

# ETF

By: Luka Lazovic

As of: Jun 28, 2022 10:00:17 AM  
41,050 words - 48 matches - 28 sources

Similarity Index

2%

Mode: Similarity Report ▾

## paper text:

UNIVERZITET CRNE GORE ELEKTROTEHNIŠKI 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 PLANOVIMA KOMISIJE**  
**DOKTORAND Ime i prezime** : Luka Lazović **Datum i mjesto**

13

rođenja: 07.10.1987. Nikšić, Crna Gora. Naziv završenog postdiplomskog studijskog programa: Elektrotehniški fakultet, odsjek Elektronika, telekomunikacije, računari, smjer Mikrotalasna tehnika magistarske studije Godina završetka: 2015.

**MENTOR: Prof. dr** Ana Jovanović, **redovni profesor, Uni- verzitet Crne Gore** , Elektrotehniški **fakultet KOMISIJA ZA OCJENU PODOBNOSTI TEZE I KANDIDATA: Prof. dr** Ana Jovanović, **redovni profesor, Uni- verzitet Crne Gore** , Elektrotehniški **fakultet Prof. dr** Dragan Filipović, **redovni profesor** , Univerzitet **Crne Gore** , Elektrotehniški **fakultet Prof. dr** Vesna Rubešić, **redovni profesor, Uni- verzitet Crne Gore** , Elektrotehniški **fakultet KOMISIJA ZA OCJENU DOKTORSKE**

3

DISERTACIJE: KOMISIJA ZA ODBRANU DOKTORSKE DISERTACIJE: DATUM ODBRANE: Zahvaljujem se svojoj mentorki Prof. dr Ani Jovanović i Prof. dr Vesni Rubešić 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 ziku 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 bezuslovnoj podršci u toku četirih studija. Luka Lazović

**PODACI O DOKTORSKOJ DISERTACIJI Naziv doktorskih studija: Naslov doktorske disertacije** : Ključne riječi

14

:

**Datum prijave doktorske teze: Datum sjednice Senata UCG na kojoj je prihvaćena teza :** Naučna  
**oblast :** U<sup>o</sup>a naučna **oblast: Doktorske studije elektrotehnike Analiza**

6

izdani antena zasnovanih na fraktalnoj geometriji Fraktalne antene, Slot antene, Ultra-širokopolasne antene, mikrotalasne antene, tampirane antene, monopol antene, Energy Harvesting, Fraktali, 12.05.2022. godine Elektrotehnika, Mikrotalasna tehnika Mikrotalasne antene REZIME: U ovoj disertaciji predstavljeno je istraživanje planarnih fraktalnih antena, predstavljen je originalan dizajn tri nove ultra-širokopolasne fraktalne antene, izvršena je njihova analiza i eksperimentalna verifikacija simulacijama dobijenih rezultata. Uzevši u obzir ekspanziju informaciono komunikacionih tehnologija, pogotovo mobilnih komunikacija, i imajući u vidu predviđanje o enormnom rastu broja uređaja povezanih na mrežu, konceptu napajanja senzora prikupljanjem ambijentalne elektromagnetne energije 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 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-širokopolasnu ili frekventijski nezavisnu antenu, koja ima omnidirekcionu dijagram zračenja i dobru e kasnost. 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. Dizajnirane su tri antene koje zadovoljavaju sledeće kriterijume: ultra-širokopolasne, električno male antene, planarne, jeftine i jednostavne za izradu, 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 slot antena. Antena 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 antena su ultra-širokopolasne fraktalne monopol antene koje rade u opsegu od 4 GHz do 30 GHz pokrivajući skoro litav SHF opseg. 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.

**UDK: INFORMATION ON DOCTORAL DISSERTATION PhD study program: Dissertation title: Keywords:**

6

**Thesis application date: Thesis acceptance date (UoM Senate Session ):** Scientific area

Scientific area: PhD studies in Electrical Engineering Antennas Based on Fractal Geometry: Analysis and Design Fractal antennas, Ultra-wideband antennas, microwave antennas, printed antennas, monopol antennas, Energy Harvesting, Fractals May 12, 2022 Electrical Engineering, Microwave technique Microwave antennas ABSTRACT: In this dissertation, it can be seen the research of planar fractal antennas, as well as the original design of three new ultra-broadband fractal antennas. They have been analyzed and experimental verification by simulations of the obtained results are performed. Con-

sidering the expansion of information and communication technologies, especially mobile communications, and having in mind the prediction of enormous growth in the number of devices connected to the network, the concept of sensor power supply by collecting ambient electromagnetic energy and IoT concept, it is clear that antennas are becoming a key element, used both for communication and for powering the devices themselves. This means that it is necessary to design such an antenna that can be used for the Energy Harvesting concept, i.e. to cover all bands with high 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, which has an om- nirectional radiation pattern and good efficiency. In addition to all the above, the key thing is that the antenna should be small in size, i.e.. to be an electrically small antenna, on a very cheap substrate and planar geometry that can very easily be made on the same substrate on which the rest of the electronics in the device are located. Three antennas have been designed that meet the following criteria: ultra-wideband, electrically small antennas, planar, cheap and easy to manufacture, robust to material inhomogeneities and manufacturing errors. Antennas are based on fractal geometry where the cardioid is used as the basic shape. The first antenna proposed is a uniplanar slot antenna. The antenna 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 antenna operating range 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 antennas are ultra-broadband fractal monopole antennas operating in the 4 GHz to 30 GHz band covering almost the entire SHF band. 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 by simulations. In comparison with other antennas that can be found in the literature, the advantage of the proposed antennas in terms of the ratio of the operating range and dimensions of the antennas is noticed.

UDK: Izvod iz teze U ovoj disertaciji je dat predlog fraktalnih ultra-<sup>2</sup>irokopojasnih antena za upotrebu u sistemima za prikupljanje ambijentalne elektromagnetne energije, u IoT i komunikacionim sistemima. Dizajnirane su tri antene koje zadovoljavaju sledeće kriterijume: ultra-<sup>2</sup>irokopojasne, 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 poletak 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, de nisan je istraživaki 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. De nisane 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 <sup>2</sup>irokopojasne antene. Prikazane su tehnike kako

jedna fraktalna antena zrači, koji mehanizmi se nalaze iza njenih multirezonantnih i širokopojasnih karakteristika, kao i tehnike kojima se može izvršiti miniaturizacija antena. U petoj glavi je dat pregled literature i aktuelnih radova iz oblasti širokopojasnih i fraktalnih antena, a sve u cilju upoređivanja rezultata predložene antena i drugih rješenja koja se mogu naći u literaturi. Dat je pregled najznačajnijih i najupečatljivijih antena i njihovo poređenje. Izvršeno je poređenje super-širokopojasne 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. Ova 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 takođe je prikazano u ovoj glavi. Kako je antena predložena u ovoj glavi predviđena za Energy Harvesting prikazane su i simulacije antenskih nizova i rektora 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 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, robust 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 presented, is necessary for explaining and understanding the methods used in this research. 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 only just the part of the theory necessary to understand how these proposed antennas came about, to understand the advantages and disadvantages of certain techniques and the basic principles behind the design and measurement. Microstrip and slot antennas are described, their power supply operation is 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 the results of the proposed ultra-broadband fractal slot antenna presentation, description of its geometry and parametric analysis. Also, experimental results are given confirming the results of the simulations. In addition to this, 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 30GHz. The impact and justification of using SMA connectors up to 30GHz 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 30GHz 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, all the results of this research are 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
1 Uvod	1.1
1.1 Motivacija	1.2
1.2 Ciljevi i namjena	1.3
1.3 Definisanje istraživačkog problema	1.4
1.4 Metodologija	2
2 'tampane antene	2.1
2.1 Planarne antene	2.1.1
2.1.1 Mikrotrakasta antena	2.1.2
2.1.2 Gubici u mikrotrakastim antenama	2.1.3
2.1.3 Napajanje mikrotrakastih antena	2.1.4
2.1.4 Slot antena	2.1.5
2.1.5 Napajanje slot antena	2.1.6
2.1.6 Izbor supstrata	2.2
2.2 2.3 2.4 2.5 Parametri antene	Principi
projektovanja antena	CAD simulacije
Ekperimentalna mjerenja	2.5.1
2.5.1 Mjerenje parametara rasijanja	2.5.2
2.5.2 Mjerenje dijagrama zračenja	2.5.3
2.5.3 Mjerenje pojačanja	2.5.4
2.5.4 Mjerenje direktivnosti i e kasnosti	2.5.5
2.5.5 Mjerenje impedanse	2.5.6
2.5.6 Mjerenje električno malih antena	3
3 Fraktali	3.1
3.1 Generisanje fraktala pomoću iterativne funkcije	3.2
3.2 Fraktalna dimenzija	3.2.1
3.2.1 Faktor i red iteracije	3.3
3.3 Ugnijeđeni fraktali	3.4
3.4 Mandelbrotov fraktal	3.5
3.5 Kardioida	4
4 Fraktalne antene	4.1
4.1 Antene sa kontinualnom promjenom širine slot	4.2
4.2 'irokopojasne antene	4.3
4.3 Tehnike minijaturizacije antena	4.3.1
4.3.1 Radiofrekvencijski spektar	14
15	16
16	17
18	18
19	23
23	26
28	28
29	29
31	33
33	33
35	39
40	40
41	43
46	51
52	53
54	55
58	64
66	67
69	5
5 Pregled literature	5.1
5.1 Usporedni pregled super-širokopojsnih antena na FR-4 supstratu	5.2
5.2 Usporedni pregled fraktalnih antena	5.2.1
5.2.1 Antene na FR4 supstratu	5.2.2
5.2.2 Fraktalne slot antene na FR-4 supstratu	5.3
5.3 Hibridne antene	70
71	76
76	80
84	84
6 Fraktalna ultra-širokopojsna slot antena u obliku kardioida	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 zraćenja .....	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 Poreženje 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 Re ektori .....	107	6.5.5 Upotreba antene za prikupljanje ambijentalne elektromagnetne en- ergije .....	109
7 Fraktalna ultra- <sup>2</sup> irokopojasna monopola 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 geomerije patch-a na parametre antene .....	
115 7.1.3 Uticaj slota 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 zraćenja .....	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 zraćenja .....	128	7.5 Dodatne simulacije .....	130
8 Fraktalna ultra- <sup>2</sup> irokopojasna nested antena u obliku kardioide 131	8.1	Predlog dizajna antene .....	131
131 8.1.1 Uticaj broja iteracija fraktalne geomerije patch-a na parametre antene	133	8.2 8.2.1 8.2.2 8.2.3 8.2.4 8.2.5 8.2.6 8.2.7	
Parametarska analiza .....	134	Uticaj faktora iteracije .....	134
134 Uticaj parametra $a_3$ .....	135	Uticaj parametra $a_5$ .....	135
135 Uticaj parametra $a_1$ .....	137	Uticaj parametra $W_1$ .....	137
137 Uticaj parametra $W$ .....	138	Uticaj parametra $L_g$ .....	139
8.3 Rezultati simulacija .....	139	8.3.1 Dijagrami zraćenja .....	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 .....	2.2
2.2 Mikrotrakasta antena i efektivna dielektricna konstanta .....	2.3	Tehnike napajanja mikrotrakastih antena. (a) Izgled patch antene, (b) Napajanje koaksijalnim kablom, (c) Napajanje spregnutim vodovima i (d) Napajanje prorezom .....	2.4
2.4 Razliĳiti naĳini za napajanje antena mikrotrakastim vodom .....	2.5	Babinetov princip u optici .....	
2.5 2.6 Dijagram zraćenja slot antene i komplementarne dipol antene .....	2.7	Naĳini napajanja slot antene .....	
2.7 2.8 Algoritam za dizajniranje antene .....	2.9	Blok dijagram procesa mjerenja S-parametara pomoću analizatora mreĳe .	2.10
2.10 Mreĳni analizator Anritsu MS4647A .....	2.11	Model sistema za mjerenje dijagrama zraćenja .....	2.12
2.12 Oblasti elektromagnetnog polja antene .....	2.13	Formiranje dijagrama zraćenja antene .....	2.14
2.14 Sferni koordinatni sistem .....	2.15	Postavka za mjerenje dijagrama zraćenja sfernim skeniranjem .....	3.1
3.1 Fraktali u prirodi. Redom: pahuljica, presijek glavice kupusa, kristali biz-			

muta, cvijet, biljka aloa, paprat, riječni sliv, školjka puša, rijeka u pustinji i list. ....	3.2
Koncept samo-sličnosti . . . . .	3.3
A ne transformacije. . . . .	3.4
Primjer generisanja Sierpinski trougla pomoću iterativne funkcije transliranjem.....	3.5
Procedura generisanja Sierpinski fraktala iterativnom funkcijom . . . . .	3.6
Primjer generisanja Sierpinski trougla pomoću iterativne funkcije rotiranjem i transliranjem . . . . .	3.7
Generisanje Kohove krive pomoću iterativne funkcije izjednačine	3.8
3.8 Primjer generisanja Kohove pahuljice . . . . .	3.9
Primjer generisanja Kohove pahuljice pomoću 2estougla . . . . .	3.10
Primjer Kohove krive sa multi-fraktalnim skaliranjem . . . . .	3.11
Primjer kvazi-samo-sličnosti Kohove krive . . . . .	3.12
Primjeri nested geometrije . . . . .	3.13
Apolonian gasket i nested Apolonian gasket . . . . .	3.14
Mandelbrotov fraktal . . . . .	3.15
Kriva limakon za različite vrijednosti parametra b . . . . .	3.16
Proces konstruisanja kardioide . . . . .	3.17
Kardioda de nisana jednačinom $r = 2a(1 - \cos \theta)$ gdje je $a=1$ . . . . .	19 21 24 25 26 27 28 30 34 35 35 37 38 38 39 44 45 46 48 48 49 49 50 52 53 53 54 54 56 56 57
4.1 Log periodična antena - prva fraktalna antena . . . . .	59
4.2 šifana antena u obliku Minkovski fraktala [28]. . . . .	6 0
4.3 Monopol antena zasnovana na Sierpinski trouglu iz [33]: a) Izgled i dimenzije antene, b) Ilustracija frekvencijskih opsega koji se generišu u pojedinim djelovima strukture, v) Koeficijenti releksije 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 . . . . .	6 2
4.5 Fraktalna antena u obliku Kohove krive iz rada [35]. Na slici desno su predstavljene otpornosti i reaktanse za različite iteracije ove antene . . . . .	6 2
4.6 Vertikalna monopol antena i pet iteracija Hilbertove krive na FR-4 substratu iz rada [36]. Na slici desno je predstavljena izmjerena impedansa . . . . .	63
4.7 E kasnost kompresije Kohovih i Hilbertovih monopola iz [36]. . . . .	6 4
4.8 Antena zasnovana na geometriji Kantorovog skupa [37]. . . . .	6 4
4.9 Različiti profil tejpova . . . . .	6 5
4.10 Modifikacije geometrije Vivaldi i Fermi antena . . . . .	6 5
4.11 Spiralna antena . . . . .	6 6
4.12 Pregled raznih oblika ultraširokopoljnih antena i tehnika za povećanje propusnog opsega . . . . .	6 7
4.13 Raspodjela RF spektra za ITU region 1 . . . . .	6 9
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 tampana 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]. . . . .	73
5.6 CPW planarna monopol antena sa povećanim opsegom impedansi iz [59]. . . . .	73
5.7 širokopoljna antena u obliku vjetrenjače iz [60]. . . . .	73
5.8 širokopoljna 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 2estouglaonim prstenovima iz [68]. . . . .	80
5.16 Fraktalna antena u obliku leptira iz [69]. . . . .	80
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
6.2 6.3 Geometrija predložene fraktalne antene . . . . .	86
6.4 Simulirani koeficijenti releksije za različiti broj iteracija fraktalne antene . . . . .	88

cijenti re eksije 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 re eksije fraktalne antene za različite vrijednosti faktor 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 koeficijenti re eksije za različite vrijednosti dimenzije $g$ . . . . .	91
6.7 Simulirani dobitak i efikasnost predložene antene . . . . .	91
6.8 Simulirani trodimenzionalni 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 $35 \text{ mm} \times 47 \text{ mm}$ . . . . .	98
6.15 Poređenje mjerenih i simuliranih koeficijenata re eksije 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 $\epsilon'$ , $\epsilon''$ i $\tan\delta$ realnog FR-4 supstrata u CST-u u funkciji frekvencije korišćeni u simulacijama . . . . .	101
6.20 Simulacije koeficijenta re eksije predložene antene za različite vrijednosti dielektrične konstante FR-4 supstrata . . . . .	102
6.21 Parametri re eksije 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 Reaktor dimenzija $3W \times 3L$ na $\lambda_0/4$ iza antene . . . . .	107
6.28 Uporedni dijagrami zračenja antene sa i bez reaktora za 5.8 GHz, 10 GHz i 20 GHz. Reaktor dimenzija $3W \times 3L$ na rastojanju $\lambda_0/4$ iza antene . . . . .	108
6.29 Uporedni dijagrami zračenja antene sa i bez reaktora 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 (Commission for European Post and Telecommunications), ITU (International Telecommunication Union) i FCC (Federal Communication Commission) . . . . .	109
6.31 Simulirane vrijednosti impedanse predložene antene upoređene sa simuliranim i mjerenim konjugovano kompleksnim impedansama SMS 7630 diode sa potrošnjom 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 potrošnjom impedanse $R_{LOAD}=3 \text{ k}\Omega$ i ulaznom snagom $P_{IN}=0 \text{ dBm}$ . . . . .	111
6.33 Izgled Rectenna-e sa optimalnom pozicijom diode i izgled niza antena sa dualnom polarizacijom . . . . .	111
6.34 Planarni niz Rectenna . . . . .	111
7.1 Generisanje fraktala u obliku kardioide iterativnom funkcijom opisanom u jednačini ?? . . . . .	113
7.2 7.3 Geometrija predložene fraktalne antene . . . . .	114
7.4 Geometrija kružne patch antene i koeficijenti re eksije 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 re eksije 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 re eksije 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 koe cijenti re eksije za različite vrijednosti parametra LC. ....
120	7.9 Simulirani koe cijenti re eksije za različite vrijednosti parametra W1. ....	121
122	7.10 Simulirani koe cijenti re eksije za različite vrijednosti parametra Lg. ....	122
122	7.11 Simulirane vrijednosti pojaćanja i e kasnosti predloćene antene . . . . .	122
123	7.12 Trodimenzioni dijagrami zraćenja . . . . .	123
123	7.13 Simulirana povrćinska struja . . . . .	123
124	7.14 Simulirana povrćinska gustina struje . . . . .	124
125	7.15 Simulirano elektrićno i magnetno polje na raznim ućestanostima . . . . .	125
126	7.16 Simulirana impedansa antene . . . . .	126
127	7.17 Izgled izraćene antene . . . . .	127
127	7.18 Uporedni dijagram simuliranih i mjerenih rezultata . . . . .	127
128	7.19 Uporedni prikaz simuliranih i mjerenih dijagrama zraćenja u E i H ravni .	128
129	7.20 Uporedne analize originalne i antena sa skaliranim dimenzijama (70%, 80%, 120% i 130%) . . . . .	129
130	8.1 Generisanje fraktala u obliku kardioide iterativnom funkcijom opisanom u jednaćini 8.2 . . . . .	130
132	8.2 8.3 Geometrija predloćene fraktalne antene . . . . .	132
133	Proces generisanja fraktalne geometrije i simulirani S parametri za različite iteracije fraktalnih antena . . . . .	133
134	8.4 Simulirani koe cijenti re eksije za ćetiri različita faktora iteracije IF kada je a1 konstantno i a1=2.2 : (a) IF=0.98, (b) IF=0.95, (c) IF=0.93 i (d) IF=0.90. . . . .	134
135	8.5 8.6 8.7 8.8 8.9 Simulirani koe cijenti re eksije za različite vrijednosti parametra a3. ....	135
136	Simulirani koe cijenti re eksije za različite vrijednosti parametra a5. ....	136
136	Simulirani koe cijenti re eksije za različite vrijednosti parametra a1. ....	136
137	Simulirani koe cijenti re eksije za različite vrijednosti parametra W1. ....	137
138	Simulirani koe cijenti re eksije za različite vrijednosti parametra W. ....	138
138	8.10 Simulirani koe cijenti re eksije za različite vrijednosti parametra Lg. ....	138
139	8.11 Simulirana vrijednost parametra S11 predloćene antene . . . . .	139
140	8.12 Simulirane vrijednosti pojaćanja i e kasnosti predloćene antene . . . . .	140
140	8.13 Trodimenzioni dijagrami zraćenja . . . . .	140
141	8.14 Dijagrami zraćenja predloćene antene u Ei H ravni . . . . .	141
142	8.15 Simulirana povrćinska struja . . . . .	142
143	8.16 Simulirana povrćinska gustina struje . . . . .	143
144	8.17 Simulirano elektrićno i magnetno polje na raznim ućestanostima . . . . .	144
145	8.18 Simulirana impedansa antene . . . . .	145
146	Spisak tabela 2.1 Porećenje planarnih antena . . . . .	146
2.2	Porećenje tehnika napajanja mikrotrakastih antena . . . . .	2.2
2.3	Porećenje metoda numerićke analize . . . . .	2.3
3.1	Porećenje Euklidove i fraktalne geometrije . . . . .	3.1
5.1	Porećenje ultraćirokopoljnih ćtampanih antena na FR-4 supstratu . . . . .	5.1
5.2	Porećenje fraktalnih ćtampanih antena na FR-4 supstratu . . . . .	5.2
5.3	Porećenje ćtampanih slot antena na FR-4 supstratu . . . . .	5.3
6.1	Uporećivanje rezultata predloćenih superćirokopoljnih antena na FR-4 supstratu sa predloćenom antenom u pogledu razlićitih parametara. . . . .	6.1

zraćenja i antenu koja pokriva sve potrebne komunikacione opsege. Drugim riječima, treba projektovati ultra-širokopolosnu ili frekvencijski nezavisnu antenu, koja ima omnidirekcionu dijagram zraćenja 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 zraćenje 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 širokopolosna. Ovi ciljevi su u suprotnosti sa žičanim 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 širokopolosne 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 širina slot, pokušala dizajnirati antena koja bi mogla odgovoriti na zahtjeve savremenih komunikacionih sistema. Ideja za geometriju tri predložene antene je Mandelbrotove fraktal, odnosno kardioida kao osnovna geometrija tog fraktala. Analizirajući razne fraktalne geometrije u kojima je kardioida 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-širokopolosne. Sve tri antene su izražene 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, širokopolosna, 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 zahtjevaju jednostavnu višefrekventnu širokopolosnu antenu koja bi pokrila sve komercijalne opsege [1]. Jedna od ključnih tehnika koja se uvodi u petoj generaciji je i prostorno multipleksiranje odnosno prostorno ltriranje. 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 elektronicima, 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. U ovoj tehnici ključan dio predstavlja antena. Ta antena mora da bude ultraširokopoljarna, omnidirekciona 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, ultraširokopoljarne ili višefrekventne antene koja pokriva veći broj komunikacionih opsega. Kao jedno od rješenja koje bi ujedno i definiralo pravac ovog istraživanja nameće se antena sa fraktalnom geometrijom. Fraktalne antene su prirodno širokopoljarne i imaju više rezonantnih učestanosti. Uzevši sve ovo u obzir došlo se do ideje da se ispituju geometrije antene zasnovane na Mandelbrotovim skupovima i da se pokušava, koristeći geometrijske oblike ovog skupa, dizajnirati antena koja bi zadovoljila gore definirane 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 širokopoljarne više frekventne karakteristike koje odgovaraju zahtjevima IoT, 5G i Energy Harvesting sistema [1]. Naravno, isto je 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 širokopoljarni. 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 definirani istraživački problemi na kojima treba raditi. Drugim riječima, definirani 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 određene komercijalne opsege, ili po mogućnosti jedan, ali ultraširoki radni opseg. ^  
^ Širokopoljarni propusni opsezi u slučaju da radi kao multirezonantna. ^  
^ Fraktalna geometrija antene. ^  
^ Antena je kasna za Energy harvesting, koja pokriva sve opsege interesantne za EH. ^  
^ Omnidirekciono zračenje na nižim učestanostima i približno omnidirekciono 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 poku<sup>2</sup>aja i gre<sup>2</sup>ke. Istra<sup>o</sup>ivanje koje je rezultiralo ovom tezom mo<sup>o</sup>emo podieliti u tri grupe: teorijska razmatranja, simulaciona analiza i eksper- imentalna veri kacija rezultata simulacija. Teorijski dio ovih istra<sup>o</sup>ivanja obuhvata teorijsku formulaciju problema i zahtjeva. Pregledom literature utvrzeni su aktuelni trendovi kao i postojeća rje<sup>2</sup>enja koja se bave ovim problemima. Analizom ovih re<sup>2</sup>enja do<sup>2</sup>lo se do njihovih nedostataka i odredio pravac istra<sup>o</sup>ivanja kojim se mo<sup>o</sup>e doprinijeti prevazila<sup>o</sup>enju tih nedostataka, a samim tim dizajniranjem antene koja bi imala bolje performanse a ujedno odgovorila na sve, ili na <sup>2</sup>to vi<sup>2</sup>e, zahtjeva. Posebna pa<sup>o</sup>nja je posvećena izu<sup>l</sup>avanju fraktalnih geometrija. Prikupljanje, obrada i uporeživanje re<sup>2</sup>enja dali su odgovor na pitanje koja fraktalna geometrija i koji tip antene mo<sup>o</sup>e 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 poku<sup>2</sup>aja i gre<sup>2</sup>ke) dovela je do tri antene koje daju dobre rezultate i imaju pobolj<sup>2</sup>anja u odnosu na re<sup>2</sup>enja iz literature. Akcenat u simulacijama je stavljen na tra<sup>o</sup>enju veze između geometrije i rezonantnih u<sup>l</sup>estanosti tj mogućnosti da se rezonantne u<sup>l</sup>estanosti mogu pode<sup>2</sup>avati nevezano za broj iteracija fraktala (da vi<sup>2</sup>e re- zonantne u<sup>l</sup>estanosti ne budu cjelobrojni umno<sup>o</sup>ak prve rezonantne u<sup>l</sup>estanosti). Upravo je tra<sup>o</sup>enje te veze, parametarska analiza i optimizacija geometrije dio istra<sup>o</sup>iva<sup>l</sup>kog rada koje je izvr<sup>2</sup>en simulacijama. Simulaciona analiza je sprovedena najvećim dijelom u softveru CST koristeći solver u vremenskom domenu - TDS (Time Domain Solver). TDS je vi<sup>2</sup>enamjenski puno-talasn timer koji koristi tehnike kona<sup>l</sup>nih integracija - FIT (Finite Integration Technique) i matrice prenosnih vodova - TLM(Transmission Line Matrix). Solver u vremenskom domenu mo<sup>o</sup>e vr<sup>2</sup>iti <sup>2</sup>irokopojasne simulacije u jednoj iteraciji. Pored CST-a kori<sup>2</sup>ćen je i MATLAB. U nalnoj fazi istra<sup>o</sup>ivanja izraženi su prototipi dizajniranih antena i eksperimentalno su potvržene njihove karakteristike. Sprovedena su mjerenja S-parametara, poja<sup>l</sup>anja i dijagrama zra<sup>l</sup>enja ovih antena. Glava 2 'tampane antene Antene je moguće de nisati na razne na<sup>l</sup>ine shodno njihovom istorijskom razvoju, od de nicije da su antene elementi za prilagoženje impedanse talasovoda na impedansu slo- bodnog prostora, pa do de nicije da su antene na<sup>2</sup>e elektronske o<sup>l</sup>i i u<sup>2</sup>i. Najpopularnija je de nicija da je antena neka vrsta transformatora koji konvertuje elektri<sup>l</sup>ne signale u elek- tromagnetne talase. Vi<sup>2</sup>e od jednog vijeka traje razvoj antena od Herca pa sve do antena za mobilne urežaje, teraherc antena ili pak integrisanih antena. Prvu antenu je otkrio Hajnrih Herc (Heinrich Rudolf Hertz) profesor na tehni<sup>l</sup>kom institutu Karlsruhe 1886. godine. Herc je ovo otkriće postigao radeći na dokazivanju postojanja elektromagnetnih talasa koje je predvidio Maksvel. Tada se govorilo o talasnim du<sup>o</sup>inama reda metara, dok se daljim usavr<sup>2</sup>avanjem i razvojem antena do<sup>2</sup>lo do talasnih du<sup>o</sup>ina reda milimetara. U po<sup>l</sup>etku, antene su se uglavnom koristile za emitovanje i prijem radio talasa. Kasnije se uviža mogućnost detekcije objekata kori<sup>2</sup>ćenjem elektromagnetnih talasa pa dolazi do razvoja radara i kori<sup>2</sup>ćenja centimetarskih talasa. Nakon toga dolazi do razvoja satelit- skih antena a zatim i radio-teleskopa. Radio teleskopi, koji se koriste za oslu<sup>2</sup>kivanje i ispitivanje svemira rade u opsegu talasnih du<sup>o</sup>ina od kilometra do milimetra [2]. Antene danas postaju nezaobilazni urežaj u sistemima za komunikaciju brodova, aviona, za satelitske komunikacije, za mobilne i be<sup>o</sup>i<sup>l</sup>ne komunikacije koje povezuju sve i svakoga. Sa razvojem civilizacije i razvojem informaciono-komunikacionih tehnologija kao i satelitskih komunikacija potra<sup>o</sup>nja za antenama je porasla do neviženih 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 op<sup>2</sup>tu teoriju antena, opisati osnovne tehnologije izrade antena, vrste antena, nji- hove prednosti i mane kao i tehnike mjerenja antena koje su kori<sup>2</sup>ćene u procesu istra<sup>o</sup>i- vanja za potrebe ove teze. Podrazumijeva se da je teorija antena izuzetno op<sup>2</sup>irna, da se u literaturi mo<sup>o</sup>e naći izuzetno veliki broj raznih vrsta antena, kao i to da su tehnike mjerenja i ispitivanja op<sup>2</sup>irne, ali u ovoj disertaciji je neophodno pomenuti samo one djelove koji se ti<sup>l</sup>u dizajniranih antena, njihove analize i mjerenja.

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 <sup>2</sup>tampane antene ili PCB (engl. Printed Circuit Board) antene jer se izražuju na istim materijalima i istom tehnikom kao Slika 2.1: Planarne antene koje se koriste u mobilnim komunikacijama i <sup>2</sup>tampane elektronske ploče. U tehnologiji <sup>2</sup>tampanih 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 izrađena snaga. Upotrebom različitih geometrija može se dizajnirati ultra-širokopojasna PCB antena. Poredovih 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 pobužene a u suštini predstavljaju dva proreza međusobno udaljena za polovinu talasne dužine. Antena se u ovom slučaju ponaša kao pravougaoni Tip antene Mikrostrip Patch antena Slot Dipol LPDA (Log- Periodic Dipole Array) Bow tie Circular loop Spiral TSA (Tapered Slot Antenna) Kvazi Jagir antena PIFA (planar inverted-F antena) Monopol Fractal Leaky Wave Tabela 2.1: Poređenje planarnih antena Slika Dijagram zračenja Direktivnost Broadside Srednja Broadside bidirekcioni i Mala/Srednja Broadside Mala End-Fire Srednja Broadside Srednja Broadside Srednja Broadside Srednja End-Fire Srednja/Velika End-Fire Velika Broadside Srednja Broadside Mala Broadside Velika Skenira juča Velika Propusni opseg Uzak Srednji Srednji široki široki Uski široki široki široki Srednji Srednji široki 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 <sup>2</sup>upljina, 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 (slota) koji su međusobno odvojeni talasovodom dužine L i impedanse Zc. U slučaju mikrotrakastih vodova, dio električnog polja je u okolnom prostoru (vazduhu) a dio u dielektriku. Radi pojednostavljenog računanja definiše se efektivna dielektrična konstanta  $\epsilon_{ef}$ . Efektivnu dielektričnu konstantu može se 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:  $1/\epsilon_{ef} = \epsilon_r + 1/\epsilon_r - 1/2 + 2/(1 + 12h/w)$  (2.1) gdje je  $\epsilon_r$  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  $1/\epsilon_r < \epsilon_{ef} < \epsilon_r$ . 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 odrediti rezonantnu učestanost antene ( $f_r$ ), tip supstrata, tj. njegovu dielektričnu konstantu ( $\epsilon_r$ ) 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 električni radnik neophodno je izabrati odgovarajuću širinu po formuli:  $W = \sqrt{1 - \frac{c^2}{2f_r^2 \mu_0 \epsilon_0 \sqrt{\epsilon_r + 1}}} \cdot \frac{2f_r}{\sqrt{\epsilon_r + 1}}$  (2.2) gdje je  $c$  brzina svetlosti u vakuumu.
2. Zatim treba izračunati efektivnu dielektričnu konstantu na osnovu formule 2.1.
3. Odrediti produženje dužine  $\Delta L$ .

Kao posledica pojave ivičnih efekata, u električnom smislu patch izgleda dužine  $L$  nego u fizičkom smislu, tj. linije električnog polja se prostiru i kroz vazduh a ne samo kroz dielektrik. Zbog ovog efekta de facto se efektivna dužina antene, tj. određuje se produženje koje se dodaje sa svih strana a koje uzima u obzir ovaj efekat. Aproximativna relacija za određivanje produženja je:  $\Delta L = 0.412 \left( \frac{\epsilon_r \epsilon_{eff} + 0.32}{\epsilon_r - 0.32} \right) \frac{Wh}{W+h} \cdot 0.206 \cdot \frac{4}{L}$ . Dužina antene se može odrediti na osnovu relacije:  $L = \frac{2f_r}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \mu_0 \epsilon_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{c^2}{2f_r^2 \mu_0 \epsilon_0 \sqrt{\epsilon_r + 1}}}$  (2.3) (2.4) (2.5) gdje je  $\lambda_d$  talasna dužina u dielektriku. Veća 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 poznamo 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]:  $R_{in} = 90 \epsilon_r L \epsilon_r - 1 (W)$  (2.6) Impedansa patch antene se može smatrati isto realnom, tj. reaktansa je jednaka nuli. Treba naglasiti da je antena prilagođena (u smislu prilagođenja impedanse) u ovom 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 odredisanje rezonantne učestanosti antene ( $f_r$ ), tipa supstrata, tj. njegove dielektrične konstante ( $\epsilon_r$ ) i debljine ( $h$ ). Sledeći korak je određivanje poluprečnika kružne patch antene a po formuli [7]:  $a = \frac{F}{1 + \pi^2 \epsilon_r h F} \ln \left( \frac{2Fh}{1 + 1.7726 \frac{1}{2}} \right)$  (2.7) [7] gdje je  $F = \frac{7.791 \times 10^9}{f_r \epsilon_r}$  (2.8) Određivanjem poluprečnika, dešifrovana 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:  $\alpha_c = 8.686 \log \left( \frac{R_s}{Z_0} \right)$  (2.9) Površinska otpornost  $R_s$  je  $R_s = \rho \sqrt{j\omega \mu_0}$  (2.10) gdje je  $\rho$  otpornost metala. Iz jednačine se može vidjeti da gubici rastu sa povećanjem frekvencije. Gubici u dielektriku se mogu izračunati pomoću formule:  $\alpha_d = 27.3 \sqrt{\epsilon_{eff}} \left( \epsilon_r - 1 \right) \frac{\tan \delta}{\epsilon_r \epsilon_{eff} - 1} \left( \frac{1}{\lambda} \right)$  (2.11) gdje je  $\epsilon_r$  dielektrična konstanta supstrata,  $\epsilon_{eff}$  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 višestruki način. 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 opterećenja i na povećanje opsega u kojem je antena prilagođena. Napajanje patch antena se može podeliti u dve 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 povećavanjem, 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 povrćinskog talasa i la<sup>o</sup>nog zraćenja trake za napajanje. Kod napajanja koaksijalnim kablom, unutra<sup>2</sup>nji provodnik je spojen sa radiatorom dok je spolja<sup>2</sup>nji provodnik spojen sa uzemljenom ravni, slika 2.4 b). Ovaj metod je često u upotrebi pogotovo u slućaju kada izvor napajanja antene nije na istoj ploći kao antena. Koaksijalno napajanje nema problema sa la<sup>o</sup>nim zraćenjem. Pomjeranjem taćke spajanja kabla sa antenom može se uticati na prilagoćenje impedanse. Čest je slućaj da se koaksijalno kablo sa antenom povezuje pomoću mikrotrakastog voda koji upravo slući da bi prilagodio impedansu antene na impedansu koaksijalnog kabla, pogotovo u slućajevima <sup>2</sup>irokopojasnih antena. Mana napajanja koaksijalnim kablom je uskopojasnost. U oba slućaja direktnog napajanja pojavljuje se asimetrija koja prouzrokuje pojavljivanje vi<sup>2</sup>ih modova talasa koji stvaraju kros-polarizovano zraćenje [7]. U cilju prevazić la<sup>o</sup>enja 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 najćeće imaju vi<sup>2</sup>e slojeva. Napajanje pomoću sprege sa prorezom je najćeće 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 prenosi sa mikrotrakastog voda na mikrotrakastu antenu koja se nalazi na drugom sloju supstrata. Jasno je da ova struktura nije laka za fabrikaciju. Uobićajeno je dielektrik sa velikom dielektrićnom konstantom koristi za gornji supstrat dok se za donji supstrat koristi dielektrik sa manjom dielektrićnom konstantom, <sup>2</sup>to 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 zraćeći element. I ovaj tip napajanja je komplikovan za izradu. Vi<sup>2</sup>e o ovim tipovima napajanja se može naći u [7]. Iz svega rećenog može se lako zaključiti da je neophodan kompromis prilikom dizajniranja antena koje moraju da zadovolje sve taće kriterijume. Jasno je da je osnovni cilj, pored <sup>o</sup>eljenih elektrićnih 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, pa<sup>o</sup>nja projekatana je usmjerena na jednostavne uniplanarne antene sa mikrotrakastim napajanjima, dok se <sup>o</sup>eljene elektrićne karakteristike posti<sup>o</sup>u odabirom geometrijskih oblika i daljim optimizovanjem istih. Najjednostavnije napajanje je pomoću mikrotrakastih vodova. Na slici 2.4 su prikazani Slika 2.4: Razlićiti naćini za napajanje antena mikrotrakastim vodom Tabela 2.2: Porećenje tehnika napajanja mikrotrakastih antena Karakteristika La<sup>o</sup>no zraćenje voda Pouzdanost Jednostavnost izrade Propusni opseg fistoća polarizacije Mikrotrakasto Koaksijalno napajanje napajanje Izraćeno Velika Jednostavna 2%-5% Dobra Malo izraćeno Mala zbog lemljenja Potrebno bućenje i lemljenje 2%-5% Lo<sup>2</sup>a Napajanje prorezom Malo izraćeno Dobra Potrebno je precizno pozicioniranje 2%-5% Odlićna Napajanje spregnutim vodovima Minimalno Dobra Potrebno precizno pozicioniranje 14% Lo<sup>2</sup>a razlićiti naćini napajanja mikrotrakastim vodovima. U slućajevima napajanja na ivici i pomjerenog napajanja na ivici, vod napaja patch poćev<sup>2</sup>i od same ivice, dok u slućaju uvućenog napajanja talas se dovodi na zraćeću ploćicu u neku taćku koja se nalazi u unutra<sup>2</sup>njosti ploćice. Cilj uvućenog napajanja je da se prilagodi impedansa linije za napajanje impedansi antene bez potrebe za dodatnim elementima za prilagoćenje. Drugi naćin za prilagoćenje 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 porećenje opisanih vrsta napajanja mikrotrakastih antena sa svim prednostima i manama. Jedan od najvećih

problema u mikrotrakastim napajanjima je preciznost izrade u sluĀajevima 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 ²iroko-dostupne metode. U sluĀaju da se koriste slot antene umjesto mikrotrakastih antena i njima uobiĀajeno CPW napajanje, ova gre²ka se svodi na minimum jer se CPW vod ecuje sa iste strane kao i slot antena. Slika 2.5: Babinetov princip u optici 2.1.4 Slot antena

Prorezne ili slot antene (engl. Slot - prorez) antene su komplementarne mikrotrakastim antenama. Drugim rijeĀima, umjesto ploĀice kod mikrotrakastih antena koja sluĀi kao radijator, slot antena ima prorez. Bilo koja slot antena ima sebi komplementaran oblik ili ²iĀanih antena ili mikrostrip antena tako da se impedansa i dijagram zraĀenja mikro- trakastih antena mogu koristiti za odreĀivanje impedanse ili dijagrama zraĀenja njima komplementarne slot antene. Analiza slot antena se zasniva na Babineovom1 principu sliĀnosti. Ovaj princip je preuzet iz optike, a pro²irio ga je Buker (Henry Booker) uzimajuĀi u obzir vektorski karakter elektromagnetnog polja. Babineov princip u optici glasi: Polje u bilo kojoj taĀki iza ravni sa prorezom, ako se doda polju u istoj taĀki kada se ravan zamijeni njoj komplementarnom ravni, jednako je polju kada nema ravni. Na slici 2.5 je prikazan ovaj princip. Bukerovo pro²irenje Babineovog principa, uzimajuĀi u obzir vektorsku prirodu elek- tromagnetnog polja, zasniva se na pretpostavci da je ravan sa prorezom beskonaĀno tanka savr²eno provodna ravan [2]. Dalje, ako je ravan sa prorezom savr²eno provodna ( $\sigma = \infty$ ), 1 Formulisan u 19 vijeku od strane francuskog matematiĀara Jacques Babinet-a 2 Slika preuzeta iz: J. Kraus, Antennas 3rd edition. Mcgraw Hill Higher Education, 2001. [2] Slika 2.6: Dijagram zraĀenja slot antene i komplementarne dipol antene njoj komplementarna ravan mora imati beskonaĀnu permeabilnost ( $\mu = \infty$ ). Drugim ri- jeĀima, ako je jedna ravan savr²eni provodnik elektriciteta, komplementarna je savr²eni "provodnik" magnetizma. Naravno, savr²eno permeabilni materijali ne postoje, ali se ekvivalentan efekat moĀe postići kada se i ravan sa prorezom i njoj komplementarna ravan naprave od savr²eno provodnog materijala (najpribliĀnije savr²enom provodniku su srebro ili bakar) i zamjenom elektriĀnih i magnetnih veliĀina svuda. Kada primijenimo ovaj princip na antene imamo sledeće sluĀajeve: ^ SluĀaj 1 - kada imamo dipol (koji je izvor elektromagnetnog polja) koji je postav- jen horizontalno i kada imamo beskonaĀnu savr²eno provodnu tanku ravan sa ver- tikalnim prorezom. U taĀki iza ravni imaĀemo polje E1 Āiji je vektor horizontalan. ^ SluĀaj 2 - originalna ravan je zamijenjena sa komplementarnom ravni, koja je takoĀe savr²eno provodna, tj. sa vertikanom trakom istih dimenzija kao prorez u prvom sluĀaju. Dodatno, traka se rotira, tj. postavlja se horizontalno kako bi vektor E2 bio horizontalan kao u prvom sluĀaju. Na ovaj naĀin se obezbjeĀuje zamjena vektora E i vektora H. Iz ovih sluĀajeva moĀemo zakljuĀiti da kod zamjene mikrotrakaste antene komplemen- tarnom slot antenom (istih dimenzija i poloĀaja) dolazi do rotiranja vektora E i vektora H u dijagramima zraĀenja ovih antena. Detaljniji princip je gra Āki ilustrovan na slici 2.6. Detaljnije o antenama sa pravougaonim i kruĀnim prorezima, raspodjelama struja i dijagramima zraĀenja, moĀe se naĀi u [7] i [2]. Slika 2.7: NaĀini napajanja slot antene 2.1.5 Napa janje slot antena Slot antene imaju neke prednosti u odnosu na mikrotrakaste antene. Lako se postiĀe ²iroki propusni opseg antene, imaju dobro prilagoĀenje impedanse i bidirekcione ili uni- direkcione dijagrame zraĀenja. Ove prednosti se uglavnom postiĀu drugaĀijim tehnikama napajanja slot antena. Pored kori²ćenja slot antene umjesto mikrotrakaste, dodatnu pred- nost predstavlja kori²ćenje CPW (CoPlanar Waveguide) napajanja slot antene. Na slici 2.7 su prikazane razliĀite tehnike napajanja slot antene. Slot antena se moĀe napajati direktno pomoću CPW voda ili indirektno spregom sa mikrotrakastim vodom. U sluĀaju sprege, mikrotrakasti vod se realizuje sa donje strane supstrata , dok se slot realizuje sa gornje strane supstrata. Naravno, preciznost ecovanja metalizacije i centri- ranje metalizacije sa obje strane umnogome utiĀe na prilagoĀenje impedanse. Pode²avanja impedanse se kod ovoga tipa napajanja moĀe postići pomjeranjem mikrotrakastog voda lijevo ili desno od centra slot antene. CPW napajanje slot antene nudi brojne prednosti u odnosu na



mikrotrakasto napa- janje 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 napa- janje slota 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 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: pobuživanje površinskog talasa, disperzija dielektrične konstante, tangens ugla gubitaka supstrata, gubici u bakru, uticaj temperature, mehanički zahtjevi (elastičnost, teovina, 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 uopisni opseg (antene su uskopojasnije) i imaju manju ekasnost a sve kao posledica pobuživanja površinskih talasa. ^ Veća dielektrična konstanta sa dužim linijama za napajanje povećavaju gubitke i povećavaju zahtev 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]. Dešuje se relacijom:  $BDR = L_{flow} \times W_{flow} BW\%$  (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 ušestanosti koji se računa pomoću formule:  $BW\% = 2 (f_{high} - f_{low}) / (f_{high} + f_{low}) \cdot 100\%$  (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 dešavanje parametara antene. To uključuje određivanje radne frekvencije, radnog opsega, pojačanja, oblika dijagrama zračenja i oblika bočnih latica, koe cijenta stojećih talasa tj. reksije, 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 antene. Dimenzije antene i dielektrične karakteristike supstrata se mogu ugrubo odrediti na osnovu brojnih teorijskih modela ili primjera iz literature. Potpuno dešavanje 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

gre<sup>2</sup>ke, tj. na simulacijama, parametarskim analizama i optimizacijama. Unekim slu<sup>2</sup>ajevima, uglavnom kod jednos- tavnih geometrija, se mo<sup>o</sup>e i prona<sup>o</sup>i neka zavisnost uticaja parametra na performanse antene, ali to nije slu<sup>2</sup>aj kod slo<sup>o</sup>enijih geometrija. To zna<sup>o</sup>i da glavnu ulogu u tom pro- cesu ima softver za numerikku analizu, tj. simulaciju. Postoji vi<sup>2</sup>e numerikkih metoda kojima se analiziraju antene. Najpopularniji su metod prenosne linije, metod <sup>2</sup>upljina i punotalasni metod. Punotalasni metod uklju<sup>2</sup>uje integralne jedna<sup>o</sup>ine tj. metod momenata. Metod prenos- nih linija je najjednostavniji ali nije precizan. U pore<sup>2</sup>enju sa njim metod <sup>2</sup>upljina je precizniji ali i kompleksniji. Softver za projektovanje antena treba izabrati na osnovu tipa i dimenzija antene. Pos- toji vi<sup>2</sup>e softvera i numerikkih metoda koje se u njima koriste. Metod momenata (MoM), metod kona<sup>o</sup>nih elemenata (FEM) i metod kona<sup>o</sup>nih 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 <sup>2</sup>to su antene na avionima, se najlak<sup>2</sup>e simuliraju FDTD metodom. Metod momenata - MoM (engl. Method of Moments) je numerikka tehnika zasnovana na metodi te<sup>o</sup>inskih residuala. Ovo je u osnovi frekvencijski metod gdje se jedna frekven- cija posmatra u jednom trenutku. Raspodjela struje po povr<sup>2</sup>ini antene se koristi kao osnov za ra<sup>2</sup>unavanje svih ostalih parametara antene. Antena se zamijeni ekvivalentnom povr<sup>2</sup>inskom gustinom struje koja se kasnije diskretizuje. Na osnovu ovih elemenata se pomo<sup>o</sup>u Grinove funkcije ra<sup>2</sup>una elektri<sup>o</sup>no i magnetno polje. Ovaj metod se mo<sup>o</sup>e prim- jenjivati na metalne strukture, homogene dielektri<sup>o</sup>ne strukture i na neke vrlo speci <sup>o</sup>ne strukture od metala i dielektrika. Nije pogodan metod za proizvoljne geometrije i za nehomogene dielektrike. Metod kona<sup>o</sup>nih elemenata - FEM (engl. Finite Element Method) je metod u frekven- cijskom domenu koji se koristi za analizu nehomogenih sredina. Zasniva se na podjeli strukture na male elemente (veli<sup>o</sup>ina elementa mo<sup>o</sup>e biti razli<sup>o</sup>ita, pa mogu biti manji gdje postoje detalji u geometriji a u ostalim djelovima mo<sup>o</sup>e biti ve<sup>o</sup>ća). Elementi mogu biti trouglovi ili kvadrati u dvodimenzionim strukturama i tetraedri u trodimenzionim strukturama. Svaka ivica elementa se posmatra kao <sup>o</sup>vor u kojem se ra<sup>2</sup>unaju elektri<sup>o</sup>no i magnetno polje. Ovaj metod se ne mo<sup>o</sup>e koristiti za neograni<sup>o</sup>ene strukture e kasno, <sup>2</sup>to je slu<sup>2</sup>aj sa metodom momenata. Metod kona<sup>o</sup>nih razlika u vremenskom domenu - FDTD (engl. Finite-Di erence Time- Domain) je najvi<sup>2</sup>e kori<sup>2</sup>ćena numerikka tehnika. Vrlo je jednostavan za de nisanje ge- ometrije (mre<sup>o</sup>e) jer nije potrebno vremenski zahtjevno generisanje mre<sup>o</sup>e. Kao i u slu<sup>2</sup>aju FEM metoda neophodno je da se cijela zapremina podijeli u mre<sup>o</sup>u, koja u ovom slu<sup>2</sup>aju mora biti uniformna. FDTD je simulacija u vremenskom domenu. Ovaj metod je dobar za kompleksne nehomogene strukture. Tabela 2.3: Pore<sup>2</sup>enje metoda numerikke analize Parametri MoM FEM FDTD

Metod	Princip	Glavna prednost	Tip jedna <sup>o</sup> ina	Pogodan za	Nije pogodan za
MoM	Integralne šifane i planarne antene	Brze simulacije	Elektri <sup>o</sup> no velike strukture, ra- zli <sup>o</sup> ite materijale,	Frekvencijski domen	Frekvencijski za- visna Grinova funkcija
FEM	Varijacioni princip (funkcija mini- miziranja energije)	Fleksibilan pri generisanju mre <sup>o</sup> e	Frekvencijski domen	Diferencijalne Proizvoljni oblici za jednu ili vi <sup>2</sup> e frekvencija	Elektri <sup>o</sup> no ve- like strukture,
FDTD	Diferencijalne	Simulacije sa vi <sup>2</sup> e portova, strukture sa velikim Q	Vremenski domen	Diskretno rje <sup>2</sup> enje Maksvelovih jed- na <sup>o</sup> ina	Re <sup>2</sup> avanje velikih elektri <sup>o</sup> nih struk- tura

Diferencijalne Elektri<sup>o</sup>no ve- like strukture, 'irokopo jasne Simulacije sa vi<sup>2</sup>e portova, strukture sa velikim Q Ovim metodom se bolje modeluju neograni<sup>o</sup>ene strukture. Popularan je u numerikkim tehnikama koje se koriste u ra<sup>2</sup>unarskim simulacijama <sup>2</sup>tampanih antena i antenskih ni- zova. Kompleksni parametri mikrotrakaste antene uklju<sup>2</sup>uju<sup>o</sup>i uticaj parazitnih elemenata i napajanja prorezima i uticaj me<sup>2</sup>usobne sprege između antena se mogu ra<sup>2</sup>unati ovom tehnikom. Velika prednost ovoga metoda je <sup>2</sup>to daje <sup>2</sup>irokopo jasne rezultate jednim pokre- tanjem (jednom simulacijom). Tehnika kona<sup>o</sup>nih integracija - FIT (engl. Finite Integration Technique) je general- izacija FDTD metoda. Predstavlja metod diskretizacije integralne forme Maksvelovih jedna<sup>o</sup>ina. Ova tehnika re<sup>2</sup>ava

elektromagnetne probleme u vremenskom i frekvencijskom domenu. Koristi se za simulaciju velikog broja elektromagnetnih problema, od elektro- statike, visokih frekvencija pa sve do optike. Zasniva se na ideji da se Maksvelove jed- naĖine primjene u integralnoj formi na skup mre<sup>o</sup>a. Ovaj metod se izdvaja pri simulaciji nelinearnih materijala, nehomogenih, nelinearnih i disperzivnih sredina. PoreĖenje ovih metoda je prikazano u tabeli 2.3. CST (engl. Computer Simulation Technology) je program za trodimenzionalnu elektro- magnetnu analizu kori<sup>2</sup>ġen u istra<sup>o</sup>ivanjima prezentovanim u ovoj disertaciji. CST ima vi<sup>2</sup>e solvera od kojih su za dizajniranje antena bitni slede<sup>2</sup>i: 1. Frequency Domain Solver se zasniva na metodu konaĖnih elemenata (FEM). Ovaj solver se koristi za strukture sa vi<sup>2</sup>e portova i za nizove antena. Primjenjuje se za: strukture male do srednje veliĖine, za rezonantne strukture, strukture sa vi<sup>2</sup>e 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 povr<sup>2</sup>inskim integralima pa je e kasniji od zapreminskih metoda. Koristi se za simulaciju elektriĖno velikih struktura. 3. Time Domain Solver se zasniva na metodi konaĖnih integracija (FIT) i metodu transmission line matrix (TLM). Ovaj metod se koristi za <sup>2</sup>irokopojasne 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 sliĖan optici. Koristi se za simuliranje struktura Ėije su elektriĖne dimenzije reda hiljada talasnih du<sup>o</sup>ina. 5. Hybrid Solver Task se zasniva na kombinaciji prethodna Ėetiri solvera. Koristi se za <sup>2</sup>irokopojasne simulacije elektriĖno velikih struktura sa nim detaljima. Prednost ovog metoda je kori<sup>2</sup>ġenje razliĖitih solvera za razliĖite djelove stukture. Pogodan je za simulacije malih antena na velikim strukturama, simulacije elektromagnetne kompatibilnosti i simulacije koje ukljuĖuju modele ljudskog tijela. U ovoj tezi, s obzirom na to da su antene <sup>2</sup>irokopojasne, simulacije su vr<sup>2</sup>ene u vre- menskom domenu koji se zasniva na metodi konaĖnih integracija (FIT). 2.5 Eksperimentalna mjerenja Precizna mjerenja antena su neophodna za utvrĖivanje stvarnih performansi antena: po- jaĖanja, dijagrama zraĖenja, propusnog opsega, e kasnosti, polarizacije itd. U veĖini sluĖajeva performanse antena se numerikim tehnikama mogu dosta precizno odrediti, ali i u tom sluĖaju ipak su idealizovani neki parametri. Sa druge strane Ėak i ako u simulacijama nije vr<sup>2</sup>eno idealizovanje, performanse realne antene se moraju provjeriti mjerenjima zbog tolerancija u fabricaciji antene ili zbog gre<sup>2</sup>aka u samoj fabricaciji, kao i zbog nesavr<sup>2</sup>enosti i nehomogenosti samog dielektrika, te varijacije njegove debljine. 2.5.1 Mjerenje parametara rasijanja Analizator mre<sup>o</sup>e (engl. Network Analyzer) je ureĖaj koji se koristi za mjerenje param- etara rasijanja (S-parametara). Generalno gledano, to su instrumenti za mjerenje karak- teristika mre<sup>o</sup>a sa dva ili vi<sup>2</sup>e pari krajeva. Njima se mjere kola sa jednim parom krajeva (kao <sup>2</sup>to su antene), sa dva para krajeva (kao <sup>2</sup>to su ltri i pojaĖavaĖi), ali se analizator mre<sup>o</sup>e mo<sup>o</sup>e koristiti i za mjerenje mre<sup>o</sup>a sa vi<sup>2</sup>e pari krajeva (uglavnom zavisi od toga koliko instrument ima portova). I drugi parametri, kao <sup>2</sup>to su Y-parametri, Z-parametri i H-parametri, se mogu mjeriti pomoĖu ovog instrumenta. Princip funkcionisanja analiza- tora mre<sup>o</sup>e je prikazan na slici 2.9. Analizatori mre<sup>o</sup>e se uglavnom koriste za veĖe frekvencija ali je njihov radni opseg mo<sup>o</sup>e iĖi od 1 Hz do 1.5 THz. Tri su osnovna tipa analizatora mre<sup>o</sup>e: 1. Skalarni analizatori mre<sup>o</sup>e - SNA (Scalar Network Analyzer). Ovim instrumentom se mjere samo amplitude prenosne funkcije neke mre<sup>o</sup>e 2. Vektorski analizatori mre<sup>o</sup>e - VNA (Vector Network Analyzer). Ovim instrumentom se mjere i amplitude i faze prenosne funkcije neke mre<sup>o</sup>e 3. Analizator mre<sup>o</sup>e za velike signale - LSNA (Large Signal Network Analyzer). Ovaj instrumet je specijalizovan za mjerenja nelinearnosti i harmonika. UreĖaj koji se mjeri je u re<sup>o</sup>imu velikih signala.  $\Omega$  na slici 2.11. Ovdje se u obzir moraju uzeti razna slabljenja talasa i re- eksije kako na prijemnoj tako i na predajnoj strani. Vi<sup>2</sup>estruke re- eksije izmeĖu mjerene i testne an- tene uglavnom mo<sup>o</sup>emo zanemariti kao posledicu slabljenja talasa u slobodnom prostoru. PomoĖu teorije grafova, odnos na prijemu i predaji sa slike 2.11 mo<sup>o</sup>emo zapisati kao:  $V_R e^{-\gamma 2l_2} V_T 1 - \rho_T \rho_{SAe} - 2\gamma 1l_1 \cdot t_{FS} \cdot (1 - \rho_{AUT}) \cdot 1 - \rho_{AUT} \rho_{Re} - 2\gamma 2l_2 = e^{-\gamma 1l_1}$  (2.14) gdje je  $V_R$  napon koji detektuje prijemnik,  $V_T$

napon na predajniku kojim se napaja vod 1,  $\gamma_1$  kompleksna konstanta prostiranja na talasovodu 1 između predajnika i testne antene,  $\gamma_2$  kompleksna konstanta prostiranja na talasovodu 2 između mjerene antene i prijemnika,  $I_1$  dužina voda 1,  $I_2$  dužina voda 2,  $\rho_T$  koeficijent refleksije na izlazu predajnika,  $\rho_{SA}$  koeficijent refleksije na testnoj anteni,  $\rho_{AUT}$  koeficijent refleksije na mjerenoj anteni,  $\rho_R$  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  $\rho_R$  i  $\rho_T$  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:  $D \leq R_1 = 0.62 \sqrt{\lambda}$  (2.15) gdje je  $\lambda$  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** de niže kao

21

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:  $D \leq R_2 = \lambda$  . (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 izrađeni elektromagnetni talas koji sa sobom nosi energiju nezavisnu od antene). To znači da u ovoj zoni imamo Slika 2.12: Oblasti elektromagnetnog polja antene 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. 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

re eksije, pojaćanje, direktivnost, e kasnost, impedansa i polarizacija. Detaljan i precizan opis ovih procedura je de nisan u IEEE Standard Test Procedures for Antennas [12]. Postoji vi²e mjernih postavki za mjerenje dijagrama zraćenja koji ukljućuju planarno skeniranje, cilindrićno skeniranja i srefno skeniranje. U ovoj tezi će biti opisana postavka za mjerenje dijagrama zraćenja u sfernom koordinatnom sistemu koja je prikazana na slici 2.15 ²to znaći da su svi prikazani dijagrami u ovoj disertaciji mjereni i prikazani u sfernom ko- ordinatnom sistemu. Dijagrami zraćenja izmjereni ovom metodom predstavljaju snagu zraćenja u zavisnosti od azimutnog i elevacionog ugla, tj. u zavisnosti od sfernih koordi- nata. Ovaj sferni sistem, u skladu sa standardom [12], je prikazan na slici 2.14. Postavka za mjerenje parametara antene se sastoji od: 5Slika preuzeta iz C. A. Balanis, Antenna Theory - Analysis and Design, Fourth. Edition Wiley, 2016. 6Slika preuzeta iz: IEEE Standard Test Procedures for Antennas, IEEE Std 149 1979, published by IEEE [12] Slika 2.13: Formiranje dijagrama zraćenja antene 5 Slika 2.14: Sferni koordinatni sistem6 ^ Mjerene antene i prijemne antene ^ Analizatora mre²e ^ Anehoićne komore ^ Sistema za pozicioniranje/rotiranje ^ Raćunara za prikupljanje mjerenja i upravljanje rotiranjem ^ Softvera za obradu podatka Blok dijagram te postavke je prikazan na slici 2.15. Prijemna antena je najće²će log-periodićna ili ljevkaasta antena. Ukoliko se mjeri i polarizacija, kao prijemna antena Slika 2.15: Postavka za mjerenje dijagrama zraćenja sfernim skeniranjem se koristi antena sa linearnom polarizacijom. Pored analizatora mre²e koji se najće²će koristi za mjerenje parametara antene, za mjerenje dijagrama zraćenja mogu se koristiti i neki jednostavniji sistemi, pa ćak i sami bolometar sa nekim sistemom za zapisivanje mjerenih podataka. Da bi se izvr²ila mjerenja dijagrama zraćenja uraznim ravnima ili ućak utri dimenzije potrebno je rotirati antenu ujednoj ili udvije ravni. Rotiranjem antene uravni XZ dobijamo dijagram zraćenja u azimutnoj ravni. Rotiranjem antene uravni YZ dobijamo dijagram zraćenja u elevacionoj ravni. U većini slućajva dovoljne su ove dvije ravni, ali za neke antene korisno je izmjeriti i dijagram zraćenja utri dimenzije. To se posti²e postepenim rotiranjem antene u obje ravni. 2.5.3 Mjerenje pojaćanja Pojaćanje se mo²e izmjeriti pomoću vi²e tehnika, metodom sa dvije antene, metodom sa tri antene, metodom ekstrapolacije i metodom re eksije od zemlje [7]. U ovoj tezi je od interesa mjerenje metodom pomoću dvije antene. Svi metodi subazirani na Friis-ovoj formuli:  $4\pi R GT (dB) = 20\log_{10} Pr - GR(dB) (2.17) (\lambda) + 10\log_{10} (Pt)$  gdje su:  $GT(dB)$  - pojaćanje predajne antene (mjerene antene) u dB  $GR(dB)$  - pojaćanje prijemne antene  $Pr$  - primljena snaga u W  $Pt$  - emitovana snaga u W  $R$  - rastojanje antena  $\lambda$  - talasna du²ina Metod koji koristi dvije antene podrazumijeva da je poznat pojaćanje jedne antene (najće²će suopitanjuljevkaaste antene) na svim frekvencijama. U nekim slućajevima, za mjerenje dobitka mogu se koristiti dvije iste antene (ćiji se pojaćanje mjeri),  $GT(dB) = GR(dB)$ . Tada se pojaćanje raćuna po formuli:  $GT (dB) = 2 [20\log_{10} (\lambda) + 10\log_{10} (Pt)] 1 4\pi R Pr (2.18)$  Dakle, mjerenjem rastojanja  $R$  izmeću antena, talasne du²ine  $\lambda$  i snaga  $Pr$  i  $Pt$  mo²e se odrediti pojaćanje antene. Za mjerenje dobitka koristi se ista mjerna postavka kao i za mjerenje dijagrama zraćenja, kao na slici 2.15, s tim ²to su antene usmjerene jedna prema drugoj. Mjerenje dijagrama zraćenja i pojaćanja antene opisano u ovom poglavlju se obavlja kori²ćenjem analizatora mre²e, prema mjernoj postavci sa slike 2.15. Upotreba analiza- tora mre²e podrazumijeva mjerenje parametara rasijanja a zatim raćunanje pojaćanja antene. Predajna antena pojaćanja  $GT$  povezana je na port 1 analizatora mre²e, dok se prijemna antena pojaćanja  $GR$  povezuje na port 2. Parametar  $S_{11}$  predstavlja re eksiju predajne antene,  $S_{22}$  predstavlja re eksiju prijemne antene, a parametar  $S_{21}$  predstavlja prenos snage izmeću predajne i prijemne antene. Mjerenjem ovih parametara, pozna- jući rastojanje antena  $R$  i talasnu du²inu  $\lambda$ , a pod uslovom da su polarizacije predajne i prijemne antene usklaćene, mo²emo izraćunati proizvod pojaćanja predajne i prijemne antene na osnovu sledećeg izraza:  $GT GR = 1 |S_{21}|^2 \lambda 2 4\pi R 1 - |S_{11}|^2 1 - |S_{22}|^2 (2.19) ( ) ( ) ( )$  I u ovom slućaju, mjerenje se mo²e obaviti kori²ćenjem prijemne antene poznatog pojaćanja ili kori²ćenjem dvije iste antene nepoznatog pojaćanja koje se mjeri. 2.5.4 Mjerenje

direktivnosti i e kasnosti Direktivnost antene se mo<sup>o</sup>e izra<sup>u</sup>nati nekim aproksimativnim analiti<sup>u</sup>kim metodama, me<sup>z</sup>utim najjednostavniji, ali i najmanje ta<sup>u</sup>an, metod koji se i najvi<sup>2</sup>e koristi je ra<sup>u</sup>njanje direktivnosti na osnovu mjenog dijagrama zra<sup>u</sup>enja. Taj metod podrazumijeva slede<sup>u</sup>ce korake: mjerene dijagrama zra<sup>u</sup>enja antene u dvije ravni E- i H-ravni, odre<sup>z</sup>ivanje <sup>2</sup>irine glavne laticice na polovini snage (u stepenima) u E-ravni i H-ravni ( $\theta_1$  i  $\theta_2$ ) i ra<sup>u</sup>njanje direktivnosti na osnovu jedna<sup>u</sup>ine:  $D_0 \approx 4\pi(180/\pi)^2 \frac{1}{41, 253} \theta_1 \theta_2 = \theta_1 \theta_2$  (2.20) E kasnost zra<sup>u</sup>enja se de ni<sup>2</sup>e kao odnos ukupne snage emitovane sa antene i ukupne snage primljene od antene na priklju<sup>u</sup>cima antene prilikom emitovanja. E kasnost zra<sup>u</sup>enja se mo<sup>o</sup>e de nisati i kao: E kasnost zra<sup>u</sup>enja = poja<sup>u</sup>anje (2.21) direktivnost 2.5.5 Mjerenje impedanse Kada govorimo o impedansi antena treba da imamo u vidu dvije vrste impedanse: sop- stvenu i me<sup>z</sup>usobnu impedansu. Sopstvena impedansa predstavlja impedansu antene kada antena zra<sup>u</sup>ci u slobodan prostor tj. kada nema sprege sa drugim antenama ili sa okolnim predmetima. Ako je vi<sup>2</sup>e antena me<sup>z</sup>usobno spregnuto, ili se neki predmet nalazi u blizini antene, tada govorimo o me<sup>z</sup>usobnoj impedansi antena. Impedansa igra veliku ulogu u radu antene. Za postizanje prenosa maksimuma snage izme<sup>z</sup>u izvora, talasovoda i an- tene neophodna je konjugovano kompleksno prilago<sup>z</sup>enje impedanse. Kada se koriste ta- lasovodi (uklju<sup>u</sup>juju<sup>u</sup>ci koaksijalni kabal) prilago<sup>z</sup>nje se vr<sup>2</sup>i na bilo kojem kraju talasovoda. U praksi, prilago<sup>z</sup>enje se vr<sup>2</sup>i na samim priklju<sup>u</sup>cima antene (ili na samom konektoru). Neprilago<sup>z</sup>enje impedanse antene i impedanse talasovoda su direktno povezani sa koe - cijentom re eksije i sa koe cijentom stoje<sup>u</sup>ceg talasa na konektoru (ili na priklju<sup>u</sup>cima) antene i mogu se opisati izrazom:  $PPrienfcl = |\Gamma|^2 = ||ZZaanntt \rightarrow ZZcc||^2 = VSWR - 1 \ 2 \ VSWR + 1$  (2.22) gdje je:  $\Gamma$  koe cijent re eksije na konektoru antene,  $V \ SWR$  koe cijent naponskog stoje<sup>u</sup>ceg talasa (engl. Voltage Standing Wave Ratio) na konektoru antene,  $Zant$  impedansa antene i  $Zc$  karakteristi<sup>u</sup>na impedansa talasovoda. Jedna<sup>u</sup>ina 2.22 daje direktnu zavisnost izme<sup>z</sup>u impedanse antene  $Zant$  i koe cijenta stoje<sup>u</sup>ceg talasa  $V \ SWR$ . U praksi me<sup>z</sup>utim, poznavanje  $VSWR$  ne daje dovoljno infor- macija za ra<sup>u</sup>njanje impedanse antene. Da bi se ovo prevazi<sup>2</sup>lo, prvo se mjeri  $VSWR$ , zatim ra<sup>u</sup>nuna amplituda i faza koe cijenta re eksije. Na osnovu koe cijenta re eksije, impedansa antene se mo<sup>o</sup>e izra<sup>u</sup>nati na osnovu:  $Zant = Zc \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$  (2.23) |  $1 - \Gamma$  Analizatori mre<sup>o</sup>e ima ju ugra<sup>z</sup>ene funkcij|onalno|sti za direktno mjerenje impedanse | (na na<sup>u</sup>in opisan u prethodnom pasusu). Naravno, da bi se izbjegla me<sup>z</sup>usobna sprega, mjerenje treba vr<sup>2</sup>iti u anehoi<sup>u</sup>nim sobama u kojima nema re eksije. 2.5.6 Mjerenje elektri<sup>u</sup>no malih antena Elektri<sup>u</sup>no male antene pripadaju speci <sup>u</sup>noj grupi kada je u pitanju mjerenje njihovih performansi. Tipi<sup>u</sup>na osobina elektri<sup>u</sup>no malih antena je njihova mala direktivnost. Sa jedne strane, nema potrebe za preciznim mjerenjem bo<sup>u</sup>lnih laticica (jer ih nema), dok je sa druge strane potrebno mjeriti 3D dijagrame radi pronala<sup>o</sup>enja pravca maksimalnog zra<sup>u</sup>enja jer su ove antene blizu omnidirekcionim antenama. Kod elektri<sup>u</sup>no malih antena, granica bliske i daleke zone zra<sup>u</sup>enja mo<sup>o</sup>e biti manja od granice de nisane jedna<sup>u</sup>inama 2.15 i 2.16 na strani 36. U tom slu<sup>u</sup>aju granicu daleke zone zra<sup>u</sup>enja  $R_2$  treba ra<sup>u</sup>nati po formuli [2]:  $R_2' = 10\Delta L R / 410 - 1$  (2.24) gdje  $R_2'$  rastojanje daleke zone zra<sup>u</sup>enja od antene kada je pristuno reaktivno blisko polje a  $\Delta L$  gre<sup>2</sup>ka u dB izazvana reaktivnim bliskim poljem. Iz teorije je dobro poznato da reaktivno polje opada sa kvadratom rastojanja. Potrebno je da nivo reaktivne kompo- nente polja bude 35 dB ispod nivoa komponente daleke zone zra<sup>u</sup>enja. U tom slu<sup>u</sup>aju je  $\Delta L \approx 0.3dB$ . Sve dok je  $\Delta L < 1dB$  (dimenzija antene  $D$  je manja od  $0.3\lambda$ ), granica udaljene zone se mo<sup>o</sup>e ra<sup>u</sup>nati po formuli 2.24. Za antene ve<sup>u</sup>ce od  $0.3\lambda$  koje i dalje spadaju u kategoriju elektri<sup>u</sup>no malih antena kriterijum za pode<sup>2</sup>avanje udaljenosti pri- likom mjerenja, tj. granicu daleke zone zra<sup>u</sup>enja, treba ra<sup>u</sup>nati po formuli:  $R_2' 10\Delta L^2 / D 10 - 1 =$  (2.25) Drugi problem prilikom mjerenja elektri<sup>u</sup>no malih antena je uticaj kabla koji na- paja antenu. Kako je dijagram zra<sup>u</sup>enja vi<sup>2</sup>e ili manje omnidirekciono, kabal se pri- likom mjerenja mo<sup>o</sup>e na<sup>u</sup>ci u u bliskom polju antene, <sup>u</sup>ime dolazi do izobli<sup>u</sup>enja dijagrama zra<sup>u</sup>enja. Dalje, kada je kabal priklju<sup>u</sup>en na elektri<sup>u</sup>no malu antenu naru<sup>2</sup>ava raspod- jelu struje po povr<sup>2</sup>ini antene. Ovo se mo<sup>o</sup>e rije<sup>2</sup>iti na vi<sup>2</sup>e na<sup>u</sup>ina: koriste<sup>u</sup>ci visoko impedansnu vezu sa antenom,

pomoću diodnog detektora ili lak optikom, redukovanim struja po površini kabla sa feritnim priguivačima i korišćenjem malih transmitera (koji se napajaju baterijom) direktno vezanih na antenu. Najčešće je upotreba feritnih prstenova koji apsorbiraju 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, približno ili čak statističku ^ Fraktal ima neku 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 ^ Uvećini slučajeva, skup, koji u stvari predstavlja fraktal, je de nisan vrlo jednostavno ^ Fraktali su rekurzivni nezavisno od skaliranja Kada su definisani osnovni koncepti fraktala i pošlo njihovo izučavanje, bilo je neverovatno koliko fraktalnih oblika je uočeno u prirodi. Drveće, grane drveća, biljke, lišće, praćenje 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 udovičima". 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 postaju Slika 3.1: Fraktali u prirodi. Redom: pahuljica, presjek glavice kupusa, kristali bizmuta, cvijet, biljka aloa, paprat, riječni sliv, školjka puša, rijeka u pustinji i list. 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 rešenja 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 može se 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 3.3: A ne transformacije. fraktala u kompleksnoj ravni. Neki primjeri ovako definisanih fraktala su šuljin skup, Mandelbrotov skup, Ljapunovljevi 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. fudni 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 a-nim transformacijama  $W$  koje se primjenjuju na određeni oblik u  $n$ -iteracija. Ove  $n$ -transformacije sastoje se od translacija, skaliranja, izobličenja i rotacija, slika 3.2. A  $n$ -transformacija  $W$  primjenjena na tačku  $(x, y)$  u ravni može se opisati sledećom jednačinom [16]:  $W(x, y) = a \cdot x + c \cdot d \cdot [y] + e + f = (ax + by + e, cx + dy + f)$  (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  $y$  tačka u ravni će biti pomnožene sa koeficijentima  $a$  i  $d$  što će prouzrokovati da se gura prožiri ili skupi po obje ose. Preslikavanje u odnosu na  $x$  ili  $y$  osu se može postići tako što će neki od koeficijenata  $a$  ili  $b$  biti negativan. Ako koeficijente  $a$  i  $d$  postavimo na nulu možemo izmjeniti horizontalnu i vertikalnu osu. Ako nam je potrebno rotiranje, matricu koeficijenata možemo zapisati u obliku:  $ab \begin{bmatrix} cd \end{bmatrix} =$

$$r_1 \cos \theta_1 \quad -r_2 \sin \theta_2 \quad \begin{bmatrix} r_1 \sin \theta_1 & r_2 \cos \theta_2 \end{bmatrix}$$

18

(3.2) gdje su  $r_1$  i  $r_2$  koeficijenti kojima se gura skalira, a  $\theta_1$  i  $\theta_2$  su uglovi rotacije. Drugim riječima,  $(r_1, \theta_1)$  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 a-nih 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  $W_1(A), W_2(A), \dots, W_N(A)$ :  $N \cdot W(A) = W_N(A)$  (3.3)  $n \cdot U=1$   $W$  je poznat i kao Hutchinsonov 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:

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

25

(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  $1/2 \sqrt{3}$ , da tjeme leži u tački  $(1/2, 0)$ . Treći trougao treba pomjeriti udesno za  $1/4$  i naviše za  $3/4$ . Iterativne funkcije za generisanje fraktala  $S(1)$  su:  $W_1(x, y) = 1/2 \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$

$$x, y = 1/2 \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$$

8



$] 0 \times 1/2][$

$$y] + 1/2 [0 \quad ] (3.5) 0 \quad x 1/2][y] + [\sqrt{1} \quad /4 \quad 3$$

8

/4] Svaka iterativna funkcija kreira jedan segment, dok se litava gura dobija presjekom svih segmenata:

$$W(x, y) = W1(x, y) \cap W2(x, y) \cap W3(x, y)$$

12

) (3.6) Primjenom iterativne funkcije na oblik  $S(0)$  dobija se  $S(1)$ . Ako se IFS primijeni 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:  $\sqrt{1/4} W1(x, y) = -\sqrt{1/4} 3/4 x [-3/4 -1/4][y] + [\sqrt{1/4} 3/4] W2(x, y) =$

$$x, y) = 1/2 [0 \quad 0 \quad x 1/2][y] + [\sqrt{1} \quad /4 \quad 3$$

8

/4] (3.7)  $\sqrt{-1/4 - 3/4} W3(x, y) = x [3/4 -1/4][y] + [0]$  Na slici 3.6 prikazan je proces kreiranja fraktala pomoću ove iterativne funkcije. Funkcije  $W1$  i  $W3$  vrše transliranje i rotiranje za  $120^\circ$ , dok funkcija  $W2$  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:  $W1(x, y) =$

$$x, y) = 1/3 [0 \quad 0 \quad x 1/3][y] W2(x, y) = [\sqrt{1/6} - 3/6 \sqrt{1/6} x \quad 3/6 \quad 1/6][y]$$

2

$] + 1/3 [0] W3(x, y) = [-3/6 \sqrt{1/6} W4(x, y) =$

$$x, y) = 1/3 [0 \quad \sqrt{1/6} (3.8) \quad 3/6 \quad x \quad 1/6][y] + [\sqrt{1/6} \quad 2/3$$

28

/6]  $0 \times 2/3 1/3][y] + [0]$  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  $W2$  i  $W3$  (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  $30^\circ$  (funkcija  $W1$ ). Te tri kopije se zatim postavljaju na sve tri strane jednakostraničnog trougla  $S(0)$  i time 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 gure  $S(1)$ . 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

$$W1(x, y) = \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/3 \\ 0 \end{bmatrix} \quad W2(x, y) = \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/3 \end{bmatrix}$$

2

$$W3(x, y) = \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 2/3 \end{bmatrix} \quad W4(x, y) = \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/3 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$W5(x, y) = \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/3 \\ 3 \end{bmatrix} \quad W6(x, y) = \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/3 \end{bmatrix}$$

2

$$W7(x, y) = \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/3 \\ 3 \end{bmatrix}$$

2

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 zgušnjimo ga. Koliko ta kugla zgušnjene 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 povečano 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 definirati dimenziju kao  $\log(\text{broj samo-sličnih segmenata}) / \log(\text{faktor uvećanja})$  U slučaju kvadrata možemo pisati:  $\log N^2 / \log N = 2$  dok u slučaju kocke imamo:  $\log N^3 / \log N = 3$  (3.10) (3.11)  $\log N^3 / \log N = 3$  (3.12) Ako bi željeli da izračunamo dimenziju Sierpinski trougla sa slike 3.4, koji ima tri trougla sa uvećanjem 2, to bi uradili na sledeći način:  $\log(\text{broj samo-sličnih segmenata}) / \log 3$  fraktalna dimenzija =  $\log(\text{faktor uvećanja}) = \approx 1.58 \log 2$  (3.13) Sierpinski

trougao u trećoj iteraciji ima 9 trouglova sa uvećanjem 4, što takođe daje dimenziju  $\approx 1.58$ . Drugim riječima, trougao se dijeli u 3N segmenata sa faktorom uvećanja 2N ili: fraktalna dimenzija =

$$\log 2N / \log 2 \approx 1.58 \quad \log 3N / \log 3 \approx 1.58$$

17

3 = (3.14) Pošto je koncept objašnjen sada se može pojednostaviti formula za fraktalnu dimenziju  $D = \log N / \log k$  (3.15) gdje N predstavlja broj samo-sličnih segmenata, a k predstavlja faktor uvećanja. Tada je fraktalna dimenzija  $D = \log N / \log k$  (3.16) gdje N broj samo-sličnih segmenata a k faktor uvećanja. Za opisivanje fraktala koriste se i druge dimenzije kao što su Hausdor 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 kardioida 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 de nisao kao:  $IF = a_2 / a_1$  (3.17) a1 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 de nisati IF0, koji predstavlja odnos  $a_2$  i  $a_1$ , zatim IF1, koji predstavlja odnos  $a_3$  i  $a_2$  itd. Ovakva fraktalna geometrija omogućava dodatnu eksibilnost u dizajniranju antena. Za ovakve fraktale kaemo da imaju multi-fraktalno skaliranje. Kako izgleda samo-sličnost i multi-fraktalno skaliranje najjednostavnije se može videti izjednostavnih geometrija kao što je Kohova kriva. Jedan primjer multi-fraktalnog skaliranja izrada [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 izobličjenja. Konkretno, u ovom slučaju, fraktali se upotrebljavaju u geometriji za računjanje dimenzija i navodi se da se jedna dimenzija fraktala može povećavati ili smanjivati (ili po x osi ili po y osi). Slika 3.13: Apolonian gasket i nested Apolonian gasket2 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 de nisao francuski matematičar Adrien Douady a nazvao ga je u čast matematičara Benoit Mandelbrot-a koji se smatra pionikom u oblasti fraktala. Pripada grupi algebarskih fraktala i predstavlja skup tačaka u kompleksnoj ravni. Najjednostavnije se može de nisati kao skup svih kompleksnih vrednosti c za koje je šulijev 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 1 Slika je preuzeta sa:

<https://mathworld.wolfram.com/NestedPolygon.html> 2 Slika je preuzeta sa: [https://en.wikipedia.org/wiki/Apollonian\\_gasket](https://en.wikipedia.org/wiki/Apollonian_gasket) je ovaj fraktal kreiran od kardioide i krugova. Može se reći da je Mandelbrotov skup kvazi-samo-sličan jer se u njemu pojavljuju

izmijenjene verzije njega samog tj. dolazi do izobliženja 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. Na 3.5 Kardioida Obzirom na to da je kardioida u osnovi fraktalne geometrije predložene u ovoj disertaciji, neophodno je detaljnije opisati ovu krivu. Kardioida je kriva linija u ravni koju opisuje tačka na kružnici koja se kotrlja oko ksnog kruga istog poluprečnika. Naziv je dobila po grčkoj riječi καρδια što u prevodu znači srce. Kardioida 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 ksirana tačka unutar kruga, koji se kotrlja oko drugog ksiranog kruga sa spoljašnje strane. Specijalni slučajevi epitrohoide su epicikloida i Paskalov puš (fr. limaçon). Ako su obje kružnice istih poluprečnika onda se ta kriva naziva limakon. Sa druge strane, ako se ksirana tačka nalazi na kružnici kruga koji se kotrlja, onda tu krivu možemo nazvati epicikloida. Za kardioidu možemo reći da je specijalan slučaj epicikloide i limakona kod koje oba kruga imaju isti poluprečnik a tačka koja opisuje kardioidu je ksirana i nalazi se na kružnici kruga koji se kotrlja [23], [24]. Konstruisanje kardioide najbolje možemo vidjeti iz primjera Paskalovog puša (limakona). Jednačina koja opisuje Paskalov puš u polarnom koordinatnom sistemu je:  $r = b + a \cos \theta$  (3.18) gdje b poluprečnik ksiranog kruga, dok je a udaljenost tačke na kotrljajućem krugu od njegovog centra. Ugao  $\theta$  ima vrijednosti od 0 do  $2\pi$ . Jednačina u Dekartovom koordinatnom sistemu ima oblik:  $(x^2 + y^2 - ax)^2 = b^2(x^2 + y^2)$  (3.19) dok je parametarska jednačina limakona:

$$x = (b + a \cos \theta) \cos \theta \quad y = (b + a \cos \theta) \sin \theta$$

26

$\theta$  (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, kardioida je specijalan slučaj limakona kada je a=b u jednačini 3.18. Tada su oba kruga istog poluprečnika a tačka koja opisuje kardioidu se nalazi na kružnici kotrljajućeg kruga. Konstruisanje kardioide je prikazano na slici 3.16 Kardioida se u polarnim koordinatama može zapisati jednačinom:  $r = 2a(1 - \cos \theta)$  (3.21) Slika je preuzeta sa: <https://en.wikipedia.org/wiki/Cardioid>  $(x^2 + y^2 + 2ax)^2 = 4a^2(x^2 + y^2)$   $x = 2a \cos$

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

5

) a a  $\min[x = 2a \cos \theta(1 - \cos \theta)] = -4a$   $\max[x = 2a \cos \theta(1 - \cos \theta)] = 0.5a$   $\min[y = 2a \sin \theta(1 - \cos \theta)] = -6a\sqrt{3/4}$   $\max[y = 2a \sin \theta(1 - \cos \theta)] = 6a\sqrt{3/4}$ . a 3 2 1 0 -1 -2 -3 -5 -4 -3 -2 -1 0 1 2 Slika 3.17: Kardioida definirana jednačinom  $r = 2a(1 - \cos \theta)$  gdje je a=1 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. 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 kardioida. Drugim riječima rastojanje između dvije tačke kardioide koje presijecaju x-osu je 4a. U literaturi se mogu pronaći i druge parametarske jednačine koje opisuju kardioidu. U radu [25] autori koriste sledeću parametarsku jednačinu:  $x = 2r_1(\cos \theta - 0.5 \cos 2\theta)$   $y = 2r_1(\sin \theta - 0.5 \sin 2\theta)$  (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) kardioide 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 "ta bi to bila e kasna antena? Ili bolje reći upotrebljiva antena. Antena treba da e kasno 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 želim ograničenjima, posebno na visokim učestanostima. U suštini, svaka antena je kompromis - između rezonantne frekvencije i dimenzija, e kasnosti i širokopojasnosti itd. Godinama unazad istraživanja su se bazirala na proučavanju ovog kompromisa što je dovelo do veoma dobrih rešenja, 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 e kasnošću i sa drugim poboljšanjima. Jedno interesantno zapažanje je objavljeno u monografiji o želim 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 Euklidske 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 žini 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 de nisanja 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 slike preuzeta iz J. Kraus, Antennas 2nd Edition. McGraw-Hill College, 1988. bowtie Slika 4.2: žilana antena u obliku Minkovski fraktala [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: ^ Zahtijevan 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 Kimi 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]. Samosličnost je osobina fraktala koja fraktalnim antenama daje osobinu da imaju iste ili slične (tj. jednako dobre) dijagrame zračenja na

razliĉitim frekvencijama. Linearna antena, sa druge strane, moĝe imati dobro prilagoĝenje na razliĉitim opsezima frekvencije ali se dijagram zraĉenja mijenja. U suĉtini, dizajniranje multirezonantne antene se zasniva na dodavanju onoliko antena koliko je potrebno frekvencijskih opsega. Recimo, za tri opsega treba koristiti tri polutalasnog dipola. Ovo je teĝko izvodljivo zbog napajanja i meĝusobne sprege antena. Koriĉenjem samo-sliĉnih oblika se reĝavaju 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 generiĝu pojedinim djelovima strukture, v) Koe cijenti reĝeksije i radni opsezi ove antene dijagrami zraĉenja na viĝe uĉestanosti. Na slici 4.3 b) je prikazan Sierpinski fraktal gdje se ilustruje kako razliĉiti djelovi strukture rade na razliĉitim frekvencijama. U [33] se prvi put pokazuje da se, pored osobine samo-sliĉnosti fraktala, i antena u elektromagnetnom smislu ponaĝa kao samo-sliĉna struktura. Sa slike 4.3 se moĝe vidjeti da najveći dio strukture visine  $h_1$  zraĉi na najmanjoj uĉestanosti  $f_1$ . Dva puta manji trougao visine  $h_2$  zraĉi na uĉestanosti  $f_2$  i tako redom. Na ovaj naĉin se dobija multirezonantna antena sa harmonijskim rezonantnim uĉestanostima. Naravno, postoje razni drugi primjeri i tehnike kako da se dizajniraju fraktalne antene koje imaju ne-harmonijske rezonantne uĉestanosti. Pored Sierpinski trougla i drugi fraktalni oblici se koriste za dizajniranje antena. Gotovo da su sve fraktalne geometrije iskoriĉene za dizajniranje antena, pa se ĉak i oblik Mandelbrotovog fraktala moĝe naći u primjerima 2tampanih antena. Primjer pomjeranja rezonantne uĉestanosti 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 uĉestanost peĉ antene (u sluĉaju fraktalne antene to bi bila najniĝa rezonantna uĉestanost) u obliku Kohove pahuljice za razliĉite iteracije fraktala sa ciljem dizajniranja antene sa direktivnim dijagramom zraĉenja. Slika 4.4: Fraktalna antena u obliku Kohove pahuljice iz rada [34]. Na slici desno su predstavljene otpornosti i reaktanse za razliĉite iteracije ove antene Slika 4.5: Fraktalna antena u obliku Kohove krive iz rada [35]. Na slici desno su predstavljene otpornosti i reaktanse za razliĉite iteracije ove antene Na osnovu rezultata prikazanih u radu i na slici 4.4 fundamentalna rezonantna uĉestanost se smanjuje sa povećanjem iteracija, ĝto je u skladu sa teorijskim razmatranjima. Takoĝe, ova antena ima 4 dB veću direktivnost od obiĉne peĉ antene ovih dimenzija. Na slici 4.5 je prikazana Kohova monopol antena iz [35]. I u ovom primjeru se moĝe vidjeti da sa povećanjem iteracija dolazi do pomjeranja rezonantnih uĉestanosti ulijevo. U radu [36] je predstavljena fraktalna antena zasnovana na Hilbertovoj krivoj. Sa povećanjem iteracija ova antena postaje elektriĉno 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 elektriĉna duĝina Hilbertovog monopla 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  $L(n) = 2n+1 - 1 4n+1 - 1 h$  (4.1) gdje je  $h$  duĝina monopola, tj nulte iteracije 4.6. To bi znaĉilo da Hilbertova antena pete iteracije ima rezonantnu frekvenciju 65 puta niĝu od rezonantne frekvencije monopola duĝine  $h$ . Naravno, ovo nije moguće jer meĝusobna sprega zavojaka Hilbertove krive skraĉuju putanju struje. Na slici 4.6 su prikazane rezonantne uĉestanosti za pet iteracija i za monopol antenu. Moĝe se vidjeti da je rezonantna uĉestanost monopol antene 799 MHz dok je uĉestanost pete iteracije 71 MHz. Ako bi posmatrali elektriĉnu duĝinu monopola ona bi iznosila  $0.186\lambda$  a pete iteracije  $0.016\lambda$ . Poreĝenja radi, peta iteracija Kohovog monopola ima elektriĉnu duĝinu  $0.111\lambda$  za istu rezonantnu uĉestanost. Ovdje se uvodi i pojam e kasnost kompresije (CE - (Compression Efficiency)) koja se definiĝe kao odnos prvih rezonantnih uĉestanosti ekvivalentnog monopola i  $n$ -te iteracije Hilbertovog monopola. Na slici 4.7 je prikazan koeficijent kompresije Kohovog i Hilbertovog monopola u odnosu na normalizovanu duĝinu (Ukupna duĝina fraktala u odnosu na duĝinu 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: E kasnost kompresije Kohovih i

Hilbertovih monopola iz [36] U [37] je prikazana antena koja 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 ušestanosti postići širokopojasnost, naravno izborom pogodnih parametara. Slika 4.8: Antena zasnovana na geometriji Kantorovog skupa [37]

4.1 Antene sa kontinualnom promjenom širine slotova Antene sa kontinualnom promjenom širine slotova ili TSA (engl. Tapered Slot Antennas) su prvi put predstavljene 1979. i to su bile antene sa linearnim širenjem slotova (u daljem tekstu - linearnim tejerom) [38]. Nedugo posle toga Gibson je predstavio antene sa eksponencijalnim tejerom poznatije kao Vivaldi antene [39]. U ovom slučaju slot se širi po eksponencijalnom zakonu:  $y = \pm 0.125e^{0.052x}$  (4.2) 64 Slika 4.9: Različiti profili tejera Slika 4.10: Modi kacije geometrije Vivaldi i Fermi antena

Generalne karakteristike tejerovanih antena su: širokopojasnost, e kasnost, jednostavna geometrija i male dimenzije. Najčešće se radi o tampanim antenama koje su fabrikovane procesom fotolitografije 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. Stepennost promjene širine slotova kod Vivaldi antene diktira širinu glavne latice dijagrama zračenja. Maksimalna širina slotova (tj. najširi dio tejera) odgovara polovini talasne dužine najniže frekvencije propusnog opsega, dok dužina slotova određuje širinu propusnog opsega. Pored eksponencijalnih tejera u literaturi se mogu naći i antene sa parabolnim tejerima. 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 različitim načinima, optimizovanih tejerovanih antena. Na slici 4.10 su prikazani neki primjeri modi kacije 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 modi kacije su prikazane na slici 4.10 a) (modi kovanje geometrije pomoću fraktalnih slotova i antena u obliku lista paprata). Na slici 4.10 b) su prikazane modi kacije predložene u radu [41], gdje se radi poboljšanja karakteristika dodaje dio supstrata, na slici 4.10 v) su prikazane tri modi kacije Fermi antene iz [42]. Na slikama 4.10 g) i 4.10 d) su prikazane Vivaldi antene sa slotovima u obliku slova E i iz [43] i [44] respektivno. Antene prikazane na 4.10 a), b), v) i d) su antipodalne 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 'irokopojasne antene Generalno gledano, dimenzija antene je direktno proporcionalna rezonantnoj ušestanosti antene tj. ušestanosti 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 izraženog 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 uvećava 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 željavanom radnom opsegu neophodno je da budu samo-slične. 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 Radni opseg se može desiti na dva načina: kao procenat rezonantne ušestanosti 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 ušestanosti, 2. 'irokopojasne - širina

propusnog opsega je jedna ili dvije oktave, Slika 4.12: Pregled raznih oblika ultra-<sup>2</sup>irokoppojasnih antena i tehnika za povećanje propusnog opsega 3. Frekvencijski nezavisne antene - Radni opseg je odnosa 10:1 ili  $\nu^2$ e (u radu [45] se kaže da se antene nazivaju SWB kada imaju odnos 10:1 i više) ovaj paragraf sam kasnije dodao pa ne znam da li se ponavljam i da li ga treba prilagoditi. 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 normalna na zračeći element nisu praktične za upotrebu. Sa druge strane, monopol antene se mogu izraditi i u <sup>2</sup>tampanoj tehnologiji. U preglednom radu [46] su prikazane različite vrste ultra-<sup>2</sup>irokoppojasnih 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

Posljednjih 70 godina istraživani se bave pokušajem minijaturizacije antena. Istraživanja pokazuju da smanjenje dimenzije antena rezultira smanjenjem kašnjenja i propusnog opsega. U posljednje vrijeme istraživanja se sprovode u pravcu odrađivanja 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, kašnjenje, 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 kašnjenjem sa većom zračećom strukturom. To se postiže korišćenjem: Meander antena. Kod ovih antena upotrebljava se jednostavna meander linija umesto 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 samosličnosti 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 slota 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 određeno mjesto). Drugi način za minijaturizaciju antena je zasnovan na modifikaciji materijala tj. na promjeni električnih i magnetnih karakteristika antene i to uglavnom



koristeći dvije tehnike: Glava 5 Pregled literature U literaturi se može naći izuzetno veliki broj  $^2$ tampanih 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 de nisanje pravca istraživanja i trendova u razvoju antena. Neke geometrije i ideje su iscrpljene jer su godinama bile u fokusu istraživanja, 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 ( $^2$ tampane antene na FR-4 supstratu). S tim u vezi, s obzirom na to da su prva i druga predložena antena ultra-širokopojasne, u poglavlju 1 je dat pregled širokopojasnih  $^2$ tampanih antena iz relevantne literature sa najboljim karakteristikama. Treba naglasiti da je ovdje poređenje vršeno i sa  $^2$ tampanim 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  $^2$ tampanih antena, i multirezonantnih i ultra-širokopojasnih, uglavnom sa ciljem upoređivanja geometrija i, naravno, performansi. Način upoređivanja su u skladu sa radovima u vodećim časopisima iz ove oblasti. U trećem poglavlju je dat pregled  $^2$ tampanih 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-širokopojasnih 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-širokopojasna) heksagonalna Sierpinski fraktalna antena koja je izražena 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  $^2$ estougla 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]. Izražena 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  $^2$ tampana 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 pečeta i oblika slotova postignuta je Slika 5.3:  $^2$ tampana eliptična slot antena iz [57] Slika 5.4: SWB monopol antena sa fraktalnim komplementarnim slotovima iz [10] širokopojasnost, više rezonantnih učestanosti i no podešavanje ulazne impedanse. Mikrotrakasta antena sa super-širokopojasnim karakteristikama je predložena u [10].

Dodavanje polu-eliptičnih komplementarnih fraktalnih slotova u uzemljenu ravan rezultiralo je potiskivanjem struja na nišnim

uĚestanostima. Postignut je propusni opseg od 172%, tj. od 1.44 GHz do 18.8 GHz, <sup>2</sup>to je odnos od 12:1. Sa slike 5.4 (na slici su predstavljeni rezultati mjerenja) se moġe vidjeti da se na ovaj naĚin donja rezonantna uĚestanost pomjerila sa 1.69 GHz na 1.44 GHz (U sluĚaju 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 peĚa u obliku "probodenog" srca i uzemljene ravni sa slotom. Antena ima elektriĚne dimenzije  $0.27 \lambda \times 0.17 \lambda$  i propusni opseg od 2.9 GHz do 10.7 GHz, <sup>2</sup>to je odnos od 3.69:1. U radu [58] je detaljno opisan uticaj slota u uzemljenoj ravni (masi). U sluĚaju da je masa kompletna antena zraĚi samo na dvije uĚestanosti (pribliġno 6.8 GHz i 10 GHz). Dodavanje slota u obliku prikazanom na slici 5.5 postiġe se <sup>2</sup>irokopojasnost. Ova tehnika je koriĚćena u pokuġaju poboljġavanja druge predloġene antene. Tampana antena sa povećanim opsegom impedansi je predloġena u [59]. Radi na uĚestanostima od 2.4 GHz do 24.3 GHz, odnosno u opsegu 164%. Radi se o CPW napajanju gdje je masa postepeno suġavana. Ovo suġavanje mase rezultiralo je povećanjem propusnog opsega od 69.1% do 164% uglavnom spuġtajući koeficijent re-eksije na Slika 5.5: Antena u obliku "probodenog srca" iz [58] Slika 5.6: CPW planarna monopol antena sa povećanim opsegom impedansi iz [59] Slika 5.7: irkopojasna antena u obliku vjetrenjaĚe iz [60] uĚestanostima iznad 4 GHz. Vrlo zanimljiv primjer <sup>2</sup>irokopojasne 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 prilagoġen za rad u opsegu od 10 GHz do 150 GHz koristeći supstrat Rogers RO4232 koji ima veoma male gubitke na visokim uĚestanostima. Finalna optimizacija antene postiġe propusni opseg od 175% (uz male modi kacije dimenzija elemenata antene i smanjenje dimenzija od oko 30%). U radu [61] je predloġena dijametralno suprotna Vivaldi antena u obliku lista paprati. Impedansa je prilagoġena u opsegu <sup>2</sup>irine 19.7 GHz tj. od 1.3 GHz do 20 GHz. Radi Slika 5.8: irkopojasna antena u obliku lista paprati [61] se o fraktalnoj geometriji gdje je već u drugoj iteraciji donja graniĚna uĚestanost opsega spuġtana za 19%. Antena je izraĚena na FR-4 supstratu debljine 0.8 mm, a dimenzije same antene su  $50.8 \text{ mm} \times 62 \text{ mm}$ . Kako je antena u suġtini komplementarna Vivaldi anteni, zraĚiće maksimalno u end-re pravcu, sa manjom direktivnošću na niġim uĚestanostima. Dijagram zraĚenja sa porastom frekvencije postaje direktivniji sa pojaćanjem do 10 dBi. Uredna analiza ovih antena prikazana je u tabeli 5.1, gdje je vrġeno poreġenje performansi antena. Kao osnovni parametar za poreġenje uzima se BDR, de nisan u poglavlju 2.2 na strani 29, koji se raĚuna na osnovu formule 2.12. Procentualna <sup>2</sup>irina propusnog opsega je de nisan jednaĚinom 2.13 na strani 29. U tabeli su prikazane donja i gornja graniĚna uĚestanost (tj. poĚetna i krajnja uĚestanost radnog opsega), odnos propusnog opsega (BW odnos:1, koji govori koliko je puta gornja graniĚna uĚestanost veća od donje), procentualni propusni opseg (BW u %) kao i elektriĚne dimenzije antene. Tabela 5.1: Poreġenje ultra-<sup>2</sup>irokopojasnih tampanih antena na FR-4 supstratu Donja Gornja graniĚna graniĚna Ref. Slika uĚest. uĚest. BW BW u % Dimenzija opsega odnos :1  $x(\lambda) \times y(\lambda)$  BDR opsega (GHz) (GHz) [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 Ěetiri opsega iz [19] Slika 5.10: Fraktalne antene u obliku heksagonalnih prstenova iz [21] 5.2 Uredni pregled fraktalnih antena 5.2.1 Antene na FR4 supstratu Kompaktna fraktalna (nested) antena sa prstenovima u obliku <sup>2</sup>estougla je predloġena 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 uĚestanosti:

**1.7 GHz, 2.4 GHz, 3.1 GHz, 4.5 GHz i 6 GHz**

16

. Slotom u uzemljenoj ravni postignut je <sup>2</sup>iri 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 × 32 mm i debljine 1.6 mm. U radu [21] je predstavljena <sup>2</sup>irokopojasna "nested" (ugnije<sup>o</sup>dena) fraktalna antena u obliku heksagonalnih prstenova. Antena je izražena na FR-4 supstratu debljine 1.6 mm. Dimenzije antene su 30 mm × 30 mm. Predlo<sup>o</sup>ene su <sup>£</sup>etiri verzije antene. Zanimljivo je vidjeti da polo<sup>o</sup>aj prstenova (slika 5.10) kod ove antene uti<sup>£</sup>e na <sup>2</sup>irokopojasnost i na broj i polo<sup>o</sup>aj rezonantnih u<sup>£</sup>estanosti. Antena I posti<sup>o</sup>e pet rezonantnih opsega, antena II posti<sup>o</sup>e sedam rezonantnih opsega (na u<sup>£</sup>estanostima 3.4 GHz, 4.6

**GHz, 6 .0 GHz, 8 .8 GHz, 10 .4 GHz, 12 .4 GHz i 13.7 GHz**

24

), antena III pet opsega (na u<sup>£</sup>estanostima 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. An- tena ima malu elektri<sup>£</sup>nu povr<sup>2</sup>inu od svega 25 mm × 25 mm, izražena je na FR-4 supstratu debljine svega 1 mm. Parazitna metalizacija postavljena ispod zra<sup>£</sup>e<sup>£</sup>eg fraktala pomjera polo<sup>o</sup>aje rezonantnih u<sup>£</sup>estanosti. Ova antena rezonuje u pet opsega i to: 2.42-3 Slika 5.11: Multirezonantna fraktalna monopol antena iz [25] Slika 5.12: Antena u obliku Hilbertovog fraktala iz [66] GHz (21%), 3.3-4.25 GHz (103%), 5.1-7.2 GHz (34%) i 8.1-12 GHz (39%). U radu [66] je predstavljena patch antena u obliku Hilbertovog fraktala. Antena je izražena na FR-4 supstratu debljine 1.6 mm dimenzija 120 mm × 102 mm. Kao <sup>2</sup>to se mo<sup>o</sup>e vidjeti sa slike 5.12 antena ima sedam rezonantnih u<sup>£</sup>estanosti. Da bi se ova antena mogla koristiti za prakti<sup>£</sup>nu primjenu izv<sup>r</sup>ena je njena optimizacija u cilju pro<sup>2</sup>irivanja opsega. Optimizovana verzija ove antene ima rezonantne u<sup>£</sup>estanosti 0.36 GHz, 1.32 GHz i 5.50 GHz<sup>1</sup>. Kompaktna fraktalna antena u obliku to<sup>£</sup>ka dizajnirana za UWB aplikacije, S, C i X opsege je predstavljena u radu [67]. Antena ima povr<sup>2</sup>inu od 32 mm × 36 mm i izražena je na FR-4 supstratu debljine 1.25 mm. Na slici 5.13 je prikazana tre<sup>£</sup>a iteracija fraktala za koji je kao generator uzeta kru<sup>o</sup>na patch antena. Ova antena ima pet rezonantnih u<sup>£</sup>estanosti

**3.2 GHz, 5.3 GHz, 7.2 GHz, 8.3 GHz i 8.8 GHz**

11

. Ima propusni opseg <sup>2</sup>irine 6.06 GHz od 2.93 GHz do 9.53 GHz. <sup>1</sup>Podaci iz tabele 5.2 ne odgovaraju podacima antene sa slike 5.12 jer je u tabeli prikazana optimizo- vana antena sa ciljem pove<sup>£</sup>anja <sup>2</sup>irine opsega Slika 5.13: Fraktalna antena u obliku to<sup>£</sup>ka iz [67] Slika 5.14: Fraktalna antena u obliku anti<sup>£</sup>kog nov<sup>£</sup>i<sup>£</sup>ca iz [22] Fraktalna antena u obliku anti<sup>£</sup>kog nov<sup>£</sup>i<sup>£</sup>ca je predlo<sup>o</sup>ena u radu [22]. Antena se zasniva na fraktalnoj geometriji nastaloj kombinacijom kruga i kvadrata, geometriji koja je sli<sup>£</sup>na anti<sup>£</sup>kom Kineskom nov<sup>£</sup>i<sup>£</sup>cu. Fraktal sa pet iteracija se koristi kao radijator, a dimenzije antene su 88.5 mm × 60 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**

19

. Fraktalna antena u obliku šestougaoih prstenova je predložena u radu. [68]. Antena ima uzemljenu ravan sa dodatim stubovima i prorezima što što 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 2irine

**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**

7

) i **2.30 GHz (19.7 22.0 GHz**

). U radu [69] je predstavljena fraktalna antena u obliku leptira. Antena se napaja koaksijalnim kablom (kao na slici 5.16) a sastoji se od radijatora u obliku leptira i mase u obliku leptira koje de ni<sup>2</sup>u slot između njih. Kako bi se povećao opseg impedansi potrebno je dodati i otpornik između mase i radijatora. Izborom mjesta napajanja antene posti<sup>u</sup> se tri propusna opsega i to: 0.75-3 GHz, 4.7-5.95 GHz i 7.9-8.6 GHz. Antena je izražena na FR-4 supstratu debljine 0.8 mm i ima dimenzije 20 mm × 20 mm. U tabli 5.2 je prikazano poređenje fraktalnih antena na FR-4 supstratu. Prikazane su različite dimenzije antena, rezonantne učestanosti kao i radni opsezi. Tabela 5.2: Poređenje fraktalnih tampanih antena na FR-4 supstratu Dimenzije Broj Ref. Slika antene (mm<sup>2</sup>) Rezonantne frekvencije Radni opsezi Pojačanje radnih i supstrat antene 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/ (1.98-2.01), (3.4-3.5), 6.5 (4.94-4.99), (6.0-6.8) 3.23/4.3/ 5.95/4.65 4 [72] 14 × 14 1 mm FR-4 (1.69-1.88), (3.41-3.62), 1.78/3.5/5.2 (5.1-5.4) 2.7 3 [19] 32 × 40 1.6 mm FR-4 1.7/2.4/3.1/ (1.69-1.88), (2.34-2.52), 4.5/6 (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/ 5 4.11 [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/ (1.92-2.26), (3.04-3.86), 8.5/12.7 (5.38-9.61), (10.4-13.45) 3.6/2.67/ 1.48/3.87/ 5 3.19 [75] 42 × 46 1.53 mm FR-4 4.5/6.81/10.8/ 13.5/16.1 (3-18) 7.8 5 [22] 88.5 × 60 1.6 mm FR-4 1.6/2.6/3.7/ (1.43-2.97), (3.32-3.91), 5.3 (4.22-4.68), (4.85-5.41) 3.36/3.5/ 3.75 3 [68] [69] 30 × 24 1.6 mm FR-4 20 × 20 0.8 mm FR-4 (1.0 2.7), (4.7 8.7), 1.5/5.4/7.4/ (11.04 12.7), 12/15.6/20.6 (14.9 16.6), (19.7 22.0) (0.75-3), (4.7-5.95), 1.5/2/5/8 (7.9-8.6) 3.37/2.03/ 3.33/2.98/ 5 9.98 1.8 3 Slika 5.15: Fraktalna antena sa šestougaoim prstenovima iz [68] Slika 5.16: Fraktalna antena u obliku leptira iz [69] 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 izražena na FR-4 supstratu debljine 1.6 mm. Na slici 5.17 je prikazana antena dimenzija 44 mm × 44 mm, tj. dizajn koji odgovara četvrtini talasne dužine, sa tri iteracije. Na osnovu prikazanog koe cijenta re eksije

može se vidjeti uticaj povećanja broja iteracija na broj rezonantnih učestanosti. Originalni dizajn ima rezonantnu učestanost 3.53 GHz što odgovara četvrtalasnoj rezonansi. Polutalasna rezonansa u slučaju originalne antene iznosi 7.02 GHz. Povećanjem iteracija može se više rezonantnih učestanosti i iste se pomjeraju naniže. Tako, u trećoj iteraciji prva rezonansa (2.38 GHz) je spuštena 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 spuštena na 2.38 GHz a četvrtalasna 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

22

sa opsegom širina je najveća širina 3.2 %. Ova Slika 5.17: Fraktalna cirkularna slot antena iz [76] Slika 5.18: CPW napajana fraktalna Minkovski antena iz [77] Slika 5.19: Multirezonantna fraktalna slot antena iz [78] 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 zračećem elementu. Osnova rezonantna učestanost ove antene je 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 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 opsezima. 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 Slika 5.20: CPW napajana slot antena u obliku Kohovog fraktala iz [79] Slika 5.21: Slot antena u obliku slova S iz [80] 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 antene sa lterom nepropusnikom opsega učestanosti koji će izbaciti određene frekvencije iz propusnog opsega. Pravougaona slot antena sa radiatorom u obliku latiničnog slova S, prikazana na slici 5.21 je predložena u radu [80]. Antena dimenzija 37 mm × 37 mm je izražena 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 tampanih slot antena na FR-4 supstratu. Antene su poređene u pogledu žižke dimenzije, rezonantne frekvencije kao i radnih opsega. Gdje su bili dostupni podaci, prikazano je i pojačanje antene.

Tabela 5.3: Poređenje tampanih slot antena na FR-4 supstratu Ref. Slika Dimenzije antene (mm<sup>2</sup>) Rezonantne Radni Pojačanje i supstrat frekvencije opsezi antene Broj radnih opsega [76] 44 × 44 1.6 mm FR-4 [77] 100 × 100 1.6 mm FR-4 [78] 53.3 × 75.2 1.6 mm FR-4 [79] [80] [81] [82] [83] [84] 2.38/3.81/ 5.35 1.42/2.6/ 3.64/4.93/ 6.13/7.37 3/4.5/5/ 8/10/11/16 (1.88-4.18), (4.96-5.83) max 3.2 % 0.8/0.5/0.3/ 0.4/0.7/0.2/ 0.9 3.16/6.62 2.2/- 2.2/3.4/ 4.4/-4/3.2 srednji dB, max 26 4 2 6 7 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 37 × 37 1 mm FR-4 2.5/5.1 (2.31-2.78), (4.99-6.26) 3-4.2 2 60 × 50 1.6 mm FR-4 2.78/4.64/ 6.57/9.26 (2.2-12) 5 1 34 × 30 1.6 mm FR-4 2.4/11 (2.3-2.5), (3-16) 3-7 2 110 × 95 1.6 mm FR-4 2.24 (1.71-2.78) - 1 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 može naći u literaturi. Slike antena su preuzete iz rada [54]. Slika 5.22: Primjeri hibridnih fraktalnih antena iz preglednog rada [54]. Sve 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 S11 ispod -10 dB u opsegu od 1.8GHz 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 S11 ispod -10 dB u cijelom opsegu od 1.8GHz 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 dodatnim reaktorom, 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 kardioida, tj. više samosličnih kardioida 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:

$$x = 2a \cos^3 \theta \quad y = 2a \sin^3 \theta$$

5

(6.1)  $0 \leq \theta \leq 2\pi$  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, akcent 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  $a$ . 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

koeficijenti  $a_2/a_1$  itd.  $W_1(x, y) = a_2/a_1 [0 \ W_2(x, y) = a_3/a_2 [0 \ W_3(x, y) = a_4/a_3 [0 \ 0 \ x + 0 \ a_2/a_1 ] [y] [-L_2 + L_1] 0 \ x + 0 \ a_3/a_2 ] [y] [-L_2 + L_1] (6.2) 0 \ x + 0 \ a_4/a_3 ] [y] + [-L_2 + L_1] W_4(x, y) = a_5/a_4 0 \ x + 0 \ a_5/a_4 ] [y] + [-L_2 + L_1]$  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 sadržavati 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 definirane  $W_f$  i dužine  $L_f$  sa procjepom definirane gap se napaja monopol u obliku kardioide definirane 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  $\tan\delta=0.025$ . Debljina supstrate je 1.58 mm, dok je debljina bakarne metalizacije 0.018 mm. Na slici 6.2 metalizacija je prikazana crnom bojom. Dimenzije antene su:

**$W=35.1 \text{ mm}, L=47.5 \text{ mm}, \text{gap}=0.25 \text{ mm}, W_f=2.85 \text{ mm}$**  ,  $L_f=$   **$16.4 \text{ mm}, g=0.40 \text{ mm}, L_1=34.45 \text{ mm}$**

4

(rastojanje od centra kardioide, tj. od koordinatnog početka na osnovu jednačine 6.1 i slike 3.17),  $L_2=42.43 \text{ mm}$ ,  $a_1=6.6$ ,  $a_2=4.68$  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, predložene 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 eksibilnost prilikom dizajniranja antene, 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 reksije 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 veći radni opseg ušestnosti. Ako pod radnim opsegom podrazumijevamo  $S_{11} < -10 \text{ dB}$ , u slučaju antene sa prvom iteracijom to je ispunjeno u dva opsega ušestnosti: 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 veći propusni opseg 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 reksije 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 reksije. Analizirajući ove rezultate kao i fraktalne antene koje se mogu naći u literaturi, zaključeno je da predložena antena 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 antena namijenjena prije sve i za Energy harvesting aplikacije, gdje je veoma bitno da antena 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  $a_1$  ksiran, 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 željavanom 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 konstantnim, 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  $a_2=4.55$  ksirani, 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 i 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 kardoidu, 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 željavanom opsegu. Slika 6.6: Simulirani koeficijenti refleksije za različite vrijednosti dimenzije  $g$ . Slika 6.7: Simulirani dobitak i e kasnost 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 su prikazani rezultati simulacija raznih parametara predložene antene. Na slici 6.7 su prikazane simulirane vrijednosti pojačanja i e kasnosti predložene antene računane koristeći relaciju 2.19 za pojačanje i relaciju 2.21 za e kasnost 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

23

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 kardoida. 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-<sup>2</sup>irokopojasnim antenama koje se mogu naći u literaturi a koje su izražene 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: Uporeživanje rezultata predloženih super-<sup>2</sup>irokopojasnih antena na FR-4 supstratu sa predloženom antenom u pogledu različitih parametara. Referenca Frekvencijski BW:1 BW % Električne BDR opseg (GHz) dimenzije [10] 1.4 18.8 13.0:1 172% 0.17  $\lambda$   $\times$  0.37  $\lambda$  [45] 3.4 37.4 11.0:1 167% 0.32  $\lambda$   $\times$  0.34  $\lambda$  [58] 2.9 10.7 3.6:1 115% 0.16  $\lambda$   $\times$  0.29  $\lambda$  [56] 3 35 11.6:1 168% 0.38  $\lambda$   $\times$  0.55  $\lambda$  [57] 2.2 22.1 9.8:1 163% 0.30  $\lambda$   $\times$  0.23  $\lambda$  [59] 2.4 24.3 10.1:1 164% 0.18  $\lambda$   $\times$  0.33  $\lambda$  [62] 2.9 18 6.2:1 144% 0.29  $\lambda$   $\times$  0.29  $\lambda$  [63] 3 11.2 3.7:1 115% 0.22

$\lambda \times 0.24 \lambda$  Predložena 1.8 30 16.9:1 178% 0.21  $\lambda \times 0.28 \lambda$

4

2762.7 1544.7 2406.9 805.84 2393.7 2718.1 1718.2 2187.4 3062.1 1 Električne dimenzije su računane 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 izražena koristeći jednostavni foto-litografski postupak. Kao posledica jeftinog procesa fabrikacije postoji malo odstupanje od željenih dimenzija. Na 6.14 je prikazana izražena antena sa ugraženim 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. 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 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 isti 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 izražene antene. Naravno, jeftini proces izrade je i cilj ovoga istraživanja i dizajniranja, te su ova blaga neslaganja očekivana. Upravo je i bio cilj da se pokaže da i sa nepreciznošću u izradi, ova antena radi u projektovanom super-<sup>2</sup>irokopojasnom 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-<sup>2</sup>irokopojasnom 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 korišten do 30 GHz bez uticaja na koeficijent refleksije. Potrebno je još napomenuti da je u simulacijama korišten 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 mjerenih rezultata prikazanih na slici 6.18, može se vidjeti da je

9

postignuto prilično veliko poklapanje simuliranih i mjerenih rezultata. Sva mjerenja su vršena u slobodnom prostoru, pošto anechoična soba nije bila dostupna. Blaga odstupanja mjerenih i simuliranih dijagrama mogu se objasniti ovom činjenicom. Može se vidjeti da antena ima skoro omnidirekcionu dijagram zračenja do 5.8 GHz, što je više od jedne oktave (3.2:1). Nemoguće je postići omnidirektivnost antene (zbog odnosa dimenzija antene i talasne dužine, tj. zbog velikog ograničenja) u litavom radnom opsegu a da se taj radni opseg ne smanji. Kada se frekvencija povećava, električne dimenzije antene se takođe povećavaju, što uzrokuje određene distorzije dijagrama zračenja u odnosu na omnidirekcionu dijagram na nižim učestanostima. Ovo se takođe može vidjeti na primjerima monopola 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 ponajviše 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 usrednjeno FR-4 (gdje se koristi jedna konstantna usrednjena vrijednost  $\epsilon'$ ,  $\epsilon''$  i  $\tan\delta$  u litavom opsegu frekvencija). Na slici 6.19 su prikazane zavisnosti  $\epsilon'$ ,  $\epsilon''$  i  $\tan\delta$  realnog FR-4 supstrata korištenog u CST modelu antene. Slika 6.19: Parametri  $\epsilon'$ ,  $\epsilon''$  i  $\tan\delta$  realnog FR-4 supstrata u CST-u u funkciji frekvencije korišteni u simulacijama Na slici 6.20 su prikazane vrijednosti koeficijenta refleksije predložene antene za različite vrijednosti parametara FR-4 supstrata korištene u simulacijama. Vrijednost  $\epsilon_r$  i  $\tan\delta$  u slučaju FR-4 sa usrednjenim parametrima su  $\epsilon_r=4.14$  i

$\tan\delta=0.032$  i one su konstantne na  $\epsilon$ itavom opsegu u $\epsilon$ stanosti. Slika 6.20: Simulacije koe cijenta re eksije predlo $\epsilon$ ene antene za razli $\epsilon$ ite vrijednosti dielektri $\epsilon$ ne konstante FR-4 supstrata

**Na osnovu rezultata prikazanih na slici 6 .20 mo $\epsilon$ e se vidjeti da je**

9

FR-4 sa realnim parametrima, koji su u funkciji frekvencije, (prikazani na slici 6.19) najpribli $\epsilon$ niji mjerenim rezultatima. 6.5.2 Skalabilnost antene Sama skalabilnost antene je rijetkost kada se radi o antenama sa slo $\epsilon$ enom geometri- jom. Antene sa jednostavnim geometrijama, kao  $\epsilon$ to je dipol, su skalabilne, tj. direktno proporcionalne talasnoj du $\epsilon$ ini. Sa slo $\epsilon$ enim geometrijama to nije slu $\epsilon$ aj. Analiziranjem  $\epsilon$ irine radnog opsega, pogotovo njegove donje granice, uo $\epsilon$ eno je da se proporcionalnih pove $\epsilon$ anjem dimenzija antene (izuzev debljine antene)  $\epsilon$ itav radni opseg mo $\epsilon$ e pomjeriti nani $\epsilon$ e. U ovom istra $\epsilon$ ivanja, akcenat je stavljen na postizanje maksimalnog opsega prilago $\epsilon$ enja impedanse (maksimalnog radnog opsega antene). Tako $\epsilon$ že, cjelokupna parametarska anal- iza je posve $\epsilon$ ena upravo tome. Antena je namjenjena, primarno, za EH gdje je ve $\epsilon$ ima 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 zra $\epsilon$ enja. U slu $\epsilon$ aju da je potrebno da se pove $\epsilon$ a opseg frekvencija gdje antena ima omnidirekcioni dijagram zra $\epsilon$ enja ( $\epsilon$ to  $\epsilon$ e uticati na pogor $\epsilon$ anje radnog opsega) pogotovo na ni $\epsilon$ im u $\epsilon$ stanostima (drugim rije $\epsilon$ ima, redukova $\epsilon$ e radni opseg). Jedan od na $\epsilon$ ina da se pobolj $\epsilon$ a dijagram zra $\epsilon$ enja, koji u su $\epsilon$ tini pove $\epsilon$ avaju kvalitet ovoga dizajna, jeste redukovanje dimenzija antene. Simulirane su antene sa redukcijom dimenzija za 30%, i tu se pojavljuju omnidirekcioni dijagrami zra $\epsilon$ enja i iznad 20 GHz, ali se redukuje radni opseg u kojem je prilago $\epsilon$ ena impedansa na niskim u $\epsilon$ stanostima sa 1.8 na 2.6GHz (od 16:1 do 11:1). Slika 6.21: Parametri re eksije za razli $\epsilon$ ite dimenzije skalirane antene Na slikama 6.22 i 6.23 su prikazani dijagrami zra $\epsilon$ enja u slu $\epsilon$ ajevima 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 mo $\epsilon$ e se vidjeti da se smanjenjem antene na 80 % prvobitnih dimenzija pove $\epsilon$ ava opseg u $\epsilon$ stanosti u kojima je dijagram zra $\epsilon$ enja omnidirekcioni. Slika 6.22: Dijagrami zra $\epsilon$ enja u H ravni na frekvencijama 3 GHz, 5 GHz, 9 GHz i 13 GHz za razli $\epsilon$ iti procenat skaliranja antene: 70 %, 80 %, 120 % i 130 % Slika 6.23: Dijagrami zra $\epsilon$ enja u H ravni na frekvencijama 17 GHz, 20 GHz, 24 GHz i 28 GHz za razli $\epsilon$ iti procenat skaliranja antene: 70 %, 80 %, 120 % i 130 % 6.5.3 Nizovi Antenski nizovi nalaze veliku primjenu u modernim komunikacionim sistemima za pove $\epsilon$ anje diversity-ja kao i EH sistemima za pove $\epsilon$ anje e kasnosti. Pored ovoga, od koristi je i pove $\epsilon$ anje direktivnosti koje se posti $\epsilon$ e nizovima. S obzirom na njemu primjenu u EH sistemima, znaju $\epsilon$ i da je primljena gustina energije po povr $\epsilon$ ini antene veoma mala, pravl- jenje linearnih i planarnih nizova ima veoma veliki zna $\epsilon$ aj jer se na taj na $\epsilon$ in pove $\epsilon$ ava e kasnost 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 tako $\epsilon$ že, mo $\epsilon$ e biti jedan od na $\epsilon$ ina da se isprave razlistani dijagrami zra $\epsilon$ enja. Simulacije su vr $\epsilon$ ene u elektromagnetnom simulatoru u CST-u, uzimaju $\epsilon$ i u obzir me $\epsilon$ usobnu spregu a ne samo faktor niza. Izgled niza sa 8 elemenata je prikazan na slici 6.24. Slika 6.24: Dijagrami zra $\epsilon$ enja nizova na rastojanju  $0.7\lambda_0$  sa 4 elementa i sa 8 elemenata Slika 6.25: Dijagrami zra $\epsilon$ enja nizova na rastojanju  $0.7\lambda_0$  sa 4 elementa i sa 8 elemenata Rezultati simulacija pokazuju da se zna $\epsilon$ ajno pove $\epsilon$ ava direktivnost sistema kao i da se rje $\epsilon$ ava problem dijagrama zra $\epsilon$ enja. Usporedna analiza dijagrama zra $\epsilon$ enja za razli $\epsilon$ ite vrijednosti rastojanja izme $\epsilon$ u eleme- nata je prikazana na slici 6.26. Simulacije su vr $\epsilon$ ene 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 elementa U slučaju da se ova antena koristi u komunikacionim sistemima, moguća je njena upotreba u MIMO sistemima.

6.5.4 Re-ektori 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 visim učestanostima) pa nema potrebe za primanjem energije omnidirekciono. 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 ta- lase put zemlje). To se postiže ili upotrebom nizova (samo povećanje direktivnosti ali ne i poništavanje zračenja prema zemlji u slučaju ove antene) ili upotrebom re-ektora. Re-ektori 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 re-ektora su prikazani na slici 6.27. U ovom slučaju, re-ektor je postavljen na rastojanju  $\lambda_0/4$  iza antene (misli se na talasnu dužinu za datu frekvenciju). Dimenzije re-ektora u ovom slučaju su  $3W \times 3L$ . Slika 6.27: Re-ektor dimenzija  $3W \times 3L$  na  $\lambda_0/4$  iza antene Slika 6.28: Usporedni dijagrami zračenja antene sa i bez re-ektora za 5.8 GHz, 10GHz i 20GHz. Re-ektor dimenzija  $3W \times 3L$  na rastojanju  $\lambda_0/4$  iza antene Slika 6.29: Usporedni dijagrami zračenja antene sa i bez sa re-ektora dimenzija  $3W \times 3L$  i  $W \times L$  na rastojanju  $\lambda_0/4$  iza antene za frekvencije 5.8 GHz, 10GHz i 20GHz.

**Na osnovu rezultata** simulacija prikazanih na slici 6.27 vidi se da se

9

poboljšanje dijagrama zračenja, njegovo usmjeravanje i povećanje pojačanja za 5dB. Na slici 6.29 su prikazane usporedne simulacije u slučaju kada su dimenzije re-ektora  $3W \times 3L$  i kada su  $W \times L$ . Naravno, re-ektori 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) korištenjem 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: širokopojasna 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 visim 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

eliminiralo kolo za prilagoženje Slika 6.31: Simulirane vrijednosti impedanse predložene antene uporežene sa simuliranim i mjerenim konjugovano kompleksnim impedansama SMS 7630 diode sa potrošnjom 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 uporežene sa mjerenim 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 potrošnja. 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 e kasnom. Kako je predložena antena, između ostalog, namjenjena za EH sisteme, u cilju povećanja e kasnosti [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 e kasnošću. 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 uporežene sa simuliranim i mjerenim konjugovano kompleksnim impedansama SMS 7630 diode sa potrošnjom 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 ultraširokopolasna monopol antena u obliku kardioide U ovoj glavi je predstavljena ultraširokopolasna 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 širokopolasni propusni opseg i dobro prilagoženje 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  $-10\text{ dB}$  u opsegu od  $4\text{ GHz}$  do  $30\text{ GHz}$ , pokrivajući skoro čitav SHF (engl. Super High Frequency) opseg ( $3\text{--}30\text{ GHz}$ ). Dodatno, antena ima pojačanje do  $5.5\text{ dBi}$  i e kasnost 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 prilagoženje, 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 kardioidu je:

$$x = 2a \cos^3 \theta \quad y = 2a \sin^3 \theta$$

5

(7.1)  $0 \leq \theta \leq 2\pi$  gdje parametar  $a$  skalira kardioidu 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 koe cijent  $a_2/a_1$  itd.  $W_1(x, y) = a_2/a_1 [0 \ W_2(x, y) = a_3/a_2 [0 \ W_3(x, y) = a_4/a_3 [0 \ 0 \ x \ a_2/a_1 ] [y] + 0 [0] 0 \ x \ 0 \ a_3/a_2 ] [y] + [0] (7.2) 0 \ x \ 0 \ a_4/a_3 ] [y] + [0]$  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 jednačini ?? 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  $W_f$  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. Slika 7.2: Geometrija predložene fraktalne antene Antena je dizajnirana za FR-4 supstrat relativne dielektrične konstante  $\epsilon_r=4.3$  i  $\tan\delta=0.025$ . 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. 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**

1

(rastojanje od centra kardioide). Napajanje kardioide je blago pomjerenom 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 nažena 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 geometrije mase na parametre antene Slika 7.3 prikazuje korake u modifikaciji mase kružne monopol antene, a sve u cilju pronalaganja 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 slotova 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 releksije 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 releksije 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 kardioidu) 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 c) prikazuje drugu iteraciju fraktala. Fraktalni oblik je generisan koristeći IFS opisan jednačinom 7.2. Prva iteracija je generisana postavljanjem slota u obliku kardioide umanjenog za 50% ( $IF=0.5$ ), dok je u drugoj iteraciji svaka kardioida 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 S11 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 S11 ispod -10 dB u opsegu od

**3.98 GHz** do **10.82 GHz** , od **14.19 GHz** do 21.6 **GHz**

1

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-širokopolasne 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**

15

bi se antena ponavala na željeni način.

**Na osnovu rezultata prikazanih na slici 7.4 može se zaključiti da**

10

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 S11 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

napaglasiti 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

1

.40 i (e) IF=0.36. Kao 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 granicu učestanosti) 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

1

.90. Potpuno očekivano, promjena parametra  $a_2$  a samim tim i IF utiče na rezonantne učestanosti kao i na širinu radnog opsega antene. Također, 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 uočljivo. Zaključeno je da je optimalna dimenzija  $L_c=17.6$  mm. Također, može se uočiti da se ovom dimenzijom može pomjerati donja učestanost radnog opsega ulijevo, ali naravno uviđajući 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 utvrženo da je optimalna vrijednost



dimenzije  $W1=9.14$  mm i tu tom slučaju je postignuto da vrijednost S11 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 utvrženo da je optimalna vrijednost parametra  $L_g=9.13$  mm. Također, 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 e kasnosti predložene antene u njenom radnom opsegu. Slika 7.11: Simulirane vrijednosti pojačanja i e kasnosti predložene antene Na osnovu rezultata prikazanih na slici 7.11 vidimo da antena ima maksimalno pojačanje i do 5.6 dBi i e kasnost i do 80%.

7.3.1 Dijagrami zračenja Ovdje su prikazani simulirani 3D dijagrami zračenja 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 zračenja

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 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**

1

7.4 Eksperimentalni rezultati Antena je izražena koristeći jednostavni foto-litografski postupak. Kao posledica jeftinog procesa fabrikacije postoji malo odstupanje od željenih dimenzija. Na slici 7.17 je prikazana izražena antena sa ugraženim SMA konektorom. SMA konektor pomoću koga se napaja CPW vod je deklarisan za frekvencije do 27 GHz. Slika 7.17: Izgled izražene 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: Usporedni dijagram simuliranih i mjerenih rezultata 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: Usporedni prikaz simuliranih i mjerenih dijagrama zračenja u E i H ravni

7.5 Dodatne simulacije Za razliku od prethodne antene, sa slike 7.20 se vidi da antena nije skalabilna, tj. da

proporcionalno smanjenje dimenzija (izuzev, naravno, debljine supstrata i metalizacije) ne pomjera opseg nani<sup>o</sup>e ili navi<sup>2</sup>e. Ukoliko je potrebno podesiti antenu da radni na ni<sup>o</sup>im uĉestanostima, to je moguće uvećanjem dimenzija ali na <sup>2</sup>tetu smanjenja radnog opsega antene. Smanjenje dimenzija ove antene nema smisla jer se time ne posti<sup>o</sup>e ni<sup>2</sup>ta osim smjanjenja radnog opsega. Slika 7.20: Usporedne analize originalne i antena sa skaliranim dimenzijama (70%, 80%, 120% i 130%) Glava 8 Fraktalna ultra-<sup>2</sup>irokopojasna nested antena u obliku kardioide Fraktalna <sup>2</sup>irokopojasna monopol antena sa nested geometrijom je opisana u ovoj glavi. Antena je planarna, <sup>2</sup>tampana izražena na FR-4 supstratu i jednostavna za integraciju sa elektronikom, kao i za upotrebu u antenskim nizovima. Mo<sup>o</sup>e se reći da se ova antena sastoji od tri prstena koji su ugnije<sup>o</sup>deni jedan u drugi. Rezultati simulacija pokazuju da antena ima S11 ispod -10 dB u opsegu od 4 GHz do 30 GHz, pokrivajući skoro ĉitav SHF opseg. Elektriĉne dimenzije predlo<sup>o</sup>ene antene su  $0.27\lambda \times 0.40\lambda$ . Dodatno, antena ima pojaĉanje do 6.5 dBi i e kasnost do 75 %. Pored ovih karakteristika, antena ima stabilan omnidirekcionu dijagram zraĉenja. 8.1 Predlog diza jna antene U ovoj glavi je predstavljena ultra-<sup>2</sup>irokopojasna antena fraktalna monopol antena za- snovana na geometriji kardioide. Kardioide su opisane jednaĉinom jednaĉinom 3.23 iz poglavlja 3.5). Matematiĉka jednaĉina koja opisuje kardioidu je:

$$x = 2a \cos \theta (1 - \cos \theta) \quad y = 2a \sin \theta (1 - \cos \theta)$$

5

$\theta$ ) (8.1)  $0 \leq \theta \leq 2\pi$  gdje parametar  $a$  skalira kardioidu do <sup>o</sup>eljene 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 jednaĉinom 8.2. Mo<sup>o</sup>e se vidjeti da se kardioide u sledećim iteracijama skaliraju za koe cijent  $a_2/a_1$  itd. Drugim rijeĉima, <sup>2</sup>irina 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 jed- naĉini 8.

$$2 W1(x, y) = a_2/a_1 [0 \quad W2(x, y) = a_3/a_2 [0 \quad W3(x, y$$

27

) =  $a_4/a_3 [0 \quad W4(x, y) = a_5/a_4 [0 \quad W5(x, y) = a_6/a_5 [0 \quad 0 x + 0 a_2/a_1 ] [y] [3.5(a_1 - a_2)] 0 x + 0 a_3/a_2 ] [y] [3.5(a_2 - a_3)] 0 x + 0 a_4/a_3 ] [y] + [3.5(a_3 - a_4)] 0 x + a_5/a_4 ] [y] + 0 [3.5(a_4 - a_5)] 0 x + 0 a_6/a_5 ] [y] [3.5(a_5 - a_6)]$  (8.2) Na slici 8.1 je ilustrovano generisanje fraktalne geometrije pomoću ove iterativne funkcije. Mo<sup>o</sup>e se vidjeti da se naizmjenično smjenjuju slotovi i metalizacije, tj. nulta iteracija predstavlja patch, dok kardioida dobijena prvom iteracijom predstavlja slot un- utar patch-a. Treća iteracija predstavlja naizmjenično smjenjivanje slotova i metalizacija. Naravno, pored ove strukture antena mora sadr<sup>o</sup>ati i vodove za napajanje. Predlo<sup>o</sup>ena antena se ima pet iteracija fraktalne geometrije, tj. ima pet kardioida koje su postavljene jedna u drugu. Parametri kojima se odreĉuju 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 <sup>2</sup>irine  $W_f$  i du<sup>o</sup>ine  $L_f$ . Sami patch i mikrotrakasti vod za napajanje nisu simetriĉno postavljeni u odnosu na supstrat veĉ su blago pomjereni udesno u cilju prilagoĉenja impedanse. Geometrija predlo<sup>o</sup>ene fraktalne slot antene prvogreda je prikazana na slici 8.2. Slika 8.2: Geometrija predlo<sup>o</sup>ene fraktalne antene Antena je dizajnirana za FR-4 supstrat relativne dielektriĉne konstante  $\epsilon_r=4.3$  i tan- gensa 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 mm × 30 mm × 1.61 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 :  $a_1=2.2$ ,  $a_2=2.0$ ,  $a_3=1.76$ ,  $a_4=1.6$ ,  $a_5=1.51$ ,  $a_6=1.37$ ,  $W=20$  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 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% ( $IF = a_2/a_1 = 0.8$ ).

**Na osnovu rezultata simulacija prikazanih na slici 8.3 može se zaključiti da**

10

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 nalna 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-širokopolasne 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 koeficijent rekcije samo za promjenu jednog parametra. Treba još jednom napomenuti da je optimizacija 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**

15

bi se antena ponajbolje prilagodila na željeni napon. 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. Uticaj dimenzije  $a_2$ , tj. različitih vrijednosti  $IF=a_2/a_1$  na koeficijent rekcije  $S_{11}$  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 rekcije za različite debljine prstenova, a kako je već ranije naglaseno 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 rekcije 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)  $IF=0$**

1

.90. Potpuno o£ekivano, promjena parametra  $a_2$  a samim tim i IF (tj. promjene debljine prstenova) uti£e na nivoe S11 parametara ali ne na njihov polo°aj i broj. Predlo°ena antena ima vrijednost  $IF=0.90$ , tj.  $a_2 = 2.00$ . 8.2.2 Utica j parametra  $a_3$  Na slici 8.5 je prikazan uticaj parametra  $a_3$  na koe cijente re eksije antene. Drugim rije£ima, prikazan je uticaj veli£ine drugog prstena, pri £emu 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 slu£aju da je  $a_3 = 1.76$  posti°e °irokopojasno pona²anje. U ostalim slu£ajevima pojavljuje se vi²e rezonantnih u£estanosti. 8.2.3 Utica j parametra  $a_5$  Simulacije uticaja parametra  $a_5$  na koe cijente re eksije predlo°ene antene je prikazan na slici 8.6. Drugim rije£ima, simulira se uticaj promjene dimenzije tre£eg, najmanjeg, prstena na koe cijente re eksije antene. Slika 8.5: Simulirani koe cijenti re eksije za razli£ite vrijednosti parametra  $a_3$ . Slika 8.6: Simulirani koe cijenti re eksije za razli£ite vrijednosti parametra  $a_5$ .

**Na osnovu rezultata prikazanih na slici 8.6 mo°e se zaklju£iti da**

10

na vi²im u£estanostima dolazi do pomjeranja rezonantnih u£estanosti. Na donjoj granici propusnog opsega imamo izra°eno pomjeranje grani£ne u£estanosti ulijevo sa pove¢anjem dimenzije  $a_5$ . U slu£aju kada je  $a_5 = 1.51$  posti°u se najbolji rezultati, i to i najve¢a dimenzija tre£egprstena gdje mo°e da se postigne najni°a donja grani£na u£estanost (za vrijednost  $a_5 = 1.51$  ta grani£na u£estanost je 4 GHz). 8.2.4 Utica j parametra  $a_1$  Na slici 8.7 je prikazan utica parametra  $a_1$  na koe cijente re eksije, pri £emu su odnosi  $IF=a_2/a_1 = a_4/a_3 = a_6/a_5 = 0.9$  ostali isti . To bi zna£ilo da se cijela metalizacija u obliku ugnije°denog fraktala skalira zajedno sa promjenom parametra  $a_1$ . Slika 8.7: Simulirani koe cijenti re eksije za razli£ite vrijednosti parametra  $a_1$ . Na osnovu rezultata sa slike 8.7 vidi se drasti£na promjena rezultata i zna£ajno smanji- vanje radnog opsega. Naime, samo u slu£aju kada je  $a_1 = 2.2$  mo°emo govoriti o °irokopo- jasnoj anteni. Dalje pove¢avanje ili smanjivanje dimenzija uti£e na znatno su°avanje radnog opsega. 8.2.5 Uticaj parametra  $W_1$  Kao °to je i ranije re£eno, u cilju prilagoºenja impedanse u °to je mogu¢e °irom opsegu u£estanosti, vod za napajanje fraktalne antene je blago pomjeren udesno. Analiza uticaja pomjeraja na koe cijente re eksije je prikazana na slici 8.8. Slika 8.8: Simulirani koe cijenti re eksije za razli£ite vrijednosti parametra  $W_1$ . U predlo°enoj anteni, vrijednost parametra  $W_1 = 10.3$ . Svi pomjeraji ve¢i od ovoga uti£u na pojavu drugih rezonantnih u£estanosti kao i na smanjenje radnog opsega antene. 8.2.6 Utica j parametra  $W$  U daljoj parametarskoj analizi vr²ena je promjena parametra  $W$  dok se nisu postigli °eljeni rezultati. Rezultati simulacija su prikazani na slici 8.9. Svi ostali parametri antene su isti kao na slici 8.2. Slika 8.9: Simulirani koe cijenti re eksije za razli£ite vrijednosti parametra  $W$  . Na osnovu rezultata prikazanih na slici ?? jasno se vidi veliki uticaj parametra  $W$  na koe cijent re eksije. Vidi se da promjena ovog parametra uti£e na poziciju rezonantnih u£estanosti, °irinu opsega ali, i najbitnije, na sami broj rezonantnih u£estanosti, °to nije uobi£ajeno. Zaklju£eno je da je optimalna dimenzija  $W=20$  mm. 8.2.7 Utica j parametra  $L_g$  Parametarska analiza parametra  $L_g$  je prikazana na slici 8.10. Slika 8.10: Simulirani koe cijenti re eksije za razli£ite vrijednosti parametra  $L_g$ . Simulacijama je utvrºeno da je optimalna vrijednost parametra  $L_g=7$  mm. Takoºe, mo°e se vidjeti, kao i u prethodnim simulacijama, da vrlo mala promjena dimenzije uti£e na rezultate zna£ajno, °to će zahtijevati neki malo precizniji metod izrade antene. Ovim parametrom se mo°e pode²avati najni°a u£estanost u radnom opsegu i nivo parametra rasijanja. 8.3 Rezultati simulacija Rezultati vrijednosti simulacija parametra S11 predlo°ene antene sa dimenzijama dobi- jenim putem optimizacije metodom poku²aja i gre²ke su prikazani na slici 8.11. Slika 8.11: Simulirana vrijednost parametra S11 predlo°ene antene Rezultati simulacija pokazuju da

antena zrači u ultra-<sup>2</sup>irokopojasnom opsegu od 4 GHz do 30 GHz. Na slici 8.12 su prikazane vrijednosti pojačanja i e kasnosti predložene antene u njenom radnom opsegu. Slika 8.12: Simulirane vrijednosti pojačanja i e kasnosti predložene antene Na osnovu rezultata prikazanih na slici 8.12 vidimo da antena ima maksimalno pojačanje i do 6.5 dBi i e kasnost 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 ?? i 8 .14 može se vidjeti da su**

20

dijagrami zračenja skoro omnidirekcioni u dvije oktave. 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 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 otke diode SMS 7630. 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 većinom 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 tampanu 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 omnidirekcioni 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. Sve navedeno nije jednostavno postići pošto su ovi zahtjevi kontradiktorni jedni drugima. Uglavnom je robustnost antene suprotstavljena dobrim performansama, male električne dimenzije su suprotstavljene pojačanju i širini radnog opsega itd. Jasno je da antena mora da bude kompromisno rešenje, ali zadržavajući osnovni koncept jednostavnosti, planarne geometrije i male cijene. Dakle, analizom 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 omnidirekcionalnim 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 elektroničkom, izražena 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 multirezonantnost, 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 teper kod slot antena, uočilo se da izborom oblika i brzine širenja slot-a utiče na širokopojasnost, pa je odlučeno da se ispituju oblici zasnovani na geometriji kardioide. Inspiracija za ovu krivu liniju je našena 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 predloži 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. Upoređujući je sa ostalim antenama iz literature došlo se do toga 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 S11 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 e kasnosti 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 e kasnost. Prve dvije antene su izražene i eksperimentalno verifikovane u laboratorijskim uslovima koristeći analizator mreže Anritsu MS4647A. Simulacije su sprovedene u softveru CST koristeći njegov Time Domain solver. Bibliography [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. [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 Resonator, *IEEE Access*, pp. 1-11, 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 SLITS LOADED PARTIAL GROUND PLANE INSPIRED NOVEL HEXAGONAL RING-SHAPED FRACTAL ANTENNA FOR 5G/LTE/Rfid/GSM/BLUETOOTH/WLAN/WIMAX WIRELESS APPLICATIONS: DESIGN AND MEASUREMENT, 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. Rubeo, 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. Ja e, 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-eld wire- less 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 rmi Ening DOO Nikšić 2010. godine na poslovima inženjeringa i projektovanja automatske regulacije termotehničkih 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

Elektrotehniĉkom fakultetu u Podgorici, Luka je anga°ovan 2014. godine na većem broju predmeta iz oblasti općte elektrotehnike i to: Osnovi elektrotehnike 2, Osnove elektromagnetike, Prostiranje i zraćenje elektromagnetnih talasa, Mikrotalasne antene, Nelinearna elektriĉna kola i Elektriĉne instalacije i osvjetljenje. Oblasti nauĉnog interesovanja su: Pametni antenski sistemi, algoritmi za sintezu dijagrama zraćenja, antene za 5G sisteme i prostiranje i zraćenje elektromagnetnih talasa. Autor je više radova objavljenih u međunarodnim i domaćim časopisima kao i na međunarodnim i domaćim konferencijama. Recenzent je više radova u prestižnim časopisima AEU i COMPEL. Takođe je recenzent više radova za konferencije IT i ETRAN. član je profesionalnog udruženja IEEE sekcija za Mikrotalasnu tehniku i Antene i prostiranje. Luka je bio anga°ovan na prvom Centru izvrsnosti u Crnoj Gori (BIO-ICT). član je tima Laboratorije akreditovane za mjerenje elektromagnetnih emisija. Anga°ovan je na bilateralnom projektu 5G-RECTenna u saradnji sa Institutom za ziku u Beogradu. Govori engleski jezik. IZJAVA O AUTORSTVU Potpisani/a: Broj indeksa: Luka Lazović 1/2015 Izjavljujem da je doktorska disertacija pod naslovom: Analiza i dizajn antena zasnovanih na fraktalnoj geometriji rezultat sopstvenog istraživaĉkog 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 'TAMPANE I ELEKTRONSKE VERZIJE DOKTORSKOG RADA Ime i prezime autora: Broj indeksa/upisa: Studijski program: Naslov rada: Mentor: Potpisani: Luka Lazović 1/2015 Doktorske studije elektrotehnike Analiza i dizajn antena zasnovanih na fraktalnoj geometriji Prof. dr Ana Jovanović Luka Lazović Izjavljujem da je 2tampana verzija mog doktorskog rada istovjetna elektronskoj verziji koju sam predao za objavljivanje u Digitalni arhiv Univerziteta Crne Gore. Istovremeno izjavljujem da dozvoljavam objavljivanje mojih liĉnih podataka u vezi sa dobijanjem akademskog naziva doktora nauka, odnosno zvanja doktora umjetnosti, kao što su ime i prezime, godina i mjesto roćenja, 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 priložima 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 Kreativne 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 ograniĉavaju 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. 2 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 36 37 38 39 40 41 42 43 44 46 47 48 49 51 52 54 55 57 58 60 61 62 63 65 66 67 68 70 71 72 73 74 75 76 77 78 79 80 81 82 83 84 85 86 87 88 89 90 91 92 93 94 95 96 97 98 99 100 101 102 103 104 105 106 107 108 109 110 111 112 113 114 115 116 117 118 119 120 121 122 123 124 125 126 127 128 129 130 131 132 133 134 135 136 137 138 139 140 141 142 143 144 145 146 147 148 149 150 151 152 153 154 155 156

**sources:**

- 1

77 words / < 1% match - Crossref

[Luka Lazovic, Branka Jokanovic, Vesna Rubezic, Ana Jovanovic. "Printed Ultra-Wideband Cardioid Monopole Antenna for Energy Harvesting Application", 2019 14th International Conference on Advanced Technologies, Systems and Services in Telecommunications \(TELSIKS\), 2019](#)
- 2

60 words / < 1% match - Internet from 24-Oct-2018 12:00AM

[jestr.org](#)
- 3

46 words / < 1% match - Internet from 24-Nov-2021 12:00AM

[www.tfsa.ac.me](#)
- 4

44 words / < 1% match - Crossref

[Luka Lazović, Branka Jokanovic, Vesna Rubežić, Milos Radovanovic, Ana Jovanović. "Fractal Cardioid Slot Antenna for Super Wideband Applications", Electronics, 2022](#)
- 5

41 words / < 1% match - Crossref

[Abdallah Mohamed Hamed. "Discrimination between speckle images using diffusers modulated by some deformed apertures: simulation", Optical Engineering, 2011](#)
- 6

40 words / < 1% match - Internet

[Brajovic, Milos. "On reconstruction algorithms for signals sparse in Hermite and Fourier domains", 2019](#)
- 7

39 words / < 1% match - Internet from 20-Dec-2021 12:00AM

[jpier.org](#)
- 8

32 words / < 1% match - Internet from 19-Jan-2022 12:00AM

[pdfs.semanticscholar.org](#)

- 
- 9 31 words / < 1% match - ProQuest  
[Blanusa, Vladimir M.. "Analysis of the Behavior of Cylindrical Roller Bearings for Special Applications.", University of Novi Sad \(Serbia\), 2020](#)
- 
- 10 30 words / < 1% match - Crossref  
[Jovanovic, Ana, Luka Lazovic, and Vesna Rubezic. "Prilagođenje dijagrama zračenja kratkih antenskih nizova upotrebom Haotičnog beamforming algoritma", 2015 23rd Telecommunications Forum Telfor \(TELFOR\), 2015.](#)
- 
- 11 15 words / < 1% match - Internet from 13-Mar-2022 12:00AM  
[coek.info](#)
- 
- 12 12 words / < 1% match - Internet from 25-Jun-2022 12:00AM  
[coek.info](#)
- 
- 13 15 words / < 1% match - Internet from 24-Jun-2022 12:00AM  
[fedora.ucg.ac.me](#)
- 
- 14 11 words / < 1% match - Internet from 19-Feb-2022 12:00AM  
[fedora.ucg.ac.me](#)
- 
- 15 21 words / < 1% match - Internet from 06-Nov-2010 12:00AM  
[www.ccbh.ba](#)
- 
- 16 14 words / < 1% match - Internet from 28-May-2022 12:00AM  
[research.caluniv.ac.in](#)
- 
- 17 12 words / < 1% match - Internet from 24-Sep-2015 12:00AM  
[hypertextbook.com](#)
- 
- 18 12 words / < 1% match - Internet from 23-Sep-2010 12:00AM  
[neptune.galaxy.gmu.edu](#)
- 
- 19 12 words / < 1% match - Internet from 30-Nov-2021 12:00AM  
[www.hindawi.com](#)
- 
- 20 11 words / < 1% match - Internet  
[Đorđević, Vladica N.. "Novi pristupi u razvoju talasnog modela šuma mikrotalasnih tranzistora", Универзитет у Нишу, Електронски факултет, 2018](#)
- 
- 21 11 words / < 1% match - Internet from 29-Feb-2020 12:00AM  
[fedorani.ni.ac.rs](#)

22

10 words / &lt; 1% match - Crossref

[Carlos Ramiro Peñafiel Ojeda. "Design of Multi-feed UWB Antennas using the Theory of Characteristic Modes", Universitat Politecnica de Valencia, 2021](#)

23

10 words / &lt; 1% match - Crossref

[Luka Lazovic, Ana Jovanovic, Budimir Lutovac, Vesna Rubezic. "The application of graph theory for the design of reconfigurable fractal antenna", 2016 24th Telecommunications Forum \(TELFOR\), 2016](#)

24

10 words / &lt; 1% match - Crossref

[Saride Jagan Mohan Rao, Piyush C. Dalsania, Sudharani Chidurala, Ch Murali Krishna, Puneet Narayan, D. Durga Prasad. "Fractal segmented lotus shape planar monopole antenna for multiband applications", Materials Today: Proceedings, 2022](#)

25

10 words / &lt; 1% match - Internet from 22-Dec-2018 12:00AM

[epdf.tips](#)

26

10 words / &lt; 1% match - Internet from 05-May-2014 12:00AM

[www.coursehero.com](#)

27

10 words / &lt; 1% match - Internet from 08-Jan-2018 12:00AM

[www.freepatentsonline.com](#)

28

10 words / &lt; 1% match - Internet from 05-May-2020 12:00AM

[www.mdpi.com](#)