manohar, and Y. Rahmat-Samii, “Enabling the Internet of Things With CubeSats: A review of representative beamsteerable antenna concepts,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 63, pp. 14–28, dec 2021.
- [97] B. Milosevic, M. Radovanovic, and B. Jokanovic, “Measurement of rectifying diode impedance and efficiency for energy harvesting applications,” in *EUROCON 2019*, (Novi Sad), pp. 1–5, 2019.

KRATKA BIOGRAFIJA AUTORA

Lazović Luka je rođen 7.10.1987. godine u Nikšiću. Osnovu školu i Gimnaziju je završio u Nikšiću. Elektrotehnički fakultet u Podgorici završio je 2010. godine, odbranom diplomskog rada „Optimizacija potrošnje snage u integrisanim Charge pump kolima“. Magistarsku tezu pod nazivom „Analiza performansi adaptivnih algoritama za sintezu dijagrama zračenja planarnih antenskih nizova“ odbranio je 18.06.2015. godine. Doktorske studije na odsjeku za Mikrotalasnu tehniku upisao je 2015 godine.

Radni angažman započeo je u firmi „Ening“ DOO Nikšić 2010. godine na poslovima inženjeringa i projektovanja automatske regulacije termo-tehničkih sistema kao i BMS (Building Monitoring System) sistema. U Elektroprivredi Crne Gore radi od 2012. godine u Funkcionalnoj Cjelini Distribucija. Angažovan je na projektu unapređenja sistema mjerenja u distributivnom sistemu.

Kao saradnik u nastavi na Elektrotehničkom fakultetu u Podgorici, Luka je angažovan 2014. godine na većem broju predmeta iz oblasti opšte elektrotehnike i to: Osnovi elektrotehnike 2, Elektromagnetika, Prostiranje i zračenje elektromagnetnih talasa, Mikrotalasne antene, Nelinearna električna kola, Smart antene i Električne instalacije i osvjetljenje. Oblasti naučnog interesovanja su: Pametni antenski sistemi, algoritmi za sintezu dijagrama zračenja, antene za 5G sisteme i prostiranje i zračenje elektromagnetnih talasa.

Autor je više radova objavljenih u međunarodnim i domaćim časopisima kao i na međunarodnim i domaćim konferencijama. Recenzent je više radova u časopisima AEU i COMPEL. Takođe je recenzent više radova za konferencije Telfor, IT i ETRAN. Član je profesionalnog udruženja IEEE sekcija za Mikrotalasnu tehniku i Antene i prostiranje.

Luka je angažovan na HORIZON 2021 Twinning Projektu: MONUSEN - *Montenegrin Centre for Underwater Sensor Networks*. Bio angažovan na prvom Centru izvrsnosti u Crnoj Gori (BIO-ICT). Član je tima Laboratorije akreditovane za mjerenje elektromagnetnih emisija. Angažovan je na bilateralnom projektu „5G-RECTenna“ u saradnji sa Institutom za fiziku u Beogradu.

Govori engleski jezik.

IZJAVA O AUTORSTVU

Potpisani: Luka Lazović
Broj indeksa: 1/2015

Izjavljujem

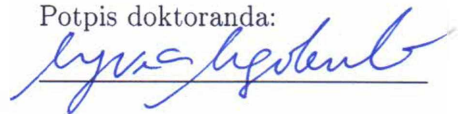
da je doktorska disertacija pod naslovom:

Analiza i dizajn antena zasnovanih na fraktalnoj geometriji

- rezultat sopstvenog istraživačkog rada;
- da predložena disertacija ni u cjelini ni u djelovima nije bila predložena za dobijanje bilo koje diplome prema studijskim programima drugih ustanova visokog obrazovanja;
- da su rezultati korektno navedeni, i
- da nijesam povrijedio autorska i druga prava intelektualne svojine koja pripadaju trećim licima.

Podgorica,
maj 2022. godine

Potpis doktoranda:



**IZJAVA O ISTOVJETNOSTI ŠTAMPANE I ELEKTRONSKE VERZIJE
DOKTORSKOG RADA**

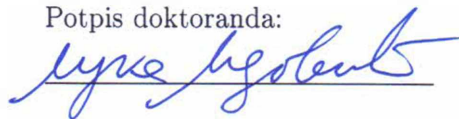
Ime i prezime autora:	Luka Lazović
Broj indeksa/upisa:	1/2015
Studijski program:	Doktorske studije elektrotehnike
Naslov rada:	Analiza i dizajn antena zasnovanih na fraktalnoj geometriji
Mentor:	Prof. dr Ana Jovanović
Potpisani:	Luka Lazović

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

Istovremeno izjavljujem da dozvoljavam objavljivanje mojih ličnih podataka u vezi sa dobijanjem akademskog naziva doktora nauka, odnosno zvanja doktora umjetnosti, kao što su ime i prezime, godina i mjesto rođenja, naziv disertacije i datum odbrane rada.

Podgorica,
maj 2022. godine

Potpis doktoranda:



IZJAVA O KORIŠĆENJU

Ovlašćujem Univerzitetsku biblioteku da u Digitalni arhiv Univerziteta Crne Gore pohrani moju doktorsku disertaciju pod naslovom:

Analiza i dizajn antena zasnovanih na fraktalnoj geometriji

koja je moje autorsko djelo.

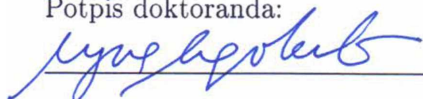
Disertaciju sa svim prilogima predao sam u elektronskom formatu pogodnom za trajno arhiviranje.

Moju doktorsku disertaciju pohranjenu u Digitalni arhiv Univerziteta Crne Gore mogu da koriste svi koji poštuju odredbe sadržane u odabranom tipu licence Kretivne zajednice (Creative Commons) za koju sam se odlučio.

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

Podgorica,
maj 2022. godine

Potpis doktoranda:



1. **Autorstvo.** Licenca sa najširim obimom prava korišćenja. Dozvoljavaju se prerade, umnožavanje, distribucija i javno saopštavanje djela, pod uslovom da se navede ime izvornog autora (onako kako je izvorni autor ili davalac licence odredio). Djelo se može koristiti i u komercijalne svrhe.
2. **Autorstvo – nekomercijalno.** Dozvoljavaju se prerade, umnožavanje, distribucija i javno saopštavanje djela, pod uslovom da se navede ime izvornog autora (onako kako je izvorni autor ili davalac licence odredio). Komercijalna upotreba djela nije dozvoljena.
3. **Autorstvo – nekomercijalno – bez prerade.** Licenca kojom se u najvećoj mjeri ograničavaju prava korišćenja djela. Dozvoljava se umnožavanje, distribucija i javno saopštavanje djela, pod uslovom da se navede ime izvornog autora (onako kako je izvorni autor ili davalac licence odredio). Djelo se ne može mijenjati, preoblikovati ili koristiti u drugom djelu. Komercijalna upotreba djela nije dozvoljena.
4. **Autorstvo – nekomercijalno – dijeliti pod istim uslovima.** Dozvoljava se umnožavanje, distribucija, javno saopštavanje i prerada djela, pod uslovom da se navede ime izvornog autora (onako kako je izvorni autor ili davalac licence odredio). Ukoliko se djelo mijenja, preoblikuje ili koristi u drugom djelu, prerada se mora distribuirati pod istom ili sličnom licencom. Djelo i prerade se ne mogu koristiti u komercijalne svrhe.
5. **Autorstvo – bez prerade.** Dozvoljava se umnožavanje, distribucija i javno saopštavanje djela, pod uslovom da se navede ime izvornog autora (onako kako je izvorni autor ili davalac licence odredio). Djelo se ne može mijenjati, preoblikovati ili koristiti u drugom djelu. Licenca dozvoljava komercijalnu upotrebu djela.
6. **Autorstvo – dijeliti pod istim uslovima.** Dozvoljava se umnožavanje, distribucija i javno saopštavanje djela, pod uslovom da se navede ime izvornog autora (onako kako je izvorni autor ili davalac licence odredio). Ukoliko se djelo mijenja, preoblikuje ili koristi u drugom djelu, prerade se moraju distribuirati pod istom ili sličnom licencom. Ova licenca dozvoljava komercijalnu upotrebu djela i prerada. Slična je softverskim licencama, odnosno licencama otvorenog koda.