



UNIVERZITET U NIŠU
ELEKTRONSKI FAKULTET



Marija R. Milijić

**PROJEKTOVANJE INTEGRISANIH
ŠTAMPANIH ANTENSKIH STRUKTURA
I 3D REFLEKTORA SA POTISNUTIM
BOČNIM LISTOVIMA ZRAČENJA**

doktorska disertacija

Niš, 2015.



UNIVERSITY OF NIŠ
FACULTY OF ELECTRONIC ENGINEERING



Marija R. Milijić

**MODELLING INTEGRATED PRINTED
ANTENNA STRUCTURES AND 3D
REFLECTORS WITH SUPPRESSED SIDE
LOBE RADIATION PATTERN**

PhD thesis

Niš, 2015.



UNIVERZITET U NIŠU
ELEKTRONSKI FAKULTET



Marija R. Milijić

**PROJEKTOVANJE INTEGRISANIH
ŠTAMPANIH ANTENSKIH STRUKTURA I
3D REFLEKTORA SA POTISNUTIM
BOČNIM LISTOVIMA ZRAČENJA**

doktorska disertacija

Mentor:

dr Bratislav D. Milovanović, redovni profesor

Komisija za ocenu i odbranu doktorske disertacije:

dr Nebojša Dončov, redovni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet

dr Vera Marković, redovni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet

dr Branko Kolundžija, redovni profesor, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet

dr Nataša Maleš-Ilić, vanredni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet

dr Zoran Stanković, docent, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet

Datum odbrane: _____

Niš, 2015.



UNIVERZITET U NIŠU
ELEKTRONSKI FAKULTET



Marija R. Milijić

**PROJEKTOVANJE INTEGRISANIH
ŠTAMPANIH ANTENSKIH STRUKTURA I
3D REFLEKTORA SA POTISNUTIM
BOČNIM LISTOVIMA ZRAČENJA**

doktorska disertacija

Tekst ove doktorske disertacije

stavlja se na uvid javnosti,

u skladu sa članom 30., stav 8. Zakona o visokom obrazovanju

("Sl. glasnik RS", br. 76/2005, 100/2007 - autentično tumačenje,
97/2008, 44/2010, 93/2012, 89/2013 i
99/2014)

NAPOMENA O AUTORSKIM PRAVIMA:

Ovaj tekst se smatra rukopisom i samo se saopštava javnosti (član 7.
Zakona o autorskim i srodnim pravima, "Sl. glasnik RS", br.
104/2009, 99/2011 i 119/2012).

Nijedan deo ove doktorske disertacije ne sme se koristiti

ni u kakve svrhe, osim za upoznavanje sa sadržajem pre odbrane.

Niš, 2015.

Deo rezultata prikazanih u disertaciji proistekli su iz istraživanja u okviru projekata TR32052 – *“Istraživanje i razvoj rešenja za poboljšanje performansi bežičnih komunikacionih sistema u mikrotalasnom i milimetarskog opsegu frekvencija”*, i III44009 - *“Razvoj digitalnih tehnologija i umreženih servisa u sistemima sa ugrađenim elektronskim komponentama”* finansiranih od strane Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije.

This work was supported by the Ministry of Education, Science and Technological development of Republic of Serbia, under the projects TR32052 – *“Research and development of solutions for performance improvements of wireless communication systems in microwave and millimeter frequency bands”* and III44009 – *“The development of digital technologies and network services in systems with integrated electronic components”*

IZRAZI ZAHVALNOSTI

Na savetima, ispravkama, podršci i pomoći u radu na ovoj disertaciji zahvaljujem: prof. dr Aleksandru Nešiću, prof. dr Bratislavu Milovanoviću i prof. dr Nebojši Dončov.

Posebnu zahvalnost dugujem Marijani Pešić i Nenadu Tasiću iz Instituta "IMTEL Komunikacije" na realizaciji laboratorijskih prototipova modelovanih antena.

Takođe, veliku zahvalnost na nesebičnoj pomoći prilikom merenja dugujem mr Ivani Radnović i mr Nenadu Popoviću iz Instituta "IMTEL Komunikacije".

Zahvaljujem prof. dr Antoniju Đorđeviću, redovnom profesoru na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu, na uloženom trudu i pomoći prilikom merenja na uređaju Agilent N5227A Network Analyzer.

Za podršku koju su mi pružili zahvaljujem porodici Milijić.

Autor	
Ime i prezime:	Marija Milijić
Datum i mesto rođenja:	28.05.1978. godine, Niš, Srbija
Doktorska disertacija	
Naslov:	Projektovanje integrisanih štampanih antenskih struktura i 3D reflektora sa potisnutim bočnim listovima zračenja
Ključne reči:	štampani antenski nizovi, pentagonalni dipoli, simetrična mikrostrip tehnika, tejperovana napojna mreža, slabljenje bočnih lobova, oblikovani dijagram zračenja
Naučna oblast:	Elektrotehničko i računarsko inženjerstvo
Uža naučna oblast:	Telekomunikacije
UDK broj:	((621.396.67+(621.37:537-962)):004.92 3D
Rezime:	
Primena štampanih antenskih struktura doživljava snažnu ekspanziju poslednjih nekoliko decenija iz mnogobrojnih razloga: one su malih dimenzija, manje težine, veoma pogodne za integraciju sa pasivnim i aktivnim RF i mikrotalasnim kolima, znatno niže cene u proizvodnji od konvencionalnih antenskih struktura pošto se umesto skupe mehaničke obrade koristi fotolitografski postupak (štampanje). Jedan od nedostataka štampanih antenskih struktura je problem projektovanja i realizacije antenskih struktura sa velikim slabljenjem bočnih lobova (SLS). Bitni problemi u projektovanju antenskih struktura sa velikim slabljenjem bočnih lobova su posledica nekih osobina svojstvenih uobičajenim štampanim antenskim strukturama: (1) velika promena impedanse sa frekvencijom, kao i sa dimenzijama zračećih elemenata, zbog primene patch-eva kao zračećih elemenata, što ima za posledicu veliku osetljivost na tolerancije u izradi; (2) značajna međusobna sprega između zračećih elemenata; (3) efekat površinskog talasa; (4) parazitno zračenje napojne mreže. Svi pobražani bitni nedostaci su otklonjeni ili ublaženi u konceptu štampane antenske strukture sa širokopojasnim dipolima koji rade na drugoj rezonansi kod kojih su promene realnog i imaginarnog dela impedanse mnogostruko sporije nego kod štampanih struktura sa patch-evima, tako da je, pored ostalog, i osetljivost na tolerancije znatno manja. Dipoli i cela napojna mreža su realizovani u tehnici	

balansiranog – simetričnog mikrostripa. Korišćenjem napojne strukture, koja je izvedena u potpuno simetričnoj konfiguraciji, je potisnut efekat površinskog talasa i parazitnog zračenja napojne mreže. Dipoli u antenskom nizu su postavljeni aksijalno, radi smanjenja međusobne impedanse što olakšava projektovanje.

U okviru ove doktorske teze je ispitano slabljenja bočnih lobova štampanih antenskih struktura, u različitim varijantama realizacije koje obuhvataju korišćenje različitih 3D reflektorskih struktura, kao i planarnih struktura sa ravnom reflektorskom pločom. Slabljenje bočnih lobova kod štampanih antenskih struktura može da se realizuje napajanjem zračećih elemenata iste impedanse, koji se nalaze u nizu, preko napojne mreže koja obezbeđuje potrebnu teperovanu raspodelu; ili formiranjem antenskog niza zračećih elemenata različite impedanse koji se napajaju jednakim naponima.

Pored toga, poslednjih nekoliko decenija antenske strukture sa oblikovanim dijagramom zračenja nalaze sve veću primenu u savremenim bežičnim komunikacionim sistemima. Sveprisutni bežični servisi zahtevaju antenu visoke efikasnosti kod koje je izračena energija skoncentrisana u željenom pravcu.

Osnovni problem štampanih antenskih struktura sa oblikovanim dijagramom zračenja je nedovoljno širok frekventijski opseg. Međutim, dobra alternativa mogu biti antene sa širokopojasnim dipolima koji su realizovani u tehnici balansiranog – simetričnog mikrostripa i koji imaju veoma širok frekventijski opseg što naravno utiče i na frekventijski opseg antene. U tezi je prikazan razvoj štampanih antenskih nizova sa većim brojem zračećih elemenata namenjenih za rad u X frekventijskom opsegu. Cilj istraživanja je realizacija štampanih antenskih struktura čiji dijagram zračenja ima očekivani oblik, ali je takođe potrebno obratiti pažnju i na ostale parametre. Zbog toga se koriste 3D reflektorske površine radi postizanja većeg pojačanja i slabljenja bočnih lobova. Posebna pažnja je na širokopojasnosti predloženih štampanih antenskih struktura sa oblikovanim dijagramom zračenja.

Glavni zaključci i naučni doprinosi koji su dati u ovoj doktorskoj disertaciji mogu se klasifikovati na sledeći način:

- Verifikacija širokopojasnosti predloženih simetričnih pentagonalnih dipola i njihovih nizova sa različitim planarnim i kornier reflektorskim površinama;
- Analiza mogućnosti i ograničenja dizajna štampanih antenskih nizova sa potusnitim bočnim lobovima realizovanih u simetričnoj mikrostrip tehnici.

Izvršena je eksperimentalna provera verodostojnosti dobijenih rezultata;

- Ispitivanje uticaja tolerancija u fotolitografskom postupku štampe na realizaciju štampanih antenskih nizova sa potisnutim bočnim lobovima;
 - Razvoj i eksperimentalna realizacija antenskih nizova simetričnih pentagonalnih dipola sa oblikovanim dijagramom zračenja.
-

Author	
Name:	Marija Milijić
Date and place of birth:	28.05.1978., Niš, Srbija
PhD thesis	
Title:	Modelling integrated printed antenna structures and 3D reflectors with suppressed side lobe radiation pattern
Key words:	printed antenna array, pentagonal dipoles, symmetrical microstrip technique, tapered feed network, side lobe suppression, beamforming
Scientific area:	Electrical and Computer Engineering, Telecommunications
UDC number:	((621.396.67+(621.37:537-962)):004.92 3D
Abstract:	
The significant expansion of research, development and application of microwave printed antenna structures has been noticed in recent decades. Printed antenna arrays have various advantages over conventional antenna systems as their low cost, low weight, smaller price of production, great reproducibility and the possibility of integration with other microwave circuits. Their main disadvantage is the design and realization of printed antennas with high side lobe suppression (SLS). There are several problems in realization of printed antenna arrays with relatively high side lobe suppression. The main of them are: tolerances in fabrication, mutual coupling between radiating elements, limitations in feasibility of feeding network realization, surface wave effect as well as parasitic radiation from a feeding network The mentioned limitations can be overcome using antenna arrays with wideband printed pentagonal dipoles. These dipoles operate on the second resonance. The dipole's impedance varies with frequency very slowly causing greater tolerances in fabrication which is of crucial importance for arrays with high side lobe suppression. The dipoles and feeding network are designed using a symmetrical (balanced) microstrip technique. Further, due to the fact that feed network is symmetrical and consists of symmetrical balanced microstrip lines parasitic radiation from it is reduced. The dipoles are axially placed decreasing their mutual impedance.	

The PhD thesis has investigated side lobe suppression of printed antenna arrays with different 3D reflector structure as well as planar reflector plates. Side lobe suppression can be achieved by array of radiating elements with the equal impedances that are fed by tapered distribution or by array of radiating elements with tapered impedances that have the uniform feeding.

Besides, beamforming antennas have been widely used in modern wireless communication systems. Ubiquitous wireless services have shown great interest for antennas with great efficiency which radiates in desired direction.

One of the main problems of the microstrip beamforming antennas is their wideband. However, the using printed antenna arrays of wideband pentagonal dipoles can have better bandwidth than other realized microstrip antennas. PhD thesis presents the design of symmetrical printed antenna arrays targeting X frequency range with cosecant squared-shaped and flat-top beam pattern. Besides the shaping desired radiation pattern, the proposed antenna arrays should have satisfying side lobe suppression and gain that demand the utilization corner reflectors. The wideband of proposed antenna arrays with shaped radiation pattern is particularly examined.

The main results and achievements of this thesis are:

- The verification of wideband of proposed printed symmetrical pentagonal dipoles and their arrays with different planar and corner reflectors;
 - The analysis of possibilities and limitations of the design printed antenna arrays with high side lobe suppression realized in symmetrical microstrip technique. The experimental verifications of obtained results has been done;
 - The investigation of influence of photolithography process limitations on realization of printed antenna arrays with high side lobe suppression;
 - The design and experimental realization of beamforming antenna arrays with symmetrical pentagonal dipoles.
-

SADRŽAJ

SPISAK SLIKA.....	xiii
SPISAK TABELA.....	xxiv
1 UVOD	1
1.1. Organizacija doktorske disertacije	5
2 ANTENE	7
2.1. Istorija antena	11
2.2. Mehanizam zračenja antene	13
2.3. Tipovi antena.....	17
2.3.1. Žičane antene.....	17
2.3.2. Levak (horn) antene.....	17
2.3.3. Mikrostrip antene	18
2.3.4. Antenski nizovi.....	19
2.3.5. Reflektor antene	20
2.3.6. Sočivo antene	21
2.4. Maksvelove jednačine	21
2.5. Osnovni parametri antena.....	22
2.5.1. Dijagram zračenja.....	22
2.5.1.1. Lobovi dijagrama zračenja antene.....	24
2.5.1.2. Zone zračenja antena	25
2.5.1.3. Dijagrami zračenja izotropne, usmerene i omni-direkcionalne antene.....	27
2.5.2. Ugaona širina glavnog lista zračenja.....	28

2.5.3. Pointingova teorema.....	29
2.5.4. Intenzitet zračenja.....	30
2.5.5. Direktivnost.....	30
2.5.6. Efikasnost.....	31
2.5.7. Pojačanje	33
2.5.8. Propusni opseg	34
2.5.9. Polarizacija	35
2.5.9.1. Linearna, kružna i eliptična polarizacija	37
A. Linearna polarizacija.....	37
B. Kružna polarizacija.....	37
C. Eliptična polarizacija.....	38
2.5.10. Gubici polarizacije	38
2.5.11. Ulazna impedansa.....	39
2.5.12. Temperatura šuma antene.....	44
3 ŠTAMPANE ANTENSKE STRUKTURE.....	47
3.1. Mikrostrip patch antena.....	48
3.1.1. Napajanje štampanih antena.....	48
3.2. Tehnike za analizu štampanih antena.....	51
3.2.1. Model transmisije linije.....	51
3.2.2. Model rezonatora.....	52
3.2.3. Multiport Network Model (MNM) model.....	53
3.2.4. Metod momenata (MoM)	54
3.2.5. Metod konačnih elemenata (FEM).....	54

3.2.6. Metod konačne razlike u vremenskom domenu (FDTD).....	55
3.3. WIPL-D softverski paket.....	56
4 REFLEKTOR ANTENE	57
4.1. Ravan reflektor	58
4.2. Korner reflektor	64
4.2.1. Pravougaoni korner reflektor.....	66
4.3. Paraboličan reflektor	68
4.4. Pentagonalni dipoli.....	70
4.4.1. Pentagonalni dipoli sa paralelnim reflektorom	71
4.4.2. Pentagonalni dipoli sa upravnim reflektorom	73
4.4.3. Pentagonalni dipoli sa korner reflektorom	75
4.4.3.1. Pentagonalni dipol u pravougaonom korner reflektoru.....	76
4.4.3.2. Pentagonalni dipol u korner reflektoru sa reflektorskim pločama postavljenim pod uglom od 60 stepeni.....	79
4.4.3.3. Pentagonalni dipol u korner reflektoru sa reflektorskim pločama postavljenim pod uglom od 45 stepeni.....	81
4.4.3.4. Pentagonalni dipol u korner reflektoru sa reflektorskim pločama postavljenim pod uglom od 30 stepeni.....	83
5 ANTENSKI NIZOVI	87
5.1. Antenski niz od N elemenata.....	87
5.2. Mikrostrip antenski nizovi.....	89
5.3. Napojna mreža za tejpovano napajanje elemenata antenskog niza.....	90
5.4. Antenski nizovi sa velikim slabljenjem bočnih lobova.....	93

5.4.1. Koncept štampane antenske strukture sa velikim slabljenjem bočnih lobova.....	95
5.4.1.1. Antenski nizovi zračećih elemenata jednake impedanse sa tejpovanim napajanjem	100
A. Antenski niz sa ravnom reflektorskom pločom paralelnom štampanim dipolima	102
B. Antenski niz sa ravnom reflektorskom pločom upravnom na niz štampanih dipola.....	106
C. Antenski niz u pravougaonom kornjer reflektoru	110
D. Antenski niz u kornjer reflektoru sa uglom 60°	113
E. Antenski niz u kornjer reflektoru sa uglom 45°	116
5.4.1.2. Antenski niz zračećih elemenata različite impedanse sa tejpovanim napajanjem	123
5.4.2. Antenski niz zračećih elemenata tejpovanih impedansa sa velikim slabljenjem bočnih lobova.....	128
5.5. Antenski nizovi sa oblikovanim dijagramom zračenja	132
5.5.1. Antenski niz u kornjer reflektoru sa dijagramom zračenja oblika kosekansa kvadrat	133
5.5.2. Antenski niz u kornjer reflektoru sa dijagramom zračenja ravnog vrha.....	142
6 DEFINICIJA GRANICE IZMEĐU BLISKE I DALEKE ZONE ZRAČENJA KOD ANTENA SA VELIKIM SLABLJENJEM BOČNIH LOBOVA.....	152
6.1. Metoda definisanja daleke zone na osnovu simulacije dijagrama zračenja sa faznim razlikama koje su funkcija rastojanja prijemne antene	153
6.2. Uticaj parametara antenskog niza na definisanje granice između bliske i daleke zone zračenja.....	154

6.2.1. Uticaj tipa raspodele u antenskom nizu na definisanje granice između bliske i daleke zone zračenja	154
6.2.2. Uticaj rastojanja između elemenata u antenskom nizu na definisanje granice između bliske i daleke zone zračenja	159
6.2.3. Uticaj broja zračećih elemenata u antenskom nizu na definisanje granice između bliske i daleke zone zračenja	160
7 ZAKLJUČAK	162
7.1. Budući rad i dodatna istraživanja	166
8 LITERATURA.....	167

SPISAK SLIKA

Slika 2.1 Antena kao tranzicioni uređaj [21].....	8
Slika 2.2 Tevenenovo ekvivalentno kolo antene u predajnom modu [21].....	9
Slika 2.3 Tevenenovo ekvivalentno kolo antene u prijemnom modu [21]	10
Slika 2.4 Prostorno naelektrisanje ravnomerno raspoređeno duž tanke metalne žice konstantnog kružnog poprečnog preseka [21].....	14
Slika 2.5 Konfiguracije žica koje omogućavaju zračenje [21] a) zakrivljena b) savijena c) sa diskontinuitetom d) prekinuta e) okrnjena.....	14
Slika 2.6 Napajanje, transmisiona linija, antena i linije električnog polja u anteni i u vazduhu [21] a) linije električnog polja u anteni b) formiranje linija električnog polja nakon napuštanja antene.....	15
Slika 2.7 Formiranje i oslobađanje linija električnog polja kod dipola [21].....	16
Slika 2.8 Tipovi žičanih antena [21] (a) Žičana dipol antena (b) Žičana antena sa kružnom (pravougaonom) petljom (c) Helikoidna žičana antena.....	17
Slika 2.9 Različite konfiguracije levak (horn) antena [21] (a) Piramidalna horn antena (b) Konusna horn antena (c) Pravougaoni talasovod	18
Slika 2.10 Različite konfiguracije mikrostrip antena [21] a) pravougaona patch antena b) kružna patch antena.....	18
Slika 2.11 Tipovi antenskih nizova [21] a) Yagi-Uda antena b) Niz levak antena c) Mikrostrip antenski niz d) Pravougaoni prorezani talasovod.....	19
Slika 2.12 Tipovi reflektor antena [21] a) Parabolični reflektor sa front fed napajanjem b) Kasegrenov (Cassegrain) reflektor c) Korner reflektor.....	20
Slika 2.13 Sočivo antene sa indeksom prelamanja <1 [21] a) konveksno-ravna b) konveksno-konveksna c) konveksno-konkavna d) konkavno-ravna e) konkavno-konkavna f) konkavno-konveksna.....	21
Slika 2.14 Koordinatni sistem za prikaz dijagrama zračenja antene [21]	23

Slika 2.15 Lobovi na prostornom dijagramu zračenja antene [21]	24
Slika 2.16 Dvodimenzionalni dijagram zračenja sa lobovima [21]	25
Slika 2.17 Promena dijagrama zračenja od reaktivne do daleke zone [21].....	27
Slika 2.18 Ugaona širina glavnog lista zračenja [21].....	28
Slika 2.19 Gubici antene a) referentne tačke b) vrste gubitaka antene [21].....	32
Slika 2.20 a) Rotacija ravni elektromagnetnog talasa b) elipsa polarizacije u ravni $z=0$ u funkciji vremena [21]	36
Slika 2.21 a) Antena u predajnom modu b) Tevenenovo ekvivalentno kolo antene u predajnom modu c) Nortonovo ekvivalentno kolo antene u predajnom modu [21] ...	41
Slika 2.22 a) Antena u prijemnom modu b) Tevenenovo ekvivalentno kolo antene u prijemnom modu c) Nortonovo ekvivalentno kolo antene u prijemnom modu [21] ..	43
Slika 2.23 Parametri antene, transmisione linije i prijemnika koji se koriste za izračunavanje snage šuma [21].....	45
Slika 3.1 a) Struktura štampane antene b) Poprečni presek [21].....	48
Slika 3.2 Napajanje štampane antene koaksijalnom sondom [21]	49
Slika 3.3 Napajanje štampanih antena povezivanjem preko proreza [21]	50
Slika 3.4 Napajanje štampanih antena povezivanjem na osnovu blizine [21]	50
Slika 3.5 Štampani patch predstavljen modelom transmisione linije.....	52
Slika 3.6 Štampani patch predstavljen modelom rezonatora	53
Slika 3.7 Pravougaoni patch predstavljen kao dvodimenzionalna mreža sa više ulaza [29].....	53
Slika 4.1 Primeri reflektora a) Ravan reflektor (kornier reflektor sa uglom 180°) b) Kornier reflektor sa uglom α ($\alpha < 180^\circ$) c) Paraboličan reflektor d) Kasegrenov reflektor [21]	57
Slika 4.2 a) Vertikalni električni dipol iznad savršeno provodne beskonačne ravni b) Komponente električnog polja u tački refleksije [21]	58

Slika 4.3 a) Vertikalni električni dipol sa svojim imaginarnim likom u blizini savršeno provodne beskonačne ravni b) Daleko polje vertikalnog električnog dipola iznad savršeno provodne beskonačne ravni [21]	60
Slika 4.4 Horizontalni električni dipol iznad savršeno provodne beskonačne ravni [21]	62
Slika 4.5 a) Horizontalni električni dipol sa svojim imaginarnim likom u blizini savršeno provodne beskonačne ravni b) Daleko polje horizontalnog električnog dipola iznad savršeno provodne beskonačne ravni [21].....	63
Slika 4.6 Zavisnost električnog polja horizontalnog dipola od rastojanja h od savršeno provodne beskonačne ravni za $\theta=\pi/2$	64
Slika 4.7 Korner reflektor a) poprečni presek korner reflektora sa uglom α b) poprečni presek pravougaonog korner reflektora ($\alpha=90^\circ$) c) zračeći element u korner reflektoru ugla α [21]	65
Slika 4.8 Postupak određivanja likova zračećeg elementa smeštenog u pravougaonom korner reflektoru a) Zračeći element u pravougaonom korner reflektoru b) Zračeći element i 3 njegova lika određena teoreomom likova c) Postupak određivanja lika zračećeg elementa ukoliko se posmatra samo 1. reflektorska ploča d) Postupak određivanja likova zračećeg elementa ukoliko se posmatra 2. reflektorska ploča [21]	66
Slika 4.9 Zračeći element i njegovi likovi u korner reflektoru sa uglom a) 90° b) 60° c) 45° d) 30° [21].....	68
Slika 4.10 Parabolični reflektor a) cilindrični b) paraboloidni [21]	69
Slika 4.11 Pentagonalni dipol.....	70
Slika 4.12 WIPL-D [20] simulacioni model pentagonalnog dipola sa paralelnom reflektorskom pločom.....	71
Slika 4.13 a) Impedansa pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/4$ od paralelnog reflektora ($f_c=10$ GHz) b) VSWR parametar	71

Slika 4.14 Frekventna zavisnost pojačanja pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/4$ od paralelnog reflektora u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=10$ GHz)	72
Slika 4.15 a) Impedansa pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/4$ od paralelnog reflektora ($f_c=12$ GHz) b) VSWR parametar	72
Slika 4.16 Frekventna zavisnost pojačanja pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/4$ od paralelnog reflektora u zavisnosti od frekvencije u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=12$ GHz)	73
Slika 4.17 WIPL-D [20] simulacioni model pentagonalnog dipola sa upravnim reflektorom	73
Slika 4.18 a) Impedansa pentagonalnog dipola sa upravnim reflektorom koji je udaljen $\lambda_0/4$ od centra dipola ($f_c=10$ GHz) b) VSWR parametar.....	74
Slika 4.19 Pojačanje pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/4$ od upravnog reflektora u zavisnosti od frekvencije u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=10$ GHz)	74
Slika 4.20 a) Impedansa pentagonalnog dipola sa upravnim reflektorom koji je udaljen $\lambda_0/4$ od centra dipola ($f_c=12$ GHz) b) VSWR parametar.....	75
Slika 4.21 Pojačanje pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/4$ od upravnog reflektora u zavisnosti od frekvencije u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=12$ GHz)	75
Slika 4.22 WIPL-D [20] simulacioni model pentagonalnog dipola u pravougaonom kornjer reflektoru.....	76
Slika 4.23 a) Impedansa pentagonalnog dipola u pravougaonom kornjer reflektoru čiji je apeks udaljen $\lambda_0/2$ od centra dipola ($f_c=10$ GHz) u frekventnom opsegu od 7 do 12 GHz b) VSWR parametar.....	77
Slika 4.24 Pojačanje pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/2$ od apeksa pravougaonog kornjer reflektora u zavisnosti od frekvencije u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=10$ GHz)	77
Slika 4.25 a) Impedansa pentagonalnog dipola u pravougaonom kornjer reflektoru čiji je apeks udaljen $\lambda_0/2$ od centra dipola ($f_c=12$ GHz) u frekventnom opsegu od 9 do 15 GHz b) VSWR parametar.....	78

Slika 4.26 Pojačanje pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/2$ od apeksa pravougaonog kornier reflektora u zavisnosti od frekvencije u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=12$ GHz)	78
Slika 4.27 a) Frekventna zavisnost impedanse pentagonalnog dipola u kornier reflektoru sa uglom 60° čiji je apeks udaljen $\lambda_0/2$ od centra dipola ($f_c=10$ GHz) u frekventnom opsegu od 7 do 12 GHz b) VSWR parametar.....	79
Slika 4.28 Frekventna zavisnost pojačanja pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/2$ od apeksa kornier reflektora sa uglom 60° u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=10$ GHz).....	79
Slika 4.29 a) Frekventna zavisnost impedanse pentagonalnog dipola u kornier reflektoru sa uglom 60° čiji je apeks udaljen $\lambda_0/2$ od centra dipola ($f_c=12$ GHz) u frekventnom opsegu od 9 do 15 GHz b) VSWR parametar.....	80
Slika 4.30 Frekventna zavisnost pojačanja pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/2$ od apeksa kornier reflektora sa uglom 60° u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=12$ GHz).....	80
Slika 4.31 Parametri pentagonalnog dipola u kornier reflektoru sa uglom 45° ($f_c=12$ GHz) a) realni i imaginarni deo impedanse kada je rastojanje centra dipola $0.6\lambda_0$ od apeksa b) VSWR parametar kada je rastojanje centra dipola $0.6\lambda_0$ od apeksa c) realni i imaginarni deo impedanse kada je rastojanje centra dipola $0.7\lambda_0$ od apeksa d) VSWR parametar kada je rastojanje centra dipola $0.7\lambda_0$ od apeksa e) realni i imaginarni deo impedanse kada je rastojanje centra dipola $0.8\lambda_0$ od apeksa f) VSWR parametar kada je rastojanje centra dipola $0.8\lambda_0$ od apeksa.....	82
Slika 4.32 Frekventna zavisnost pojačanja pentagonalnog dipola u kornier reflektoru ugla 45° u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=12$ GHz) a) za rastojanje $0.6\lambda_0$ između centra dipola i apeksa b) za rastojanje $0.7\lambda_0$ između centra dipola i apeksa c) za rastojanje $0.8\lambda_0$ između centra dipola i apeksa	83
Slika 4.33 Parametri pentagonalnog dipola u kornier reflektoru sa uglom 30° ($f_c=12$ GHz) a) realni i imaginarni deo impedanse kada je rastojanje centra dipola λ_0 od apeksa b) VSWR parametar kada je rastojanje centra dipola λ_0 od apeksa c) realni i imaginarni deo impedanse kada je rastojanje centra dipola $1.1\lambda_0$ od apeksa d) VSWR	

parametar kada je rastojanje centra dipola $1.1\lambda_0$ od apeksa e) realni i imaginarni deo impedanse kada je rastojanje centra dipola $1.2\lambda_0$ od apeksa f) VSWR parametar kada je rastojanje centra dipola $1.2\lambda_0$ od apeksa.....	84
Slika 4.34 Frekventna zavisnost pojačanja pentagonalnog dipola u kornier reflektoru ugla 30° u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=12$ GHz) a) za rastojanje λ_0 između centra dipola i apeksa b) za rastojanje $1.1\lambda_0$ između centra dipola i apeksa c) za rastojanje $1.2\lambda_0$ između centra dipola i apeksa.....	85
Slika 5.1 Antenski niz sa N elemenata [21]	88
Slika 5.2 a) Serijska napojna mreža b) Korporativna napojna mreža [21].....	89
Slika 5.3 Napojna mreža sa transformatorima impedanse	91
Slika 5.4 Uticaj pedestala i međusobnog rastojanja d elemenata u nizu na slabljenje bočnih lobova (SLS).....	96
Slika 5.5 Uticaj pedestala i rastojanja d između elemenata niza na pojačanje (G)	97
Slika 5.6 Zavisnost trodecibelske širina glavnog lista (HPBW) od međusobnog rastojanja d između elemenata niza.....	98
Slika 5.7 Simulacioni dijagram zračenja antenskog niza sa 8 zračećih elemenata koji se napajaju Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom drugog reda sa pedestalom od 19 dB [19].....	99
Slika 5.8 Štampani antenski niz sa napojnom mrežom i bal-unom.....	101
Slika 5.9 Napojna mreža za napajanje štampanih antenskih nizova sa velikim slabljenjem bočnih lobova.....	102
Slika 5.10 Antenski niz sa ravnom reflektorskom pločom paralelnom štampanim dipolima.....	102
Slika 5.11 WIPL-D [20] simulacioni modeli antenskog niza sa paralelnim reflektorom a) napajan preko generatora na kraju napojne linije svakog dipola b) napojan preko mreže sa transformatorima impedansi.....	103

Slika 5.12 Simulacioni dijagrami zračenja u E ravni antenskog niza sa paralelnim reflektorom	103
Slika 5.13 Simulacioni dijagrami zračenja u H ravni antenskog niza sa paralelnim reflektorom	104
Slika 5.14 Simulacioni dijagram zračenja u E ravni antenskog niza sa paralelnim reflektorom (napajan preko mreže transformatora impedansi) u širem frekventnom opsegu.....	105
Slika 5.15 Simulacioni VSWR i S_{11} parametar antenskog niza sa paralelnim reflektorom	105
Slika 5.16 Antenski niz sa ravnom upravnom reflektorskom pločom	106
Slika 5.17 WIPL-D [20] simulacioni modeli antenskog niza sa upravnim reflektorom a) napajan preko generatora na kraju napojne linije svakog dipola b) napajan preko mreže sa transformatorima impedansi.....	107
Slika 5.18 Simulacioni dijagrami zračenja u E ravni antenskog niza sa upravnim reflektorom	107
Slika 5.19 Simulacioni dijagrami zračenja u H ravni antenskog niza sa upravnim reflektorom	108
Slika 5.20 Simulacioni dijagram zračenja u E ravni antenskog niza sa upravnim reflektorom (napajan preko mreže transformatora impedansi) u širem frekventnom opsegu.....	109
Slika 5.21 Simulacioni VSWR i S_{11} parametar antenskog niza sa upravnim reflektorom	109
Slika 5.22 Antenski niz u korner reflektoru	110
Slika 5.23 WIPL-D [20] simulacioni modeli antenskog niza sa korner reflektorom a) napajan preko generatora na kraju napojne linije svakog dipola b) napojan preko mreže sa transformatorima impedansi.....	110
Slika 5.24 Simulacioni dijagram zračenja u E ravni antenskog niza u pravouglom korner reflektoru.....	111

Slika 5.25 Simulacioni dijagram zračenja u H ravni antenskog niza u pravouglom kornier reflektoru.....	112
Slika 5.26 Simulacioni dijagram zračenja u E ravni antenskog niza u pravouglom kornier reflektoru (napajan preko mreže transformatora impedansi) u širem frekventnom opsegu	112
Slika 5.27 Simulacioni VSWR i S_{11} parametar antenskog niza u pravouglom kornier reflektoru	113
Slika 5.28 Simulacioni dijagrami zračenja u E ravni antenskog niza u kornier reflektoru sa uglom 60°	114
Slika 5.29 Simulacioni dijagrami zračenja u H ravni antenskog niza u kornier reflektoru sa uglom 60°	115
Slika 5.30 Simulacioni dijagram zračenja u E ravni antenskog niza u kornier reflektoru sa uglom 60° (napajan preko mreže transformatora impedansi) u širem frekventnom opsegu.....	115
Slika 5.31 Simulacioni VSWR i S_{11} parametar antenskog niza u kornier reflektoru sa uglom 60°	116
Slika 5.32 Realizovana antena sa velikim slabljenjem bočnih lobova a) Antenski niz u kornier reflektoru ugla 45° b) Niz, napojna mreža i bal-un štampani na istom supstratu	117
Slika 5.33 Napojna mreža za antenski niz u kornier reflektoru ugla 45° sa velikim slabljenjem bočnih lobova.....	118
Slika 5.34 Deo napojne mreže za antenski niz u kornier reflektoru ugla 45° sa veoma tankim transformatorima impedanse	118
Slika 5.35 Poređenje simulacionih i merenih dijagrama zračenja u E ravni antenskog niza u kornier reflektoru sa uglom 45° za $f_c=12$ GHz	119
Slika 5.36 Poređenje WIPL-D [20] simulacionih dijagrama zračenja u E ravni antenskog niza u kornier reflektoru sa uglom 45° za $f_c=12$ GHz bez i sa greškama u realizaciji niza.....	119

Slika 5.37 Poređenje simulacionih i merenih dijagrama zračenja u H ravni antenskog niza u korner reflektoru sa uglom 45° za $f_c=12$ GHz	120
Slika 5.38 Mereni dijagram zračenja u E ravni antenskog niza u korner reflektoru sa uglom 45° u širem frekventnom opsegu	121
Slika 5.39 Mereni i simulirani VSWR i S_{11} parametar antenskog niza u korner reflektoru sa uglom 45°	122
Slika 5.40 Simulacioni dijagrami zračenja u E ravni antenskog niza zračećih elemenata različite impedanse sa tejerovanim napajanjem u korner reflektoru sa uglom 45°	125
Slika 5.41 Simulacioni dijagrami zračenja u H ravni antenskog niza zračećih elemenata različite impedanse sa tejerovanim napajanjem u korner reflektoru sa uglom 45°	126
Slika 5.42 Simulacioni dijagram zračenja u E ravni antenskog niza zračećih elemenata različite impedanse sa tejerovanim napajanjem (napajan preko mreže transformatora impedansi) u korner reflektoru sa uglom 45° u širem frekventnom opsegu	127
Slika 5.43 Simulacioni VSWR i S_{11} parametar antenskog niza zračećih elemenata različite impedanse sa tejerovanim napajanjem u korner reflektoru sa uglom 45°	127
Slika 5.44 Štampani antenski niz sa dipolima tejerovanih impedansi	130
Slika 5.45 Napojna mikrostrip linija između dva susedna dipola u antenskom nizu sa dipolima tejerovanih impedansi	130
Slika 5.46 Simulacioni dijagrami zračenja niza sa dipolima tejerovanih impedansi	131
Slika 5.47 Simulacioni i očekivani dijagram zračenja oblika kosekans kvadrat funkcije elevacionog ugla za antenski niz od četiri elementa	134
Slika 5.48 Antenski niz u korner reflektoru sa dijagramom zračenja oblika kosekans kvadrat	135
Slika 5.49 Napojna mreža antenskog niza sa dijagramom zračenja oblika kosekans kvadrat	136

Slika 5.50 Realizovana antena sa dijagramom zračenja oblika kosekans kvadrat....	137
Slika 5.51 Napojna mreža za antenu sa dijagramom zračenja oblika kosekans kvadrat	137
Slika 5.52 Poređenje simulacionih i merenih dijagrama zračenja oblika kosekans kvadrat u E ravni antenskog niza simetričnih pentagonalnih dipola za $f_c=10$ GHz [48]	138
Slika 5.53 Poređenje simulacionih i merenih dijagrama zračenja u H ravni antenskog niza simetričnih pentagonalnih dipola sa dijagramom zračenja oblika kosekans kvadrat za $f_c=10$ GHz [48].....	138
Slika 5.54 Mereni dijagram zračenja oblika kosekans kvadrat antenskog niza simetričnih pentagonalnih dipola u širem frekventnom opsegu [48]	139
Slika 5.55 Mereni i simulirani VSWR i S_{11} parametar antenskog niza simetričnih pentagonalnih dipola sa dijagramom zračenja oblika kosekans kvadrat [48]	140
Slika 5.56 Poređenje dijagrama zračenja oblika kosekans kvadrat antenskog niza simetričnih pentagonalnih dipola i antenskog niza U dipola	140
Slika 5.57 Antenski niz sa dijagramom zračenja ravnog vrha	143
Slika 5.58 Napojna mreža antenskog niza sa dijagramom zračenja ravnog vrha	144
Slika 5.59 Realizovana antena sa dijagramom zračenja ravnog vrha	145
Slika 5.60 Napojna mreža za antenu sa dijagramom zračenja ravnog vrha	145
Slika 5.61 Poređenje simulacionih i merenih dijagrama zračenja ravnog vrha u E ravni antenskog niza deset simetričnih pentagonalnih dipola	146
Slika 5.62 Poređenje simulacionih i merenih dijagrama zračenja ravnog vrha u E ravni antenskog niza deset simetričnih pentagonalnih dipola za region $\theta \in [76^\circ, 103^\circ]$	146
Slika 5.63 Poređenje simulacionih i merenih dijagrama zračenja u H ravni antenskog niza deset simetričnih pentagonalnih dipola sa dijagramom zračenja ravnog vrha ..	147
Slika 5.64 Mereni dijagram zračenja ravnog vrha u E ravni antenskog niza deset simetričnih pentagonalnih dipola u širem frekventnom opsegu.....	148

Slika 5.65 Mereni i simulirani VSWR i S_{11} parametar antenskog niza deset simetričnih pentagonalnih dipola sa dijagramom zračenja ravnog vrha	148
Slika 5.66 Poređenje dijagrama zračenja ravnog vrha antenskog niza simetričnih pentagonalnih dipola i antenskog niza ukrštenih dipola	150
Slika 5.67 Poređenje dijagrama zračenja ravnog vrha antenskog niza simetričnih pentagonalnih dipola i antenskog niza ukrštenih dipola za region $\theta \in [70^\circ, 110^\circ]$	150
Slika 6.1 Antenski niz sa n zračećih elemenata.....	153
Slika 6.2 Dijagram zračenja na rastojanju L_8 i na rastojanju $7L_8$ sa i bez razmatranja očekivanih faznih razlika kod antenskog niza sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom [53, 54].....	155
Slika 6.3 Dijagram zračenja na rastojanju L_8 i rastojanju $6L_8$ sa i bez razmatranja očekivanih faznih razlika kod antenskog niza sa Taylor raspodelom [53, 54]	157
Slika 6.4 Dijagram zračenja na rastojanju L_8 i rastojanju $2L_8$ sa i bez razmatranja očekivanih faznih razlika kod antenskog niza sa kosinusnom raspodelom [53, 54].	158

SPISAK TABELA

Tabela 5.1 Podela antena prema vrednostima slabljenja bočnih lobova.....	93
Tabela 5.2 Intenziteti napajanja zračećih elemenata na međusobnom rastojanju $0.77\lambda_0$ u nizu sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom drugog reda sa pedestalom od 19 dB koji omogućuju slabljenje bočnih lobova 44.5 dB [19]	98
Tabela 5.3 Odstupanje od projektovanih vrednosti usled tolerancija u realizaciji niza [19]	99
Tabela 5.4 Transformatori impedansi dužine $\lambda_0/4$ u napojnoj mreži sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom drugog reda i pedestalom od 19 dB	102
Tabela 5.5 Poređenje slabljenja bočnih lobova i pojačanja za nizove od 8 simetričnih pentagonalnih dipola smeštenih u različite korner reflektore	122
Tabela 5.6 Transformatori impedansi dužine $\lambda_0/4$ u napojnoj mreži sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom drugog reda i pedestalom od 19 dB za napajanje dipola različitih impedansi (slučaj a kada je $Z_{d1a}=200\ \Omega$).....	124
Tabela 5.7 Transformatori impedansi dužine $\lambda_0/4$ u napojnoj mreži sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom drugog reda i pedestalom od 19 dB za napajanje dipola različitih impedansi (slučaj b kada je $Z_{d1b}=50\ \Omega$)	124
Tabela 5.8 Koeficijenti Dolph-Chebyshev-ljeve raspodele drugog reda sa pedestalom od 12 dB koja omogućuje slabljenje bočnih lobova 30 dB	128
Tabela 5.9 Impedanse dipola antenskog niza sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom drugog reda sa pedestalom od 12 dB.....	129
Tabela 5.10 Optimizovani parametri napojne linije između susednih dipola u antenskom nizu sa tejerovanim impedansama	131
Tabela 5.11 Koeficijenti pobude antenskog niza sa dijagramom zračenja oblika kosekansa kvadrat	135
Tabela 5.12 Parametri $\lambda_0/4$ transformatora impedansi u napojnoj mreži antenskog niza sa dijagramom zračenja oblika kosekansa kvadrat	136

Tabela 5.13 Poređenje parametara predložene antene i prethodno realizovanih štampanih antena sa kosekanskim kvadratom dijagramom zračenja [48].....	141
Tabela 5.14 Koeficijenti pobude antenskog niza sa dijagramom zračenja ravnog vrha	143
Tabela 5.15 Parametri $\lambda_0/4$ transformatora impedansi u napojnoj mreži antenskog niza sa dijagramom zračenja ravnog vrha	144
Tabela 5.16 Poređenje parametara predložene antene i prethodno realizovane antene sa dijagramom zračenja ravnog vrha.....	151
Tabela 6.1 Slabljenje bočnih lobova antenskog niza sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom kada se razmatraju fazne razlike koje unose elementi niza	155
Tabela 6.2 Intenziteti napajanja zračećih elemenata niza sa Taylor-ovom raspodelom	156
Tabela 6.3 Slabljenje bočnih lobova antenskog niza sa Taylor raspodelom kada se razmatraju fazne razlike koje unose elementi niza.....	157
Tabela 6.4 Intenziteti napajanja zračećih elemenata niza sa kosinusnom raspodelom	158
Tabela 6.5 Slabljenje bočnih lobova antenskog niza sa kosinusnom raspodelom kada se razmatraju fazne razlike koje unose elementi niza	158
Tabela 6.6 Definisane granice između bliske i daleke zone zračenja za niz sa 10 zračećih elemenata uzimajući u obzir fazne greške koje unose elementi niza.....	159
Tabela 6.7 Definisane granice između bliske i daleke zone zračenja za niz sa 12 zračećih elemenata uzimajući u obzir fazne greške koje unose elementi niza.....	159
Tabela 6.8 Granica između bliske i daleke zone zračenja u zavisnosti od rastojanja između elemenata niza	160
Tabela 6.9 Granica između bliske i daleke zone zračenja u zavisnosti od broja elemenata niza	161

1 UVOD

Primena štampanih antenskih struktura doživljava snažnu ekspanziju poslednjih nekoliko decenija. Razlozi za to su mnogobrojni: one su malih dimenzija, manje težine, veoma pogodne za integraciju sa pasivnim i aktivnim RF i mikrotalasnim kolima, znatno niže cene u proizvodnji od konvencionalnih antenskih struktura pošto se umesto skupe mehaničke obrade koristi fotolitografski postupak (štampanje). Zbog svojih poznatih prednosti imaju sve dominantniju ulogu u telekomunikacionim i radarskim uređajima i sistemima u odnosu na konvencionalne antenske strukture.

Jedan od nedostataka štampanih antenskih struktura je problem projektovanja i realizacije antenskih struktura sa velikim slabljenjem bočnih lobova (SLS) [1]. Odgovarajuća vrednost slabljenja bočnih lobova zavisi od aplikacije, ali i od mogućnosti da se isprojektuje antena sa željenim vrednostima slabljenja bočnih lobova. Internacionalni standardi i preporuke definišu slabljenje bočnih lobova za različite komunikacione sisteme koje iznosi između 20 dB i 40 dB za većinu aplikacija [2]. Za radare, kojima se kontrolišu civilni i vojni objekti, ti su zahtevi daleko stroži. Nedovoljno potisnut bočni lob može prouzrokovati da reflektovani signal bude primljen iz pravca izvan usmerenosti radara što bi prouzrokovalo katastrofalne posledice. Komercijalni radarski sistemi, npr. AWACS razvijen u okviru Boeing kompanije, a naročito vojni radarski sistemi, kao F-16 koji je razvijen za potrebe američkog ratnog vazduhoplovstva, imaju veoma veliko slabljenje bočnih lobova koje iznosi i više od 50 dB.

Međutim, problematika slabljenja bočnih lobova kod štampanih antenskih struktura je bila relativno malo tretirana u literaturi [1, 3-5]. Bitni problemi u projektovanju antenskih struktura sa velikim slabljenjem bočnih lobova su posledica nekih osobina svojstvenih uobičajenim štampanim antenskim strukturama: (1) velika promena impedanse sa frekvencijom, kao i sa dimenzijama zračećih elemenata, zbog primene patch-eva kao zračećih elemenata, što ima za posledicu veliku osetljivost na tolerancije u izradi; (2) značajna međusobna sprega između zračećih elemenata; (3) efekat površinskog talasa; (4) parazitno zračenje napojne mreže.

Svi pobrojani bitni nedostaci su otklonjeni ili ublaženi u konceptu štampane antenske strukture sa širokopojasnim dipolima koji rade na drugoj rezonansi kod kojih su promene realnog i imaginarnog dela impedanse mnogostruko sporije nego kod

štampanih struktura sa patch-evima, tako da je, pored ostalog, i osetljivost na tolerancije znatno manja [6-8]. Dipoli i cela napojna mreža su realizovani u tehnici balansiranog – simetričnog mikrostripa. Korišćenjem napojne strukture, koja je izvedena u potpuno simetričnoj konfiguraciji, je potisnut efekat površinskog talasa i parazitnog zračenja napojne mreže. Dipoli u antenskom nizu su postavljeni aksijalno, radi smanjenja međusobne impedanse što olakšava projektovanje. Dobijeni rezultati znatno prevazilaze do tada dobijene rezultate za slabljenje bočnih lobova, dok su praktično svi ostali parametri jednaki ili bolji. Slabljenje bočnih lobova dobijeno simulacijom se kreće u opsegu od 35 dB do 40 dB (u opsegu od 24 GHz do 28 GHz), dok su merene vrednosti slabljenja bočnih lobova 35 dB na centralnoj frekvenciji 26 GHz (što je oko 3.5 dB lošije od rezultata dobijenog simulacijom) [8]. Ovakva odstupanja merenih rezultata su potpuno očekivana i slažu se sa procenama zbog očekivanih tolerancija u izradi.

Slabljenje bočnih lobova kod štampanih antenskih struktura može da se realizuje napajanjem zračećih elemenata iste impedanse, koji se nalaze u nizu, preko napojne mreže koja obezbeđuje potrebnu tejperovanu raspodelu; ili formiranjem antenskog niza zračećih elemenata različite impedanse koji se napajaju jednakim naponima. U svakom slučaju osnovni problem predstavlja potrebna dinamika, odnosno potreban odnos maksimalnog i minimalnog intenziteta (pedestal), koji, naravno, zavisi od željenog slabljenja bočnih lobova. Ako se tejperovanje obezbeđuje napojnom mrežom sa transformatorima impedansi, koja ima relativno veliki pedestal, problem predstavljaju vodovi u transformatorima impedansi sa najnižim i najvišim karakterističnim impedansama, odnosno vodovi koji imaju najveće i najmanje širine. Vrlo široki vodovi mogu imati više modove koji otežavaju projektovanje i unose parazitne efekte; dok su vodovi vrlo male širine mehanički nepouzdati (lako dolazi do prekida). Ovi efekti predstavljaju glavno ograničenje u projektovanju mreža koje obezbeđuju relativno veliki pedestal.

Međutim, može se očekivati da se kombinovanjem tejperovanja napojne mreže primenom transformatora impedanse i zračećih elemenata različite impedanse dobiju visoke vrednosti resultantnog pedestal, odnosno visoko slabljenje bočnih lobova. Cilj je da se postigne isto tejperovanje sa manjim odnosom transformacije za periferne dipole čime se rešava problem transformatora impedansi sa najnižim i najvišim karakterističnim impedansama.

Pored toga, poslednjih nekoliko decenija antenske strukture sa oblikovanim dijagramom zračenja nalaze sve veću primenu u savremenim bežičnim komunikacionim sistemima [9-12]. Sveprisutni bežični servisi zahtevaju antenu visoke efikasnosti kod koje je izračena energija skoncentrisana u željenom pravcu. Uobičajene antene sa dijagramom zračenja konusnog oblika su postale neadekvatne za pravilan rad mnogih komunikacionih sistema. Ukoliko se standardna antena konusnog dijagrama zračenja koristi za skeniranje ciljeva na velikom prostoru (avionski radari, zemaljski radari, navigacioni uređaji, itd.) javiće se problem vremena potrebnog da se obavi postavljeni zadatak. Takođe, postoji mogućnost rasipanja ograničene izračene snage ili nejednako „osvetljavanje” ciljeva u različitim pravcima. Zbog toga se različitim tehnikama i metodama dijagram zračenja oblikuje da zadovolji zahteve veće efikasnosti. Radari zahtevaju antene sa dijagramom zračenja proporcionalan kvadratu kosekansa ugla elevacije za detektovanje objekata koji se nalaze na velikim visinama u blizini radara. Antene sa ravnim vrhom dijagrama zračenja su poželjne kod mobilnih komunikacionih sistema jer obezbeđuju ravnomernu raspodelu snage u okviru pokrivenosti servisa.

Iako se velika pažnja poklanja istraživanju tehnika i metoda sinteze antena sa oblikovanim dijagramom zračenja [13-15], veoma je malo realizacije ovih antena u mikrostrip tehnici [16-18]. Osnovni problem štampanih antenskih struktura sa oblikovanim dijagramom zračenja je nedovoljno širok frekvencijski opseg. Do sada realizovani prototipovi štampanih antenskih struktura sa oblikovanim dijagramom zračenja su uglavnom antenski nizovi čiji su elementi štampani dipoli različitih konfiguracija. Takve antene imaju veoma mali frekvencijski opseg, do 15% centralne frekvencije [18], što je nedovoljno za većinu savremenih radarskih sistema. Međutim, dobra alternativa mogu biti antene sa širokopojasnim dipolima koji su realizovani u tehnici balansiranog – simetričnog mikrostripa i koji imaju veoma širok frekvencijski opseg što naravno utiče i na frekvencijski opseg antene. Potrebna amplitudska i fazna raspodela napajanja elemenata niza je ostvarena korišćenjem napojne mreže koja se sastoji od transformatora impedansi koja je takođe realizovana u tehnici balansiranog – simetričnog mikrostripa čije prednosti su već pomenute.

Predmet ove doktorske disertacije predstavlja nastavak istraživanja štampanih antenskih struktura u tehnici balansiranog – simetričnog mikrostripa na Elektronskom fakultetu u Nišu. On se može podeliti u dva pravca: istraživanje štampanih antena sa

velikim slabljenjem bočnih lobova i iztraživanje štampanih antena sa oblikovanim dijagramom zračenja.

U okviru prvog pravca istraživanja, cilj predložene doktorske teze je dalje povećanje slabljenja bočnih lobova štampanih antenskih struktura, u različitim varijantama realizacije koje obuhvataju korišćenje različitih 3D reflektorskih struktura, kao i planarnih struktura sa ravnom reflektorskom pločom. Dalje povećanje slabljenja bočnih lobova, blizu 40 ili preko 40 dB (veće za 4-5 dB u odnosu na dosadašnje) na centralnoj frekvenciji 12 GHz zahteva vrlo rigoroznu kontrolu svih parametara, pošto vrlo mala odstupanja (npr. promena faze od nekoliko stepeni) izazivaju značajnu degradaciju slabljenja bočnih lobova.

Koeficijenti pobude zračećih elemenata su dobijeni korišćenjem programskog paketa LINPLAN [19]. Obzirom da program LINPLAN, na osnovu koga su određeni nivoi pobude zračećih elemenata u nizu, praktično podrazumeva apstraktne zračeće elemente, neophodna je provera dobijenih vrednosti slabljenja bočnih lobova sa kompletnim realnim strukturama realizovanih u programskom paketu WIPL-D [20].

Centralni deo disertacije se detaljno bavi kombinovanjem tejperovanja napojne mreže primenom transformatora impedanse i zračećih elemenata jednake ili različite impedanse čime se dobijaju visoke vrednosti resultantnog pedestalala, odnosno visokog slabljenja bočnih lobova. Korišćenjem zračećih elemenata različite impedanse se delimično zaobilaze problemi oko realizacije napojnih mreža sa velikim odnosima transformacije.

Takođe je posebna pažnja posvećena realizaciji štampanih antenskih struktura koje, pored velikog slabljenja bočnih lobova, imaju i veće pojačanje (gain). Zbog toga je ispitana primena kornier reflektorskih površina sa kojima se postiže veće pojačanje.

Korišćenje standardne fotolitografske obrade za realizaciju antenskih struktura imaće za posledicu uticaj tolerancija u izradi, koji naglo raste sa povećanjem željenog slabljenja bočnih lobova. Da bi se dobile realne vrednosti slabljenja bočnih lobova, potrebno je pretpostaviti očekivane tolerancije u toku realizacije, koje imaju za krajnju posledicu odstupanje sledećih parametara od vrednosti dobijenih simulacijom: položaja zračećih elemenata, amplitude i faze napajanja.

Drugi pravac istraživanja u tezi bavi se štampanim antenskim strukturama sa oblikovanim dijagramom zračenja. Prikazan je razvoj štampanih antenskih nizova sa većim brojem zračećih elemenata namenjenih za rad u X frekvencijskom opsegu. Cilj istraživanja je realizacija štampanih antenskih struktura čiji dijagram zračenja ima

očekivani oblik, ali je takođe potrebno obratiti pažnju i na ostale parametre. Zbog toga se koriste 3D reflektorske površine radi postizanja većeg pojačanja i slabljenja bočnih lobova. Posebna pažnja je na širokopojasnosti predloženih štampanih antenskih struktura sa oblikovanim dijagramom zračenja.

1.1. Organizacija doktorske disertacije

Doktorska disertacija je organizovana na sledeći način:

Drugo poglavlje opisuje osnovne karakteristike antena i mehanizam njihovog zračenja. Poseban osvrt je na parametre antena koji su neophodni za puno razumevanje njihovog rada. Takođe, u ovom poglavlju je ukratko dat opis najčešćih tipova antena.

Štampane antenske strukture su detaljnije prikazane u trećem poglavlju. Osim toga, dat je pregled najčešće korišćenih tehnika za analizu štampanih antena. Na kraju ovog poglavlja, opisan je softverski paket WIPL-D koji je korišćen za simulaciju predloženih antenskih struktura u tezi.

Četvrto, peto i šesto poglavlje predstavljaju osnovni naučni doprinos disertacije. U četvrtom poglavlju je najpre izložena teorijska analiza uticaja reflektorskih površina na zračenje antena kao osnova za razumevanje kontrole parametara predloženih antenskih struktura upotrebom planarnih ili 3D reflektora. Nakon toga, ispitan je uticaj parametara različitih planarnih i 3D reflektorskih struktura na širokopojasnost i dobitak simetričnog štampanog dipola u X frekvencijskom opsegu.

Peto poglavlje obuhvata modelovanje i ekperimentalnu verifikaciju antenskih nizova realizovanih u simetričnoj mikrostrip tehnici. Prikazane su sve faze razvoja predloženih antenskih nizova i odgovarajućih napojnih mreža. Antenski nizovi sa velikim slabljenjem bočnih lobova su modelovani sa različitim planarnim ili 3D reflektorima što je omogućilo ispitivanje uticaja reflektora na parametre antenskih nizova. Antenski nizovi sa dijagramom zračenja oblika funkcije kosekansa kvadrat elevacionog ugla i dijagramom zračenja ravnog vrha su modelovani u kornjer reflektoru. Modeli predloženih antenskih nizova su realizovani i eksperimentalna merenje su takođe data.

U šestom poglavlju razmatrana je definicija granice između bliske i daleke zone zračenja kod antena sa velikim slabljenjem bočnih lobova neophodna za eksperimentalna merenja predloženih antenskih nizova.

U zaključku u sedmom poglavlju se navodi doprinos koji doktorska disertacija daje istraživanju u razmatranoj oblasti, objašnjava da li su polazne hipoteze potvrđene ili opovrgnute i razmatra u kom pravcu bi trebalo da idu dalja istraživanja štampanih antenskih nizova.

2 ANTENE

Od svog postanka do današnjih dana, značaj antena se neprestano uvećavao da bi danas za antene mogli da kažemo da su neophodne za normalno funkcionisanje društva. One su svuda: u našim domovima, na našim radnim mestima, ugrađene u naše automobile, ključne za našu bezbednost u avio saobraćaju, neizostavni deo satelitskih navigacionih sistema, svemirskih letelica, itd.

Prenos signala (podataka) od predajnika do prijemnika može biti:

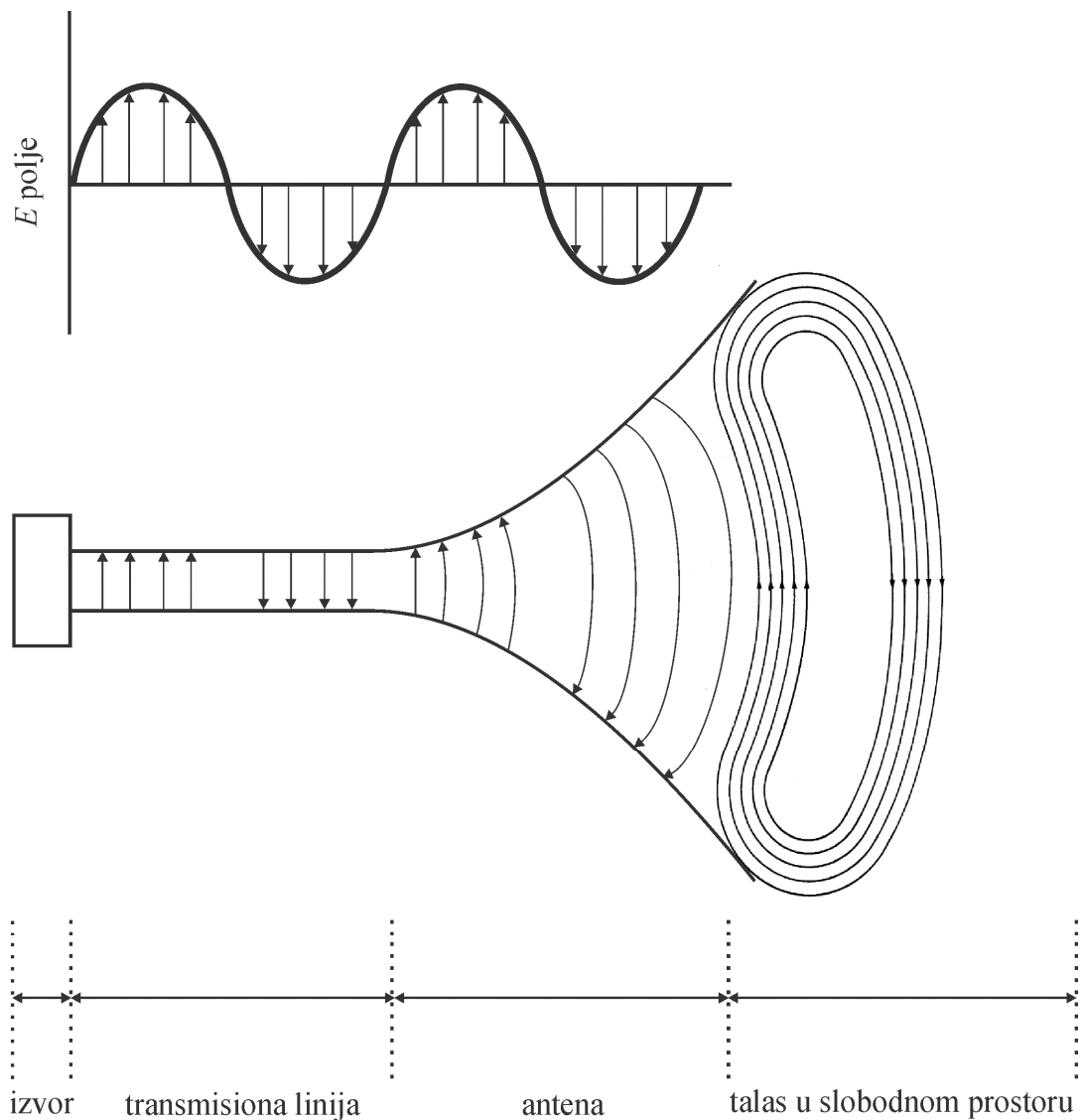
- a) trasiran (en. guided) putem transmisione linije (kablova) i
- b) netrasiran (en. unguided) kroz prazan prostor korišćenjem antena.

U oba slučaja komunikacija se ostvaruje zahvaljujući prostiranju elektromagnetnih talasa.

Postoji mnogo različitih tipova kablova koji mogu da se primene u različitim situacijama. Većina današnjih komunikacionih sistema koristi tri osnovne vrste kablova:

- koaksijalni kablovi
- kablovi sa simetričnim paricama
- optički kablovi.

Kroz koaksijalne i kablove sa simetričnim paricama podaci se prenose u obliku električnog signala, a kroz optičke u obliku svetlosnog signala. Poželjno je da prenos signala korišćenjem kabla bude sa minimumom slabljenja, zagrevanja i gubitaka. To je omogućeno time što transmisiona linija ograničava signale (električne ili optičke) i energiju povezanu sa elektromagnetnim (EM) talasima blizu ili unutar nje. Njena osnovna uloga je da prenosi energiju od jedne do druge tačke. Antena, međutim, ima suprotnu ulogu: da omogući električnim signalima da dostignu što veću udaljenost od antene u predajnom modu, tj. njena osnovna funkcija je da zrači ili da što efikasnije prikuplja izračenu energiju u prijemnom modu. Transmisiona linija zahteva sistem za vođenje EM talasa (najčešće bar jedan provodnik), dok antena ne zahteva. Antena se najčešće posmatra kao pretvarač koji prevodi EM talas vođen kroz transmisiju liniju u EM talas u slobodnom prostoru, kod predajnika ili obrnuto, kod prijemnika.



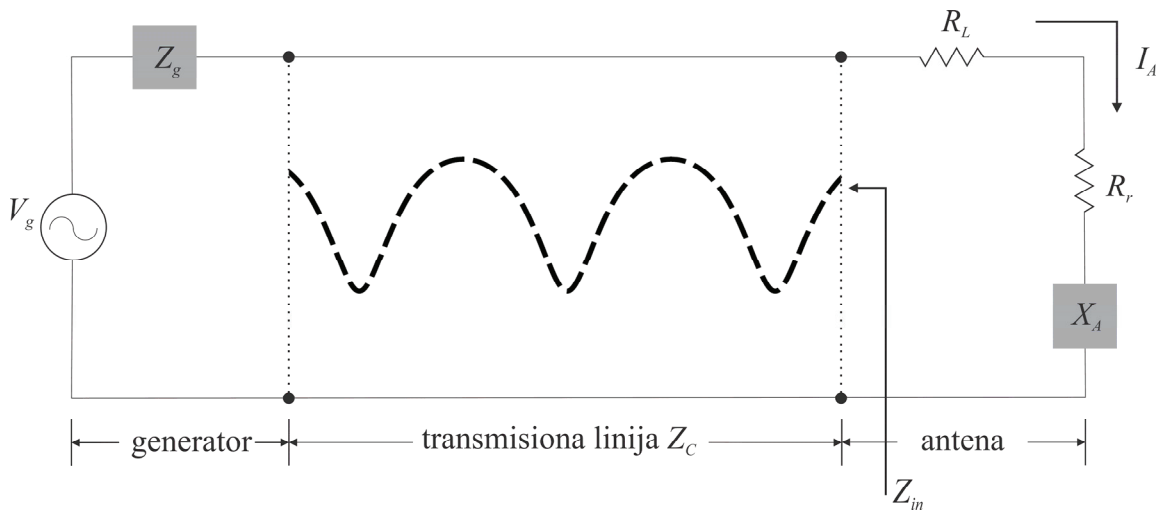
Slika 2.1 Antena kao tranzicioni uređaj [21]

Antena je u Webster rečniku [22] definisana kao „uređaj, obično metalna žica ili štap, za slanje i/ili primanje radio talasa”. Takođe, IEEE standard IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas [23] definiše antenu kao deo prijemnog ili predajnog sistema koji služi da prima i/ili emituje radio talase. Drugim rečima, antena je prelazna struktura koja povezuje sistem za vođenje sa slobodnim prostorom (Slika 2.1) [21]. Sistem za vođenje ili transmisiona linija može biti koaksijalni vod ili talasovod koji služi da prenese elektromagnetnu energiju od predajnika do antene ili od antene do prijemnika. Osnovna namena antene je da prevede energiju talasa koji se prenosi talasovodom u energiju talasa u slobodnom prostoru (ili obrnuto) dok istovremeno izračena snaga ima određenu željenu prostornu raspodelu [21].

Prikazano je ekvivalentno kolo po Tevenenovoj teoremi antene u predajnom režimu rada koja je transmissionom linijom povezana za izvor signala (Slika 2.2) [21]. Izvor signala je predstavljen kao naponski generator V_g impedanse Z_g . Transmisiona linija je predstavljena karakterističnom impedansom Z_c . Antena je predstavljena impedansom $Z_A=(R_L+R_r)+jX_A$ koja je povezana sa transmissionom linijom. Otpornost gubitaka R_L definiše prenosne i dielektrične gubitke koji najčešće dovode do zagrevanja antene. Otpornost zračenja R_r se koristi da bi se predstavilo zračenje antene. Dok je otpornost gubitaka određena materijalom od koga je načinjena antena, otpornost zračenja zavisi od geometrije antene. Energija koja se troši na otpornost gubitaka se pretvara u toplotu kojom se zagreva antena dok energija koja se troši na otpornost zračenja se pretvara u elektromagnetno zračenje. Otpornost zračenja se može izračunati:

$$R_r = \frac{P_r}{I_A^2} \quad (2.1)$$

gde je P_r snaga koju izrači antena u okolni prostor posredstvom elektromagnetnih talasa i koja se obično naziva još i snagom zračenja antene, dok I_A predstavlja efektivnu vrednost struje na ulazu antene. Potrebno je da otpornost zračenja antene bude veća od otpornosti gubitaka da bi stepen iskorišćenja antene bio dovoljno veliki.

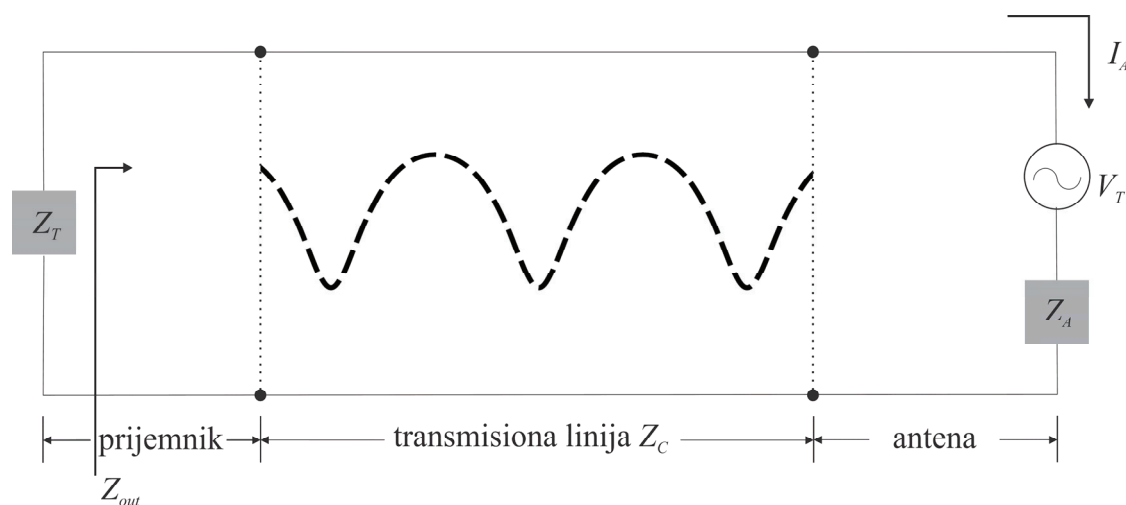


Slika 2.2 Tevenenovo ekvivalentno kolo antene u predajnom modu [21]

Reaktansa X_A predstavlja imaginarni deo impedanse antene koja ne doprinosi njenom zračenju. Naprotiv, postojanje ove komponente ima za posledicu refleksiju jednog dela energije koja se dovodi anteni, nazad prema predajniku. Što je X_A manja, efektivnost zračenja je veća. Pod idealnim okolnostima, energija koju generiše izvor bi trebalo da potpuno bude sprovedena do opterećenja R_r . Međutim, usled prenosno-

dielektričnih gubitaka u realnim sistemima zbog neidealne prirode transmisione linije i antene kao i gubitaka usled refleksije od prepreka između transmisione linije i antene, maksimalna moguća snaga pod posmatranim okolnostima se prenosi do antene. Reflektovani talasi i izvorni talasi od izvora do antene formiraju stojeći talas u transmisionalnoj liniji (Slika 2.2). Naravno, gubici zbog transmisione linije, antene i stojećeg talasa su nepoželjni i prilikom projektovanja celokupnog sistema potrebno ih je minimizirati. Z_{in} je ulazna impedansa napojne mreže (transmisionalna linija i generator) koja se vidi sa priključaka antene.

Slika 2.3 [21] prikazuje Tevenenovo ekvivalentno kolo antene u prijemnom režimu rada. Antena je predstavljena kao redna veza naponskog generatora V_T i impedanse antene $Z_A = (R_L + R_r) + jX_A$. Prijemnik je definisan preko impedanse Z_T dok je transmisionalna linija definisana karakterističnom impedansom Z_c . Z_{out} je izlazna impedansa veze antene i transmisionalne linije, koja ima ulogu generatora signala, posmatrana sa strane prijemnika. Ukoliko je reaktansa antene X_A manja, efektivnost apsorbovanja energije iz dolazećeg talasa kod prijemnih antena je veća.



Slika 2.3 Tevenenovo ekvivalentno kolo antene u prijemnom modu [21]

Antena je jedna od najznačajnijih komponenata u mnogobrojnim bežičnim komunikacionim sistemima. Antena sa zadovoljavajućim performansama može da olakša projektovanje celokupnog komunikacionog sistema ili da ga značajno poboljša. Istraživanje antena i njihova primena su oblasti koje su se veoma intenzivno razvijale u poslednjih 80 godina, što je bilo i nužno zbog neophodnosti upotrebe tehnologije antena u bežičnim komunikacijama.

2.1. Istorija antena

Grčki matematičar, astronom i filozof Tales iz Mileta je 600 godina pre n. e. prvi izveo niz eksperimenata u kojima je dolazio do pojave elektriciteta [24]. On je primetio neka neobična svojstva ćilibara koji, ako se protrlja svilom, može da privlači lake predmete (perje, kosu, papiriće) i da proizvodi sitne iskrice. Stari Grci su za ćilibar koristili reč „elektron“. Prema ovom nazivu ime su dobili elektroni i elektricitet. Takođe, Tales je uočio međusobno privlačenje komada prirodnih magneta koji su pronađeni u mestu Magnesia, a kome ime duguju magneti i magnetizam. Međutim, Tales nije uspeo da objasni ove pojave. Proći će 24 veka dok se ne obave ozbiljna ispitivanja i eksperimentalna proučavanja elektriciteta i magnetizma.

Bendžamin Frenklin koji je dosta intenzivno izučavao elektricitet tokom 18. veka prvi navodi da naelektrisanje može biti negativno i pozitivno. Takođe, on prvi formuliše i poznati zakon o održanju naelektrisanja [24]. Oko 1800. godine italijanski fizičar Aleksandro Volta je izumeo bateriju. 1820. godine Georg Simon Ohm objavljuje svoj danas čuveni zakon kojim povezuje struju, napon i otpornost [24]. Iako se isprva susreo sa nepriznavanjem i omalovažavanjem, nakon nekoliko decenija njegov zakon je najzad priznat. Istovremeno, Faradej eksperimentalno demonstrira da promena magnetnog polja može prouzrokovati pojavu električne struje [24].

Faradejeva intenzivna eksperimentalna istraživanja omogućuju da James Clerk Maxwell, profesor Cambridge univerziteta u Engleskoj, postavi teoriju o međusobnoj zavisnosti elektriciteta i magnetizma. Istorija antena počinje sa Maxwell-ovom teorijom elektromagnetizma kojom je objedinio teoriju elektriciteta i teoriju magnetizma i predstavio njihovu povezanost nizom jednačina koje su poznate kao Maxwell-ove jednačine. Njegov rad je prvi put objavljen 1873. [21]. On je takođe pokazao da svetlost ima elektromagnetnu prirodu, da se svetlost kao i elektromagnetni talasi prostire u vidu talasa istom brzinom. Iako je nesumnjiv značaj Maxwell-ovih jednačina, on je ipak naišao na skepticizam svojih savremenika. Proći će skora cela decenija dok Hertz ne dokaže eksperimentalno ono što je Maxwell tvrdio u svojoj teoriji.

1886. godine je Heinrich Rudolph Hertz kao profesor Tehničkog instituta u Karlsruhe demonstrirao prvi bežični elektromagnetni sistem [21, 24]. Taj prvi bežični sistem se sastojao od dipola dužine $\lambda/2 \approx 4\text{m}$ kao predajnika i žičane antene sa pravougaonom petljom kao prijemnika. Kada se u međuprostoru na polovini dipola

mogla opaziti iskra talasne dužine 8m i obližnja žičana pravougaona omča je reprodukovala istu iskra nakon bežičnog prenosa. Iako je Hertz prvi sproveo eksperiment bežičnog prenosa signala, njegova istraživanja ostaju u okviru laboratorije do 1901. godine kada je Guglielmo Marconi prvi put uspeo da emituje signale na velike udaljenosti. On je tada obavio prvi transatlantski prenos radio signala između mesta Poldhu u Cornwall-u, Engleska do mesta St. John's u Newfoundland-u, Kanada [21, 24]. Iako je Marconijev bežični sistem bio veoma primitivan u odnosu na današnje, on je bio ipak nepobitan dokaz da radio talasi mogu putovati oko Zemlje. Njegova predajna antena se sastojala od 50 žica koje su bile razapete između četiri 60 m visoka drvena stuba, formirajući konusni žičani kavez. Prijemna antena u mestu St. John je bila 200 m duga rastegnuta žica koju je pridržavao zmaj.

Od Markonijevog prenosa do 1940. godine tehnologija antena se bazirala na žicama kao zračećim elementima sa frekvencijama u UHF opsegu. Sa početkom 2. svetskog rata pojavljuju se i novi antenski elementi (talasovodi, horn antene, reflektori, i slično). Takođe, u tom periodu su pronađeni i mikrotalasni izvori (klistron i magnetron) sa frekvencijama od 1 GHz i više. Pronalazak mikrotalasnih uređaja omogućio je razvoj radarskih sistema.

Pronalazak optičkog vlakna 60-tih godina prošlog veka doprineo je razvoju novih formi komunikacija. Kao što je 2. svetski rat započeo novu eru antena, tako je period od 60-ih do 90-ih godina 20. veka u kome su se pojavili značajni napreci u polju arhitekture i tehnologije kompjutera uticao na razvoj moderne tehnologije antena, a pogotovo utiče na inženjering antena u 21. veku [21]. Najpre je 60-ih godina prošlog veka upotreba numeričkih metoda omogućila da ranije nerešive antenske konfiguracije budu analizirane i projektovane sa visokom tačnošću. Metodi za niske frekvencije (metod momenata, konačnih razlika, konačnih elemenata) kao i za visoke frekvencije (geometrijska i fizička teorija difrakcije) su u mnogome doprineli razvoju antena. I dok je u prošlosti projektovanje antena smatrano ne tako značajnim za dizajn celokupnog sistema, danas ono ima krucijalnu ulogu. Šta više, uspeh mnogih sistema se i desio zahvaljujući dizajnu i performansama antena. I dok je u prvoj polovini prošlog veka projektovanje antena bilo više u domenu probe i pokušaja, danas je to zahtevan inženjerski posao. Metodi za analizu i projektovanje antena omogućavaju predviđanje performansi antena sa visokom tačnošću. Projektovanje većine antena

započinje sa fazom inicijalnog dizajna koja se završava fazom sa realizovanim prototipom bez međufaznog testiranja.

Najzad, početak masovnog korišćenja radio komunikacija u 80-tim godina prošlog veka, ponovo je aktualizovao bežične komunikacije nakon skoro veka od prvog bežičnog prenosa signala. Na stotine stacionarnih komunikacionih satelita koji rade na centimetarskim talasnim dužinama raspoređeno je oko Zemlje na visini oko 36000 km. Sonde, poslate u svemir, istražuju Solarni sistem, prikupljaju podatke i slike rukovođene komandama sa Zemlje. Radio teleskopi, sa talasnim dužinama od nekoliko milimetara do nekoliko kilometara, primaju talase koji putuju od udaljenih galaksija više od 10 biliona godina. Sa razvojem tehnologije i čovekom željom da istraži sve što mu je nepoznato, potreba za antenama stalno raste jer one obezbeđuju neophodne veze između čoveka i sveta koji ga okružuje.

2.2. Mehanizam zračenja antene

Prostorno naelektrisanje $q_v[C/m^3]$ ravnomerno je raspoređeno duž tanke metalne žice konstantnog kružnog poprečnog preseka S i ukupne zapremine $V=Sl$, gde je l dužina žice (Slika 2.4) [21]. Ukoliko se prostorno naelektrisanje q_v kreće duž pozitivnog smera z ose konsantnom brzinom $v_z[m/s]$, gustina struje $J_z[A/m^2]$ koja protekne kroz poprečni presek žice u jedinici vremena je jednaka:

$$J_z = q_v v_z \quad (2.2)$$

Ukoliko je žica načinjena od savršenog provodnika, umesto površinske gustine struje J_z može se razmatrati podužna gustina struje $J_s[A/m]$:

$$J_s = q_s v_z \quad (2.3)$$

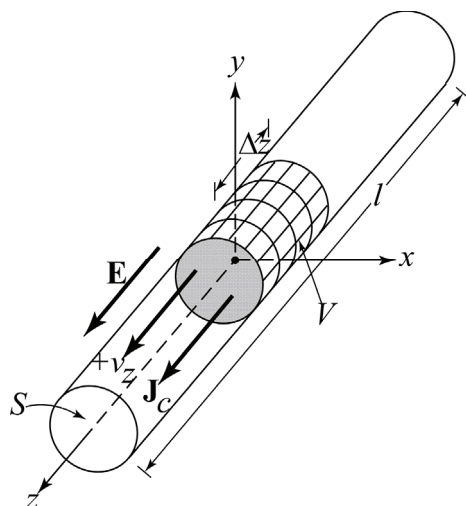
gde je $q_s[C/m^2]$ gustina naelektrisanja na površini provodnika. Ukoliko je žica veoma tanka, struja u njoj se može predstaviti pomoću podužnog naelektrisanja $q_l[C/m]$:

$$I_z = q_l v_z \quad (2.4)$$

Ukoliko se struja I_z menja sa vremenom, tada je njen prvi izvod po vremenu t jednak:

$$\frac{dI_z}{dt} = q_l \frac{dv_z}{dt} = q_l a_z \quad (2.5)$$

gde je a_z ubrzanje naelektrisanja.

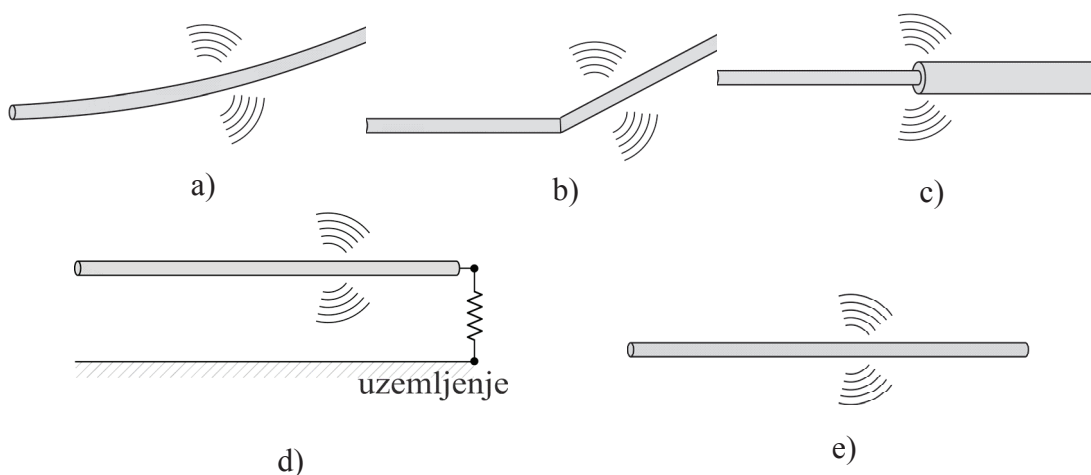


Slika 2.4 Prostorno naelektrisanje ravnomerno raspoređeno duž tanke metalne žice konstantnog kružnog poprečnog preseka [21]

Ukoliko se posmatra žica dužine l važi:

$$l \frac{dI_z}{dt} = l q_l \frac{dv_z}{dt} = l q_l a_z \quad (2.6)$$

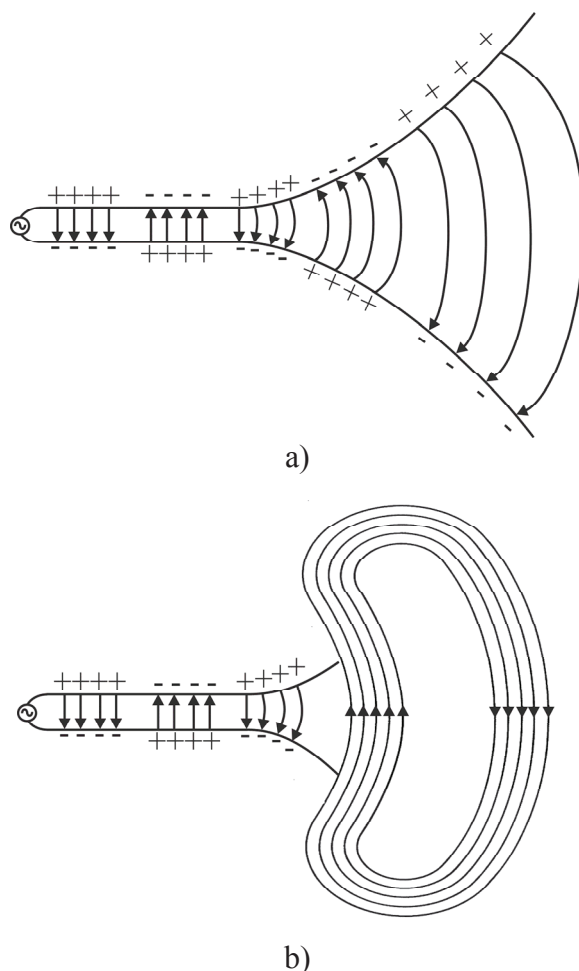
Na osnovu poslednje jednakosti može se zaključiti da elektromagnetno zračenje nastaje ukoliko postoji vremenski promenljiva struja ili naelektrisanje koje se kreće promenljivom brzinom. Da bi se obezbedila vremenski promenljiva brzina naelektrisanja, koriste se različite konfiguracije žica kroz koje to naelektrisanje protiče (Slika 2.5) [21].



Slika 2.5 Konfiguracije žica koje omogućavaju zračenje [21] a) zakrivljena b) savijena c) sa diskontinuitetom d) prekinuta e) okrnjena

Neka je naponski generator povezan za transmisionu liniju na koju se nadovezuje antena (Slika 2.6) [21]. Transmisiona linija se sastoji od dva provodnika između

kojih, usled pobude naponskog generatora, se kreira električno polje. Električno polje deluje na elektrone u provodnicima koji lako napuštaju atome i započinju kretanje. Kretanjem slobodnih elektrona nastaje struja koja za posledicu ima kreiranje magnetnog polja. Ako naponski generator ima sinusoidnu pobudu, onda će i polje između provodnika transmisiona linije biti sinusoidno iste periode kao i pobuda.

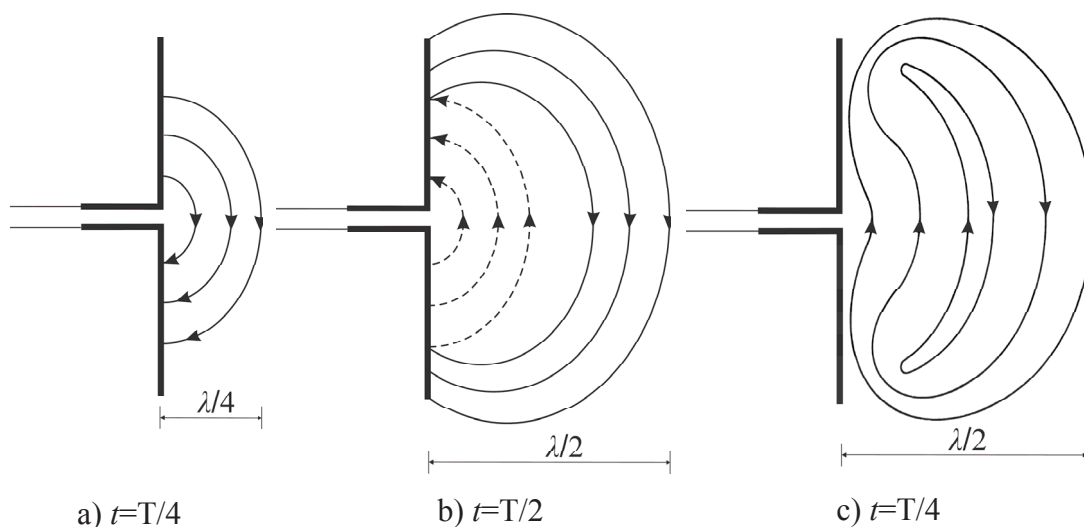


Slika 2.6 Napajanje, transmisiona linija, antena i linije električnog polja u anteni i u vazduhu [21] a) linije električnog polja u anteni b) formiranje linija električnog polja nakon napuštanja antene

Vremenski promenljivo električno i magnetno polje između provodnika transmisiona linije stvara elektromagnetne talase koji se prostiru duž transmisiona linije i dospevaju do antene. U anteni oni indukuju struju i odgovarajuće električno i magnetno polje. Linije električnog polja postoje unutar antene tako što izvire iz pozitivnog naelektrisanja i uviru u negativno. Ukoliko bi se antena uklonila, linije električnog polja bi i dalje postojale ali bi imale oblik petlje koja bi zatvarala linije električnog polja koje bi ostale otvorene nakon uklanjanja antene. Elektromagnetni

talasi koji se prostiru duž transmisiona linije i antene su povezani sa naelektrisanjem u provodniku. Međutim, kada elektromagnetni talasi napuste antenu, njihovo postojanje ne zavisi od nekog naelektrisanja. Bez obzira da li je bila kratkotrajna ili kontinualna pobuda koja je inicirala stvaranje elektromagnetnih talasa u anteni, ti talasi nastavljaju svoje prostiranje, bilo usamljeni ili sledeći prethodne i prethoditi narednim, nakon napuštanja antene.

Formiranje petlji linija električnog polja nakon što elektromagnetni talas napusti antenu se može objasniti na dipolu koji se napaja u centru sinusoidnom pobudom (Slika 2.7) [21].



Slika 2.7 Formiranje i oslobađanje linija električnog polja kod dipola [21]

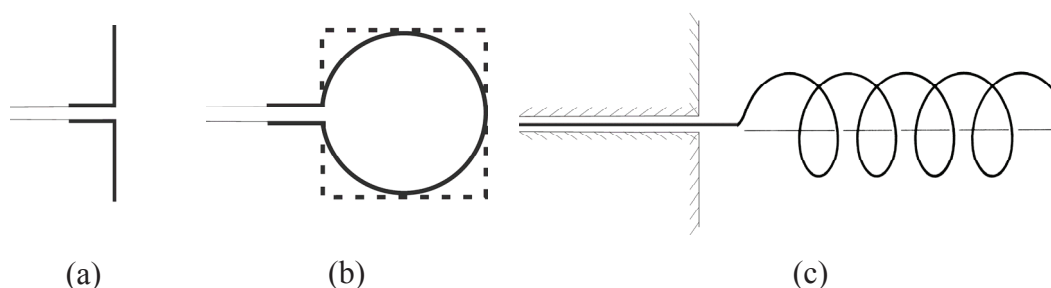
Ukoliko je sinusoidna pobuda periode T , onda u prvoj četvrtini periode T intenzitet pobude se povećava i dostiže svoju maksimalnu vrednost u trenutku $t=T/4$. Linije električnog polja su usmerene od pozitivnog ka negativnom naelektrisanju. U sledećih $T/4$ vremena, izračene linije sile polja nastavljaju da se prostiru još $T/4$ vremena. Za to isto vreme usled prisustva dalje pobude čije intenzitet se smanjuje do trenutka $t=T/2$, dolazi do zamene mesta pozitivnih i negativnih naelektrisanja zbog čega nove formirane linije sile polja su suprotnog smera od onih izračenih u periodu $[0, T/4]$. Nakon toga usled sinusoidne pobude nastavlja se dalje zračenje elektromagnetnih talasa. Međutim, talasi koji su u vremenu $[0, T/2]$ napustili antenu nemaju više naelektrisanja iz kojih mogu da izvire i u koja mogu da uviru zbog čega oni formiraju petlje linija sila električnog polja.

2.3. Tipovi antena

Idealna antena je ona koja celokupnu energiju koju dobije od predajnika emituje u željenom pravcu. U praksi je nemoguće dostići tako savršene performanse ali je moguće postići približno slične. Postoje mnogobrojni tipovi antena različitog oblika koje imaju određene karakteristike zračenja zbog kojih se i koriste u pojedinim bežičnim komunikacionim sistemima.

2.3.1. Žičane antene

Ovaj tip antene se može naći svuda zahvaljujući svojoj jeftinosti i jednostavnoj konstrukciji – od automobila, zgrada, brodova, aviona, svemirskih letelica, itd.



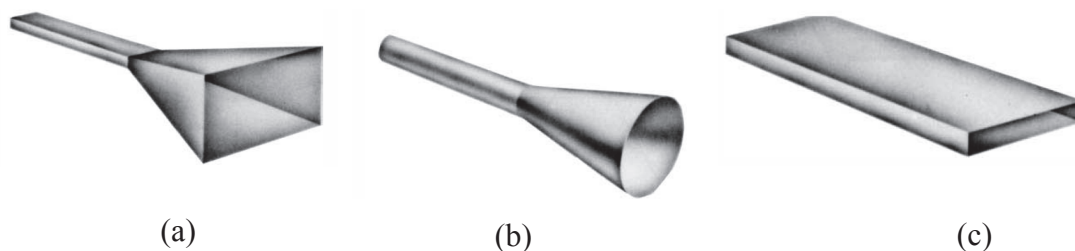
Slika 2.8 Tipovi žičanih antena [21] (a) Žičana dipol antena (b) Žičana antena sa kružnom (pravougaonom) petljom (c) Helikoidna žičana antena

Žičane antena mogu imati različite oblike (Slika 2.8) [21]: prava žica (dipol), petlja ili spirala. Antena u obliku petlje ne mora nužno imati kružni oblik, već može biti kvadrat, pravougaonik, elipsa ili bilo koja druga konfiguracija.

2.3.2. Levak (horn) antene

Ovaj tip antene se dosta koristi u današnje vreme zbog potrebe za sofisticiranijim oblicima antena koje su pogodne za rad na visokim frekvencijama (Slika 2.9) [21]. Svoje ime duguju izgledu levka tj. imaju oblik talasovoda sa jednim otvorenim krajem čija se površina postepeno povećava. One su veoma pogodne za avione i svemirske letelice na čijoj se površini lako mogu montirati [21]. Pored toga, mogu biti presvučene dielektričnim materijalom koji ih štiti od pogubnih uticaja iz okoline.

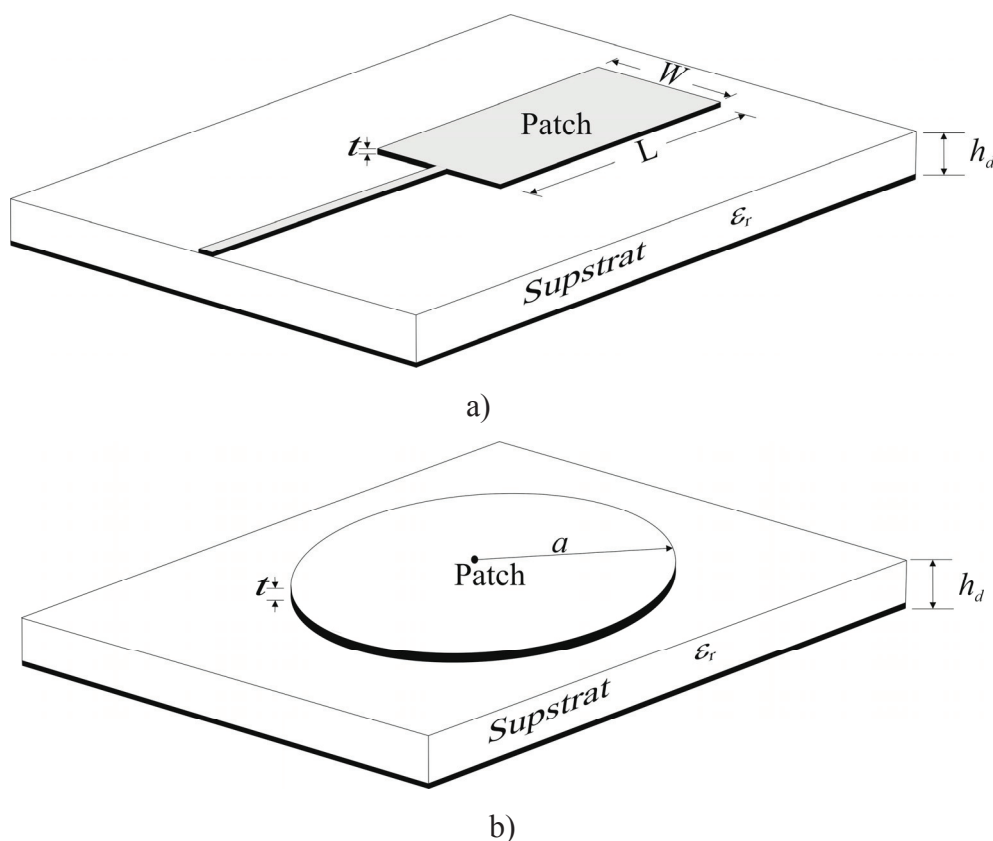
Pri izradi ove teze, par horn antena je korišćen kao kalibracione antene kod merenja pojačanja realizovanih antena.



Slika 2.9 Različite konfiguracije levak (horn) antena [21] (a) Piramidalna horn antena (b) Konusna horn antena (c) Pravougaoni talasovod

2.3.3. Mikrostrip antene

Mikrostrip antene su doživele svoj najveći uspeh 70-ih godina prošlog veka prvenstveno zbog mnogobrojnih primena u istraživanju svemira. Ove antene se sastoje od metalnog patch-a koji je smešten na uzemljenom supstratu. Metalni patch može biti različitih oblika (Slika 2.10) [21].



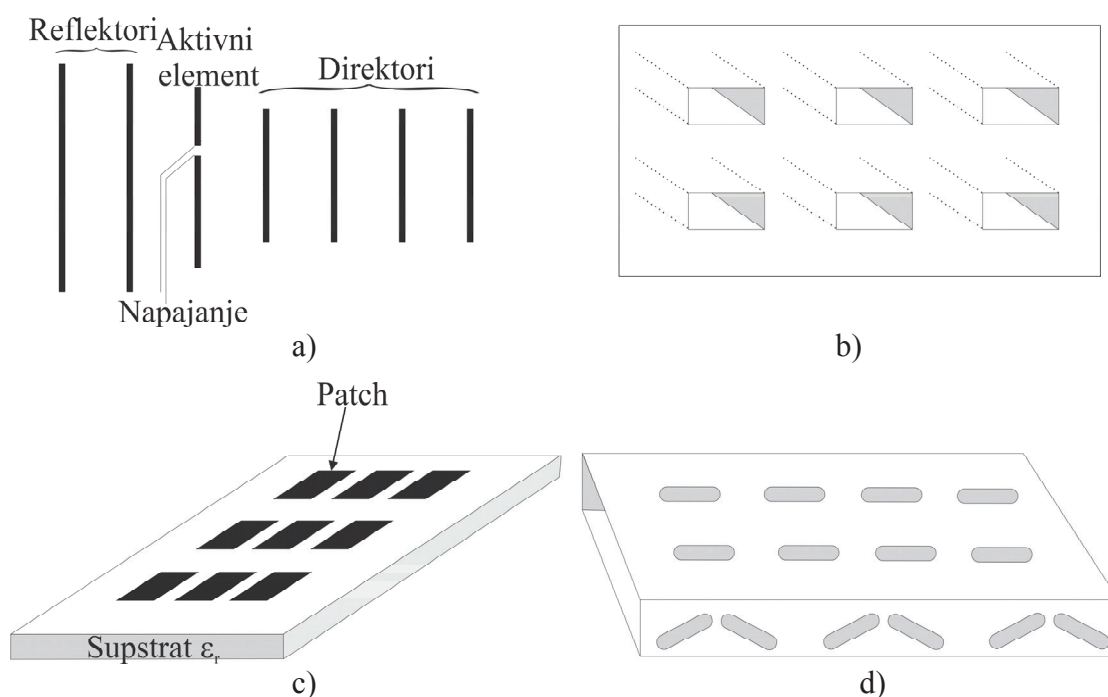
Slika 2.10 Različite konfiguracije mikrostrip antena [21] a) pravougaona patch antena b) kružna patch antena

Ipak, kružni i pravougaoni patch su najčešći jer se lako mogu analizirati i realizovati kao i zbog pogodnih karakteristika zračenja. Mikrostrip antene su tanke, malih dimenzija, kompatibilne i sa planarnim i neplanarnim površinama, jednostavne

i jeftine proizvodnje koja koristi savremenu tehnologiju štampanih kola, mehanički postojeane kada se montiraju na krutim podlogama, kompatibilne sa MMIC dizajnom, veoma prilagodljive u pogledu rezonantne frekvencije, polarizacije ili impedanse [21]. One se mogu naći i na avionima, svemirskim letelicama, satelitima, projektilima, automobilima, čak i kod mobilnih telefona.

2.3.4. Antenski nizovi

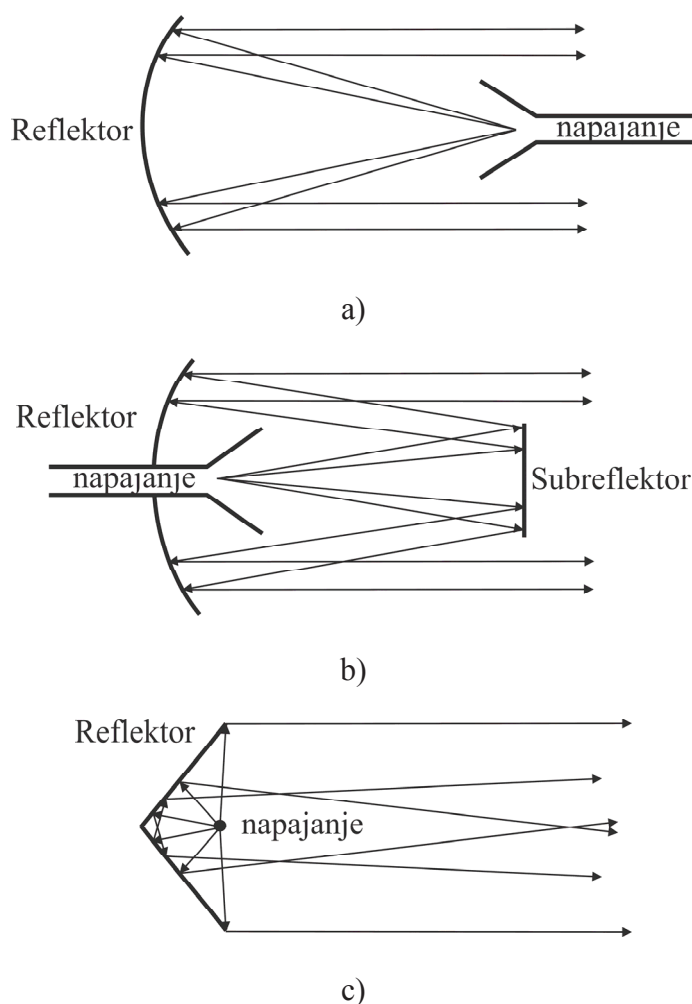
Mnoge aplikacije zahtevaju karakteristike zračenje koje se ne mogu dobiti jednim zračećim elementom. Međutim, ukoliko se zračeći elementi spoje u antenski niz, zahtevane karakteristike zračenja su lako ostvarive. Uređenje elemenata u nizu može biti takvo da se zračenja od pojedinih elemenata sabiraju tako da se dobije maksimalno zračenje u pojedinom pravcu ili pravcima, minimalno zračenje u drugim pravcima ili bilo koja druga karakteristika zračenja po želji. Prikazani su tipični primeri antenskih nizova (Slika 2.11) [21]. Uobičajno se pod antenskim nizom podrazumeva uređenje zračećih elemenata kod koga je svaki element izdvojen (Slika 2.11.a-c). Međutim, pod antenskim nizom se može podrazumevati i grupa zračećih elemenata koja je smeštena na nekoj celovitoj strukturi (Slika 2.11.d).



Slika 2.11 Tipovi antenskih nizova [21] a) Yagi-Uda antena b) Niz levak antena c) Mikrostrip antenski niz d) Pravougaoni prorezani talasovod

2.3.5. Reflektor antene

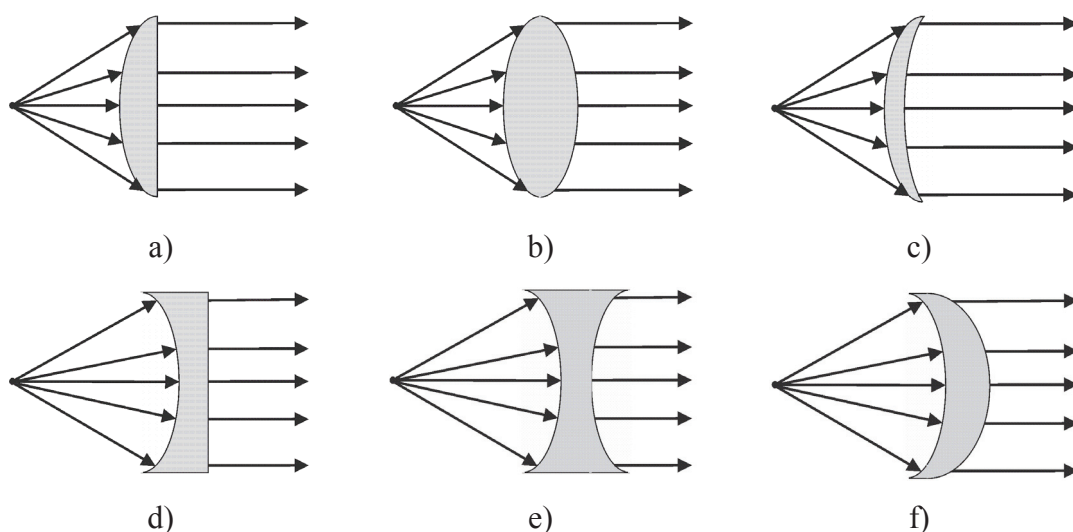
Veliki uspeh istraživanja svemira je doprineo i napretku teorije antena. Zbog nužnosti komunikacije na velikim udaljenostima, pojavili su se i zahtevi za sofisticiranijim tipovima antena koje bi bile projektovane da emituju i primaju signale koji putuju milionima kilometara. Najčešće korišćena antena za te svrhe je parabolična reflektor antena. Antene ovog tipa su se pravile i sa prečnikom od 305 m. Tako velike dimenzije su bile neophodne da bi antena imala dovoljno veliko pojačanje zahvaljujući kojem je bila u mogućnosti da pošalje ili primi signal na velika rastojanja od nekoliko miliona kilometara. Pored paraboličnog reflektora, kod antena se često koristi i kornjer reflektor (Slika 2.12) [21].



Slika 2.12 Tipovi reflektor antena [21] a) Parabolični reflektor sa front fed napajanjem b) Kasegrenov (Cassegrain) reflektor c) Kornjer reflektor

2.3.6. Sočivo antene

Sočivo antene se koriste da bi se usmerila slučajna divergencija energije čime bi se sprečilo njeno osipanje u neželjenim pravcima. Pravilnim izborom geometrije i materijala sočiva mogu se transformisati različiti oblici divergencije energije u ravanski talas. Ove antene se mogu koristiti u skoro svim aplikacijama kao i reflektor antene, pogotovo na visokim frekvencijama. Njihove dimenzije i težina postaju izuzetno veliki na niskim frekvencijama. Sočivo antene se klasifikuju po materijalu od koga su načinjene ili po obliku. Prikazani su tipični primeri ovih antena (Slika 2.13) [21].



Slika 2.13 Sočivo antene sa indeksom prelamanja < 1 [21] a) konveksno-ravna b) konveksno-konveksna c) konveksno-konkavna d) konkavno-ravna e) konkavno-konkavna f) konkavno-konveksna

2.4. Maksimalne jednačine

Iako postoji veliki broj tipova antena različitih namena, sve one rade na osnovnim principima elektromagnetike i sve one se mogu opisati korišćenjem osnovnih parametara antena. Koristeći nekoliko jednostavnih jednačina James Clerk Maxwell (1831–1879) je dao sistematičan i tačan opis električnih i magnetnih pojava. On je 1864. godine objedinio teorije koje su objavili Michael Faraday (1791–1836), Karl Friedrich Gauss (1777–1855) i André-Marie Ampère (1775–1836). Maksimalne jednačine opisuju uzajamni odnos među električnim i magnetnim poljima kao i uticaj tih polja na naelektrisane čestice. Maksimalne jednačine se mogu napisati kao [25]:

Naziv	Diferencijalni oblik	Integralni oblik	
Faradejev zakon	$\nabla \times \vec{E}(\vec{r}, t) = -\frac{\partial \vec{B}(\vec{r}, t)}{\partial t}$	$\oint_C \vec{E} d\vec{l} = -\int_S \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} d\vec{S}$	(2.7)
Amperov zakon	$\nabla \times \vec{H}(\vec{r}, t) = \vec{J}(\vec{r}, t) + \frac{\partial \vec{D}(\vec{r}, t)}{\partial t}$	$\oint_C \vec{H} d\vec{l} = \int_S (\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}) d\vec{S}$	(2.8)
Gausov zakon	$\nabla \cdot \vec{D}(\vec{r}, t) = \rho(\vec{r}, t)$	$\oint_S \vec{D} d\vec{S} = \int_V \rho dV = Q$	(2.9)
Gausov zakon magnetizma	$\nabla \cdot \vec{B}(\vec{r}, t) = 0$	$\oint_S \vec{B} d\vec{S} = 0$	(2.10)

gde je $\vec{E}$ [V/m] vektor električnog polja, $\vec{H}$ [A/m] vektor magnetnog polja, $\vec{B}$ [T] vektor magnetne indukcije, $\vec{D}$ [C/m²] vektor električne indukcije, ρ [C/m³] vektor zapreminske gustine naelektrisanja i $\vec{J}$ [A/m²] vektor površinske gustine struje. Hamiltonov diferencijalni operator ∇ (nabla ili del-operator) definisan je kao:

$$\nabla = \hat{x} \frac{\partial}{\partial x} + \hat{y} \frac{\partial}{\partial y} + \hat{z} \frac{\partial}{\partial z} \quad (2.11)$$

gde $\hat{x}$, $\hat{y}$ i $\hat{z}$ označavaju jedinične vektore u smeru osi pravougaonog koordinatnog sistema. Maksimalne jednačine se najčešće primenjuju kod analize antena za određivanje parametara njihovog polja zračenja.

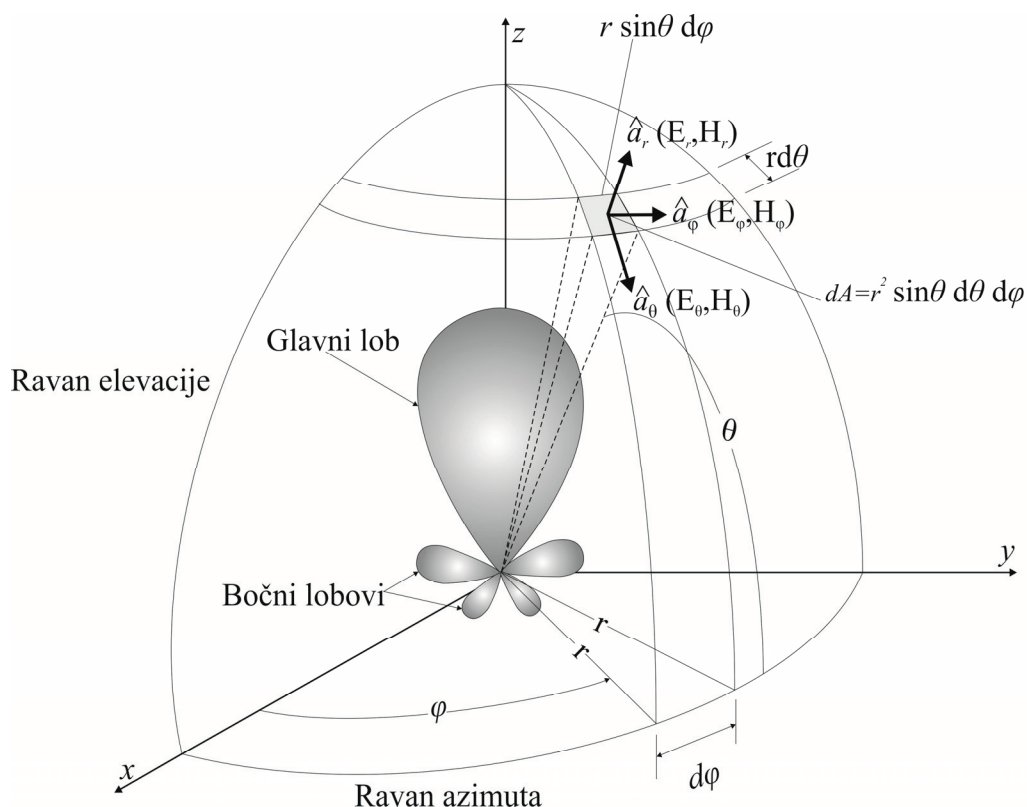
2.5. Osnovni parametri antena

Da bi se opisale performanse antena neophodno je definisati pojedine parametre. Parametri antena su međusobno povezani i nije nužno odrediti sve parametre neke antene. Takođe, u zavisnosti od primene, u pojedinim aplikacijama neophodno je da antena ima određene karakteristike dok ostali parametri nisu od ključne važnosti.

2.5.1. Dijagram zračenja

Pod dijagramom zračenja antene se podrazumeva matematička funkcija ili grafička prezentacija karakteristika zračenja antene u zavisnosti od prostornih koordinata koja se u većini slučajeva definiše u dalekoj zoni zračenja [21]. Karakteristike zračenja mogu biti gustina snage, intenzitet zračenja, jačina polja, usmerenost, faza ili polarizacija. Ipak, najčešće se pod dijagramom zračenja antene podrazumeva dvodimenzionalna ili trodimenzionalna prostorna raspodela gustine izračene snage antene duž putanje ili površi na konstantnom rastojanju od antene.

Prikazan je tipičan dijagram zračenja u trodimenzionalnom koordinatnom sistemu (Slika 2.14) [21]. Prikaz intenziteta primljenog električnog (magnetnog) polja na konstantnom udaljenju od izvora zračenja se naziva amplituda dijagrama zračenja. Uobičajeno je dijagram zračenja normalizovan u odnosu na svoju maksimalnu vrednost intenziteta izračenog električnog (magnetnog) polja, zbog čega se naziva normalizovan dijagram zračenja. Takođe, prikaz dijagrama zračenja je obično u logaritamskoj skali ili još praktičnije u dB. Logaritamska skala ili prikaz u dB bolje naglašava one delove dijagrama zračenja koji su malih vrednosti i koji se zbog toga nazivaju minornim (nižim) lobovima. Trodimenzionalni prikaz dijagrama zračenje je niz nekoliko dvodimenzionalnih dijagrama. U većini aplikacija, neophodno je odrediti prikaz dijagrama zračenje kao funkcije koordinate θ za nekoliko vrednosti koordinate φ i prikaz dijagrama zračenje kao funkcije koordinate φ za nekoliko vrednosti koordinate θ , čime se dobija dovoljno informacija za trodimenzionalni prikaz dijagrama zračenja.

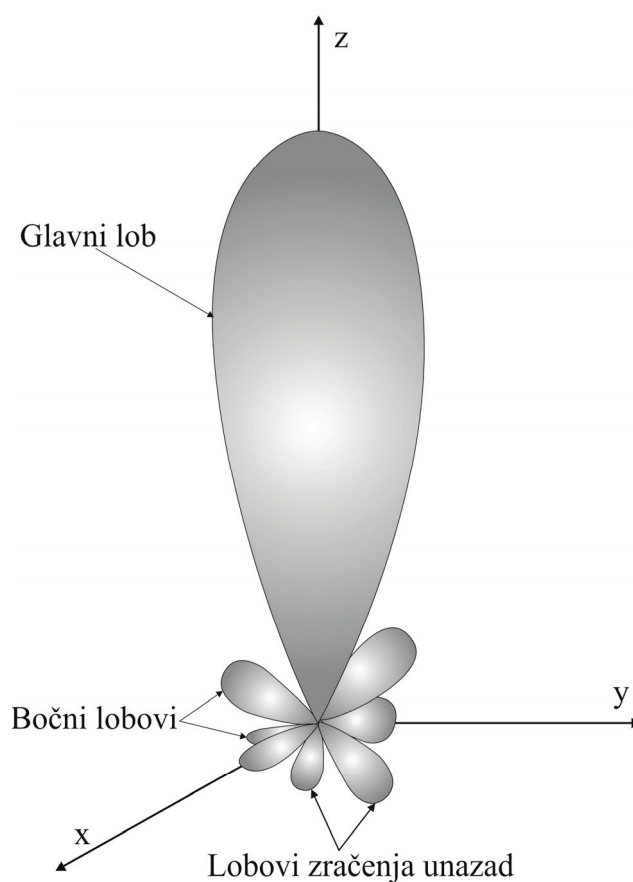


Slika 2.14 Koordinatni sistem za prikaz dijagrama zračenja antene [21]

2.5.1.1. *Lobovi dijagrama zračenja antene*

Pojedini delovi dijagrama zračenja se nazivaju lobovi ili listovi. Postoje glavni lob (list) zračenja antene, bočni lobovi (listovi) zračenja i lobovi (listovi) zračenja unazad (Slika 2.15) [21]. Lob zračenja antene se definiše kao deo dijagrama zračenja ograničen regionima relativno slabog intenziteta zračenja [21]. Slika 2.15 prikazuje simetričan trodimenzionalan dijagram zračenja sa lobovima. Slika 2.16 [21] prikazuje linearan dvodimenzionalan prikaz dijagrama zračenja.

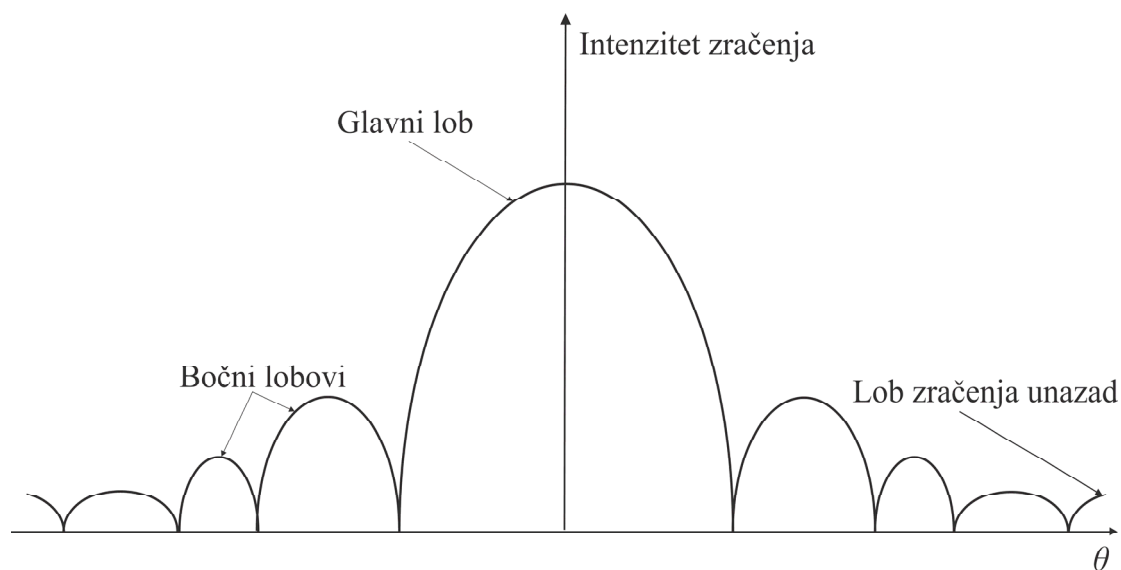
Glavni lob zračenja se definiše kao lob dijagrama zračenja u pravcu maksimalnog zračenja [21]. Prikazani dijagram zračenja (Slika 2.15 i Slika 2.16) ima glavni lob koji se nalazi u pravcu $\theta=90^\circ$. Kod nekih antena, npr. antena sa podeljenim zrakom, može postojati i više od jednog glavnog lista zračenja.



Slika 2.15 Lobovi na prostornom dijagramu zračenja antene [21]

Bočni lobovi su svi ostali lobovi osim glavnog loba. Lobovi zračenja unazad su bočni lobovi čija osa čini ugao od približno 180° sa osom glavnog loba antene. Uobičajeno se termin lobova zračenja unazad odnosi na bočne lobove koji zauzimaju hemisferu u suprotnom smeru od hemisfere glavnog loba. Bočni lobovi su zračenja u

neželjenim pravcima i poželjno je da budu minimizirani. Nivo bočnog loba se obično izražava kao odnos gustine snage posmatranog bočnog loba i glavnog loba. Ovaj odnos se uobičajeno naziva slabljenje bočnih lobova (Side Lobe Suppression-SLS). Slabljenje bočnih lobova od 20 dB i manje je nepoželjno u većini aplikacija. SLS od 30 dB i više zahteva veoma pažljiv dizajn i realizaciju antenskog sistema. Kod većine radarskih sistema vrednost SLS je veoma važna karakteristika koja mora biti zadovoljavajuće vrednosti kako bi se izbeglo lažno lociranje preko bočnih lobova.



Slika 2.16 Dvodimenzionalni dijagram zračenja sa lobovima [21]

2.5.1.2. *Zone zračenja antena*

Prostor oko antene se uobičajeno deli na tri zone:

1. reaktivna zona zračenja
2. bliska zona zračenja (Frenelova zona)
3. daleka zona zračenja (Fraunhoferova zona).

Svaka zona zračenja u prostoru oko antene ima karakteristična svojstva iako ne dolazi do naglih promena polja na prelasku iz jedne zone u drugu. Premda postoje utvrđeni opšteprihvaćeni kriterijumi za definisanje pojedinih zona zračenja, ne postoji jedinstvena definicija granica između njih.

Reaktivna zona zračenja i bliska (Frenelova) zona zračenja čine zonu bliskih polja koja se prostiru u neposrednoj blizini antene. U njima se oblik dijagrama zračenja

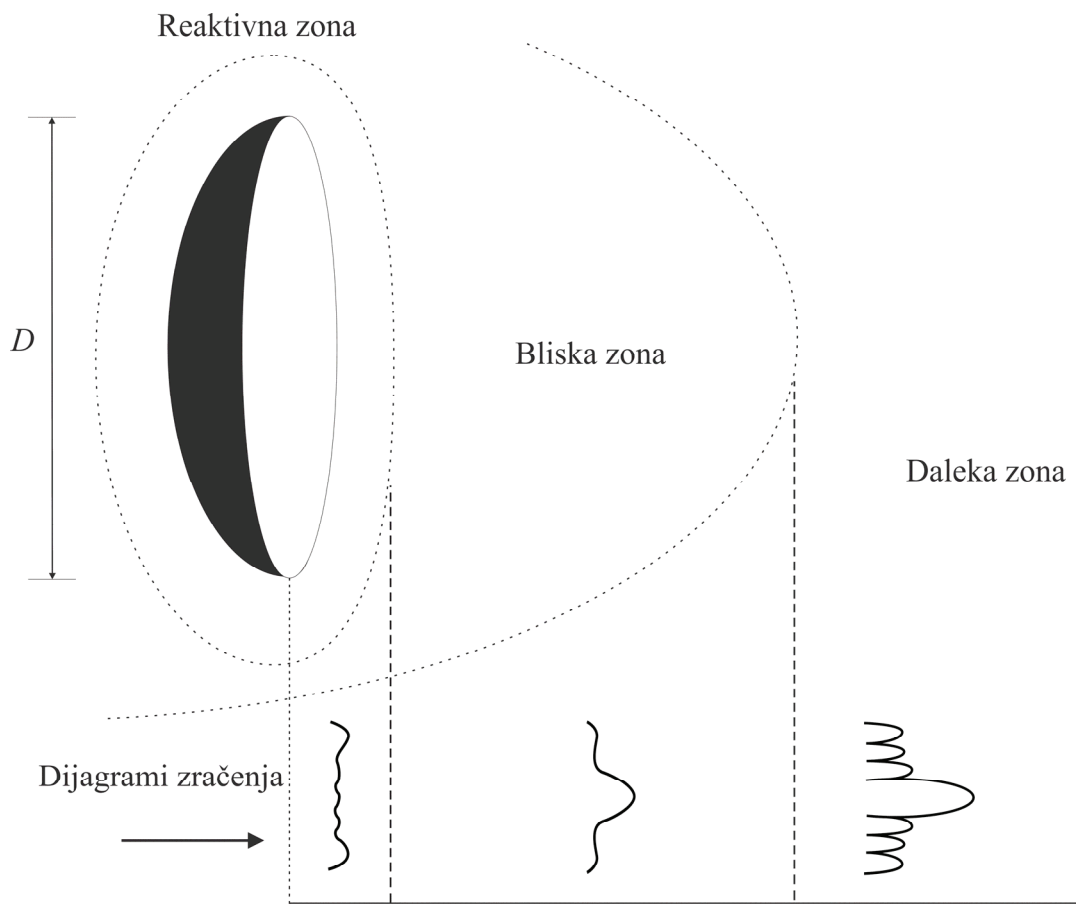
znatno menja sa udaljenošću, a električno i magnetno polje nemaju karakter ravanskog talasa tj. ugao između vektora električnog i magnetnog polja nije 90° .

Reaktivna zona zračenja se definiše kao „deo zone bliskih polja koji neposredno okružuje antenu gde preovlađuje reaktivno polje [21] čija elektromagnetna energija osciluje između prostora i antene i ne zrači se u prostor [26]“. U ovoj se zoni energija prenosi indukcijom [25]. Za većinu antena ova zona se prostire na rastojanju do $0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ od površine antene, gde je D najveća dimenzija antene i λ je talasna dužina [21]. Međutim, za veoma kratke dipole i njima ekvivalentne zračeće strukture spoljašnja granica reaktivne zone se definiše na rastojanju $\lambda/2\pi$ od površine antene [21]. Kod antenskih nizova, reaktivne zone preovlađuju samo u neposrednoj blizini osnovnih elemenata zračenja, npr. dipola [25].

Bliska zona zračenja (Frenelova zona) se definiše kao oblast između reaktivne zone i daleke zone zračenja gde dominira zračeće polje dok je reaktivno polje znatno prigušeno ali gde oblik dijagrama zračenja i dalje zavisi od udaljenosti od antene [25]. U ovoj oblasti elektromagnetni talas nema sve karakteristike talasa u dalekoj zoni, ali sa povećanjem rastojanja prostorna raspodela jačine izračenog polja i talasna impedansa su dosta bliske onima u dalekoj zoni [27]. Ako je najveća dimenzija antene neuporedivo mala u odnosu na talasnu dužinu, ova zona može da ne postoji [21]. Ova zona se nalazi u oblasti između unutrašnje granice na rastojanju $0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ i spoljašnje granice na rastojanju $2D^2/\lambda$ od površine antene.

Daleka zona zračenja (Fraunhoferova zona) je oblast gde dijagram zračenja ne zavisi od udaljenosti od antene [21]. U ovoj oblasti se polja ponašaju kao u ravanskom talasu, tj. lokalne promene električnog i magnetnog polja imaju jednaku raspodelu u ravni koja je upravna na pravac prostiranja [25]. U ovoj oblasti važi da su vektor električnog i magnetnog polja međusobno normalni i transverzalni na smer širenja talasa i da je odnos električnog i magnetnog polja dat talasnom impedansom [27]. Ova oblast se prostire od udaljenosti $2D^2/\lambda$ od površine antene do beskonačnosti. Za neke antene čiji dijagram zračenja je veoma osetljiv na fazne promene, granica $2D^2/\lambda$ može biti neadekvatna [21]. Ukoliko antena zrači u sredini sa konstantom prostiranja γ pri čemu važi da je najveća dimenzija antene D uporedivo veća od $\pi/|\gamma|$, onda se uzima za početak dalekog polja zračenja rastojanje $|\gamma|D^2/\pi$ [21].

Dijagram zračenja antene na posmatranim rastojanjima od zone reaktivnog polja do zone dalekog polja menja svoj oblik zbog promene i magnitude i faze polja (Slika 2.17) [21].



Slika 2.17 Promena dijagrama zračenja od reaktivne do daleke zone [21]

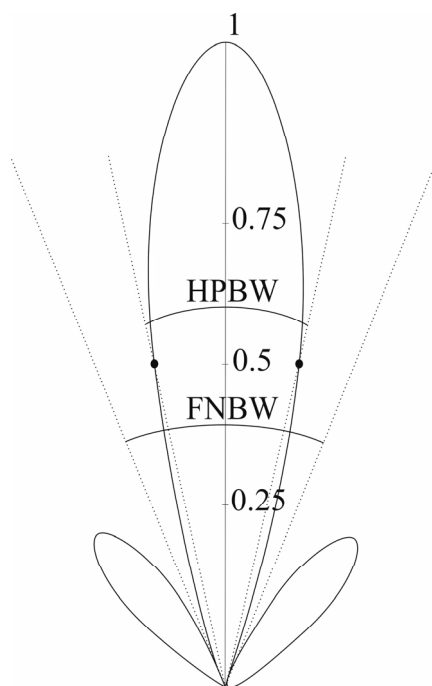
U reaktivnoj zoni, dijagram zračenja je uniforman sa neznatnim devijacijama. Kako se posmatrano rastojanje pomera ka bliskoj zoni zračenja, dijagram zračenja postaje definisan i formiraju se lobovi. U dalekoj zoni zračenja, dijagram zračenja je pravilno formiran uobičajeno sa nekoliko bočnih lobova i jednim glavnim lobom.

2.5.1.3. *Dijagrami zračenja izotropne, usmerene i omni-direkcionalne antene*

Izotropni radijator je antena bez gubitaka koja zrači podjednako u svim pravcima [21]. Mada je ova zračeća struktura hipotetička i fizički neostvarljiva, ona se ipak veoma često uzima kao referenca za definisanje parametara realnih antena. Usmerena antena se odlikuje osobinom da zrači ili prima elektromagnetne talase efikasnije u nekim pravcima nego u drugim [21]. Uobičajeno se pod usmerenom antenom

podrazumevaju zračeće strukture čija je maksimalna usmerenost značajno veća od maksimalne usmerenosti polutalasnog dipola. Omni-direkzione antene imaju izotropni oblik zračenja u datoj ravni, a usmeren u njoj ortogonalnoj ravni. Omni-direkzione antene su adekvatne za jednostavna RF okruženja gde ne postoje, ili nisu potrebni, nikakvi podaci u smerovima gde se nalaze korisnici (bežični ruteri, mobilne stanice, itd.). Međutim, ovakav nefokusiran prilaz rasipa signale koji stižu do željenih korisnika samo sa malim procentom ukupne snage koja se emituje u okolinu. Omni-direkcionalne antene su podvrsta usmerenih antena koje zrače jednako u svim pravcima u datoj ravni, pri čemu izračena snaga opada sa povećanjem ugla elevacije iznad i ispod date ravni i dostižući vrednost nula na osi antene.

2.5.2. Ugaona širina glavnog lista zračenja



Slika 2.18 Ugaona širina glavnog lista zračenja [21]

Parametar antene koji je direktno vezan za dijagram zračenja je ugaona širina glavnog lista zračenja. Pod ugaonom širinom se podrazumeva ugaona razlika između dve tačke identičnih vrednosti sa suprotnih strana maksimuma dijagrama zračenja.

Najčešće se pod ugaonom širinom glavnog lista zračenja podrazumeva trodecibelska širina glavnog lista (Half-Power Beamwidth - HPBW) koja predstavlja ugao između pravaca u kojima gustina izračene snage opadne za 3 dB u odnosu na gustinu snage u pravcu maksimalnog zračenja. Druga značajna ugaona širina glavnog

lista zračenja je ugaona razlika između prve dve nule na dijagramu zračenja (First-Null Beamwidth-FNBW). Slika 2.18 prikazuje obe veličine.

2.5.3. Pointingova teorema

Elektromagnetnim talasima se prenose informacije bežičnim ili žičanim medijumom od jedne tačke do druge. Zbog toga je neophodno definisati snagu i energiju elektromagnetnih talasa. Pointingov vektor $\vec{W}$ (W/m^2) je veličina kojom se definiše snaga elektromagnetnih talasa. Trenutna vrednost Pointingovog vektora $\mathcal{W}$, kojom se definiše gustina snage elektromagnetnog talasa, je jednaka [21]:

$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} \quad [W/m^2] \quad (2.12)$$

gde su $\mathcal{E}$ i $\mathcal{H}$ trenutne vrednosti vektora električnog i magnetnog polja. Trenutna vrednost ukupne snage P elektromagnetnog talasa kroz zatvorenu proizvoljnu površ S je jednaka [21]:

$$P = \oint_S \mathcal{W} \cdot d\vec{S} = \oint_S \mathcal{W} \cdot \hat{n} da \quad (2.13)$$

pri čemu je $\hat{n}$ jedinični vektor normalan na površ S i da je beskonačno mali deo zatvorene površi S . Kada su intenziteti vektora električnog $\vec{E}$ i magnetnog $\vec{H}$ polja vremenski zavisne veličine, poželjno je umesto trenutne vrednosti Pointingovog vektora koristiti prosečnu vrednost gustine snage. Ukoliko je $e^{j\omega t}$ vremenska zavisnost intenziteta vektora električnog i magnetnog polja, onda se njihove trenutne vrednosti $\mathcal{E}$ i $\mathcal{H}$, respektivno, mogu izraziti pomoću njihovih kompleksnih predstavnika $\mathbf{E}$ i $\mathbf{H}$, respektivno [21]:

$$\mathcal{E}(x, y, z; t) = \text{Re}\{\mathbf{E}(x, y, z)e^{j\omega t}\} \quad (2.14)$$

$$\mathcal{H}(x, y, z; t) = \text{Re}\{\mathbf{H}(x, y, z)e^{j\omega t}\} \quad (2.15)$$

Poznato je da važi $\text{Re}\{\mathbf{E} e^{j\omega t}\} = \frac{1}{2}(\mathbf{E}e^{j\omega t} + \mathbf{E}^*e^{-j\omega t})$. Tada jednakost postaje:

$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} = \frac{1}{2}\text{Re}\{\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*\} + \frac{1}{2}\text{Re}\{\mathbf{E} \times \mathbf{H}e^{j2\omega t}\} \quad (2.16)$$

Prvi sabirak jednakosti je vremenski nezavisna veličina, dok se drugi sabirak menja u vremenu sa duplo većom frekvencijom od frekvencije posmatranog elektromagnetnog talasa. Prosečna vrednost Pointingovog vektora tj. prosečna vrednost gustine snage elektromagnetnog talasa je [21]:

$$\mathbf{W}_{av}(x,y,z)=[\mathcal{W}(x,y,z;t)]_{av}=\frac{1}{2}\text{Re}\{\mathbf{E}\times\mathbf{H}^*\} [\text{W/m}^2] \quad (2.17)$$

Kako su $\mathbf{E}$ i $\mathbf{H}$ kompleksni predstavnici maksimalnih vrednosti vektora električnog i magnetnog polja, respektivno, otud i u izrazu za prosečnu vrednost Pointingovog vektora $\frac{1}{2}$ ispred njihovog proizvoda. Imaginarni deo proizvoda kompleksnih predstavnika vektora električnog $\mathbf{E}$ i magnetnog $\mathbf{H}$ polja predstavlja prosečnu gustinu reaktivne snage elektromagnetnog talasa. U dalekoj zoni zračenja antene preovlađuje realni deo proizvoda kompleksnih predstavnika vektora električnog $\mathbf{E}$ i magnetnog $\mathbf{H}$ polja elektromagnetnog talasa i on predstavlja gustinu zračenja. Prosečna snaga koju zrači antena je jednaka [21]:

$$P_{rad} = P_{av} = \oint\oint_s \mathbf{W}_{rad} dS = \oint\oint_s \mathbf{W}_{av} \hat{n} da = \frac{1}{2} \oint\oint_s \text{Re}\{\mathbf{E}\times\mathbf{H}^*\} dS \quad (2.18)$$

Izotropna antena podjednako zrači u svim pravcima. Zbog toga njen Pointingov vektor ne zavisi od ugaonih koordinata θ i φ , već samo ima radijalnu komponentu [21]:

$$P_{rad} = \oint\oint_s \mathbf{W}_0 dS = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [\hat{r}W_0(r)] \hat{r} r^2 \sin\theta d\theta d\varphi = 4\pi r^2 W_0 \quad (2.19)$$

Gustina snage W_0 elektromagnetnog talasa izotropne antene je konstantna po sferi poluprečnika r [21]:

$$W_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \quad (2.20)$$

2.5.4. Intenzitet zračenja

Intenzitet zračenja antene U se definiše kao ukupna snaga koju antena zrači po jedinici prostornog ugla. Jedinica je W/sr (vat po steradianu). Ovaj parametar se definiše u dalekoj zoni zračenja i može se sračunati [21]:

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.21)$$

gde je r rastojanje od antene na kojoj se posmatra intenzitet zračenja i W_{rad} je radijalna komponenta gustine snage zračenja [21].

2.5.5. Direktivnost

U većini komunikacijskih sistema se traži da antena zrači i/ili prima elektromagnetnu energiju samo u jednom smeru pa antene uobičajno imaju jedan

glavni lob dijagrama zračenja i veći broj sekundarnih lobova kao što je već ranije prikazano (Slika 2.16). U ispravno projektovanoj anteni nivoi sekundarnih (sporednih) lobova često su znatno niži od nivoa zračenja u glavnom lobu u kojem antena najjače zrači. Međutim, u komunikacijskim primenama, nivoi sekundarnih lobova ponekad se namerno povećavaju kako bi se ostvarilo veće područje pokrivanja signalom. Osim toga, može se ostvariti i podjednako zračenje u svim pravcima, ali samo u jednoj ravni, poput Hertzova dipola i drugih antena koje se sastoje od ravne žice. U komunikacijskim i radarskim sistemima, vrlo je važno znati koliko je zračenje neke antene skoncentrisano u određenom smeru. U tu svrhu se koristi bezdimenziona veličina direktivnost. Direktivnost antene se definiše kao odnos gustine snage izračene u određenom pravcu i srednje gustine snage izračene u svim pravcima na istoj udaljenosti r od antene [24]. Ako pravac nije specifikiran, uzima se pravac maksimalnog zračenja:

$$D = \frac{P_{r,\max}}{P_{r,\text{sred}}} \quad (2.22)$$

Srednja gustina izračene snage je jednaka ukupnoj izračenoj snazi antene podeljenoj sa površinom sfere poluprečnika r u čijem središtu se nalazi antena:

$$P_{r,\text{sred}} = \frac{P_i}{4\pi r^2} \quad (2.23)$$

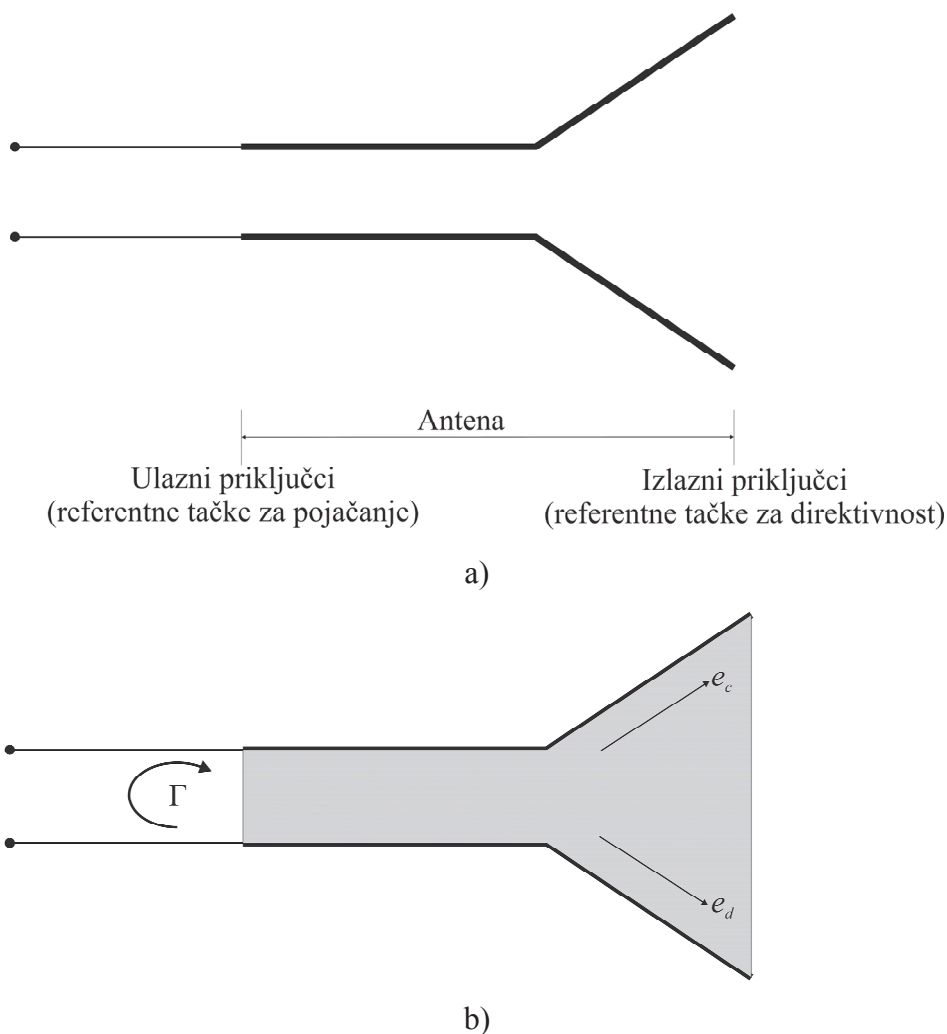
pri čemu je P_i ukupna izračena snaga antene. Izotropni radijator ima jediničnu direktivnost, $D = 1$, jer je gustina izračene snage jednaka u svim pravcima zračenja. Direktivnost neizotropne antene se može definisati i kao količnik izračene snage fiktivne izotropne antene i izračene snage posmatrane antene pri uslovu da obe antene stvaraju polje istog inteziteta u nekoj tački na posmatranom pravcu. Direktivnost antene je broj koji nam kazuje koliko puta izračena snaga izotropnoga radijatora mora biti veća od izračene snage posmatrane antene da bi na jednakoj udaljenosti gustina snage iz izotropnoga radijatora bila jednaka gustini snage koju usmerena antena zrači u smeru maksimalnog zračenja [25].

2.5.6. Efikasnost

Realna antena ne zrači svu snagu koju prima iz generatora. Deo snage se pretvara u toplotu zbog gubitaka u provodniku i gubitaka u dielektriku od koga je izrađena. Iako se tokom projektovanja antene posebna pažnja obraća na usklađenost impedansi

transmisione linije i antene, ipak i najmanja razlika ovih dveju veličina može usloviti reflektujući talas.

Postoji nekoliko vrsta efikasnosti koje se mogu definisati kod antena (Slika 2.19) [21]. Ukupna efikasnost antene e_0 uzima u obzir sve gubitke od ulaznog priključka kroz celu strukturu antene.



Slika 2.19 Gubici antene a) referentne tačke b) vrste gubitaka antene [21]

Gubici se mogu javiti iz sledećih razloga:

- refleksije koja je posledica neusklađenosti transmisione linije i antene;
- gubici $I^2 R$ (dielektrični gubici i gubici usled provođenja).

Uopšteno, efikasnost antene se može definisati [21]:

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.24)$$

- e_0 – ukupna efikasnost (bezdimenzionalna veličina)
- e_r – efikasnost usled refleksije = $(1 - |\Gamma|)$ (bezdimenzionalna veličina)

gde je Γ koeficijent refleksije na ulaznom priključku antene

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (2.25)$$

gde Z_{in} ulazna impedansa antene i Z_c karakteristična impedansa transmisiona linije.

Koeficijent naponskog stojećeg talasa VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) se definiše pomoću veličine Γ :

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.26)$$

- e_c – efikasnost usled provođenja
- e_d – dielektrična efikasnost.

Obično je veoma teško sračunati e_c i e_d , pa se njihove vrednosti određuju eksperimentalno. Takođe, ove dve veličine se ne mogu odvojiti tokom merenja pa se uobičajeno piše:

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|) \quad (2.27)$$

gde je $e_{cd} = e_c e_d$ efikasnost zračenja antene koja povezuje pojačanje i direktivnost antene. Efikasnost zračenja antene e_{cd} se definiše [25]:

$$e_{cd} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} = 1 - \frac{P_{loss}}{P_{in}} \quad (2.28)$$

gde je P_{in} snaga predana anteni, P_{rad} je snaga koju antena zrači i P_{loss} je snaga koja se rasipa usled gubitaka u provodniku i dielektriku.

2.5.7. Pojačanje

Još jedan koristan parametar kojim se mogu izraziti performanse antene je pojačanje ili dobitak. Iako je pojačanje antene tesno povezano sa njenom direktivnošću, ipak ovaj parametar uzima u obzir pored mogućnosti usmeravanja antene i njenu efikasnost. Kao što je već rečeno, direktivnost antene opisuje samo njene mogućnosti usmeravanja i određena je dijagramom zračenja.

Pojačanje antene se definiše kao broj koji kaže koliko puta mora biti veća snaga napajanja izotropnoga radijatora u odnosu na snagu napajanja posmatrane antene, da bi na istoj udaljenosti intenzitet zračenja izotropnoga radijatora bio jednak intenzitetu zračenja stvarne posmatrane antene u određenom smeru. Ako nije zadat smer zračenja, pojačanje antene odgovara smeru maksimalnog zračenja.

Takođe, pojačanje antene se može definisati i kao količnik intenziteta zračenja posmatrane antene u određenom smeru sa intenzitetom zračenja na istoj udaljenosti

izotropnog radijatora ukoliko su snage napajanja kod obe antene, posmatrane i izotropne, iste [21]. Intenzitet zračenja koji odgovara izotropnom radijatoru je jednak intenzitetu snage napajanja podeljenom sa 4π . Prema tome, pojačanje (gain) G antene je jednako [21]:

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (2.29)$$

gde je $U(\theta, \varphi)$ intenzitet zračenja posmatrane antene i P_{in} je njena snaga napajanja.

Uobičajeno je da se koristi relativno pojačanje koje se definiše kao odnos pojačanja posmatrane antene u smeru maksimalnog zračenja i pojačanja referentne antene u njenom referentnom pravcu [21]. Snage napajanja obe antene su jednake. Kao referentna antena se najčešće uzima dipol, horn ili bilo koja druga antena čije je pojačanje poznato ili se može izračunati.

Ukupna izračena snaga posmatrane antene se može izraziti:

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \quad (2.30)$$

gde je e_{cd} efikasnost zračenja antene i P_{in} je snaga napajanja. Prema IEEE standardu, pojačanje ne razmatra gubitke usled neusklađenosti impedanse (refleksije) i neusklađenosti polarizacije.

2.5.8. Propusni opseg

Pod propusnim opsegom antene se podrazumeva opseg frekvencija u kome su performanse antene u skladu sa propisanim standardima. Propusni opseg se odnosi na opseg frekvencija sa obe strane centralne frekvencije (npr. rezonantna frekvencija dipola) gde su karakteristike antene (impedansa, dijagram zračenja, širina glavnog lista zračenja, polarizacija, potiskivanje bočnih lobova, pojačanje, efikasnost zračenja i dr.) sa prihvatljivim odstupanjem od karakteristika na centralnoj frekvenciji. Kod širokopojasnih antena propusni opseg se obično izražava kao odnos najviše i najniže frekvencije na kojima antena pravilno funkcioniše. Na primer. propusni opseg 10:1 širokopojasne antene ukazuje da je njena maksimalna radna frekvencija 10 puta veće od minimalne radne frekvencije. Kod uskopojasnih antene propusni opseg se izražava procentima razlike maksimalne i minimalne radne frekvencije od centralne frekvencije. Na primer 5 % propusni opseg ukazuje da će antena pravilno raditi na frekvencijama koje maksimalno odstupaju 5 % od njene centralne frekvencije.

Uobičajeno, karakteristike antene se ne menjaju podjednako sa promenom frekvencije. Pojedine antene se karakterišu parametrima na koje ne utiče promena frekvencije. Zbog toga je teško odrediti jedinstvenu definiciju propusnog opsega već se ta definicija određuje prema zahtevima koje treba ispuniti u određenoj aplikaciji.

Najčešće se uočava razlika u promenama impedanse i dijagrama zračenja antene sa promenom frekvencije. Zbog toga se koriste i termini propusni opseg određen prema impedansi antene i propusni opseg određen prema dijagramu zračenja antene. Kada se propusni opseg antene određuje prema dijagramu zračenja, od značaja su i karakteristike kao što su: pojačanje, potiskivanje bočnih lobova, širina glavnog lista zračenja i polarizacija. Za propusni opseg određen prema impedansi antene bitne karakteristike su impedansa i efikasnost zračenja.

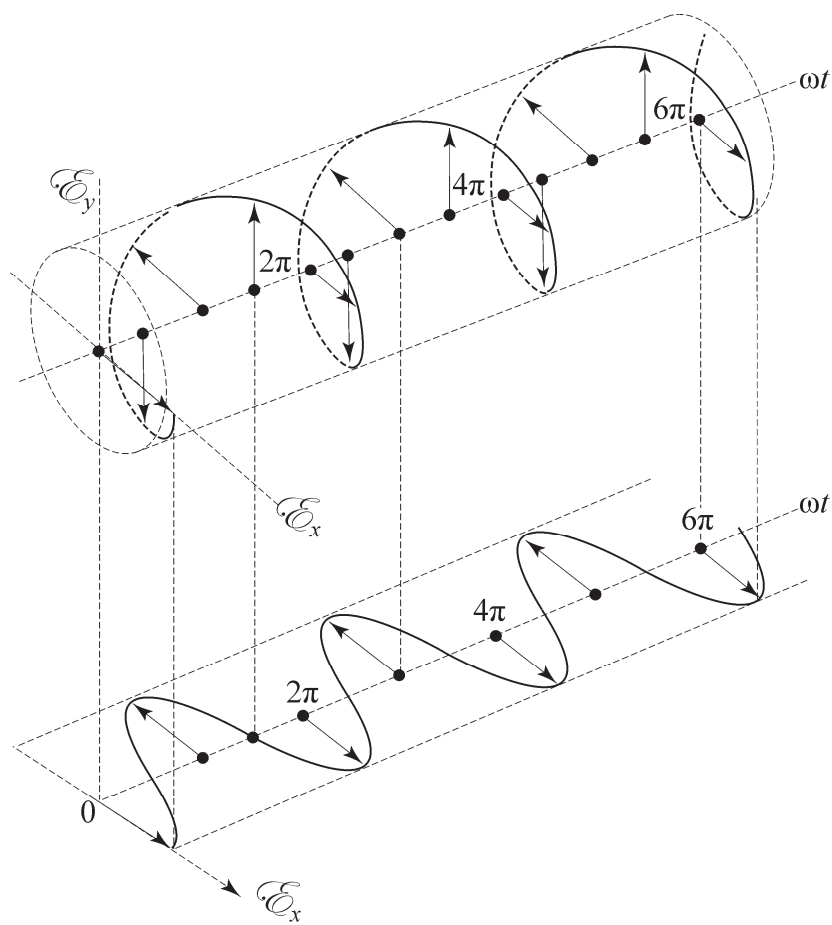
Moguće je povećati propusni opseg uskopojasnih antena pravilnim podešavanjem kritičnih dimenzija antene ili sprežnih mreža sa promenom frekvencije. Tipičan primer povećanja propusnog opsega neke antene je podešavanje dimenzija antene na kolima ili televizijskih antena popularno nazvanih „zečije uši“ da bi se omogućio bolji prijem željenog signala.

2.5.9. Polarizacija

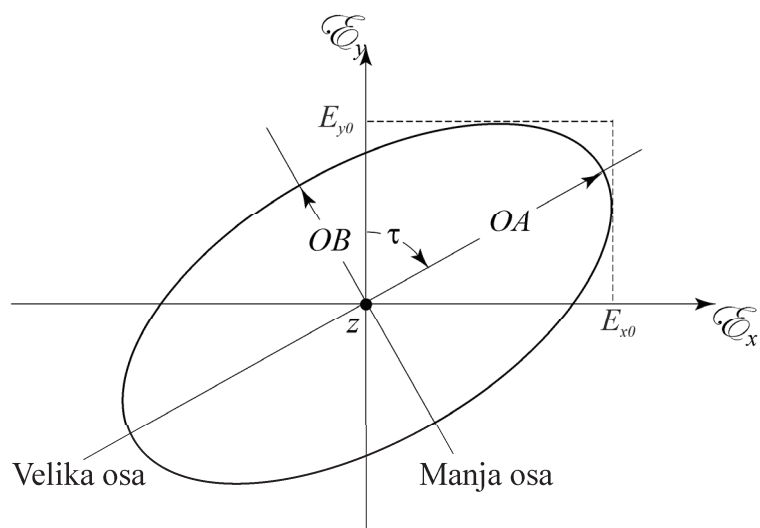
Polarizacija antene u datom pravcu se definiše kao polarizacija talasa koji zrači antena. Ukoliko pravac nije specijalno naveden, uzima se pravac maksimalnog pojačanja. U praksi, polarizacija izračenog talasa se menja sa promenom smera od centra antene tako da različiti delovi dijagrama zračenja mogu imati različite polarizacije. Polarizacija izračenog talasa je osobina elektromagnetnog talasa koja opisuje vremensku promenu pravca i intenziteta vektora električnog polja. Uobičajeno, polarizacija izračenog talasa se predstavlja vremenski zavisnom krivom koja je opisana vrhom vektora električnog polja duž pravca prostiranja. Prikazana je tipična kriva polarizacije izračenog talasa kao funkcije vremena (Slika 2.20) [21].

Polarizacija može biti linearna, kružna i eliptična. Ako se vektor kojim se opisuje električno polje uvek prostire duž linije tada polje ima linearnu polarizaciju. Međutim, ako putanja koju opisuje vektor električnog polja je elipsastog oblika, onda takvo polje ima eliptičnu polarizaciju. I linearna i kružna polarizacija su specijalan slučaj eliptične polarizacije koje se dobijaju kada elipsa postane linija ili krug. Vektor električnog polja može opisivati krivu kojom se predstavlja polarizacija u smeru

kazaljke na satu (polarizacija po pravilu desne ruke) i suprotnu smeru kazaljke na satu (polarizacija po pravilu leve ruke).



a)



b)

Slika 2.20 a) Rotacija ravni elektromagnetnog talasa b) elipsa polarizacije u ravni $z=0$ u funkciji vremena [21]

Uopšteno, polarizacija antene može biti predstavljena dijagramom polarizacije. Pod dijagramom polarizacije posmatrane antene se podrazumeva prostorna raspodela polarizacije izračenog talasa duž sfere zračenja. Kada se opisuje polarizacija duž sfere zračenja, referentne linije (na osnovi kojih se određuju paramateri polarizacije npr. pravac prostiranja kod linearne polarizacije) takođe moraju biti duž sfere zračenja. Najčešće su to familija tangenti u svakoj tački sfere na θ ili φ koordinatu sfernog koordinatnog sistema sfere zračenja. U svakoj tački sfere zračenja polarizacija se razlaže na par ortogonalnih polarizacija, ko-polarizacije i kros-polarizacije.

2.5.9.1. Linearna, kružna i eliptična polarizacija

Trenutna vrednost električnog polja ravanskog talasa koji se prostire u smeru suprotnom od pozitivnog smera z ose može se izraziti kao [21]:

$$\mathcal{E}(z;t) = \hat{\mathbf{x}} \mathcal{E}_x(z;t) + \hat{\mathbf{y}} \mathcal{E}_y(z;t) \quad (2.31)$$

Trenutne vrednosti električnog polja se mogu izraziti preko svojih kompleksnih predstavnika [21]:

$$\mathcal{E}_x(z;t) = \text{Re}[E_x e^{j(\omega t + kz)}] = \text{Re}[E_{x0} e^{j(\omega t + kz + \varphi_x)}] = E_{x0} \cos(\omega t + kz + \varphi_x) \quad (2.32)$$

$$\mathcal{E}_y(z;t) = \text{Re}[E_y e^{j(\omega t + kz)}] = \text{Re}[E_{y0} e^{j(\omega t + kz + \varphi_y)}] = E_{y0} \cos(\omega t + kz + \varphi_y) \quad (2.33)$$

gde su E_{x0} i E_{y0} amplitude x i y komponenti vektora električnog polja.

A. Linearna polarizacija

Kod talasa sa linearnom polarizacijom, razlika faza x i y komponenti električnog polja mora biti jednaka [21]:

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = n\pi, \quad n=0,1,2,\dots \quad (2.34)$$

B. Kružna polarizacija

Kada talas ima kružnu polarizaciju tada su jednake magnitude x i y komponenti električnog polja i razlika njihovih faza je neparan umnožak od $\pi/2$ [21]:

$$|\mathcal{E}_x| = |\mathcal{E}_y| \quad E_{x0} = E_{y0} \quad (2.35)$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = \begin{cases} +(\frac{1}{2} + 2n)\pi, n = 0,1,2,\dots & \text{za ko - polarizaciju} \\ -(\frac{1}{2} + 2n)\pi, n = 0,1,2,\dots & \text{za kros - polarizaciju} \end{cases} \quad (2.36)$$

Ako je suprotan pravac prostiranja talasa, u pravcu pozitivne z -ose, tada je potrebno zameniti faze za ko-polarizaciju i kros-polarizaciju.

C. Eliptična polarizacija

Eliptičnu polarizaciju je moguće postići ako je razlika faza x i y komponenti električnog polja neparan umnožak od $\pi/2$ i njihove amplitude nisu jednake ili ako razlika faza x i y komponenti nije jednaka umnošku od $\pi/2$, bez obzira na odnos njihovih amplituda [21]:

$$|\mathcal{E}_x| \neq |\mathcal{E}_y| \quad E_{x0} \neq E_{y0} \quad (2.37)$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = \begin{cases} +(\frac{1}{2} + 2n)\pi, n = 0, 1, 2, \dots & \text{za ko - polarizaciju} \\ -(\frac{1}{2} + 2n)\pi, n = 0, 1, 2, \dots & \text{za kros - polarizaciju} \end{cases} \quad (2.38)$$

ili

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = \pm \frac{n\pi}{2}, n = 0, 1, 2, \dots \begin{cases} > 0, & \text{za ko - polarizaciju} \\ < 0, & \text{za kros - polarizaciju} \end{cases} \quad (2.39)$$

2.5.10. Gubici polarizacije

U većini slučajeva, polarizacija prijemne antene biće različita od polarizacije dolaznog talasa. Ova pojava se naziva polarizaciona neusklađenost. U tom slučaju, količina snage koju prijemna antena ekstrahuje iz dolaznog signala neće biti maksimalna usled gubitaka polarizacije. Električno polje dolaznog signala je jednako [21]:

$$E_i = \hat{\mathbf{p}}_{\varpi} E_i \quad (2.40)$$

gde je $\hat{\mathbf{p}}_{\varpi}$ jedinični vektor talasa. Polarizacija električnog polja prijemne antene se može izraziti kao [21]:

$$E_a = \hat{\mathbf{p}}_a E_a \quad (2.41)$$

pri čemu je $\hat{\mathbf{p}}_a$ jedinični (polarizacioni) vektor. Usled nepodudaranja polarizacije dolaznog signala i prijemne antene, potrebno je razmatrati i gubitke usled polarizacije uvođenjem faktora polarizacionih gubitaka PLF (Polarization Loss Factor) [21]:

$$PLF = |\hat{\mathbf{p}}_{\varpi} \cdot \hat{\mathbf{p}}_a|^2 = |\cos\psi_p|^2 \quad (2.42)$$

gde je ψ_p ugao između dva jedinična vektora $\hat{\rho}_w$ i $\hat{\rho}_a$. Ukoliko se polarizacije prijemne antene i dolaznog signala poklapaju, PLF će biti jednak 1 i antena će moći ekstrahovati svu snagu dolaznog signala.

Čak i kada su obe polarizacije istoga tipa može doći do gubitaka usled neporavnanja jediničnih vektora. Kada je polarizacija dolaznog talasa upravna na polarizaciju prijemne antene, PLF će biti jednak 0 tj. $-\infty$ dB te prijemna antena neće moći ekstrahovati ništa od snage dolaznog signala.

Gubici usled polarizacije uvek bi trebalo biti uzeti u obzir kod proračuna linka jer mogu imati krucijalnu važnost posebno kod satelitskih komunikacionih sistema gde postoje veoma stroga ograničenja i zahtevi. Proračun linka takvih komunikacionih sistema mora uzeti u obzir sve gubitke da bi se omogućio pravilan rad.

2.5.11. Ulazna impedansa

Postoje više definicija ulazne impedanse antene [21]:

1. to je impedansa koja potiče od same antene, a prisutna je na njenim priključcima
2. ili odnos napona i struje na priključcima antene
3. ili odnos odgovarajućih komponenti električnog i magnetnog polja u nekoj tački.

Najčešće se pod ulaznom impedansom antene podrazumeva impedansa antene na njenim ulaznim priključcima (Slika 2.21 prikazuje ulazne priključke antene kao tačke a i b) [21]. Odnos napona i struje na ulaznim priključcima antene bez priključenog opterećenja definiše ulaznu impedansu antene:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.43)$$

gde je:

Z_A - impedansa antene na priključcima a i b [Ω]

R_A - rezistansa antene na priključcima a i b [Ω]

X_A - reaktansa antene na priključcima a i b [Ω].

Rezistivni deo ulazne impedanse antene se obično sastoji od dve komponente [21]:

$$R_A = R_r + R_L \quad (2.44)$$

gde je

R_r – otpornost zračenja antene

R_L – otpornost gubitaka antene.

Ako pretpostavimo da je antena priključena na generator sa sopstvenom unutrašnjom impedansom [21]:

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (2.45)$$

gde je:

R_g - rezistansa impedanse generatora [Ω]

X_g - reaktansa impedanse generatora [Ω].

i antena radi u predajnom modu, tada je moguće predstaviti antenu i generator ekvivalentnim kolom (Slika 2.21) [21]. Da bismo odredili snagu koja se predaje otpornosti R_r radi zračenja i snagu koja se pretvara u toplotu na otpornosti R_L ($I^2 R_L/2$), potrebno je odrediti struju u kolu.

$$I_g = \frac{V_g}{Z_t} = \frac{V_g}{Z_A + Z_g} = \frac{V_g}{(R_r + R_L + R_g) + j(X_A + X_g)} \quad (A) \quad (2.46)$$

čija je magnituda:

$$|I_g| = \frac{|V_g|}{[(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2]^{1/2}} \quad (2.47)$$

gde je V_g magnituda napona generatora. Snaga koja se predaje anteni za zračenje jednaka je:

$$P_r = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (W) \quad (2.48)$$

pri čemu je snaga koja se rasipa kao toplota jednaka:

$$P_L = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_L = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (W) \quad (2.49)$$

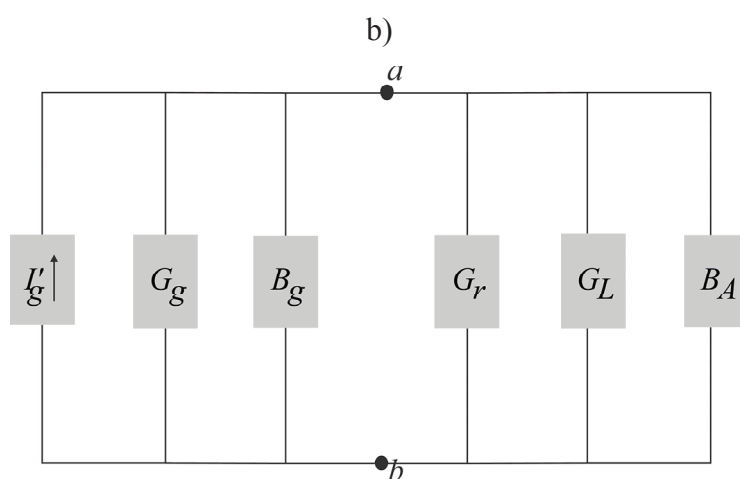
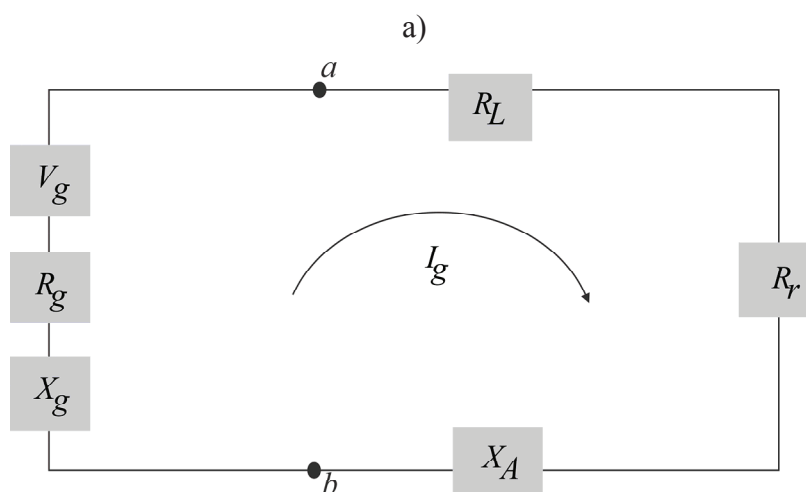
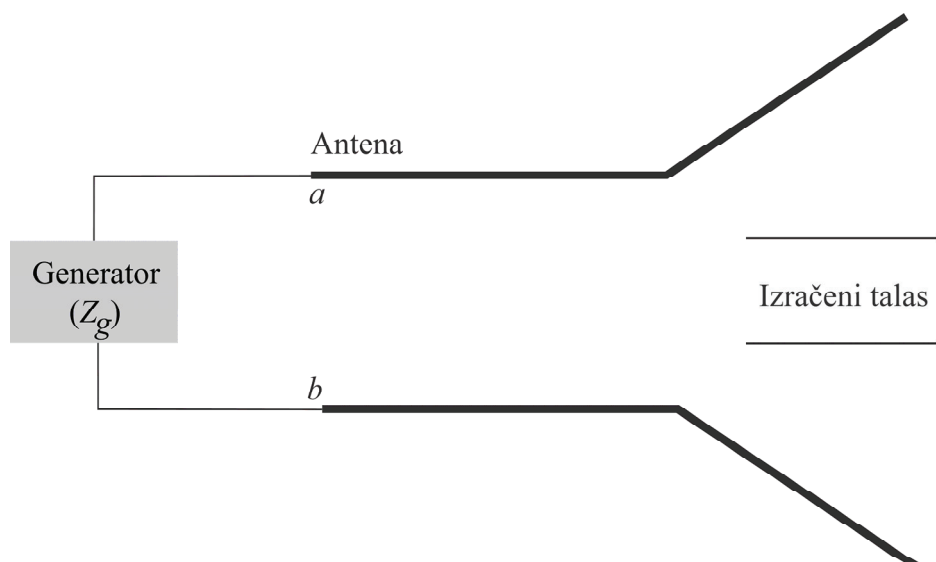
Ostatak snage se troši na zagrevanje unutrašnje rezistanse generatora R_g i jednaka je:

$$P_g = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_g = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_g}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (W) \quad (2.50)$$

Snaga koja se predaja anteni je maksimalna ako postoji konjugovano kompleksno prilagođenje:

$$R_r + R_L = R_g \quad (2.51)$$

$$X_A = -X_g \quad (2.52)$$



c)

Slika 2.21 a) Antena u predajnom modu b) Tevenenovo ekvivalentno kolo antene u predajnom modu c) Nortonovo ekvivalentno kolo antene u predajnom modu [21]

Tada važi:

$$P_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r}{4(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.53)$$

$$P_L = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.54)$$

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_g}{4(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{1}{(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8R_g} \quad (2.55)$$

Iz jednačina (2.53) - (2.55) se vidi da je:

$$P_g = P_r + P_L = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_g}{4(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_r + R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.56)$$

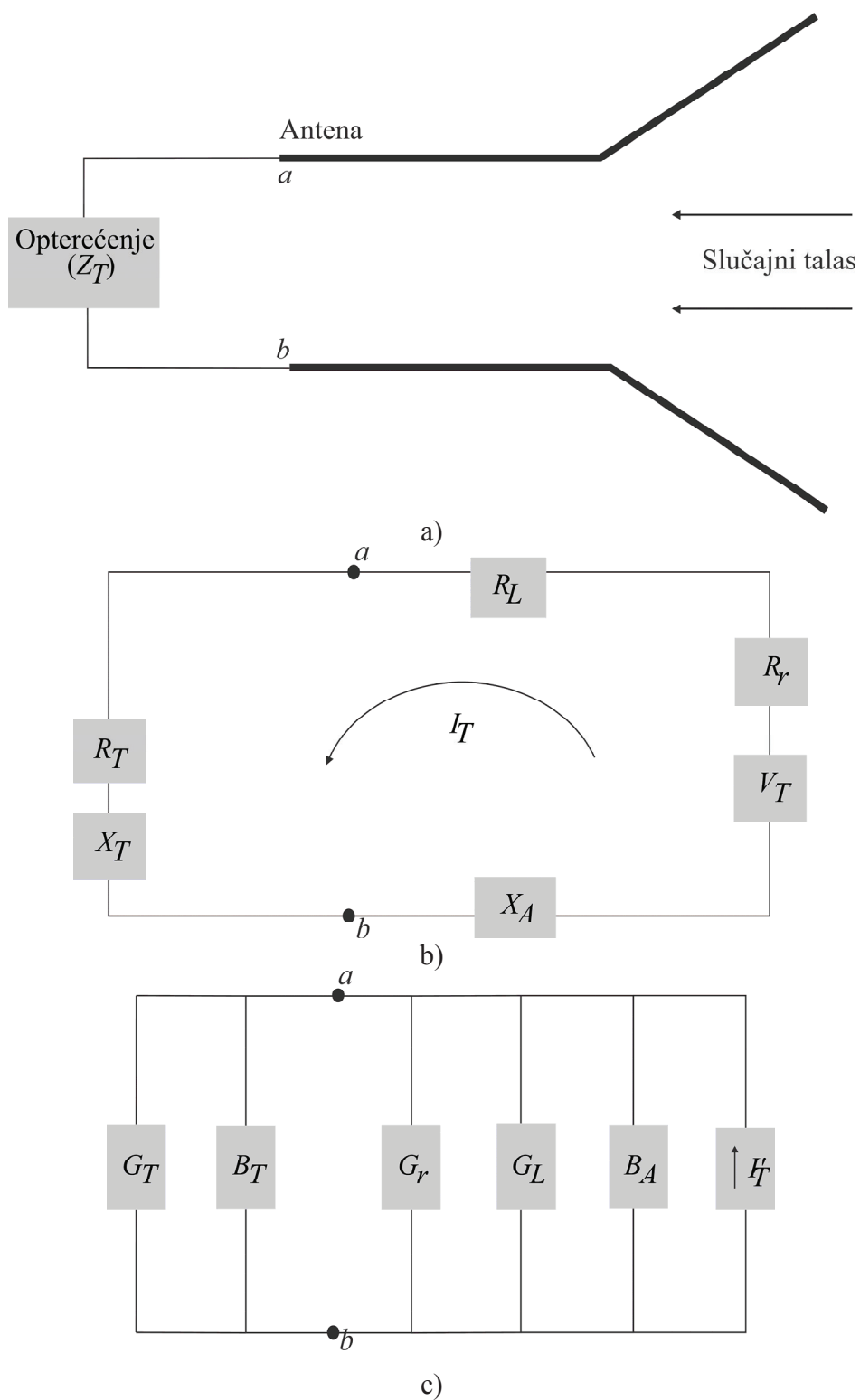
Snaga koju obezbeđuje generator kada postoji konjugovano kompleksno prilagođenje je jednaka:

$$P_s = \frac{1}{2} V_g I_g^* = \frac{1}{2} V_g \left[\frac{V_g^*}{2(R_r + R_L)} \right] = \frac{|V_g|^2}{4} \left[\frac{1}{(R_r + R_L)} \right] \text{ (W)} \quad (2.57)$$

Polovina snage koju proizvodi generator se rasipa na zagrevanje unutrašnje rezistanse generatora (R_g) a druga polovina se predaje anteni. Ovo se dešava samo u slučaju konjugovanog kompleksnog prilagođenja. Deo snage koju prima antena se koristi za zračenje antene kroz mehanizam njene otpornosti zračenja dok se drugi deo primljene snage troši na zagrevanje čime se utiče na ukupnu efikasnost antene. Ako je antena bez gubitaka i podudarna sa transmisionom napojnom linijom ($e_0=1$), onda se polovina snage koju proizvodi generator potroši na zračenje antene pri konjugovanom kompleksnom prilagođenju dok se druga polovina potroši na zagrevanje generatora. Prema tome, da bi se izračila polovina dostupne snage kroz R_r druga polovina se mora potrošiti na zagrevanje R_g . Ove dve snage su, respektivno, analogne snagama antene u prijemnom modu rada od kojih se jedna prenosi na opterećenje a druga rasipa u anteni.

Kao što je prikazano (Slika 2.21), pretpostavili smo da je generator direktno povezan na antenu. Međutim, u većini slučajeva između generatora i antene postoji transmisiona linija pri čemu tada Z_g predstavlja ekvivalentnu impedansu generatora prenešenu do ulaznih terminala antene korišćenjem transformatora impedanse tj.

transmisione linije. Ako je i transmisiona linija sa gubicima, ukupna snaga dostupna anteni za zračenje mora biti umanjena za gubitke transmisione linije.



Slika 2.22 a) Antena u prijemnom modu b) Tevenenovo ekvivalentno kolo antene u prijemnom modu c) Nortonovo ekvivalentno kolo antene u prijemnom modu [21]

Prikazana je i antena u prijemnom modu rada (Slika 2.22) [21]. Dolazni talas nadire na antenu i indukuje napon V_T koji je analogon naponu V_g u predajnom modu rada. Diskusija i zaključci za antenu i opterećenje u prijemnom modu rada su ekvivalentni onima iz predajnog moda rada. Na osnovu procedure slične onoj za antenu u predajnom modu, može se dokazati da u prijemnom modu kada postoji konjugovano kompleksno prilagođenje ($R_r + R_L = R_T$ i $X_A = -X_T$) snage koje se predaju R_T , R_r i R_L su:

$$P_T = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{R_T}{(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{1}{(R_r + R_L)} \right] = \frac{|V_T|^2}{8R_T} \quad (2.58)$$

$$P_r = \frac{|V_T|^2}{2} \left[\frac{R_r}{4(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.59)$$

$$P_L = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.60)$$

dok je indukovana snaga jednaka:

$$P_c = \frac{1}{2} V_T I_T^* = \frac{1}{2} V_T \left[\frac{V_T^*}{2(R_r + R_L)} \right] = \frac{|V_T|^2}{4} \left[\frac{1}{(R_r + R_L)} \right] \text{ (W)} \quad (2.61)$$

Snaga P_r koja se predaje otpornosti R_r se naziva rasipna snaga. Ukoliko postoji konjugovano kompleksno prilagođenje, polovina prikupljene snage P_c se isporučuje potrošaču R_T a druga polovina se troši na gubitke na R_r ili na zagrevanje R_L . Ako su gubici R_L jednaki nuli, prikupljena snaga se podjednako deli na snagu koje se predaje potrošaču i snagu koja se rasipa. To znači da ukoliko želimo da polovinu prikupljene snage predamo potrošaču, druga polovina biće rasipana.

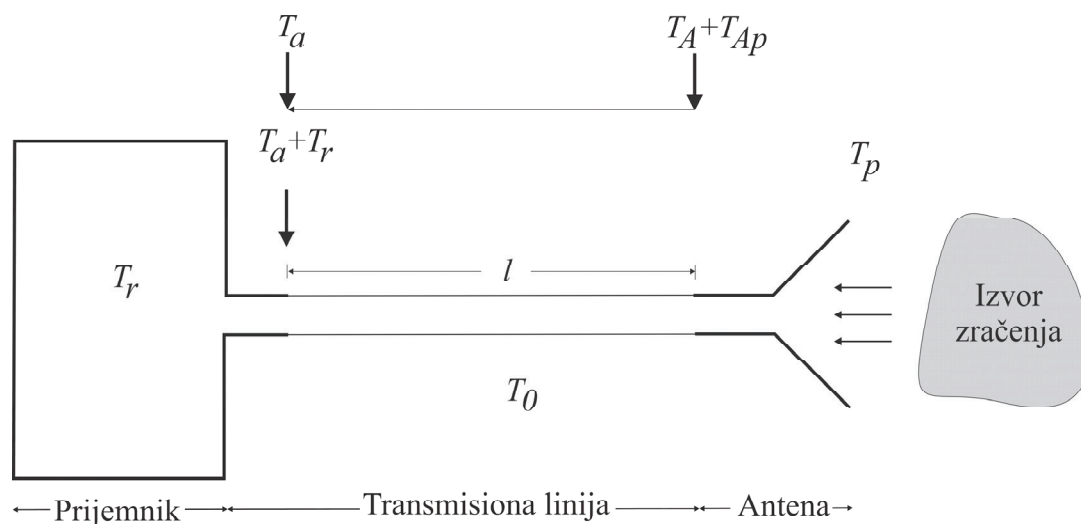
Ulazna impedansa antene je funkcija frekvencije, ali i geometrije antene, načina pobude, uticaja drugih objekata koji je okružuju.

2.5.12. Temperatura šuma antene

Na prijemu je osim korisnog signala prisutan i šum, kojeg čine šum koji prijemna antena pokupi iz okoline i šum koji unese sama prijemna oprema. Ukoliko se pretpostavi da ne postoje gubici i druge smetnje između predajnika i prijemnika i da je prijemna antena jedini izvor šuma, snaga šuma P_r koja se predaje prijemniku je jednaka [21]:

$$P_r = kT_A \Delta f \quad (2.62)$$

$k=1.38 \times 10^{23} \frac{\text{J}}{\text{K}}$ je Bolcmanova (Boltzmann) konstanta, T_A je efektivna temperatura šuma antene u K i Δf je frekvencijski opseg u Hz. Efektivna temperatura šuma predstavlja termodinamičku temperaturu idealnog otpornika prilagođenog na ulaz dvoprilaznog kola bez šuma, potrebna da se na izlazu kola dobije snaga šuma jednaka snazi koju generiše samo dvoprilazno kolo sa šumom.



Slika 2.23 Parametri antene, transmisione linije i prijemnika koji se koriste za izračunavanje snage šuma [21]

Ako su antena i transmisiona linija načinjene da rade na određenoj temperaturi i transmisiona linija između antene i prijemnika je sa gubicima, efektivna temperatura šuma antene, viđena od strane prijemnika, mora biti modifikovana da bi se obuhvatili svi uticaji i gubici. Ako je fizička temperatura antene T_p i transmisiona linija dužine l , konstantne fizičke temperature T_0 i slabljenja A , povezuje antenu sa prijemnikom, efektivna temperature šuma antene viđena od strane prijemnika je jednaka T_a (Slika 2.23) [21]:

$$T_a = \frac{T_A}{A} + \frac{T_{AP}}{A} + T_0(1 - \frac{1}{A}) \quad (2.63)$$

gde je T_{AP} temperatura antene na njenim priključcima prouzrokovana fizičkom temepraturom antene [21]:

$$T_{AP} = (\frac{1}{e_A} - 1)T_p \quad (2.64)$$

pri čemu je e_A termalna efikasnost antene. Snagu šuma koju antena predaje prijemniku je potrebno modifikovati tako da se ona izračunava po sledećoj formuli:

$$P_r = kT_a\Delta f \quad (2.65)$$

gde je T_a efektivna temperature šuma antene na ulaznim priključcima prijemnika, data formulom (2.63).

Ako i prijemnik ima određenu efektivnu temperature šuma T_r (usled termalnog šuma u komponentama prijemnika), snaga šuma sistema na priključcima prijemnika je jednaka [21]:

$$P_s = k(T_a + T_r)\Delta f = kT_s\Delta f \quad (2.66)$$

T_s je efektivna temperatura šuma celokupnog sistema.

3 ŠTAMPANE ANTENSKE STRUKTURE

Tehnika mikrostripa je veoma značajna za aplikacije mikrotalasnog frekventnog opsega različitih namena: bežični komunikacioni sistemi, satelitski komunikacioni sistemi, mobilne komunikacije, RFID (Radio Frequency Identification) aplikacije, itd. U pomenutim aplikacijama težina, veličina, cena, jednostavnost izrade, postavljanja i održavanja igraju krucijalnu ulogu zbog čega se mikrostrip antene izdvajaju kao najbolji odgovor na postavljene zahteve. Njihova mala težina i dimenzije učinile su da su one najkorišćenije antene za ručne bežične uređaje kao što su mobilni telefoni, tableti i dr. Zahvaljujući svojoj strukturi, mikrostrip komponente se odlikuju nizom prednosti [21]:

- jeftina, precizna izrada i mogu se proizvoditi u velikim količinama
- mala težina
- male dimenzije – to su obično planarne i kompaktne strukture
- pogodnost za integraciju sa mikrostrip i ostalim planarnim mikrotalasnim kolima
- jednostavan dizajn gde pravilnim odabirom oblika patch-a se lako može podesiti rezonantna frekvencija, polarizacija, dijagram zračenja, impedansa, itd.
- Lako održavanje
- Podržava i linearnu i kružnu polarizaciju
- Aerodinamičnost što uslovljava čestu upotrebu kod projektila i svemirskih letelica.

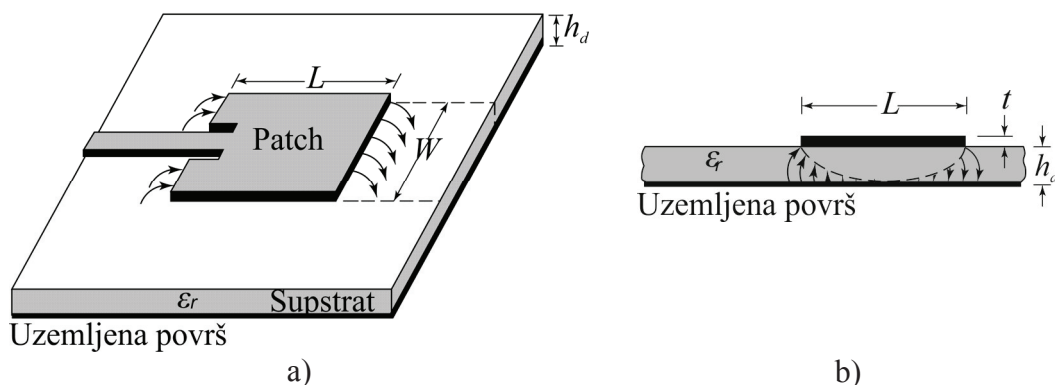
Njihovi glavni nedostaci su niska efikasnost i snaga, parazitno zračenje napojnih struktura, nedovoljna širokopojasnost, manje pojačanje nego kod klasičnih antena [21]. Neke aplikacije koriste štampane antenske strukture uprkos njihovim nedostacima (npr. sigurnosni sistemi koji zahtevaju mali frekventni opseg antene). U drugim aplikacijama različitim tehnikama ti nedostaci se minimiziraju.

Od samog nastanka koncepta mikrostrip tehnologije, pojavila su se mnogobrojna istraživanja teorijskih analiza i eksperimentalnih verifikacija mikrostrip struktura sa patch-evima različitih oblika i dimenzija kao i implementacije konvencionalnih antena u mikrostrip planarnoj formi pod nazivom štampane antenske strukture ili patch antene.

3.1. Mikrostrip patch antenna

Deschamps je prvi predložio strukturu patch antene 1953. godine, a prva patch antena je proizvedena početkom 70-ih godina prošloga veka. Od tada, one se koriste u bežičnim i satelitskim komunikacijama i drugim mikrotalasnim aplikacijama sa frekvencijama iznad 100 MHz.

Osnovna mikrostrip konfiguracija (Slika 3.1) sastoji se od tankog supstrata malih gubitaka sa čije jedna strane se nalazi metalni mikrostrip patch dok druga strana služi kao uzemljenje [21]. Metalne mikrostrip strukture visine t su veoma tanke ($t \ll \lambda_0$, gde je λ_0 talasna dužina na centralnoj frekvenciji) [21]. Takođe, supstrat visine h_d mora biti veoma tanak, najčešće $0.003\lambda_0 < h_d < 0.05 \lambda_0$ [21]. Bakar i zlato su najčešće korišćeni materijali za izradu patch-a koji se postupkom foto nagrivanja smešta na površinu dielektričnog supstrata. Obično se koristi supstrat sa niskom dielektričnom konstantom, približno oko 2.5, jer je tada obezbeđena veća efikasnost i širokopojasnost. Štampane mikrostrip antene se još nazivaju i patch antene. Patch može biti različitog geometrijskog oblika (kružnog, elipsastog, prstenastog, pravougaonog ili kvadratnog), a njegove dimenzije i oblik utiču na karakteristike antene.

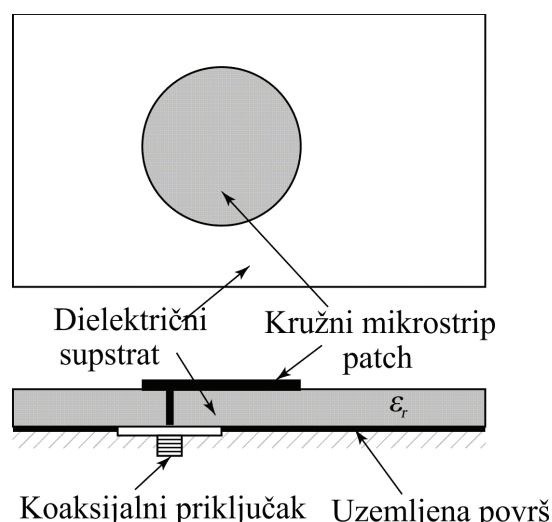


Slika 3.1 a) Struktura štampane antene b) Poprečni presek [21]

3.1.1. Napajanje štampanih antena

Pravilan izbor tehnike napajanja je od izuzetne važnosti pri modelovanju štampanih antena. Sve metode napajanja štampanih antena se mogu podeliti na one sa kontaktom i one bez kontakta. Kod metoda sa kontaktom, snaga se vodi direktno na metalni patch. U ove metode spadaju napajanje mikrostrip linijom i napajanje koaksijalnom sondom.

Slika 3.1 prikazuje štampanu antenu koja se napaja pomoću mikrostrip linije. Kod ove tehnike napajanja, napojna linija koja je direktno povezana na ivicu patch-a je uža u odnosu na patch. Ovaj tip napajanja ima prednost da linija napajanja može biti na istom supstratu kao i patch čime se obezbeđuje planarna struktura antene. Ovakav tip antene je lak za modelovanje i izradu. Ipak, ovakvo napajanje zauzima više prostora nego napajanje koaksijalnom sondom. Takođe, sa povećanjem debljine supstrata raste i neželjeno parazitno zračenje od napojne linije.

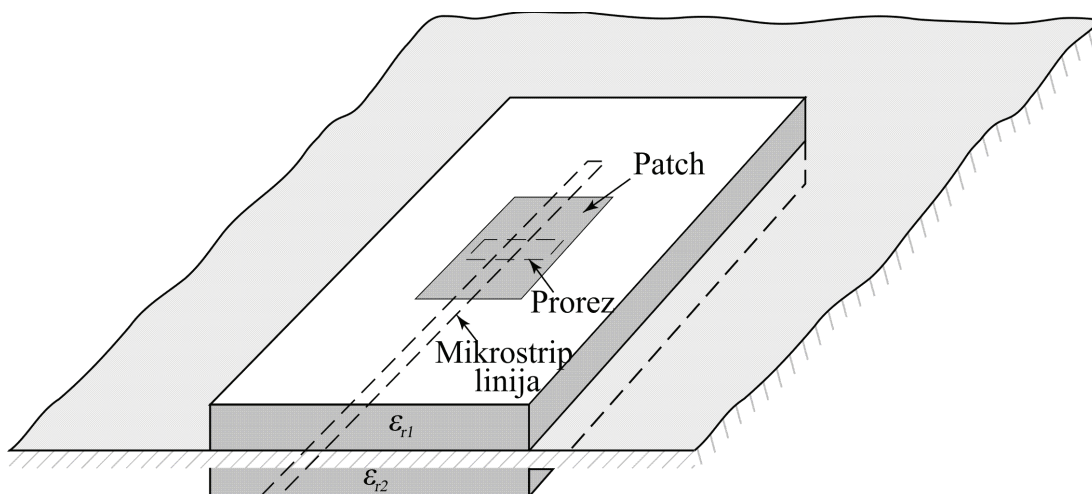


Slika 3.2 Napajanje štampane antene koaksijalnom sondom [21]

Napajanje koaksijalnom sondom je takođe često upotrebljavan tip napajanja mikrostrip antena. Koaksijalna sonda se vodi kroz dielektrični sloj do patch-a. Unutrašnji provodnik koaksijalnog kabla je povezan za patch, a spoljašnji za uzamljenu površinu (Slika 3.2) [21]. Prednost ovakvog napajanja je da se koaksijalna sonda može spojiti za patch u bilo kojoj tački u cilju postizanja željenih karakteristika antene. Takođe, parazitno zračenje je znatno manje nego kod napajanja mikrostrip linijom. Ovaj tip napajanja je lak za proizvodnju, mada je njegov glavni nedostatak mali propusni opseg. Propusni opseg se može povećati smanjenjem visine supstrata, ali u tom slučaju javljaju se brojni nedostaci takve antene. Takođe, zbog neophodnosti bušenja rupe u supstratu i provodnika koji se nalazi izvan uzemljene površi, nemoguće je obezbediti planarnu strukturu antene za tanak supstrat.

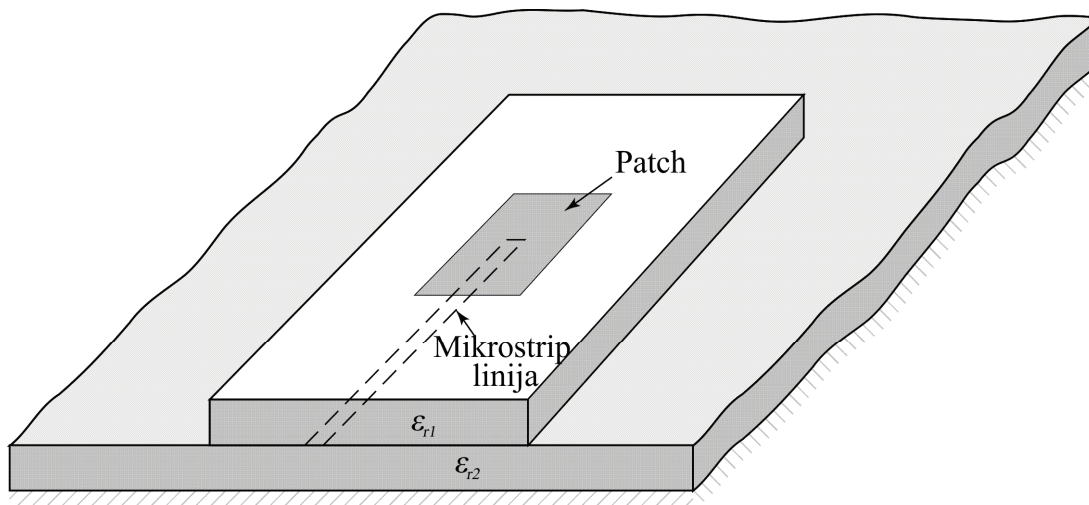
Napajanje štampanih antena bez kontakta je moguće ostvariti korišćenjem tehnika povezivanja preko proreza (aperture) ili tehnika povezivanja na osnovu blizine. Povezivanje preko proreza je tehnika napajanja štampanih antena koju je najteže realizovati. Međutim, u pojedinim aplikacijama je ovaj tip napajanja najlakši

za modelovanje i ima veoma malo parazitnog zračenja. Kod napajanja povezivanjem preko proreza, antena se sastoji od dva dielektrična supstrata koja su razdvojena pomoću uzemljene površi (Slika 3.3) [21]. Na donjoj strani nižeg supstrata nalazi se mikrostrip napojna linija čija energija dospeva do patch-a na višem supstratu kroz prorez na uzemljenoj površi. Na ovaj način razdvojen je zračeći patch od napojne linije čime je smanjeno neželjeno zračenje napojne strukture. Takođe, napojna linija i zračeći patch se mogu odvojeno i nezavisno jedan od drugog modelovati. Obično je donji supstrat viši sa većom, a gornji supstrat manje visine sa manjom dielektričnom konstantom.



Slika 3.3 Napajanje štampanih antena povezivanjem preko proreza [21]

Povezivanje na osnovu blizine obezbeđuje najširi frekventni opseg štampane antene, lak je za modelovanje i karakteriše se malim parazitnim zračenjem ali je takođe težak za realizaciju (Slika 3.4)[21].



Slika 3.4 Napajanje štampanih antena povezivanjem na osnovu blizine [21]

3.2. Tehnike za analizu štampanih antena

Štampane antenske strukture se sastoje uglavnom od patch-eva, traka, proreza (slotova) sa ugrađenim poluprovodnicima, zaštitnim kućištima, napajanjima i ostalim neophodnim komponentama na dielektriku koji je veoma tanak u poređenju sa ostalim dimenzijama antene. One obično imaju dvodimenzionalne zračeće patch-eve na veoma tankom dielektričnom supstratu i zbog toga se mogu analizirati kao dvodimenzionalne planarne komponente. Metode analize štampanih antenskih struktura se mogu podeliti u dve grupe. Prvu grupu čine analitički metodi koji se zasnivaju na raspodeli ekvivalentnih magnetnih struja oko ivica patch-a poput modela transmisije linije, modela rezonatora i MNM (Multiport Network Model) modela. U drugu grupu spadaju numerički metodi koji se zasnivaju na raspodeli električnih struja na patch-evima i uzemljenoj površi poput metoda momenata (method of moments-MoM), metoda konačnih elemenata (finite element method-FEM), tehnike spektralnog domena (spectral domain technique-SDT) i metoda konačne razlike u vremenskom domenu (finite difference time domain method-FDTD).

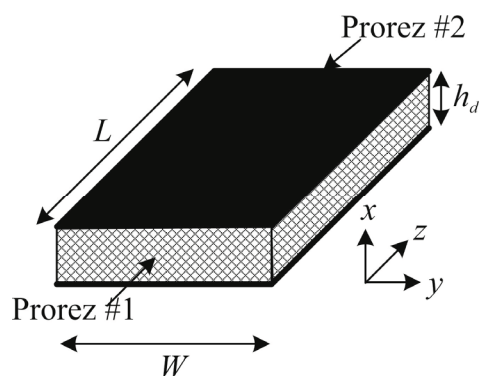
Dizajn ovih antena korišćenjem modela transmisije linije ili modela rezonatora je aproksimativan. Pored toga, pomenuti modeli imaju ograničenja dizajna samo pravilnih geometrijskih oblika (pravougaonik, krug, itd.) koje većina štampanih antenskih struktura ne ispunjava. Takođe, efekat površinskih talasa, međusobne uticaje, anizotropni dielektrik je teško inkorporirati u ove tipove dizajna.

Nasuprot njima, numeričke tehnike se mogu koristiti za analizu antena složenih geometrijskih struktura uključujući i nepravilne oblike, anizotropne dielektrike, uzemljenja i dielektrike konačne veličine, kućišta itd. MoM tehnika analize, iako efikasna, nije uvek primenljiva jer zavisi od Green-ovih funkcija. FEM i FDTD su mnogo pogodnije numeričke tehnike analize za štampane antenske strukture. One omogućavaju tačniju analizu aktivnih antena bilo kojeg geometrijskog oblika. Ipak, ove tehnike su numerički zahtevnije te je neophodno pažljivo programiranje u cilju smanjenja utroška vremena i memorije.

3.2.1. Model transmisije linije

Model transmisije linije je veoma jednostavan model koji ipak nije dovoljno tačan niti ima dovoljnu široku primenu za većinu savremenih komunikacionih sistema. Uprkos tome, on omogućava lakše razumevanje osnovnih karakteristika

štampanih antenskih struktura. Štampani zračeci element se posmatra kao transmisiona linija na kojoj ne postoje promene transverzalne (poprečne) komponente polja (polje se menja jedino dužinom transmisione linije) [28]. Štampani patch dimenzija $W \times L$ se predstavlja pomoću dva prereza dužine W i visine h_d koja su odvojena transmisijom linijom dužine L i impedanse Z_c (Slika 3.5) [21]. Zbog konačnih dimenzija štampanog patch-a javljaju se ivični efekti na otvorenim krajevima transmisione linije koji zavise od dimenzija patch-a i visine supstrata. Kao posledica ivičnih efekata, električno polje se prostire u dielektriku ali jednim manjim delom i u vazduhu. Zbog toga se stiče utisak da je transmisiona linija kojom je predstavljen patch većih dimenzija nego što zaista jeste. Da bi rezultati modela transmisione linije bili što tačniji moraju se uzeti u obzir ivični efekti tako što se u proračun uvode efektivna dužina patch-a i efektivna dielektrična konstanta supstrata.



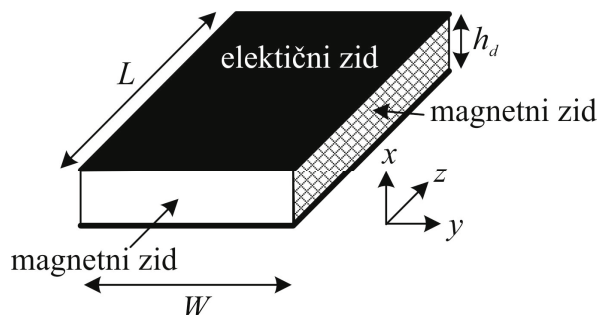
Slika 3.5 Štampani patch predstavljen modelom transmisione linije

Najpre je ovaj metod bio razvijen za pravougaone patch-eve ali je kasnije proširen i generalizovan za bilo koji oblik. Iako je model transmisione linije lak za korišćenje, njegov glavni nedostatak je da se njime ne mogu modelovati sve konfiguracije jer ovaj model ne razmatra promenu polja duž pravca koji je upravan na pravac prostiranja talasa.

3.2.2. Model rezonatora

Model rezonatora posmatra prostor između štampanog patch-a i uzemljene površi kao dvodimenzionalni rezonator ispunjen dielektrikom koji je okružen magnetnim zidovima (H polje ima samo normalnu komponentu, E polje ima samo tangencijalnu komponentu) na bočnim stranama i električnim zidovima (E polje ima samo normalnu komponentu, H polje ima samo tangencijalnu komponentu) na donjoj i gornjoj strani [29]. Supstrat koji se koristi je veoma tanak te se polje unutar njega duž x ose (Slika

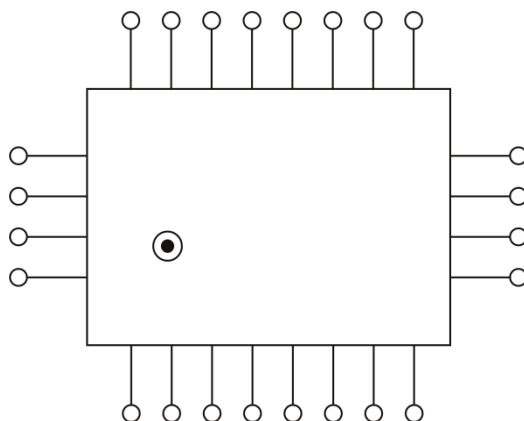
3.6) posmatra kao uniformno [30]. Polje ispod patch-a pravilnog oblika (pravougaonik, krug, trougao) može se izraziti kao suma rezonantnih modova dvodimenzionalnog rezonatora. [29] [30]. Ivični efekat na bočnim stranama se uzima u obzir tako što se povećavaju granice štampanog patch-a čime njegove efektivne dimenzije postaju veće od fizičkih dimenzija.



Slika 3.6 Štampani patch predstavljen modelom rezonatora

3.2.3. Multiport Network Model (MNM) model

MNM model je proširenje modela rezonatora. Kod ovog modela, polje ispod patch-a i polje izvan patch-a se modeluju odvojeno. Patch se modeluje kao dvodimenzionalna planarna mreža sa više ulaza koji se prostiru duž njenih ivica (Slika 3.7). Svaki ulaz predstavlja deo ivice patch-a veoma male dužine W_i tako da je polje duž tog dela uniformno [29]. Obično se za pravougaoni patch uzima da je broj ulaza za ivicu koja zrači jednak 4 dok za ivicu koja ne zrači 8.



Slika 3.7 Pravougaoni patch predstavljen kao dvodimenzionalna mreža sa više ulaza [29]

Za patch-eve elementarnih oblika (pravougaonik, krug, prsten, delovi pravougaonika, kruga, prstena) dobijena višeulazna planarna mreža se analizira korišćenjem dvodimenzionalnih Grinovih funkcija. Patch-evi složenih oblika se

posmatraju kao kombinacija elementarnih oblika te se planarna višeulazna mreža složenih oblika rešava postupkom segmentacije i desegmentacije planirnih višeulaznih mreža elementarnih oblika od kojih je ona načinjena [29].

3.2.4. Metod momenata (MoM)

Metod momenata je najčešće korišćena tehnika za analizu štampanih antenskih struktura [31]. Kod metoda momenata zračeća struktura se predstavlja ekvivalentnim, najčešće površinskim, strujama [31]. Zapreminske struje se koriste kod nehomogenih dielektrika čime se usložnjava proračun i produžava vreme simulacije. Ekvivalentne površinske struje zračeće strukture se zamenjuju strujama pojedinih segmenata od kojih se ta struktura sastoji. Korišćenjem Green-ovih funkcija se dobija matrična jednačina kojom se predstavlja uticaj svakog segmenta na ostale segmente zračeće strukture. Primenom graničnih uslova za svaki susedni par segmenata na dobijenu matričnu jednačinu njihovih uzajamnih uticaja dobija se niz linearnih jednačina. Rešenja dobijenog sistema linearnih jednačina su struje svakog razmatranog segmenta. Dimenzije matrične jednačine uzajamnih uticaja segmenata zavise od kompleksnosti problema koji se rešava. Za prostije antenske strukture, matrica se sastoji od nekoliko stotina vrsta tj. kolona. Za složene strukture taj broj može biti i nekoliko hiljada pri čemu uvek postoji ograničenje u raspoloživoj memoriji i vremenu izračunavanja [31].

Kod metoda momenata obavlja se segmentacija (meshing) samo zračećih struktura čime se povećava efikasnost [31]. Takođe, prilikom rešavanja problema automatski se razmatraju i polja u dalekoj zoni zračenja što je od značaja kada je od interesa i dijagram zračenja [31]. Promenljive u jednačinama su gustine struja zračećih struktura iz kojih se lako mogu izvesti ostali parametri antena: pojačanje, impedansa, dijagram zračenja, itd [31]. Metod momenata je jednostavan i tačan [21]. Veliki nedostatak ovog metoda je što zahteva veliki broj izračunavanja čime se smanjuje brzina i povećava potrebna memorija računara. Mnogi komercijalni softveri koriste MoM, kao što su: WIPL-D, FEKO, SuperNEC, itd.

3.2.5. Metod konačnih elemenata (FEM)

FEM metod ima mogućnost rešavanja 3D problema zbog čega se najčešće koristi za modelovanje mehaničkih i termodinamičkih struktura [31]. Takođe, nehomogene strukture se veoma lako rešavaju korišćenjem ovog metoda [31]. Ovaj metod deli

regione od interesa na veliki broj površinskih ili zapreminskih elemenata u zavisnosti da li se posmatra planarna ili 3D struktura. Dobijeni diskretizovani elementi mogu biti bilo kog oblika npr. trougaoni za planarnu strukturu ili oblika tetraedra ili prizme za 3D konfiguraciju kojima se može predstaviti bilo koja složena geometrija. Time je štampani patch podeljen u konačan broj delova te rešenje problema zahteva integraciju rešenja dobijenih nad pojedinim njegovim delovima [30].

Za kompleksne strukture, ovaj metod može imati dugo vreme simulacije [30]. Ipak, on daje veoma tačne rezultate, posebno za rešavanje složenih geometrija. High-Frequency System Simulator (HFSS) koristi ovu metodu za rešavanje malih ali složenih struktura [30].

3.2.6. Metod konačne razlike u vremenskom domenu (FDTD)

FDTD metod je veoma pogodan za modelovanje štampanih antenskih struktura. Kao i FEM metod, FDTD metod rešava problem elektromagnetnog polja u trodimenzionalnom prostoru [30]. Njime se mogu modelovati kompleksne strukture sa 3D međusobnim uticajima i vezama, npr. višeslojna mikrostrip antena [30]. Ovom tehnikom se generišu i prostorni i vremenski grid električnog i magnetnog polja za problem koji se rešava [31]. Prostor od interesa se deli na veliki broj kvadara. U svakom kvadru se E i H polje određuje rešavanjem Maksvelovih jednačina vodeći računa o graničnim uslovima između kvadara. Korišćenjem Yee-ovog algoritma vrši se diskretizacija Maksvelovih jednačina u 3D prostoru i vremenu [30]. Maksvelove jednačine se zatim posmatraju kao set jednačina koji se kompjuterski rešavaju za svaki kvadar ponaosob vodeći računa o graničnim uslovima.

FDTD metod ima potpuno diskretizovani pristup bez upotrebe matrica čime se ceo postupak modelovanja uprošćuje. Elektromagnetno polje u sledećem vremenskom koraku je dato kao zavisnost polja u sadašnjem vremenskom koraku i polja iz prethodnih vremenskih koraka [31]. Velika prednost ovog metoda je što zahvaljujući diskretizaciji po vremenu je moguće pratiti promenu polja i zračenja u vremenu u složenim antenskim konfiguracijama [30].

Komercijalna verzija softvera koji koristi ovu tehniku je REMCON XFDTD.

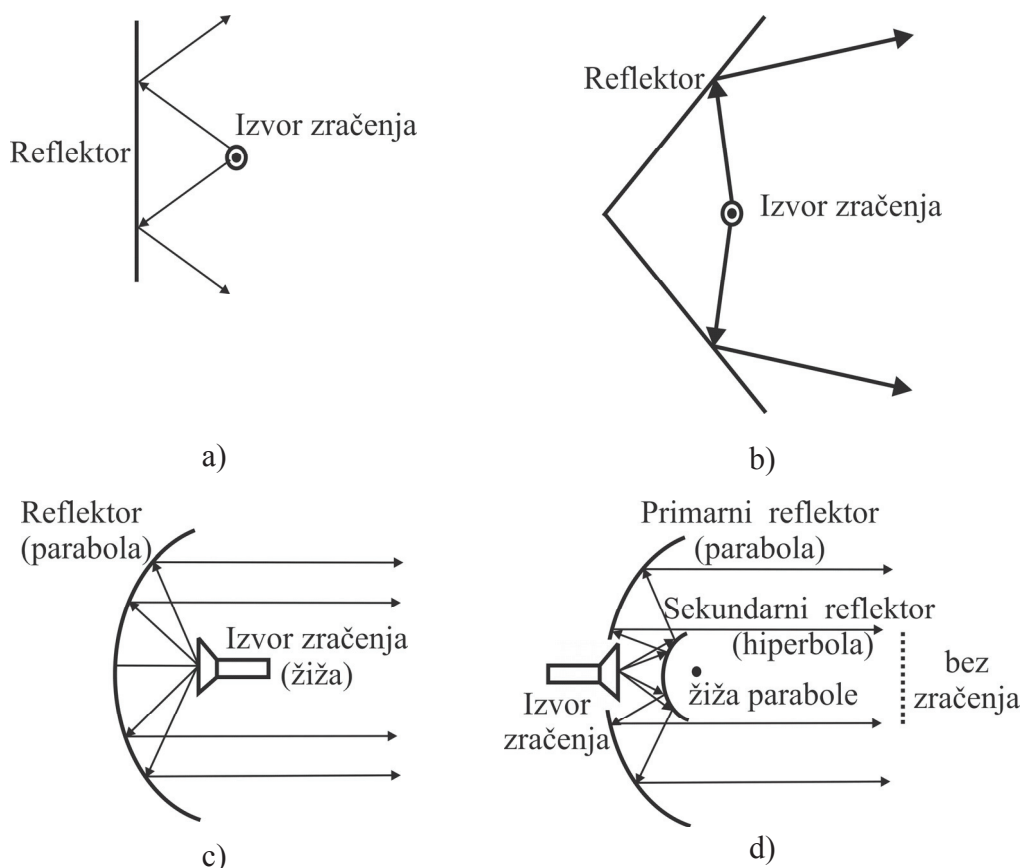
3.3. WIPL-D softverski paket

Sve antenske strukture prikazane u tezi modelovane su korišćenjem WIPL-D softverskog paketa koji se zasniva na metodu momenata [30]. Ovaj program nudi mogućnost modelovanja antena koje se sastoje od metala i dielektričnih materijala dajući rešenja u frekventnom domenu [20]. Moguće je modelovati bilo koju geometrijsku strukturu tako da se ona sastoji od žica, površina i metalnih objekata [20]. Rešenja koja WIPL-D program nudi obuhvataju raspodelu struje kroz razmatranu strukturu, dijagram zračenja, blisko polje zračenja, admitansu, impedansu i s parametar u tačkama napajanja.

Korisnik ne mora biti upoznat sa metodama analize koju program koristi. WIPL-D program se može koristiti u aplikacijama radio frekvencija, mikrotalasnih struktura, radara, elektromagnetne kompatibilnosti i komunikacija. Pored toga, WIPL-D može naći primenu u predviđanjima uticaja elektromagnetnog zračenja na biološke strukture.

4 REFLEKTOR ANTENE

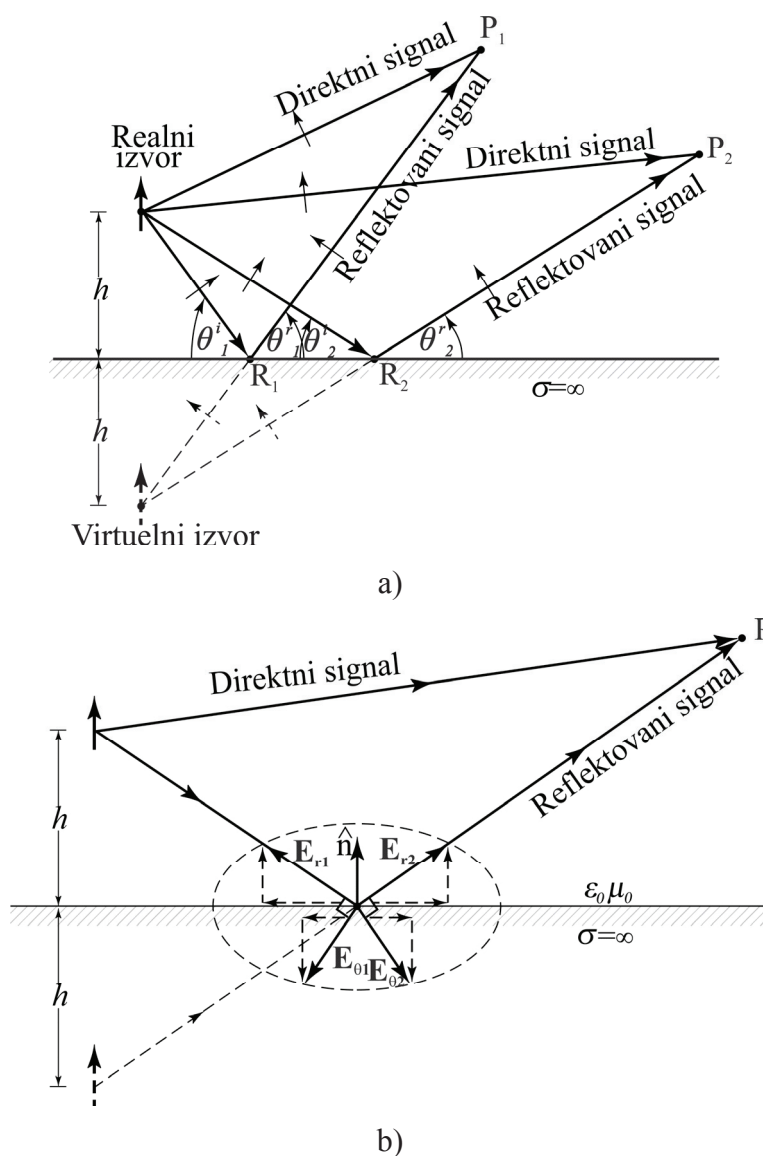
Prisustvo prepreka, naročito u neposrednoj blizini antene, može značajno promeniti njen dijagram zračenja. Reflektor antene su se koristile još kod prvih jednostavnih bežičnih sistema. Međutim, tek sa pojavom radara tokom II Svetskog rata došlo je naglog razvoja tehnika analize i modelovanja antena sa reflektorima različitih geometrijskih oblika. Dalja istraživanja su bila u cilju razvoja analitičkih i eksperimentalnih metoda dizajna reflektorskih površina radi dobijanja što većeg pojačanja antena koje su korišćene u astronomiji, mikrotalasnim komunikacijama i svemirskim istraživanjima. Danas, reflektor antene se koriste svuda: od kuća za prijem radio i TV signala do velikih istraživačkih centara za komunikaciju sa satelitskim letelicama i u radio teleskopima. Iako reflektor antena može biti neki od najjednostavnijih do složenih geometrijskih oblika, osnovni tipovi su ravan, korner i paraboličan (Slika 4.1).



Slika 4.1 Primeri reflektora a) Ravan reflektor (korner reflektor sa uglom 180°)
b) Korner reflektor sa uglom α ($\alpha < 180^\circ$) c) Paraboličan reflektor d) Kasegrenov
reflektor [21]

4.1. Ravan reflektor

Najjednostavniji tip reflektora, ravan reflektor, se koristi za usmeravanje zračenja antene u željenom pravcu kontrolišući rastojanje zračećeg elementa od reflektorske površine. Prilikom analize uticaja paralelnog reflektora na zračenje zračećeg elementa smatraće se da se reflektor može predstaviti kao beskonačna savršeno provodna ravan. Iako beskonačna savršeno provodna ravan nije realna struktura, dobijeni rezultati se mogu primeniti kod reflektora velikih dimenzija u odnosu na dimenzije zračećeg elementa.



Slika 4.2 a) Vertikalni električni dipol iznad savršeno provodne beskonačne ravni

b) Komponente električnog polja u tački refleksije [21]

Kao zračeći element se posmatra vertikalni dipol smešten na rastojanju h od paralelne beskonačne savršeno provodne ravni koja predstavlja reflektor. Prema teoremi likova, uticaj reflektora na ekvivalentno polje može se predstaviti uvođenjem dodatnih virtuelnih dipola, koji nisu stvarni već predstavljaju "odraze" stvarnog dipola. Sistem stvarnog dipola i virtualnih dipola ima polje zračenja ekvivalentno polju stvarnog dipola u prisustvu savršeno provodne ravni. Uslov da novi sistem mora biti ekvivalentan stvarnom dipolu u svim tačkama sa gornje strane reflektora određuje broj dipola i struje u njima. Na osnovu teoreme o jedinstvenosti rešenja Maksvelovih jednačina tako odabran sistem će i na mestu prijema dati identično polje kao i emisijski dipol sa paralelnim reflektorom.

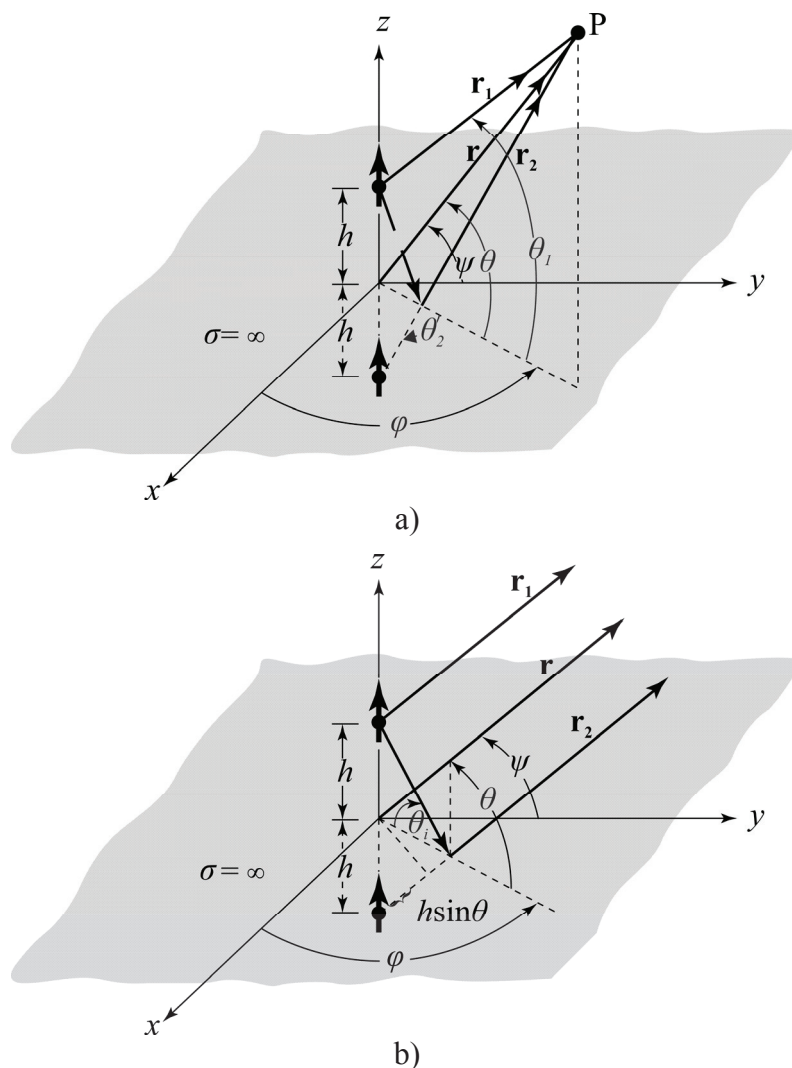
Realan izvor zrači u svim pravcima (Slika 4.2). U posmatranoj tački P_1 dolazi direktan talas od realnog izvora. Međutim, do tačke P_1 dolazi i talas koji je posledica refleksije zračenja realnog izvora od reflektora u tački R_1 . U slučaju savršeno provodne ravni, talas koji potiče od realnog izvora se u potpunosti odbija od reflektorske površi u tački R_1 . Zbog toga što je realan izvor sa vertikalnom polarizacijom (Slika 4.2), tangencijalna komponenta vektora polja na gornjoj površini reflektora mora biti jednaka nuli. Sledi da reflektovani talas mora biti prikazanog pravca i smera (Slika 4.2) da bi se zadovoljili granični uslovi u tački R_1 . Odnosno, neophodno je da prilikom refleksije bude zadovoljen uslov refleksije $\theta^i = \theta^r$. Ako pravac reflektovanog talasa produžimo sa donje strane reflektora, stiče se utisak da reflektovani talas potiče od imaginarnog dipola koji je smešten na rastojanju h od reflektora sa prikazanim smerom struje (Slika 4.2) tako da su ispunjeni granični uslovi u tački R_1 . Sličan zaključak se može izvesti i za tačku P_2 u kojoj se posmatra talas od realnog izvora kao i reflektovani talas odbijen od reflektora u tački R_2 . U posmatranom slučaju ekvivalentni sistem, koji se dobija uklanjanjem reflektora, sastoji se od 2 dipola sa prikazanim smerovima struja (Slika 4.2).

Posmatra se daleka zona zračenja dipola koji se nalazi u sredini dielektrične konstante ε i magnetne permeabilnosti μ na udaljenosti h iznad beskonačne provodne ravni (Slika 4.3). Intenzitet električnog polja od direktnog talasa u posmatranoj tački P sa vektorom položaja $\mathbf{r}_1$ (važi $|\mathbf{r}_1| = r_1$) od centra dipola (Slika 4.3.a) je [21, 32]:

$$E_{\theta}^d = F \frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1} \cos \theta_1 \quad (4.1)$$

gde je talasni broj $\beta^2 = \omega^2 \mu \varepsilon$ i F je veličina kojom je definisan uticaj geometrije i struje posmatranog dipola na njegovo zračenje. Reflektovani talas takođe stiže do posmatrane tačke P koja se u odnosu na imaginarni dipol nalazi na poziciji određenoj vektorom položaja $\mathbf{r}_2$ (važi $|\mathbf{r}_2|=r_2$) od centra imaginarnog dipola (Slika 4.3.a)[21, 32]. Pod pretpostavkom da je koeficijent refleksije jednak jedinici, polje koji potiče od reflektovanog talasa je [21, 32]:

$$E_\theta^r = F \frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2} \cos \theta_2 \quad (4.2)$$



Slika 4.3 a) Vertikalni električni dipol sa svojim imaginarnim likom u blizini savršeno provodne beskonačne ravni b) Daleko polje vertikalnog električnog dipola iznad savršeno provodne beskonačne ravni [21]

Ako je $\mathbf{r}$ vektor položaja posmatrane tačke P u odnosu na tačku preseka reflektora i linije koja spaja centre realnog i imaginarnog dipola, važi:

$$|\mathbf{r}_1| = r_1 = \sqrt{r^2 + h^2 - 2rh \sin \theta} \quad (4.3)$$

$$|\mathbf{r}_2| = r_2 = \sqrt{r^2 + h^2 + 2rh \sin \theta} \quad (4.4)$$

Ako se posmatrana tačka P nalazi u dalekoj zoni zračenja onda važi da je $|\mathbf{r}|=r \gg h$ (Slika 4.3.b). Uticaj vektora položaja posmatrane tačke P na faze polja koja potiču od realnog i imaginarnog dipola se može izraziti:

$$r_1 \approx r - h \sin \theta \quad (4.5)$$

$$r_2 \approx r + h \sin \theta \quad (4.6)$$

Takođe, vektori položaja $\mathbf{r}_1$ i $\mathbf{r}_2$ su međusobno paralelni za posmatranu tačku P u dalekoj zoni zračenja (Slika 4.3.b). Amplitude polja koja potiču od realnog i imaginarnog dipola će se veoma malo razlikovati u posmatranoj tački P u dalekoj zoni zračenja:

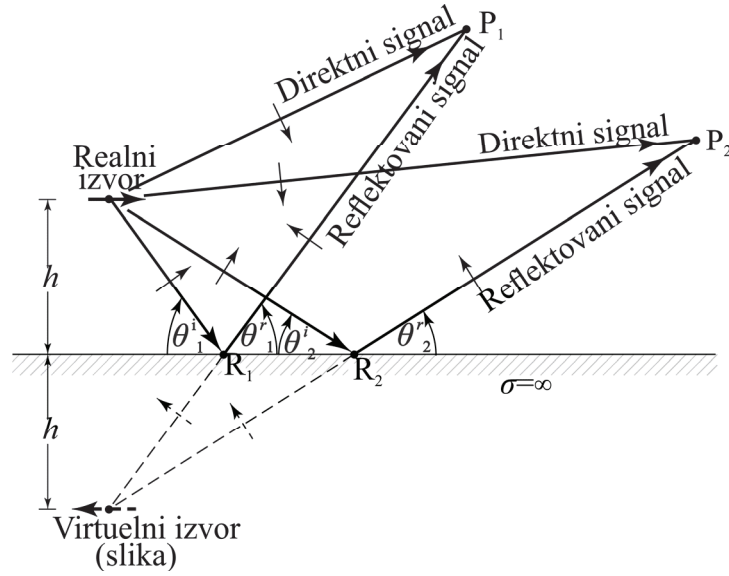
$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad (4.7)$$

Polje u posmatranoj tački P je jednako sumi direktne komponente (polje od realnog izvora) i reflektovane komponente (polje od imaginarnog izvora):

$$\begin{aligned} E_\theta &\approx E_\theta^d + E_\theta^r = F \frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1} \cos \theta + F \frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2} \cos \theta = \\ &= F \frac{1}{r} \left[e^{-j\beta(r-h \sin \theta)} + e^{-j\beta(r+h \sin \theta)} \right] \cos \theta = F \frac{e^{-j\beta r}}{r} \left[e^{j\beta h \sin \theta} + e^{-j\beta h \sin \theta} \right] \cos \theta = \\ &= F \frac{e^{-j\beta r}}{r} [2 \cos(\beta h \sin \theta)] \cos \theta \end{aligned} \quad (4.8)$$

Radi uprošćavanja proračuna polja vertikalnog dipola iznad beskonačne savršeno provodne ravni, međusobna sprega realnog i imaginarnog dipola nije uzeta u obzir.

U drugom slučaju posmatra se dipol koji je postavljen na visini h horizontalno u odnosu na beskonačnu savršeno provodnu ravan (Slika 4.4). Postupak analize polja u dalekoj zoni zračenja horizontalnog dipola je istovetan analizi vertikalnog dipola. Horizontalni dipol iznad beskonačne savršeno provodne ravni je u stvari niz od dva elemenata: realnog dipola i njegovog imaginarnog lika na podjednakom rastojanju h od provodne ravni (Slika 4.4), pri čemu se smatra da se njihova međusobna sprega može zanemariti.



Slika 4.4 Horizontalni električni dipol iznad savršeno provodne beskonačne ravni [21]

Posmatra se tačka P u dalekoj zoni zračenja, čiji je vektor položaja $\mathbf{r}_1$ od centra realnog dipola i vektor položaja $\mathbf{r}_2$ od centra imaginarnog dipola (Slika 4.5). Ukupno polje je jednako zbiru polja realnog dipola (direktni talas):

$$E_{\psi}^d = F \frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1} \sin \psi \quad (4.9)$$

i polja njegove virtuelne slike (reflektovani talas) koje je fazno pomeren za 180° u odnosu na polje direktnog talasa da bi bili zadovoljeni granični uslovi na provodnoj površini (tangencijalne komponente polja moraju biti anulirane) [24]:

$$E^r = -F \frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2} \sin \psi \quad (4.10)$$

Važi:

$$\cos \psi = \hat{\mathbf{y}} \cdot \hat{\mathbf{r}} = \hat{\mathbf{y}}(\hat{\mathbf{x}} \cos \theta \cos \varphi + \hat{\mathbf{y}} \cos \theta \sin \varphi + \hat{\mathbf{z}} \sin \theta) = \cos \theta \sin \varphi \quad (4.11)$$

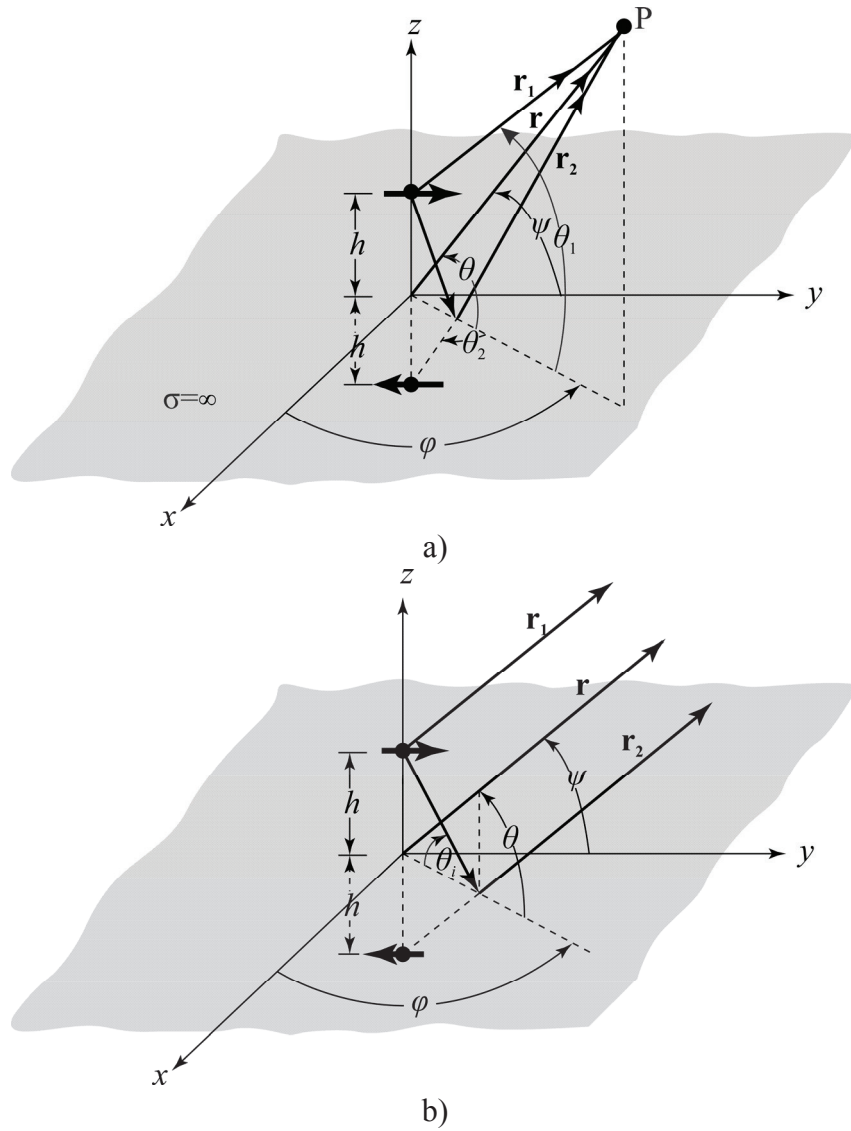
$$\sin \psi = \sqrt{1 - \cos^2 \psi} = \sqrt{1 - \cos^2 \theta \sin^2 \varphi} \quad (4.12)$$

Ako se posmatra tačka P u dalekoj zoni zračenja onda važi da je $|\mathbf{r}|=r \gg h$, iz čega sledi:

$$r_1 \approx r - h \sin \theta \quad (4.13)$$

$$r_2 \approx r + h \sin \theta \quad (4.14)$$

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad (4.15)$$



Slika 4.5 a) Horizontalni električni dipol sa svojim imaginarnim likom u blizini savršeno provodne beskonačne ravni b) Daleko polje horizontalnog električnog dipola iznad savršeno provodne beskonačne ravni [21]

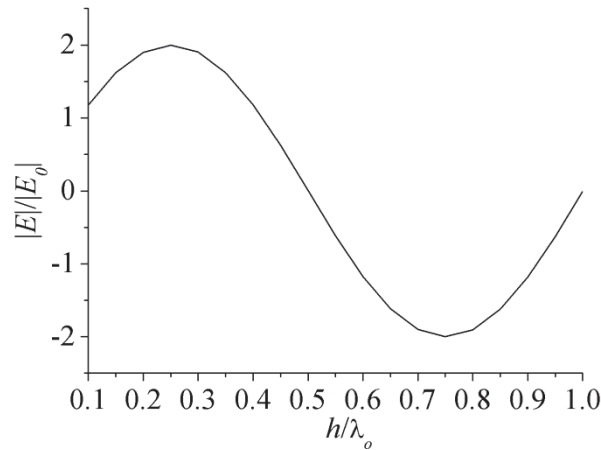
Sledi:

$$\begin{aligned}
 E_{\psi} &\approx E_{\psi}^d + E_{\psi}^r = F \frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1} \sin \psi - F \frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2} \sin \psi = \\
 &= F \frac{1}{r} \left[e^{-j\beta(r-h \sin \theta)} - e^{-j\beta(r+h \sin \theta)} \right] \sin \psi = \\
 &= F \frac{e^{-j\beta r}}{r} \left[e^{j\beta h \sin \theta} - e^{-j\beta h \sin \theta} \right] \sqrt{1 - \cos^2 \theta} \sin^2 \varphi = \\
 &= F \frac{e^{-j\beta r}}{r} \sqrt{1 - \cos^2 \theta} \sin^2 \varphi [2j \sin(\beta h \sin \theta)]
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

Brzina svetlosti c u nekoj sredini dielektrične konstante ε i magnetne permeabilnosti μ je prema Ajnštajnovoj Teoriji relativnosti jednaka $c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}}$. Kako je $\omega=2\pi f$ i $\lambda_0=c/f_c$, sledi da talasni broj $\beta=2\pi/\lambda_0$, gde je λ_0 talasna dužina na centralnoj frekvenciji f_c . Neka je E_0 intenzitet električnog polja usamljenog dipola u posmatranoj tački P sa vektorom položaja $\mathbf{r}$ ($|\mathbf{r}|=r$):

$$E_0 = F \frac{e^{-j\beta r}}{r} \sqrt{1 - \cos^2 \theta \sin^2 \varphi} \quad (4.17).$$

Slika 4.6 prikazuje zavisnost električnog polja horizontalnog dipola od rastojanja h od savršeno provodne beskonačne ravni. Sa grafika se može uočiti da polje horizontalnog dipola iznad savršeno provodne ravni ima maksimalnu vrednost za $h=\lambda_0/4$.

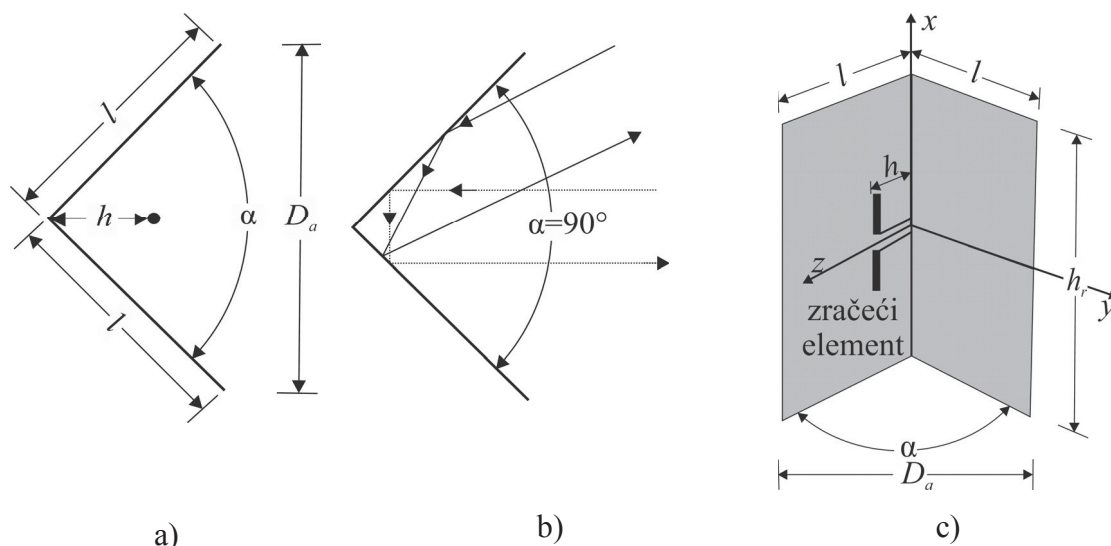


Slika 4.6 Zavisnost električnog polja horizontalnog dipola od rastojanja h od savršeno provodne beskonačne ravni za $\theta=\pi/2$

4.2. Korner reflektor

Dve ravne reflektorske ploče spojene pod određenim uglom formiraju korner reflektor (Slika 4.7.a). Upotrebom korner reflektora se izračena energija usmerava u željenom pravcu i sprečava neželjeno bočno zračenja i zračenje unazad [21]. Najčešće se koristi ugao od 90° (Slika 4.7.b), ali se kod različitih aplikacija mogu susresti i manji i veći uglovi u zavisnosti od namene. Korner reflektor sa uglom od 90° poseduje sposobnost da vrati primljeni signal u istom pravcu kojim je dospeo do reflektora (Slika 4.7.b) [21]. Zbog toga se vojni brodovi i avioni izrađuju sa minimalno oštrim ivicama da bi se izbeglo njihovo detektovanje od strane neprijatelja.

Ukoliko se smanjuje ugao korner reflektora neophodno je da se poveća rastojanje h (Slika 4.7.c) između zračećeg elementa i apeksa reflektora. Takođe, kod teorijskih korner reflektora sa beskonačnim reflektorskim površinama, ukoliko se smanji ugao između njih pojačanje antene će se povećati. To nije slučaj kod realnih korner reflektora čije površine su konačnih dimenzija.



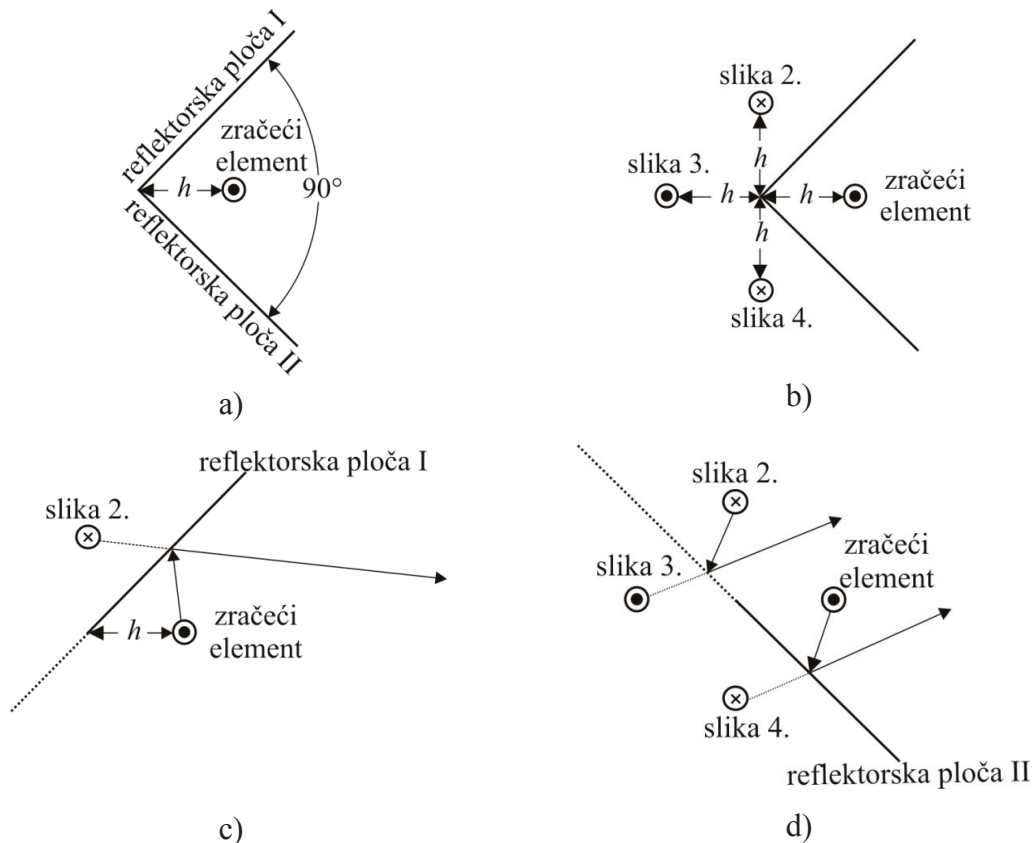
Slika 4.7 Korner reflektor a) poprečni presek korner reflektora sa uglom α b) poprečni presek pravougaonog korner reflektora ($\alpha=90^\circ$) c) zračeći element u korner reflektoru ugla α [21]

Zračeći elemeti u korner reflektoru su obično dipoli, usamljeni ili u nizu, čiji se centar nalazi na rastojanju h od apeksa (Slika 4.7.c). Najčešće je $\lambda_0/3 < h < 2\lambda_0/3$ [21]. Ukoliko je h veoma malo, otpornost zračenja opada do reda veličine otpornosti gubitaka tako da takva antena postaje neefikasna. Ukoliko je ipak rastojanje h previše veliko, dolazi do pojave višestrukih lobova čime se gubi usmerenost antene.

Otvor korner reflektora D_a je uobičajeno između jedne i dve talasne dužine ($\lambda_0 < D_a < 2\lambda_0$) [21]. Za korner reflektor sa uglom od 90° reflektorske površi su uobičajeno dva puta duže od rastojanja između centra dipola i apeksa ($l=2h$) [21]. Eksperimentalno je potvrđeno da sa povećanjem dužine reflektorskih površina raste širokopojasnost i otpornost zračenja antene. Za korner reflektore sa manjim uglovima, reflektorske površine će biti duže. Visina reflektora h_r je 1.2 do 1.5 puta veća od ukupne dužine zračećeg elementa, čime se smanjuje zračenje unazad [21].

4.2.1. Pravougaoni kornier reflektor

Prikazan je postupak određivanja imaginarnih likova zračećeg elementa koji se nalazi u pravougaonom kornier reflektoru na rastojanju h od apeksa (Slika 4.8).



Slika 4.8 Postupak određivanja likova zračećeg elementa smeštenog u pravougaonom kornier reflektoru a) Zračeći element u pravougaonom kornier reflektoru b) Zračeći element i 3 njegova lika određena teoreomom likova c) Postupak određivanja lika zračećeg elementa ukoliko se posmatra samo 1. reflektorska ploča d) Postupak određivanja likova zračećeg elementa ukoliko se posmatra 2. reflektorska ploča [21]

Rezultujuće električno polje sistema je suma električnih polja realnog elementa i 3 njegova lika [21]:

$$\mathbf{E}(r, \theta, \varphi) = \mathbf{E}_1(r, \theta, \varphi) + \mathbf{E}_2(r, \theta, \varphi) + \mathbf{E}_3(r, \theta, \varphi) + \mathbf{E}_4(r, \theta, \varphi) \quad (4.18)$$

Ukoliko se jačina električnog polja posmatra u dalekoj zoni zračenja, njegov skalarna vrednost je jednaka [21]:

$$E(r, \theta, \varphi) = \frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1} f(\theta, \varphi) - \frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2} f(\theta, \varphi) + \frac{e^{-j\beta r_3}}{r_3} f(\theta, \varphi) - \frac{e^{-j\beta r_4}}{r_4} f(\theta, \varphi) \quad (4.19)$$

Realni dipol i njegovi imaginarni likovi predstavljaju horizontalne dipole na rastojanju h iznad savršeno provodne ravni. Koristeći jednačine (4.9) i (4.10) za izračunavanje polja horizontalnog dipola i njegovog lika iznad savršeno provodne ravni dobijamo [21]:

$$E(r, \theta, \varphi) = (e^{+j\beta h \cos \psi_1} - e^{+j\beta h \cos \psi_2} + e^{+j\beta h \cos \psi_3} - e^{+j\beta h \cos \psi_4}) \frac{e^{-j\beta r}}{r} f(\theta, \varphi) \quad (4.20)$$

gde je polje usamljenog izolovanog zračećeg elementa E_0 jednako:

$$E_0 = \frac{e^{-j\beta r}}{r} f(\theta, \varphi) \quad (4.21)$$

pri čemu je $f(\theta, \varphi)$ ugaona karakteristika zračenja posmatranog dipola koja zavisi od ugaonih koordinata θ i φ sfernog koordinatnog sistema.

Ukoliko se jedinični vektor $\hat{\mathbf{r}}$ predstavi:

$$\hat{\mathbf{r}} = \hat{x} \cos \theta \cos \varphi + \hat{y} \cos \theta \sin \varphi + \hat{z} \sin \theta \quad (4.22)$$

onda važi:

$$\left. \begin{aligned} \cos \psi_1 &= \hat{x} \cdot \hat{\mathbf{r}} = \cos \theta \cos \varphi \\ \cos \psi_2 &= \hat{y} \cdot \hat{\mathbf{r}} = \cos \theta \sin \varphi \\ \cos \psi_3 &= -\hat{x} \cdot \hat{\mathbf{r}} = -\cos \theta \cos \varphi \\ \cos \psi_4 &= -\hat{y} \cdot \hat{\mathbf{r}} = -\cos \theta \sin \varphi \end{aligned} \right\} \quad (4.23)$$

tada jednačina postaje:

$$E(r, \theta, \varphi) = 2[\cos(\beta h \cos \theta \cos \varphi) - \cos(\beta h \cos \theta \sin \varphi)] \frac{e^{-j\beta r}}{r} f(\theta, \varphi) \quad (4.24)$$

Ako se posmatrani sistem zračećeg elementa i njegovih imaginarnih likova u ogledalu posmatra kao antenski niz od 4 elementa, onda takav antenski niz ima faktor niza:

$$AF = 2[\cos(\beta h \cos \theta \cos \varphi) - \cos(\beta h \cos \theta \sin \varphi)] \quad (4.25)$$

Sličnim postupkom moguće je odrediti ukupno polje kao i faktor niza za kornjer reflektore sa uglom α između reflektorskih ploča, pri čemu mora da važi da je $\alpha=180^\circ/k$, gde je k pozitivan ceo broj (Slika 4.9). Tada je broj imaginarnih likova [21]:

$$N=(360^\circ/\alpha)-1=2k-1 \quad (4.26)$$

Ukoliko se uvedu sledeće oznake:

$$X = \beta h \cos \theta \cos \varphi \quad (4.27)$$

$$Y = \beta h \cos \theta \sin \varphi \quad (4.28)$$

faktor niza zračećeg elementa postavljenog u kornjer reflektoru je tada [21]:

a) za ugao $\alpha=60^\circ$

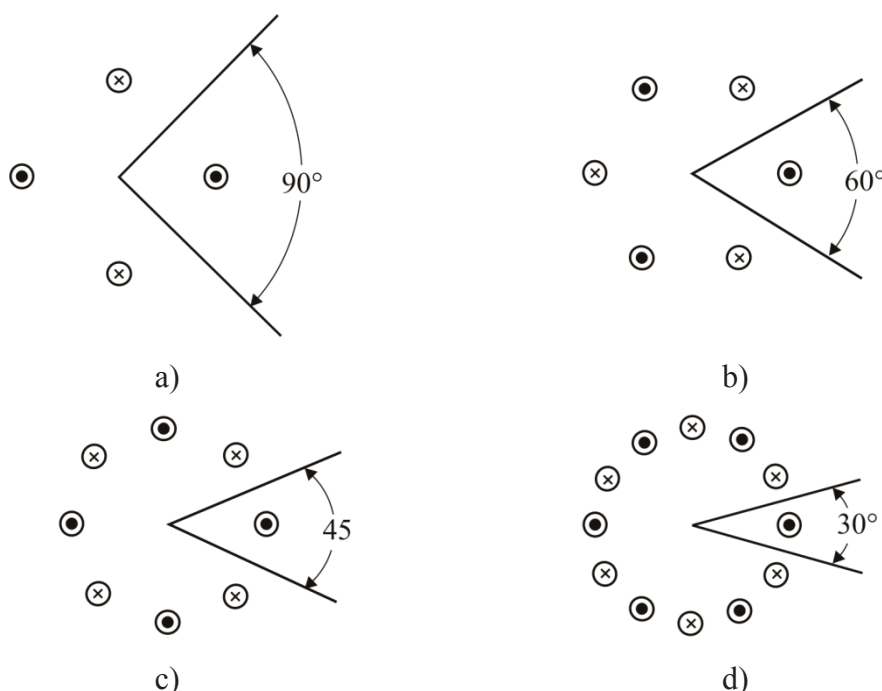
$$AF = 4 \sin \frac{X}{2} \left[\cos \frac{X}{2} - \cos(\sqrt{3} \frac{Y}{2}) \right] \quad (4.29)$$

b) za ugao $\alpha=45^\circ$

$$AF = 2 \left[\cos X + \cos Y - 2 \cos(\frac{X}{\sqrt{2}}) \cos(\frac{Y}{\sqrt{2}}) \right] \quad (4.30)$$

c) za ugao $\alpha=30^\circ$

$$AF = 2 \left[\cos X - 2 \cos(\sqrt{3} \frac{X}{2}) \cos(\frac{Y}{2}) - \cos Y + 2 \cos(\frac{X}{2}) \cos(\sqrt{3} \frac{Y}{2}) \right] \quad (4.31)$$

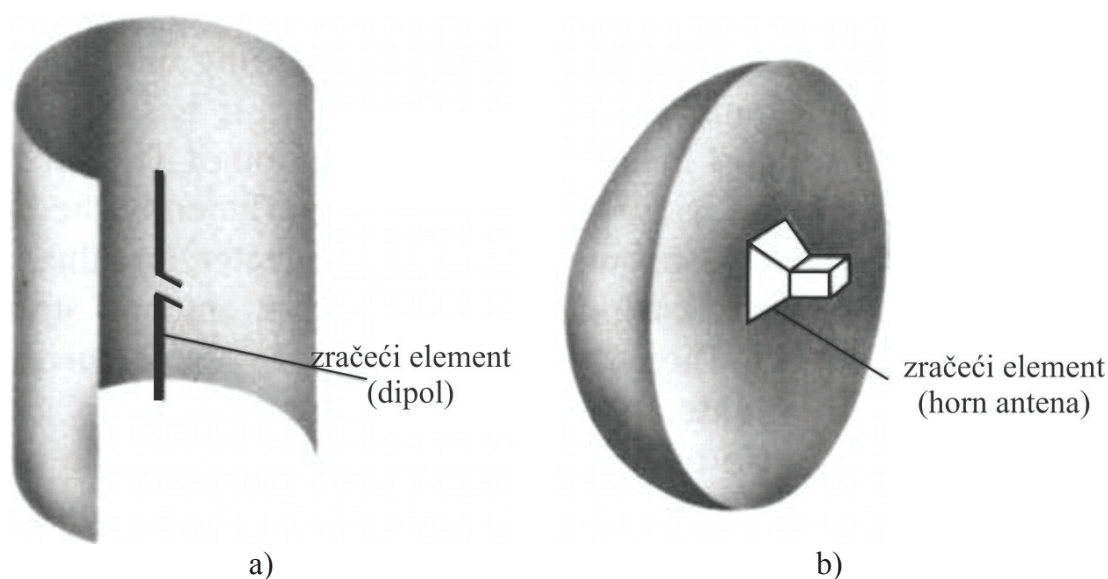


Slika 4.9 Zračeći element i njegovi likovi u kornjer reflektoru sa uglom a) 90° b) 60° c) 45° d) 30° [21]

4.3. Paraboličan reflektor

Poznato je iz geometrijske optike da ukoliko paralelni zraci padaju na reflektor paraboličnog oblika, odbijeni zraci će konvergirati ka jednoj tački koja se naziva fokus. Na osnovu principa reciprociteta, ukoliko je izvor zračenja postavljen u fokusu paraboličnog reflektora, odbijeni zraci će formirati paralelni snop zračenja [21]. U praksi je veoma teško postići savršeno paralelne zrake odbijene od paraboličnog reflektora. Ali i u slučaju kada zraci nisu savršeno paralelni, za antenu sa izvorom zračenja postavljenim u fokusu paraboličnog reflektora (front fed antena) kažemo da je veoma usmerena. Nedostaci front fed antene su pre svega nužnost da napojna linija

bude dovoljno duga da bi dosegla do predajne ili prijemne opreme koja je obično smeštena iza ili ispod reflektora. Gubici prisutni zbog velike dužine napojne transmisionne linije su neprihvatljivi u većini aplikacija. Zbog toga se kod nekih antena ceo predajni ili prijemni sistem smešta u fokusu paraboličnog reflektora čime se izbegava upotreba dugih napojnih transmisionih linija. Međutim i u ovim slučajevima, posebno ukoliko je neophodna upotreba velikih pojačavača ili sistema za hlađenje i zaštitu od vremenskih neprilika, postoji problem teške i glomazne opreme koja predstavlja neželjenu prepreku. Drugo rešenje kojim se izbegava postavljanje izvora zračenja u fokusu je upotreba Kasegrenovog (Cassegrain) reflektora (Slika 4.1 d) [21]. Kasegren, čuveni astronom, je pomoću geometrijske optike pokazao da paralelni zraci mogu biti usmereni ka jednoj tački upotrebom dva reflektora. Glavni (primarni) reflektor je oblika parabole, sekundarni reflektor je oblika hiperbole dok je izvor zračenja postavljen duž ose paraboličnog reflektora. Kasegren je ovaj sistem iskoristio za izradu optičkog teleskopa, a kasnije je on preuzet za potrebe antena. Kod antena sa Kasegrenovim reflektorom, zraci koji polaze od izvora zračenja odbijaju se od sekundarnog reflektora ka primarnom reflektoru na način kao da polaze iz fokusa parabole primarnog reflektora. Zraci odbijeni od primarnog reflektora konvergiraju kao paralelni snop zraka. Difrakcije na ivicama subreflektora i primarnog reflektora moraju biti uzete u obzir za precizan proračun dijagrama zračenja. Kod antena sa Kasegrenovim reflektorom celokupni predajni ili prijemni sistem se može smestiti iza primarnog reflektora čime se omogućava jednostavnije upravljanje i održavanje celokupnog sistema.

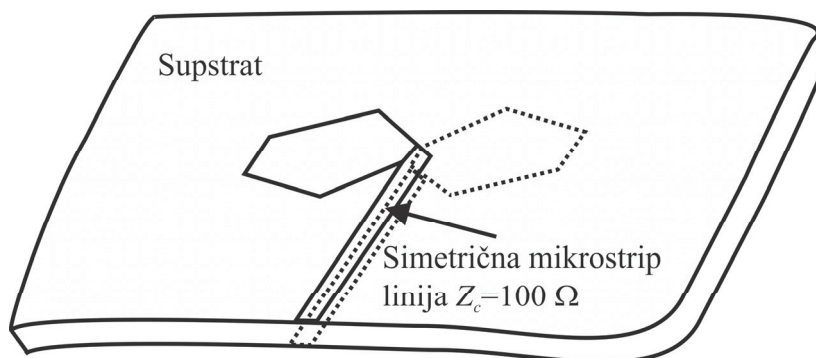


Slika 4.10 Parabolni reflektor a) cilindrični b) paraboloidni [21]

Paraboličan reflektor se može javiti u dva oblika: cilindrični (Slika 4.10.a) i paraboloidni (Slika 4.10.b) [21]. Cilindrični reflektor se najčešće upotrebljava sa linearnim dipolima, linearnim nizovima i antenskim strukturama sa prorezima. Paraboloidni reflektor kao izvor zračenja obično ima piramidalnu ili konusnu horn antenu.

4.4. Pentagonalni dipoli

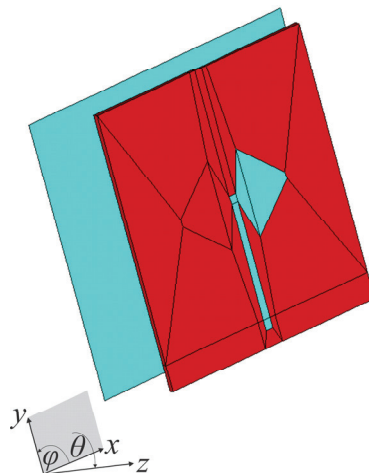
Kao zračeći elementi u štampanim antenskim nizovima koji se razmatraju u ovoj tezi koriste se dipoli pentagonalnog oblika u simetričnoj mikrostrip tehnici čija je jedna polovina sa jedne strane supstrata dok je druga polovina dipola sa suprotne strane supstrata (Slika 4.11).



Slika 4.11 Pentagonalni dipol

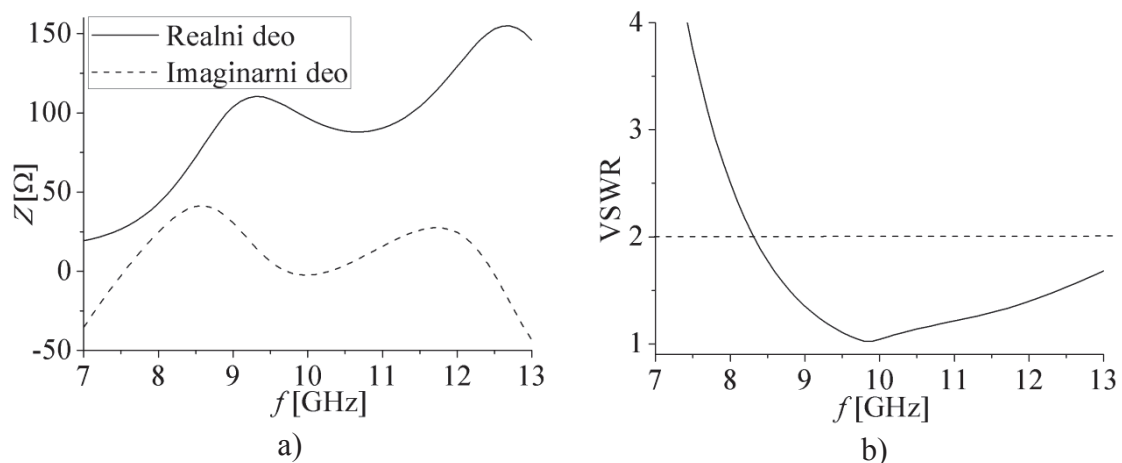
Dipol se napaja preko simetrične (balansirane) mikrostrip linije čime se smanjuje efekat površinskog talasa i parazitno zračenje napojne strukture. Razmatraju se dipoli sa različitim reflektorskim strukturama čijim korišćenjem je omogućena kontrola dijagrama zračenja kao i ostalih parametara dipola (impedansa, širokopolasnost, pojačanje, itd.). Poznato je da širokopolasnost zračećih elemenata utiče na performanse štampanih antenskih struktura [1]. Za razliku od standardnih dipola koji rade na prvoj rezonansi, radna frekvencija simetričnih pentagonalnih dipola je na drugoj rezonansi [6-8, 33] gde se impedansa dipola veoma sporo menja sa frekvencijom rezultirajući širokim radnim frekvencijskim opsegom. Promena dimenzija dipola omogućava da se impedansa dipola podesi na željenu vrednost Z_d na centralnoj frekvenciji f_c uzimajući u obzir uticaj reflektora pri čemu važi da je impedansa napojne simetrične mikrostrip linije $Z_c=Z_d$. Pentagonalni dipoli se nalaze na supstratu debljine $h_d=0.508$ mm i dielektrične konstante $\epsilon_r=2.17$.

4.4.1. Pentagonalni dipoli sa paralelnim reflektorom



Slika 4.12 WIPL-D [20] simulacioni model pentagonalnog dipola sa paralelnom reflektorskom pločom

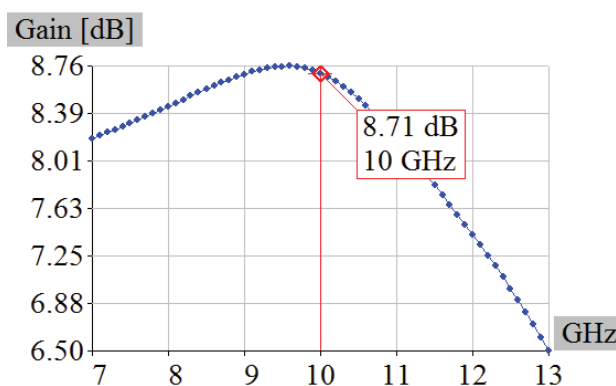
Slika 4.12 prikazuje simulacioni model u WIPL-D programskom okruženju [20] simetričnog pentagonalnog dipola koji je postavljen paralelno sa reflektorskom pločom. Rastojanje između dipola i ravne paralelne reflektorske ploče je $\lambda_0/4$ jer je ranije pokazano da za to rastojanje polje horizontalnog dipola ima maksimalnu vrednost (Slika 4.6). Dimenzije dipola najpre su optimizovane na centralnoj frekvenciji $f_c=10$ GHz tako da je impedansa dipola jednaka $Z_d=(100+j0) \Omega$. Dimenzije reflektorske ploče su $1.3\lambda_0 \times \lambda_0$.



Slika 4.13 a) Impedansa pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/4$ od paralelnog reflektora ($f_c=10$ GHz) b) VSWR parametar

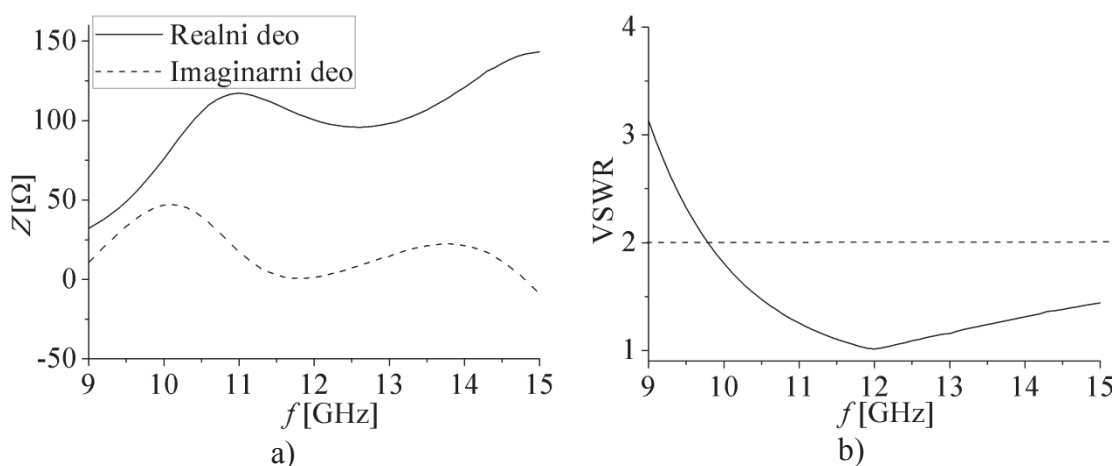
Razmatrana je zavisnost impedanse Z (Slika 4.13.a) i VSWR parametra (Slika 4.13.b) simetričnog pentagonalnog dipola u frekventnom opsegu od 7 do 13 GHz. Pentagonalni dipol koji ima ulaznu impedansu Z_d se napaja preko simetrične

mikrostrip linije karakteristične impedanse Z_c ($Z_c=Z_d$). Ranije je pokazano da odstupanje ulazne impedanse antene Z_d od karakteristične impedanse Z_c transmisionne linije prouzrokuje smanjenje efikasnosti celokupnog sistema. Zbog toga se radni opseg dipola definiše kao frekventni opseg u kome veži da je $VSWR < 2$. Razmatrani dipol zadovoljava pomenuti kriterijum u frekventnom opsegu od 8.3 GHz do preko 13 GHz što čini više od 47 % centralne frekvencije. Slika 4.14 prikazuje zavisnost pojačanja razmatranog dipola u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ u frekvencijskom opsegu od 7 GHz do 13 GHz.

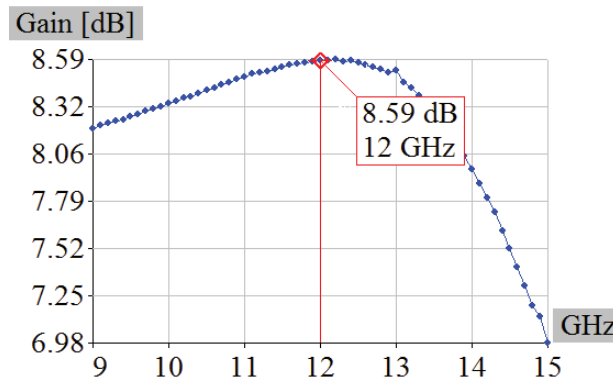


Slika 4.14 Frekventna zavisnost pojačanja pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/4$ od paralelnog reflektora u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=10$ GHz)

Drugi razmatrani dipol, koji je takođe paralelan ravnoj reflektorskoj ploči udaljenoj $\lambda_0/4$, je sa optimizovanim dimenzijama da bi njegova impedansa bila $Z_d=(100+j0) \Omega$ na centralnoj frekvenciji $f_c=12$ GHz. Dimenzije reflektorske ploče su $1.2\lambda_0 \times \lambda_0$.



Slika 4.15 a) Impedansa pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/4$ od paralelnog reflektora ($f_c=12$ GHz) b) VSWR parametar



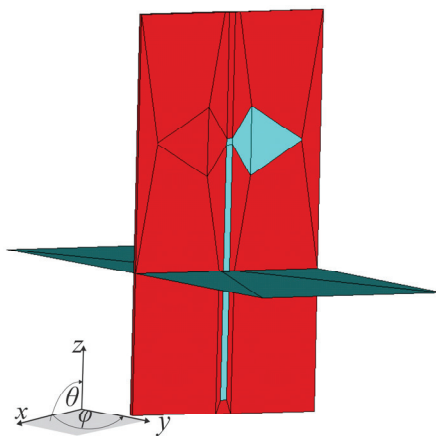
Slika 4.16 Frekventna zavisnost pojačanja pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/4$ od paralelnog reflektora u zavisnosti od frekvencije u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=12\text{GHz}$)

WSVR parametar razmatranog dipola je manji od 2 u frekventnom opsegu od 9.8 GHz do preko 15 GHz što čini više od 43 % centralne frekvencije (Slika 4.15.b). Slika 4.16 prikazuje zavisnost pojačanja razmatranog dipola u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ u frekventnom opsegu od 9 GHz do 15 GHz.

Razmatrani dipoli, koji su postavljeni paralelno sa ravnom reflektorskom pločom, sa dimenzijama optimizovanim na frekvencijama 10 GHz i 12 GHz pokazuju veoma slične karakteristike i mogu se primeniti u veoma širokom frekventnom opsegu.

4.4.2. Pentagonalni dipoli sa upravnim reflektorom

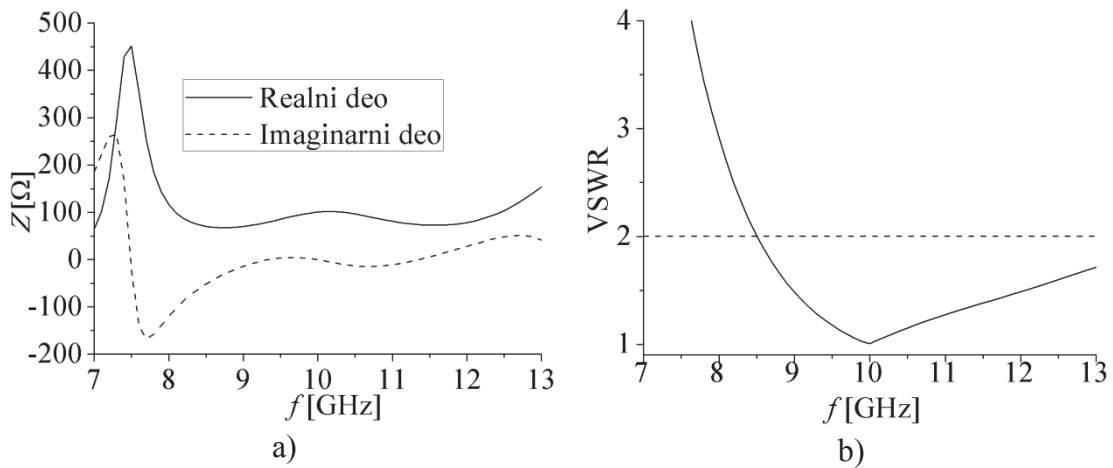
Prikazan je WIPL-D [20] simulacioni model simetričnog pentagonalnog dipola sa ravnom reflektorskom pločom postavljenom pod uglom od 90° u odnosu na dielektrik na kom se nalazi dipol (Slika 4.17). Rastojanje između centra dipola i upravnog reflektora je $\lambda_0/4$ shodno ranije prikazanim rezultatima (Slika 4.6).



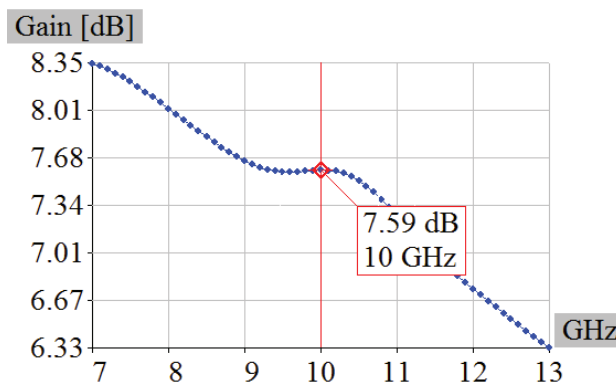
Slika 4.17 WIPL-D [20] simulacioni model pentagonalnog dipola sa upravnim reflektorom

Najpre se razmatra dipol čije su dimenzije optimizovane tako da dipol ima impedansu $Z_d=(100+j0) \Omega$ na centralnoj frekvenciji $f_c=10$ GHz. Reflektor je dimenzija $2\lambda_0 \times 0.8\lambda_0$. Napojna linija prolazi kroz rupu prečnika 2 mm na mestu spajanja reflektora i dielektrika. Dimenzije rupe su izabrane tako da je ona dovoljno velika da bi se maksimalno umanjio uticaj reflektorske ploče na napojnu liniju.

Da bi se ispitala širokopojasnost posmatranog dipola razmatraju se zavisnosti njegove impedanse (Slika 4.18.a) i njegovog VSWR parametra (Slika 4.18.b) u širem frekventnom opsegu od 7 GHz do 13 GHz. Sa slike se vidi da VSWR parametar ispod 2 u frekventnom opsegu od 8.5 GHz do preko 13 GHz što čini više od 45 % centralne frekvencije. Takođe, prikazana je i frekventna zavisnost pojačanja razmatranog dipola u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ (Slika 4.19).

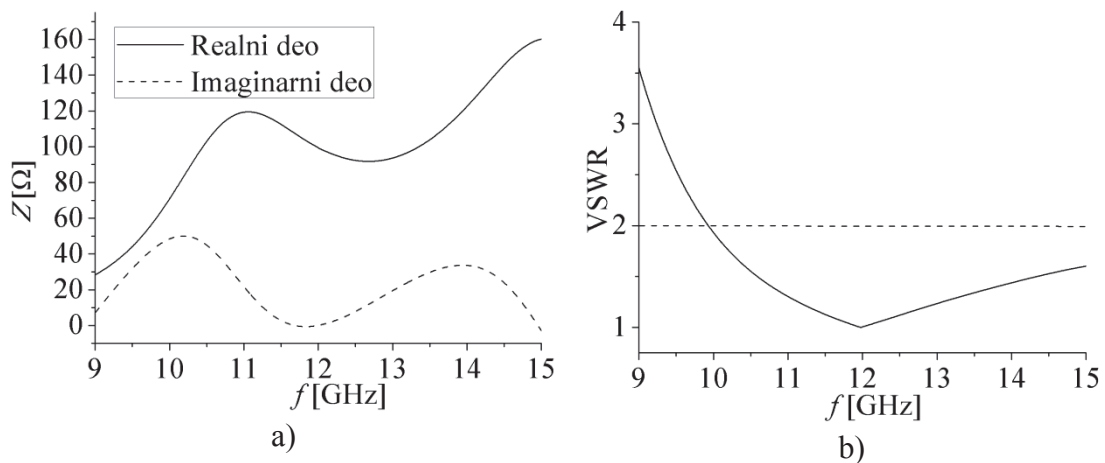


Slika 4.18 a) Impedansa pentagonalnog dipola sa upravnim reflektorom koji je udaljen $\lambda_0/4$ od centra dipola ($f_c=10$ GHz) b) VSWR parametar

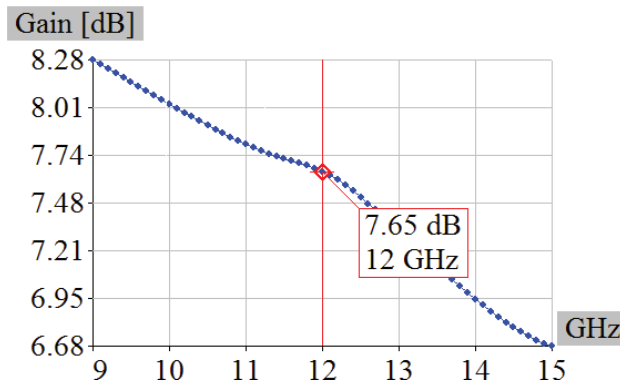


Slika 4.19 Pojačanje pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/4$ od upravnog reflektora u zavisnosti od frekvencije u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=10$ GHz)

Zatim se ispituje frekventna zavisnost impedanse (Slika 4.20.a) i VSWR parametra (Slika 4.20.b) dipola čije su dimenzije optimizovane tako da njegova impedansa iznosi $Z_d=(100+j0) \Omega$ na centralnoj frekvenciji $f_c=12$ GHz. Dipol se nalazi na dielektriku koji je postavljen upravno na reflektor dimenzija $2\lambda_0 \times \lambda_0$. Napojna linija prolazi kroz rupu u reflektoru prečnika 2 mm. Frekventni opseg posmatranog dipola (VSWR parametar je manji od 2) je od 9.936 GHz do preko 15 GHz što čini više od 42 % centralne frekvencije. Slika 4.21 prikazuje zavisnost pojačanja ispitivanog dipola od frekvencije.



Slika 4.20 a) Impedansa pentagonalnog dipola sa upravnim reflektorom koji je udaljen $\lambda_0/4$ od centra dipola ($f_c=12$ GHz) b) VSWR parametar

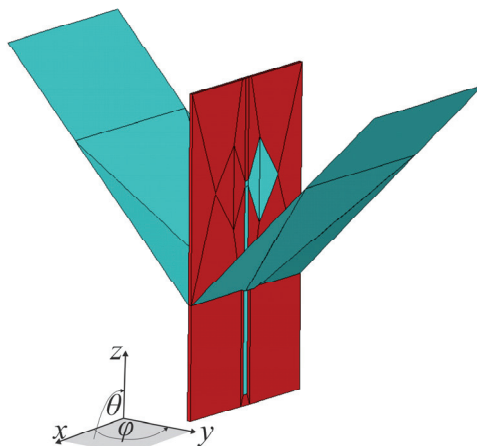


Slika 4.21 Pojačanje pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/4$ od upravnog reflektora u zavisnosti od frekvencije u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=12$ GHz)

4.4.3. Pentagonalni dipoli sa korner reflektorom

Prikazan je WIPL-D [20] simulacioni model simetričnog pentagonalnog dipola postavljenog u korner reflektoru (Slika 4.22). Reflektor se sastoji od dve reflektorske ploče koje su postavljene pod određenim uglom između kojih se nalazi pentagonalni

dipol. Dipol sa upravnim reflektorom je takođe jedna vrsta dipola sa korner reflektorom pri čemu je ugao između reflektorskih ploča jednak 180° . Dipol se napaja preko linije koja prolazi kroz rupu na mestu spoja reflektorskih ploča. Prečnik rupe je 2 mm pri čemu je zadovoljen uslov da je uticaj reflektora na napajanje dipola zanemarljivo malo.



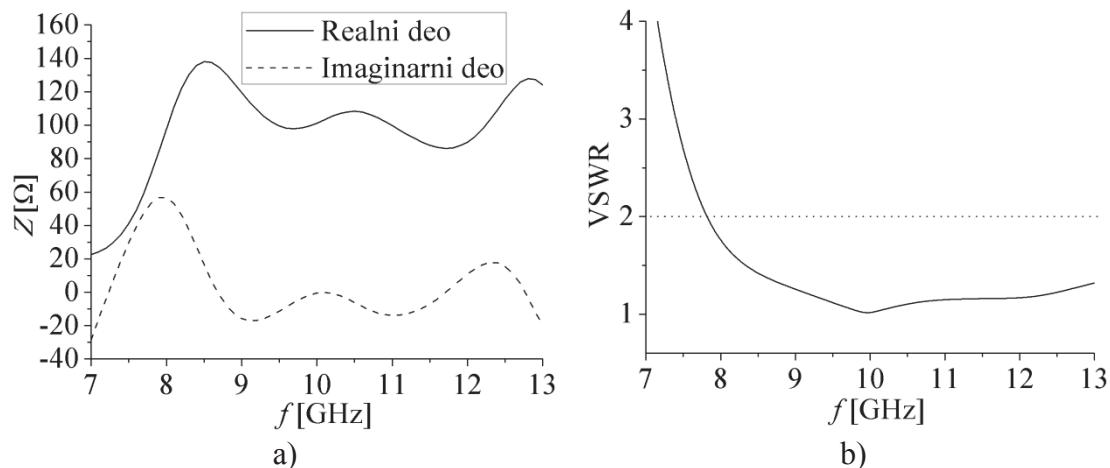
Slika 4.22 WIPL-D [20] simulacioni model pentagonalnog dipola u pravougaonom korner reflektoru

Da bi dipol imao što veće pojačanje potrebno je da budu korišćene što duže reflektorske ploče kao i da udaljenje dipola od apeksa reflektora bude što veće [32]. Takođe, pojačanje dipola ali i antenskog niza zavisi i od ugla korner reflektora [32]. Ukoliko povećavamo rastojanje između dipola u antenskom nizu potrebno je da povećavamo i veličinu reflektorskih ploča. Antenski niz u kome su dipoli postavljeni na međusobnom rastojanju $\lambda_0/3$ zahtevaju reflektorsku ploču dužine $0.6\lambda_0$, dok dipoli na međusobnom rastojanju $\lambda_0/2$ zahtevaju reflektorsku ploču dužine λ_0 , itd. [32]. Impedansa korner reflektora zavisi od rastojanja između dipola niza ali i od impedanse dipola. Rastojanje između dipola za reflektor od 90° preporučljivo je da bude veće od $\lambda_0/3$. Što je veće rastojanje između dipola to je manji uticaj koji oni imaju na impedansu korner reflektora [32].

4.4.3.1. *Pentagonalni dipol u pravougaonom korner reflektoru*

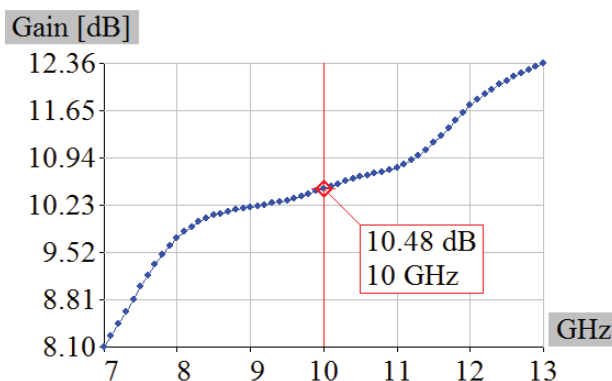
Kao i kod prethodnih dipola, najpre se posmatra simetrični pentagonalni dipol koji je optimizovan tako da ima impedansu $Z_a = (100 + j0) \Omega$ na centralnoj frekvenciji $f_c = 10$ GHz uzimajući u obzir uticaj reflektora. Reflektor se sastoji od dve reflektorske ploče koje su postavljene pod uglom od 90° pri čemu je apeks reflektora udaljen od centra dipola $h = \lambda_0/2 = 15$ mm. Linija za napajanje dipola prolazi kroz spoj reflektorskih

ploča zbog čega na mestu spoja postoji rupa prečnika 2 mm. Veličina rupe je određena tako da se minimizira uticaj reflektorskih ploča na napojnu liniju. Dužina svake reflektorske ploče je $l=3h=3\lambda_0/2=45$ mm. Visina reflektorskih ploča je $h_r=0.8\lambda_0=24$ mm.



Slika 4.23 a) Impedansa pentagonalnog dipola u pravougaonom kornjer reflektoru čiji je apeks udaljen $\lambda_0/2$ od centra dipola ($f_c=10$ GHz) u frekventnom opsegu od 7 do 12 GHz b) VSWR parametar

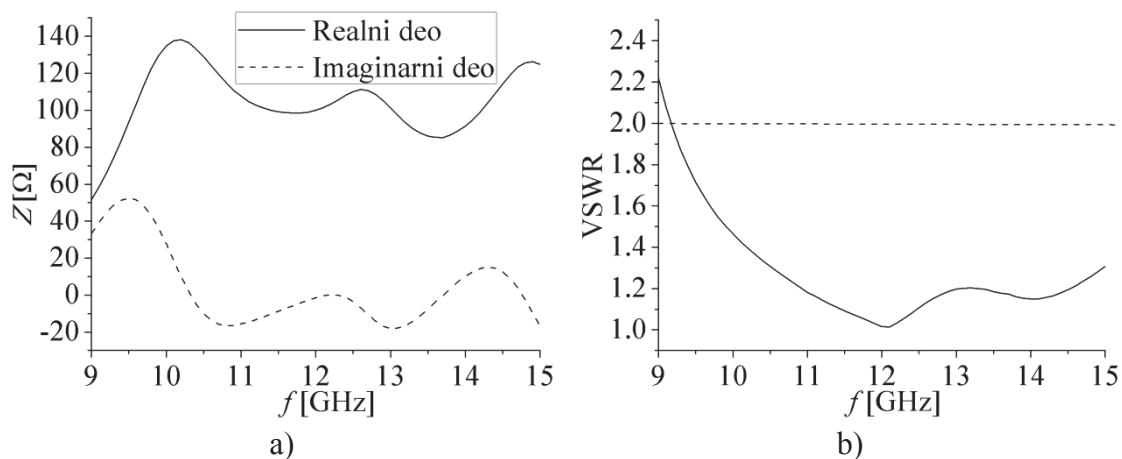
Zavisnost impedanse (Slika 4.23.a) i VSWR parametra (Slika 4.23.b) posmatranog dipola od frekvencije ispitana je u širem frekventnom opsegu od 7 GHz do 12 GHz. Ukoliko je radni opseg određen tako da važi da je $VSWR < 2$, onda posmatrani dipol može biti primenjen u frekventnom opsegu od 7.8 GHz do preko 13 GHz što čini više od 52 % centralne frekvencije.



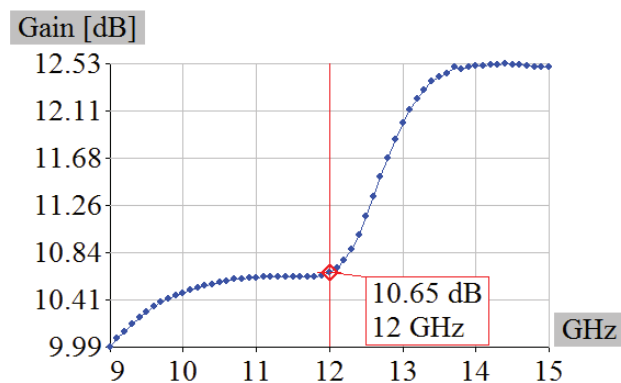
Slika 4.24 Pojaćanje pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/2$ od apeksa pravougaonog kornjer reflektora u zavisnosti od frekvencije u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=10$ GHz)

Sledeći razmatrani simetrični pentagonalni dipol postavljen je u pravougaonom kornjer reflektoru čiji je apeks udaljen $h=\lambda_0/2=12.5$ mm od centra dipola i sa

dimenzijama optimizovanim tako da je njegova impedansa $Z_d=(100+j0)\Omega$ na centralnoj frekvenciji $f_c=12$ GHz. Reflektorske ploče koje čine reflektor su dužine $l=3h=3\lambda_0/2=37.5$ mm i visina $h_r=0.96\lambda_0=24$ mm. Takođe i kod ovog dipola, na spoju reflektorskih ploča postoji rupa prečnika 2 mm kroz koju prolazi linija za napajanje.



Slika 4.25 a) Impedansa pentagonalnog dipola u pravougaonom kornjer reflektoru čiji je apeks udaljen $\lambda_0/2$ od centra dipola ($f_c=12$ GHz) u frekventnom opsegu od 9 do 15 GHz b) VSWR parametar

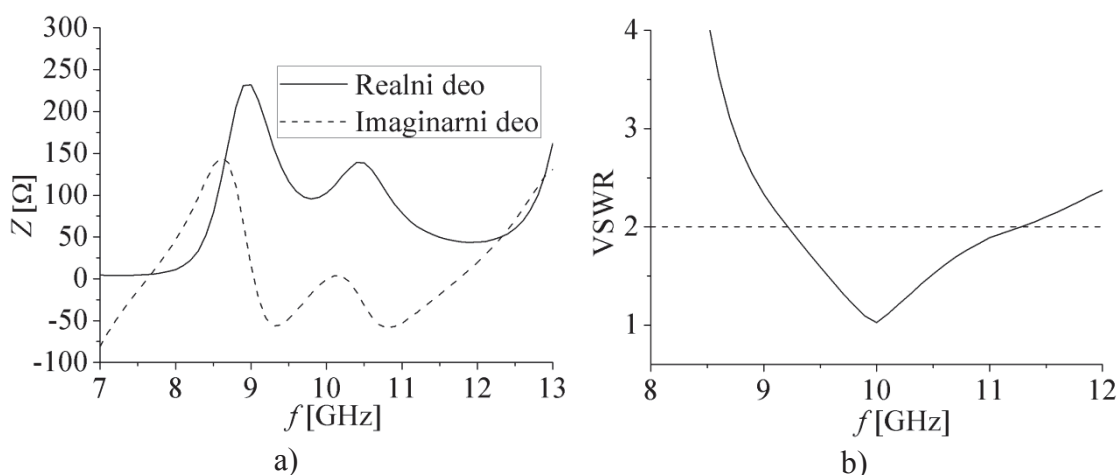


Slika 4.26 Pojačanje pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/2$ od apeksa pravougaonog kornjer reflektora u zavisnosti od frekvencije u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=12$ GHz)

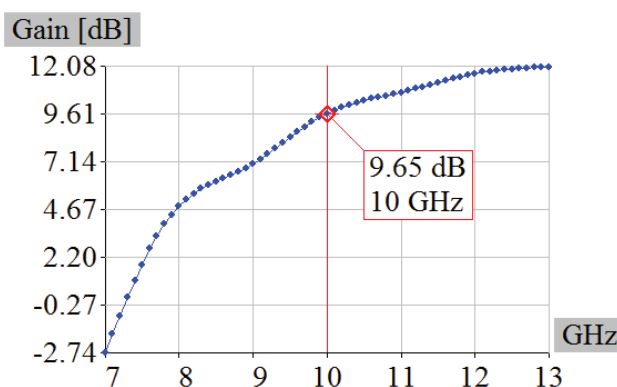
Prikazana je frekvencijska zavisnost impedanse (Slika 4.25.a) i VSWR parametra posmatranog dipola u širem frekventnom opsegu od 9 GHz do 15 GHz (Slika 4.25.b). Radni opseg posmatranog dipola je od 9.1 GHz do preko 15 GHz ($VSWR < 2$) što čini više od 49 % centralne frekvencije. Kod oba razmatrana dipola pojačanje u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ je zadovoljavajućeg intenziteta (Slika 4.24 i Slika 4.26). Takođe, oba dipola su širokopojasna što ih čini pogodnim za korišćenje u antenskim nizovima.

4.4.3.2. *Pentagonalni dipol u korner reflektoru sa reflektorskim pločama postavljenim pod uglom od 60 stepeni*

Simetrični pentagonalni dipol postavljen u korner reflektoru sa uglom od 60° je sa optimizovanim dimenzijama tako da njegova impedansa bude $Z_d=(100+j0)\Omega$ na centralnoj frekvenciji f_c . Centar dipola je na rastojanju $h=\lambda_0/2$. Dužina reflektorskih ploča je $l=4.5h=9\lambda_0/2$ dok je visina $h_r=24$ mm. Kao i kod prethodnih dipola u korner reflektoru, napojna linija dipola prolazi kroz rupu na spoju reflektorskih ploča prečnika 2 mm.



Slika 4.27 a) Frekventna zavisnost impedanse pentagonalnog dipola u korner reflektoru sa uglom 60° čiji je apeks udaljen $\lambda_0/2$ od centra dipola ($f_c=10$ GHz) u frekventnom opsegu od 7 do 12 GHz b) VSWR parametar

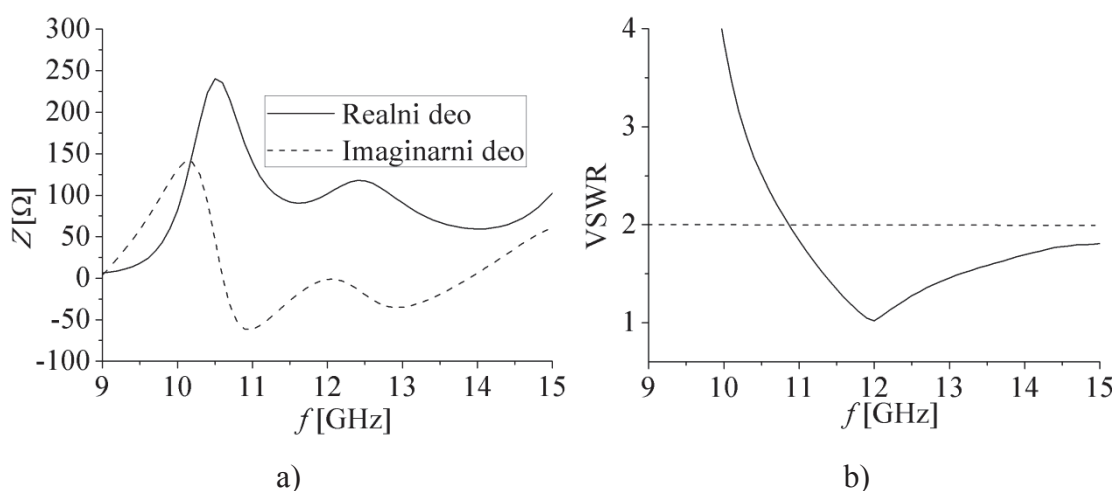


Slika 4.28 Frekventna zavisnost pojačanja pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/2$ od apeksa korner reflektora sa uglom 60° u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=10$ GHz)

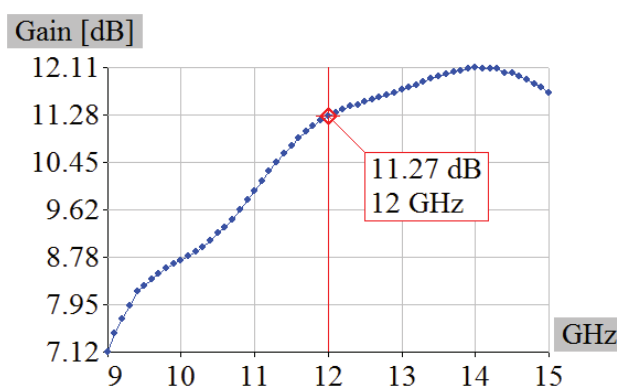
Najpre se razmatra dipol sa centralnom frekvencijom $f_c=10$ GHz [34]. Prikazana je frekventna zavisnost impedanse (Slika 4.27.a), VSWR parametra (Slika 4.27.b) i pojačanja (Slika 4.28) razmatranog dipola. VSWR parametar je manji od 2 za

frekvencije od 9.2 GHz do 11.3 GHz na osnovu čega možemo zaključiti da je radni frekventni opseg posmatranog dipola 21 % centralne frekvencije [34]. Slika 4.28 prikazuje frekventnu zavisnost pojačanja razmatranog dipola u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$.

Na isti način, razmatran je simetrični pentagonalni dipol na centralnoj frekvenciji $f_c=12$ GHz. Dobijeni su simulacioni rezultati zavisnosti impedanse dipola u širem frekventnom opsegu (Slika 4.29.a) kao i VSWR parametra (Slika 4.29.b) i zavisnosti pojačanja (Slika 4.30) od frekvencije. Posmatrani dipol se može primeniti u frekventnom opsegu od 10.8 GHz do preko 15 GHz (više od 35 % centralne frekvencije) gde važi da je $VSWR < 2$.



Slika 4.29 a) Frekventna zavisnost impedanse pentagonalnog dipola u kornjer reflektoru sa uglom 60° čiji je apeks udaljen $\lambda_0/2$ od centra dipola ($f_c=12$ GHz) u frekventnom opsegu od 9 do 15 GHz b) VSWR parametar



Slika 4.30 Frekventna zavisnost pojačanja pentagonalnog dipola udaljenog $\lambda_0/2$ od apeksa kornjer reflektora sa uglom 60° u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=12$ GHz)

Takođe, i ovaj dipol ima pojačanje zadovoljavajuće vrednosti u širem frekventnom opsegu u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ (Slika 4.30).

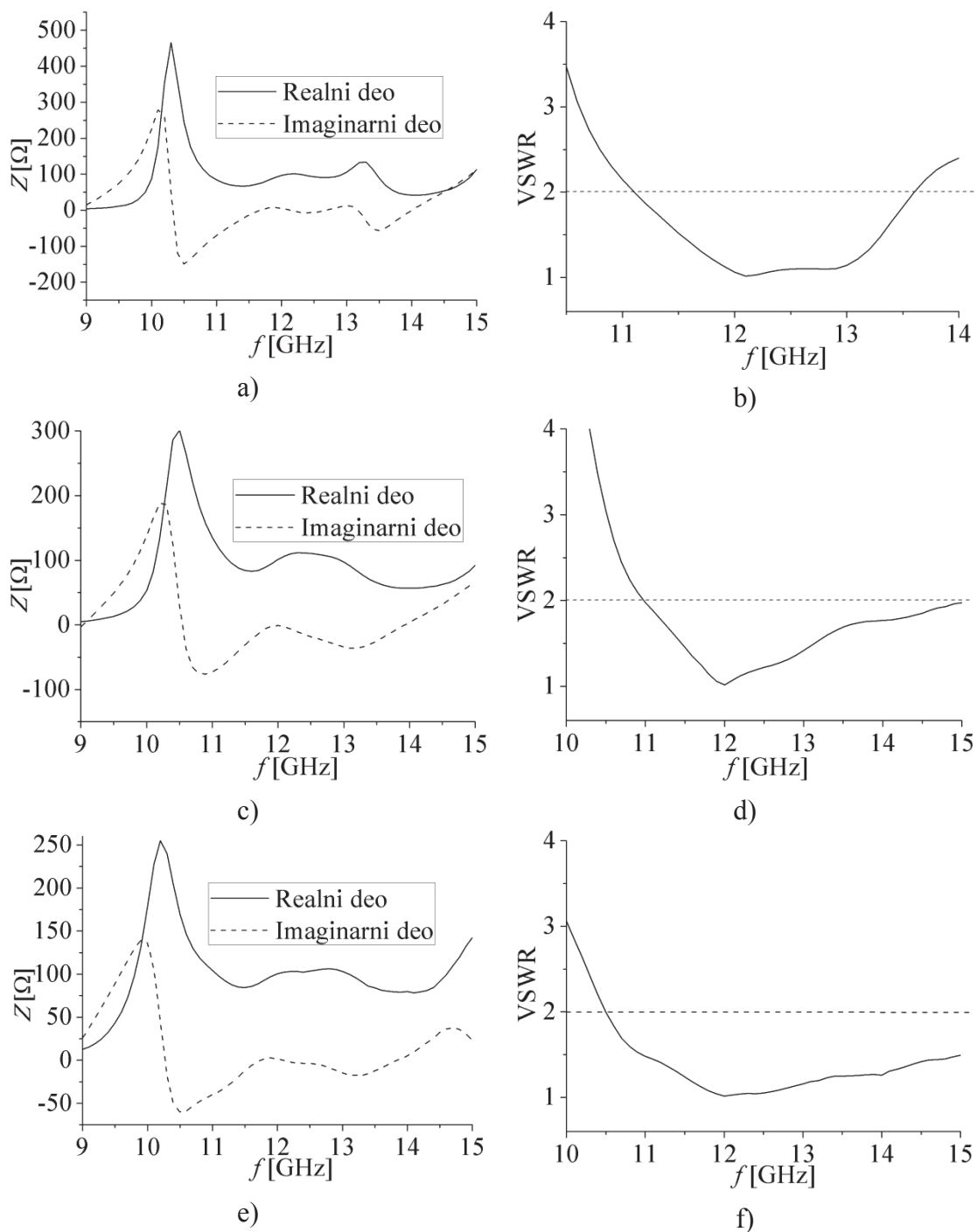
4.4.3.3. *Pentagonalni dipol u korner reflektoru sa reflektorskim pločama postavljenim pod uglom od 45 stepeni*

Simetrični pentagonalni dipol postavljen je u korner reflektoru čije stranice obrazuju ugao 45° . Zbog manjeg ugla reflektora u odnosu na prethodno razmatrane dipole, da bi se postigla željena impedansa i širokopojasnost dipola neophodno je povećati rastojanje između njegovog centra i apeksa reflektora. Razmatrana su tri slučaja $h=0.6\lambda_0$, $h=0.7\lambda_0$ i $h=0.8\lambda_0$ gde je h rastojanje između centra dipola i apeksa reflektora i λ_0 je talasna dužina na centralnoj frekvenciji dipola $f_c=12$ GHz. Reflektorske ploče su dužine $l=6h$ i visine $h_r=24$ mm. Simetrična napojna linija dipola prolazi kroz rupu na spoju reflektorskih ploča prečnika 2 mm. Sva tri simetrična pentagonalna dipola su sa optimizovanim dimenzijama tako da njihova impedansa iznosi $Z_d=(100+j0)\Omega$ na centralnoj frekvenciji.

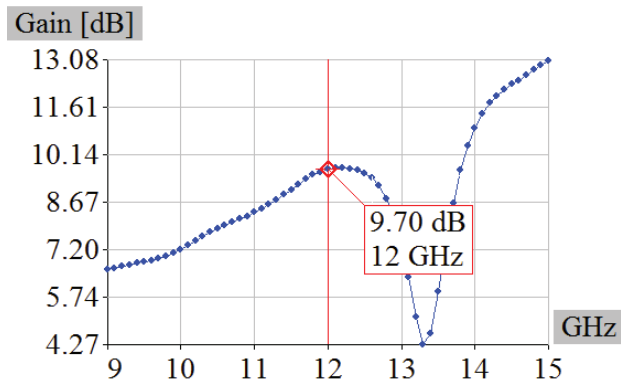
Slika 4.31 prikazuje zavisnost impedanse i VSWR parametra razmatranih dipola od frekvencije. Sa grafika (Slika 4.31.a, Slika 4.31.c i Slika 4.31.e) se može uočiti da sva tri razmatrana dipola rade na drugoj rezonansi.

Impedansa dipola se veoma sporo menja u širem frekventnom opsegu oko centralne frekvencije. Ukoliko se radni frekvencijski opseg dipola definiše kao opseg frekvencija gde je VSWR parametar manji od 2, uočljivo je da sa povećanjem rastojanja h između apeksa reflektora i centra dipola se povećava i radni frekvencijski opseg.

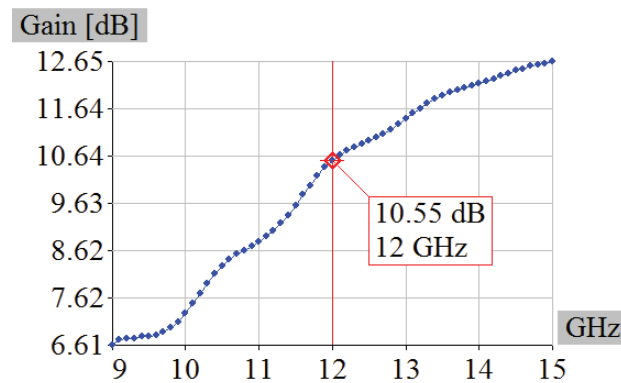
Kod dipola sa rastojanjem $h=0.6\lambda_0$, VSWR parametar dipola je manji od 2 za frekvencije f gde važi $11.1 \text{ GHz} < f < 13.6 \text{ GHz}$ pri čemu je radni opseg dipola 20.83 % centralne frekvencije dipola. Ukoliko povećamo rastojanje h tako da važi $h=0.7\lambda_0$, povećaće se i radni frekventni opseg dipola koji sada iznosi od 11 GHz do preko 15 GHz što predstavlja više od 33 % centralne frekvencije dipola. Kod trećeg razmatranog dipola, gde je rastojanje $h=0.8\lambda_0$, VSWR parametar impedanse je manji od 2 za frekvencije od 10.5 GHz do preko 15 GHz zbog čega se može zaključiti da je njegov frekventni opseg veći od 37.5 % njegove centralne frekvencije. Slika 4.32 prikazuje frekventnu zavisnost pojačanja dipola u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$ i $\theta=90^\circ$) u širem frekventnom opsegu. Uočljivo je da povećanje rastojanje h između centra dipola i apeksa reflektora ne utiče na pojačanje dipola.



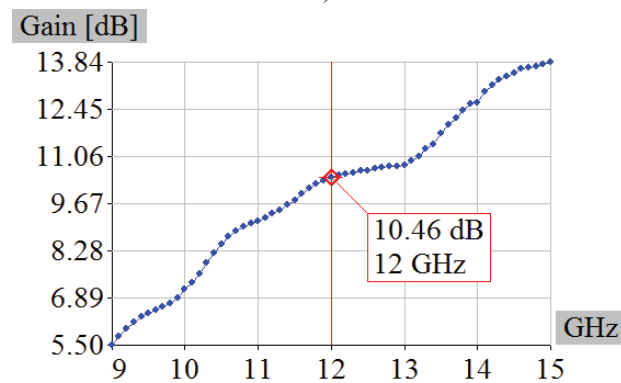
Slika 4.31 Parametri pentagonalnog dipola u kornjer reflektoru sa uglom 45° ($f_c=12$ GHz) a) realni i imaginarni deo impedanse kada je rastojanje centra dipola $0.6\lambda_0$ od apeksa b) VSWR parametar kada je rastojanje centra dipola $0.6\lambda_0$ od apeksa c) realni i imaginarni deo impedanse kada je rastojanje centra dipola $0.7\lambda_0$ od apeksa d) VSWR parametar kada je rastojanje centra dipola $0.7\lambda_0$ od apeksa e) realni i imaginarni deo impedanse kada je rastojanje centra dipola $0.8\lambda_0$ od apeksa f) VSWR parametar kada je rastojanje centra dipola $0.8\lambda_0$ od apeksa



a)



b)

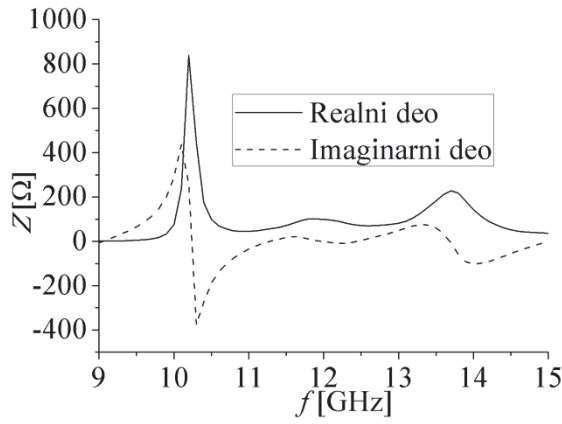


c)

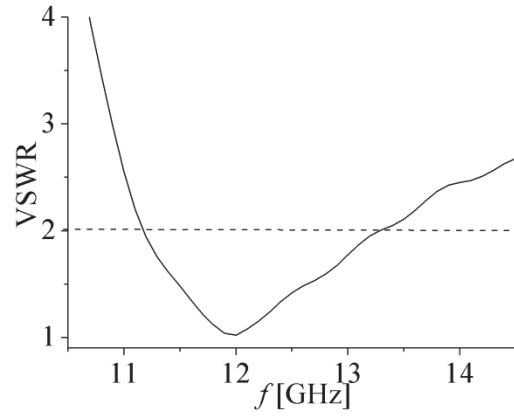
Slika 4.32 Frekventna zavisnost pojaćanja pentagonalnog dipola u kornjer reflektoru ugla 45° u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=12$ GHz) a) za rastojanje $0.6\lambda_0$ između centra dipola i apeksa b) za rastojanje $0.7\lambda_0$ između centra dipola i apeksa c) za rastojanje $0.8\lambda_0$ između centra dipola i apeksa

4.4.3.4. *Pentagonalni dipol u kornjer reflektoru sa reflektorskim ploćama postavljenim pod uglom od 30 stepeni*

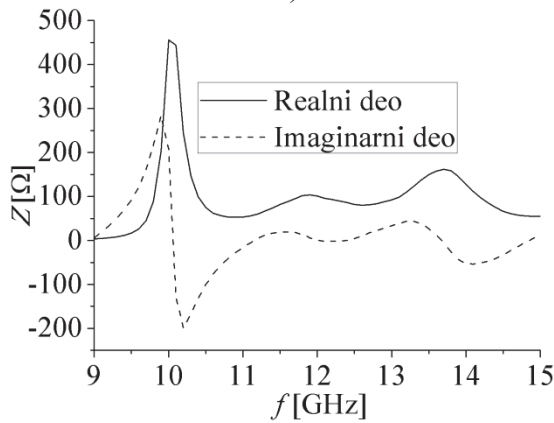
Razmatra se simetrićni pentagonalni dipol smešten između dve reflektorske ploće postavljene pod uglom od 30° .



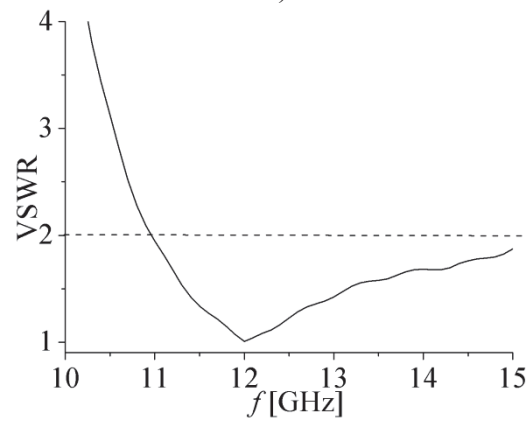
a)



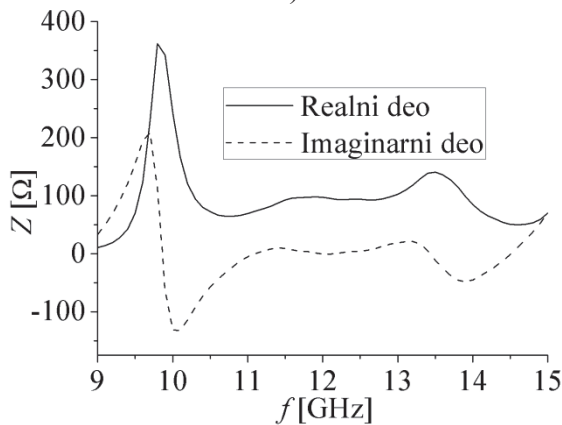
b)



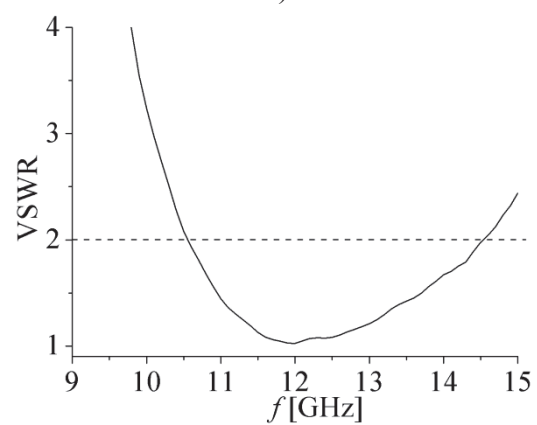
c)



d)



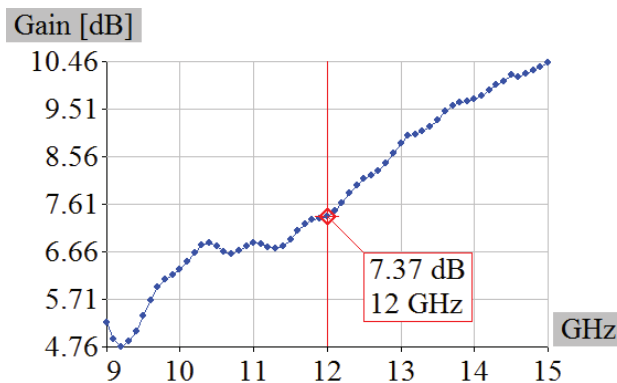
e)



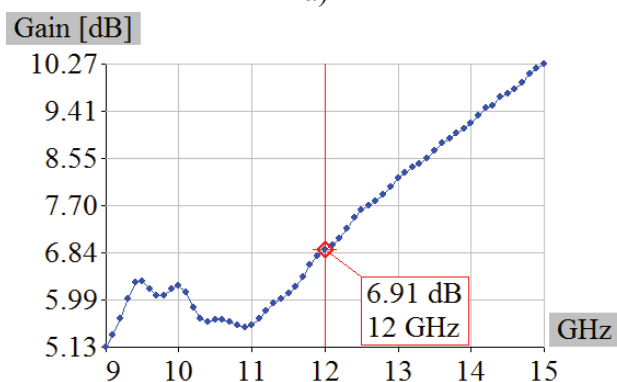
f)

Slika 4.33 Parametri pentagonalnog dipola u kornjer reflektoru sa uglom 30° ($f_c=12$ GHz) a) realni i imaginarni deo impedanse kada je rastojanje centra dipola λ_0 od apeksa b) VSWR parametar kada je rastojanje centra dipola λ_0 od apeksa c) realni i imaginarni deo impedanse kada je rastojanje centra dipola $1.1\lambda_0$ od apeksa d) VSWR parametar kada je rastojanje centra dipola $1.1\lambda_0$ od apeksa e) realni i imaginarni deo impedanse kada je rastojanje centra dipola $1.2\lambda_0$ od apeksa f) VSWR parametar kada je rastojanje centra dipola $1.2\lambda_0$ od apeksa

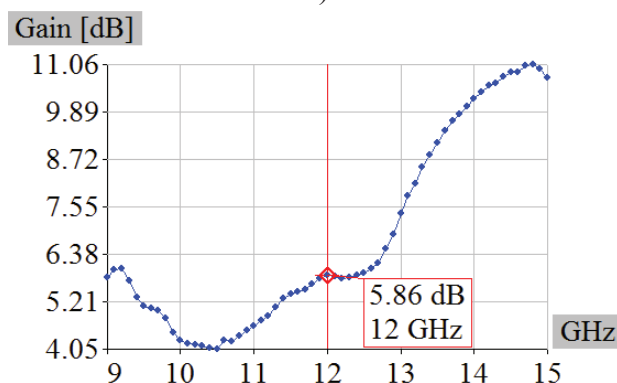
Centar dipola je postavljen na rastojanju h od apeksa korner reflektora pri čemu su ispitana tri slučaja kada važi da je $h=\lambda_0$, $h=1.1\lambda_0$ i $h=1.2\lambda_0$ (λ_0 je talasna dužina na centralnoj frekvenciji dipola $f_c=12$ GHz). Reflektorske ploče su dužine $l=9h$ i visine $h_r=24$ mm.



a)



b)



c)

Slika 4.34 Frekventna zavisnost pojačanja pentagonalnog dipola u korner reflektoru ugla 30° u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$ ($f_c=12$ GHz) a) za rastojanje λ_0 između centra dipola i apeksa b) za rastojanje $1.1\lambda_0$ između centra dipola i apeksa c) za rastojanje $1.2\lambda_0$ između centra dipola i apeksa

Dipol se napaja preko simetrične napojne linije koja preseca spoj dve reflektorske ploče kroz rupu prečnika 2 mm. Sva tri simetrična pentagonalna dipola su sa

optimizovanim dimenzijama tako da njihova impedansa iznosi $Z_d=(100+j0)\Omega$ na centralnoj frekvenciji f_c . Na osnovu prikazanih rezultata (Slika 4.33.a-f) uočava se da širokopojasnost predloženih dipola raste sa povećanjem rastojanja h centra dipola od apeksa kornier reflektora, ali samo do određene vrednosti nakon čega počinje da opada. VSWR parametar je manji od 2 kod dipola sa $h=\lambda_0$ za frekvencije od 11.2 GHz do 13.2 GHz (frekvencijski opseg je 16.67 % centralne frekvencije), kod dipola sa $h=1.1\lambda_0$ za frekvencije od 11 GHz do preko 15 GHz (frekvencijski opseg je veći od 33 % centralne frekvencije) i kod dipola sa $h=1.2\lambda_0$ za frekvencije od 10.6 GHz do 14.5 GHz (frekvencijski opseg je 32.5 % centralne frekvencije).

Slika 4.34 prikazuje frekventnu zavisnost pojačanja razmatranih dipola u elevacionoj ravni ($\varphi=0^\circ$) za $\theta=90^\circ$. Može se uočiti sa prikazanih grafika da sa povećanjem rastojanja h između centra dipola i apeksa reflektora opada pojačanje na centralnoj frekvenciji u elevacionoj ravni za $\theta=90^\circ$.

5 ANTENSKI NIZOVI

Dijagram zračenja usamljenog zračećeg elementa je relativno širok, ali je njegovo pojačanje nedovoljne vrednosti za većinu savremenih komunikacionih sistema [21]. Mnogi bežični komunikacioni sistemi zahtevaju usmerenu antenu sa velikim vrednostima pojačanja da bi se postigle neophodne performanse potrebne za komunikacije na velikim razdaljinama. Potrebni uslovi se mogu ispuniti jedino povećanjem električne veličine antene [21].

Povećanje dimenzija usamljenog zračećeg elementa obično rezultira većim pojačanjem. Drugi način za povećanje dimenzija antene, bez neophodnog povećanja pojedinačnih elemenata, je grupisanje zračećih elemenata u električnu i geometrijsku konfiguraciju. Novoformirana antena koja se sastoji od više zračećih elemenata se naziva antenski niz [21]. U većini slučajeva, elementi antenskog niza su identični. Iako to nije nužno, antenski niz identičnih elemenata je pogodan za simulaciju i realizaciju, jednostavniji je i praktičniji. Pojedinačni elementi niza mogu biti bilo koje antenske strukture (žice, dipoli, talasovodi, itd).

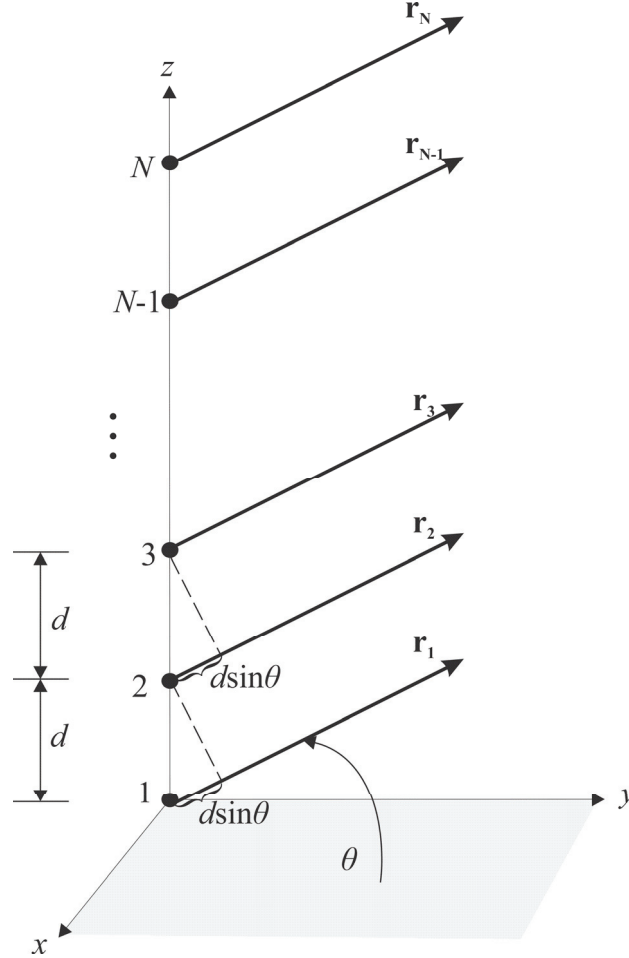
Ukupno polje niza je određeno kao vektorski zbir polja pojedinačnih elemenata. Da bi se obezbedio usmereni dijagram zračenja, neophodno je da polja pojedinačnih elemenata niza interferiraju konstruktivno (međusobno se sabiraju) u željenom pravcu i interferiraju destruktivno (poništavaju jedno drugo) u svim ostalim pravcima. Teorijski ovo je moguće ostvariti, ali u praksi se mogu javiti i problemi. U nizu sa identičnim zračećim elementima, postoje barem pet veličina koje određuju dijagram zračenja niza:

- Geometrijska konfiguracija niza (linearni, kružni, pravougaoni, sferični, itd);
- Rastojanje između elemenata niza;
- Amplituda pobude pojedinačnih elemenata niza;
- Faza pobude pojedinačnih elemenata niza;
- Dijagram zračenja pojedinačnih elemenata niza.

5.1. Antenski niz od N elemenata

Slika 5.1 prikazuje linearni antenski niz koji se sastoji od N identičnih elemenata smeštenih duž z -ose na jednakom međusobnom rastojanju d . Elementi niza se

napajaju jednakim amplitudama pri čemu faza svakog elementa prednjači za β u odnosu na fazu prethodnog elementa u nizu. Linerani niz identičnih elemenata smeštenih na jednakom međusobnom rastojanju koji imaju jednaku amplitudu napajanja pri čemu faza svakog progresivno raste se naziva uniformni niz [21].



Slika 5.1 Antenski niz sa N elemenata [21]

Električno polje E_t uniformnog niza u dalekoj zoni zračenja jednako je električnom polju usamljenog elementa niza E_0 pomnoženog faktorom niza AF (array factor) [21]:

$$E_t = E_0 * AF \quad (5.1)$$

Za uniformni niz faktor niza AF je jednak [21]:

$$AF = 1 + e^{+j(kd \sin \theta + \beta)} + e^{+j2(kd \sin \theta + \beta)} + e^{+j3(kd \sin \theta + \beta)} + \dots + e^{+(N-1)(kd \sin \theta + \beta)} \quad (5.2)$$

$$AF = \sum_{n=1}^{N-1} e^{+j(n-1)(kd \sin \theta + \beta)} = \sum_{n=1}^{N-1} e^{+j(n-1)\psi} \quad (5.3)$$

$$\psi = kd \sin \theta + \beta \quad (5.4)$$

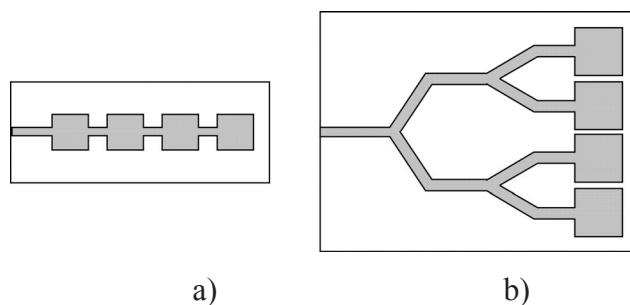
Ukoliko su amplitude napajanja elemenata niza različite tako da se n -ti element niza, $n=1,...,N$ napaja amplitudom a_n , tada je faktor niza AF jednak:

$$AF = \sum_{n=1}^{N-1} a_n e^{+j(n-1)(kd \sin \theta + \beta)} = \sum_{n=1}^{N-1} a_n e^{+j(n-1)\psi} \quad (5.5)$$

Faktor niza AF zavisi od geometrije niza (broja elemenata, rastojanja između njih, itd.), amplitudske i fazne pobude njegovih elemenata [21]. Faktor niza će biti jednostavnije forme ako je reč o jednostavnijoj formi niza: sa elementima jednakih amplituda i faza smeštenih na jednakim međusobnim rastojanjima. Takođe, promenom rastojanja d i fazne razlike β između elementa niza moguće je postići željenu vrednost faktora niza AF i električnog polja celokupnog niza.

5.2. Mikrostrip antenski nizovi

Kao i ostali tipovi antena, mikrostrip antene se mogu grupisati u antenske nizove. Mikrostrip antenski nizovi se mogu koristiti da bi se dobio željeni dijagram zračenja koji se teško može postići usamljenim mikrostrip zračećim elementom [21]. Takođe, mikrostrip antenski nizovi se mogu koristiti i za skeniranje snopa antenskog sistema, povećanje direktivnosti i poboljšanje mnogih drugih funkcija koje su teško ostvarive usamljenim zračećim elementom. Napajanje elemenata niza može biti (a) jedinstvenom napojnom linijom ili (b) pomoću više mikrostrip linija grupisanih u napojnu mrežu (Slika 5.2). Prvi tip napajanja se naziva serijska napojna mreža dok je drugi tip korporativna napojna mreža.



Slika 5.2 a) Serijska napojna mreža b) Korporativna napojna mreža [21]

Serijska napojna mreža se lako realizuje fotolitografskim postupkom istovremene štampe i zračećih elemenata i napojne linije. Međutim, ova tehnika je pogodna samo za nizove sa fiksnim snopom zračenja ili za antenske nizove koji se skeniraju promenom frekvencije, ali se može koristiti i kod linearnih i planarnih nizova sa jednostrukom ili dvojnomo polarizacijom. Nedostatak ove vrste napajanja je što

promena jednog zračećeg elementa ili same napojne linije utiče na performanse ostalih zračećih elemenata. Zbog toga je poželjno razmotriti sve moguće efekte kod dizajna ovakvih antena kao što je međusobni uticaj zračećih elemenata i interna refleksija.

Korporativna napojna mreža se koristi za napajanje $2n$ zračećih elemenata pri čemu $n=1,2,\dots$. Mreža se sastoji od tejperovanih napojnih linija ili od transformatora impedansi kojima se prilagođava 50 omski ulaz mreže na zračeće elemente obično različite impedanse ($100\ \Omega$, $75\ \Omega$, $125\ \Omega$, ...). Korporativna napojna mreža je pogodnija za dizajn i realizaciju antenskih nizova. Ovim načinom napajanja se lakše kontroliše napajanje svakog elementa niza (amplituda i faza) zbog čega se on koristi kod mnogih antenskih nizova.

5.3. Napojna mreža za tejperovano napajanje elemenata antenskog niza

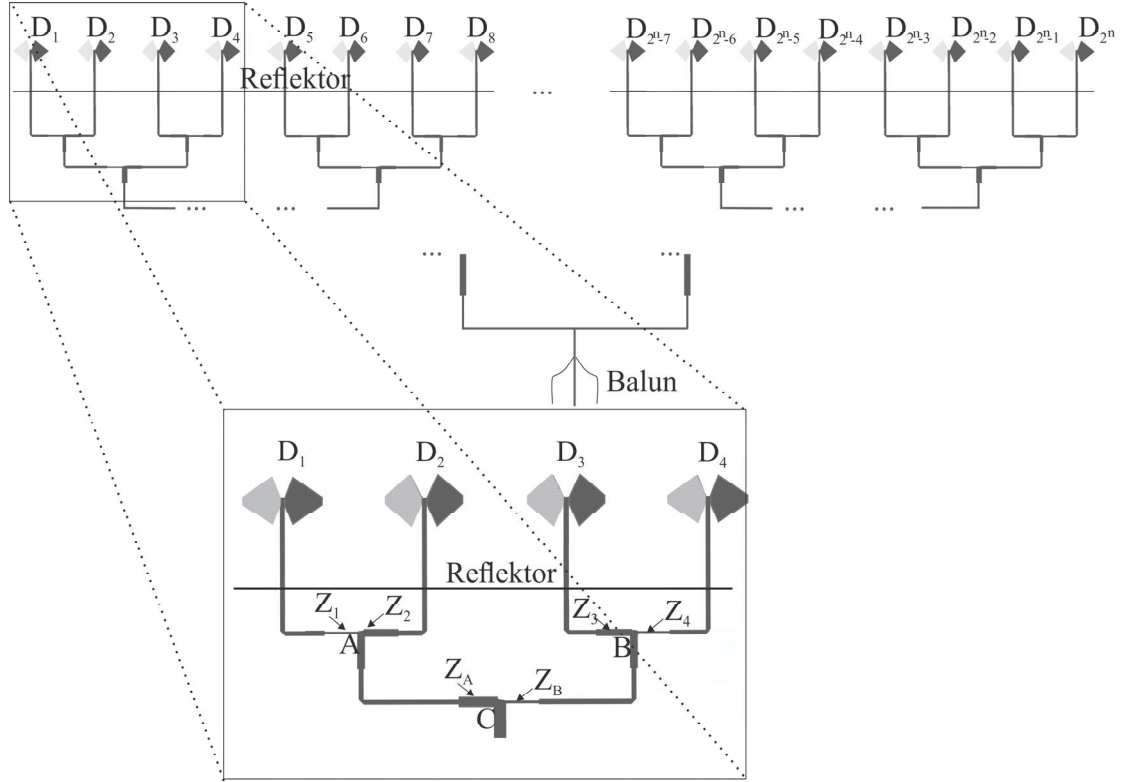
Koeficijent pobude i -tog zračećeg elementa u antenskom nizu može se napisati u kompleksnom obliku kao [19]:

$$u_i = |u_i| e^{j\varphi_i} \quad (5.6)$$

gde je $|u_i|$ amplituda a φ_i je faza pobude. Za antenski niz koji sadrži N elemenata niz vrednosti $|u_i|$, $i=1,\dots, N$ se naziva amplitudska raspodela dok se niz vrednosti φ_i , $i=1,\dots, N$ naziva fazna raspodela. Uniformna amplitudska i fazna raspodela može obezbediti maksimalno potiskivanje bočnih lobova oko 13 dB što je za većinu savremenih antenskih sistema nedovoljno. Zbog toga se najčešće primenjuju neuniformne raspodele poput cosine-squared, Hamming, modified Taylor, Chebishev i Chebyshev. Kod takvih mikrostrip antenskih nizova potrebno napajanje zračećih elemenata se može obezbediti korišćenjem napojne mreže sa transformatorima impedanse.

Prikazana je napojna mreža u simetričnoj mikrostrip tehnici kod koje je tejperovanje izvedeno sa transformatorima impedanse u napojnim vodovima (Slika 5.3). Razmatramo antenski niz sa $N=2^n$ zračećih elemenata i tejperovanom raspodelom. Na početku napojne mreže se nalazi koaksijalni konektor na koji se nadovezuje bal-un kojim se vrši prevođenje sa konvencionalne mikrostrip na simetričnu mikrostrip strukturu. Na prvom stepenu u mreži se nalazi jedan T-spoj, na

drugom stepenu 2 T-spoja, na n -tom $N/2$ T-spoja. Između svaka dva susedna stepena se nalaze transformatori impedanse za prevođenje karakteristične impedanse.



Slika 5.3 Napojna mreža sa transformatorima impedanse

Posmatrajmo napojnu mrežu za niz sa $N=4=2^n$ elementa gde je $n=2$. Vrednosti u_1 , u_2 , u_3 i u_4 su amplitude napajanja odgovarajućih zračećih elemenata D_1 , D_2 , D_3 i D_4 . Da bismo našli odnose transformacije za pojedine zračeće elemente, izračunaćemo relativne snage P_i , $i=1,2,3,4$ napajanja pojedinih zračećih elemenata:

$$P_1=(u_1)^2 \quad (5.7)$$

$$P_2=(u_2)^2 \quad (5.8)$$

$$P_3=(u_3)^2 \quad (5.9)$$

$$P_4=(u_4)^2 \quad (5.10)$$

Odnos relativnih snaga napajanja 2. i 1. dipola D_2 i D_1 je:

$$P_2/P_1=(u_2/u_1)^2=k_{21} \quad (5.11)$$

Slično važi da je odnos relativnih snaga napajanja 4. i 3. dipola D_4 i D_3 :

$$P_4/P_3=(u_4/u_3)^2=k_{43} \quad (5.12)$$

Zbog toga će odnosi ulaznih impedansi Z_1 i Z_2 transformatora impedanse za 1. i 2. zračeći element biti:

$$Z_1/Z_2=P_2/P_1=k_{21} \quad (5.13)$$

odnosno odnos ulaznih impedansi Z_3 i Z_4 transformatora impedanse za 3. i 4. zračeći

element:

$$Z_3/Z_4=P_4/P_3=k_{43} \quad (5.14)$$

Tačka A je čvorište gde dolazi do grananja između 1. i 2. dipola (Slika 5.3). Ako impedansa u tački A treba da bude Z_S , onda važi:

$$Z_S = \frac{Z_1 Z_2}{(Z_1 + Z_2)} \quad (5.15)$$

odnosno:

$$Z_S = \frac{k_{21} Z_2 Z_2}{(k_{21} Z_2 + Z_2)} = \frac{k_{21} Z_2}{k_{21} + 1} \quad (5.16)$$

$$Z_I = k_{21} Z_2 \quad (5.17)$$

Prema tome:

$$Z_2 = \frac{Z_S (k_{21} + 1)}{k_{21}} \quad (5.18)$$

$$Z_I = Z_S (k_{21} + 1) \quad (5.19)$$

Analogno važi za 3. i 4. zračeći element, odnosno za transformatore impedanse Z_3 i Z_4 se dobija:

$$Z_4 = \frac{Z_S (k_{43} + 1)}{k_{43}} \quad (5.20)$$

$$Z_3 = Z_S (k_{43} + 1) \quad (5.21)$$

U tački C imamo grananje prema čvorištima A i B preko transformatora Z_A i Z_B (Slika 5.3). Snaga napajanja preko transformatora Z_A je:

$$P_A = P_1 + P_2 \quad (5.22)$$

a preko transformatora Z_B je:

$$P_B = P_3 + P_4 \quad (5.23)$$

Sledi:

$$\frac{P_B}{P_A} = \frac{P_3 + P_4}{P_1 + P_2} = k_{BA} \quad (5.24)$$

Analogno relacijama (5.18) i (5.19) imamo:

$$Z_B = \frac{Z_S (k_{BA} + 1)}{k_{BA}} \quad (5.25)$$

$$Z_A = Z_S (k_{BA} + 1) \quad (5.26)$$

Izlazi svih transformatora impedansi su, u idealnom slučaju, opterećeni sa Z_d omskim impedansama, tako da su karakteristične impedanse transformatora, odnosno simetričnih mikrostrip vodova dužine $\lambda_0/4$, Z_{ci} , $i=1,2,3,4,A,B$ jednake:

$$Z_{ci} = \sqrt{Z_i Z_d} \quad (5.27)$$

Impedansa Z_s u tačkama gde se odvajaju simetrične napojne linije dipola (tačke A, B i C) predstavlja impedansu paralelne veze dva dipola impedanse Z_d . U tezi su u većini slučajeva razmatrani antenski nizovi čiji dipoli imaju impedansu $Z_d=100 \Omega$ iz čega se proračunava da je $Z_s=50 \Omega$. Međutim, lako se može izračunati Z_s za bilo koju vrednost impedanse dipola Z_d .

5.4. Antenski nizovi sa velikim slabljenjem bočnih lobova

Veliko slabljenje bočnih lobova (Side Lobe Suppresion – SLS) je poželjno kod mnogih komunikacionih sistema. Ukoliko je veliki deo izračene snage skoncentrisan u bočnim lobovima, glavni lob u dijagramu zračenja će sadržati manje izračene snage što će rezultirati i manjim pojačanjem. Takođe, za ispravan rad radara neophodno je da bočni lobovi budu što više potisnuti u odnosu na glavni lob da bi se izbeglo detektovanje lažnih objekata.

Ne postoji strogo utvrđeno pravilo kojim se definišu antene sa velikim slabljenjem bočnih lobova, veoma velikim slabljenjem bočnih lobova i ultra velikim slabljenjem bočnih lobova. Tabela 5.1 daje jednu opšteprihvaćenu podelu antena prema slabljenju bočnih lobova. U Tabeli 5.1 date su minimalne i srednje vrednosti slabljenja bočnih lobova u odnosu na glavni lob kao i prosečne vrednosti slabljenja bočnih lobova u odnosu na slabljenje bočnih lobova izotropne antene. Prosečne vrednosti se izračunavaju na sektoru sa najmanjim vrednostima slabljenja bočnih lobova dužine 30° na rastojanju 10° od glavnog loba [35].

Tabela 5.1 Podela antena prema vrednostima slabljenja bočnih lobova

Vrednosti slabljenja bočnih lobova	Minimalna	Prosečna	Prosečna vrednost iznad slabljenja bočnih lobova izotropne antene
Normalne	<25	<30	<3
Velike	25-35	35-45	3-10
Veoma velike	35-45	45-55	10-20
Ultra velike	>45	>55	>20

Ne postoji uopšteno pravilo za optimalnu vrednost slabljenja bočnih lobova već zavisi od aplikacije i od mogućnosti da se isprojektuje antena sa željenim slabljenjem bočnih lobova. Slabljenje bočnih lobova je definisano za različite komunikacione

sisteme, obično mikrotalasne linkove, u okviru internacionalnih standarda i preporuka [2]. Za većinu aplikacija zahteva se slabljenje bočnih lobova između 20 dB i 40 dB. Za radare su ti zahtevi daleko stroži. Nedovoljno potisnut bočni lob može prouzrokovati da reflektovani signal bude primljen iz pravca izvan usmerenosti radara što bi prouzrokovalo katastrofalne posledice. Radarski sistemi AWACS, razvijen u okviru Boeing kompanije, i F-16, koji je razvijen za potrebe američkog ratnog vazduhoplovstva, imaju slabljenje bočnih lobova više od 50 dB. Radarski sistemi AN/TPS koji se razvijaju i koriste za potrebe američkih vojnih snaga su sa veoma velikim slabljenjem bočnih lobova za koji često nisu date vrednosti jer predstavljaju visoko bezbedonosnu informaciju [35]. Ovako velika slabljenja bočnih lobova su rezultat pažljivo kontrolisanih parametara koji utiču na slabljenje bočnih lobova: tolerancije u izradi, međusobna impedansa zračećih elemenata, slučajnih grešaka u napojnoj mreži i samom nizu, difrakcije, itd. [1]. Elementi pomenutih nizova su najčešće antene sa prorezima, horn antene ili dipol antene.

Ovako velike vrednosti slabljenja bočnih lobova još nisu dostignute kod štampanih antenskih struktura. Poslednjih nekoliko decenija štampane antenske strukture, zbog svojih poznatih prednosti imaju sve dominantniju ulogu u telekomunikacionim i radarskim uređajima i sistemima, u odnosu na konvencionalne antenske strukture. Međutim, i štampane antenske strukture imaju nedostatke od kojih je jedan od najznačajnijih problem projektovanja i realizacije štampanih antenskih struktura sa velikim slabljenjem bočnih lobova [1]. Ova problematika je, do skoro, bila relativno malo tretirana u literaturi.

Bitni problemi u projektovanju antenskih struktura sa velikim slabljenjem bočnih lobova su posledica nekih osobina svojstvenih uobičajenim štampanim antenskim strukturama: (1) relativno brza promena impedanse sa frekvencijom, što ima za posledicu veliku osetljivost na tolerancije u izradi; (2) značajna međusobna sprega između zračećih elemenata; (3) efekat površinskog talasa; (4) parazitno zračenje napojne mreže; (5) tolerancije u izradi. Poznato je da međusobna sprega i efekat površinskog talasa nisu glavne prepreke za postizanje velikog slabljenja bočnih lobova kod štampanih antenskih struktura, već presudnu ulogu igraju širokopojasnost zračećih elemenata kao i neželjeno zračenje napojne mreže [1].

Svi pobrojani bitni nedostaci su otklonjeni u konceptu simetrične štampane antenske strukture [6-8, 33]. Širokopojasni pentagonalni dipoli koji rade na drugoj rezonansi imaju promene realnog i imaginarnog dela impedanse mnogostruko sporije

nego kod štampanih antena sa patch-evima, tako da je i osetljivost na tolerancije znatno manja. Dipoli i cela napojna mreža su realizovani u tehnici balansiranog – simetričnog mikrostripa, a napojna struktura je izvedena u potpuno simetričnoj konfiguraciji i na taj način je potisnut efekat površinskog talasa i parazitnog zračenja napojne mreže. Dipoli u antenskom nizu su postavljeni aksijalno, radi smanjenja međusobne impedanse što olakšava projektovanje. Dobijeni rezultati, koji se odnose na slabljenje bočnih lobova (SLS) u [6-8, 33] znatno prevazilaze do tada dobijene vrednosti za slabljenje bočnih lobova, dok su praktično svi ostali parametri jednaki ili bolji. Vrednosti za slabljenje bočnih lobova dobijene simulacijom antenskog niza bez napojne mreže se kreću u opsegu od 35dB do 40 dB (u opsegu od 24 GHz do 28 GHz), dok su merene vrednosti realizovanog antenskog niza sa napojnom mrežom na centralnoj frekvenciji 35 dB (što je oko 3.5 dB lošije od rezultata dobijenog simulacijom). Ovakva odstupanja merenih rezultata su potpuno očekivana i slažu se sa procenama zbog očekivanih tolerancija u izradi.

U [3] su objavljena istraživanja koja se odnose na slabljenje bočnih lobova kod štampane antenske strukture ali sa rezultatima lošijim u odnosu na [6-8, 33].

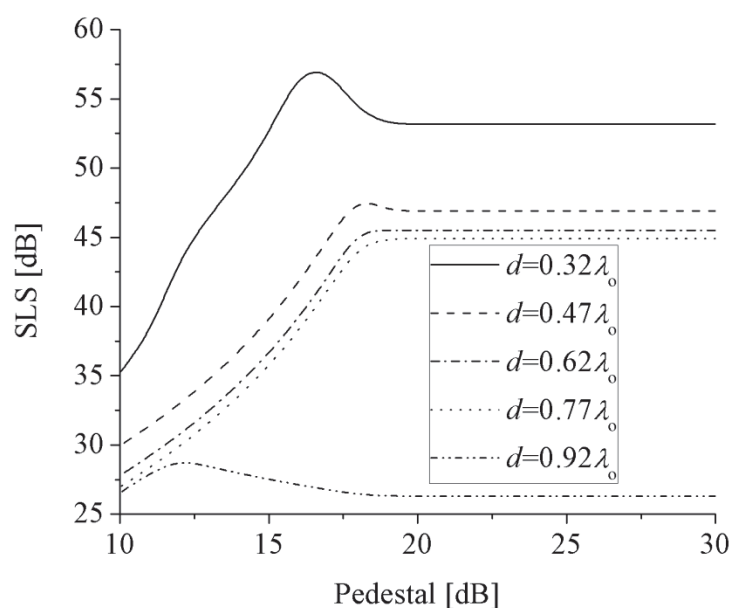
Dalje povećanje slabljenja bočnih lobova štampanih antenskih struktura, u različitim varijantama realizacije koje obuhvataju korišćenje različitih 3D reflektorskih struktura, kao i planarnih struktura sa ravnom reflektorskom pločom su prikazani u ovoj doktorskoj tezi. Slabljenje bočnih lobova, blizu 40 ili preko 40 dB (veće za 4-5 dB u odnosu na dosadašnje) zahteva vrlo rigoroznu kontrolu svih parametara, pošto vrlo mala odstupanja (npr. promena faze od nekoliko stepeni) izazivaju degradaciju slabljenja bočnih lobova.

Obzirom da program LINPLAN [19], na osnovu koga su određeni nivoi pobude zračećih elemenata u nizu, praktično podrazumeva apstraktne zračeće elemente, neophodna je provera slabljenja bočnih lobova sa kompletnim realnim strukturama zbog čega su sve simulacije obavljene korišćenjem programa WIPL-D [20].

5.4.1. Koncept štampane antenske strukture sa velikim slabljenjem bočnih lobova

Slabljenje bočnih lobova kod štampanih antenskih struktura može da se realizuje napajanjem zračećih elemenata jednake impedanse preko napojne mreže koja obezbeđuje potrebnu tejperovanu raspodelu ili formiranjem antenskog niza zračećih elemenata različitih tejperovanih impedansi koji se napajaju jednakim naponima. U

svakom slučaju osnovni problem predstavlja potrebna dinamika, odnosno potreban odnos maksimalne i minimalne amplitude napajanja (pedestal) izražene u decibelima [19], koji, naravno, zavisi od željenog slabljenja bočnih lobova. U tezi su obavljena istraživanja štampanih antenskih nizova sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom drugog reda. Sa ciljem da slabljenje bočnih lobova (bez uzimanja u obzir tolerancija u proizvodnji koje su neminovne) bude 44 dB, da bi sa tolerancijama slabljenje bočnih lobova bilo oko 40 dB, ispitivane su različite konfiguracije antenskih nizova koristeći softverski alat LINPLAN [19]. Ispitani antenski nizovi su sa 8 elemenata na jednakom međusobnom rastojanju d i ravnom reflektorskom pločom na rastojanju $0.25\lambda_0$ (λ_0 je talasna dužina na centralnoj frekvenciji $f_c=12$ GHz).

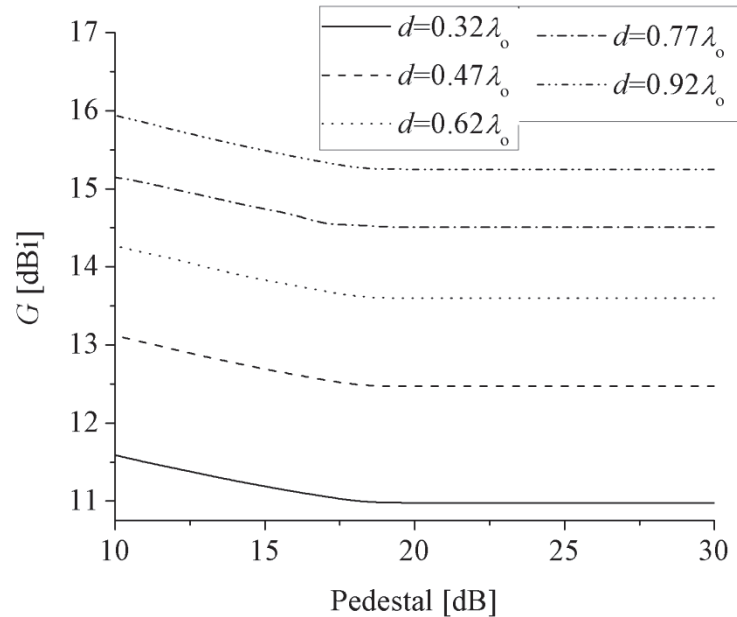


Slika 5.4 Uticaj pedestalala i međusobnog rastojanja d elemenata u nizu na slabljenje bočnih lobova (SLS)

Slika 5.4 prikazuje slabljenje bočnih lobova ispitivanih nizova u zavisnosti od pedestalala za različite vrednosti međusobnog rastojanja d elemenata u nizu. Sa prikazanih rezultata se može uočiti da sa povećanjem rastojanja d se smanjuje slabljenje bočnih lobova niza. Takođe, sa povećanjem pedestalala do određene vrednosti (18-19 dB) se povećava slabljenje bočnih lobova nakon čega dalje povećanje pedestalala nema uticaja na slabljenje bočnih lobova.

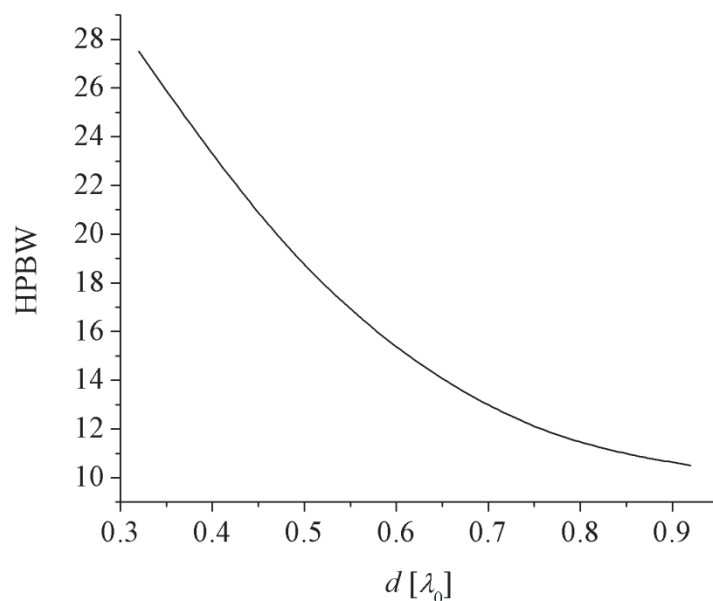
Prikazana je zavisnost pojačanja antenskog niza od pedestalala za različite vrednosti međusobnog rastojanja d elemenata u nizu (Slika 5.5). Slično kao i na prethodnoj slici (Slika 5.4) i na ovoj je uočljivo da sa povećanjem pedestalala do vrednosti 18-19 dB pojačanje niza se smanjuje nakon čega dalja promena pedestalala ne utiče na pojačanje.

Najveće smanjenje pojačanja je oko 0.6-0.7 dBi za maksimalnu vrednost pojačanja koja se kreće od 11.6 dBi do 16 dBi (Slika 5.5) dok je najveće povećanje slabljenja bočnih lobova oko 18 dB za maksimalne vrednosti između 45 dB i 57 dB (Slika 5.4). Zbog toga je izabrana vrednost pedestalala od 19 dB jer u tom slučaju slabljenje bočnih lobova ima daleko najveću vrednost a pojačanje se zanemarljivo smanji. Suprotno uticaju na slabljenje bočnih lobova, povećanjem rastojanje d između elemenata u nizu se povećava i pojačanje samoga niza.



Slika 5.5 Uticaj pedestalala i rastojanja d između elemenata niza na pojačanje (G)

Slika 5.6 prikazuje uticaj međusobnog rastojanja d između elemenata u nizu na trodecibelsku širinu glavnog lista (Half-Power Beamwidth - HPBW). Što je uža trodecibelska širina glavnog lista zračenja to je i manja verovatnoća detektovanja neželjenog signala od strane takve antene. Rastojanje između zračećih elemenata d treba da bude kompromis između zahteva da bude što veće, da bi se dobila što manja sprega između zračećih elemenata i veće pojačanje niza, i zahteva da udaljeni lobovi ne prelaze zadati nivo (44 dB). Takođe, potrebno je da d ne bude previše niske vrednosti jer bi to uslovalo veliku vrednost trodecibelske širine glavnog lista zračenja (Slika 5.6) pa bi takva antena bila male preciznosti. Na osnovu prikazanih simulacionih rezultata dobijenih koristeći softverski alat LINPLAN [19], da bi se zadovoljili kriterijumi velike vrednosti pojačanja i slabljenja bočnih lobova kao i dovoljno male vrednosti trodecibelske širine glavnog lista zračenja da bi se izbegla interferencija sa neželjenim signalima, izabrano rastojanje između zračećih elemenata niza iznosi $d=0.77\lambda_0=19.25$ mm.



Slika 5.6 Zavisnost trodecibelske širina glavnog lista (HPBW) od međusobnog rastojanja d između elemenata niza

Tabela 5.2 prikazuje koeficijente pobude osam zračećih elemenata na međusobnom rastojanju $d=0.77\lambda_0=19.25$ mm u antenskom nizu sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom drugog reda sa pedestalom od 19 dB [36, 37].

Tabela 5.2 Intenziteti napajanja zračećih elemenata na međusobnom rastojanju $0.77\lambda_0$ u nizu sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom drugog reda sa pedestalom od 19 dB koji omogućuju slabljenje bočnih lobova 44.5 dB [19]

<i>Dipol</i>	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.
u	0.121	0.387	0.742	1	1	0.742	0.387	0.121
u (dB)	-18.34	-8.24	-2.59	0	0	-2.59	-8.24	-18.34
u – intenzitet napajanje								

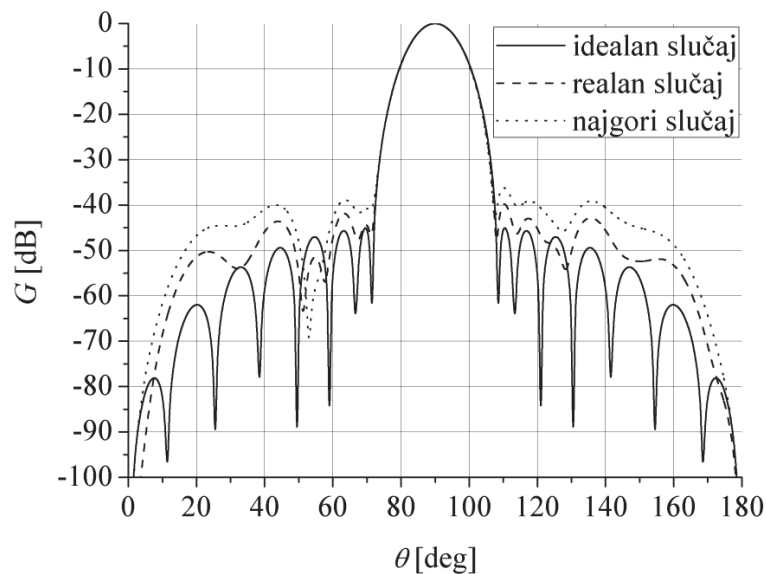
Pravilan izbor raspodele znatno utiče na performanse konačno realizovane antene ali je takođe važno sagledati i sva ograničenja fotolitografske izrade. Da bi se dobile realne vrednosti slabljenja bočnih lobova, pretpostavljene su očekivane tolerancije u toku realizacije, koje imaju za krajnju posledicu odstupanje sledećih parametara od vrednosti dobijenih simulacijom: položaja zračećih elemenata, amplitude i faze napajanja [19]. Pretpostavljena su dva nivoa tolerancija:

- realan slučaj (b) kada su srednja odstupanja: 1% od λ_0 u rastojanju između elemenata, 1% u amplitudi napajanja i 0.908° u fazi što odgovara $40 \mu\text{m}$ u dužini mikrostrip linije;
- najgori slučaj (c) kada su maksimalna odstupanja: 2% od λ_0 u rastojanju između elemenata, 2% u amplitudi i 1.835° u fazi što odgovara $80 \mu\text{m}$ u dužini mikrostrip linije.

Očekivana odstupanja od projektovanih vrednosti su prikazana u Tabeli 5.3. Slika 5.7 prikazuje simulacione dijagrame zračenja [19] za sva tri razmatrana slučaja: bez grešaka, sa očekivanim greškama i sa najgorim greškama u realizaciji.

Tabela 5.3 Odstupanje od projektovanih vrednosti usled tolerancija u realizaciji niza [19]

Odstupanje u				SLS /pozicija
	poziciji dipola	amplitudi napajanja	fazi	
a	$0\lambda_0$	0	0°	$-44.8 \text{ dB} \pm 19^\circ$
b	$0.005\lambda_0$	1%	0.908°	$-39.77 \text{ dB} \pm 20.5^\circ$
c	$0.01\lambda_0$	2%	1.835°	$-36.16 \text{ dB} \pm 20.5^\circ$



Slika 5.7 Simulacioni dijagram zračenja antenskog niza sa 8 zračećih elemenata koji se napajaju Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom drugog reda sa pedestalom od 19 dB [19]

U tezi su najpre razmatrani antenski nizovi sa jednakim impedansama zračećih elemenata kod kojih je veliko slabljenje bočnih lobova postignuto tejperovanim napajanjem. Razmatrane su antenske strukture sa aksijalnim nizom štampanih dipola sa različitim reflektorima: (1) antenski niz čiji su štampani dipoli paralelni sa ravnom

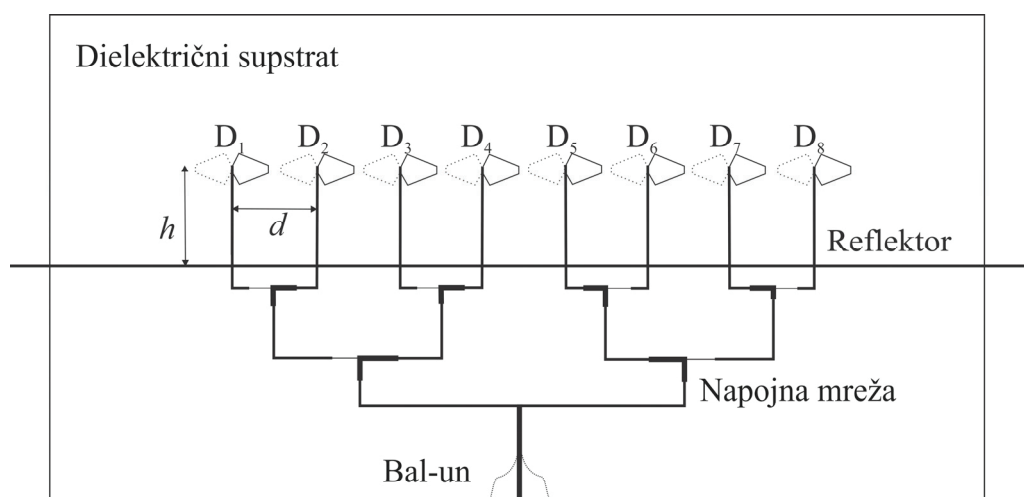
reflektorskom površinom udaljenom $\lambda_0/4$ od zračećih elemenata; (2) antenski niz čiji su dipoli normalni na reflektorsku ploču, udaljenu $\lambda_0/4$ od zračećih elemenata; (3) antenski niz u korner reflektorima različitih uglova.

Ako se tejperovanje obezbeđuje napojnom mrežom sa transformatorima impedansi, koja ima relativno visoku vrednost pedestalala kao i u razmatranom nizu sa pedestalom od 19dB, problem predstavljaju vodovi u transformatorima impedansi sa najnižim i najvišim karakterističnim impedansama, odnosno vodovi koji imaju najveće i najmanje širine. Vrlo široki vodovi mogu imati više modove koji otežavaju projektovanje i unose parazitne efekte; dok su vodovi vrlo male širine mehanički nepouzdati (lako dolazi do prekida). Ovi efekti predstavljaju glavno ograničenje u projektovanju mreža koje obezbeđuju relativno veliki pedestal. Međutim, može se očekivati da se kombinovanjem tejperovanja napojne mreže primenom transformatora impedanse i zračećih elemenata različite impedanse dobiju visoke vrednosti resultantnog pedestalala, odnosno visokog slabljenja bočnih lobova. U tom slučaju bi se otklonili glavni nedostaci napojne mreže sa transformatorima impedanse jer bi se izbeglo korišćenje veoma tankih i širokih vodova. Takođe, očekuje se da antenski niz sa elementima tejperovane impedanse i uniformnog napajanja daje velike vrednosti slabljenje bočnih lobova. Naravno, i u tim slučajevima postojaće uticaj tolerancija u izradi, koji naglo raste sa povećanjem željenog slabljenja bočnih lobova.

5.4.1.1. *Antenski nizovi zračećih elemenata jednake impedanse sa tejperovanim napajanjem*

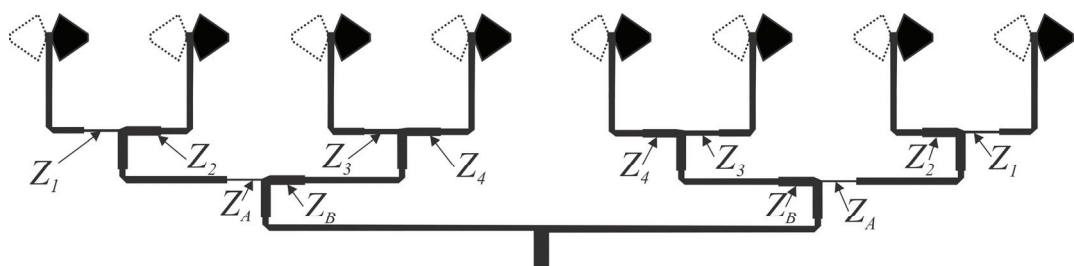
U razmatranim antenskim nizovima sa velikim slabljenjem bočnih lobova koriste se širokopojasni zračeći elementi – dipoli pentagonalnog oblika (razmatrani u četvrtom poglavlju) kod kojih se impedansa sporo menja sa promenom frekvencije, kao i balansirana (simetrična) napojna mreža realizovana na zajedničkoj dielektričnoj podlozi [6-8, 33, 36, 37] (Slika 5.8). Koristi se dielektrična podloga debljine $h_d=0.508$ mm i relativne dielektrične konstante $\epsilon_r=2.17$. Centralna frekvencija projektovanih antenskih nizova je $f_c=12$ GHz. Niz se sastoji od 8 zračećih elemenata na jednakom međusobnom rastojanju $d=0.77\lambda_0=19.25$ mm koji se napajaju simetričnim (balansiranim) mikrostrip vodovima, preko napojne mreže. Dimenzije dipola su optimizovane tako da je njihova impedansa $Z_d=(100+j0)\Omega$ kada je dipol usamljen i kada se napaja generatorom od 1V. Kada se dipoli povežu u niz, njihove impedanse se promene usled međusobnog uticaja. Bez optimizacije, svi dipoli u nizu su istih

dimenzija i različitih impedansa. Procesom optimizacije menjaju se dimenzije dipola (širina i dužina) u cilju dobijanja željene impedanse. Zbog simetrične strukture niza, dipoli se grupišu tako da iste dimenzije imaju 1. i 8. dipol, 2. i 7. dipol, 3, 4, 5. i 6. dipol [36, 37]. U napojnoj mreži se nalaze transformatori impedanse dužine $\lambda_0/4$ koji obezbeđuju potrebno teperovano napajanje zračećih elemenata. Intenziteti korišćene funkcije raspodele su prikazani u Tabeli 5.2. Zbog simetrije napojne mreže, 1. i 8. zračeći element se napajaju istim intenzitetom napajanja u_1 , 2. i 7. zračeći element se napajaju istim intenzitetom napajanja u_2 , 3. i 6. zračeći element se napajaju istim intenzitetom napajanja u_3 i 4. i 5. zračeći element se napajaju istim intenzitetom napajanja u_4 . Na kraju napojne mreže se nalazi prelaz sa simetričnog (balansiranog) mikrostripa (bal-un) na konvencionalni-nesimetrični mikrostrip i dalje na SMA koaksijalnu priključnicu. Reflektor se nalazi na rastojanju h od zračećih elemenata niza.



Slika 5.8 Štampani antenski niz sa napojnom mrežom i bal-unom

Koristeći jednačine (5.7)-(5.27) i vrednosti u_1 , u_2 , u_3 i u_4 iz Tabele 5.2 sračunate su karakteristične impedanse transformatora Z_i , $i=1,2,3,4,A,B$ koje su prikazane u Tabeli 5.4. Takođe, Tabela 5.4 prikazuje i širine odgovarajućih transformatora impedansi dužine $\lambda_0/4$ realizovanih u simetričnoj mikrostrip tehnici na dielektriku debljine $h_d=0.508$ mm i relativne dielektrične konstante $\epsilon_r=2.17$. Prikazane su širine dobijene sračunavanjem za svaki transformator impedanse posebno koristeći jednačine (5.7)-(5.27) i širine, koje su optimizovane WIPL-D Microwave Pro programom [20], transformatora u napojnoj mreži za napajanje antenskog niza. Slika 5.9 prikazuje plan napojne mreže sa transformatorima impedansi i pentagonalnim dipolima [36-38].

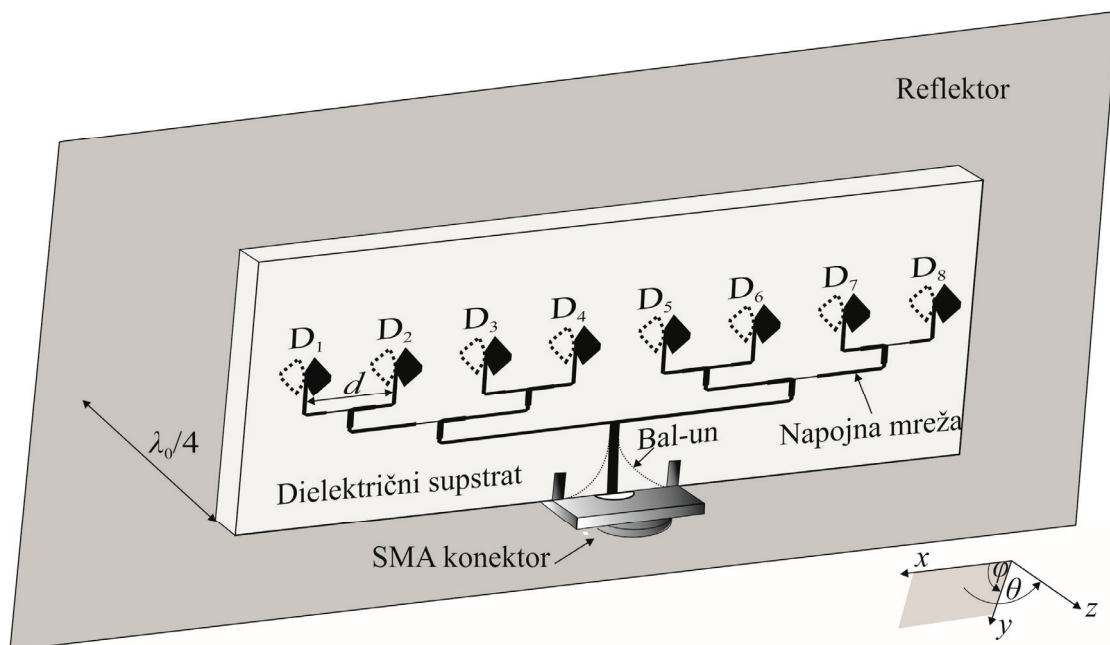


Slika 5.9 Napojna mreža za napajanje štampanih antenskih nizova sa velikim slabljenjem bočnih lobova

Tabela 5.4 Transformatori impedansi dužine $\lambda_0/4$ u napojnoj mreži sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom drugog reda i pedestalom od 19 dB

Impedansa	Vrednost [Ω]	Širina [mm]	Širina nakon korekcije u WIPL-D programu [mm]
Z_1	237.295	0.146	0.152
Z_2	74.4	1.195	1.242
Z_3	118.66	0.600	0.615
Z_4	88	0.945	0.977
Z_A	228.319	0.162	0.146
Z_B	74.367	1.195	1.25

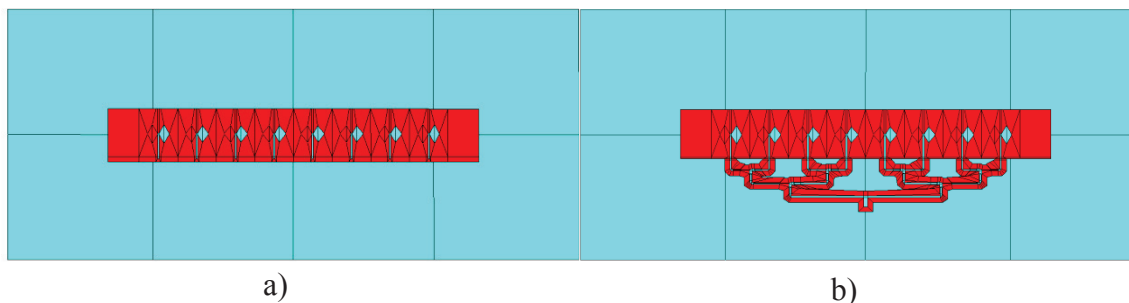
A. Antenski niz sa ravnom reflektorskom pločom paralelnom štampanim dipolima



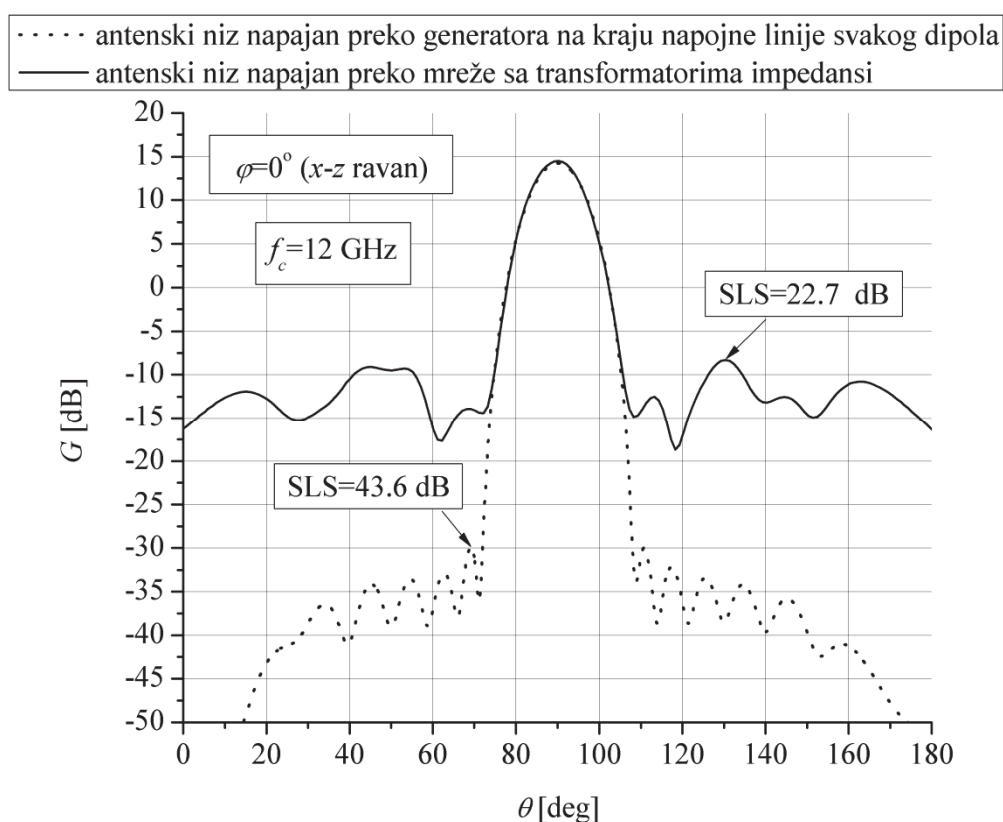
Slika 5.10 Antenski niz sa ravnom reflektorskom pločom paralelnom štampanim dipolima

Slika 5.10 prikazuje antenski niz od osam pentagonalnih dipola koji su smešteni na međusobnom rastojanju $d=0.77\lambda_0=19.25$ mm [36, 37]. Ravna reflektorska ploča

smeštena je paralelno sa nizom na rastojanju $h=\lambda_0/4=6.25$ mm. Niz je dužine 184.75 mm. Niz i napojna mreža zajedno imaju širinu 48.5 mm. Reflektor je dužine 284.75 mm i širine 125 mm. Slika 5.11 prikazuje WIPL-D [20] simulacioni model predloženog antenskog niza kroz različite etape njegovog dizajna.



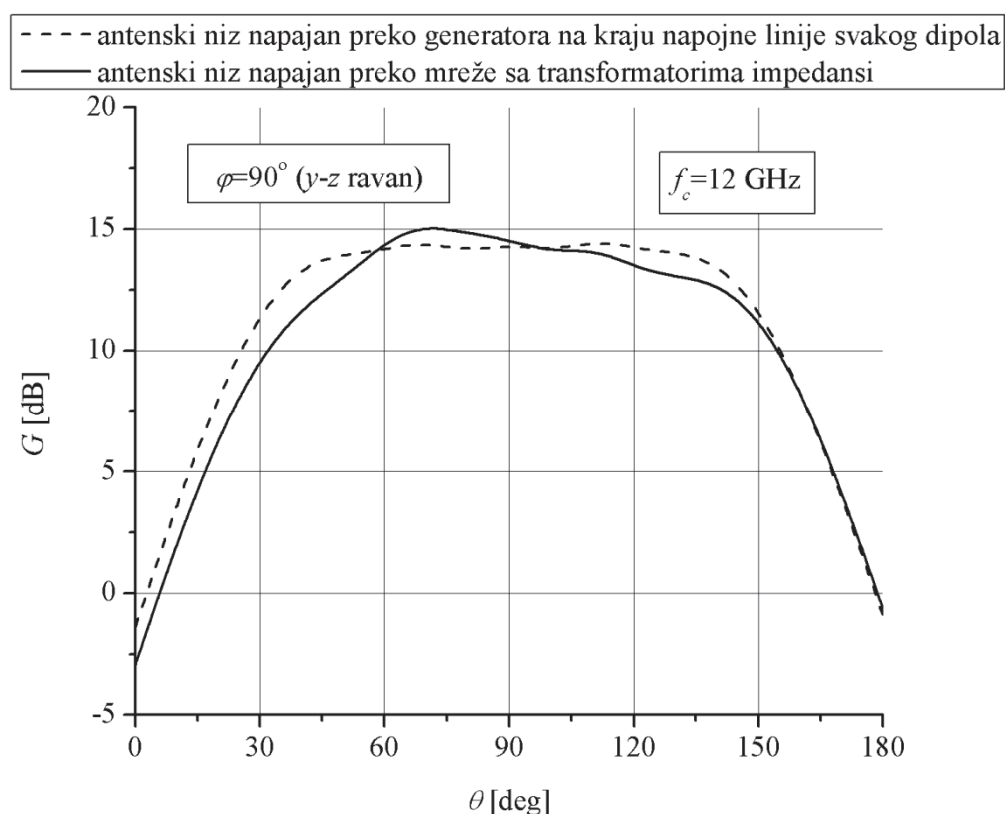
Slika 5.11 WIPL-D [20] simulacioni modeli antenskog niza sa paralelnim reflektorom
a) napajan preko generatora na kraju napojne linije svakog dipola b) napojan preko mreže sa transformatorima impedansi



Slika 5.12 Simulacioni dijagrami zračenja u E ravni antenskog niza sa paralelnim reflektorom

Prikazani su dijagrami zračenja dobijeni simulacijom u WIPL-D programu [20] niza sa paralelnim reflektorom (Slika 5.12 i Slika 5.13) [36, 37]. U prvoj etapi modelovanja predloženog niza, dipoli u nizu se napajaju preko generatora na kraju napojne linije svakog dipola u nizu i njihove dimenzije se optimizuju da bi svaki dipol

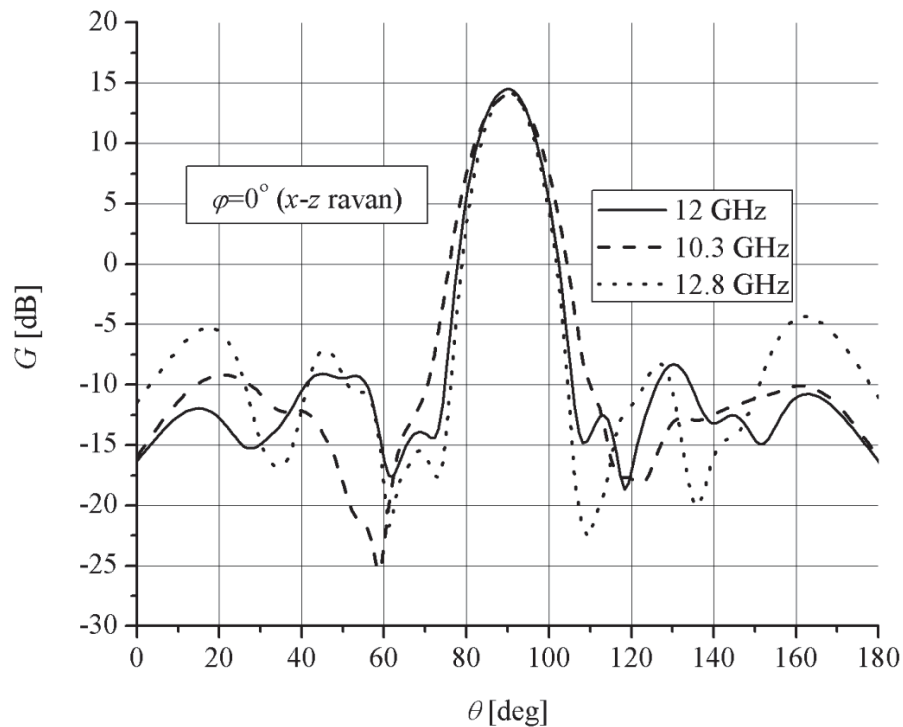
imao impedansu $Z_d=100\Omega$ uzimajući u obzir njihov međusobni uticaj i uticaj reflektora. Dijagram zračenja u E ravni predloženog niza iz prve etape modelovanja ima slabljenje bočnih lobova 43.6 dB i pojačanje 14.2 dBi na centralnoj frekvenciji $f_c=12$ GHz (Slika 5.12). Nakon povezivanja optimizovanog niza i mreže za napajanje u drugoj etapi modelovanja, dobijena antena u E ravni ima slabljenje bočnih lobova 22.7 dB i pojačanje 14.5 dBi na centralnoj frekvenciji $f_c=12$ GHz (Slika 5.12). Očigledna je degradacija slabljenja bočnih lobova koja je nastala usled parazitnog zračenja napojne mreže. Nasuprot dijagramu zračenja niza u E ravni, dijagrami zračenja u H ravni za različite etape modelovanja na centralnoj frekvenciji $f_c=12$ GHz se bitno ne razlikuju i oba pokazuju da predložena struktura ima veoma širok dijagram zračenja u H ravni (Slika 5.13).



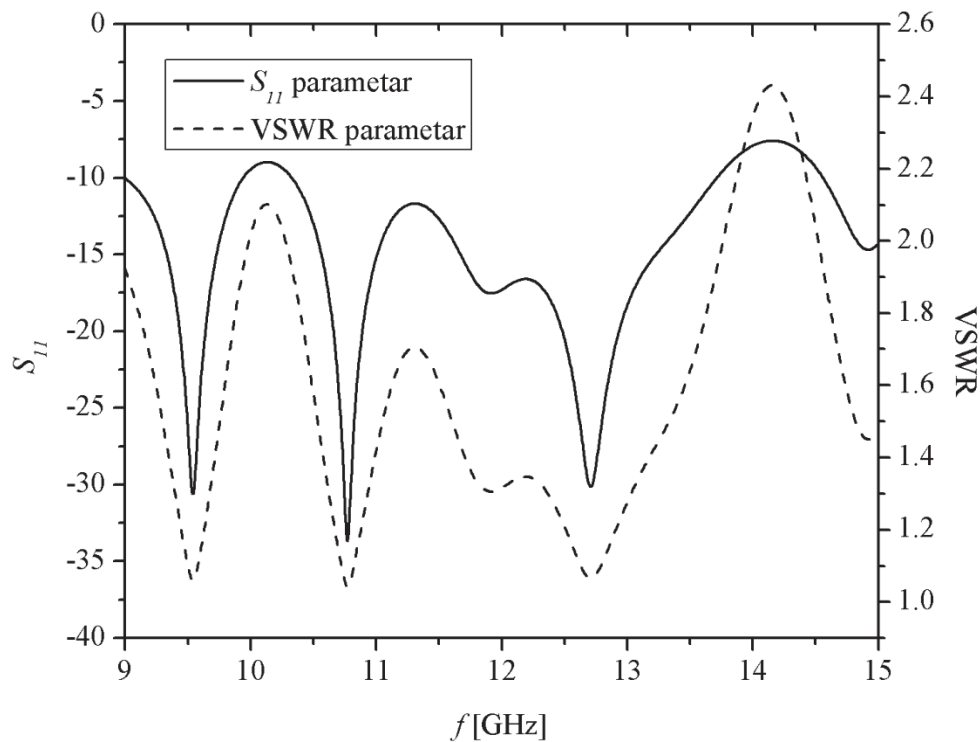
Slika 5.13 Simulacioni dijagrami zračenja u H ravni antenskog niza sa paralelnim reflektorom

Slika 5.14 prikazuje WIPL-D [20] simulacioni dijagram zračenja u E ravni predloženog antenskog niza sa paralelnim reflektorom u širem frekventnom opsegu za frekvencije 10.3 GHz, 12 GHz i 12.8 GHz. Najmanja i najveća frekvencija su izabrane na osnovu simulacionih rezultata u WIPL-D programu [20]. Dijagram

zračenja predloženog antenskog niza na frekvencijama 10.3 GHz i 12.8 GHz ne odstupa bitno od dijagrama zračenja na centralnoj frekvenciji $f_c=12$ GHz.



Slika 5.14 Simulacioni dijagram zračenja u E ravni antenskog niza sa paralelnim reflektorom (napajan preko mreže transformatora impedansi) u širem frekventnom opsegu



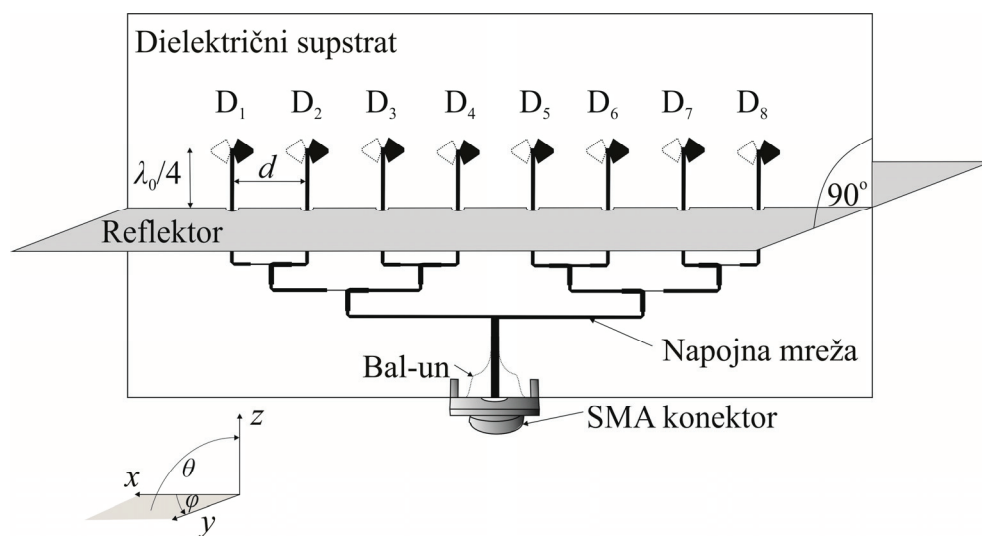
Slika 5.15 Simulacioni VSWR i S_{11} parametar antenskog niza sa paralelnim reflektorom

Takođe, vrednosti S_{11} i VSWR parametra dobijene simulacijom u WIPL-D programu [20] su prikazane (Slika 5.15) gde se može uočiti da je VSWR parametar manji od 2 za frekventni opseg od 10.28 GHz do 13.76 GHz što predstavlja 29 % centralne frekvencije.

Na osnovu prikazanih simulacionih rezultata (Slika 5.14 i Slika 5.15) može se zaključiti da antenski niz osam pentagonalnih dipola sa paralelnim reflektorom može biti primenjen u širem frekventnom opsegu od 10.3 GHz do 12.8 GHz (20.83% centralne frekvencije).

Predložena antenska struktura ima normalne vrednosti slabljenja bočnih lobova. Međutim, njena osnovna prednost je što je to struktura veoma male debljine (antena i reflektor zajedno imaju 6.754 mm debljine) što je čini pogodnom za različite aplikacije u kojima se zahtevaju planarne strukture.

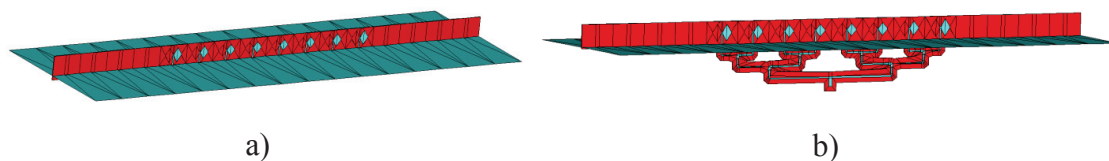
B. Antenski niz sa ravnom reflektorskom pločom upravnom na niz štampanih dipola



Slika 5.16 Antenski niz sa ravnom upravnom reflektorskom pločom

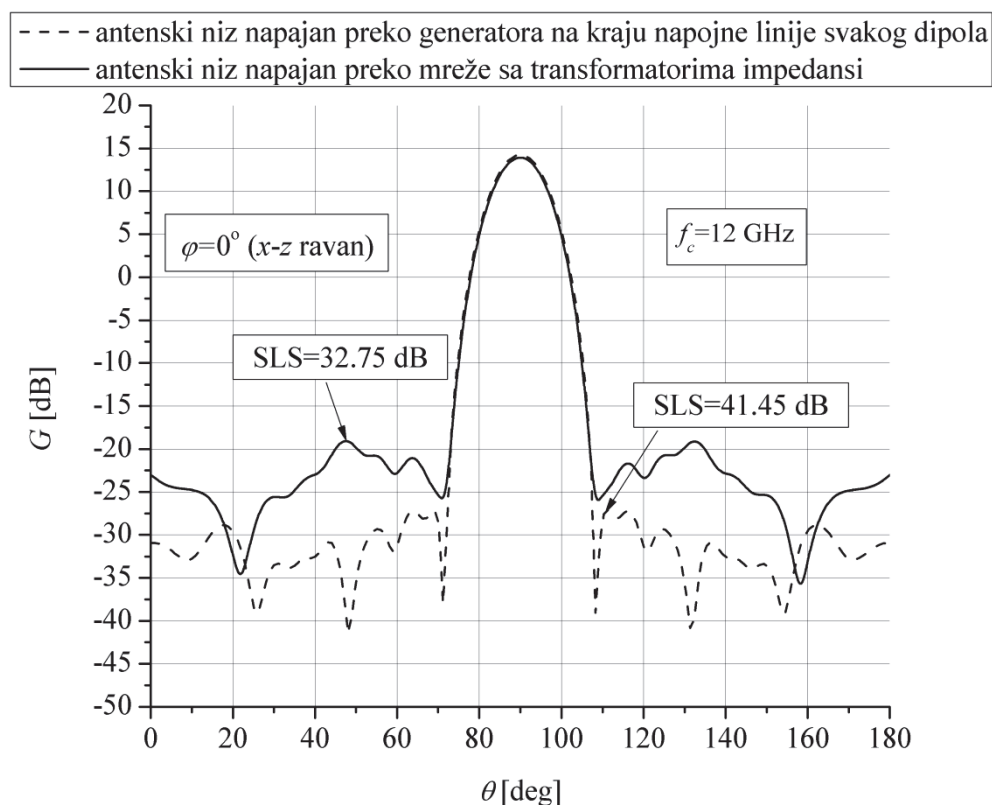
Antenski niz od osam pentagonalnih dipola smešten je na rastojanju $h=\lambda_0/4=6.25$ mm od ravne reflektorske ploče dužine 308 mm i širine 100 mm. Niz i reflektorska ploča su međusobno upravni (Slika 5.16). Dipoli u nizu se nalaze na međusobnom rastojanju $d=0.77\lambda_0=19.25$ mm. Niz i napojna mreža zajedno imaju širinu 50 mm [36, 37]. Na reflektorskoj ploči načinjene su rupe kružnog oblika i prečnika 2.33 mm kroz koje prolaze napojne linije kojima su dipoli povezani sa napojnom mrežom. Prečnik

rupe bi trebalo biti veći od tri širine napojne linije [39] tako da uticaj reflektora na napojne linije bude minimiziran.



Slika 5.17 WIPL-D [20] simulacioni modeli antenskog niza sa upravnim reflektorom a) napajan preko generatora na kraju napojne linije svakog dipola b) napajan preko mreže sa transformatorima impedansi

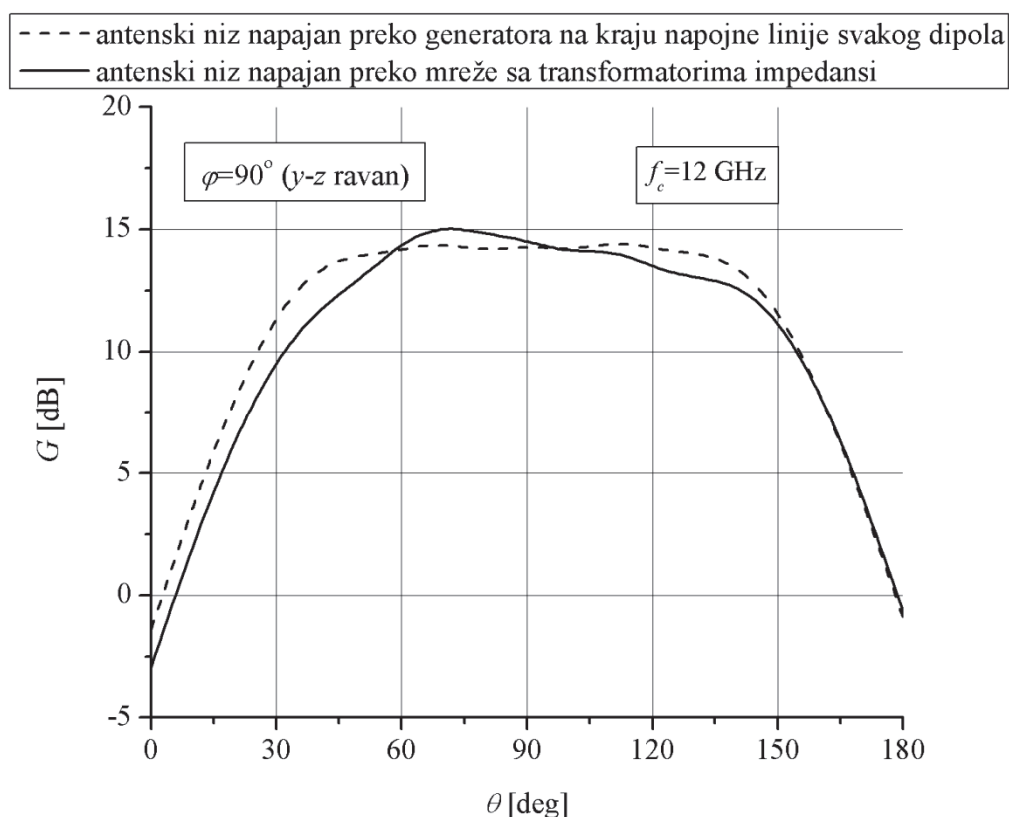
Početna etapa modelovanja antenskog niza sa upravnim reflektorom se sastoji od optimizacije dimenzija dipola u nizu tako da svaki dipol ima impedansu $Z_d=100\Omega$ uzimajući u obzir međusobni uticaj ostalih dipola i uticaj reflektora. Nakon toga se niz sa dipolima optimizovanih dimenzija povezuje sa napojnom mrežom koja obezbeđuje potrebnu raspodelu napajanja.



Slika 5.18 Simulacioni dijagrami zračenja u E ravni antenskog niza sa upravnim reflektorom

Prikazani su WIPL-D [20] simulacioni modeli obe etape modelovanja (Slika 5.17): prve, kada se niz napaja preko generatora na kraju napojne linije svakog dipola, i druge, kada se niz napaja preko mreže sa transformatorima impedansi. U prvoj etapi

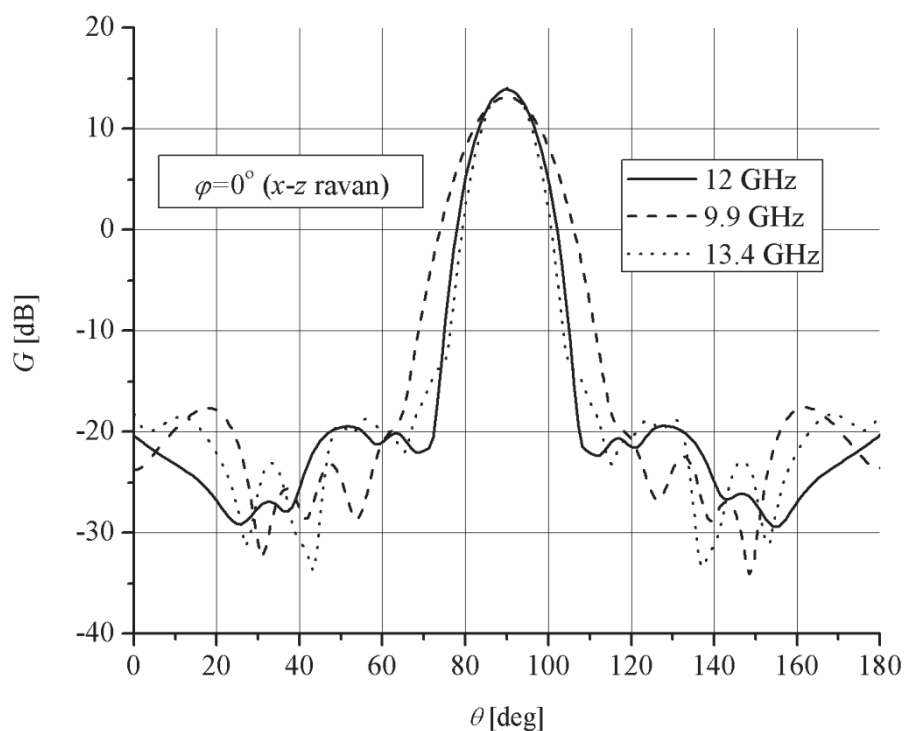
modelovanja antenski niz u E ravni ima slabljenje bočnih lobova 41.45 dB i pojačanje 14.25 dBi (Slika 5.18) na centralnoj frekvenciji $f_c=12$ GHz. Nakon povezivanja niza sa napojnom mrežom dolazi do uticaja neželjenog zračenja napojne mreže na dijagram zračenje formirane antenske strukture. U drugoj etapi modelovanja predloženog antenskog niza, antena sastavljena od niza i napojne mreže ima slabljenje bočnih lobova 32.75 dB i pojačanje 13.95 dBi u E ravni (Slika 5.18) na centralnoj frekvenciji $f_c=12$ GHz. Slika 5.19 prikazuje simulacione dijagrame zračenja u H ravni predloženog niza sa upravnim reflektorom u obe etape modelovanja.



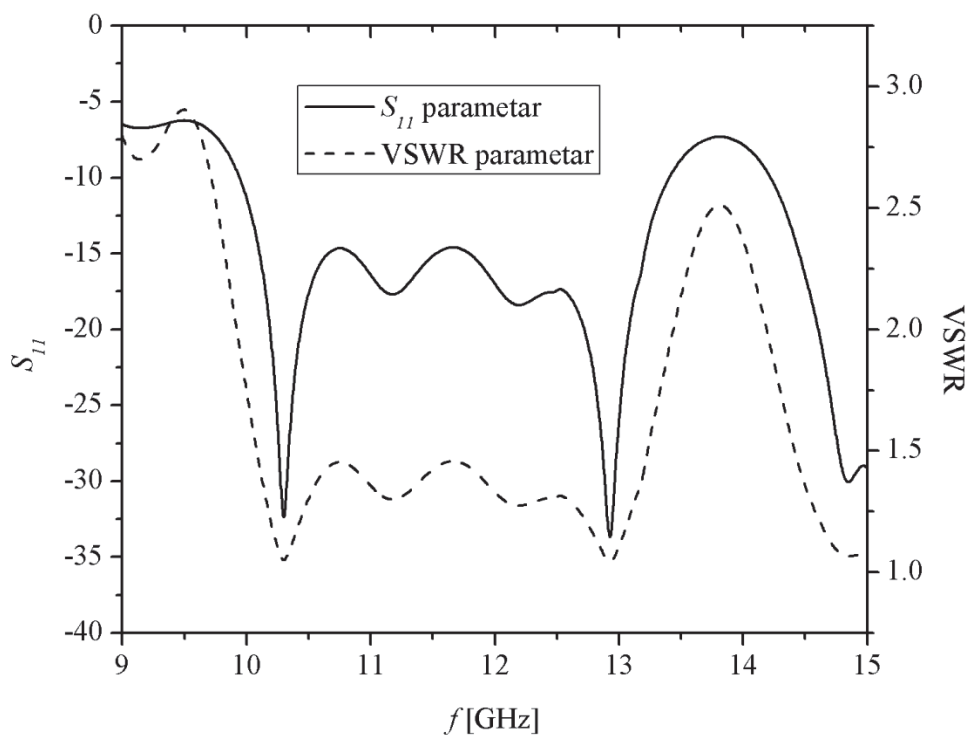
Slika 5.19 Simulacioni dijagrami zračenja u H ravni antenskog niza sa upravnim reflektorom

Slika 5.20 prikazuje dijagram zračenja u E ravni predloženog niza sa upravnim reflektorom u širom frekventnom opsegu određenom na osnovu simulacionih rezultata u WIPL-D programu [20]: za frekvencije 9.9 GHz, 12 GHz i 13.4 GHz. Dijagrami zračenja na višoj (13.4 GHz) i nižoj frekvenciji (9.9 GHz) od centralne ($f_c=12$ GHz) veoma malo odstupaju od dijagrama zračenja na centralnoj frekvenciji $f_c=12$ GHz. Takođe, VSWR parametar je manji od 2 za frekventni opseg od 9.92 GHz do 13.44 GHz (Slika 5.21). Stoga se može zaključiti da predloženi niz od 8

pentagonalnih dipola sa upravnim reflektorom može biti primenjen za frekvencije od 9.92 GHz do 13.4 GHz što je 29 % centralne frekvencije.



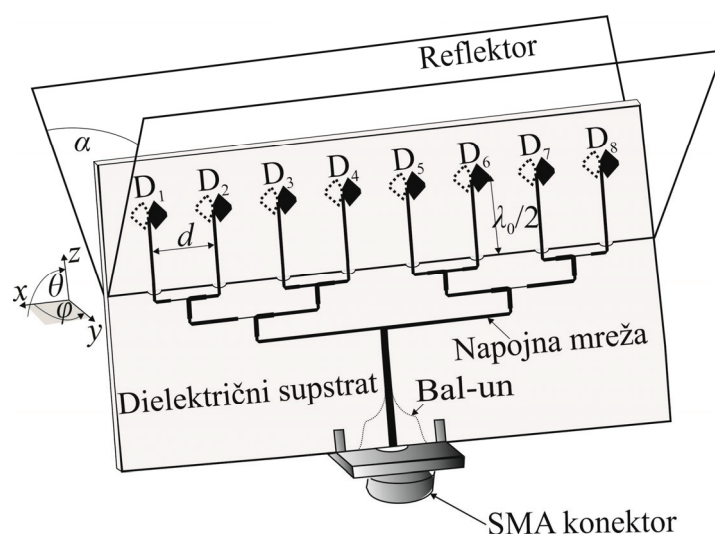
Slika 5.20 Simulacioni dijagram zračenja u E ravni antenskog niza sa upravnim reflektorom (napajan preko mreže transformatora impedansi) u širem frekventnom opsegu



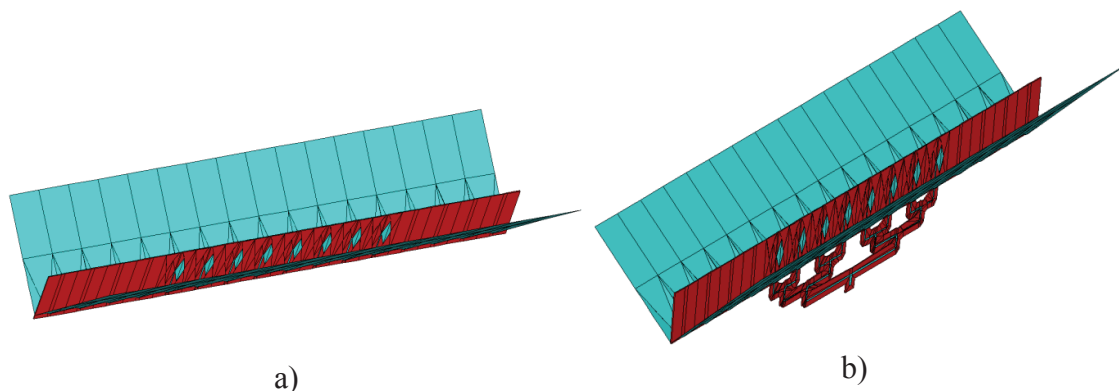
Slika 5.21 Simulacioni VSWR i S_{11} parametar antenskog niza sa upravnim reflektorom

C. Antenski niz u pravougaonom korner reflektoru

Osam pentagonalnih dipola nalaze u pravougloj korner ($\alpha=90^\circ$) reflektoru na rastojanju $h=\lambda_0/2=12.5$ mm od apeksa reflektora (Slika 5.22) [36-38]. Rastojanje između dipola je $d=0.77\lambda_0=19.25$ mm. Niz i mreža nalaze se na istom supstratu širine 50.75 mm. Dve reflektorske ploče su postavljene pod uglom od 90° . Svaka reflektorska ploča je dimenzija 308mm x 60.8mm. Na spoju reflektorskih ploča nalaze se rupe kružnog oblika i prečnika 2.33 mm kroz koje prolaze napojne linije svakog dipola.



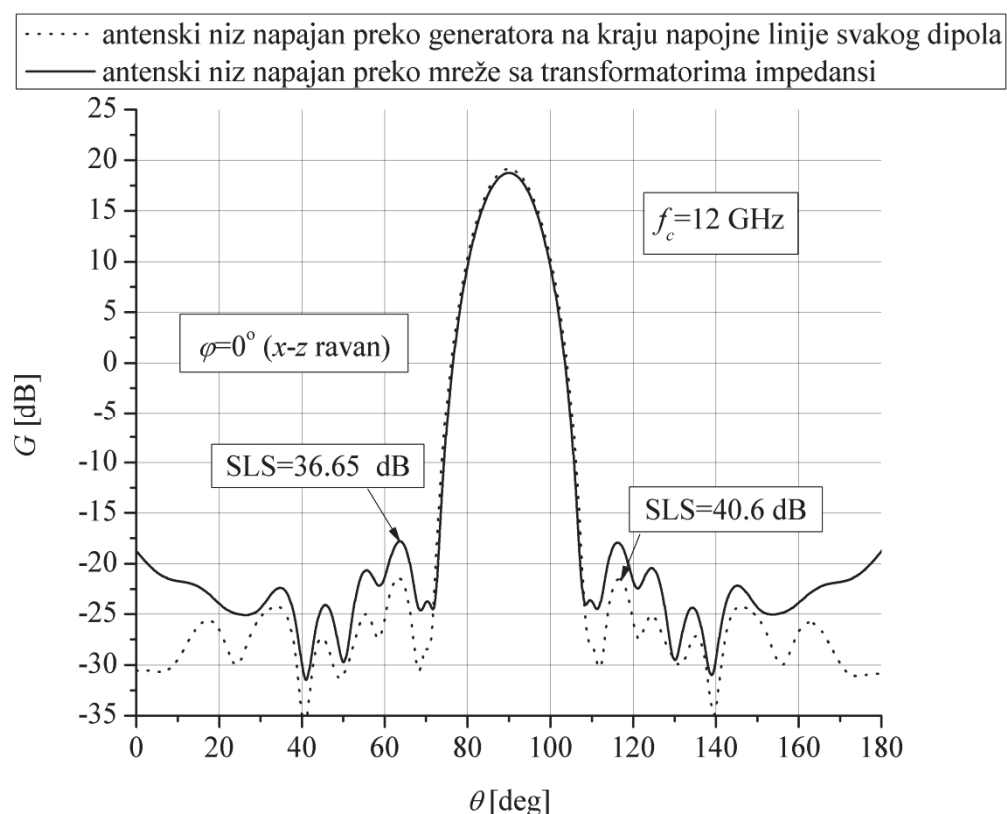
Slika 5.22 Antenski niz u korner reflektoru



Slika 5.23 WIPL-D [20] simulacioni modeli antenskog niza sa korner reflektorom
a) napajan preko generatora na kraju napojne linije svakog dipola b) napojan preko mreže sa transformatorima impedansi

Simulacioni modeli u WIPL-D programu [20] antenskog niza sa pravouglim korner reflektorom su takođe prikazani (Slika 5.23). Slika 5.24 prikazuje dijagrame zračenja na centralnoj frekvenciji $f_c=12$ GHz u E ravni kroz pojedine etape modelovanja. Očigledan je i ovde uticaj neželjenog zračenja napojne mreže ali je on

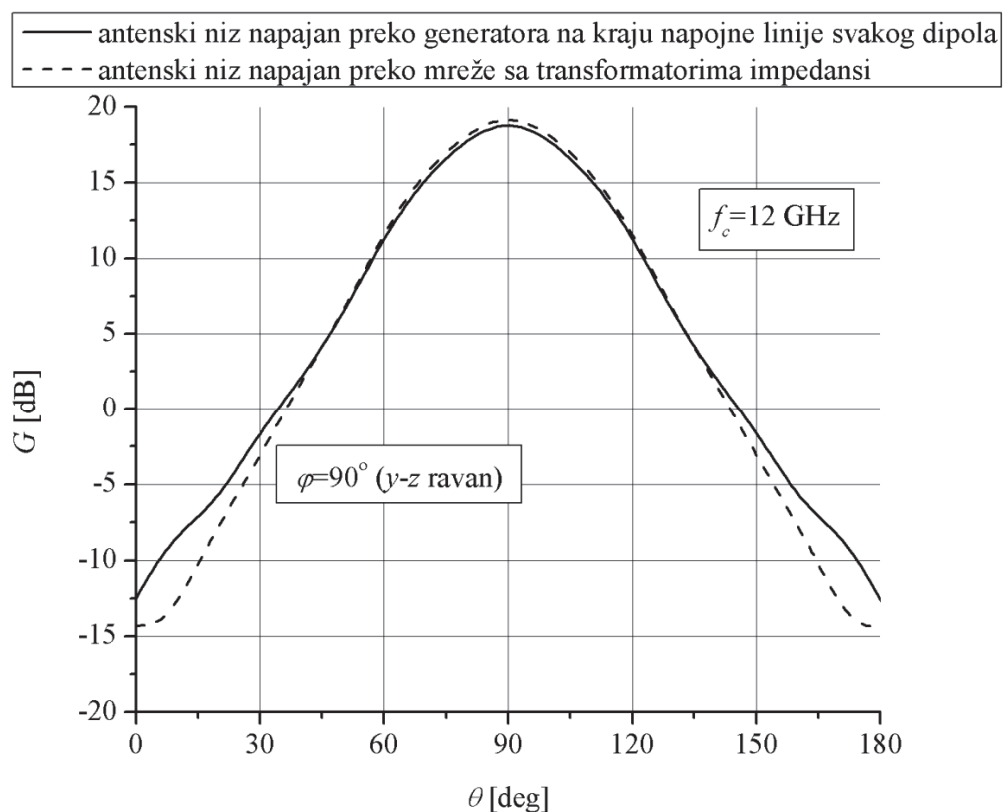
manji nego kod prethodna dva predložena niza. U prvoj etapi modelovanja, kada se dipoli napajaju generatorima na kraju napojne linije svakog dipola da bi se optimizovale njihove dimenzije tako da svaki dipol ima impedansu $Z_d=100\Omega$ uz međusobni uticaj ostalih dipola i reflektora, slabljenje bočnih lobova u E ravni je 40.6 dB (Slika 5.24). Kada se niz poveže sa napojnom mrežom, dolazi do smanjenja slabljenja bočnih lobova u E ravni na 36.65 dB (Slika 5.24). Takođe, niz od 8 pentagonalnih dipola smešten u pravougloj korner reflektoru ima znatno veće pojačanje u E ravni (oko 19 dBi) u odnosu na prethodno predložene antenske strukture sa paralelnim i upravnim reflektorom.



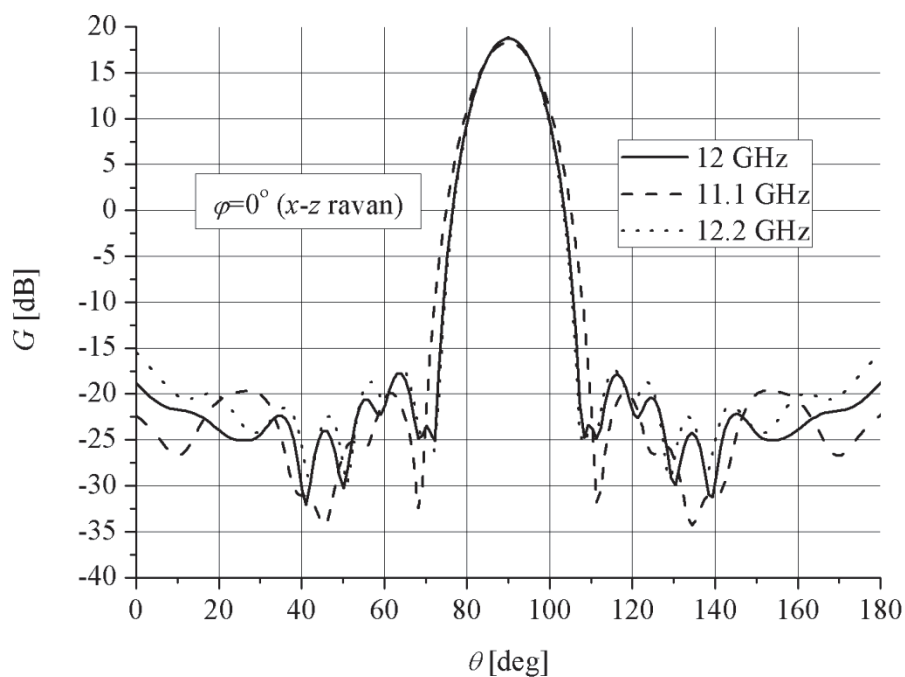
Slika 5.24 Simulacioni dijagram zračenja u E ravni antenskog niza u pravougloj korner reflektoru

I u ovom slučaju, dijagram zračenja u H ravni (Slika 5.25) predloženog niza u pravougloj korner reflektoru ne menja se značajno u različitim etapama projektovanja. Slika 5.26 prikazuje dijagrame zračenja u E ravni predložene antenske struktura na centralnoj frekvenciji $f_c=12 \text{ GHz}$, frekvenciji koja je manja od centralne (11.1 GHz) i frekvenciji koja je viša od centralne (12.2 GHz). Granične frekvencije su izabrane na osnovu simulacionih rezultata u WIPL-D programu [20]. Na osnovu simulacionih rezultata dijagrama zračenja, može se zaključiti da predložena antenska

struktura zadržava željene parametre slabljenja bočnih lobova i pojačanja u frekventnom opsegu od 11.1 GHz do 12.2 GHz.

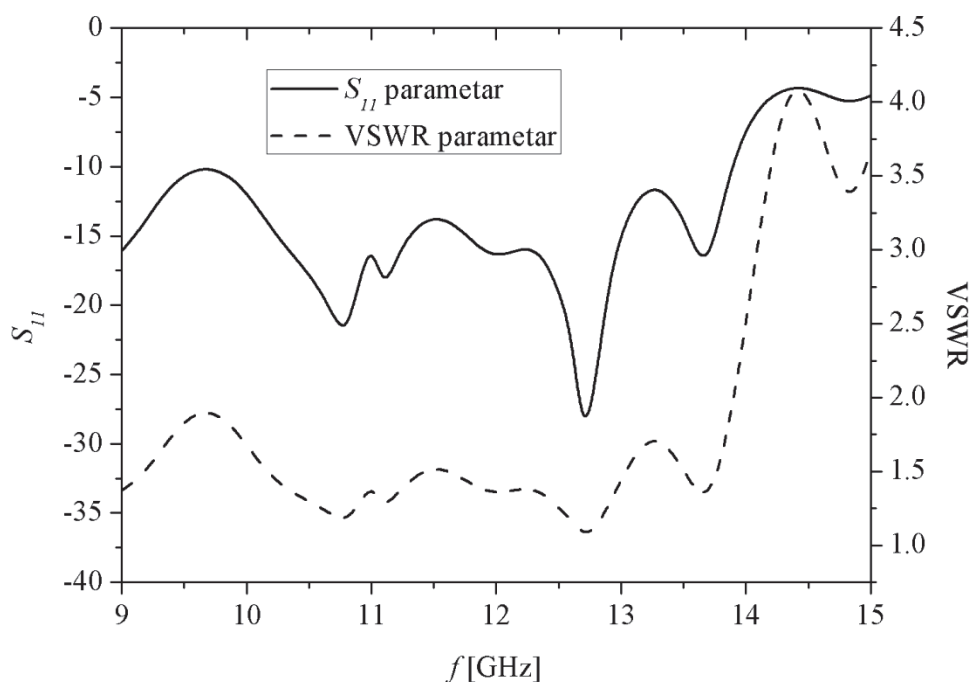


Slika 5.25 Simulacioni dijagram zračenja u H ravni antenskog niza u pravouglom kornjer reflektoru



Slika 5.26 Simulacioni dijagram zračenja u E ravni antenskog niza u pravouglom kornjer reflektoru (napajan preko mreže transformatora impedansi) u širem frekventnom opsegu

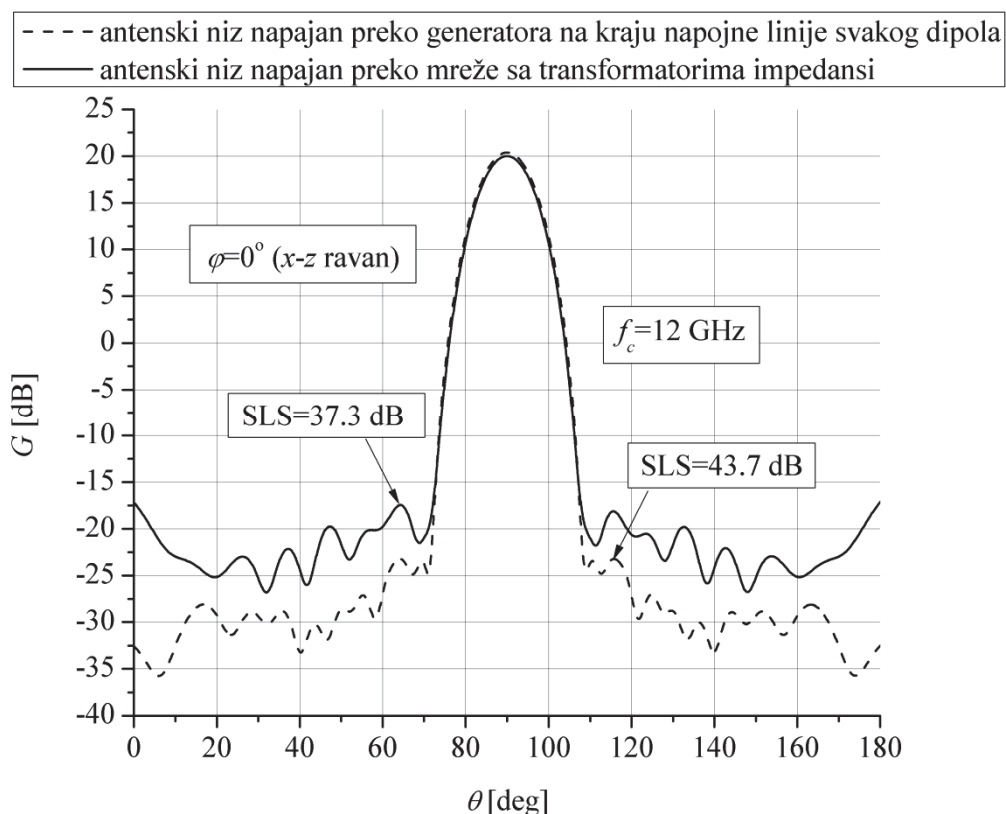
Takođe, njen VSWR parametar je manji od 2 za frekvencije od 9 GHz do 13.9 GHz (Slika 5.27). Stoga se može zaključiti da predložena štampana antenska struktura u pravouglom kornjer reflektoru može biti primenjana za frekvencije od 11.1 GHz do 12.2 GHz, što predstavlja 9.16 % centralne frekvencije. Primetno je smanjenje širokopojasnosti predloženog antenskog niza koji je smešten u kornjer reflektoru sa uglom 90° u odnosu na prethodno predložene antenske nizove sa paralelnim reflektorom ili sa upravnim reflektorom (kornjer reflektor sa uglom 180°).



Slika 5.27 Simulacioni VSWR i S_{11} parametar antenskog niza u pravouglom kornjer reflektoru

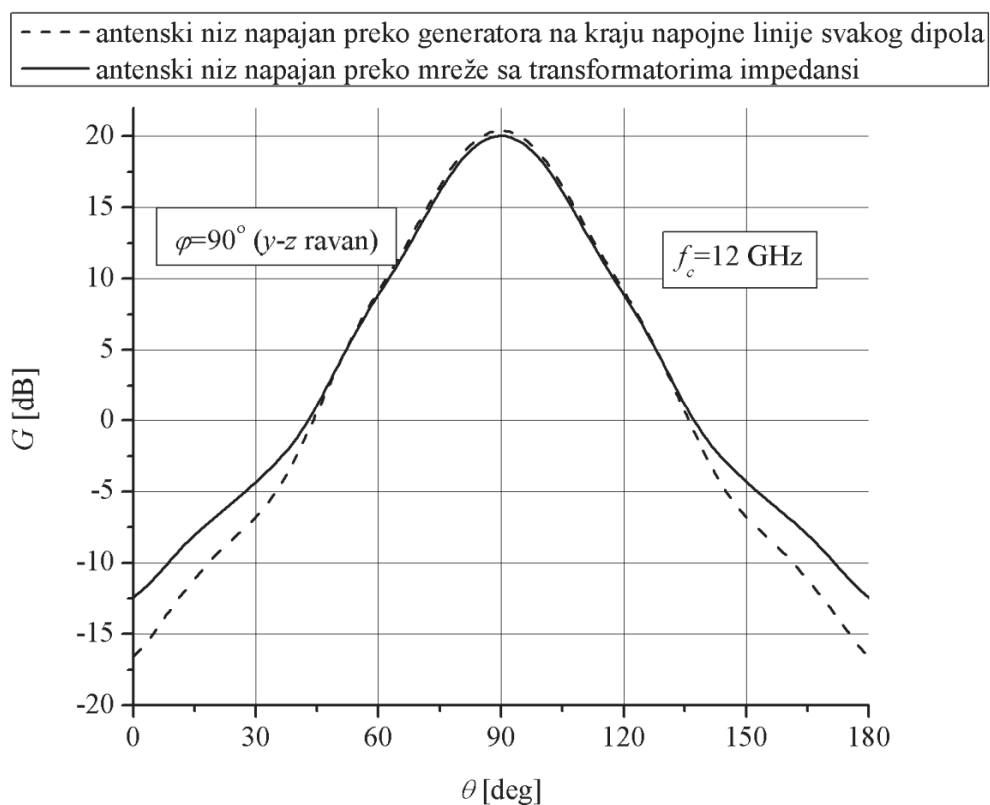
D. Antenski niz u kornjer reflektoru sa uglom 60°

Dve reflektorske ploče, svaka dimenzija 308mm x 76mm, postavljene su pod uglom od 60° . Između njih se nalazi antenski niz od 8 pentagonalnih dipola na međusobnom rastojanju $d=0.77\lambda_0=19.25$ mm. Niz je udaljen $h=\lambda_0/2=12.5$ mm od apeksa kornjer reflektora. Napojna mreža, sastavljena od transformatora impedansi, obezbeđuje potrebno tejpervano napajanje niza. Niz i mreža su povezani napojnim linijama koje prolaze kroz rupe prečnika 2.33 mm na spoju reflektorskih ploča. Cela struktura je jednostavna za izradu jer su i niz i mreža na istom supstratu širine 50.75 mm.

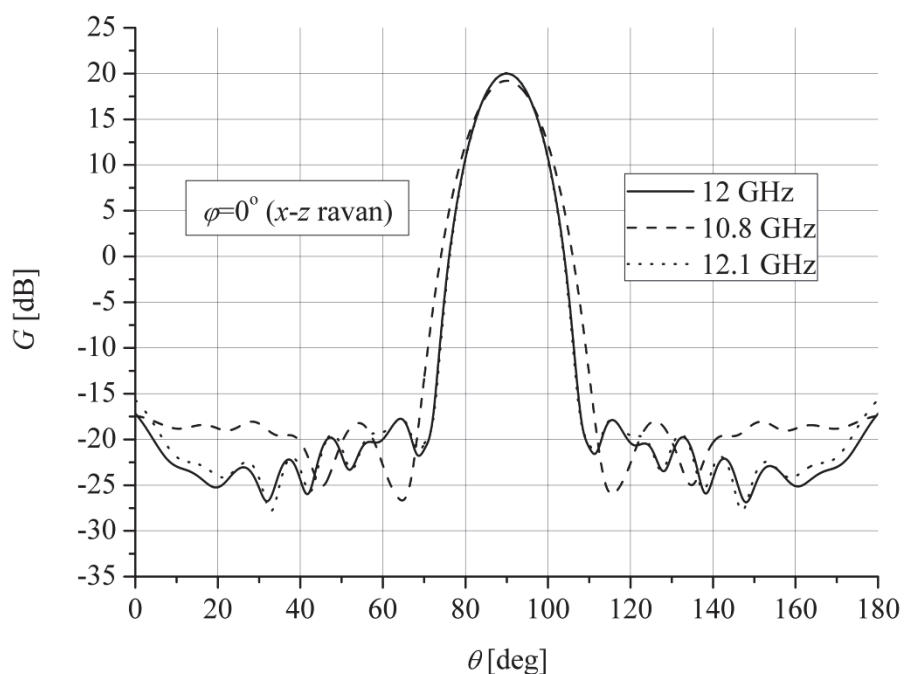


Slika 5.28 Simulacioni dijagrami zračenja u E ravni antenskog niza u korner reflektoru sa uglom 60°

Prilikom modelovanja predloženog niza u WIPL-D programu [20] potrebno je najpre optimizovati dimenzije dipola tako da svaki ima impedansu $Z_d=100\Omega$, uzimajući u obzir međusobni uticaj ostalih dipola kao i uticaj reflektora. U toj prvoj etapi modelovanja, dipoli se napajaju pojedinačnim generatorima smeštenim na kraju napojne linije svakog dipola. U prvoj etapi modelovanja, niz ima slabljenje bočnih lobova 43.7 dB i pojačanje 20.5 dBi u E ravni (Slika 5.28). Kada se niz poveže sa napojnom mrežom dolazi do neželjenog uticaja zračenja, koje potiče od napojne mreže, na dijagram zračenja niza. Dijagram zračenja u E ravni antenske strukture, sastavljene od niza i napojne mreže, ima slabljenje bočnih lobova 37.3 dB i pojačanje 20 dBi (Slika 5.28). Iako je manje nego kod prethodno predloženih antenskih struktura, parazitno zračenje napojne mreže nije zanemarljivo kod niza u korner reflektoru sa uglom od 60° . Međutim, to ne važi za dijagram zračenja u H ravni koji je približno isti u obe etape modelovanja antenskog niza (Slika 5.29).

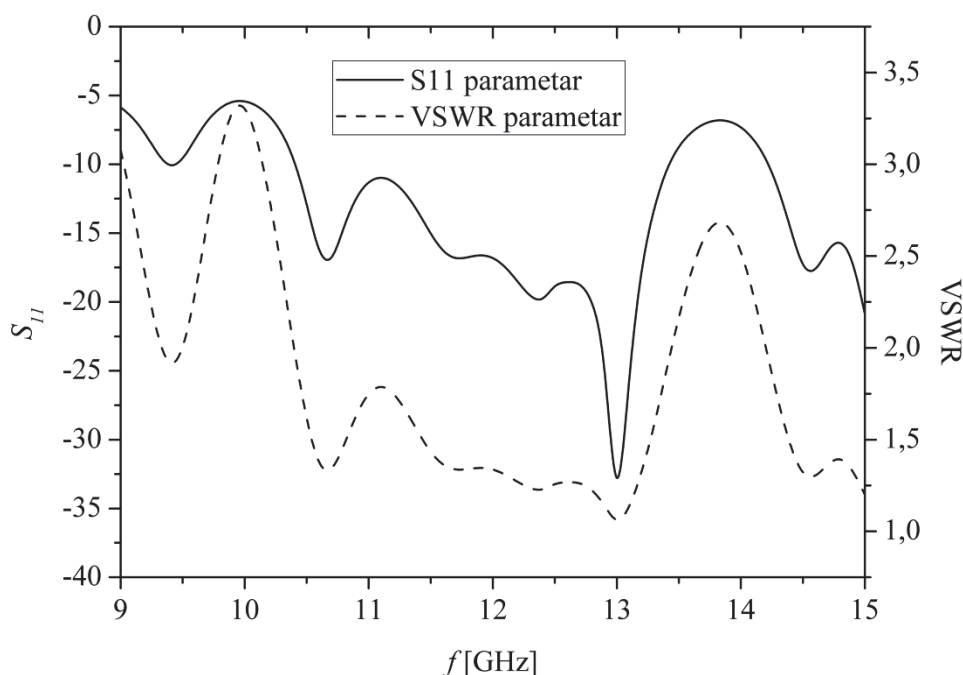


Slika 5.29 Simulacioni dijagrami zračenja u H ravni antenskog niza u korner reflektoru sa uglom 60°



Slika 5.30 Simulacioni dijagram zračenja u E ravni antenskog niza u korner reflektoru sa uglom 60° (napajan preko mreže transformatora impedansi) u širem frekventnom opsegu

Ukoliko se posmatra dijagram zračenja u E ravni predložene antenske strukture u širem frekventnom opsegu, određenom na osnovu simulacionih rezultata u WIPL-D programu [20], može se zaključiti da on ostaje u granicama dozvoljenih odstupanja za frekvencije od 10.8 GHz do 12.1 GHz (Slika 5.30). Takođe, VSWR parametar predložene antene je manji od 2 za frekvencije od 10.4 GHz do 13.4 GHz (Slika 5.31). Na osnovu simulacionih rezultata u WIPL-D programu [20], može se zaključiti da frekventni opseg predložene antene je 10.8 GHz do 12.1 GHz i iznosi 10.8 % centralne frekvencije.



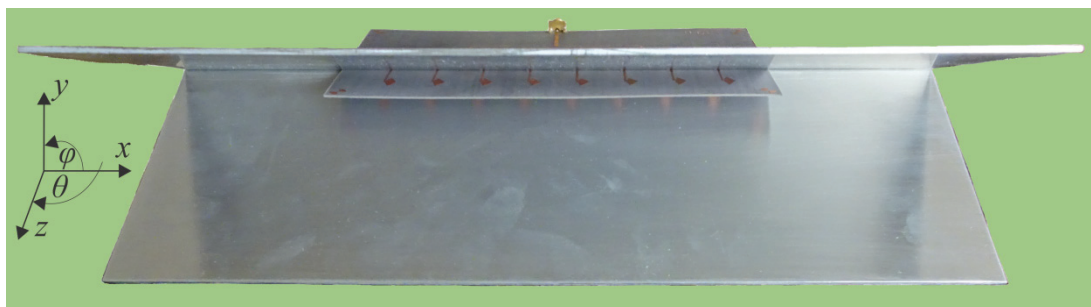
Slika 5.31 Simulacioni VSWR i S_{11} parametar antenskog niza u kornjer reflektoru sa uglom 60°

E. Antenski niz u kornjer reflektoru sa uglom 45°

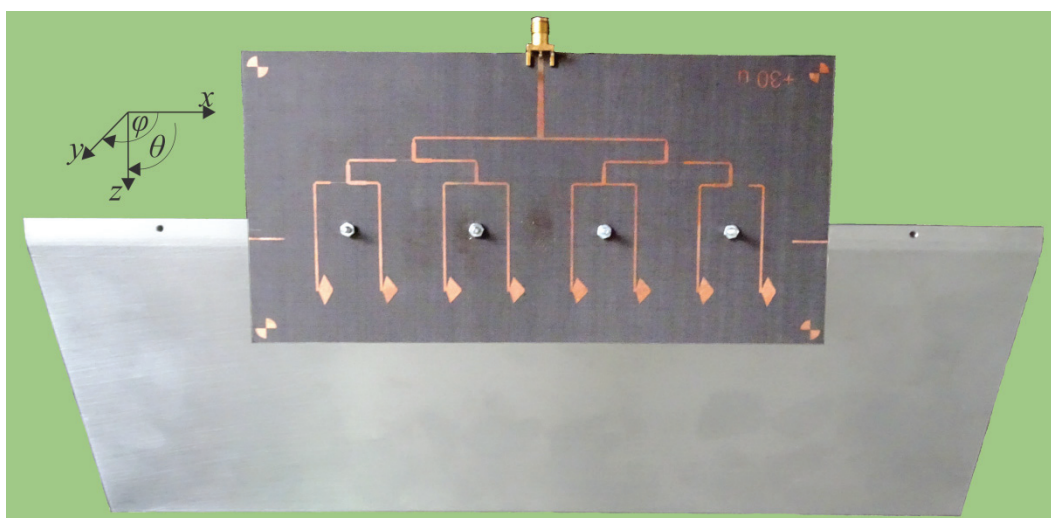
Rezultati prikazani u 5.4.1.1.B-D prikazuju antenski niz smešten u kornjer reflektoru sa uglom 180° , 90° i 60° , respektivno. Može se uočiti da sa smanjenjem ugla pod kojim su postavljene reflektorske ploče raste slabljenje bočnih lobova i pojačanje – dve bitne karakteristike antena. Zbog toga je kao nastavak dosadašnjeg istraživanja prikazan antenski niz smešten u kornjer reflektoru ugla 45° , manjeg nego kod prethodno razmatranih antenskih nizova. Usled smanjenja ugla između reflektorskih ploča, nužno je povećati rastojanje između niza i apeksa reflektora na $h=0.6\lambda_0=15$ mm. Osam simetričnih pentagonalnih dipola je na istom međusobnom rastojanju $d=0.77\lambda_0=19.25$ mm. Svaka reflektorska ploča je dimenzija 308mm x

106mm. Napojna mreža koja obezbeđuje potrebno teemperovano napajanje smeštena je zajedno sa nizom na dielektriku širine 60.75 mm što olakšava postupak fotolitografske štampe i uprošćuje realizaciju cele predložene strukture. Napojna linija svakog dipola prolazi kroz rupu prečnika 2.33 mm na spoju reflektorskih ploča.

U prvom koraku modelovanja predložene strukture potrebno je optimizovati dimenzije dipola u nizu tako da svi imaju istu impedansu $Z_d=100\ \Omega$, uzimajući u obzir međusobni uticaj ostalih dipola kao i uticaj reflektora. WIPL-D [20] simulacioni rezultati pokazuju da predloženi niz ima slabljenje bočnih lobova 41 dB i pojačanje 21.1 dBi (Slika 5.35). Nakon povezivanja optimizovanog niza i napojne mreže, parazitno zračenje napojne mreže narušava dijagram zračenja niza smanjujući slabljenje bočnih lobova na 38.8 dB pri čemu pojačanje ostaje isto 21.1 dBi [20] (Slika 5.35). Zbog simulacionih rezultata koji su veoma bliski očekivanim vrednostima, predložena antenska struktura je realizovana na supstratu RT/duroid 5880 dielektrične konstante $\epsilon_r=2.17$ i debljine $h_d=0.508$ mm (Slika 5.32).

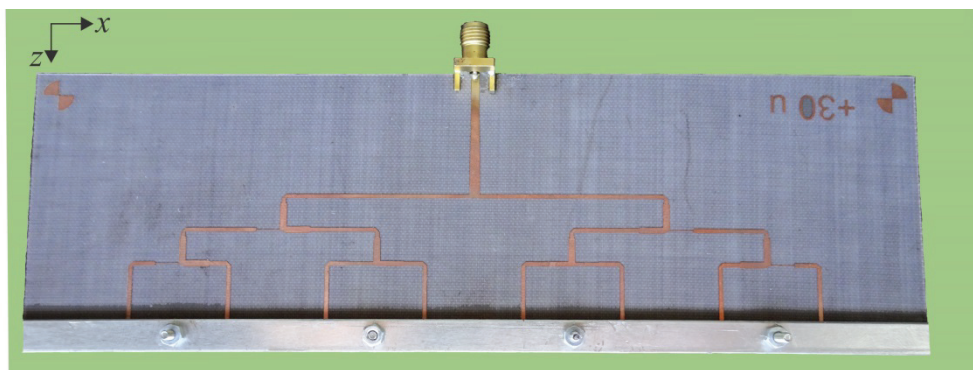


a)

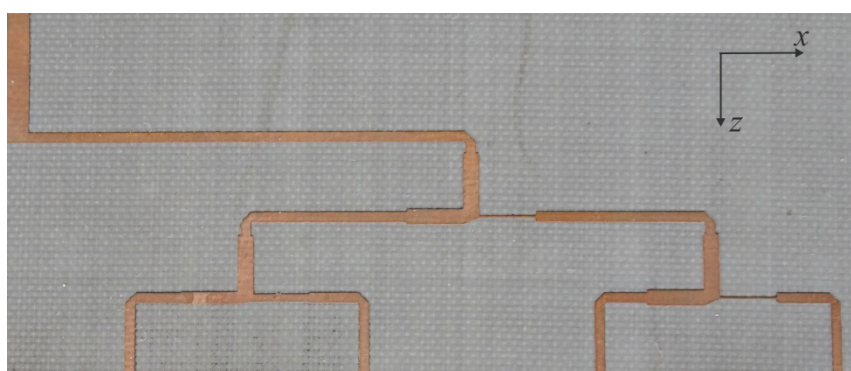


b)

Slika 5.32 Realizovana antena sa velikim slabljenjem bočnih lobova a) Antenski niz u kornjer reflektoru ugla 45° b) Niz, napojna mreža i bal-un štampani na istom supstratu



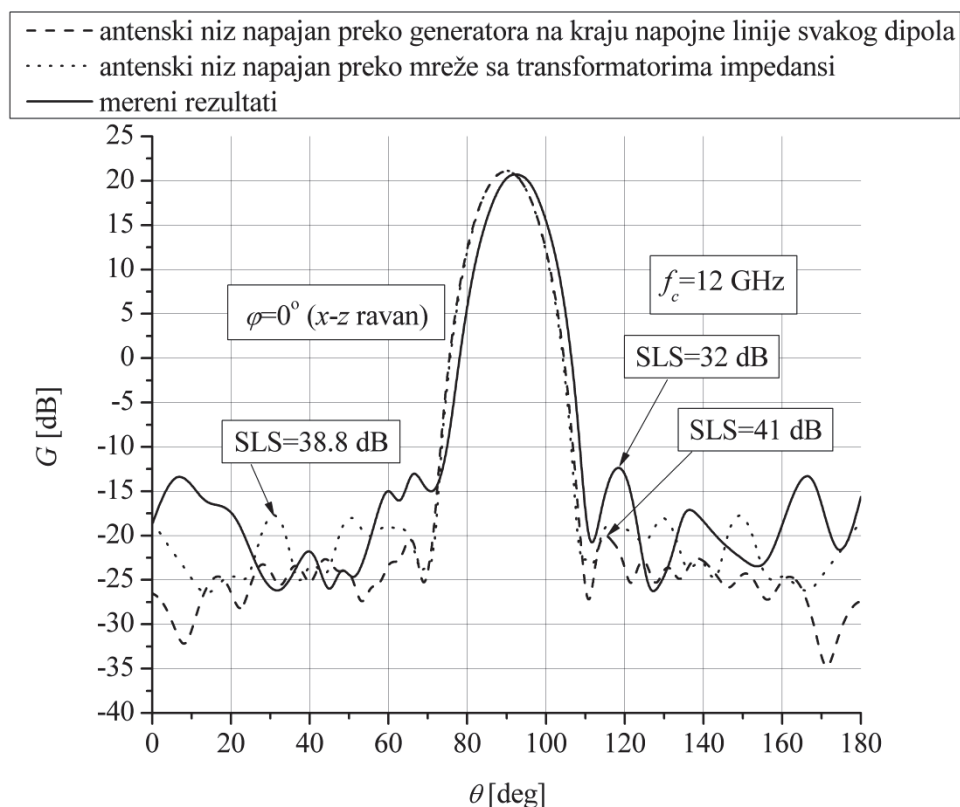
Slika 5.33 Napojna mreža za antenski niz u korner reflektoru ugla 45° sa velikim slabljenjem bočnih lobova



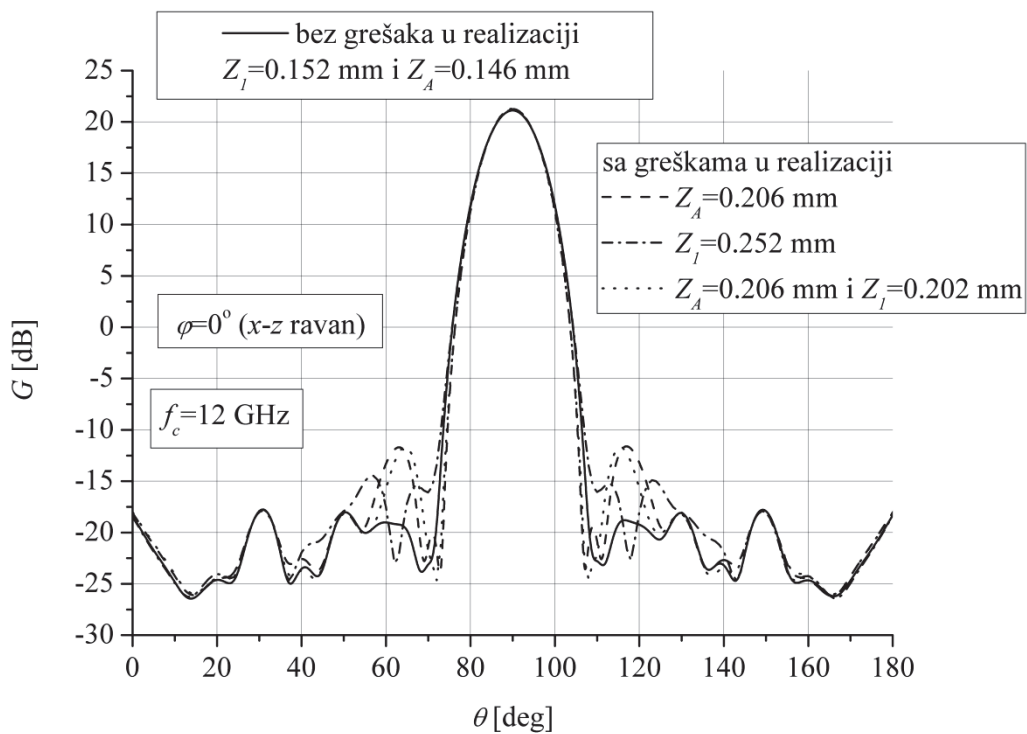
Slika 5.34 Deo napojne mreže za antenski niz u korner reflektoru ugla 45° sa veoma tankim transformatorima impedanse

U toku realizacije predložene antenske strukture fotolitografskim postupkom štampe, posebna pažnja je bila na veoma tankim transformatorima impedanse, Z_I , širine 0.152 mm i Z_A , širine 0.146 mm (Tabela 5.4). Slika 5.33 prikazuje celu napojnu mrežu realizovanu u simetričnoj mikrostrip tehnici. Uvećani prikaz dela mreže sa veoma tankim transformatorima impedanse je prikazan posebno (Slika 5.34).

Ipak, i pored veoma precizne izrade, realizovana antena ima slabljenje bočnih lobova u E ravni 32 dB, što je za 6.8 dB manje od očekivanog rezultata na osnovu simulacija (Slika 5.35). Pojaćanje realizovane antene je 20.84 dBi. Merenja nisu bila u potpuno regularnim uslovima iz tehničkih razloga što može biti jedan od uzroka neočekivanog smanjenja slabljenja bočnih lobova. Takođe, izrada veoma tankih transformatora impedansi je morala biti maksimalno precizna jer i najmanje odstupanje je moglo da prouzrokuje značajne greške u potrebnom napajanju niza. Međutim, kod fotolitografskog postupka štampe sa preciznošću od 50 μm postoji velika mogućnost pojave ovakvih grešaka koje je nemoguće kontrolisati i izbeći.



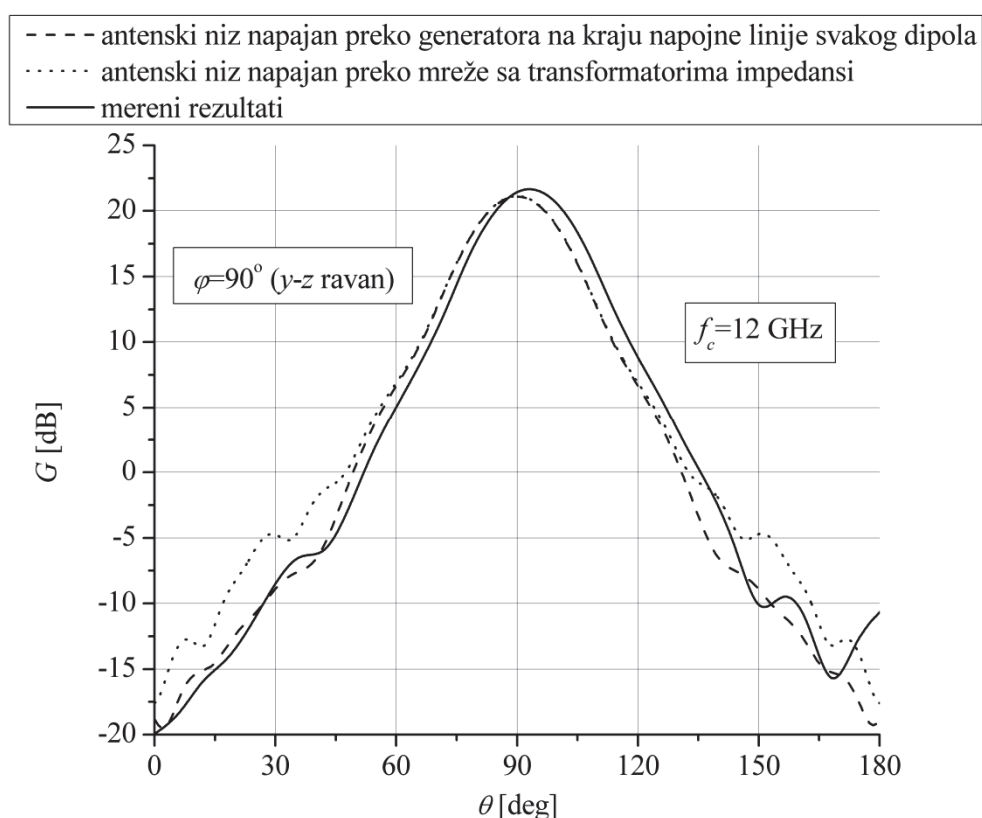
Slika 5.35 Poređenje simulacionih i merenih dijagrama zračenja u E ravni antenskog niza u korner reflektoru sa uglom 45° za $f_c=12$ GHz



Slika 5.36 Poređenje WIPL-D [20] simulacionih dijagrama zračenja u E ravni antenskog niza u korner reflektoru sa uglom 45° za $f_c=12$ GHz bez i sa greškama u realizaciji niza

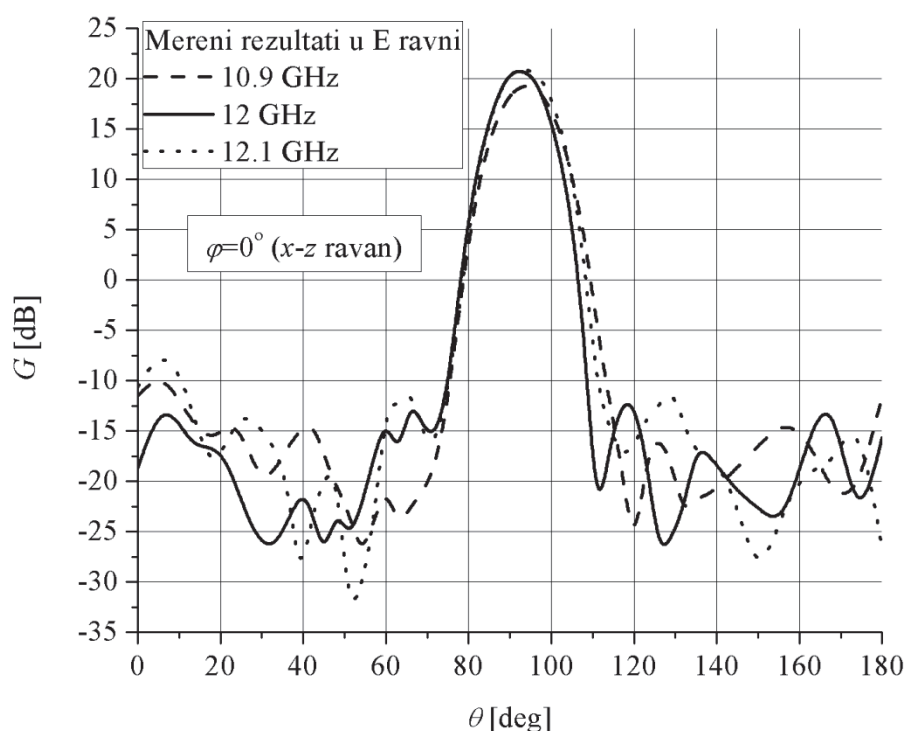
Slika 5.36 prikazuje poređenje simulacionih dijagrama zračenja u E ravni predloženog antenskog niza bez i sa greškama u realizaciji. Razmatrane su jedino greške koje u toku fotolitografskog postupka štampe prouzrokuju odstupanja u širini veoma tankih transformatora impedansi Z_I i Z_A . Vrednosti odstupanja u širini transformatora impedansi Z_I i Z_A su izabrane tako da uzrokuju slabljenje bočnih lobova predloženog antenskog niza u rang u vrednosti dobijenih merenjem realizovanog niza. Sa grafika (Slika 5.36) se može uočiti da veći uticaj na dijagram zračenja ima odstupanje u širini transformatora impedansi Z_A . Širine razmatranih transformatora odstupaju od $60\text{ }\mu\text{m}$ do $100\text{ }\mu\text{m}$, tj. odstupanja koja se mogu javiti u toku štampe na dielektriku. Ipak, pored ovih grešaka u realizaciji, mogu se javiti i greške u dužini transformatora, međusobnom položaju dipola u nizu, itd. Uticaj ovih grešaka je takođe značajan na nivo bočnih lobova.

Poređenje merenih i simulacionih rezultata dijagrama zračenja u H ravni predložene antene je takođe prikazano (Slika 5.37).

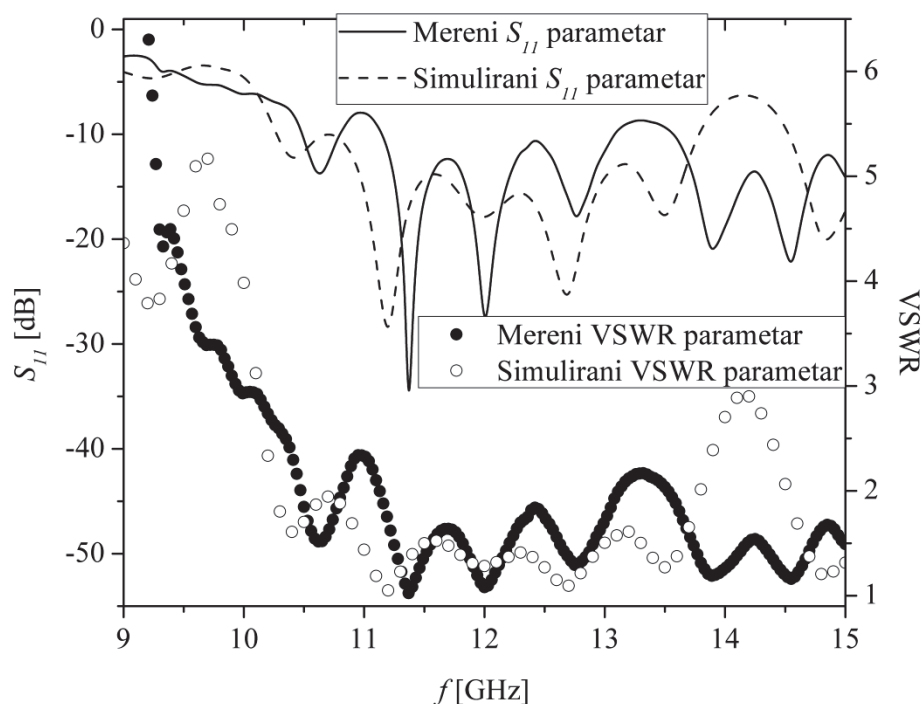


Slika 5.37 Poređenje simulacionih i merenih dijagrama zračenja u H ravni antenskog niza u korner reflektoru sa uglom 45° za $f_c=12\text{ GHz}$

Slika 5.38 prikazuje mereni dijagram zračenja u E ravni predložene antenske strukture u širem frekventnom opsegu za frekvencije 10.9 GHz, 12 GHz i 12.1 GHz. Najmanja i najveća frekvencija su izabrane na osnovu simulacionih rezultata u WIPL-D programu [20]. Na osnovu prikazanih merenih dijagrama zračenja može se zaključiti da predložena antena ima velike vrednosti slabljenja bočnih lobova između 25 dB i 35 dB u posmatranom frekventnom opsegu. Na frekvenciji 10.9 GHz izmereno slabljenje bočnih lobova je 28.35 dB a na frekvenciji 12.1 GHz izmereno slabljenje bočnih lobova je 27.5 dB. Takođe, na svim frekvencijama u širem frekventnom opsegu od 10.9 GHz do 12.1 GHz pojačanje antene je oko 20 dBi (na nižoj frekvenciji iznosi 19.35 dBi a na višoj je 20.9 dBi). Slika 5.39 prikazuje poređenje simuliranih i merenih vrednosti VSWR i S_{11} parametra. Mereni VSWR, dobijen pomoću uređaja Agilent N5227A Network Analyzer, je manji od 2 za frekvencije od 11.13 GHz do 13.11 GHz (16.5% centralne frekvencije). Na osnovu prikazanih merenih rezultata može se zaključiti da frekventni opseg realizovane antene je od 11.13 GHz do 12.1 GHz, što iznosi 8% centralne frekvencije.



Slika 5.38 Mereni dijagram zračenja u E ravni antenskog niza u korner reflektoru sa uglom 45° u širem frekventnom opsegu



Slika 5.39 Mereni i simulirani VSWR i S_{11} parametar antenskog niza u korner reflektoru sa uglom 45°

Tabela 5.5 sumira sve izložene simulacione i merene rezultate koji se odnose na razmatrani antenski niz od 8 simetričnih pentagonalnih dipola u različitim korner reflektorima. Svi nizovi su sa istom raspodelom napajanja dipola, odnosno sa istom napojnom mrežom transformatora impedansi. Parametri reflektora su izabrani tako da razmatrani niz ima maksimalne vrednosti pojačanja i slabljenja bočnih lobova.

Tabela 5.5 Poređenje slabljenja bočnih lobova i pojačanja za nizove od 8 simetričnih pentagonalnih dipola smeštenih u različite korner reflektore

Ugao korner reflektora	Udaljenje apeksa od niza	Niz sa generatorima na kraju napojne linije svakog dipola		Niz sa napojnom mrežom sa transformatorima impedansi		
		Gain [dBi]	SLS [dB]	Gain [dBi]	SLS [dB]	Radni opseg [% f_c]
180	$0.25\lambda_0$	14.25	41.45	13.95	32.75	29
90	$0.5\lambda_0$	19.15	40.6	18.76	36.65	9.16
60	$0.5\lambda_0$	20.5	43.7	20	37.3	10.8
45	$0.6\lambda_0$	21.2	41	21.2	38.8	8
				20.8*	32*	

* merene vrednosti

Može se na osnovu prikazanih rezultata (Tabela 5.5) uočiti da sa smanjenjem ugla kornier reflektora raste pojačanje niza i opada uticaj parazitnog zračenja napojne mreže na željeni dijagram zračenja niza što uzrokuje povećanje slabljenja bočnih lobova. Širokopojasnost je najveća kod niza sa upravnim reflektorom, dok nizovi u kornier reflektorima oštrog ugla imaju približno istu širokopojasnost.

5.4.1.2. Antenski niz zračećih elemenata različite impedanse sa tejperovanim napajanjem

Kod predloženih antenskih nizova, koji se karakterišu velikim slabljenjem bočnih lobova, sa dipolima jednakih impedansi $Z_d=100 \Omega$ problem predstavljaju vodovi napojne mreže u transformatorima impedansi Z_I i Z_A koji imaju najviše karakteristične impedanse, tj. vodovi koji imaju najmanje širine. Vodovi vrlo male širine su mehanički nepouzdati i lako dolazi do prekida u njima. Takođe, postoji i problem njihove realizacije fotolitografskim postupkom štampe gde se mogu desiti greške u širini tih vodova koje mogu izazvati velika odstupanja od potrebne raspodele napajanja dipola. Međutim, kombinovanjem tejperovanja napojne mreže primenom transformatora impedanse i zračećih elemenata različite impedanse mogu se dobiti visoke vrednosti resultantnog pedestalala i veliko slabljenje bočnih lobova.

Najmanje širine vodova su kod transformatora impedansi Z_I i Z_A kojima se obezbeđuje napajanje 1. i 8. dipola sa najmanjim intenzitetom pobude $u_I=0.121$ (-18.34 dB). Zbog toga se razmatraju dva slučaja:

a) kada su 1. i 8. dipol veće impedanse $Z_{d1a}=200 \Omega$ u odnosu na ostale dipole u nizu sa impedansama $Z_d=100 \Omega$. Tada u čvorištu A (Slika 5.3) impedansa Z_S je jednaka impedansi paralalne veze 1. i 2. dipola, tj. impedansi Z_{d1a} i Z_d i važi da je $Z_{sa}=66.67 \Omega$. Da bi intenziteti napajanja dipola i dalje zadovoljavali primenjenu Dolph-Chebyshev-ljevu raspodelu drugog reda sa pedestalom od 19 dB, koeficijent pobude 1. i 8. dipola mora biti jednak $u_{1a} = u_1 \sqrt{2} = 0.171$, gde je vrednost u_1 data u Tabeli 5.2. Koeficijenti pobude ostalih dipola su vrednosti u_2, u_3 i u_4 iz Tabele 5.2.

b) kada su 1. i 8. dipol manje impedanse $Z_{d1b}=50 \Omega$ u odnosu na ostale dipole u nizu sa impedansama $Z_d=100 \Omega$. Tada u čvorištu A (Slika 5.3) impedansa Z_S je jednaka impedansi paralalne veze 1. i 2. dipola, tj. impedansi Z_{d1b} i Z_d i važi da je $Z_{sb}=33.33 \Omega$. I u ovom slučaju, potrebno je modifikovati jedino koeficijent pobude 1. i

8. dipola tako da bude jednak $u_{1b} = \frac{u_1}{\sqrt{2}} = 0.0855$, gde je vrednost u_1 data u Tabeli 5.2

dok koeficijenti pobude ostalih dipola ostaju iste vrednosti u_2 , u_3 i u_4 iz Tabele 5.2.

Koristeći jednačine (5.7)-(5.27), vrednost u_{1a} za slučaj a), tj. vrednost u_{1b} za slučaj b), kao i vrednosti u_2 , u_3 i u_4 iz Tabele 5.2 sračunate su karakteristične impedanse transformatora Z_i , $i=1,2,3,4,A,B$ koje su prikazane u Tabeli 5.6 i Tabeli 5.7.

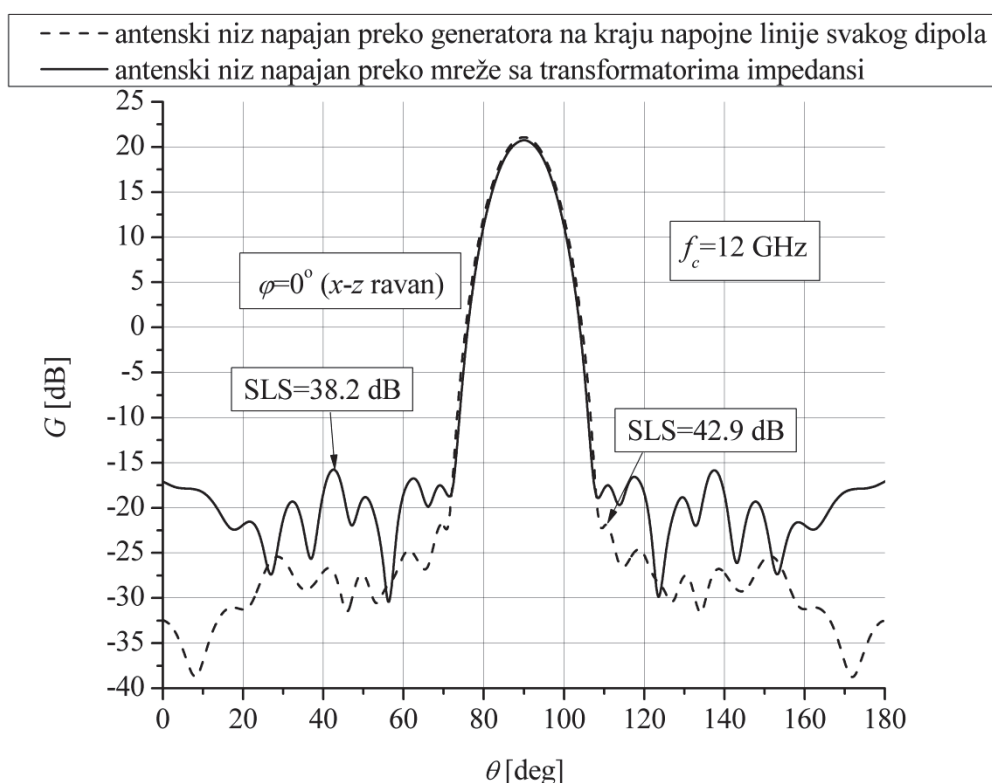
Tabela 5.6 Transformatori impedansi dužine $\lambda_0/4$ u napojnoj mreži sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom drugog reda i pedestalom od 19 dB za napajanje dipola različitih impedansi (slučaj a kada je $Z_{d1a}=200 \Omega$)

Impedansa	Vrednost [Ω]	Širina [mm]	Širina nakon korekcije u WIPL-D programu [mm]
Z_{1a}	285.85	0.085	0.050
Z_{2a}	89.26	0.926	1.150
Z_{3a}	118.66	0.600	0.615
Z_{4a}	88	0.945	0.977
Z_{Aa}	219.78	0.178	0.139
Z_{Ba}	74.68	1.189	1.190

Tabela 5.7 Transformatori impedansi dužine $\lambda_0/4$ u napojnoj mreži sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom drugog reda i pedestalom od 19 dB za napajanje dipola različitih impedansi (slučaj b kada je $Z_{d1b}=50 \Omega$)

Impedansa	Vrednost [Ω]	Širina [mm]	Širina nakon korekcije u WIPL-D programu [mm]
Z_{1b}	189.24	0.252	0.362
Z_{2b}	59.13	1.619	1.400
Z_{3b}	118.66	0.600	0.615
Z_{4b}	88	0.945	0.977
Z_{Ab}	233.10	0.154	0.156
Z_{Bb}	74.20	1.199	1.350

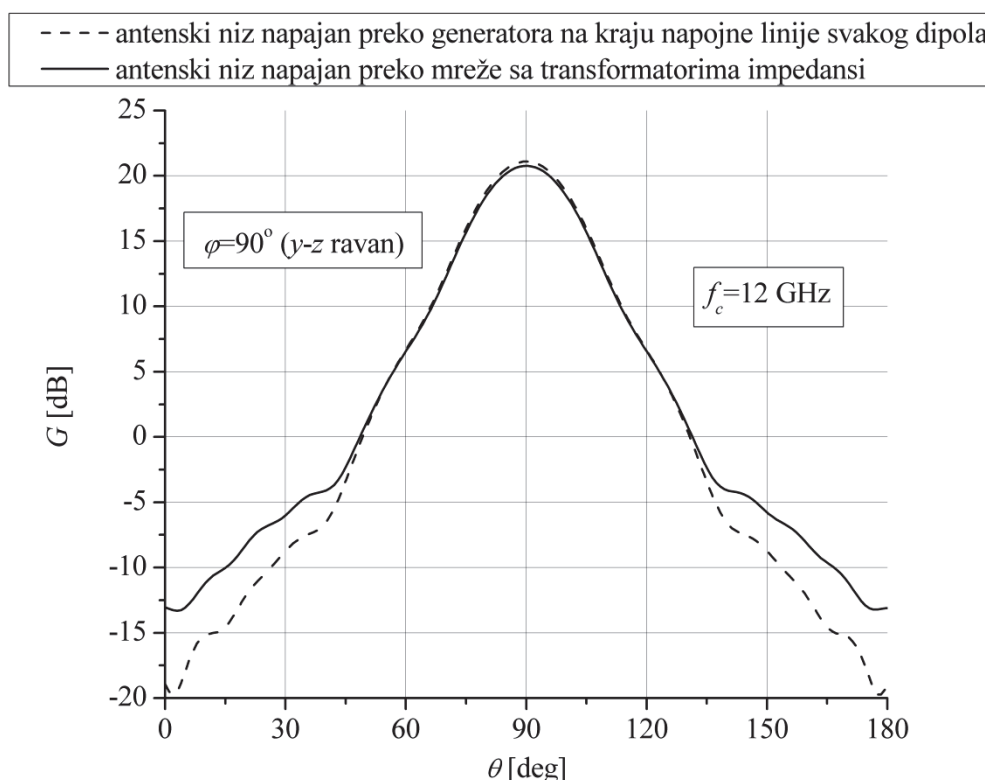
Na osnovu prikazanih rezultata (Tabela 5.6 i Tabela 5.7) može se zaključiti da se problem veoma tankih vodova za transformatore impedansi Z_I i Z_A može delimično rešiti samo za slučaj b), odnosno kada su periferni 1. i 8. dipol impedanse $Z_{d1b}=50 \Omega$, manje u odnosu na ostale dipole u nizu sa impedansama $Z_d=100 \Omega$. U tom slučaju transformator impedansi Z_{1b} je sa većom širinom dok transformator impedanse Z_{Ab} ostaje približno iste širine kao kod napojne mreže sa dipolima iste impedanse.



Slika 5.40 Simulacioni dijagrami zračenja u E ravni antenskog niza zračećih elemenata različite impedanse sa tejerovanim napajanjem u korner reflektoru sa uglom 45°

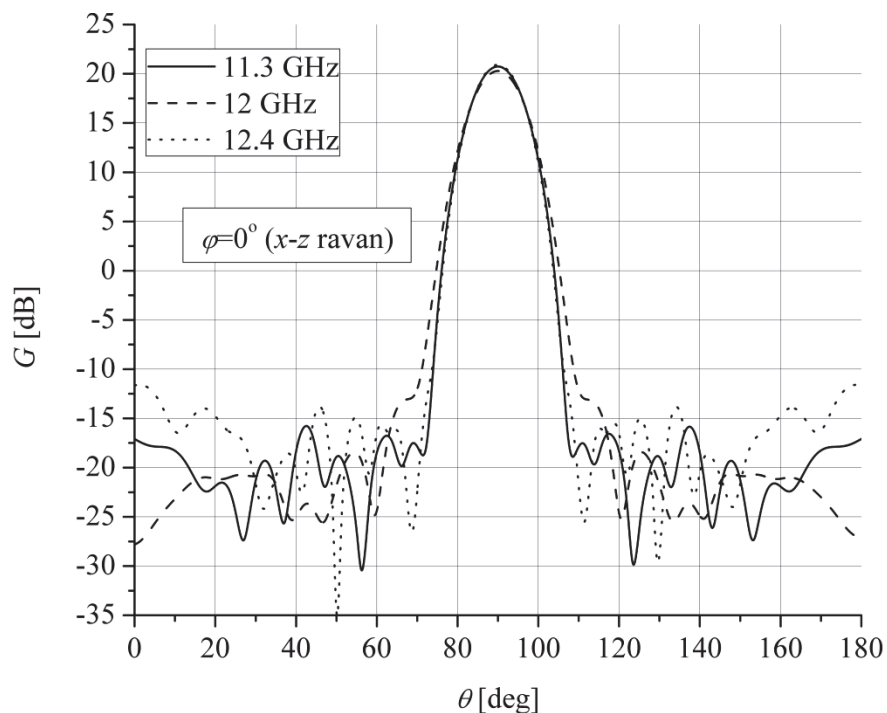
Predloženi antenski niz se sastoji od 8 simetričnih pentagonalnih dipola na međusobnom rastojanju $d=0.77\lambda_0=19.25$ mm. Niz se nalazi između dve reflektorske ploče, svaka dimenzije 346.5mm x 106mm, postavljene pod uglom 45° . Rastojanje između niza i apeksa reflektora je $h=0.6\lambda_0=15$ mm. Na spoju reflektorskih ploča postoje 8 rupa prečnika 2.33 mm kroz koje prolaze napojne linije svakog dipola. U inicijalnoj etapi dizajna predloženog niza u WIPL-D programu [20] potrebno je optimizovati dimenzije dipola tako da periferni dipoli (1. i 8. dipol) imaju impedansu $Z_{dlb}=50 \Omega$ dok ostali dipoli u nizu su impedanse $Z_d=100 \Omega$. Optimizacija dimenzija dipola u nizu se obavlja tako da se uzimaju u obzir međusobni uticaji zračećih elemenata ali i uticaj korner reflektora na zračeće elemente. Napajanje niza je obezbeđeno preko 8 generatora koji se nalaze na kraju napojne linije svakog dipola. U ovoj etapi razvoja predloženog niza, dijagram zračenja u E ravni ima slabljenje bočnih lobova 42.9 dB i pojačanje 21.1 dBi (Slika 5.40). Kada se niz sa dipolima optimizovanih dimenzija poveže sa napojnom mrežom sa transformatorima impedansi iz Tabele 5.7 dolazi do uticaja neželjenog zračenja napojne mreže na dijagram zračenja niza. Slabljenje bočnih lobova u E ravni se smanji na 38.2 dB pri čemu

pojaćanje ostaje približno isto (20.76 dBi). I ovde je oćigledno da se uticaj parazitnog zraćenja napojne mreže ne može izbexi, već da je moguće samo minimizirati njegov uticaj korišćenjem korner reflektora malih uglova. Predložena antenska struktura nije realizovana te se ne može izvesti zaključak da li se delimićno rešava problem fotolitografske štampe ukoliko se poveća širina samo jednog veoma tankog transformatora impedanse Z_{lb} dok drugi veoma tanak transformator impedanse Z_{Ab} ostaje približno iste širine. Dijagram zraćenja u H ravni predložene antenske strukture kroz obe etape njenog dizajna je takođe dat (Slika 5.41).

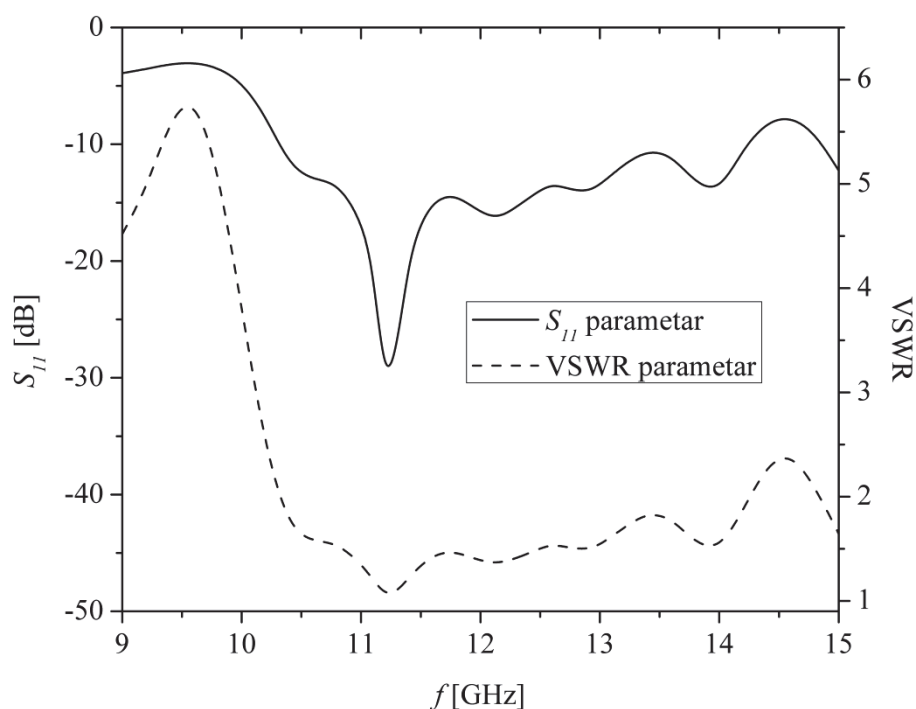


Slika 5.41 Simulacioni dijagrami zraćenja u H ravni antenskog niza zraćexih elemenata različite impedanse sa tejerovanim napajanjem u korner reflektoru sa uglom 45°

Ukoliko se predloženi antenski niz posmatra u širem frekventnom opsegu određenog na osnovu simulacionih rezultata u WIPL-D programu [20], može se zaključiti da za frekvencije između 11.3 GHz i 12.4 GHz dijagram zraćenja zadržava znaćajne parametre, slabljenje boćnih lobova i pojaćanje, u okviru oćekivanih odstupanja (Slika 5.42). Na nićoj frekvenciji, 11.3 GHz, antenski niz ima slabljenje boćnih lobova 33.8 dB. Na vićoj frekvenciji, 12.4 GHz, slabljenje boćnih lobova predloženog antenskog niza je 32.7 dB. U oba slućaja pojaćanje antenskog niza je oko 20.5 dBi.



Slika 5.42 Simulacioni dijagram zračenja u E ravni antenskog niza zračećih elemenata različite impedanse sa tejpovanim napajanjem (napajan preko mreže transformatora impedansi) u kornjer reflektoru sa uglom 45° u širem frekventnom opsegu



Slika 5.43 Simulacioni VSWR i S_{11} parametar antenskog niza zračećih elemenata različite impedanse sa tejpovanim napajanjem u kornjer reflektoru sa uglom 45°

Slika 5.43 prikazuje simulacione rezultate VSWR i S_{11} parametra za predloženi antenski niz. Sa prikazanih rezultata se može uočiti da je VSWR parametar manji od 2

za frekvencije između 10.4 GHz i 14.2 GHz. Može se zaključiti da predloženi niz može biti primenjen za opseg frekvencija između 11.3 GHz i 12.4 GHz, što čini 9.16% centralne frekvencije.

5.4.2. Antenski niz zračećih elemenata tejperovanih impedansa sa velikim slabljenjem bočnih lobova

Veliko slabljenje bočnih lobova moguće je postići i formiranjem antenskog niza sa dipolima tejperovanih impedansi koji imaju uniformno napajanje. Primenjeni pedestal ($I_{\max}/I_{\min}$) takvog niza je određen odnosom maksimalne i minimalne impedanse dipola u nizu. Pri tome je potrebno voditi računa o mogućnostima realizacije dipola maksimalne i minimalne impedanse u simetričnoj mikrostrip tehnici. Fotolitografskim postupkom štampe moguće je realizovati mikrostrip liniju minimalne širine 0.05 mm [40]. Na dielektriku debljine $h_d=0.508$ mm i relativne dielektrične konstante $\varepsilon_r=2.17$ linija debljine 0.05 mm realizovana u simetričnoj mikrostrip tehnici ima impedansu oko 1500 Ω na drugoj rezonansi [20]. Vodeći računa o ograničenjima realizacije dipola u simetričnoj mikrostrip tehnici, izvršena je sinteza niza od 10 dipola postavljenih na jednakom međusobnom rastojanju $d=0.73\lambda_0=22$ mm, gde je λ_0 talasna dužina u slobodnom prostoru na centralnoj frekvenciji $f_c=10$ GHz. Izabrana je Dolph-Chebyshev-ljeva raspodela drugog reda sa pedestalom od 12 dB čiji su koeficijenti prikazani u Tabeli 5.8 [19, 40].

Tabela 5.8 Koeficijenti Dolph-Chebyshev-ljeve raspodele drugog reda sa pedestalom od 12 dB koja omogućuje slabljenje bočnih lobova 30 dB

Dipol	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.
u	0.251	0.414	0.641	0.862	1	1	0.862	0.641	0.414	0.251
u (dB)	-12.0	-7.66	-3.86	-1.29	0	0	-1.29	-3.86	-7.66	-12.0
u – intenzitet napajanje										

Impedanse dipola u nizu se određuju tako da njihove snage odgovaraju izabranoj Dolph-Chebyshev-ljevoj raspodeli drugog reda sa pedestalom od 12 dB. Ako je za 1. i 10. dipol izabrana impedansa $Z_I=1500$ Ω , koja predstavlja maksimalnu impedansu čija je realizacija moguća fotolitografskim postupkom štampe, onda se ostale impedanse mogu lako izračunati korišćenjem koeficijenata pobude iz Tabele 5.8.

Relativne snage P_i , $i=1,2,3,4,5$ napajanja odgovarajućih dipola u nizu su jednake [19, 40]:

$$P_1=(u_1)^2 \quad (5.28)$$

$$P_2=(u_2)^2 \quad (5.29)$$

$$P_3=(u_3)^2 \quad (5.30)$$

$$P_4=(u_4)^2 \quad (5.31)$$

$$P_5=(u_5)^2 \quad (5.32)$$

Zbog simetričnosti niza, koeficijent u_l i relativna snaga napajanja P_l odgovaraju 1. i 10. dipolu, koeficijent u_2 i relativna snaga napajanja P_2 odgovaraju 2. i 9. dipolu, koeficijent u_3 i relativna snaga napajanja P_3 odgovaraju 3. i 8. dipolu, koeficijent u_4 i relativna snaga napajanja P_4 odgovaraju 4. i 7. dipolu i koeficijent u_5 i relativna snaga napajanja P_5 odgovaraju 5. i 6. dipolu. Odnos relativnih snaga napajanje k -tog i l -tog dipola, gde je $k=1,2,3,4$ i $l=k+1$, je jednak [19, 40]:

$$P_k/P_l=(u_k/u_l)^2 \quad (5.33)$$

Dipoli u nizu imaju uniformno napajanje, stoga odnos impedansi l -tog i k -tog dipola, je jednak [19, 40]:

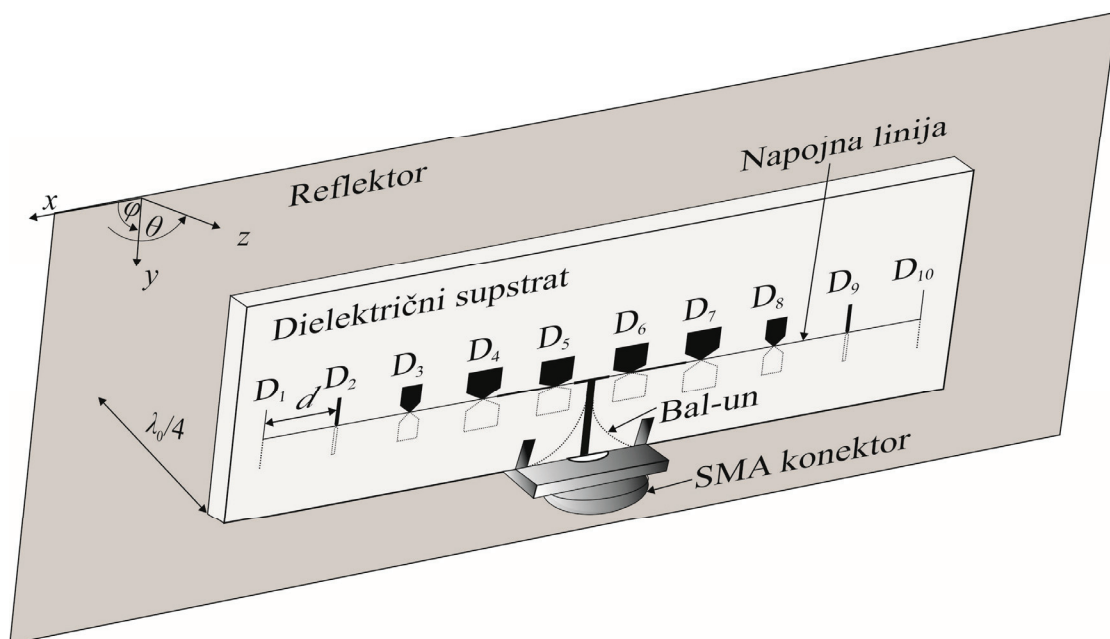
$$Z_l/Z_k=P_k/P_l=(u_k/u_l)^2 \quad (5.34)$$

Polazeći od vrednosti $Z_l=1500 \Omega$, ostale impedanse se izračunavaju korišćenjem jednačine (5.34). Sračunate vrednosti prikazane su u Tabeli 5.9 [19, 40].

Tabela 5.9 Impedanse dipola antenskog niza sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom drugog reda sa pedestalom od 12 dB

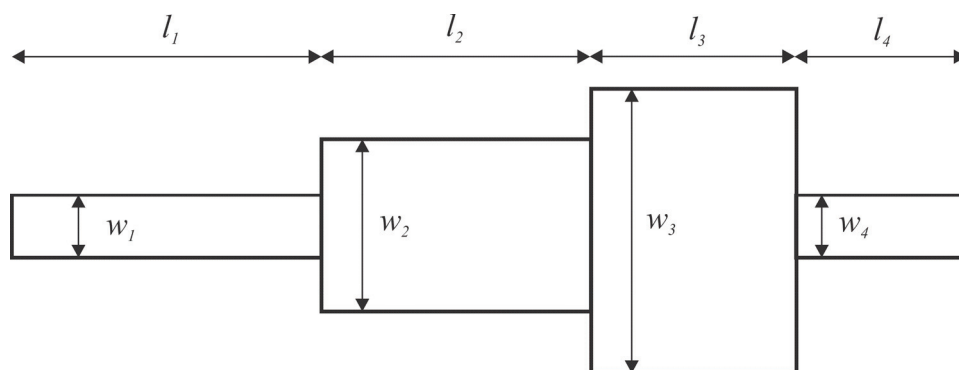
<i>Dipol</i>	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.
$Z [\Omega]$	1500	552	230.5	127	94.5	94.5	127	230.5	552	1500

Predložena antenska struktura se sastoji od: antenskog niza sa 10 dipola tejperovanih impedansi, napojne mikrostrip linije, bal-una i ravne reflektorske ploče (Slika 5.44). Antenski niz, napojna mikrostrip linija i bal-un štampani su na istom supstratu dužine 211 mm, širine 30 mm, debljine $h_d=0.508$ mm i relativne dielektrične konstante $\epsilon_r=2.17$. Niz je sastavljen od dipola izrađenih u simetričnoj mikrostrip tehnici tako da je jedna polovina sa jedne strane supstrata, a druga sa suprotne strane istog. Rastojanje između dipola je jednako $d=0.73\lambda_0=22$ mm.



Slika 5.44 Štampani antenski niz sa dipolima tejerovanih impedansi

Dipoli imaju oblik olovke, jednostavnije forme pentagonalnog oblika dipola, da bi se lakše postigao širok raspon impedansi neophodan za sintezu predloženog niza [41]. Dimenzije dipola se mogu prilagoditi tako da njihove impedanse odgovaraju impedansama iz Tabele 5.9 na centralnoj frekvenciji $f_c=10$ GHz, uzimajući u obzir međusobni uticaj dipola u nizu i uticaj ravne reflektorske ploče smeštene paralelno nizu na rastojanju $\lambda_0/4$. Nakon SMA konektora, na supstratu je štampan bal-un za prevođenje standardne mikrostrip na simetričnu mikrostrip strukturu. Na bal-un se nadovezuje 50Ω linija i transformator kojim se ona prevodi u napojnu mikrostrip liniju za serijsko napajanje niza. Napojna mikrostrip linija, takođe simetrična mikrostrip struktura, obezbeđuje uniformno napajanje dipola u nizu.



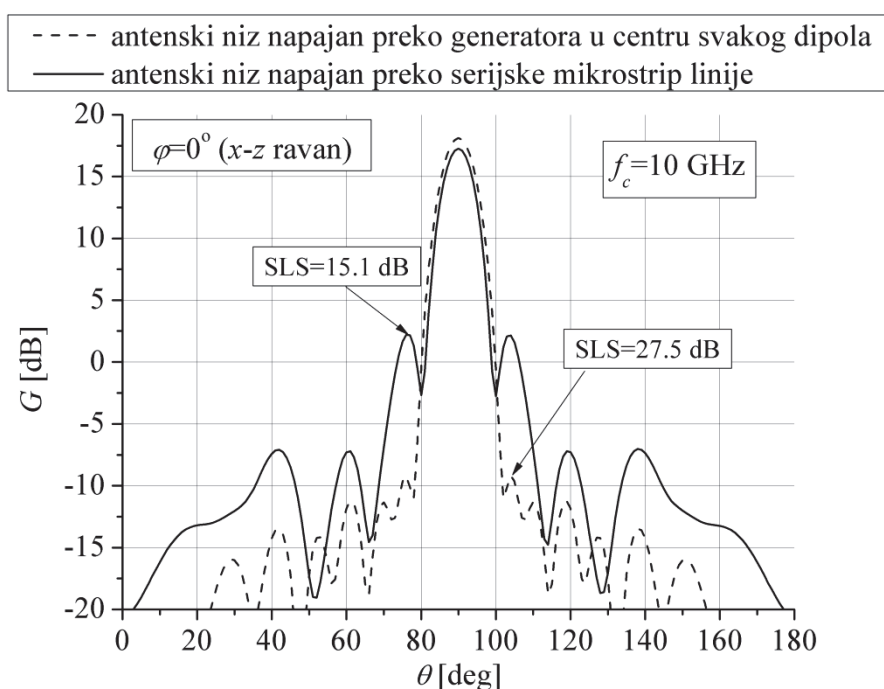
Slika 5.45 Napojna mikrostrip linija između dva susedna dipola u antenskom nizu sa dipolima tejerovanih impedansi

Širina napojne mikrostrip linije zavisi od veličine preklapanja polovina dipola i iznosi 0.05 mm za 1. i 10. dipol i 0.1 mm za ostale dipole. Ukoliko bi se koristila linija konstantne širine, bilo bi nemoguće postići uniformno, u amplitudi i fazi, napajanje niza. Zbog toga se linija između dva susedna dipola sastoji od četiri dela nejednakih širina i dužina (Slika 5.45) [42].

Tabela 5.10 Optimizovani parametri napojne linije između susednih dipola u antenskom nizu sa tejerovanim impedansama

Dipoli na krajevima linije	1./ 2.	2./3.	3./4.	4./5.
l_1 [mm]	4.26	4.57	4.01	4.31
l_2 [mm]	9.97	8.64	9.075	8.36
l_3 [mm]	4.97	2.81	2.035	7.24
l_4 [mm]	2.715	5.87	6.77	1.98
w_1 [mm]	0.05	0.10	0.10	0.10
w_2 [mm]	0.05	0.20	0.20	0.30
w_3 [mm]	0.20	0.24	0.21	0.23
w_4 [mm]	0.10	0.10	0.10	0.10

Korišćenjem WIPL-D Microwave Pro [20] programa optimizovane su širine i dužine delova mikrostrip linije između dva susedna dipola tako da svi dipoli imaju jednako napajanje u amplitudi i fazi. Optimizovani parametri delova napojne linije između dipola u nizu prikazani su u Tabeli 5.10 [42].



Slika 5.46 Simulacioni dijagrami zračenja niza sa dipolima tejerovanih impedansi

Na početku modelovanja predloženog niza u WIPL-D programu [20], dimenzije dipola se optimizuju tako da njihove impedanse imaju vrednosti prikazane u Tabeli 5.9. U toj etapi dizajna, dipoli se napajaju generatorima koji se nalaze u njihovim centrima i tada je prisutan međusobni uticaj dipola i uticaj paralelnog reflektora. Dijagram zračenja niza u E ravni ove etape modelovanja karakteriše slabljenje bočnih lobova od 27.5 dB i pojačanje od 18.22 dBi (Slika 5.46) [40]. U drugoj etapi modelovanja, niz se povezuje sa mikrostrip napojnom linijom koja predstavlja serijsku napojnu mrežu kojom je obezbeđeno uniformno napajanje dipola u nizu. Sada je dominantan uticaj parazitnog zračenja napojne strukture koja utiče na željeni dijagram zračenja u E ravni tako što smanjuje značajno slabljenje bočnih lobova na 15.1 dB dok pojačanje ostaje približno isto 17.3 dBi [42].

Predložena antenska struktura je vrlo jednostavna, lake i jeftine izrade i veoma male debljine (7.754 mm+debljina reflektora) što je čini pogodnom za aplikacije koje zahtevaju planarnu antenu sa normalnim vrednostima slabljenja bočnih lobova.

5.5. Antenski nizovi sa oblikovanim dijagramom zračenja

Poslednjih nekoliko decenija velika pažnja se poklanja istraživanju tehnika i metoda sinteze antenskih nizova sa oblikovanim dijagramom zračenja koji nalaze široku primenu u savremenim bežičnim komunikacijama. Da bi se povećala efikasnost antene, izračena energija treba biti skoncentrisana u željenom pravcu. Postoje mnogi primeri gde uobičajene antene sa dijagramom zračenja konusnog oblika su neadekvatne za pravilan rad komunikacionog sistema. Ukoliko se standardna antena konusnog dijagrama zračenja koristi za skeniranje ciljeva na velikom prostoru (avionski radari, zemaljski radari, navigacioni uređaji, itd.) javiće se problem vremena potrebnog da se obavi postavljeni zadatak. Takođe, postoji mogućnost rasipanja ograničene izračene snage ili nejednako „osvetljavanje” ciljeva u različitim pravcima [43]. Zbog toga se različitim tehnikama i metodama dijagram zračenja oblikuje da zadovolji zahteve veće efikasnosti. Radari zahtevaju antene sa dijagramom zračenja proporcionalan kvadratu kosekansa ugla elevacije za detektovanje objekata koji se nalaze na velikim visinama u blizini radara. Antene sa ravnim vrhom dijagrama zračenja su poželjne kod mobilnih komunikacionih sistema jer obezbeđuju ravnomernu raspodelu snage u okviru pokrivenosti servisa.

5.5.1. Antenski niz u korner reflektoru sa dijagramom zračenja oblika kosekans kvadrat

Antene sa dijagramom zračenja oblika funkcije kosekans kvadrat elevacionog ugla najčešće se susreću kod radara. Uobičajene antene sa dijagramom zračenja konusnog oblika su neadekvatne za detektovanje objekata koji se nalazi na velikim visinama u blizini radara jer takve antene zrače veoma malo energije u tom pravcu. Međutim, moguće je modifikovati dijagram zračenja antene tako da se više energije izrači ka većim uglovima. Jedno od mogućih rešenja je da antena ima dijagram zračenja proporcionalan kvadratu kosekans ugla elevacije [44].

Ovaj tip antene se najčešće može naći kod avionskih radara koji se koriste za skeniranje zemaljskih ciljeva i terena. Takođe, može se koristiti i kod zemaljskih radara koji detektuju i određuju poziciju aviona, prikupljaju dodatne podatke od samog aviona kao što je njegov identitet i visina na kojoj leti. Kod ovakvih aplikacija se koristi osobina da ove antene proizvode konstantnu snagu eho signala za ciljeve koji lete na konstantnoj visini. Ovaj tip antene se može naći i kod mobilnih stanica [9, 15], sistema za parkiranje u automobilima [45], pomorskih radara, itd.

Najčešće se ovaj tip antene realizuje izobličenjem dela reflektora parabolične antene kada se modelovanjem reflektorske površine usmerava izračena energija u željenom pravcu [46] ili pomoću horn antena u pravilnom paraboličnom reflektoru sa pravilno dizajniranim napajanjem [14]. Dijagram zračenja dobijen pomoću modifikacije reflektora parabolične antene je obično približna aproksimacija kosekans kvadrat funkcije. Za dobijanje dijagrama zračenja koji tačnije odgovara kosekans kvadrat funkciji koriste se linearni antenski nizovi [44]. Kod antenskih nizova, željeni dijagram zračenja se postiže korišćenjem odgovarajuće amplitudske i fazne raspodele napajanja elemenata antenskog niza [16].

Funkcija kosekans ugla θ je definisana kao:

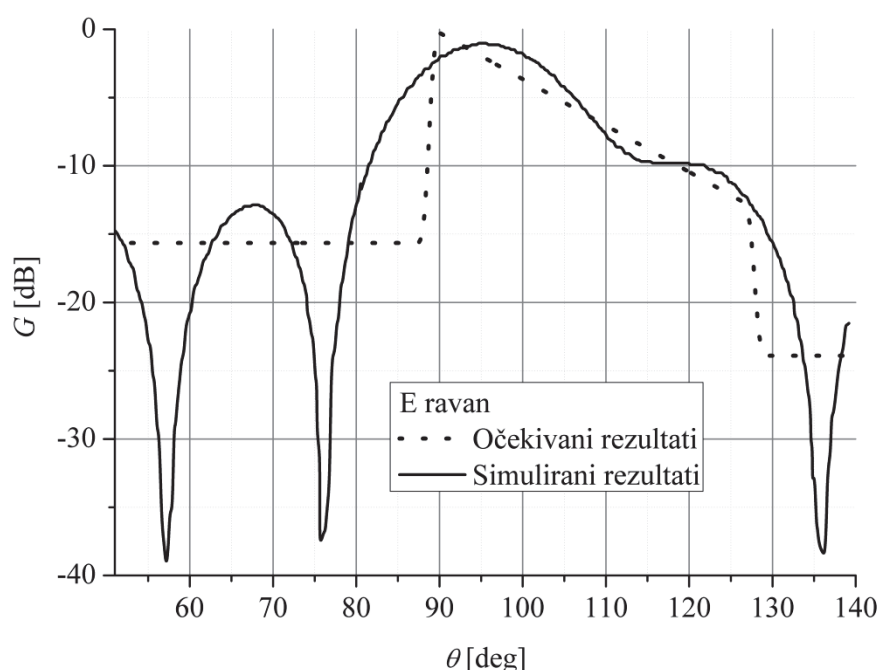
$$\csc \theta = \frac{1}{\sin \theta} \quad (5.35)$$

Kod antena sa kosekans kvadrat dijagramom zračenja pojačanje $G(\theta)$ je funkcija elevacionog ugla θ data kao [44]:

$$G(\theta) = G(\theta_0) \frac{\csc^2 \theta}{\csc^2 \theta_0} \quad \text{za } \theta_0 < \theta < \theta_m \quad (5.36)$$

gde je $G(\theta)$ pojačanje antene za elevacioni ugao θ . θ_0 i θ_m su granične vrednosti elevacije između kojih dijagram zračenja ima oblik kosekans kvadrat funkcije

elevacionog ugla. Za vrednosti $\theta \notin [\theta_0, \theta_m]$ dijagram zračenja je sličan dijagramu zračenja uobičajenih antena sa dijagramom zračenja konusnog oblika. Poželjno je da donja granica $\theta_0 = 90^\circ$, mada su uvek prisutna manja ili veća odstupanja od te vrednosti zbog praktičnih poteškoća prilikom dizajna i izrade antene. Prikazan je simulacioni i očekivani dijagram zračenja oblika kosekans kvadrat funkcije elevacionog ugla za antenski niz od četiri elementa na međusobnom rastojanju $d = 0.8\lambda_0$ (Slika 5.47).



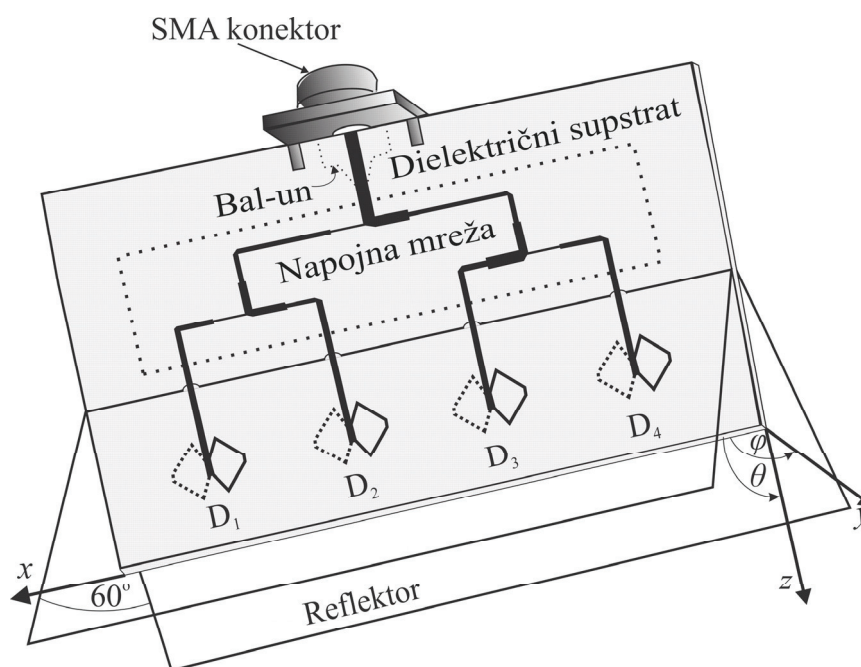
Slika 5.47 Simulacioni i očekivani dijagram zračenja oblika kosekans kvadrat funkcije elevacionog ugla za antenski niz od četiri elementa

U literaturi postoji mnogo metoda i tehnika modelovanja antenskih nizova sa kosekans kvadrat dijagramom zračenja [10, 13-15, 18], ali je veoma malo prototipova realizovanih antena sa kosekans kvadrat dijagramom zračenja u mikrostrip tehnici [16-18]. Uglavnom su to antenski nizovi čiji su elementi štampani dipoli različitih konfiguracija. Realizovani su antenski nizovi sa 24 elemenata [16, 17], što je značajno veliki broj elemenata u nizu čime se proces dizajna i realizacije usložnjava. Iako takve antene imaju veoma dobre pojedine karakteristike, poput pojačanja ili slabljenja bočnih lobova, one i dalje imaju veoma mali frekvencijski opseg do 15% centralne frekvencije što je nedovoljno za većinu savremenih radarskih sistema. Takođe, realizovana je antena sa četiri elementa oblika latiničnog slova U [18], koja koristi

amplitudsku i faznu raspodelu napajanja datu u Tabeli 5.11. S ciljem poređenja sa antenskim nizom sa elementima oblika latiničnog slova U [18], razvijen je model antenskog niza četiri simetrična pentagonalna dipola koji takođe ima istu amplitudsku i faznu raspodelu napajanja iz Tabele 5.11.

Tabela 5.11 Koeficijenti pobude antenskog niza sa dijagramom zračenja oblika kosekansk kvadrat

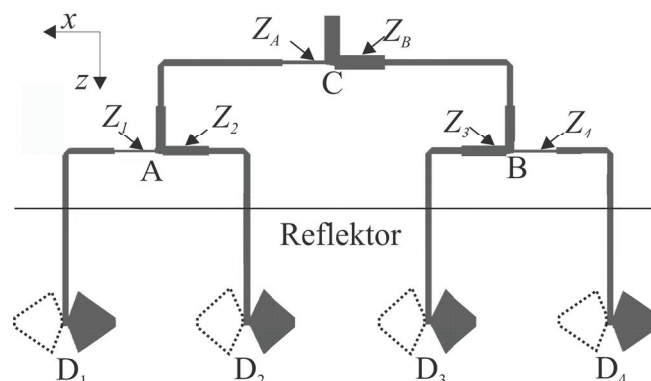
<i>Dipol</i>	1.	2.	3.	4.
Normalizovana amplituda u_i	0.4038	0.567	1	0.725
Fazni pomeraj φ_i [°]	0	14	0	-36



Slika 5.48 Antenski niz u korner reflektoru sa dijagramom zračenja oblika kosekansk kvadrat

Predložena antena je realizovana u simetričnoj mikrostrip tehnici. Ona se sastoji iz 4 dela (Slika 5.48): (1) niz sastavljen od aksijalno postavljenih 4 zračeća elementa, (2) mreža za napajanje, (3) bal-un (deo (1), (2) i (3) se nalaze na istom dielektričnom supstratu) i (4) korner reflektor. Antenski niz je od 4 štampana simetrična pentagonalna dipola postavljena na međusobnom rastojanju $d=0.8\lambda_0=24$ mm, gde je λ_0 talasna dužina u slobodnom prostoru na centralnoj frekvenciji $f_c=10$ GHz [47]. Antenski niz se nalazi u korner reflektoru na rastojanju $h=0.5\lambda_0=15$ mm od apeksa reflektora. Reflektorske ploče su postavljene pod uglom od 60° [34, 48]. Sinteza niza

je urađena korišćenjem Orchard Elliott metoda i genetičkog algoritama [18]. Dobijena je raspodela za niz sa 4 elementa (Tabela 5.11). Potrebna raspodela napajanja elemenata niza je ostvarena korišćenjem napojne mreže koja se sastoji od transformatora impedansi (Slika 5.49).



Slika 5.49 Napojna mreža antenskog niza sa dijagramom zračenja oblika kosekans kvadrat

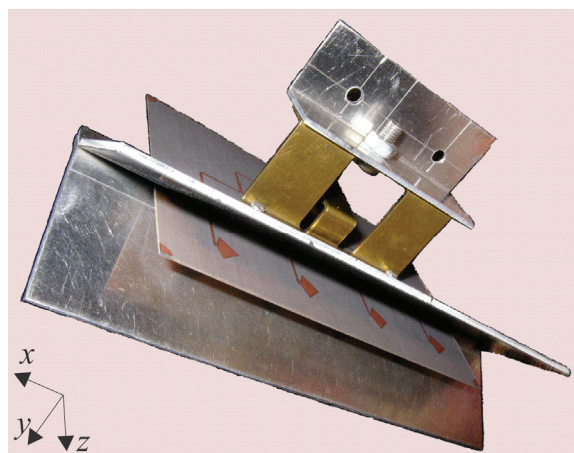
Vrednosti transformatora impedansi su sračunate TEM analizom koristeći jednačine (5.7)-(5.27) i koeficijente pobude (Tabela 5.11) za dielektrik debljine $h_d=0.508$ mm, relativne dielektrične konstante $\epsilon_r=2.17$, specifične provodnosti 41 MS/m i zanemarljivo male vrednosti gubitaka i debljine metalizacije. Tabela 5.12 prikazuje parametre transformatora impedansi [34, 47] sračunate TEM analizom i optimizovane WIPL-D Microwave Pro programom [20].

Tabela 5.12 Parametri $\lambda_0/4$ transformatora impedansi u napojnoj mreži antenskog niza sa dijagramom zračenja oblika kosekans kvadrat

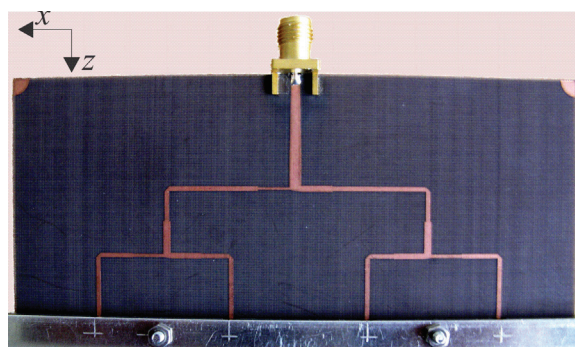
Transformatori impedansi	Karakteristična impedansa [Ω]	Širina [mm]	Širina nakon korekcije u WIPL-D programu [mm]
Z_1	121.89	0.57	0.5705
Z_2	86.81	0.96	0.965
Z_3	87.34	0.955	0.955
Z_4	120.47	0.58	0.58
Z_A	144.03	0.43	0.418
Z_B	81.17	1.06	1.08

Napojna mreža počinje bal-unom koji služi za prelaz sa standardne mikrostrip strukture na simetričnu mikrostrip strukturu. Nakon toga se nalaze T spojevi, napojne linije i transformatori impedansi dužine $\lambda_0/4$ (Slika 5.49). Potrebna fazna razlika je

ostavarena kontrolom dužine napojnih 100 omskih linija između T spojeva i transformatora impedansi. Napojna 100Ω linija drugog dipola kome odgovara fazni pomeraj 14° je kraća 0.88 mm nego napojna 100Ω linija prvog dipola koji ima fazni pomeraj 0° . Slično, napojna linija četvrtog dipola kome odgovara fazni pomeraj -36° je duža 2.27 mm od napojne linije trećeg dipola sa faznim pomerajem 0° [34, 48].

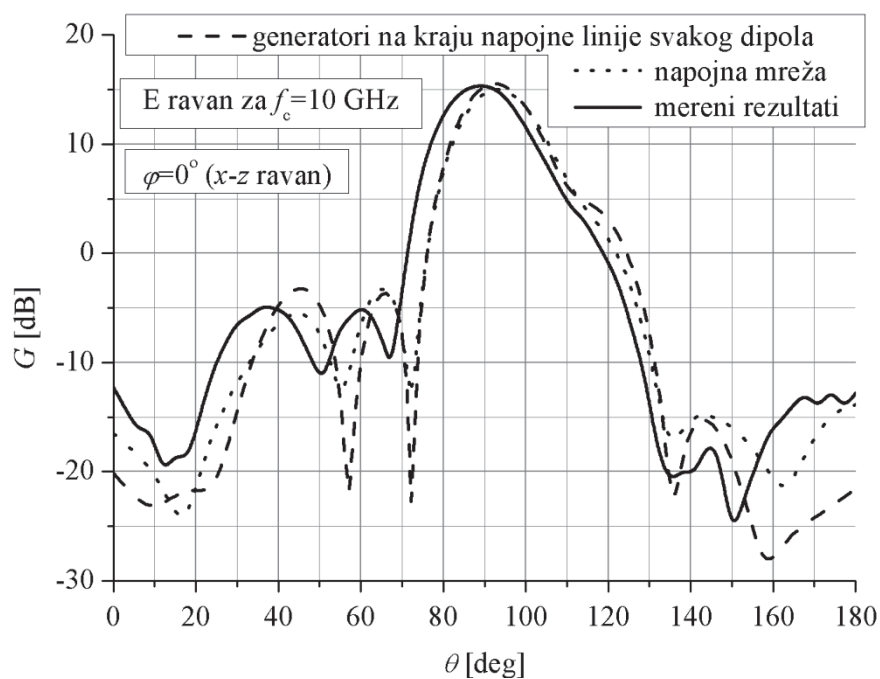


Slika 5.50 Realizovana antena sa dijagramom zračenja oblika kosekants kvadrat

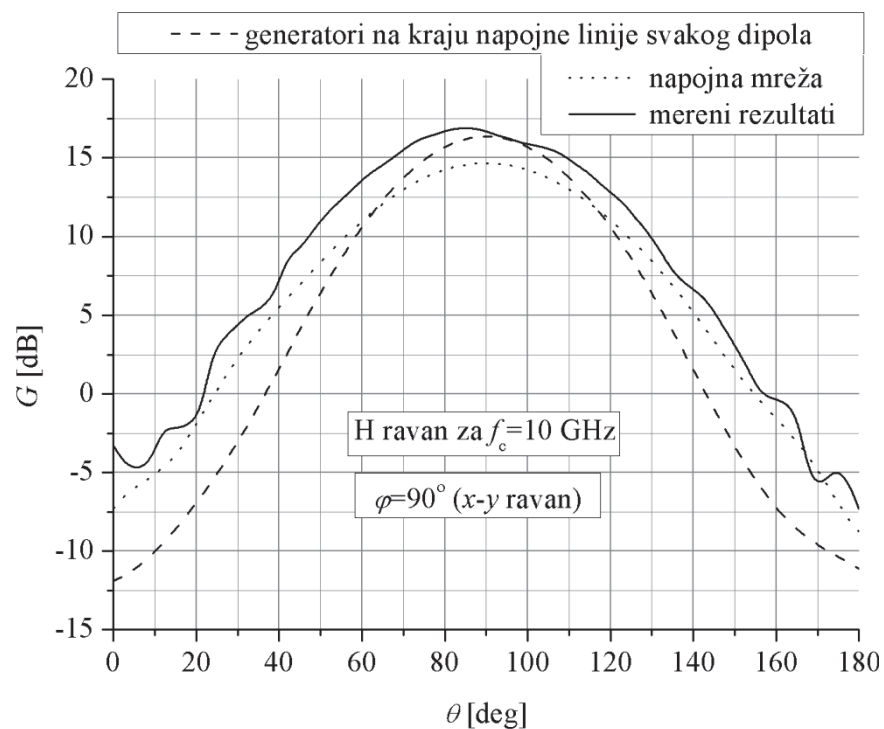


Slika 5.51 Napojna mreža za antenu sa dijagramom zračenja oblika kosekants kvadrat

Predložena antenska struktura od 4 pentagonalna dipola, napojna mreža sa transformatorima impedansi i bal-un su realizovani na supstratu RT/duroid 5880 dielektrične konstante $\epsilon_r=2.17$ i debljine $h_d=0.508$ mm (Slika 5.50 i Slika 5.51) [48]. Antena je dužine 140 mm i nalazi se u korner reflektoru čije reflektorske ploče, postavljene pod uglom od 60° , su dimenzija 140mm x 35mm [48]. Simetrične napojne linije svakog dipola prolaze kroz spoj dveju reflektorskih ploča. Na mestu prolaska nalaze se rupe dovoljno velikog prečnika (2.3 mm) tako da je minimiziran uticaj reflektora na simetrične napojne linije. Antenski niz, napojna mreža (Slika 5.51) i bal-un se nalaze na istom supstratu što pojednostavljuje i olakšava postupak realizacije.

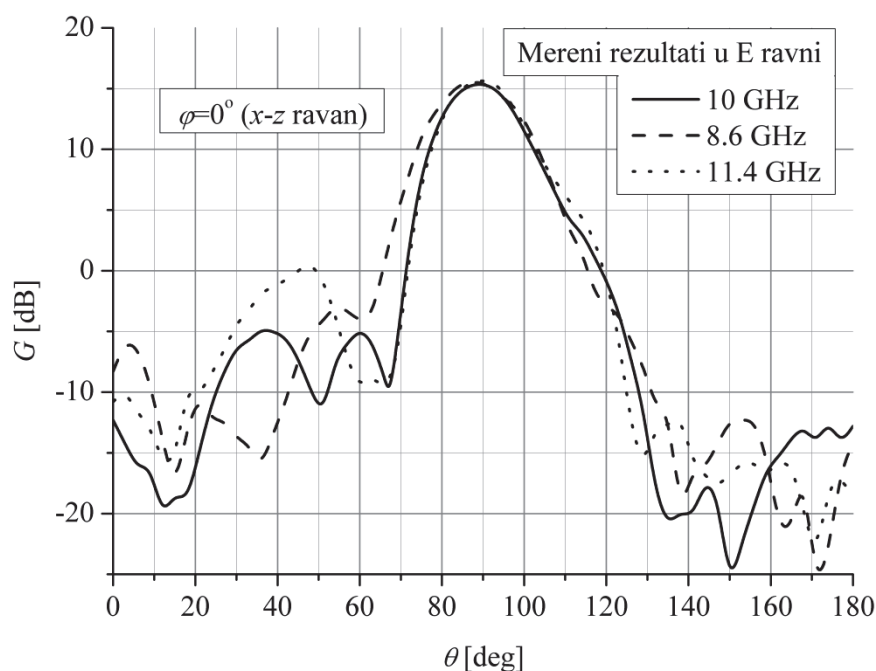


Slika 5.52 Poređenje simulacionih i merenih dijagrama zračenja oblika kosekans kvadrat u E ravni antenskog niza simetričnih pentagonalnih dipola za $f_c=10$ GHz [48]



Slika 5.53 Poređenje simulacionih i merenih dijagrama zračenja u H ravni antenskog niza simetričnih pentagonalnih dipola sa dijagramom zračenja oblika kosekans kvadrat za $f_c=10$ GHz [48]

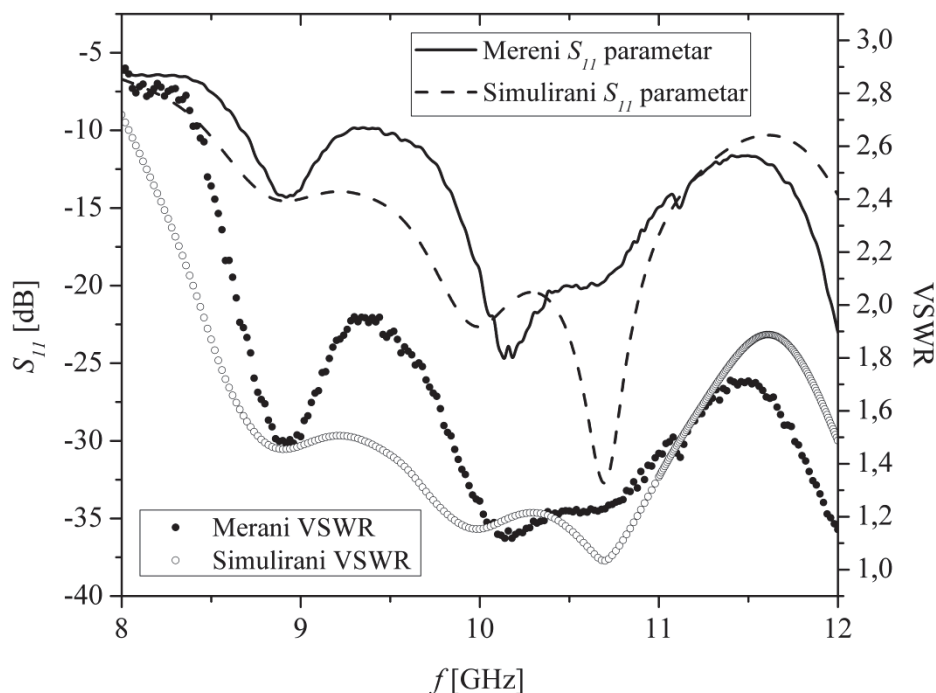
Mereni rezultati se veoma dobro slažu sa očekivanim simulacionim rezultatima (Slika 5.52). Prikazani rezultati su dati za svaku etapu realizacije antene. Dat je simulacioni dijagram zračenja prve etape, dobijen pomoću WIPL-D programa [20], kada su optimizovane dimenzije dipola tako da su njihove impedanse $Z_d=100\ \Omega$ uzimajući u obzir uticaj reflektora i međusobni uticaj dipola [34]. U ovoj etapi dipoli se napajaju generatorima na kraju napojnih linija. Zatim je optimizovan niz povezan sa napojnom mrežom i dobijen je odgovarajući simulacioni dijagram pomoću WIPL-D programa [20]. Na kraju, realizovana je antena čiji dijagram zračenja u elevacionoj ravni ima oblik funkcije kosekans kvadrat za ugao θ sfernog koordinatnog sistema od 90° do preko 130° (Slika 5.52) [48]. Na centralnoj frekvenciji od 10 GHz, antena ima pojačanje od 15 dBi i slabljenje bočnih lobova oko 20 dB u E ravni. Takođe, dat je i mereni dijagram zračenja u H ravni (Slika 5.53) [48].



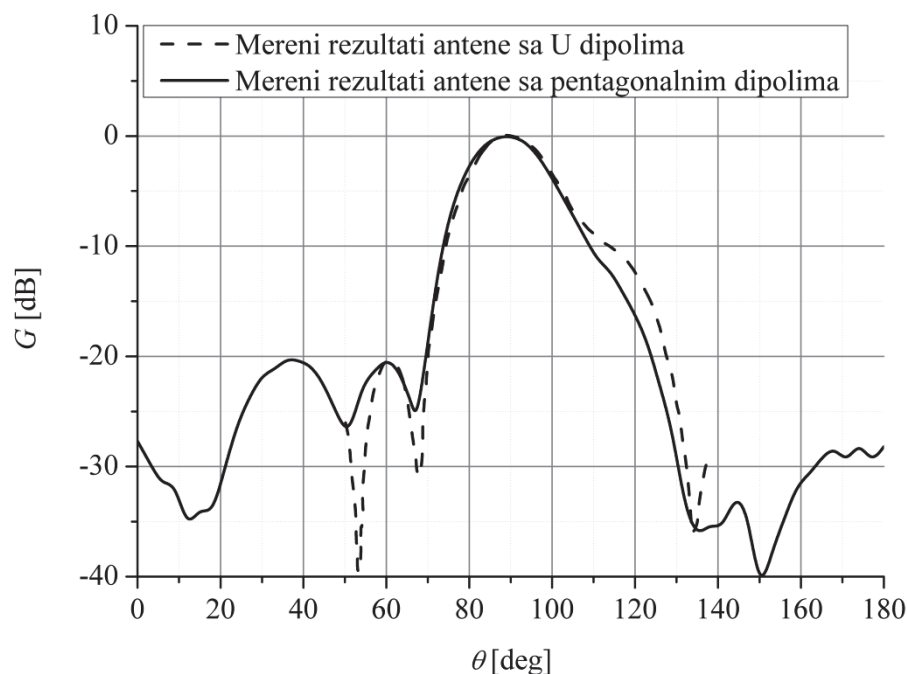
Slika 5.54 Mereni dijagram zračenja oblika kosekans kvadrat antenskog niza simetričnih pentagonalnih dipola u širem frekventnom opsegu [48]

Merenja su obavljena u širem frekvencijskom opsegu od 8.6 GHz do 11.4 GHz, što predstavlja ± 1.4 GHz od centralne frekvencije (Slika 5.54). Vidimo da i u širem frekvencijskom opsegu antena zadržava željene karakteristike kao i na centralnoj frekvenciji. Slika 5.55 prikazuje VSWR parametar realizovane antene za frekvencije od 8 GHz do 12 GHz izmeren pomoću Agilent N5227A Network Analyzer [48]. Na osnovu prikazanih merenih rezultata i simulacije antene u opsegu od 8 GHz do 12

GHz može se zaključiti da je radni frekvenijski opseg predložene antene od 8.6 GHz do preko 12 GHz što je više od 34% centralne frekvencije [48].



Slika 5.55 Mereni i simulirani VSWR i S_{11} parametar antenskog niza simetričnih pentagonalnih dipola sa dijagramom zračenja oblika kosekants kvadrat [48]



Slika 5.56 Poređenje dijagrama zračenja oblika kosekants kvadrat antenskog niza simetričnih pentagonalnih dipola i antenskog niza U dipola

Jedan od važnijih problema štampanih antena sa kosekans kvadrat dijagramom zračenja je nedovoljno veliki frekvencijski opseg. Prethodno realizovane štampane antene sa kosekans kvadrat dijagramom zračenja imaju frekvencijski opseg oko 15% centralne frekvencije [16-18] što je nezadovoljavajuće za većinu radarskih sistema. Međutim, predložna antena je sa simetričnim pentagonalnim dipolima koji imaju veoma širok frekvencijski opseg preko 20% centralne frekvencije što naravno utiče i na frekvencijski opseg niza. Predložena antena sa četiri pentagonalna dipola ima istu amplitudsku i faznu raspodelu kao i antena sa četiri U-pravougaonih mikrostrip dipola [18]. Obe antene imaju dijagram zračenja oblika kosekans kvadrat funkcije elevacionog ugla (Slika 5.56).

Međutim, antena sa simetričnim pentagonalnim dipolima ima bolji VSWR, frekvencijski opseg i pojačanje (Tabela 5.13) [48]. Prethodno realizovane štampane kosekans kvadrat antene [16, 17] su sa značajno većim brojem elemenata. Iako one imaju bolje pojedine parametre, npr. pojačanje [16] ili SLS [17] (Tabela 5.13), pojedini parametri nisu dati čime je onemogućeno kompletno poređenje sa predloženom antenom. Ipak antena sa pentagonalnim dipolima ima najveći propusni opseg nego sve prethodno realizovane štampane kosekans kvadrat antene [16-18]. Osim toga, predložena struktura je najjednostavnija predložena struktura ukoliko je poredimo sa antenom sa zakrivljenim supstratom [16] ili sa antenom sa veoma komplikovanim napojnim sistemom [17]. Antena se može realizovati za svaki mikrotalasni frekvencijski opseg uključujući i mm opseg (ispod 110 GHz) skaliranjem dimenzija. Sam princip realizacije je jednostavan, lak i jeftin.

Tabela 5.13 Poređenje parametara predložene antene i prethodno realizovanih štampanih antena sa kosekans kvadrat dijagramom zračenja [48]

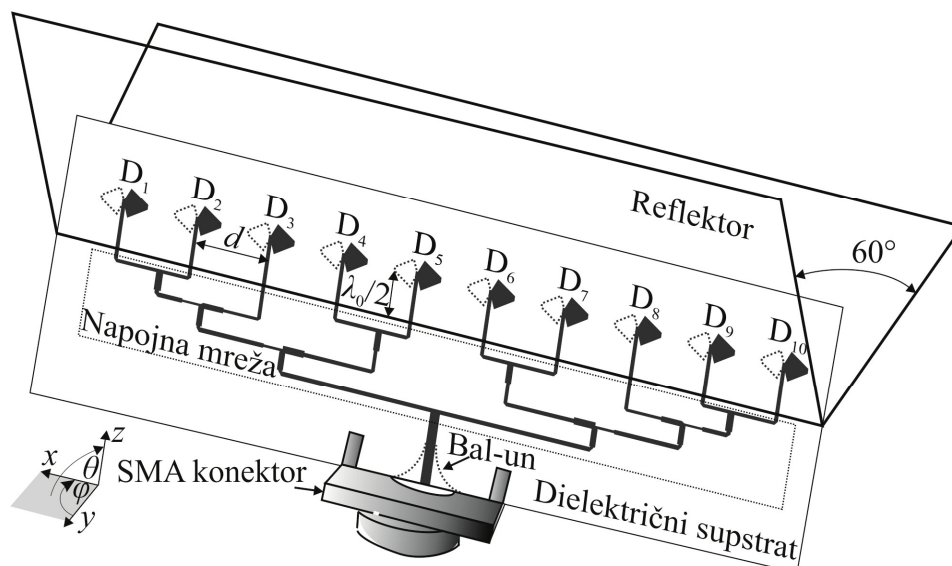
	Predložena antena sa pentagonalnim dipolima	Ref. [18]	Ref. [16]	Ref. [17]
Broj elemenata	4	4	24	24
Centralna frekvencija f_c [GHz]	10	1.3	10	1.3
VSWR antenskog niza at f_c	1.25	1.44	-	-
Frekventni opseg [%]	>34	15	-	15
Pojačanje G [dBi]	15	>10	30	-
SLS [dB]	20	>13.5	18	27

5.5.2. Antenski niz u korner reflektoru sa dijagramom zračenja ravnog vrha

Bežični servisi kratkog dometa nalaze sve veću primenu u svakodnevnom životu: Wi-Fi mreže za prenos podataka, DSRC (Dedicated Short Range Communications) komunikacioni sistemi za nadgledanje saobraćaja i stanja na putu, plaćanje putarine/parkinga, RFID (radio frequency identification) identifikacija pomoću radio talasa, itd. Svakodnevno se pojavljuju novi bežični servisi kratkog dometa a samim tim raste i zauzetost raspoloživog frekvencijskog opsega. Zbog toga će takvi servisi u budućnosti biti ograničeni kako u frekvencijskom opsegu tako i u području svog delovanja. Da bi se povećala njihova efikasnost, potrebno je da izračeni signal bude konstantne amplitude unutar oblasti primene servisa [11]. Antena sa dijagramom zračenja ravnog vrha poseduje niz prednosti nad ostalim tipovima antena koji je čine pogodnom za primenu u bežičnim servisima kratkog dometa. Ona se karakteriše dijagramom zračenja sa glavnim listom približno uniformnog pojačanja tako da je u njenoj zoni pokrivanja obezbeđena pravilna raspodela izračene snage sa izračenim elektromagnetnim talasima konstantne amplitude.

Antene sa dijagramom zračenja ravnog vrha najčešće su realizovane kao antenskih nizovi čiji su elementi sočivo antene [12, 49], talasovodi ili ukršteni dipoli [50]. Bez obzira na vrstu zračećih elemenata u nizu, kod antena sa ravnim vrhom posebna pažnja mora biti na nekoliko parametara: ugaona širina glavnog lista zračenja približno uniformnog pojačanja, maksimalno odstupanje pojačanja u delu dijagrama zračenja sa približno uniformnim pojačanjem, širokopojasnost i slabljenje bočnih lobova.

Predloženi antenski niz se sastoji od deset pentagonalnih dipola smeštenih na međusobnom rastojanju $d=0.736\lambda_0=18.4$ mm (gde je λ_0 talasna dužina na centralnoj frekvenciji $f_c=12$ GHz) (Slika 5.57). Dipoli se nalaze u korner reflektoru sa uglom 60° na rastojanju $h=\lambda_0/2=12.5$ mm od apeksa korner reflektora. Na mestu spoja reflektorskih ploča nalaze se rupe prečnika 2.33 mm kroz koje prolaze napojne linije dipola. I u ovom nizu je zadovoljen uslov da je prečnik rupe tri puta veći od širine napojne linije [39]. Antenski niz, napojna mreža i bal-un su štampani na istom dielektriku dielektrične konstante $\epsilon_r=2.17$ i debljine $h_d=0.508$ mm. Celokupna predložena struktura je jednostavna, laka za realizaciju i ekonomična.



Slika 5.57 Antenski niz sa dijagramom zračenja ravnog vrha

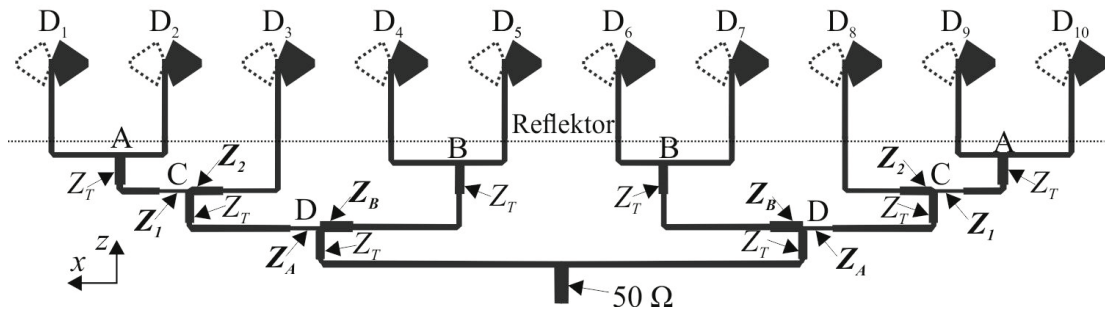
Formiranje dijagrama zračenja sa ravnim vrhom je ostvareno korišćenjem odgovarajuće raspodela napajanja zračećih elemenata niza [50]. Pomoću genetičkog algoritma su sračunate vrednosti normalizovanih amplituda i faza za deset elemenata niza [50] koje su prikazane u Tabeli 5.14. Zbog simetrične strukture niza, amplitudski koeficijent u_1 i faza φ_1 odgovaraju dipolima D_1 i D_{10} , u_2 i φ_2 odgovaraju dipolima D_2 i D_9 , u_3 i φ_3 odgovaraju dipolima D_3 i D_8 , u_4 i φ_4 odgovaraju dipolima D_4 i D_7 i u_5 i φ_5 odgovaraju dipolima D_5 i D_6 .

Tabela 5.14 Koeficijenti pobude antenskog niza sa dijagramom zračenja ravnog vrha

Dipol	1.	2.	3.	4.	5.
Normalizovana amplituda u_i [dB]	-9	-9	-1.25	0	0
Fazni pomeraj φ_i [°]	70	148	212	245	316

Napojna mreža obezbeđuje potrebnu raspodelu za napajanje dipola antenskog niza. Takođe simetrična mikrostrip struktura, ona se sastoji od transformatora impedansi, T-spojeva i napojnih linija (Slika 5.58). Na koaksijalni konektor se nadovezuje bal-un koji služi za prelazak sa standardne na simetričnu mikrostrip strukturu. Zatim slede napojna 50 omska linija na koju se nadovezuje prvi T spoj. Celokupna napojna mreža sadrži nekoliko T spojeva kroz različite nivoe (dva u drugom nivou, dva u trećem nivou i četiri u četvrtom nivou). Napojne linije impedanse $Z_c=100 \Omega$ služe za napajanje dipola iste impedanse $Z_d=100 \Omega$. U čvoru A se razdvajaju napojne linije dipola D_1 i D_2 . Takođe, čvor B je razdvojna tačka napojnih linija za dipole D_4 i D_5 . U čvoru C se napojna linija ka čvoru A odvaja od napojne linije trećeg dipola. Napojne

linije ka čvorovima B i C se razdvajaju u čvoru D. Impedanse u svim čvorovima razdvajanja A, B C i D su $Z_S=50 \Omega$.



Slika 5.58 Napojna mreža antenskog niza sa dijagramom zračenja ravnog vrha

Vrednosti i dimenzije transformatora impedansi dužine $\lambda_0/4$ realizovanih u simetričnoj mikrostrip tehnici sračunate su korišćenjem TEM analize [38]. Za substrat dielektrične konstante $\epsilon_r=2.17$ i debljine $h_d=0.508$ mm, specifične provodnosti 41 MS/m i zanemarljivo male vrednosti gubitaka i debljine metalizacije, na osnovu vrednosti u_i i ϕ_i , $i=1,5$ iz Tabele 5.14 koristeći jednačine (5.7)-(5.27) dobijene su vrednosti impedansi i širine transformatora impedansi, koji čine mreže za napajanje antenskog niza sa dijagramom zračenja ravnog vrha, i prikazene su u Tabeli 5.15. Takođe, i u ovom slučaju, zbog realne strukture dielektrika sa gubicima, bila je potrebna korekcija vrednosti dobijenih TEM analizom za šta se koristio programski paket WIPL-D [20].

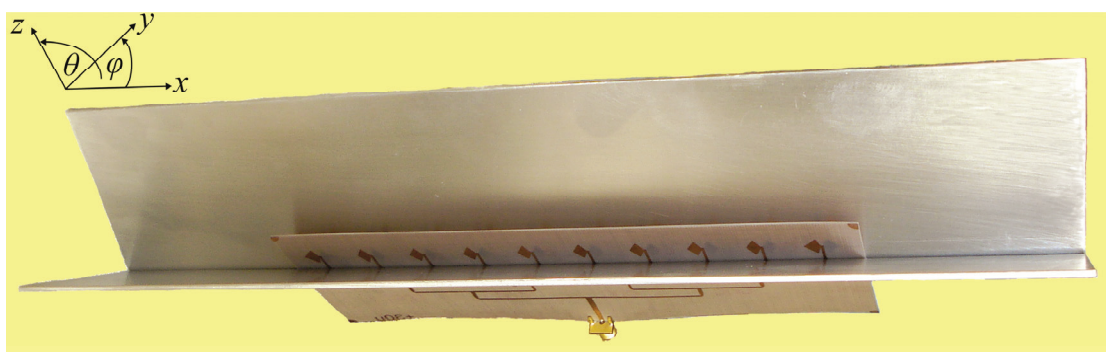
Tabela 5.15 Parametri $\lambda_0/4$ transformatora impedansi u napojnoj mreži antenskog niza sa dijagramom zračenja ravnog vrha

Transformatori impedansi	Karakteristična impedansa [Ω]	Širina [mm]	Širina nakon korekcije u WIPL-D programu [mm]
Z_1	141	0.448	0.45
Z_2	81.7	1.05	1.05
Z_A	122.4	0.57	0.575
Z_B	86.6	0.967	0.99

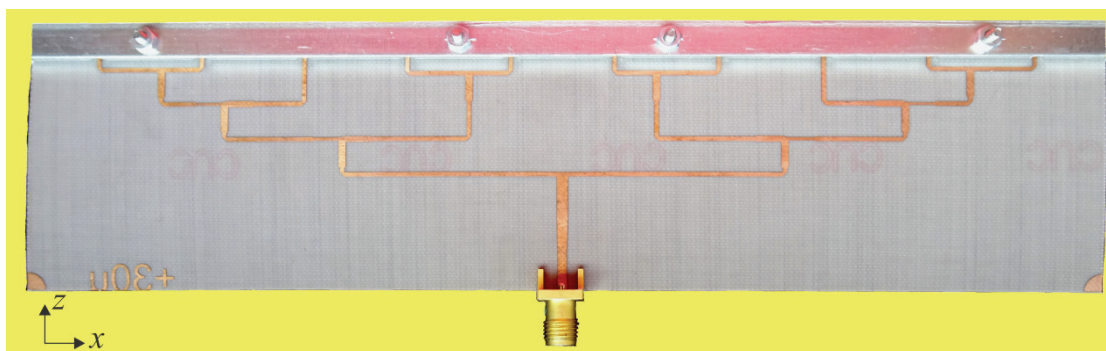
Fazni pomeraji pojedinih dipola u nizu su ostvareni korišćenjem napojnih 100 Ω linija određene dužine. Napojna linija 2. dipola sa faznim pomerajem 148° je 4.78 mm kraća od napojne linije 1. dipola sa faznim pomerajem 70° [51]. Slično, peti dipol čiji je fazni pomeraj 316° ima napojnu liniju kraću 4.37 mm od napojne linije četvrtog dipola sa faznim pomerajem 245° [51]. Fazna razlika između trećeg i drugog dipola je 64° a fazna razlika između četvrtog i trećeg dipola je 33° [51]. Zbog toga, napojna

linija trećeg dipola od tačke C je 3.9 mm kraća od celokupne dužine napajanja između tačke C i drugog dipola [51]. U skladu s tim, celokupna dužina napajanja iz tačke D do trećeg dipola je 2 mm duža nego napajanje od tačke D do četvrtog dipola [51].

Predložena struktura je realizovana na supstratu RT/duroid 5880 dielektrične konstante $\epsilon_r=2.17$ i debljine $h_d=0.508$ mm (Slika 5.59). Antenski niz, dužine 184 mm, nalazi se u korner reflektoru ugla 60° . Reflektor čine dve reflektorske ploče, svaka dimenzije 320mm x 65mm. Napojne linije dipola prolaze kroz rupe prečnika 2.33 mm na mestu spoja reflektorskih ploča. Niz, napojna mreža (Slika 5.60) i bal-un nalaze se na supstratu širine 55 mm. Istovremena i zajednička štampa niza, napojne mreže i bal-una je velika prednost predloženih štampanih antenskih nizova u odnosu na ostale antenske strukture jer čini ceo postupak realizacije jednostavnim, lakim i jeftinim.

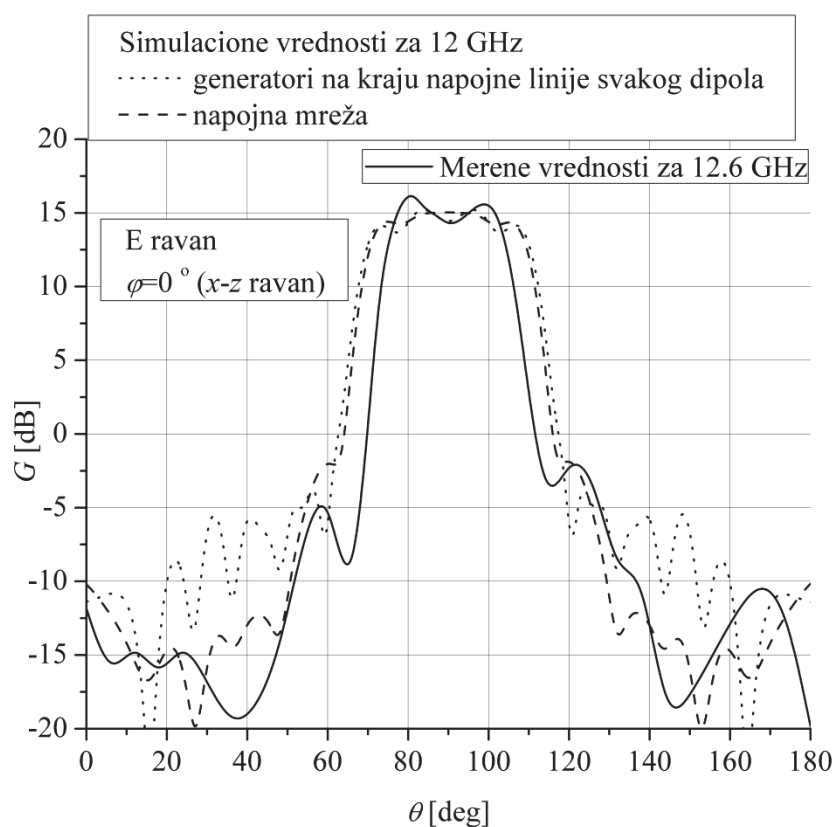


Slika 5.59 Realizovana antena sa dijagramom zračenja ravnog vrha

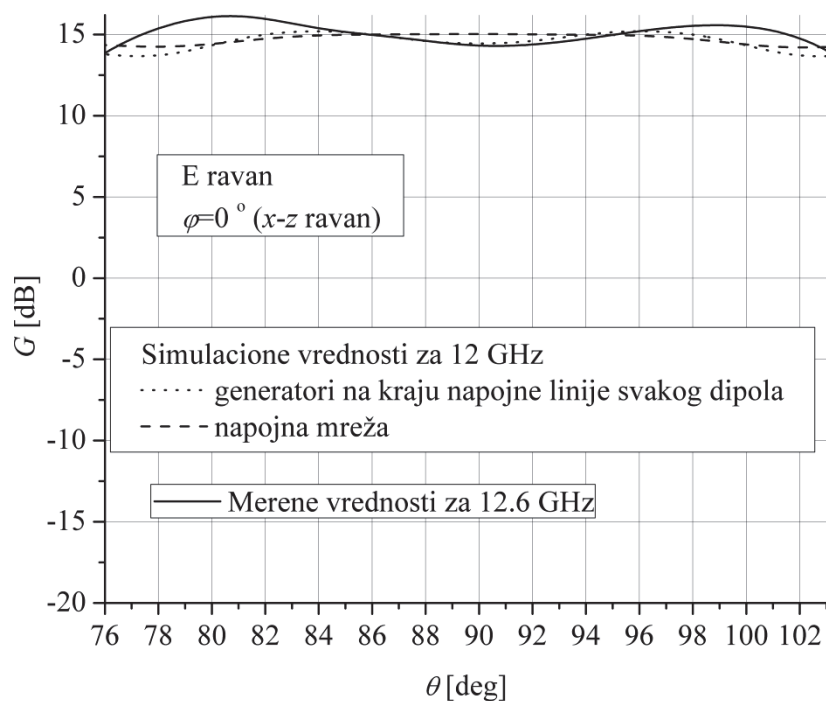


Slika 5.60 Napojna mreža za antenu sa dijagramom zračenja ravnog vrha

Slika 5.61 prikazuje simulacione dijagrame zračenje predloženog antenskog niza na centralnoj frekvenciji $f_c=12$ GHz kroz dve etape modelovanja [51] u WIPL-D programu [20]. Najpre su dipoli u nizu napajani generatorima na krajevima njihovih napojnih linija. Tada su njihove dimenzije optimizovane tako da svaki dipol ima impedansu $Z_d=100 \Omega$ kada je prisutan međusobni uticaj ostalih dipola i uticaj reflektora.



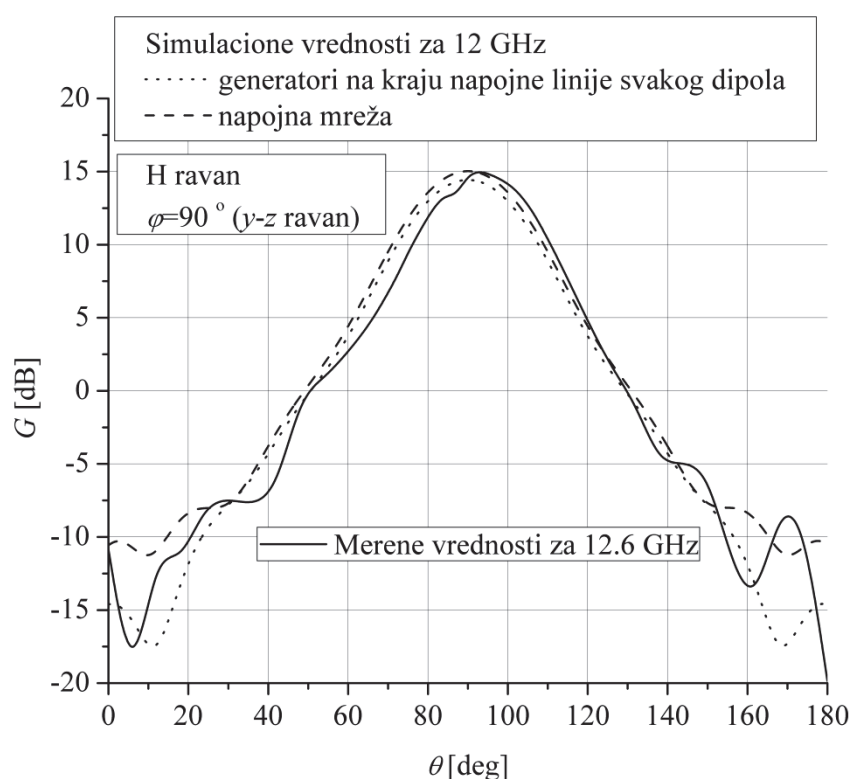
Slika 5.61 Poređenje simulacionih i merenih dijagrama zračenja ravnog vrha u E ravni antenskog niza deset simetričnih pentagonalnih dipola



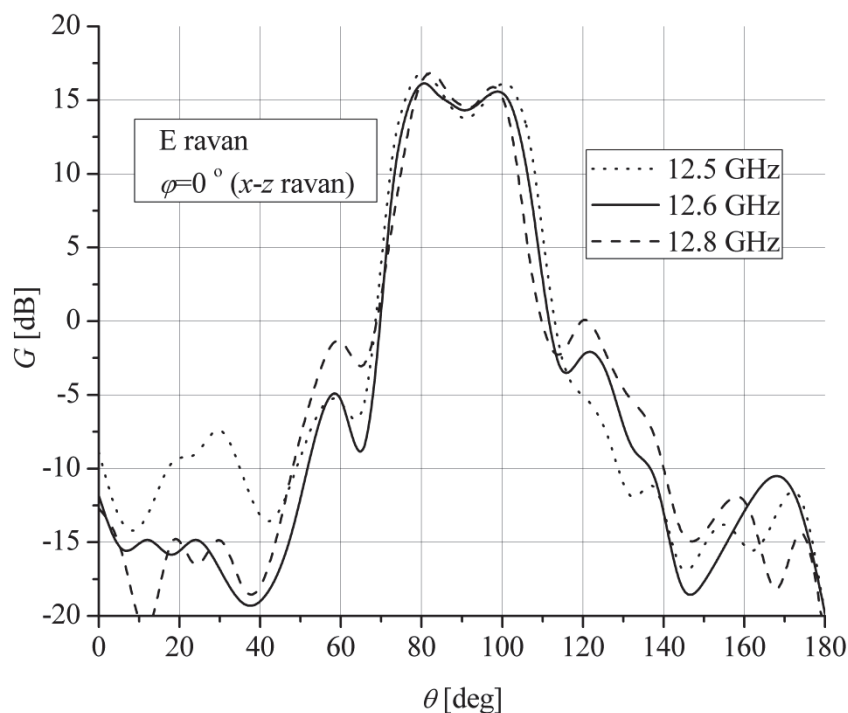
Slika 5.62 Poređenje simulacionih i merenih dijagrama zračenja ravnog vrha u E ravni antenskog niza deset simetričnih pentagonalnih dipola za region $\theta \in [76^\circ, 103^\circ]$

Nakon toga, u drugoj etapi modelovanja, niz pentagonalnih dipola optimizovanih dimenzija je povezan sa napojnom mrežom sastavljenoj od transformatora impedansi koja obezbeđuje potrebnu raspodelu napajanja. Kroz obe etape modelovanja, dijagrami zračenja predloženog antenskog niza imaju pojačanje oko 15 dBi za region 72° - 108° sa maksimalnim odstupanjem 2 dB [51]. Međutim, merene vrednosti realizovane antene pokazuju da njen dijagram zračenja ima oblik ravnog vrha na višim frekvencijama (12.6 GHz) od modelovane centralne frekvencije $f_c=12$ GHz. Razlog za neslaganje centralne frekvencije modelovanog i realizovanog antenskog niza verovatno je u neidealnim mernim uslovima koji su rezultirali neželjenom refleksijom. Zbog toga, realizovani antenski niz ima dijagram zračenja pojačanja 16.5 dBi za region 76° - 103° sa maksimalnim odstupanjem 2.1 dB. Slabljenje bočnih lobova je 17.5 dB za simulacione dijagrame zračenja i 18.7 dB za dijagram zračenja realizovanog niza. Opseg dijagrama zračenja u kome je pojačanje približno konstantne vrednosti je prikazano posebno (Slika 5.62).

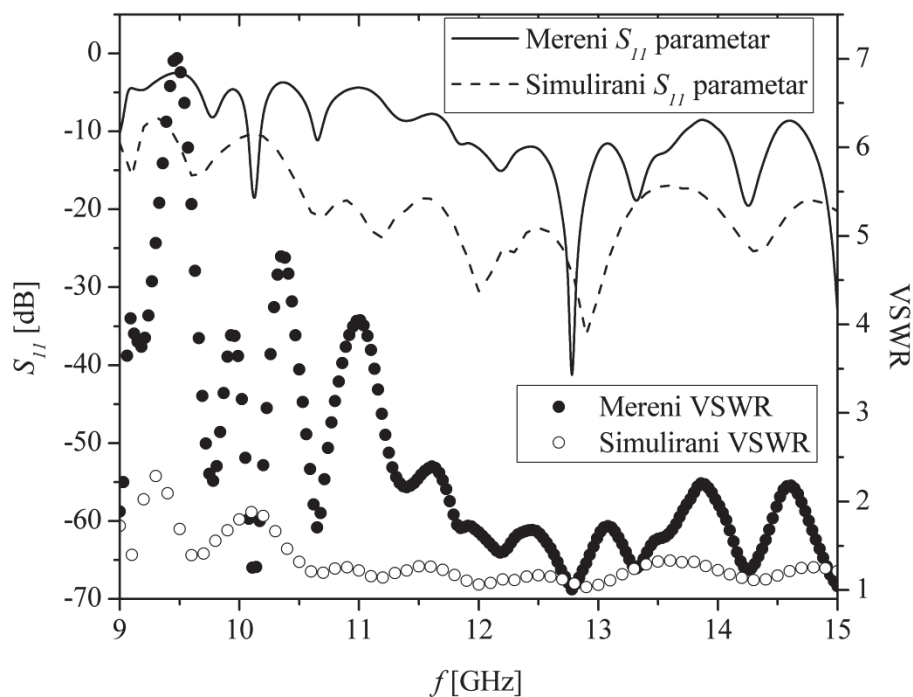
Slika 5.63 prikazuje poređenje simulacionih [51] i merenih dijagrama zračenja predloženog antenskog niza u H ravni.



Slika 5.63 Poređenje simulacionih i merenih dijagrama zračenja u H ravni antenskog niza deset simetričnih pentagonalnih dipola sa dijagramom zračenja ravnog vrha



Slika 5.64 Mereni dijagram zračenja ravnog vrha u E ravni antenskog niza deset simetričnih pentagonalnih dipola u širem frekventnom opsegu



Slika 5.65 Mereni i simulirani VSWR i S_{11} parametar antenskog niza deset simetričnih pentagonalnih dipola sa dijagramom zračenja ravnog vrha

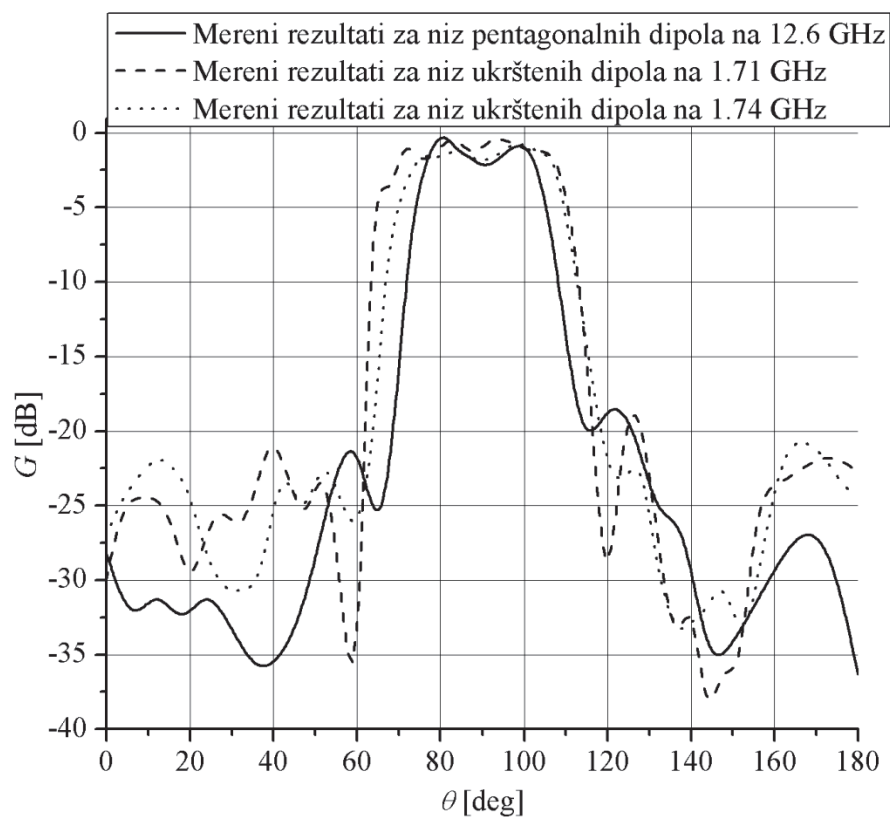
Predloženi antenski niz sa dijagramom zračenja ravnog vrha je ispitivan u širem frekventnom opsegu za frekvencije 12.5 GHz, 12.6 GHz i 12.8 GHz (Slika 5.64).

Može se uočiti da na sve tri frekvencije razmatrani antenski niz ima približno slične dijagrame zračenja sa pojačanjem oko 16 dBi i slabljenjem bočnih lobova u opsegu 17 – 18.7 dB. Takođe, na sve tri ispitivane frekvencije u opsegu $\theta \in [76^\circ, 103^\circ]$ pojačanje niza je približno konstantno. Zbog toga se može zaključiti da u frekvencijskom opsegu između 12.5 GHz i 12.8 GHz dijagram zračenja predloženog antenskog niza je ravnog vrha. Slika 5.65 prikazuje poređenje simulacionih i merenih rezultata za VSWR i S_{11} parametar u opsegu frekvencija od 9 GHz do 15 GHz. Pomoću Agilent N5227A Network Analyzer je izvršeno merenje VSWR koji je manji od 2 za frekvencije od 11.79 GHz do 13.74 GHz. Očigledno je predloženi niz uskopojasan i može se primeniti za uzak opseg frekvencija između 12.5 GHz i 12.8 GHz (2.38% centralne frekvencije).

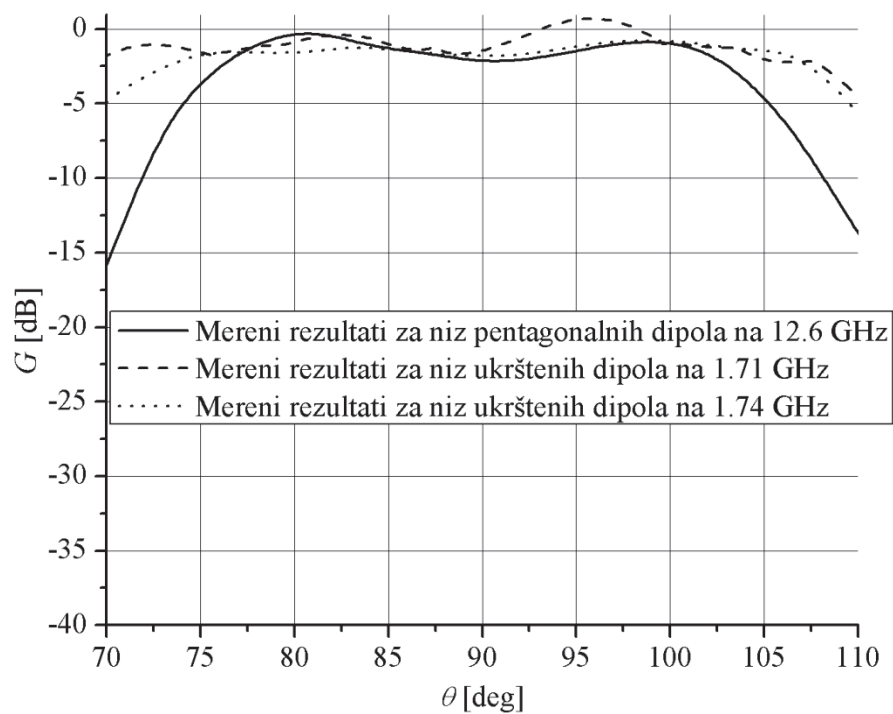
U dostupnoj literaturi ne postoji primer realizovane štampane antene sa dijagramom zračenja ravnog vrha sa kojom je moguće uporediti dobijene merene rezultate. Zbog toga je poređenje izvršeno sa antenskim nizom deset ukrštenih dipola koji ima istu amplitudsku i faznu pobudu [50]. Međusobno rastojanje između ukrštenih dipola je $d=0.736\lambda_0=128$ mm na centralnoj frekvenciji $f_c=1.725$ GHz [50]. Niz se napaja preko hibridne mreže koja se sastoji od mikrostrip delitelja snage i deset 50Ω kablova. Rezultati poređenja se prikazani i grafički (Slika 5.66 i Slika 5.67) i tabelarno (Tabela 5.16). Normalizovani dijagrami zračenja (Slika 5.66 i Slika 5.67) pokazuju da antenski niz ukrštenih dipola ima malo širi deo konstantnog pojačanja koji za njega iznosi $\theta \in [70^\circ, 110^\circ]$ sa maksimalnim odstupanjem 2.1 dB. Takođe, sa priloženih grafikona može se zaključiti da oba niza imaju približno jednako slabljenje bočnih lobova.

Tabela 5.16 pokazuje da niz pentagonalnih dipola ima veći radni frekvencijski opseg u odnosu na centralnu frekvenciju. Međutim, pojedni parametri antenskog niza ukrštenih dipola, poput pojačanja i VSWR parametra na centralnoj frekvenciji, nisu dati što onemogućava kompletno poređenje.

Ipak, glavna prednost predloženog antenskog niza pentagonalnih dipola sa dijagramom zračenja ravnog vrha je jednostavnost, lakoća i niska cena njegove realizacije koja se sastoji od istovremene štampe niza, napojne mreže i bal-una na istom dielektričnom supstratu. Nasuprot njemu, niz ukrštenih dipola sa odvojenom štampanom napojnom mrežom sa kojom je povezan 50Ω kablovima zahteva pojedinačno modelovanje mreže i niza, složenu i skupu realizaciju [50].



Slika 5.66 Poređenje dijagrama zračenja ravnog vrha antenskog niza simetričnih pentagonalnih dipola i antenskog niza ukrštenih dipola



Slika 5.67 Poređenje dijagrama zračenja ravnog vrha antenskog niza simetričnih pentagonalnih dipola i antenskog niza ukrštenih dipola za region $\theta \in [70^\circ, 110^\circ]$

Tabela 5.16 Poređenje parametara predložene antene i prethodno realizovane antene sa dijagramom zračenja ravnog vrha

	Predložena antena sa pentagonalnim dipolima	Antena sa ukrštenim dipolima [50]
Broj elemenata	10	10
Centralna frekvencija f_c [GHz]	12.6	1.725
VSWR antenskog niza za f_c	1.65	-
Frekventni opseg [%]	2.38	1.74
Opseg ravnog vrha	76°-103°	70°-110°
Pojačanje G [dBi]	16.5	-
Maksimalno odstupanje [dB]	2.1	2.1
SLS [dB]	18.7	20

6 DEFINICIJA GRANICE IZMEĐU BLISKE I DALEKE ZONE ZRAČENJA KOD ANTENA SA VELIKIM SLABLJENJEM BOČNIH LOBOVA

Eksperimentalna verifikacija dijagrama zračenja antenskog niza zahteva neophodna merenja u dalekoj zoni zračenja. Ukoliko se pod granicom između bliske i daleke zone podrazumeva rastojanje od antene na kome je konstatovan dijagram zračenja kao u beskonačnosti, oštra granica praktično ne postoji pod pretpostavkom da su pored pojačanja i trodecibelske širine glavnog lista od interesa i nivoi i položaji bočnih lobova. Granica najviše zavisi od funkcije raspodele antenskog niza, od koje zavisi i položaj i slabljenje bočnih lobova. Poznata i korišćena definicija granice bliske i daleke zone je:

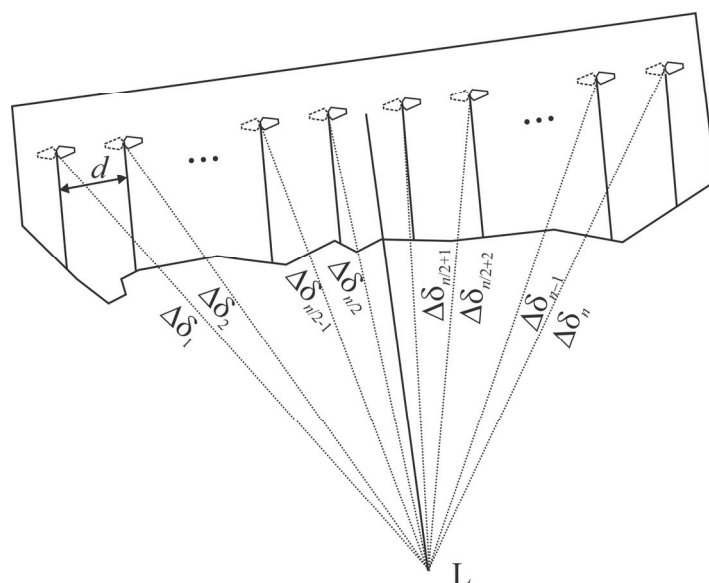
$$L=2D^2/\lambda \quad (6.1)$$

gde je D najveća dimenzija antene i λ je talasna dužina. Pokazano je da se uobičajena relacija $2D^2/\lambda$ može koristiti kada je u pitanju uniformna raspodela, kojoj odgovara slabljenje bočnih lobova oko 13 dB. Međutim, razmatranjem antenskih nizova sa tejperovanom raspodelom je konstatovano da je rastojanje do granice između bliske i daleke zone nekoliko puta veće od $2D^2/\lambda$, što će zavisiti od tipa raspodele i pedestalala [52]. Razmatrane su sledeće raspodele: uniformna (kao referentna), kosinusno kvadratna (SLS=32 dB), Haming-ova (SLS=42 dB), modifikovana Taylor-ova (SLS=50 dB), Chebishev-ljeva (SLS=40 dB) i Chebyshev- ljeva (SLS=60 dB) [52]. Međutim, jedan od faktora koji takođe utiče na slabljenje bočnih lobova je i rastojanje između zračećih elemenata, što u referenci [52] nije razmatrano. Pretpostavlja se da se u referenci [52] radi o standardnom rastojanju od $\lambda/2$, iako međusobno rastojanje između elemenata nije navedeno. Istraživanja su rađena najviše zbog merenja radarske antene za AWACS sa kriterijumima za slabljenje bočnih lobova koji su bili tada najstrožiji, a verovatno i do danas.

Radi određivanja granice između bliske i daleke zone neophodne za merenje antenskih nizova razmatranih u okviru ove teze, ispitano je nekoliko najčešće primenjivanih raspodela: Dolph-Chebyshev-ljava, Taylor-ova, kosinusno kvadratna, ali sa različitim stepenima, kao i sa različitim rastojanjima između zračećih elemenata, koristeći programski paket LINPLAN [19]. Razmatrani su slučajevi koji se u praksi mogu primeniti na štampane antenske nizove, koji su, u principu, inferiorni u

odnosu na talasovodne nizove sa slotovima koji se primenjuju da bi se dobile ultra velike vrednosti slabljenja bočnih lobova. Razmatrani su slučajevi veoma velikih vrednosti slabljenja bočnih lobova između 35 dB i 45 dB. U slučajevima koji su analizirani promenljive su bile: broj zračećih elemenata u nizu, tip raspodele i rastojanje između zračećih elemenata.

6.1. Metoda definisanja daleke zone na osnovu simulacije dijagrama zračenja sa faznim razlikama koje su funkcija rastojanja prijemne antene



Slika 6.1 Antenski niz sa n zračećih elemenata

Slika 6.1 prikazuje antenski niz sa n zračećih elemenata smeštenih na međusobnom rastojanju d . Ukoliko je granica između bliske i daleke zone zračenja određena uobičajenom formulom (6.1), najveća razlika faza je za rastojanja L i $L + \Delta\delta_i$, gde je $i=1$ i n , i iznosi 22.5° [24]. Za merenje bočnih lobova nižih od -30 dB potrebno je uzeti u obzir razlike u fazama za pojedine elemente antenskog niza u odnosu na centar niza koji je na rastojanju L (Slika 6.1). Ako se u proračun slabljenja bočnih lobova pomoću programskog paketa LINPLAN unesu očekivane fazne razlike koje unose pojedini elementi niza, dijagram zračenja se može značajno promeniti. Zbog toga je potrebno odrediti rastojanje kL , gde je k ceo broj, na kome postoji prihvatljiva razlika između očekivanog dijagrama zračenja i dijagrama zračenja sa razmatranim faznim razlikama $\Delta\delta_i$, gde je $i=1,2,\dots,n$ pojedinih elemenata niza. Fazne razlike koje unose zračeći elementi zavisi od njihovog položaja u nizu i rastojanja kL na kome se

vrši merenje. Ako se pretpostavi da je antenski niz simetričan što je, praktično, uvek slučaj, fazne razlike $\Delta\delta_i$, gde je $i=1,2,\dots,n/2$, elemenata niza su jednake [53, 54]:

$$\Delta\delta_i = \Delta\delta_{n-i+1} = \frac{360}{\lambda} \left(\sqrt{(kL)^2 + \frac{d^2}{4}(n-2i+1)^2} - kL \right) \quad (6.2)$$

6.2. Uticaj parametara antenskog niza na definisanje granice između bliske i daleke zone zračenja

Kao primer razmatran je linearni antenski niz na frekvenciji $f=12$ GHz (odgovarajuća talasna dužina je $\lambda=25$ mm). Elementi niza se nalaze na jednakom rastojanju d . Na rastojanju $\lambda/4=6.25$ mm od niza nalazi se ravna reflektorska ploča.

6.2.1. Uticaj tipa raspodele u antenskom nizu na definisanje granice između bliske i daleke zone zračenja

Najpre se razmatra niz koji se sastoji od $n=8$ zračećih elemenata na jednakom međusobnom rastojanju $d=0.83\lambda=20.75$ mm. Na rastojanju $d=0.83\lambda$ je zadovoljen uslov da lobovi bliži glavnom listu zračenja budu dominantniji u odnosu na udaljene lobove. Zbog toga će pozicija najmanjeg slabljenja bočnih lobova antenskog niza biti bliža glavnom snopu zračenja. Takođe, pojačanje antenskog niza na ovom rastojanju je zadovoljavajućeg intenziteta.

Kada se $n=8$ elemenata linearnog niza nalazi na jednakom međusobnom rastojanju $d=0.83\lambda=20.75$ mm najveća dimenzija niza je $D=(n-1)d$, pri čemu se pretpostavlja da su dimenzije elemenata niza zanemarljive u odnosu na njihovo međusobno rastojanje d . Ukoliko se koristi uobičajena formula $L_n=2D^2/\lambda$, vrednost za granicu između daleke i bliske zone zračenja je $L_8=1.687$ m za niz sa $n=8$ elemenata. Zbog svog položaja, elementi na krajevima posmatranog niza unose skoro 50 puta veću faznu razliku nego elementi u središtu niza. Unosom u programski paket LINPLAN [19] očekivanih faznih razlika pojedinih elemenata niza, koje su funkcija rastojanja prijemne antene, dobija se dijagram zračenja posmatrane antene na datom rastojanju.

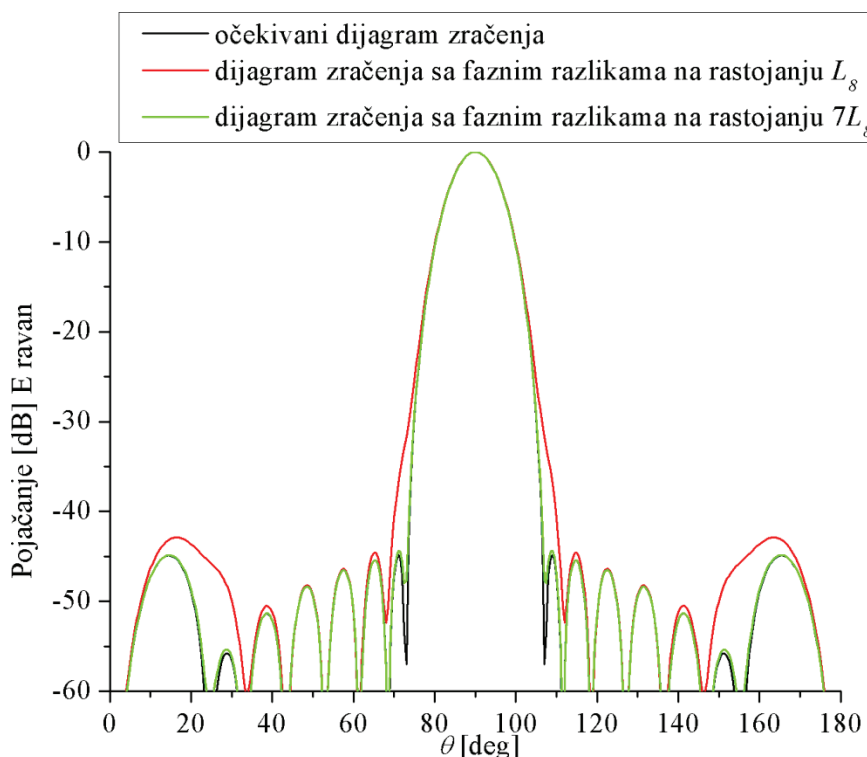
Razmatrane su sledeće funkcije raspodele: Dolph-Chebyshev-ljeva, Taylor-ova i kosinusno kvadratna. Pogodnim izborom parametara štampanog antenskog niza, čija je realizacija moguća korišćenjem standardnih fotolitografskih postupaka, zračeći

elementi se napajaju intenzitetima sračunatim programskim paketom LINPLAN [19] pri čemu su dobijena veoma velika slabljenja bočnih lobova, viša od 40 dB.

Niz sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom je 2. reda sa vrednošću pedestalala od 19 dB. U Tabeli 5.2 su dati intenziteti napajanja zračećih elemenata posmatranog niza. Očekivano slabljenje bočnih lobova je 44.8 dB na $\pm 19^\circ$ u odnosu na poziciju maksimalnog pojačanja niza koje je na $\theta=90^\circ$.

Tabela 6.1 Slabljenje bočnih lobova antenskog niza sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom kada se razmatraju fazne razlike koje unose elementi niza

Rastojanje razmatranog niza i prijemne antene	SLS (dB)	Pozicija u odnosu na poziciju maksimalnog pojačanja ($^\circ$)
L_8	42.89	± 73.5
$2L_8$	44.36	± 75
$3L_8$	44.66	± 75
$4L_8$	43.40	± 18
$5L_8$	43.96	± 18.5
$6L_8$	44.26	± 19
$7L_8$	44.39	± 19



Slika 6.2 Dijagram zračenja na rastojanju L_8 i na rastojanju $7L_8$ sa i bez razmatranja očekivanih faznih razlika kod antenskog niza sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom [53, 54]

U Tabeli 6.1 [53, 54] prikazane su vrednosti slabljenja bočnih lobova na rastojanjima koji su umnošci od L_8 sa razmatranim faznim razlikama koje unose zračeći elementi posmatranog niza zbog rastojanja prijemne antene od izvora zračenja.

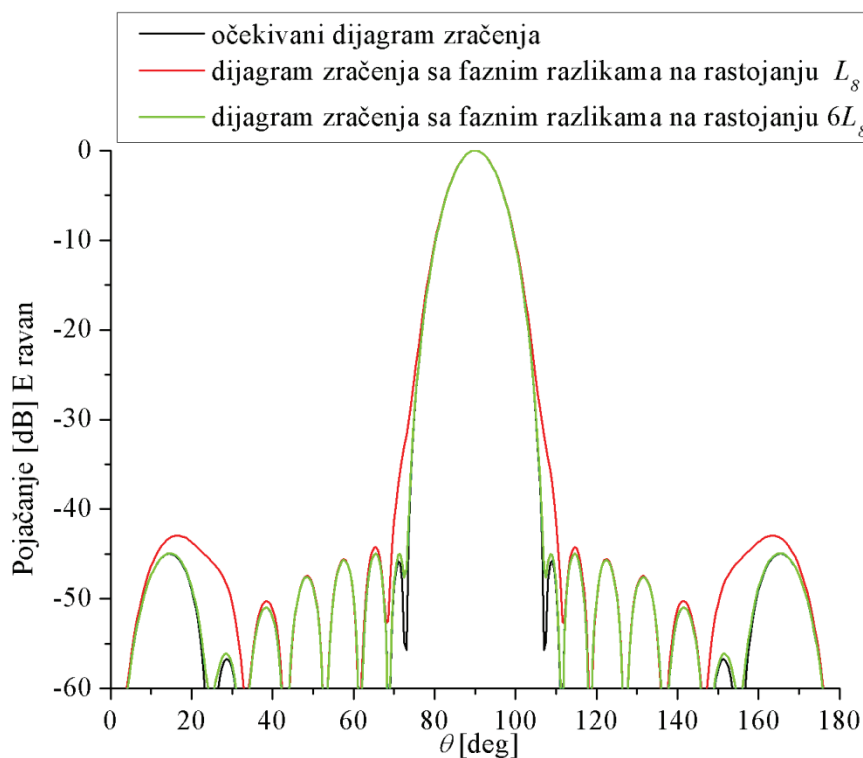
Slika 6.2 prikazuje dijagrame zračenja posmatranog niza na rastojanju L_8 i rastojanju $7L_8$ sa i bez razmatranja očekivanih faznih razlika koje unose pojedini elementi niza u zavisnosti od rastojanja između razmatranog niza i prijemne antene. Na dijagramu zračenja koji odgovara uobičajenoj granici L_8 bliske i daleke zone zračenja mogu se uočiti odstupanja od očekivanih vrednosti i pozicije bočnih lobova ako se u proračun unesu fazne razlike koje unose elementi niza. Na dijagramu zračenja, koji odgovara rastojanju od $7L_8$, postoji samo odstupanje od očekivanog slabljenja bočnih lobova, koje je u ovom slučaju 1%. Na osnovu prikazanih rezultata može se zaključiti da je za posmatrani niz granica bliske i daleke zone zračenja $7L_8$ [53, 54].

Zatim je razmatran niz sa Taylor-ovom raspodelom 2. reda sa koeficijentom $n=6$ i pedestalom od 19 dB. Posmatrani niz ima slabljenje bočnih lobova 44.93 dB na poziciji $\pm 24.5^\circ$ u odnosu na poziciju maksimalnog pojačanja niza koje je na $\theta=90^\circ$. U Tabeli 6.2 su dati intenziteti napajanja zračećih elemenata posmatranog niza.

Tabela 6.2 Intenziteti napajanja zračećih elemenata niza sa Taylor-ovom raspodelom

<i>Dipol</i>	1	2	3	4	5	6	7	8
<i>u</i>	0.122	0.388	0.742	1	1	0.742	0.388	0.128
<i>u</i> (dB)	-18.27	-8.22	-2.59	0	0	-2.59	-8.22	-18.27
<i>u</i> – intenzitet napajanje								

U Tabeli 6.3 [53, 54] prikazane su vrednosti slabljenja bočnih lobova na rastojanjima koji su umnošci od L_8 sa razmatranim faznim razlikama koje unose zračeći elementi niza usled rastojanja između razmatranog niza i prijemne antene. Prikazani su dijagrami zračenja posmatranog niza na rastojanju L_8 i rastojanju $6L_8$ sa i bez razmatranja očekivanih faznih razlika koje unose pojedini elementi niza u zavisnosti od rastojanja do prijemne antene (Slika 6.3). Na osnovu Tabele 6.3 možemo zaključiti da je za niz sa 8 zračećih elemenata sa Taylor-ovom raspodelom granica bliske i daleke zone zračenja $6L_8$.



Slika 6.3 Dijagram zračenja na rastojanju L_8 i rastojanju $6L_8$ sa i bez razmatranja očekivanih faznih razlika kod antenskog niza sa Taylor-ovom raspodelom [53, 54]

Tabela 6.3 Slabljenje bočnih lobova antenskog niza sa Taylor-ovom raspodelom kada se razmatraju fazne razlike koje unose elementi niza

Rastojanje razmatranog niza i prijemne antene	SLS (dB)	Pozicija u odnosu na poziciju maksimalnog pojačanja ($^\circ$)
L_8	42.94	± 73.5
$2L_8$	44.44	± 75
$3L_8$	44.74	± 75
$4L_8$	44.03	± 18.5
$5L_8$	44.65	± 18.5
$6L_8$	44.91	± 24.5

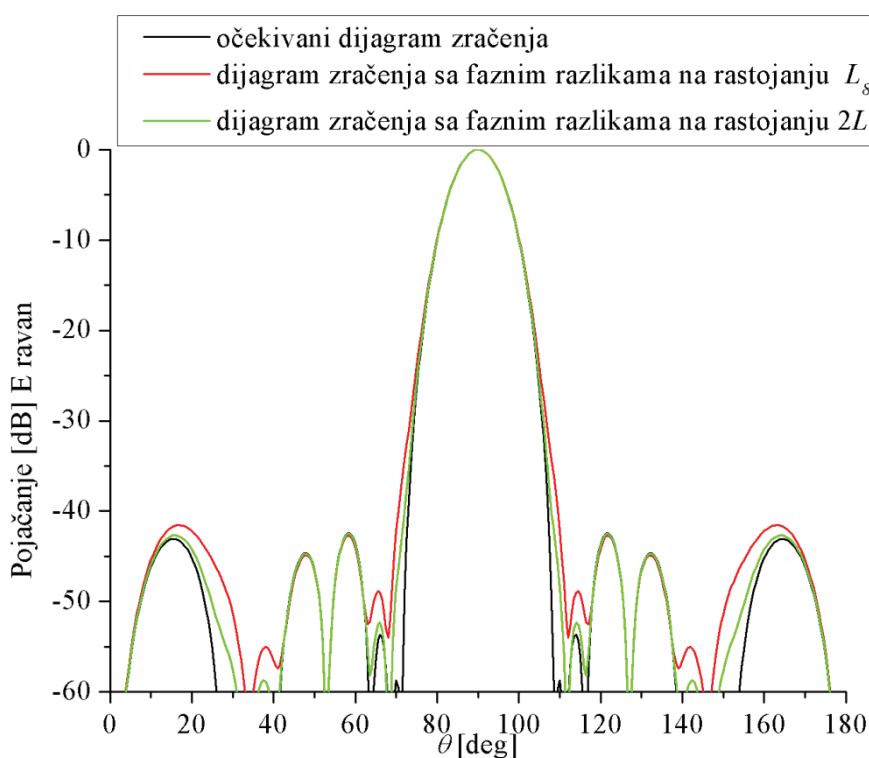
Niz sa kosinusnom raspodelom 2. reda sa pedestalom od 19 dB ima slabljenje bočnih lobova 42.47 dB na poziciji $\pm 31.5^\circ$ u odnosu na poziciju maksimalnog pojačanja niza koje je na $\theta = 90^\circ$. U Tabeli 6.4 su dati intenziteti napajanja zračećih elemenata posmatranog niza.

Tabela 6.4 Intenziteti napajanja zračećih elemenata niza sa kosinusnom raspodelom

Dipol	1	2	3	4	5	6	7	8
u	0.112	0.36	0.73	1	1	0.73	0.36	0.112
u (dB)	-19.01	-8.87	-2.73	0	0	-2.73	-8.87	-19.01
u – intenzitet napajanje								

Tabela 6.5 Slabljenje bočnih lobova antenskog niza sa kosinusnom raspodelom kada se razmatraju fazne razlike koje unose elementi niza

Rastojanje razmatranog niza i prijemne antene	SLS (dB)	Pozicija u odnosu na poziciju maksimalnog pojačanja (°)
L_8	41.56	± 73
$2L_8$	42.54	± 31.5

Slika 6.4 Dijagram zračenja na rastojanju L_8 i rastojanju $2L_8$ sa i bez razmatranja očekivanih faznih razlika kod antenskog niza sa kosinusnom raspodelom [53, 54]

U Tabeli 6.5 [53, 54] prikazane su vrednosti slabljenja bočnih lobova na rastojanjima koji su celobrojni umnošci od L_8 sa razmatranim faznim razlikama koje unose zračeći elementi posmatranog niza sa kosinusnom raspodelom. Na osnovu Tabele 6.5 možemo zaključiti da je za niz sa kosinusnom raspodelom granica bliske i

daleke zone zračenja $2L_8$. Prikazani su dijagrami zračenja posmatranog niza na rastojanju L_8 i rastojanju $2L_8$ sa i bez razmatranja očekivanih faznih razlika koje unose pojedini elementi niza u zavisnosti od rastojanja do prijemne antene (Slika 6.4).

U tabelama Tabela 6.6 i Tabela 6.7 [53, 54] prikazani su rezultati ispitivanja granice između bliske i daleke zone zračenja za antenske nizove sa $n=10$ i $n=12$ elemenata koji se nalaze na međusobnom rastojanju $d=0.83\lambda=20.75$ mm. Ukoliko se koristi teorijska formula (6.1) za izračunavanje granice između bliske i daleke zone zračenja, dobijene vrednosti su jednake $L_{10}=2.79$ m za niz sa $n=10$ elemenata i $L_{12}=4.168$ m za niz sa $n=12$ elemenata. I kod ovih nizova su razmatrane funkcije raspodele: Dolph-Chebyshev-ljeva, Taylor-ova i kosinusna. Pedestal je u svim ispitanim nizovima jednak 19 dB.

Tabela 6.6 Definisane granice između bliske i daleke zone zračenja za niz sa 10 zračećih elemenata uzimajući u obzir fazne greške koje unose elementi niza

Raspodela	Granice između bliske i daleke zone zračenja	SLS (dB)	Pozicija u odnosu na poziciju maksimalnog pojačanja (°)
Dolph-Chebyshev	L_{10}	42.28	± 19
Taylor	$2L_{10}$	42.62	± 25.5
Kosinusna	L_{10}	38.74	± 24.5

Tabela 6.7 Definisane granice između bliske i daleke zone zračenja za niz sa 12 zračećih elemenata uzimajući u obzir fazne greške koje unose elementi niza

Raspodela	Granice između bliske i daleke zone zračenja	SLS (dB)	Pozicija u odnosu na poziciju maksimalnog pojačanja (°)
Dolph-Chebyshev	$5L_{12}$	40.49	± 15.5
Taylor	L_{12}	40.82	± 21.0
Kosinusna	L_{12}	37.96	± 20.5

6.2.2. Uticaj rastojanja između elemenata u antenskom nizu na definisanje granice između bliske i daleke zone zračenja

Analiziran je antenski niz sa Dolph-Chebyshev-ljevom raspodelom 2. reda sa pedestalom od 19 dB. Razmatrani su nizovi sa n zračećih elemenata, pri čemu je $n=8, 10$ i 12 . Rastojanje između elemenata niza d se menja u opsegu $d \in [0.5\lambda, 0.83\lambda]$. Teorijska granica između bliske i daleke zone zračenja je prema jednačini (6.1)

jednaka $L_n^d = 2D^2/\lambda$, gde je $D=(n-1)d$ najveća dimenzija antenskog niza uz pretpostavku da su dimenzije elemenata niza zanemarljive u odnosu na njihovo međusobno rastojanje d . Granica između bliske i daleke zone zračenja uzimajući u obzir fazne greške koje unose elementi niza za ispitane nizove prikazana je u Tabeli 6.8 [53, 54].

Tabela 6.8 Granica između bliske i daleke zone zračenja u zavisnosti od rastojanja između elemenata niza

Rastojanje između elemenata niza [mm]	Granica između bliske i daleke zone zračenja [m]		
	8 elemenata	10 elemenata	12 elemenata
12.5=0.5 λ	4.287=7 $L_8^{0.5}$	1.012= $L_{10}^{0.5}$	1.512= $L_{12}^{0.5}$
13.25=0.53 λ	4.817=7 $L_8^{0.53}$	1.138= $L_{10}^{0.53}$	1.699= $L_{12}^{0.53}$
14=0.56 λ	5.378=7 $L_8^{0.56}$	1.27= $L_{10}^{0.56}$	1.897= $L_{12}^{0.56}$
14.75=0.59 λ	5.97=7 $L_8^{0.59}$	1.41= $L_{10}^{0.59}$	2.106= $L_{12}^{0.59}$
15.5=0.62 λ	6.592=7 $L_8^{0.62}$	1.557= $L_{10}^{0.62}$	2.325= $L_{12}^{0.62}$
16.25=0.65 λ	7.245=7 $L_8^{0.65}$	1.711= $L_{10}^{0.65}$	2.556= $L_{12}^{0.65}$
17=0.68 λ	7.93=7 $L_8^{0.68}$	1.873= $L_{10}^{0.68}$	2.797= $L_{12}^{0.68}$
17.75=0.71 λ	8.645=7 $L_8^{0.71}$	2.041= $L_{10}^{0.71}$	3.05= $L_{12}^{0.71}$
18.5=0.74 λ	9.391=7 $L_8^{0.74}$	2.218= $L_{10}^{0.74}$	3.313= $L_{12}^{0.74}$
19.25=0.77 λ	10.682=7 $L_8^{0.77}$	2.4= $L_{10}^{0.77}$	3.587= $L_{12}^{0.77}$
20=0.8 λ	10.976=7 $L_8^{0.8}$	2.592= $L_{10}^{0.8}$	3.872= $L_{12}^{0.8}$
20.75=0.83 λ	11.815=7 $L_8^{0.83}$	2.79= $L_{10}^{0.83}$	20.839=5 $L_{12}^{0.83}$

6.2.3. Uticaj broja zračećih elemenata u antenskom nizu na definisanje granice između bliske i daleke zone zračenja

Antenski niz je sa n elemenata koji se nalaze na međusobnom rastojanju $d=0.83\lambda=20.75$ mm. Razmatrane su tri tipa raspodele: Dolph-Chebyshev-ljeva 2. reda, Taylor-ova raspodela 2. reda sa koeficijentom $\tilde{n}=6$ i kosinusna raspodela. Pedestal je u sva tri slučaja 19 dB.

Teorijska formula za izračunavanje granice između bliske i daleke zone zračenja je $L_n=2D^2/\lambda$, gde je $D=(n-1)*0.83\lambda$ najveća dimenzija antenskog niza uz pretpostavku da su dimenzije elemenata niza zanemarljive u odnosu na njihovo međusobno rastojanje d . U Tabeli 6.9 [53, 54] su date date zavisnosti granice između daleke i bliske zone zračenja od broja elemenata niza.

Tabela 6.9 Granica između bliske i daleke zone zračenja u zavisnosti od broja elemenata niza

Broj zračećih elemenata n	Granica između bliske i daleke zone zračenja [m]		
	Dolph-Chebyshev	Taylor	Kosinusna
8	$11.815=7L_8$	$10.127=6L_8$	$3.37=2L_8$
9	$2.2=L_9$	$2.2=L_9$	$2.2=L_9$
10	$2.79=L_{10}$	$5.58=2L_{10}$	$2.79=L_{10}$
11	$3.445=L_{11}$	$3.445=L_{11}$	$3.445=L_{11}$
12	$20.839=5L_{12}$	$4.168=L_{12}$	$4.168=L_{12}$
13	$4.96=L_{13}$	$4.96=L_{13}$	$4.96=L_{13}$
14	$11.642=2L_{14}$	$5.821=L_{14}$	$5.821=L_{14}$

7 ZAKLJUČAK

Predmet i cilj istraživanja izloženih u ovoj doktorskoj disertaciji obuhvataju ispitivanje osnovnih problema u projektovanju štampanih antenskih struktura sa potisnutim bočnim lobovima, kao i metode za njihovo rešavanje. Predstavljeni rezultati su dobijeni kroz sveobuhvatno sagledavanje problema analize i dizajna štampanih antenskih nizova realizovanih u simetričnoj mikrostrip tehnici. Takođe, u toku izrade doktorske disertacije došlo se do originalnih, proverljivih, ponovljivih i u praksi primenljivih rezultata od kojih su neki i eksperimentalno verifikovani. Izvršena ispitivanja i dobijeni rezultati treba da doprinesu boljem razumevanju uticaja različitih varijanti realizacije antenskih nizova na očekivane parametre kao što su dijagram zračenja, slabljenje bočnih lobova, pojačanje, širokopojasnost, itd.

Analizirani antenski nizovi se sastoje od aksijalno postavljenih simetričnih pentagonalnih dipola čime je njihov međusobni uticaj smanjen i lakše kontrolisan. Napojna struktura je takođe realizovana u tehnici balansiranog – simetričnog mikrostripa tako da je efekat površinskog talasa sveden na minimum. Uticaji širokopojasnosti elemenata niza, primena različitih reflektorskih površina i neželjeno parazitno zračenje napojne mreže ipak mogu značajno da utiču na parametre antene. Zbog toga je neophodno prilikom inicijalnog izbora modela antenskog niza poznavati ograničenja sa kojima se može susresti i mogućnosti njihovog prevazilaženja.

Jedan od nedostataka štampanih antenskih struktura je mala širokopojasnost, često nedovoljna za savremene bežične komunikacione sisteme. Nasuprot standardnim štampanim antenama, predloženi simetrični pentagonalni dipol ima zadovoljavajuće širok propusni opseg. Razmatrani pentagonalni dipoli koji rade na drugoj rezonansi imaju veoma sporu promenu realnog i imaginarnog dela impedanse u širem frekventnom opsegu. U četvrtom poglavlju teze je ispitana njihova širokopojasnost u X frekvencijskom opsegu sa različitim planarnim i kornier reflektorskim strukturama. Na osnovu prikazanih rezultata, može se zaključiti da pentagonalni dipoli imaju veoma zadovoljavajuću širokopojasnost. Kod dipola sa planarnim reflektorskim pločama, paralelnim ili upravnim u odnosu na dipol, frekvencijski opseg iznosi više od 45% centralne frekvencije. Kod dipola u kornier reflektoru, sa smanjenjem ugla kornier reflektora smanjuje se i širokopojasnost, mada i dalje ima zadovoljavajuću vrednost. Pravilan izbor udaljenja dipola od apeksa reflektora može poboljšati

širokopojasnost. Takođe, uočljivo je da svi razmatrani dipoli imaju pojačanje između 7-10 dBi što je nedovoljno za savremene bežične servise. Zbog toga je neophodno razmatrane dipole grupisati u antenske nizove.

Najpre su analizirane štampane antenske strukture sa po 8 simetrična pentagonalna dipola, sa različitim reflektorskim površinama, ali sa praktično istim modelom štampanog antenskog niza. Primenjena je Dolph-Chebichev-ljeva raspodela drugog reda sa pedestalom od 19 dB, sa ciljem da se dobije slabljenje bočnih lobova od najmanje 44 dB, bez uračunavanja uticaja tolerancija u realizaciji. Simulacioni rezultati predviđaju da sa tolerancijama u realizaciji slabljenje bočnih lobova bude oko 40 dB. Koeficijenti pobude zračećih elemenata su dobijeni korišćenjem programskog paketa LINPLAN [19]. Sa dobijenim koeficijentima pobude su realizovani modeli štampanih antenskih struktura sa različitim planarnim i korner reflektorima. U inicijalnoj fazi dizajna kada se niz napaja preko 8 generatora na kraju napojne linije svakog dipola, dobijeno je veoma dobro slaganje rezultata za slabljenje bočnih lobova. Dobijeni rezultat je značajan s obzirom da se u LINPLAN-u [19] razmatra praktično idealizovana struktura, dok je simulacioni model u WIPL-D-u [20] uzimao u obzir mnoge prateće detalje: dielektričnu podlogu, delove napojnih linija, reflektorske površine. U drugoj fazi dizajna predloženih antenskih struktura, izvršena je integracija svakog antenskog niza sa napojnom mrežom koja sadrži transformatore impedansi, takođe realizovanoj u simetričnoj mikrostrip tehnici. Jedinstvena napojna mreža sa transformatorima impedansi, koja je projektovana da obezbedi potrebnu težperovanu raspodelu radi dobijanja željenog nivoa bočnih lobova, se koristila za sve predložene antenske strukture.

Na osnovu izloženih rezultata simulacije u programskom paketu WIPL-D [20], može se izvesti zaključak da struktura, sastavljena od niza i napojne mreže sa transformatorima impedansi, ima manje slabljenje bočnih lobova od očekivanog koji je dobijen simulacijom antenskog niza koji se napaja preko generatora na kraju napojne linije svakog dipola. Pretpostavljeni uzrok degradacije slabljenja bočnih lobova kod razmatranih antenskih struktura je parazitno, neželjeno zračenje napojne mreže. Izloženi rezultati to i dokazuju. Kod antenskog niza sa paralelnim reflektorom ne postoji izolacija između niza i napojne mreže što uslovljava da uticaj parazitnog zračenja napojne mreže na željeni dijagram zračenja niza bude maksimalan. Slabljenje bočnih lobova antenskog niza sa paralelnim reflektorom koji se napaja preko napojne mreže najviše odstupa od očekivane vrednosti. Uticaj parazitnog

zračenja napojne mreže se smanjuju sa smanjenjem ugla korner reflektora u kome se nalazi niz. Antenska struktura niza i napojne mreže transformatora impedansi ima značajno manje slabljenje bočnih lobova kada je smeštena upravno na ravnu reflektorsku ploču nego kada je smeštena u korner reflektoru ugla 45° . Osim toga, nizovi u korner reflektorima manjih uglova daju veće pojačanje. Ipak, slično simetričnim pentagonalnim dipolima u korner reflektoru, i za njihove nizove važi da sa smanjenjem ugla korner reflektora smanjuje se i njihova širokopojasnost.

Antenski niz u korner reflektoru ugla 45° , koji je dao najbolje rezultate u drugoj fazi dizajna, je eksperimentalno verifikovan. U toku realizacije predloženog antenskog niza posebna pažnja je bila na štampi jako tankih transformatora impedansi u napojnoj mreži. Upotreba velikog pedestalala je uslovila jako tanke transformatore impedansi u napojnoj mreži što predstavlja osnovni problem realizacije predložene antenske strukture. Veoma tanki transformatori impedanse moraju biti pažljivo realizovani na dielektriku sa najmanjom mogućom greškom jer i veoma malo odstupanje u njihovoj širini može prouzrokovati grešku u raspodeli koju mreža obezbeđuje. Takođe, oni mogu biti mehanički nepouzdana i lako može doći do njihovog prekida. Iako je predložena antena realizovana sa visokom kontrolom štampe, dobijeno slabljenje bočnih lobova ne odgovara očekivanim vrednostima i u nivou je slabljenju bočnih lobova realizovane antene sa manjim pedestalom (17 dB) [8]. Ipak, postoje nekoliko problema u poređenju realizovane antene izložene u ovoj tezi i realizovane antene iz reference [8]. Antene su projektovane za različite dielektrike i centralne frekvencije u različitim korner reflektorima što može uticati na parametre antene. Međutim, osnovna prednost antene iz reference [8] je veće rastojanje između elemenata niza a samim tim i manji međusobni uticaj dipola u nizu. Takođe, antena iz reference [8] je bila merena u boljim tehničkim uslovima što je ključno kod antena sa velikim slabljenjem bočnih lobova. I pored toga, obe antene su bile osetljive na tolerencije u izradi i moguću dilataciju supstrata usled promene temperature.

Izloženi simulacioni i eksperimentalni rezultati pokazuju da su osnovna ograničenja dizajna štampanih antena sa simetričnim pentagonalnim dipolima:

- parazitno zračenje napojne mreže koje može delimično biti rešeno upotrebom korner reflektora malih uglova;

- problem štampe tankih transformatora impedanse koji su uslovljeni velikim pedestalom što može biti rešeno smanjenjem pedestalala za 1-2 dB.

Takođe, problem veoma tankih transformatora impedanse može biti delimično rešen u nizu sa istom Dolph-Chebichev-ljevom raspodelom drugog reda i pedestalom od 19 dB ali sa zračećim elementima različite impedanse.

Mikrostrip nizovi sa tejpovanim impedansama zračećih elemenata su ograničeni tehničkim mogućnostima štampe veoma tankih dipola tj. dipola veoma velike impedanse. Time je i ograničena vrednost pedestalala koji ne može biti veći od 12 dB kod fotolitografskog postupka štampe. Takođe, zbog aksijalno postavljenih dipola u nizu od kojih su neki sa dimenzijama većim od međusobnog rastojanja, paralelni reflektor je jedini koji se može koristiti što znači i maksimalni uticaj parazitnog zračenja napojne mreže na željeni dijagram zračenja.

Zahvaljujući veoma zadovoljavajućoj širokopojasnosti simetričnih pentagonalnih dipola, njihovi nizovi su pogodan izbor za antene sa oblikovanim dijagramom zračenja. Kod ovih antena dijagram zračenja treba imati očekivani oblik u širem frekventnom opsegu sa prihvatljivim vrednostima slabljenja bočnih lobova i pojačanja. U tezi su realizovane dve antene sa oblikovanim dijagramom zračenja koje se nalaze u kornjer reflektoru ugla 60° . Prva, sa dijagramom zračenja oblika kosekants kvadrat funkcije elevacionog ugla, je niz četiri simetrična pentagonalna dipola. Iako je vrlo jednostavna struktura, realizovana antena ima kosekants kvadrat dijagram zračenja u vrlo širokom frekvencijskom opsegu, najvećem u odnosu na centralnu frekvenciju među štampanim antenama sa istim dijagramom zračenja [16-18]. Takođe, antenski niz deset simetričnih pentagonalnih dipola ima dijagram zračenja ravnog vrha za širi frekvencijski opseg, proporcionalno centralnoj frekvenciji, nego niz deset ukštenih dipola [50]. Pored zadovoljavajuće širokopojasnosti, ostali parametri realizovanih nizova sa simetričnim pentagonalnim dipolima, kao što su pojačanje i slabljenje bočnih lobova, su takođe veoma dobri. Ipak, najveća prednost predloženih nizova sa oblikovanim dijagramom zračenja je njihova jednostavnost, niska cena, mala težina i laka realizacija.

Svi predloženi nizovi sa simetričnim pentagonalnim dipolima, koji se karakterišu velikim slabljenjem bočnih lobova ili oblikovanim dijagramom zračenja, se mogu realizovati u bilo kom mikrotalasnom frekvencijskom opsegu, uključujući i mm opseg, do 110 GHz.

Glavni zaključci i naučni doprinosi koji su dati u ovoj doktorskoj disertaciji mogu se klasifikovati na sledeći način:

- Verifikacija širokopojasnosti predloženih simetričnih pentagonalnih dipola i njihovih nizova sa različitim planarnim i kornjer reflektorskim površinama;
- Analiza mogućnosti i ograničenja dizajna štampanih antenskih nizova sa potisnutim bočnim lobovima realizovanih u simetričnoj mikrostrip tehnici. Izvršena je eksperimentalna provera verodostojnosti dobijenih rezultata;
- Ispitivanje uticaja tolerancija u fotolitografskom postupku štampe na realizaciju štampanih antenskih nizova sa potisnutim bočnim lobovima;
- Razvoj i ekperimentalna realizacija antenskih nizova simetričnih pentagonalnih dipola sa oblikovanim dijagramom zračenja.

7.1. Budući rad i dodatna istraživanja

Istraživanja sprovedena u toku izrade ove doktorske disertacije dala su veoma ohrabrujuće rezultate primene simetričnih pentagonalnih dipola u nizovima sa potisnutim bočnim lobovima i nizovima sa oblikovanim dijagramom zračenja. Ipak, postoje ograničenja u dizajnu i realizaciji, posebno nizova sa velikim slabljenjem bočnih lobova, koja dalja istraživanja bi trebalo da reše. Plan budućeg rada bi se sastojao od sledećih aktivnosti:

- Korišćenje cilindrično paraboličnih reflektora sa nizovima štampanih simetričnih pentagonalnih dipola kojima bi se ostvarilo veliko slabljenje bočnih lobova i veliko pojačanje;
- Primena štampanih antenskih struktura sa većim brojem zračećih elemenata sa tejerovanom raspodelom intenziteta napajanja kao i različitim impedansama svih elemenata u nizu;
- Dizajn i realizacija nizova sa većim brojem štampanih simetričnih pentagonalnih dipola sa dijagramom zračenja oblika kosekansa kvadrat funkcije elevacionog ugla ili sa dijagramom zračenja ravnog vrha.

8 LITERATURA

- [1] D.M. Pozar, B. Kaufman, "Design considerations for low sidelobe microstrip arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, 1990, Vol. 38, No. 8, pp. 1176-1185.
- [2] *IEEE Standard for Local and Metropolitan area Networks, (System Profiles for 10-66 GHz)*, IEEE, 15 January 2003, 3 Park Avenue, New York, NY10016-5997, USA.
- [3] R. Bayderkhani, H.R. Hassani, "Wideband and Low Sidelobe Slot Antenna Fed by Series-Fed Printed Array", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, 2010, Vol. 58, No.12, pp. 3898-3904.
- [4] J. Hirokawa, M. Ando, "Sidelobe suppression in 76-GHz post-wall waveguide-fed parallel-plate slot arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, 2000, Vol. 48, No. 11, pp. 1727-1732.
- [5] Y. Kimura, M. Takahashi, M. Haneishi, "76 GHz alternating-phase fed single-layer slotted waveguide arrays with maximum gain and sidelobe suppression", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, July 3-8, 2005, Washington, D.C, USA, Vol. 1A, pp. 807-810.
- [6] A. Nešić, I. Radnović, "New type of millimeter wave antenna with high gain and high lobe suppression", *Optoelectronics and Advanced Materials – Rapid Communications*, National Institute of Optoelectronics (INOE 2000) and National Institute of Material Physics (NIMP), 2009, Vol. 3, No. 10, pp. 1060-1063.
- [7] A. Nešić, I. Radnović, "High Gain Millimeter Wave Antenna with Cylindrical-Parabolic Reflector", 9th International Conference on Telecommunications in Modern Cable, Satellite and Broadcasting Services - TELSIXS 2009, October 7-9, 2009, Niš, Srbija, Vol. 2, pp. 376-379.
- [8] A. Nešić, I. Radnović, Z. Mičić, S. Jovanović, "Side Lobe Suppression of Printed Antenna Arrays for Integration with Microwave Circuits", *Microwave Journal*, Horizon House Publications, 2010, Vol. 53, No.10, pp. 72-80.
- [9] M. Koubeissi, L. Freytag, C. Decroze, T. Monediere, "Design of a Cosecant-Squared Pattern Antenna Fed by a New Butler Matrix Topology for Base

- Station at 42 GHz”, *Antennas and Wireless Propagation Letters*, IEEE, 2008. Vol. 7, pp. 354-357.
- [10] D. Mandal, A. Chatterjee, A.K. Bhattacharjee, “Design of Fully Digital Controlled Shaped Beam Synthesis Using Differential Evolution Algorithm”, *International Journal of Antennas and Propagation*, Hindawi Publishing Corporation, 2013, Vol. 2013, pp. 1-9.
- [11] S.-Y. Eom, S.-K. Kim, J.-G. Yook, “Multilayered Disk Array Structure Surrounded by a Dielectric Ring for Shaping a Flat-Topped Radiation Pattern”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, IEEE, 2008. Vol. 7, pp. 374-376.
- [12] N. Ngoc Tinh, R. Sauleau, L. Le Coq, “Reduced-Size Double-Shell Lens Antenna With Flat-Top Radiation Pattern for Indoor Communications at Millimeter Waves”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, 2011, Vol. 59, No. 6, pp. 2424-2429.
- [13] H.J. Orchard, R.S. Elliott, G.J. Stern, “Optimising the synthesis of shaped beam antenna patterns”, *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*, IET Digital Library, 1985, Vol. 132, Pt. H, No. 1, pp. 63-68.
- [14] A. Foudazi, A.R. Mallahzadeh, M.M.S. Taheri, “Pattern synthesis for multi-feed reflector antenna using IWO algorithm”, 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 26-30 March, 2012, Prague, Czech Republic, pp.1-5.
- [15] E.R. Schlosser, “Synthesis of linear antenna array for 4G mobile communication systems”, 2013 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), Rio de Janeiro, Brazil, 4-7 August 2013, pp.1-5.
- [16] N. Herscovici, “Nonplanar microstrip arrays”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, 1996, Vol. 44, No. 3, pp. 389-392.
- [17] J. Lei, G.F., L. Yang, D.-M. Fu, “Wide Band Linear Printed Antenna Array with Low Sidelobe Cosecant Square-Shaped Beam Pattern”, *Progress In Electromagnetics Research C*, 2010, Vol.15, pp. 233-241.
- [18] A. Kedar, Prem N. S. Kutiyal, M. Garg, U. K. Revankar, “Wide band low profile linear microstrip antenna array with cosecant square-shaped beam pattern”, *Microwave and Optical Technology Letters*, John Wiley & Sons Ltd, 2007, Vol. 49, No. 4, pp. 963-965.

- [19] M. Mikavica, A. Nesic, *CAD for Linear and Planar Antenna Arrays of Various Radiating Elements: Software and User's Manual*, Artech House, 1992.
- [20] *WIPL-D Pro v10.0*, WIPL-D Team, 2012, Belgrade, Serbia.
- [21] C.A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition*, Wiley-Interscience, 2005.
- [22] Merriam-Webster online, [citirano 2015]; dostupno na: www.Merriam-Webster.com.
- [23] *IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas* - Redline, IEEE Std 145, 2013, (Revision of IEEE Std 145-1993) - Redline, IEEE, 2014, pp. 1-92.
- [24] J.D. Kraus, *Antennas, 2nd edition*, McGraw-Hill, 1988, New York, USA.
- [25] J. Bartolić, *Mikrovalna elektronika*, Graphis, 2012, Zagreb, Croatia.
- [26] D. Poljak, "Izloženost ljudi zračenju antenskih sustava baznih postaja – dozimetrija upadnog polja", *Sigurnost*, 2012, Vol. 54, No. 2, pp. 173-187.
- [27] V. Šinik, "Biološki efekti elektromagnetskih polja, norme, preporuke i problemi pri mjerenju elektromagnetskih polja", INFOTEH, 2011, Jahorina, Bosnia and Herzegovina, pp. 855-859.
- [28] I. Jit Bahl, P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, 1980.
- [29] J. R. James, P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, IET, 1989.
- [30] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*, Wiley-Interscience, 2011.
- [31] D. B. Davidson, *Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering*, Cambridge University Press, 2005, Cambridge CB2 8RU, UK.
- [32] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook, Fourth Edition*, McGraw-Hill Professional, 2007.
- [33] A. Nešić, Z. Mičić, S. Jovanović, I. Radnović, D. Nešić, "Millimeter-wave printed antenna arrays for covering various sector widths", *Antennas and Propagation Magazine, Antenna Designer's Notebook*, IEEE, 2007, Vol. 49, No. 1, pp. 113-118.
- [34] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, "Design of a Printed Antenna Array in Rectangular Corner Reflector with Coscant Square-Shaped Beam Pattern", 22nd Telecommunications Forum (TELFOR 2014), Društvo za telekomunikacije, 2014, Belgrade, Serbia, pp. 780-783.
- [35] D. K. Barton, *Radar System Analysis and Modeling*, Artech House, 2004.

- [36] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, “Štampane antenske strukture sa velikim slabljenjem bočnih lobova i velikim dobitkom”, 57. Konferencija ETRAN, 2013, Zlatibor, Srbija, pp. MT1.2.1-4.
- [37] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, “Printed antenna arrays with high side lobe suppression: the challenge of design”, *Microwave Review*, Society for Microwave Technique, Technologies and Systems, 2013, Vol. 19, No. 2, pp. 15-20.
- [38] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, “Side Lobe Suppression of Printed Antenna Array with Perpendicular Reflector”, 11th International Conference on Telecommunications in Modern Cable, Satellite and Broadcasting Services - TELSIS 2013, IEEE, 2013, Niš, Serbia, pp. 517-520.
- [39] A. Nešić, I. Radnović, M. Milijić, Z. Mičić, D. Nešić, “Cylindrical-parabolic reflector with printed antenna structures”, *Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials*, MIDEM Society, 2013, Vol. 43, No. 2, pp. 97 – 102.
- [40] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, “Printed Antenna Array with Tapered Dipoles’ Impedances”, International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering IcETAN, Društvo za ETRAN, 2014, Vrnjačka Banja, Serbia, pp. MT1.1.1-4.
- [41] N. Bošković, B. Jokanović, A. Nešić, “Frekvencijski skenirani antenski nizovi sa neuniformnom amplitudskom raspodelom”, ETRAN 2014, Društvo za ETRAN, 2014, Vrnjačka Banja, Serbia, pp. AP1.2.1-4.
- [42] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, N. Dončov, I. Radnović, “Feeding Structure Influence on Side Lobe Suppression of Printed Antenna Array with Parallel Reflector”, International Conference on Advanced Technologies, Systems and Services in Telecommunications - TELSIS 2015, IEEE, 2015, Niš, Serbia, Vol.1, pp. 172-175.
- [43] S. Silver, *Microwave Antenna Theory and Design*, P. Peregrinus, 1949.
- [44] M. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, McGraw-Hill, 1981, Tokyo.
- [45] D. Park, Y. Kwak, “Analysis and Design of E-Band Microstrip Array Antennas for an Adaptive Cruise Control System”, *International Journal of Control and Automation*, SERSC, 2013, Vol. 6, No. 6, pp. 83-92.
- [46] S. Karimkashi, A.R. Mallahzadeh, J. Rashed-Mohassel, “A New Shaped Reflector Antenna for Wide Beam Radiation Patterns”, International

Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, IEEE, 2007, pp. 535-538.

- [47] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, “Design of a Printed Antenna Array in Rectangular Corner Reflector with Cosecant Square-Shaped Beam Pattern”, ICEST 2014 - XLIX International Scientific Conference On Information, Communication And Energy Systems And Technologies, 25-27 June, 2014, Serbia, Niš, pp. 351-354.
- [48] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, “Design, Realization and Measurements of a Corner Reflector Printed Antenna Array with Cosecant Squared-Shaped Beam Pattern”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, IEEE, 2015, doi: 10.1109/LAWP.2015.2449257 (prihvaćeno za objavljivanje).
- [49] N. Ngoc Tinh, R. Sauleau, L. Le Coq, “Lens antennas with flat-top radiation patterns: Benchmark of beam shaping techniques at the feed array level and lens shape level”, 3rd European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2009, 2009, pp. 2834-2837.
- [50] H. J. Zhou, Y.H.H., B. H. Sun, Q. Z. Liu, “Design and realization of a flat-top shaped-beam antenna array”, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 2008, Vol. 5, pp. 159–166.
- [51] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, “*Design of Printed Antenna Array with Flat-Top Shaped-Beam Pattern*”, International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering IcETRAN 2015, Društvo za ETRAN, 8-11 June, 2015, Silver Lake, Serbia, pp. MT11.2.1-4.
- [52] P. Hacker, H. Schrank, “Range distance requirements for measuring low and ultralow sidelobe antenna patterns”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, 1982, Vol. 30, No. 5, pp. 956-966.
- [53] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, “Definicija granice između bliske i daleke zone kod antena sa velikim slabljenjem bočnih lobova”, 56. Konferencija ETRAN, Društvo za ETRAN 2012, Zlatibor, Srbija, pp. MT3.2.1-4.
- [54] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, “Definition of the Border between the Far and Near Field Zone for Printed Antenna Arrays with High Side Lobe Suppression”, *Serbian Journal of Electrical Engineering*, Faculty of Technical Sciences Čačak, 2013, Vol.10, No.1, p. 113-124.

BIOGRAFSKI PODACI AUTORA

Mr Marija Milijić rođena je 28.05.1978. godine u Nišu, gde je završila osnovnu školu i Gimnaziju "Bora Stanković". Na Elektronskom fakultetu u Nišu, na smeru Računarska tehnika i informatika, diplomirala je 23.11.2003. godine sa prosečnom ocenom 8.56 na redovnim studijama i ocenom 10 na diplomskom ispitu. Postdiplomske studije upisala je takođe na Elektronskom fakultetu u Nišu, smer Informaciono-komunikacione tehnologije. Sve predviđene ispite položila je sa prosečnom ocenom 10.00. Magistarsku tezu pod naslovom "Modelovanje prostiranja EM talasa i mikrotalasnih patch antena u sistemima bežičnih komunikacija korišćenjem neuronskih mreža" odbranila je 27. decembra 2007. godine i time stekla akademski naziv magistra tehničkih nauka. Školske 2007/2008. upisala je doktorske studije na Elektronskom fakultetu u Nišu, modul Telekomunikacije. Od 25.04.2008. zaposlena je na Elektronskom fakultetu u Nišu, pri Katedri za telekomunikacije, kao saradnik u nastavi, a u zvanje asistent izabrana je 1.10.2010. godine. Drži računske i laboratorijske vežbe iz predmeta: Bežični pristup Internetu, Bežične računarske mreže, Računarske komunikacije, Satelitski komunikacioni sistemi, Modelovanje u telekomunikacijama, Osnovi elektrotehnike 1 i Osnovi elektrotehnike 2.

U svom dosadašnjem radu mr Marija Milijić je u saradnji sa drugim autorima objavila više od 50 radova u zemlji i inostranstvu. Učestvovala je u realizaciji pet projekata tehnološkog razvoja Ministarstva nauke Republike Srbije i jednog međunarodnog projekta „Smart Modelling and Optimization of 3D Structured RF Components“ realizovanog u okviru Programa zajedničkog unapređenja razmene učesnika na DAAD projektima bilateralne saradnje između Nemačke i Republike Srbije. Naučno-istraživački rad mr Marije Milijić u proteklom periodu bio je usmeren na sledeće oblasti: štampane antenske strukture, antenski nizovi, primena neuronskih mreža za modelovanje mikrotalasnih komponenata i propagacije EM talasa.

Član je Internacionalnog udruženja inženjera elektrotehnike i elektronike (IEEE) od 2009. godine i udruženja IEEE Women in Engineering od 2009. godine. Takođe je član je tehničko-organizacionog odbora konferencija TELSIKS i ICEST.

IZJAVA O AUTORSTVU

Izjavljujem da je doktorska disertacija, pod naslovom

PROJEKTOVANJE INTEGRISANIH ŠTAMPANIH ANTENSKIH STRUKTURA I 3D REFLEKTORA SA POTISNUTIM BOČNIM LISTOVIMA ZRAČENJA

koja je odbranjena na Elektronskom fakultetu Univerziteta u Nišu:

- rezultat sopstvenog istraživačkog rada;
- da ovu disertaciju, ni u celini, niti u delovima, nisam prijavljivala na drugim fakultetima, niti univerzitetima;
- da nisam povredila autorska prava, niti zloupotrebila intelektualnu svojinu drugih lica.

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

U Nišu, _____

Autor disertacije: Marija Milijić

Potpis autora disertacije:



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

Ime i prezime autora: Marija Milijić

Naslov disertacije: PROJEKTOVANJE INTEGRISANIH ŠTAMPANIH ANTENSKIH STRUKTURA
I 3D REFLEKTORA SA POTISNUTIM BOČNIM LISTOVIMA ZRAČENJA

Mentor: Prof. dr Bratislav Milovanović

Izjavljujem da je štampani oblik moje doktorske disertacije istovetan elektronskom obliku, koji sam predala za unošenje u **Digitalni repozitorijum Univerziteta u Nišu**.

U Nišu, _____

Potpis autora disertacije:



IZJAVA O KORIŠĆENJU

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

PROJEKTOVANJE INTEGRISANIH ŠTAMPANIH ANTENSKIH STRUKTURA I 3D REFLEKTORA SA
POTISNUTIM BOČNIM LISTOVIMA ZRAČENJA

Disertaciju sa svim prilogima predala sam u elektronskom obliku, pogodnom za trajno arhiviranje.

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

1 Autorstvo (CC BY)

2. Autorstvo – nekomercijalno (CC BY-NC)

3. Autorstvo – nekomercijalno – bez prerade (CC BY-NC-ND)

4. Autorstvo – nekomercijalno – deliti pod istim uslovima (CC BY-NC-SA)

5. Autorstvo – bez prerade (CC BY-ND)

6. Autorstvo – deliti pod istim uslovima (CC BY-SA)

(Molimo da podvučete samo jednu od šest ponuđenih licenci; opis licenci dat je u nastavku teksta).

U Nišu, _____

Autor disertacije: Marija Milijić

Potpis autora disertacije:

