



UNIVERZITET U NIŠU  
ELEKTRONSKI FAKULTET



**Nikola M. Bošković**

**SERIJSKI NAPAJANI PLANARNI  
ANTENSKI NIZOVI SA POBOLJŠANIM  
KARAKTERISTIKAMA**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Niš, 2019.



UNIVERSITY OF NIŠ  
FACULTY OF ELECTRONIC ENGINEERING



**Nikola M. Bošković**

**SERIAL-FED PLANAR ANTENNA ARRAYS  
WITH ENHANCED FEATURES**

DOCTORAL DISSERTATION

Niš, 2019.

## Podaci o doktorskoj disertaciji

Mentor:	Dr Nebojša S. Dončov, redovni profesor, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet.
Naslov:	Serijski napajani planarni antenski nizovi sa poboljšanim karakteristikama
Rezime:	<p>U datoj tezi su opisani originalni metodi za rešavanje problema vezanim za rad antenskih nizova u serijskoj konfiguraciji. Tu se pre svega misli na problem bočnih lobova u usmerenim i skenirajućim antenskim nizovima, kao i problem degradacije dijagrama zračenja prilikom rada u širem frekvencijskom opsegu. Nizovi u ovoj tezi su projektovani u planarnoj tehnologiji. Rezultati su potvrđeni eksperimentom. U tezi je data detaljna metodologija rada pri svakom rešenju polazeći od teorijske osnove, rešavanja konkretnih problema i praktične realizacije sa merenjima i verifikacijom. Dato je rešenje za kontrolu brzine frekvencijskog skeniranja antene uz istovremeno oblikovanje dijagrama zračenja tako da se održi nizak nivo bočnih lobova. Skenirajući antenski nizovi koriste posebno prilagođene štampane dipole u tehnologiji balansnog mikrostripa. Pored rešenja za skenirajuće antene dato je i rešenje za antenski niz koje omogućava dobijanje usmerenog dijagrama zračenja koje zadržava dobar dijagram zračenja sa niskim lobovima u celom opsegu rada. Dato rešenje koristi patch antene koje su specijalno razvijene za upotrebu u serijskim antenskim nizovima, a da pri tome ne zahtevaju povećanje kompleksnosti celog sistema.</p>
Naučna oblast:	Elektrotehničko i računarsko inženjerstvo
Naučna disciplina:	Mikrotalasi, antene i prostiranje
Ključne reči:	Antenski nizovi, potiskivanje lobova, frekvencijsko skeniranje, serijsko napajanje, štampani dipoli, modifikovana patch antena.
UDK:	621.395.5/.38
CERIF klasifikacija:	T-191 (Visokofrekventna tehnologija, mikrotalasi)
Tip licence Kreativne zajednice:	<b>CC BY-NC-ND</b>

## Data on Doctoral Dissertation

Doctoral Supervisor:	Dr Nebojša S. Dončov, full professor, University of Niš, Faculty of Electronic Engineering.
Title:	Serial-fed planar antenna arrays with enhanced features
Abstract:	<p>In the present thesis, the original methods for solving problems related to the operation of antenna arrays in a serial configuration, are described. This primarily refers to the problem of sidelobes in directional and scanning antenna arrays, as well as the problem of degradation of the radiation patterns when operating in a wider frequency range. The arrays in this thesis are designed in planar technology. The results were confirmed by experiment. The thesis provides a detailed methodology for working with each solution, starting from a theoretical basis, solving specific problems and practical implementation with measurements and verification. The solution for the control of the frequency scanning rate is given while designing the radiation patterns so that the sidelobes are kept low. The scanning antenna arrays use specially adapted printed dipoles in balanced microstrip technology. In addition to the scanning antenna solution, an antenna array solution is presented that provides a directional radiation pattern that maintains low sidelobes radiation pattern across the entire operating range. This solution uses patch antennas that have been specially developed for use in serial antenna arrays without requiring an increase in the complexity of the entire system.</p>
Scientific Field:	Electrical and computer engineering
Scientific Discipline:	Microwaves, antennas and propagation
Key Words:	Antenna arrays, sidelobe suppression, frequency scanning, serial feed, printed dipoles, enhanced patch antenna.
UDC:	621.395.5/.38
CERIF Classification:	T-191 (High frequency technology, microwaves)
Creative Commons License Type:	<b>CC BY-NC-ND</b>



# SADRŽAJ

SPISAK SLIKA	iv
SPISAK TABELA	xi
1 UVOD	1
1.1 Organizacija teze	3
2 ANTENE-istorija i razvoj	5
2.1 ANTENE-mehanizam zračenja	7
2.2 ANTENE-osnovni parametri	11
2.2.1 Dijagram zračenja	11
2.2.1.1 Lobovi dijagram zračenja	12
2.2.1.2 Zone polja antene	13
2.2.1.3 Ugaona širina snopa glavnog loba dijagrama zračenja	14
2.2.2 Gustina izračene snage	15
2.2.3 Direktivnost	16
2.2.4 Efikasnost antene	17
2.2.5 Dobitak antene	17
2.2.6 Radni opseg antene	18
2.2.7 Polarizacija	19
2.2.8 Ulazna impedansa	20
3 MAXWELL-OVE JEDNAČINE I NUMERIČKE METODE	24
3.1 Osobine materijala u elektromagnetnom polju	25
3.2 Granični uslovi	27
3.3 Osobine ravanskog talasa u različitim sredinama	29
3.4 Numeričke metode za rešavanje Maxwell-ovih jednačina	33
4 ŠTAMPANE ANTENSKE STRUKTURE	37
4.1 Mikrostrip antene	37
4.2 Napojne metode	38
4.3 Metode analize	40
4.3.1 Model transmisionne linije	41

4.3.2	Model rezonantne šupljine .....	42
4.3.3	Numerički modeli .....	44
4.4	Mikrostrip dipol .....	45
4.4.1	Dipol iznad provodne ravni .....	47
4.4.1.1	Vertikalni električni dipol iznad provodne ravni .....	47
4.4.1.2	Horizontalni električni dipol iznad provodne ravni .....	50
5	ANTENSKI NIZOVI .....	53
5.1	Faktor niza .....	53
5.2	Niz sa broadside zračenjem .....	56
5.3	Niz sa skenirajućim dijagramom zračenja .....	58
5.4	Napojne mreže za raspodelu snage kod mikrostrip nizova .....	61
5.4.1	Korporativna napojna mreža .....	62
5.4.2	Serijska napojna mreža .....	63
6	ANTENSKI NIZ SA NOVIM PATCH ANTENAMA .....	67
6.1	Patch antene sa proširenim opsegom rada .....	67
6.1.1	Patch antene sa reaktivnim opterećenjem u obliku slotova .....	71
6.2	Dizajn nove patch antene za niz sa serijskim napajanjem .....	72
6.2.1	Raspodela polja nove patch antene .....	75
6.3	Dizajn antenskog niza sa novom patch antenom .....	77
6.4	Fabrikacija i merenje .....	80
7	FREKVENCIJSKI SKENIRAJUĆI NIZ SA POTISKIVANJEM BOČNIH LOBOVA .....	84
7.1	Štampani fazni šifteri .....	85
7.2	Niz sa frekvencijskim skeniranjem sa <i>left-handed</i> šifterom na bazi dva SRRs .....	86
7.2.1	<i>Left-handed</i> šifter na bazi dva SRRs .....	86
7.2.2	Implementacija niza .....	87
7.3	Niz sa frekvencijskim skeniranjem sa <i>left-handed</i> šifterom na bazi četiri simetrično postavljena SRRs .....	89
7.3.1	<i>Left-handed</i> šifter na bazi četiri simetrično postavljena SRRs .....	89
7.3.2	Implementacija niza .....	90
7.4	Niz sa frekvencijskim skeniranjem sa <i>left-handed</i> šifterom i potiskivanjem bočnih lobova .....	91

7.5	Niz sa frekvencijskim skeniranjem sa novim <i>right-handed</i> šifterom i potiskivanjem bočnih lobova .....	95
7.5.1	Dizajn šiftera .....	96
7.5.2	Dizajn antene .....	99
7.5.3	Eksperimentalna verifikacija dizajna i rezultati .....	101
7.5.3.1	Linearni niz .....	101
7.5.3.1	Planarni niz .....	103
7.6	Primena u praksi .....	105
7.7	Automatska metoda za merenje dijagrama zračenja .....	106
7.7.1	Opis sistema .....	106
7.7.2	Izgled sistema .....	107
8	PLANARNI ANTENSKI NIZ NA W-OPSEGU NA BAZI <i>LEAKY-WAVE</i> ZRAČENJA .....	111
8.1	Mehanizam rada <i>leaky-wave</i> antena .....	111
8.2	Klasifikacija <i>leaky-wave</i> antena .....	114
8.2.1	Uniformne <i>leaky-wave</i> antene .....	114
8.2.2	Periodične <i>leaky-wave</i> antene .....	116
8.2.3	Kvazi-periodične <i>leaky-wave</i> antene .....	119
8.3	Praktične tehnike za dizajn <i>leaky-wave</i> antena .....	121
8.3.1	Tehnika obrtanja faze .....	121
8.3.2	Tehnika za sprečavanje nepropusnog opsega u blizini tranzitne frekvencije .....	122
8.4	Gubici na W opsegu .....	122
8.5	Zračeci element niza .....	126
8.6	Predloženi antenski niz .....	126
8.7	Prelaz talasovod-balansni mikrostrip .....	128
8.8	Antenski niz .....	131
9	ZAKLJUČAK .....	134
	LITERATURA .....	136
	BIOGRAFIJA AUTORA .....	152

## SPISAK SLIKA

Slika 2.1 Ravnomerno raspoređeno naelektrisanje u kružnom preseku cilindrične žice [4].	8
Slika 2.2 Izvor talasa, transmisiona linija, antena i linije polja: (a) linije polja u anteni, (b) slučaj kada linije električnog polja napuštaju antenu i kreću se ka slobodnom prostoru [4].	9
Slika 2.3 Raspodela struje za slučaj: (a) dvožičnog voda bez gubitaka, (b) dvožičnog voda završenog linearnim dipolom [4].	9
Slika 2.4 Raspodela struje na linearnim dipolima za slučaj: (a) $l \ll \lambda$ , (b) $l = \lambda$ , (c) $\lambda/2 < l < \lambda$ , (d) $\lambda < l < 1.5\lambda$ [4].	9
Slika 2.5 Koordinatni sistem za analizu dijagrama zračenja [4].	11
Slika 2.6 Dijagram zračenja sa lobovima: (a) 3D prikaz, (b) 2D presek u ravni gde je $\varphi$ ima konstantnu vrednost, a posmatranje se vrši po promeni vrednosti ugla $\theta$ u stepenima.	13
Slika 2.7 Prikaz promene dijagrama zračenja kroz zone počev od bliskog do dalekog polja [4].	14
Slika 2.8 Širina snopa dijagrama zračenja.	15
Slika 2.9 (a) Rotacija ravni elektromagnetnog talasa, (b) elipsa polarizacije na osi $z = 0$ u funkciji od vremena [4].	19
Slika 2.10 (a) Predajna antena, (b) Tevenenova ekvivalenta šema, (c) Nortonova ekvivalenta šema [4].	21
Slika 2.11 (a) Prijemna antena, (b) Tevenenova ekvivalenta šema, (c) Nortonova ekvivalenta šema [4].	22
Slika 3.1 Prostiranje elektromagnetnog polja između dve sredine [7].	28
Slika 4.1 Struktura patch antene sa mikrostrip napajanjem [4].	38
Slika 4.2 Mikrostrip antene sa: (a) koaksijalnim napajanjem, (b) napajanjem preko sprege kroz prorez, (c) napajanjem preko sprege u blizini [4].	39

Slika 4.3 (a) Mikrostrip transmisiona linija na dielektriku, (b) kretanje linije polja, (c) linija okružena dielektrikom sa efektivnom dielektričnom konstantom $\epsilon_{\text{reff}}$ [4].	41
Slika 4.4 Efektivno produženje patch antene zbog ivičnih efekata: (a) pogled odozgo, (b) pogled sa strane [4].	42
Slika 4.5 Izgled odgovarajućih modova prostiranja po modelu rezonantne šupljine [4].	44
Slika 4.6 (a) Dipol u CPS tehnologiji, (b) dipol u tehnologiji BMS-a, (c) prikaz BMS voda.	45
Slika 4.7 (a) Prikaz kretanja talasa za vertikalni električni dipol, (b) vertikalni dipol iznad provodne ravni, (c) kretanje talasa vertikalnog dipola u dalekom polju [4].	47
Slika 4.8 (a) Prikaz kretanja talasa za horizontalni električni dipol, (b) horizontalni dipol iznad provodne ravni, (c) kretanje talasa horizontalnog dipola u dalekom polju [4].	51
Slika 5.1 Izgled polja za $N$ elemenata niza za tačku posmatranja u dalekom polju: (a) geometrija, (b) fazorski dijagram [4].	54
Slika 5.2 Frekvencijski skenirajuća antena sa dijagramom zračenja ( $d$ je rastojanje između elemenata niza, a $l$ je dužina voda koji unosi fazni pomeraj, $\pm \theta_0$ je ugao skeniranja).	59
Slika 5.3 Korporativna napojna mreža: (a) za linearni niz sa faznim skeniranjem, (b) za planarni antenski niz.	62
Slika 5.4 Linearni serijski napajani antenski nizovi: (a) niz patch antena u sinfaznoj konfiguraciji, (b) niz patch antena u antifaznoj konfiguraciji, (c) niz dipola u BMS tehnici i sinfaznoj konfiguraciji, (d) niz dipola u BMS tehnici i antifaznoj konfiguraciji.	64
Slika 5.5 Šema serijskog niza sa stojećim talasom (završen sa otvorenom vezom ili kratkim spojem) i niza sa putujućim talasom (završen prilagođenjem).	65
Slika 6.1 Patch antene sa U-slotovima: (a) direktno napajanje sondom, (b) napajanje patch antena mikrostrip vodom u formi korporativne napojne mreže.	67
Slika 6.2 Patch antene sa ortogonalnim modovima: jednim pristupom i napajanjem preko (a) sonde [55], (b) sprege kroz prerez [56]; dva pristupa i napajanjem preko (c) sprege kroz prerez [57], (d) sprege u blizini [58].	68

Slika 6.3 Multi-patch strukture u formi: zračećih elemenata u različitim slojevima i napajanjem preko (a) sonde [59, 60], (b) sprege kroz prorez [61]; zračećih elemenata u istom sloju i napajanjem preko (c) sprege kroz prorez [62], (d) preko sonde [63].	69
Slika 6.4. Patch antene sa reaktivnim opterećenjem u formi: (a) promenljivog koaksijalnog kratkog spoja [64], (b) kratkog spoja [65], (c) direktnog notch-a [66], (d) ubačenog notch-a [67], (e) pinova [68, 69], (f) diode [70], (g) kombinacije slotova i pinova [71], (h) slotova [72-75].	69
Slika 6.5 Modovi patch antene iz [78], raspodela električnog polja sa odgovarajućim dijagramom zračenja: (a) $TM_{10}$ ( $f = 3.11$ GHz), (b) $TM_{20}$ ( $f = 6.11$ GHz), (c) $TM_{12}$ ( $f = 7.19$ GHz), (d) $TM_{22}$ ( $f = 8.85$ GHz), (e) $TM_{30}$ ( $f = 9.26$ GHz), (f) $TM_{32}$ ( $f = 11.22$ GHz), (g) $TM_{40}$ ( $f = 12.5$ GHz), (h) izgled polu-ciklusa za (d).	72
Slika 6.6 Izgled patch antene sa relevantnim dimenzijama:(a) klasični patch: $W = 7.2$ mm, $L = 5.8$ mm; (b) nova patch antena: $W = 8.6$ mm, $L = 5.7$ mm, $W_g = 2.35$ mm, $W_d = 3.05$ mm, $L_i = 5.5$ mm.	74
Slika 6.7 Impedansa nove patch antene u funkciji od frekvencije za različite vrednosti odgovarajućih parametara: (a) $W_g$ , (b) $W_d$ , (c) $L_i$ . (Sivi pravougaonici pokazuju poziciju rezonanse).	74
Slika 6.8 Raspodela polja i 3D dijagrami zračenja za mod: (a) $TM_{10}$ ( $f = 15.8$ GHz), (b) $TM_{\delta 0}$ ( $f = 17.35$ GHz), (c) $TM_{20}$ ( $f = 32$ GHz), (d) preseki dijagrama zračenja na prva dva moda.	76
Slika 6.9 Napojna mreža za linearni niz od 16 elemenata sa centralnim napajanjem.	78
Slika 6.10 Amplitudska raspodela niza.	79
Slika 6.11 Dijagram zračenja na tri frekvencije za slučaj sa napojnom mrežom i sa posebnim generatorima.	80
Slika 6.12 Konačni izgled antenskog niza u formi 2 x 16 elemenata.	80
Slika 6.13 Proizvedeni prototip dimenzija (215 x 32) mm.	81
Slika 6.14 (a) Mereni i simulirani $S$ -parametri; Mereni (puna linija) i simulirani (isprekidana linija) dijagrami zračenja u E- i H-ravni na (b) 15.6 GHz, (c) 16.5 GHz, (d) 17.3 GHz.	81

Slika 6.15 Mereni i simulirani gain i efikasnost. ....	82
Slika 7.1 (a) Međusobna orijentacija vektora $\vec{E}, \vec{H}, \vec{P}$ i $\vec{k}$ u levo i desno orijentisanom sistemu, (b) opšti položaj vektora $\vec{P}$ i $\vec{k}$ . ....	84
Slika 7.2 Ekvivalentna šema mikrostrip linije (C, L) sa vijom (Lvia) i SRRs (Split-Ring Resonators) (Cs, Ls). ....	85
Slika 7.3 (a) <i>Left-handed</i> šifter na bazi dva SRRs, (b) S-parametri šiftera pod (a). ....	86
Slika 7.4 Antenski niza sa identičnim pravougaonim dipolima i šifterima sa Sl. 7.3a. ....	87
Slika 7.5 Dijagram zračenja antene sa Sl. 7.4. ....	88
Slika 7.6 (a) <i>Left-handed</i> šifter na bazi 4 SRRs, (b) S-parametri šiftera pod (a). ....	89
Slika 7.7 Antenski niz sa šifterima sa Sl. 7.6: (a) izgled modela, (b) izrađeni prototip, (c) mereni i simulirani $S_{11}$ , (d) mereni i simulirani dijagram zračenja. ....	91
Slika 7.8 Niz sa <i>left-handed</i> šifterima i potiskivanjem bočnih lobova: (a) izgled modela, (b) prototip. ....	93
Slika 7.9 Karakteristike niza sa Sl. 7.8: (a) mereni i simulirani $S_{11}$ , (b) simulirani dijagram zračenja, (c) mereni dijagram zračenja. ....	93
Slika 7.10 (a) Šema realnog otpornika, (b) šema realnog kalema, (c) šema realnog kondenzatora, (d) prikaz tehnologija za izradu komponenti (a)-(c) [113]. ....	96
Slika 7.11 Dizajni faznih šiftera sa dve ćelije: (a) <i>Right-handed</i> sa dimenzijama $l_R = 5$ mm, $w = 0.75$ mm, $s_2 = 0.45$ mm, $w_s = 0.6$ mm, $s_1 = g = 0.1$ mm; (b) <i>left-handed</i> sa dimenzijama $l_R = 4.8$ mm, $w = 0.75$ mm, $s_2 = 0.5$ mm, $w_s = 0.2$ mm, $s_1 = 0.1$ mm, $g = 2$ mm; (c) amplituda S-parametara u dB, (d) fazna karakteristika $S_{21}$ parametra. ....	97
Slika 7.12 Karakteristike S-parametara <i>right-handed</i> šiftera u zavisnosti od procepa $g$ : (a) amplituda u dB, (b) fazna karakteristika $S_{21}$ parametra. ....	98
Slika 7.13 Originalna i kompenzovana Dolph-Chebyshev raspodela. ....	100

Slika 7.14 (a) Varijacije dimenzija dipola za slučaj visokih impedansi za različite debljine dielektrika, sa fiksnim dimenzijama $lc = 0.2$ mm i $wc = 16$ mm; (b) varijacije dimenzija dipola za slučaj niskih impedansi za različite debljine dielektrika, sa fiksnim dimenzijama $lc = 4$ mm i $wc = 8$ mm. ....	101
Slika 7.15 Model linearnog niza sa <i>right-handed</i> šifterima. ....	102
Slika 7.16 Karakteristike antene sa Sl. 7.15: (a) mereni i simulirani $S_{11}$ ; (b) simulirani, (c) mereni dijagram zračenja; (d) mereni i simulirani gain i efikasnost. ....	102
Slika 7.17 Prototip linearnog niza sa <i>right-handed</i> šifterima. ....	103
Slika 7.18 Model planarnog skenirajućeg niza. ....	103
Slika 7.19 Karakteristike antene sa Sl. 7.18: (a) mereni i simulirani $S_{11}$ ; (b) simulirana ko-polarizacija, (c) simulirana kros-polarizacija; (d) merena ko-polarizacija H-ravni dijagrama zračenja. ....	104
Slika 7.20 Karakteristike antene sa Sl. 7.18: (a) simulirani, (b) mereni dijagram zračenja u E-ravni; (c) mereni i simulirani gain i efikasnost. ....	105
Slika 7.21 (a) Analizator mreža Anritsu ME7838A, (b) blok šema sistema za merenje. ....	108
Slika 7.22 Deo korisničkog interfejsa za upravljanje sistemom. ....	108
Slika 7.23 (a) Modul sa napajanjem i kontrolerima za rad step-motora i komunikaciju, (b) pozicioner sa step-motorima. ....	109
Slika 7.24 (a) Blok šema sistema za pozicioniranje, (b) povezivanje kontrolnih signala na ploču Arduino MEGA 2560. ....	109
Slika 8.1 Kretanja talasa u poprečnom preseku tipičnog <i>leaky-wave</i> talasovoda [148]. ....	112
Slika 8.2 Disperzioni dijagram <i>leaky-wave</i> antene [148]. ....	114
Slika 8.3 (a) Talasovod sa dugim slotom, (b) duga mikrostrip linija, (c) dijagram disperzije za (a), (d) dijagram disperzije za (b) [148]. ....	115
Slika 8.4 Proizvoljan talasovod sa periodičnim strukturama [148]. ....	116



Slika 8.5 Periodične <i>leaky-wave</i> strukture: (a) talasovod, (b) mikrostrip, (c) dijagram disperzije za (a), (d) dijagram disperzije za (b), (e) dijagram disperzije za (b) za slučaj upotrebe dielektrika sa visokim $\epsilon_r$ [148].	118
Slika 8.6 Kvazi-periodične antene na bazi: (a) SIW talasovoda, (b) kompozitne strukture sa višestrukim vodovima; (c) ekvivalentna jedinična ćelija [148].	119
Slika 8.7 Disperzioni dijagrami kvazi-periodične antene pod: (a) nebalansiranim, (b) balansiranim uslovom [148].	120
Slika 8.8 (a) Periodična <i>leaky-wave</i> talasovodna antena sa obrtanjem faze, (b) dijagram disperzije za (a) [148].	121
Slika 8.9 (a) Deo <i>comblined leaky-wave</i> antene, (b) struktura pod (a) sa mrežom za prilagođenje [157].	122
Slika 8.10 Idealizovan prikaz hrapavosti bakarne folije na interfejsu folija-vazduh i dielektrik-folija.	124
Slika 8.11 $S_{21}$ parametar BMS voda dužine 1 cm i širine 0.2 mm za slučaj različite vrednosti specifične provodnosti bakarne folije, površinske hrapavosti i tangensa ugla gubitaka dielektrika.	125
Slika 8.12 Prikaz zračućeg elementa niza.	126
Slika 8.13 Prikaz dela niza sa relevantnim elementima.	127
Slika 8.14 Prikaz $S$ -parametara niza sa 10 i 20 elemenata sa i bez kompenzacije.	127
Slika 8.15 (a) Split-blok talasovoda sa linijama električnog polja $TE_{10}$ moda, (b) linije kvazi-TEM moda BMS-a koje se uspostavlja na BMS po konverziji polja talasovoda.	129
Slika 8.16 Poprečni presek talasovoda na mestu ravni preseka sa umetnutim dielektrikom u slotove u zidu talasovoda.	130
Slika 8.17 Realizovani prelaz u back-to-back konfiguraciji: (a)-(c) prikaz sa različitih strana, (d) strana za pristup WR-10 talasovoda sa flanšnom.	130
Slika 8.18 Prikaz strukture koja se meri pri back-to-back konfiguraciji prelaza [113].	131

Slika 8.19 Mereni rezultati back-to-back prelaza: (a) $S_{12}$ parametar, (b) $S_{11}$ i $S_{22}$ parametri.	131
Slika 8.20 Izgled realizovanog prototipa antene: (a) odozgo, (b) sa strane, (c) sa talasovodnog pristupa, (d) sa suprotne strane od (c) gde se vidi kanal koji ima formu reflektora. ....	132
Slika 8.21 Mereni rezultati prototipa sa Sl. 8.20: (a) $S_{11}$ , (b) dijagram zračenja. ....	133
Slika 8.22 Simulirani dijagrami zračenja konačnog niza: (a) bez talasovoda, (b) sa talasovodom. ....	133

## SPISAK TABELA

Tabela 5.1 Karakteristike broadside antenskih nizova [4]. ·····	57
Tabela 6.1 Amplitudska raspodela niza na tri frekvencije. ·····	79
Tabela 6.2 Poređenje parametara sličnih antenskih konfiguracija. ·····	82
Tabela 7.1 Vrednosti impedansi zračćih elemenata u $\Omega$ . ·····	93
Tabela 7.2 Poređenje merenih karakteristika nizova sa identičnim pravougaonim dipolima i različitim pentagonalnim dipolima. ·····	94

# 1 UVOD

Antene čine osnovu svakog telekomunikacionog sistema današnjice, kao interfejs za prenos informacija na daljinu. Pored prenosa informacija druga važna uloga antena je u mogućnosti da detektuju reflektovani signal od objekta čijom obradom se mogu dobiti informacije o pravcu i smeru kretanja, brzini, veličini, pa čak i materijalu od koga je objekat napravljen. Ovakvi sistemi su prvobitno razvijani za vojne potrebe kao veliki i skupi radarski sistemi. Napretkom tehnologije danas je omogućena primena ovakvih sistema u najrazličitijim sferama života. Parking senzori su osnova svakog današnjeg savremenog automobila. Pametne kuće koje mogu automatski da pale svetlo kada detektuju prisustvo vlasnika. Kamere osetljive na pokret. Ovo su samo neke od savremenih mogućnosti antenskih sistema. Naravno tipične primene su u velikim radio i televizijskim sistemima, satelitskim komunikacijama.

Najmasovnija ekspanzija savremenih antena desila se razvojem prenosnih komunikacionih uređaja poput mobilnih telefona, laptopova, GPS terminala. Ovi uređaji doveli su do potrebe za daljim razvojem antenskih sistema koji bi zadovoljili zahteve za uređajem malih dimenzija, niske potrošnje, veoma male cene i mogućnosti za masovnu proizvodnju. Planarne štampane antene zadovoljavaju sve ove uslove i pored toga predstavljaju klasu antena sa praktično neograničenim mogućnostima u pogledu varijacija oblika i zračećih karakteristika. Ipak njihova najveća prednost je što se mogu napraviti veoma jeftino i brzo u velikim količinama. Zbog svega ovoga planarne štampane antena su ubedljivo najpopularnija klasa antena u istoriji.

Sama antena se tipično poredi sa idealnim zračećim elementom koji zrači podjednako u svim pravcima tj. izotropnim radijatorom. Za mnoge potrebe ovakav tip zračenja nije poželjan, jer se tipično želi dobiti informacija iz specifičnog smera. Zato je potrebno da se izvrši prostorno filtriranje signala, tj. da se energija antenskog signala usmeri u specifičan pravac, a oduzme od drugih pravaca. Za ovu svrhu se tipično koriste antenski nizovi koji predstavljaju grupu od više pojedinačnih antena poređanih u specifičnom prostornom rasporedu. Na ovaj način dolazi do usmeravanja glavnog loba zračenja u specifičnom pravcu, međutim kao posledica se javljaju i sporedni lobovi koji su niži od glavnog, ali mogu predstavljati ozbiljnu smetnju pri selekciji željenog signala. Sa povećanjem broja elemenata niza tipično se povećava selektivnost tj. smanjuje širina snopa glavnog loba i raste dobitak antene koji se tipično računa u odnosu na izotropni radijator. Da bi se smanjio nivo bočnih lobova koriste se tehnike implementacije amplitudske raspodele snage između elemenata niza

po određenom matematičkom modelu. Kao posledica ovoga se javlja smanjenje nivoa bočnih lobova, ali i proširenje širine glavnog snopa kao i smanjenje dobitka antenskog niza. Da bi se antenski snop usmerio u nekom pravcu postoji više načina. Najstariji princip je mehaničko skeniranje gde je antenski niz postavljen na postolje koje se rotira u određenim pravcima. Ovaj sistem je ograničen mehaničkim karakteristikama sistema. Danas su najpopularniji elektronski tipovi antenskog skeniranja. Osnova ovog sistema je da svaki od antenskih elemenata u nizu ima međusobno jednak fazni inkrement. Ovo se takođe može postići na dva tipična načina.

Prvi način za elektronsko skeniranje je stavljanje frekvencijski zavisnog elementa između pojedinačnih zračećih elemenata niza koji su u linearnoj raspodeli, tako da se obezbeđuje fazni inkrement. Promenom frekvencije se menja fazni pomeraj i kao posledica glavni snop se usmerava u određenom pravcu. Drugi način je postaviti između zračećih elemenata više elemenata sa različitim faznim pomerajem pri čemu se pomoću prekidačkog mehanizma odabira jedan od predodređenih faznih pomeraja tj. pravaca glavnog snopa. Ova dva sistema se koriste često u kombinaciji za planarni niz sastavljen od više linearnih nizova koji omogućavaju kontinualno frekvencijsko skeniranje u jednoj ravni i sektorsko preko prekidača u drugoj ravni.

Prvi deo istraživanja se odnosi na rešavanje problema potiskivanja bočnih lobova u nizovima sa frekvencijskim skeniranjem uz upotrebu specifično razvijenih elemenata, faznih šiftera koji omogućavaju veliku faznu promenu, a samim tim i brzo skeniranje u uskom frekvencijskom opsegu. Za potrebe implementacije željene raspodele potrebni su specifično razvijeni zračeći elementi sa velikom vrednošću impedanse, pentagonalni dipoli razvijeni u tehnici balansiranog mikrostripa.

Drugi deo istraživanja se odnosi na razvoj specifičnog tipa patch antene za upotrebu u serijski vezanim antenskim nizovima sa velikom usmerenošću i slabljenjem bočnih lobova, pri čemu niz ima stabilne karakteristike u veoma širokom opsegu tj. poseduje veliki frekvencijski opseg upotrebljivog dijagrama zračenja.

Treći deo se odnosi na razvoj periodičnog tipa *leaky-wave* antena koji su posebno pogodni za veoma velike opsege oko 100 GHz, i karakterišu se stabilnim pojačanjem, veoma niskim bočnim lobovima i frekvencijskim skeniranjem u veoma širokom opsegu.

Svako od rešenja je razvijano na osnovu 4 principa.

- Prvi korak je jasno definisanje specifikacije problema kojem se želi pristupiti. U konkretnom slučaju cilj je dobijanje antene koja ima upotrebljiv dijagram zračenja u celom

radnom opsegu, da bude implementirana u jeftinoj štampanoj tehnologiji, svaka od antena je primarno namenjena za specifičnu upotrebu što dalje daje konkretne inženjerske zahteve.

- Drugi korak je proučavanju najnovije literature u vezi datog problema i zatim analitički definisati put ka originalnom i boljem rešenju od postojećih. Analitička rešenja daju dobru osnovu za razumevanje prirode problema. Za analitičku analizu štampanih antena su primarno korišćeni Transmission-Line model i Cavity model.

- Treći korak je primenjivanje savremenih softverskih alata za elektromagnetsku analizu zamišljenog rešenja. Da bi se dobilo realno rešenje savremeni softverski alati za rešavanje Maxwell-ovih jednačina su neophodan korak. Za analizu antena će primarno biti korišćen alat WIPL-D, zatim CST Time Solver, NI AWR MWO koji je odličan za uporednu analitičku i 3D analizu i drugi.

- Četvrti korak je eksperimentalna verifikacija kroz izradu laboratorijskog prototipa. Krajnji cilj svakog rešenja je provera u praksi i upoređivanje karakteristika dobijenih u simulaciji sa prototipom. Prvo se meri prilagođenje odnosno  $S_{11}$  parametar na laboratorijskom vektorskom analizatoru mreža. Zatim se pristupa merenju dijagrama zračenja, pri čemu se meri ko-polarizacija, kros-polarizacija, zračenje u E- i H-ravnima antene. Svi mereni rezultati su poređeni sa simuliranim rezultatima i opis razvijene merne procedure je prikazan.

## 1.1 Organizacija teze

U drugom poglavlju data je kratka istorija antena. Opisan je način funkcionisanja i definisani su parametri neophodni za karakterizaciju antena.

Treće poglavlje polazi od Maxwell-ovih jednačina i definicija graničnih uslova i prikazuje izvođenje talasnih jednačina koje opisuju elektromagnetski princip funkcionisanja antena. Opisana je upotreba Maxwell-ovih jednačina u savremenim softverskim alatima za simulaciju antena. Takođe su prikazani principi prostiranja talasa kroz različite sredine.

Četvrto poglavlje se bavi štampanim antenskim strukturama. Opisana je konstrukcija, način funkcionisanja, napojne metode, metode analize. Posebna pažnja je posvećena opisu struktura koje se koriste u datoj tezi kao originalan doprinos.

Peto poglavlje opisuje način funkcionisanja antenskih nizova. Sva rešenja prikazana u datoj tezi namenjena su za funkcionisanje antenskih nizova. U skladu sa tim dat je opis karakterističnih parametara kao i neke od osnovnih konfiguracija nizova od značaja za sadržaj ove teze.

Šesto, sedmo i osmo poglavlje su originalan doprinos ove disertacije. Šesto poglavlje predstavlja niz baziran na novoj patch anteni specijalno razvijenoj za upotrebu u serijskim

antenskim nizovima. Rezultujući niz ima višestruko veći radni opseg u odnosu na niz sa klasičnom patch antenom. Dobijen je direktivni antenski sa potisnutim bočnim lobovima i upotrebljivim dijagramom zračenja u celom opsegu rada.

Sedmo poglavlje se bavi problematikom potiskivanja bočnih lobova u nizovima sa frekvencijskim skeniranjem. Razvijeni su posebni fazni šifteri sa stabilnim karakteristikama u celom radnom opsegu i velikom promenom faze za mali opseg učestanosti. Na taj način omogućeno je brzo skeniranje sektora za mali opseg učestanosti. Kako antena treba da radi u opsegu učestanosti, problem potiskivanja bočnih lobova je znatno komplikovaniji, jer sve komponente antene su frekvencijski zavisne. Rešenje je dato u vidu niza sa pentagonalnim dipolima različitih impedansi u tehnici balansnog mikrostripa.

Osmo poglavlje prikazuje principe funkcionisanja antene na bazi *leaky-wave* principa. Rešenje je predviđeno da radi na W opsegu (75-110 GHz) što samo po sebi nosi dosta izazova. Niz treba da ima mali ugao skeniranja za što veći opseg učestanosti radi dobijanja visoke rezolucije. Potreban je uzak snop sa veoma niskim lobovima. Rešenje je takođe razvijeno na balansnom mikrostripu sa posebnim osvrtom na specifičnosti rada na W opsegu.

Deveto poglavlje je zaključak u kome je dat kratak osvrt na prikazana rešenja.

## 2 ANTENE-istorija i razvoj

Antene predstavljaju osnovu svakog sistema za bežični prenos informacija. One su uređaji koji omogućavaju da se signal, koji se od izvora preko transmisionne linije šalje na antenu (predajni režim rada), izrači u slobodni prostor u vidu elektromagnetskih talasa, kao i da se primi elektromagnetski signal iz slobodnog prostora i dalje prosledi putem transmisionne linije do prijemnika (prijemni režim rada). Način na koji antena radi u predajnom i prijemnom režimu rada može se opisati Maxwell-ovim jednačinama.

James Clark Maxwell je postavio osnovu savremene teorije elektromagnetizma 1873. godine u njegovoj čuvenoj knjizi [1]. Njegov najveći doprinos je zaključak da svetlost ima elektromagnetsku prirodu. Veza između elektriciteta i magnetizma je već bila poznata na osnovu rada Michael Faraday-a. Ono što se danas povezuje sa njim se veoma razlikuje od onog što je Maxwell objavio u svojoj knjizi. On nije došao do zaključka o prirodi svetlosti na osnovu čuvene 4 jednačine koje danas nose njegovo ime. On čak nije ni napisao te jednačine. U svom originalnom delu je on je naveo 20 jednačina u formi koja se danas ne koristi. On nije mogao da reši svojih 20 jednačina jer nije imao odgovarajuće granične uslove. Otkriće elektrona koje figurira u objašnjenju kretanja struja i naelektrisanja je došlo dosta kasnije. Maxwell-ove ideje su proširene, modifikovane i učinjene razumljivim kasnijim radovima Hertz-a, FitzGerald-a, Lodge-a i Heaviside-a.

Heinrich Rudolph Hertz je uspeo da 1886. godine na Tehničkom univerzitetu u Karlsruhe demonstrira prvi bežični prenos tj. eksperimentalnu potvrdu Maxwell-ovih jednačina. On je uspeo da u svojoj laboratoriji na talasnoj dužini od 4 m napravi prostu žičanu dipol antenu kao predajnu i antenu u obliku pravougaone petlje kao prijemnu antenu. Kada je predajna antena pobuđena preko indukcionih kalemova sa visokonaponskim električnim pražnjenjem u vidu iskre, talas je mogao biti detektovan na udaljenosti od 20 m na prijemnoj anteni. Hertz nije u potpunosti razumeo značaj svog eksperimenta već ga je koristio isključivo sa namerom da potvrdi Maxwell-ovu teoriju [2].

U roku od deset godina Tesla na Franklin univerzitetu u Severnoj Americi, Marconi u Bolonji u Italiji, Popov u Rusiji i Bose u Indiji su demonstrirali bežičnu telegrafiju. U Londonu 1892. godine Nikola Tesla je pred velikom publikom demonstrirao prenos informacija na daljinu bez žica. A 1895. godine je emitovao signal koji je mogao biti detektovan na daljini od 80 km. 1894. godine Bose je koristio bežični signal da aktivira zvono u Kalkuti, a Popov je prezentovao svoj radio prijemnik u Ruskom Društvu za Hemiju i Fiziku 7. maja 1895. Marconi je svakako zaslužan za komercijalizaciju radio talasa i za svoj rad je



dobio Nobelovu nagradu 1909. godine. Vrhunac Marconi-jevog eksperimenta se desio 12. decembra 1901. godine, kada je izvršena trans-Atlantska radio transmisija Morse-ovog koda za slovo S, mada je uspeh ovog eksperimenta često dovođen u pitanje zbog lošeg vremena u vreme njegovog odigravanja. U Engleskoj je 1922. godine počeo sa radom BBC, a u Severnoj Americi je do tada već postajalo na stotine radio stanica [3].

Antene su dugo vremena radile na niskim frekvencijama do UHF opsega. Njihova forma se nije bitnije menjala tj. to su tipično bile žičane antene. Potreba za radarskim sistemima tokom Drugog svetskog rata je otpočela novu eru u razvoju antenskih sistema i iskorišćavanju celokupnog RF spektra. Došlo je do pojave novih klasa antena i komponenti poput reflektora, talasovoda, horn antena i drugih, pri čemu je većina radila u mikrotalasnom opsegu. Njihova upotreba je prisutna od komunikacije u astronomiji do različitih istraživanja u oblasti dubokog svemira.

Žičane antena, iako veoma jednostavne i jeftine imale su niz nepoželjnih osobina. Bile su veoma duge i do nekoliko metara, a njihov oblik je zahtevao da budu privezane za dug oslonac, takođe imale su veoma mali dobitak (2.15 dBi), bile su omnidirekcionane, i veoma uskopojasne. Pojava Yagi-Uda antena je smatrana revolucionarnom 1920-tih. Imale su dosta veći dobitak od 8-14 dBi. 1950-tih i 1960-tih log-periodične i spiralne antene su otkrivene i omogućeno je povećanje opsega rada i dobitka antene. Za antene sa ultra visokim dobitkom koje se tipično koriste za radarske svrhe se i danas koriste antene sa velikim reflektorom i talasovodni antenski nizovi.

Sve do 1970-tih dizajn antena se tipično oslanjao na praktični pristup koji koristi standardne forme antena u obliku žičanih dipola, Yagi-Uda, log-periodičnih, spiralnih antena kao i levak antena, reflektor antena, proreznih antena, kao i antenskih nizova. U zavisnosti od konkretnih zahteva vršen je izbor ili modifikacija jedne od prethodno pomenutih formi. Zahtevi u dizajnu su tipično izražavani u formi dobitka, ulazne impedanse, opsega rada, dijagrama zračenja, nivoa bočnih lobova. Razvoj antena je zahtevao intenzivno testiranje i eksperimente, zbog čega je cena razvoja bila veoma visoka tako da je primarno bio finansiran od strane državnih ustanova. Razvoj računarskog hardvera i efikasnih numeričkih tehnika za razvoj realističnih antena omogućio je projektovanje veoma preciznih i jeftinih virtualnih antenskih modela.

Dramatičan razvoj bežičnih komunikacija, mikrotalasnih senzora, radara, itd. je uslovio razvoj neverovatnog broja novih antena uporedo sa razvojem novih tehnika za jeftin i efikasan dizajn. Zahtevi za planarnim antenama, povećanim opsegom rada i upotrebom u raznim

situacijama doveo je do masivne ekspanzije štampanih antenskih struktura i upotrebe moćnih, na računaru implementiranih, algoritama za njihov dizajn.

Ekspanzija komercijalnih mobilnih komunikacionih sistema doprinela je da jedan deo aktuelnih istraživanja bude usmeren i u dalji razvoj antena. Antene se koriste za GSM/EDGE/3G/4G/5G mobilne sisteme, za GPS navigaciju, bežični internet (WiFi), Bluetooth protokol, radio frekvencijsku identifikaciju (RFID) i za mnoge druge svrhe. Sadašnji trend je Internet stvari (Internet of Things-IoT) koji podrazumeva da sve bude povezano bežičnim putem, naravno preko antena. Savremeni automobili imaju mnoštvo senzora za praćenje okoline bilo da su to parking senzori ili senzori za aktiviranje automatske reakcije u slučaju sudara. Već sada mnogi proizvodi su označeni sa RFID čipovima umesto sa bar kodovima. Njihova prednost je što mogu biti i dosta manji od bar kodova i ne zahtevaju optičku vidljivost za očitavanje. Naravno, kao i ranije, najnapredniji i najskuplji antenski sistemi su rezervisani za vojne upotrebe i za potrebe istraživanja dubokog svemira.

## 2.1 ANTENE-mehanizam zračenja

Jedno od najvažnijih pitanja u vezi antena je kako se vrši sam mehanizam zračenja. Ovo se svodi na odgovor na pitanje kako elektromagnetski talas koji potiče od nekog izvora biva vođen transmissionom linijom i zatim oslobođen u slobodni prostor. Odgovor se može ilustrovati u formi prostih primera [4].

Jedna od osnovnih karakteristika žica od provodnog materijala je kretanje naelektrisanja i stvaranje protoka struje. Zapreminska gustina naelektrisanja  $q_v$  (C/m<sup>3</sup>) je ravnomerno raspoređena po cilindričnoj žici kružnog poprečnog preseka  $S$  i zapremine  $V$  (Sl. 2.1). Totalno naelektrisanje  $Q$  će se kretati duž  $z$  ose uniformnom brzinom  $v_z$  (m/s). Može se pokazati da površinska gustina struje  $J_z$  (A/m<sup>2</sup>) koja protokne kroz poprečni presek žice iznosi

$$J_z = q_v v_z \quad (2.1)$$

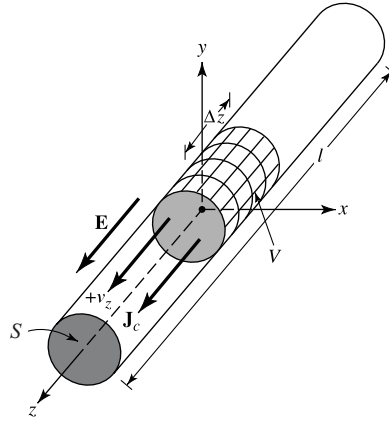
Ako je žica načinjena od idealnog električnog provodnika podužna gustina struje  $J_s$  (A/m) koja postoji na površini žice je data kao

$$J_s = q_s v_z \quad (2.2)$$

gde bi  $q_s$  (C/m<sup>2</sup>) predstavljalo gustinu površinskog naelektrisanja. Ako je žica veoma tanka tada struja u njoj može biti predstavljena kao

$$I_z = q_l v_z \quad (2.3)$$

gde je  $q_l$  (C/m) podužno naelektrisanje.



Slika 2.1 Ravnomerno raspoređeno naelektrisanje u kružnom preseku cilindrične žice [4].

Poslednji primer je najprostiji za analizu. Ako imamo promenu po vremenu, tada će prvi izvod biti

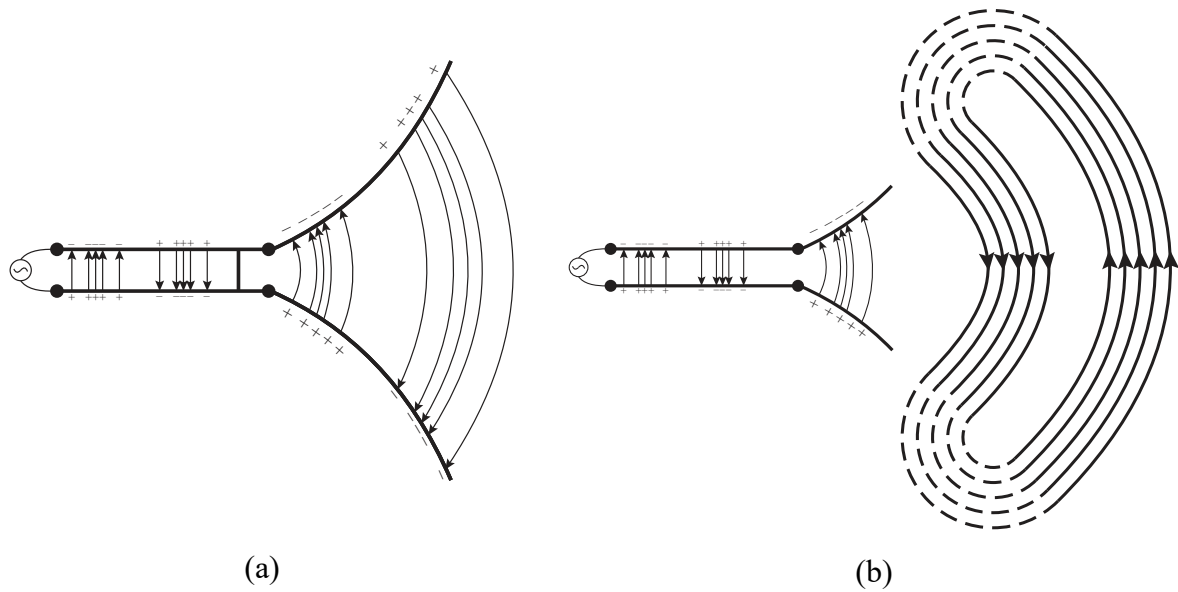
$$\frac{dI_z}{dt} = q_l \frac{dv_z}{dt} = q_l a_z \quad (2.4)$$

gde bi  $a_z$  bilo ubrzanje naelektrisanja. Za žicu dužine  $l$  prethodni izraz može napisati kao

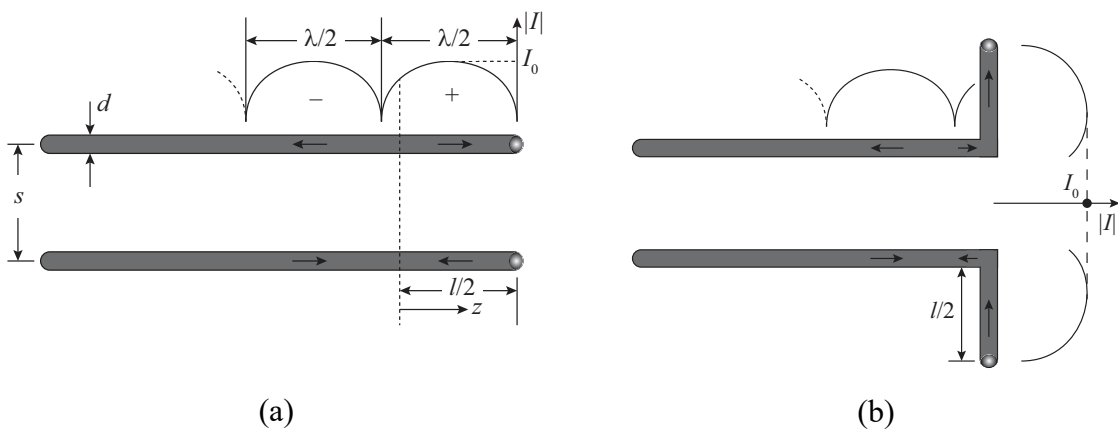
$$l \frac{dI_z}{dt} = l q_l \frac{dv_z}{dt} = l q_l a_z \quad (2.5)$$

Izraz (2.5) daje osnovnu vezu između struje i naelektrisanja, kao i osnovni uslov za elektromagnetsko zračenje. Po njoj sledi da neophodan uslov za postojanje zračenja je postojanje vremenski promenljive struje ili naelektrisanje koje ubrzava ili usporava. Da bi se stvorilo ubrzavanje ili usporavanje naelektrisanja žica mora biti savijena, zakrivljena, sa diskontinuitetima, terminacijama itd. Uslovi za pojavu zračenja se takođe javljaju kada naelektrisanje osciluje u obliku vremenskog harmonika, u tom slučaju doći će do zračenja čak i kada je žica prava [4].

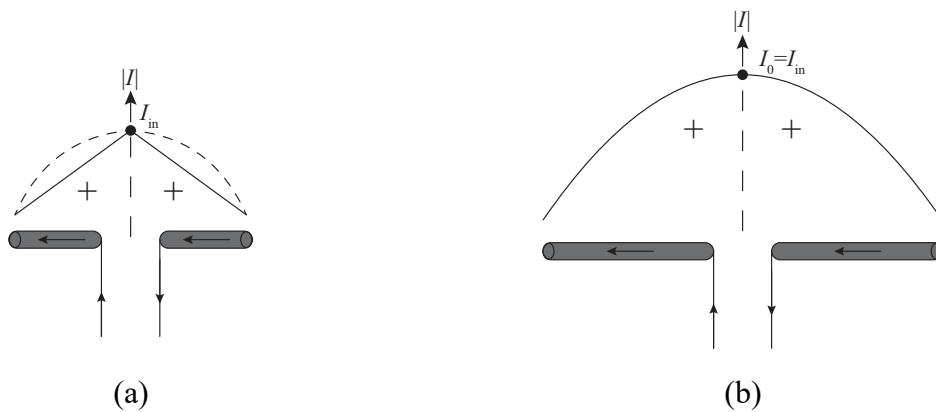
Ako posmatramo naponski izvor povezan na transmisionu liniju u obliku dvožičnog voda (Sl. 2.2), dolazi do stvaranja električnog polja između dva provodnika koji čine dati vod. Pod dejstvom električnog polja dolazi do kretanja elektrona u provodnim linijama što stvara struju koja uzrokuje stvaranje magnetnog polja. Usvojeno je da linije električnog polja potiču od pozitivnog naelektrisanja i da idu ka negativnom naelektrisanju, međutim one takođe mogu kretati od pozitivnog naelektrisanja i završiti u beskonačnosti i obrnuto [4]. Linije magnetnog polja uvek formiraju petlje koje okružuju kretanje struje, jer magnetno naelektrisanje fizički ne postoji iako se matematički može prikazati ekvivalentno električnom naelektrisanju. Oblik električnog polja oponaša signal koji dolazi sa izvora. Za slučaj sinusoidnog izvora polje će takođe biti sinusoidno sa istom periodom.

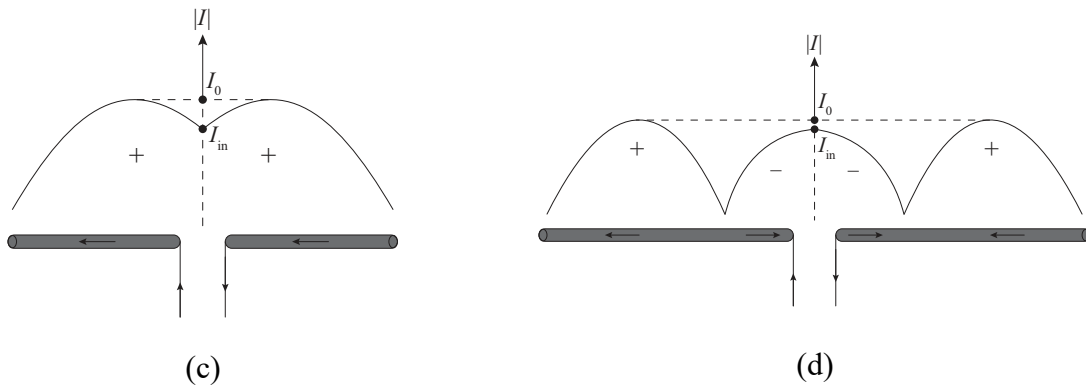


Slika 2.2 Izvor talasa, transmisiona linija, antena i linije polja: (a) linije polja u anteni, (b) slučaj kada linije električnog polja napuštaju antenu i kreću se ka slobodnom prostoru [4].



Slika 2.3 Raspodela struje za slučaj: (a) dvožičnog voda bez gubitaka, (b) dvožičnog voda završenog linearnim dipolom [4].





Slika 2.4 Raspodela struje na linearnim dipolima za slučaj: (a)  $l \ll \lambda$ , (b)  $l = \lambda$ , (c)  $\lambda/2 < l < \lambda$ , (d)  $\lambda < l < 1.5\lambda$  [4].

Stvaranje vremenski promenljivog električnog i magnetnog polja stvara talas koji putuje između provodnih linija, do antene, a ako bi uklonili deo antene linije polja bi formirale beskonačne petlje (Sl. 2.2b). Ovde je pogodna analogija sa talasima na površini vode [4]. Ako bacimo kamen u vodu doći će do pojave simetričnih talasa od mesta pada kamena. Ako ponovimo postupak doći će do novih talasa koji će pratiti prethodne. Zaključak je da je za pojavu talasa potrebna pobuda, ali da kad su jednom pobuđeni i kada se nađu u slobodnom prostoru (formiraju zatvorene petlje) više nije potrebna pobuda za njihovo održavanje.

Žičani dipol je prvobitni zračeći element koji se u različitim oblicima koristi i danas. Jedno od osnovnih pitanja je zašto dipol zrači, dok transmisionne linije koje vode talas do njega ne zrače. Kretanje naelektrisanja stvara struju stojećeg talasa magnitude  $I_0/2$  duž svakog provodnika. Kada struja dođe do kraja dolazi do potpune refleksije i obrtanja faze [4]. Ovaj talas se kombinuje sa incidentnim talasom i na taj način formira čist stojeći talas u obliku sinusoide. Dve žice postavljene u balansiranoj (simetričnoj) strukturi će imati struje iste magnitude, ali međusobno pomerene za  $180^\circ$ , tj. biće u antifazi. Na ovaj način zračenje od svake žice će biti međusobno poništeno (Sl. 2.3a). Ako krajeve provodnika savijemo pod pravim uglom (Sl. 2.3b) dobijamo dobro poznatu geometriju žičanog dipola.

Za slučaj da je  $l < \lambda$ , faza u svakoj grani dipola će biti istog znaka duž cele dužine i orijentisana u istom pravcu (Sl. 2.4) [4]. Ovo je praktično osnovni razlog zašto dipoli zrače, a transmisionne linije ne. Ako je prečnik žice dosta manji od talasne dužine dolazi do formiranja idealnog stojećeg talasa duž grana dipola sa nulama na krajevima dipola. Kretanje struje, a samim tim i zračeće karakteristike zavise od dužine dipola.

Tako da za veoma kratke dipole ( $l \ll \lambda$ ), raspodela struja je trougaona [4], jer je  $\sin(kl/2) \approx kl/2$  za veoma malo  $kl/2$  (Sl. 2.4a).

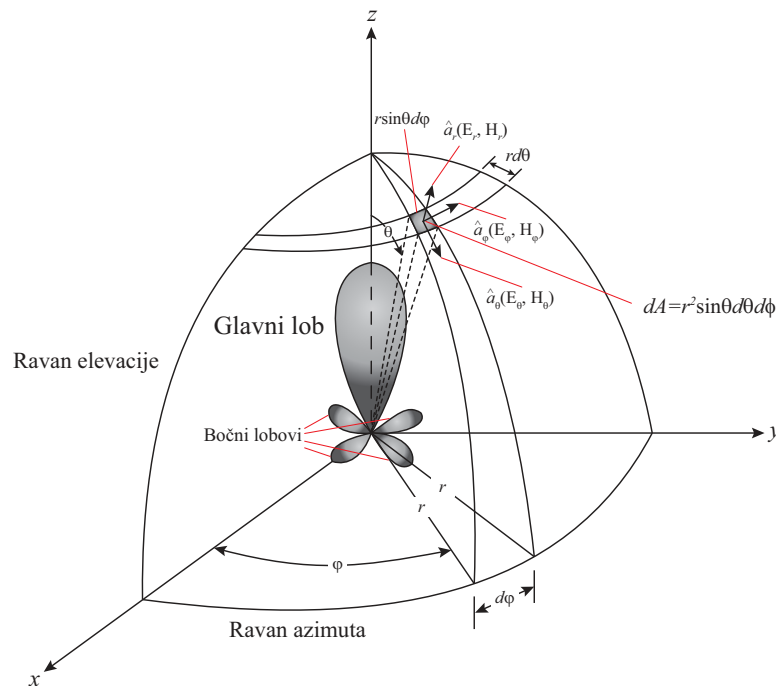
Kritičan slučaj je za situaciju kada je  $l > \lambda$  (Sl. 2.4d), jer tada dolazi do obrtanja faze između susednih polu-ciklusa. Zbog toga faza u svim delovima dipola neće imati isti znak, tako da će zračenje pojedinih delova dipola biti u interferenciji sa drugim delovima što će rezultovati neželjenim dijagramom zračenja.

## 2.2 ANTENE-osnovni parametri

Za opis antene koriste se brojni parametri. Mnoge karakteristike su međusobne povezane relacijama tako da je za kompletan opis dovoljno dati samo jednu od njih.

### 2.2.1 Dijagram zračenja

Dijagram zračenja je grafička reprezentacija karakteristike zračenja antene u funkciji od prostornih koordinata. On se uglavnom određuje u zoni dalekog polja. Karakteristike zračenja obuhvataju gustinu snage zračenja, intenzitet zračenja, jačinu polja, direktivnost, fazu i polarizaciju [4]. Najbitnija osobina je dvodimenzionalna ili trodimenzionalna prostorna raspodela izračene snage duž posmatrane putanje ili površi na nepromenjenom rastojanju od antene (Sl. 2.5).



Slika 2.5 Koordinatni sistem za analizu dijagrama zračenja [4].

Dijagram primljenog intenziteta električnog (magnetnog) polja na konstantnom rastojanju od izvora zračenja se naziva amplituda dijagrama zračenja. Tipičan prikaz dijagrama je normalizovan u odnosu na njihovu maksimalnu vrednost, u logaritamskoj skali ili najčešće u

decibelima (dB). Na ovaj način karakteristike koje su gotovo neprimetne u linearnoj skali se mogu jasno videti, naročito bočni lobovi. Dijagram zračenja se prirodno prikazuje u sfernom koordinatnom sistemu gde figuriraju uglovi elevacije i azimuta, mada se dosta često vrši prikaz u Dekartovom sistemu prostim projekcijama iz jednog sistema u drugi. U Dekartovom sistemu je dosta lakše uočiti razlike između nivoa pojedinih komponenti dijagrama zračenja.

Pun 3D dijagram zračenja (Sl. 2.6a) daje ogroman broj mogućih 2D preseka po uglovima  $\varphi$  i  $\theta$  tj. projekcija gde je jedan od ova dva ugla konstantan (Sl. 2.6b), a drugi se ponaša kao osa za ugao u zavisnosti od čije promene se posmatra dijagram zračenja. U praksi se tipično nekoliko ortogonalnih 2D dijagrama zračenja koristi kao dovoljan opis karakteristika dijagrama zračenja.

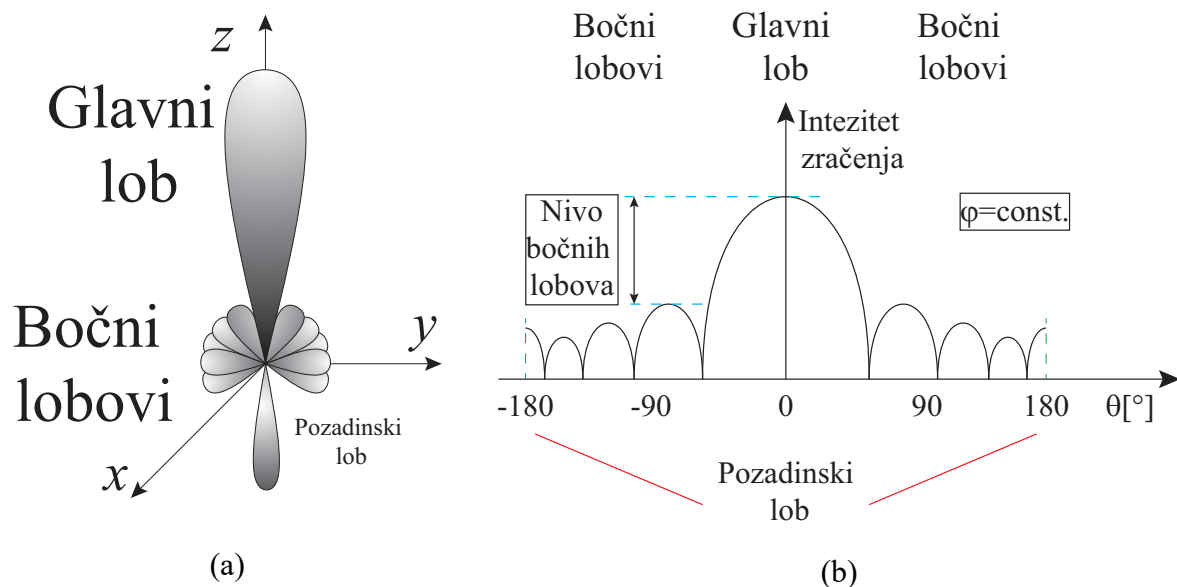
Ovde se često kao 2D preseki uzimaju takozvane H- i E-ravni. H-ravan je ravan koja sadrži vektor magnetnog polja i pravac maksimuma zračenja. Dok za E-ravan važi da je to ravan koja sadrži vektor električnog polja i pravac maksimuma zračenja. Tipično se antena postavi tako da se ove ravni poklapaju sa geometrijskim ravnima koordinatnog sistema.

### **2.2.1.1 Lobovi dijagrama zračenja**

Na dijagramu zračenja mogu se jasno izdvojiti komponente koje se razlikuju po intenzitetu i pravcu. Te komponente se nazivaju lobovi dijagrama zračenja (Sl. 2.6). Lob zračenja se definiše kao oblast dijagrama zračenja ograničena sa regionima relativno slabijeg intenziteta [4].

Glavni lob se definiše kao lob dijagrama zračenja koji je usmeren u pravcu maksimalnog zračenja. Antena tipično ima jedan glavni lob, mada se obično neželjeno mogu javiti dva ili više glavnih lobova kao posledica deformacija dijagrama zračenja. Bočni lob se tipično smatra za lob koji ima zračenje u pravcu van pravca glavnog loba. Intenzitet bočnih lobova koji su susedni glavnom je tipično dosta viši od ostalih bočnih lobova. Pozadinski lob ili lobovi zračenja unazad su lobovi koji tipično imaju suprotan pravac u odnosu na pravac glavnog loba i za neke tipove antena predstavljaju kritičan parametar.

Definisani lobovi se tipično odnose na direktivne antene koje imaju usmeren dijagram zračenja u određenom pravcu. Izotropni radijator je fiktivni element koji podjednako zrači u svim pravcima. Omnidirekzione antene su namenjene da podjednako zrače u svim pravcima tj. primaju signal iz svih pravaca. Antena može biti direktivna u jednoj ravni, a omnidirekciona u drugoj ravni. Bočni lobovi tipično predstavljaju neželjeno ponašanje antene. Kao prvo oni odnose značajan deo snage van željenog pravca, a kao drugo mogu uzrokovati neodređenost u određivanju pravca i interferenciju sa korisnim signalom iz željenog pravca.



Slika 2.6 Dijagram zračenja sa lobovima: (a) 3D prikaz, (b) 2D presek u ravni gde je  $\varphi$  ima konstantnu vrednost, a posmatranje se vrši po promeni vrednosti ugla  $\theta$  u stepenima.

Zbog svega ovoga jedna od najbitnijih karakteristika dijagrama zračenja jeste razlika nivoa maksimuma glavnog loba i najvećeg bočnog loba (Side Lobe Levels-SLLs). Tipičan zahtev za većinu aplikacija je da taj nivo iznosi najmanje 20 dB (Sl. 2.6b).

### 2.2.1.2 Zone polja antene

Kao što je rečeno pod dijagramom zračenja se tipično podrazumeva zračenje u dalekom polju. Međutim pored njega postoje još dve zone. Za konkretan tip antene je veoma bitno tačno znati odakle potiče zona dalekog polja da bi se moglo izvršiti njeno merenje i efikasna karakterizacija.

Tipično postoje tri zone polja koja okružuju antenu: (a) reaktivno blisko polje, (b) zračeće blisko polje (Fresnel-ova zona), (c) zona dalekog polja (Fraunhofer-ova zona) [4]. Ne postoje jasne granice između ovih zona kao ni nagle promene polja na prelazu iz jedne u drugu zonu.

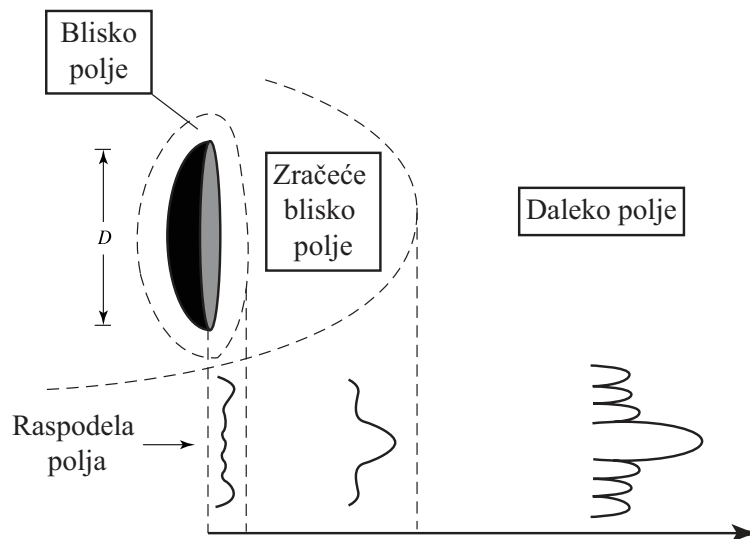
Reaktivno blisko polje se definiše kao deo regiona bliskog polja koje direktno okružuje antenu gde reaktivno polje dominira. Za većinu antena granica ovog polja se proteže od površi antene do rastojanja  $R < 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ , gde je  $\lambda$  talasna dužina, a  $D$  je najveća dimenzija antene. Za veoma kratke dipole ili slične zračeće elemente za reaktivnu zonu se uzima granica od površi antene do  $\lambda/2\pi$ .

Zračeće blisko polje se definiše kao zona između reaktivnog i dalekog polja. Ovde dominira zračeće polje, ali dijagram zračenja i dalje zavisi od rastojanja od antene. Ako je



antena veoma mala u odnosu na talasnu dužinu ova zona ne mora postojati. Tipična granica je  $0.62\sqrt{D^3/\lambda} \leq R < 2D^2/\lambda$ .

Zona dalekog polja je onaj region gde se dijagram zračenja ne menja sa povećanjem rastojanja od antene. Tipična granica je  $2D^2/\lambda \leq R < \infty$ . Dijagram zračenja u bliskoj zoni je gotovo uniforman, u zoni zračućeg bliskog polja dolazi do pojave lobova, dok u zoni dalekog polja već imamo jasno definisan stabilan dijagram zračenja (Sl. 2.7).



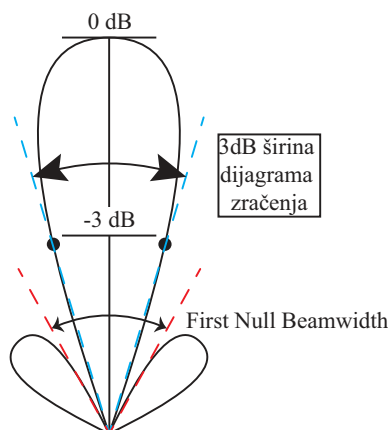
Slika 2.7 Prikaz promene dijagrama zračenja kroz zone počev od bliskog do dalekog polja [4].

Iako se dijagram zračenja antena karakteriše dalekim poljem, tehnike merenja bliskog polja i zatim proračuna dalekog polja datiraju još od 1980-tih. Suština ove tehnike je korišćenje sonde kojom se karakteriše blisko polje duž površine određene antene. Ovom tehnikom se uspešno karakterišu antene i na THz [5-6]. Ograničenja su naravno mehaničke prirode tj. pomeranje sonde uzrokuje određene vibracije kao i veličina pomeraja tj. prostorna diskretizacija antene na kojoj se vrši merenje.

### 2.2.1.3 Ugaona širina snopa glavnog loba dijagrama zračenja

Ugaona širina snopa glavnog loba dijagrama zračenja je jedna od elementarnih karakteristika zračenja. Ona se definiše kao ugaono rastojanje između dve identične tačke sa suprotnih strana maksimuma (Sl. 2.8). Jedna od najčešće korišćenih je tzv. 3 dB širina snopa dijagrama zračenja (Half-Power Beamwidth). Ona se definiše kao ugao između dva pravca u kojima je intenzitet manji za 3 dB u odnosu na maksimum, tj. opadne za polovinu. Druga širina koja se često koristi je širina između uglova koji označavaju prve nule na dijagramu zračenja (First Null Beamwidth) [4]. Još jedna širina snopa je 10 dB širina koja se definiše na

sličan način kao i 3 dB širina snopa. U zavisnosti od konkretne potrebe mogu se definisati proizvoljne širine snopa dijagrama zračenja.



Slika 2.8 Širina snopa dijagrama zračenja.

## 2.2.2 Gustina izračene snage

Talasi koji prenose informaciju kroz slobodan prostor poseduju određenu snagu i energiju. Veličina koja se koristi za opis te veličine je gustina snage, poznata i kao Poynting-ov vektor [4]

$$\vec{W} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.6)$$

gde su  $\vec{W}$ ,  $\vec{E}$  i  $\vec{H}$  redom trenutne vrednosti vektora gustine snage, električnog i magnetnog polja. Sama snaga se može dobiti integracijom gustine snage preko površine u kojoj se posmatra kao

$$\vec{P} = \iint_S \vec{W} d\vec{s} = \iint_S \vec{W} \hat{n} ds \quad (2.7)$$

gde je  $\vec{P}$  trenutna vrednost vektora snage kroz posmatranu površ  $S$ ,  $\hat{n}$  jedinični vektor normalan na posmatranu površinu  $ds$  koja je beskonačno mali deo date površine  $S$ . Pošto antene tipično funkcionišu u vremenski promenljivom polju pogodno je prikazati dati vektor u funkciji od vremena. Vremenska zavisnost se može izraziti preko  $e^{j\omega t}$ , tada su električno i magnetno polja u kompleksnom obliku  $\mathbf{E}$  i  $\mathbf{H}$  povezani sa njihovim trenutnim vrednostima kao

$$\vec{E}(x, y, z; t) = \text{Re}[\mathbf{E}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad \vec{H}(x, y, z; t) = \text{Re}[\mathbf{H}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad (2.8)$$

Kako je  $\text{Re}[\mathbf{E}(x, y, z)e^{j\omega t}] = \frac{1}{2}[\mathbf{E}e^{j\omega t} + \mathbf{E}^*e^{-j\omega t}]$  izraz (2.6) se može napisati kao

$$\vec{W} = \vec{E} \times \vec{H} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] + \frac{1}{2} \operatorname{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H} e^{j2\omega t}] \quad (2.9)$$

Kako je prvi član zbira u jednačini (2.9) vremenski nezavistan, a drugi član se menja sa duplo većom učestanošću tada se može uzeti da je prosečna gustina snage talasa

$$\mathbf{W}_{avg}(x, y, z) = [\vec{W}(x, y, z; t)]_{avg} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*\} \quad (2.10)$$

Takođe imaginarni deo izraza (2.9) predstavlja reaktivnu (skladištenu) gustinu snage, a kako je u dalekom polju dominantna realna gustina snage ona se uzima kao gustina zračenja. Prema tome prosečna gustina izračene snage će biti

$$P_{rad} = P_{avg} = \iint_S \mathbf{W}_{rad} d\vec{S} = \iint_S \mathbf{W}_{avg} \hat{n} ds = \frac{1}{2} \iint_S \operatorname{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) ds \quad (2.11)$$

Prethodno razmatrani dijagram zračenja je mera prosečne gustine snage izračene od strane antene u određenom pravcu. Izraz (2.11) se može lako rešiti za slučaj izotropnog radijatora, koji predstavlja fiktivni izvor koji zrači podjednako u svim pravcima tj. ne zavisi od uglova i ima samo radialnu komponentu i pogodan je za poređenje sa ostalim antenama.

$$P_{rad} = \iint_S \mathbf{W}_0 d\vec{S} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [\hat{\mathbf{a}}_r W_0(r)] [\hat{\mathbf{a}}_r r^2 \sin \theta d\theta d\varphi] = 4\pi r^2 W_0 \quad (2.12)$$

Na osnovu čega imamo da je gustina snage uniformno raspoređena po površini sfere prečnika  $r$  i može se predstaviti izrazom

$$\mathbf{W}_0 = \hat{\mathbf{a}}_r W_0 = \hat{\mathbf{a}}_r \left( \frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \right) \quad (2.13)$$

Intenzitet zračenja se definiše kao izračena snaga po jedinici prostornog ugla [4], kao parametar dalekog polja može se dobiti prostim množenjem gustine zračenja sa kvadratom rastojanja

$$U = r^2 W_{rad} \quad \text{što za izotropni radijator daje } U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.14)$$

### 2.2.3 Direktivnost

Direktivnost ili usmerenost antene je veličina koja pokazuje koliki je odnos intenziteta zračenja u određenom pravcu u odnosu na antenu koja zrači podjednako u svim pravcima tj. fiktivnog izotropnog radijatora, što je dato kao

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.15)$$

Direktivnost se tipično posmatra u pravcu maksimalnog intenziteta zračenja [4]. Posmatrana antena i izotropni radijator treba da zrače istu totalnu snagu. Usmeravanje energije antene u željenom smeru je od vitalnog značaja za funkcionisanje mnogih sistema i jedan od osnovnih razloga za postojanje antenskih nizova.

### 2.2.4 Efikasnost antene

Jedna od osnovnih veličina koja karakteriše realni i idealni model antene je efikasnost. Može se posmatrati sa više aspekata, ali je suština uvek da se uvrste mogući gubici i njihov uticaj na dijagram zračenja i druge parametre antene. Totalna efikasnost antene  $e_0$  uzima u obzir gubitke usled refleksije između transmisionih linija i same antene, kao i tzv.  $I^2R$  gubici (kondukcioni i dielektrični gubici) u samoj anteni [4]. Izraz za  $e_0$  se može napisati kao

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.16)$$

gde je  $e_r$  efikasnost usled neprilagođenja i iznosi  $(1 - |\Gamma|^2)$ , a  $e_c$  i  $e_d$  su redom kondukciona i dielektrična efikasnost.  $\Gamma$  je koeficijent refleksije na ulazu u antenu dat kao

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad KST = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.17)$$

gde su  $Z_{in}$  i  $Z_0$  ulazna impedansa antene i impedansa transmisione linije, a  $KST$  je koeficijent stojećih talasa.  $e_c$  i  $e_d$  se uglavnom mogu odrediti eksperimentalno, ali i tada je teško razdvojiti tačan doprinos jedne od druge komponente ukupnoj efikasnosti, pa je zgodnije da se upotrebljavaju kao zajednička efikasnost

$$e_0 = e_r e_{cd} = (1 - |\Gamma|^2) e_{cd} \quad (2.18)$$

gde se  $e_{cd} = e_c e_d$  efikasnost zračenja antene koja povezuje dobitak i direktivnost.

### 2.2.5 Dobitak antene

Dobitak antene ili gain je veličina koja je usko povezana sa usmerenošću, raniji naziv za direktivnost je bio direktivni gain. U suštini to je direktivnost sa dodatom merom efikasnosti. Dobitak antene u nekom pravcu se definiše kao odnos intenziteta u datom pravcu sa intenzitetom zračenja koji bi se dobio da je primljena snaga dobijena od antene koja zrači

izotropno [4]. Intenzitet zračenja koji odgovara izotropno izračenoj snazi je jednak primljenoj snazi od strane antene podeljenoj sa  $4\pi$

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (2.19)$$

Klasična definicija dobitka ne uzima u obzir gubitke usled neprilagođenja. Apsolutni gain uzima i ove gubitke. Sada možemo napisati veze između prethodnih veličina kao

$$G_{abs}(\theta, \varphi) = e_r G(\theta, \varphi) = (1 - |\Gamma|^2) e_{cd} D(\theta, \varphi) = e_r e_{cd} D(\theta, \varphi) = e_0 D(\theta, \varphi) \quad (2.20)$$

Kao i kod usmerenosti i ovde se tipično uzimaju maksimalne vrednosti u dijagramu zračenja. Kod merenja dobitka tipično se vrši merenje test antene i date antene pri čemu je dobitak test antene poznat, pa se zatim uračunavanjem razlike nivoa test antene i merene antene dobija željeni dobitak.

### 2.2.6 Radni opseg antene

Radni opseg antene se definiše kao opseg frekvencija u okviru koga karakteristike antene zadovoljavaju određene uslove [4]. To može biti bilo koji opseg gde su karakteristike antene poput ulazne impedanse, dijagrama zračenja, 3 dB širine glavnog loba, polarizacije, nivoa bočnih lobova, dobitka, pravca zračenja, efikasnosti u zadovoljavajućim granicama. Za širokopojasne antene radni opseg se obično izražava kao odnos gornje i donje granične frekvencije [4]. Za uskopojasne antene radni opseg se izražava kao relativna vrednost u procentima u odnosu na centralnu učestanost [4]. Kako antenski parametri nisu nužno povezani to znači da se njihova degradacija neće odvijati na isti način u posmatranom opsegu. Parametri od interesa se mogu podeliti u dve grupe. One povezane sa impedansom kao što su ulazna impedansa antene i efikasnost. Druga grupa obuhvata parametre povezane sa dijagramom zračenja. Tako da možemo razlikovati radni opseg impedanse i radni opseg dijagrama zračenja.

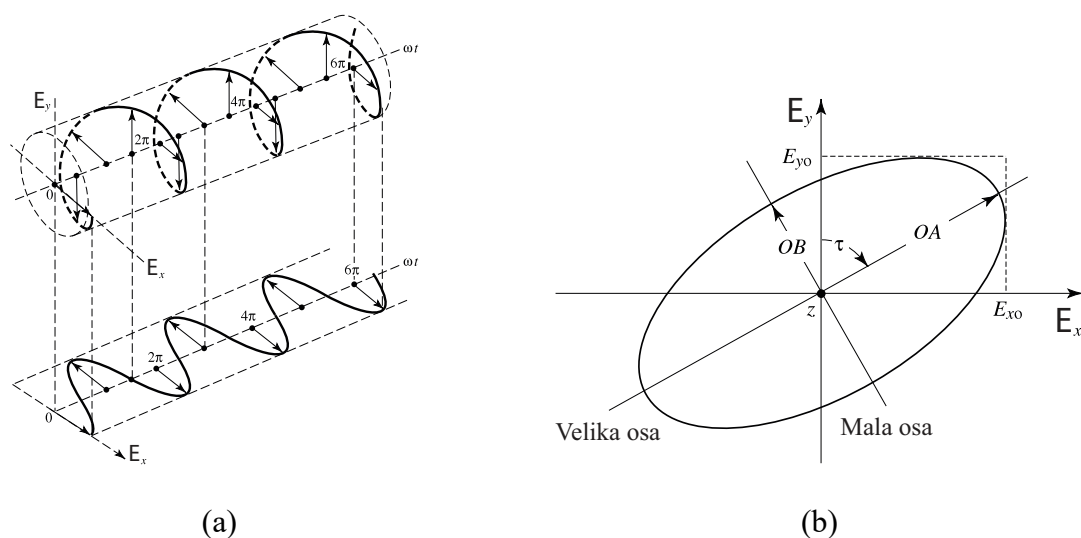
Tako da za kratke dipole  $l < \lambda/2$  imamo veoma uzak radni opseg impedanse, a praktično neosetljiv opseg dijagrama zračenja [4]. Obrnuta situacija je kod antena koje su relativno velike u odnosu na talasnu dužinu, ovde se radni opseg određuje na osnovu željene 3 dB širine glavnog loba, nivoa bočnih lobova i ostalih karakteristika dijagrama zračenja. U suštini sve zavisi od konkretnog slučaja i prihvatljivih kompromisa.

Takođe postoje razne metode za poboljšanje radnog opsega. Moguće je imati sklop za prilagođenje između transmisionih linija i same antene i na taj način značajno povećati opseg

impedanse. Postoje antene koje mogu menjati svoje fizičke dimenzije i na taj način raditi u više opsega, čuvena TV antena zečije uši, radio antena u kolima i slično.

## 2.2.7 Polarizacija

Pod polarizacijom antene se podrazumeva polarizacija talasa u pravcu maksimalnog dobitka ako nije naglašen specifičan pravac [4]. Polarizacija može biti drugačija u različitim delovima antene. Polarizacija izračenog talasa se definiše kao osobina elektromagnetnog talasa koja opisuje vremenski promenljiv pravac kretanja i relativnu magnitudu vektora električnog polja.



Slika 2.9 (a) Rotacija ravni elektromagnetnog talasa, (b) elipsa polarizacije na osi  $z = 0$  u funkciji od vremena [4].

Polarizacija se prikazuje kao vremenski zavisna kriva koju opisuje vrh vektora električnog polja na fiksnoj lokaciji u prostoru duž pravca propagacije (Sl. 2.9). Postoje tri vrste polarizacije: eliptična, cirkularna i linearna [4]. U suštini eliptična polarizacija je opšti tip za slučaj kada vektor električnog polja opisuje elipsu, dok linearna i cirkularna su specijalni slučajevi eliptične polarizacije. U opštem slučaju je bitno da li vektor električnog polja rotira u pravcu kazaljke na satu ili suprotno. U suštini polarizacija se može uzeti kao dijagram polarizacije koji se opisuje kao prostorna raspodela polarizacije vektora polja pobuđenog od strane antene posmatranog u delu prostora sfere zračenja. U prostoru posmatranja se mogu definisati referentne linije. Za to se uglavnom uzima grupa krivi tangentne na tački posmatranja sa bilo  $\theta$  ili  $\varphi$  koordinatom sfernog koordinatnog sistema sfere zračenja.

Na svakoj tački sfere zračenja polarizacija se može podeliti na dva para međusobno ortogonalnih polarizacija, ko-polarizacije i kros-polarizacije. Ko-polarizacija predstavlja

polarizaciju antene koja je namenjena da zrači (ili prima zračenje) dok je kros-polarizacija ortogonalna polarizacija ko-polarizaciji.

Talas koji se menja u vremenu je linearno polarisan u datoj tački u prostoru ako je vektor električnog (magnetnog) polja u toj tački uvek orijentisan duž iste prave linije u svakom trenutku u vremenu, što je ispunjeno ako vektor polja ima samo jednu komponentu, dve ili više komponenti koje su razlikuju za  $180^\circ$  ili umnožak od  $180^\circ$  [4].

Značaj polarizacije je ogroman, jer se za idealnu primopredaju između dve antene podrazumeva potpuna usklađenost polarizacije. U praksi to često nije slučaj tako da dolazi do polarizacionih gubitaka, koji mogu potpuno onemogućiti prijem signala. Mehanizam polarizacije signala je veoma složen kada dođe do efekata refleksije, difrakcije o neku površinu tako da talas može menjati svoju polarizaciju mnoštvo puta tokom propagacije. Za mnoge slučajeve je veoma bitno da razlika ko-polarizacije i kros-polarizacije bude što je moguće veća, tzv. polarizaciona čistoća talasa. Ovde je slučaj veoma sličan kao sa bočnim lobovima, zapravo kros-polarizaciona komponenta se može posmatrati i kao bočni lob drugačije polarizacije.

### 2.2.8 Ulazna impedansa

Ulazna impedansa se definiše kao impedansa koja potiče od same antene na njenim ulaznim portovima, kao odnos napona i struje ili odnos odgovarajućih komponenti električnog i magnetnog polja [4]. Odnos napona i struje na ulazu u antenu bez dodatnog opterećenja definiše impedansu kao (Sl. 2.10a)

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.21)$$

gde su  $Z_A$ ,  $R_A$  i  $X_A$  redom impedansa, rezistansa i reaktansa antene između portova  $a-b$  [4] pri čemu je

$$R_A = R_r + R_L \quad (2.22)$$

gde  $R_r$  i  $R_L$  predstavljaju rezistansu zračenja antene i rezistansu gubitaka antene. Ako imamo da je antena povezana na generator rezistanse  $R_g$  i reaktanse  $X_g$  tj. impedansa generatora je

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (2.23)$$

i antena se koristi kao predajnik tada je možemo predstaviti ekvivalentnim kolom [4] (Sl. 2.10). Da bi našli snagu koja je došla do  $R_r$  da bi bila izračena i snagu koja je izgubljena kao toplota u  $R_L$  ( $I^2 R_L / 2$ ) prvo treba da nađemo struju u petlji sa Sl. 2.10b koja je data kao

$$I_g = \frac{V_g}{Z_t} = \frac{V_g}{Z_A + Z_g} = \frac{V_g}{(R_r + R_L + R_g) + j(X_A + X_g)} \quad (2.24)$$

dok je magnituda

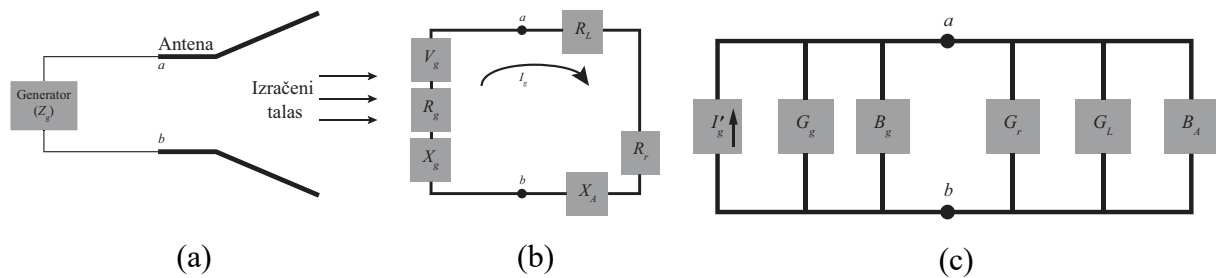
$$|I_g| = \frac{|V_g|}{\left[ (R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2 \right]^{0.5}} \quad (2.25)$$

gde je  $V_g$  vršni napon, tada je snaga isporučena anteni da bi bila izračena

$$P_r = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[ \frac{R_r}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (2.26)$$

a snaga koja će biti izgubljena u toploti je

$$P_L = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_L = \frac{|V_g|^2}{2} \left[ \frac{R_L}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (2.27)$$



Slika 2.10 (a) Predajna antena, (b) Thevenenova ekvivalentna šema, (c) Nortonova ekvivalentna šema [4].

Preostala snaga će biti izgubljena kao toplota na otpornosti generatora  $R_g$  kao

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{2} \left[ \frac{R_g}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (2.28)$$

Sledi da će maksimalna snaga biti isporučena anteni za slučaj kad imamo

$$R_r + R_L = R_g, \quad X_A = -X_g \quad (2.29)$$

tako da ćemo zamenom prethodnog imati

$$P_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[ \frac{R_r}{4(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[ \frac{R_r}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.30)$$



$$P_L = \frac{|V_g|^2}{8} \left[ \frac{R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.31)$$

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{8} \left[ \frac{R_g}{(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[ \frac{1}{R_r + R_L} \right] = \frac{|V_g|^2}{8R_g} \quad (2.32)$$

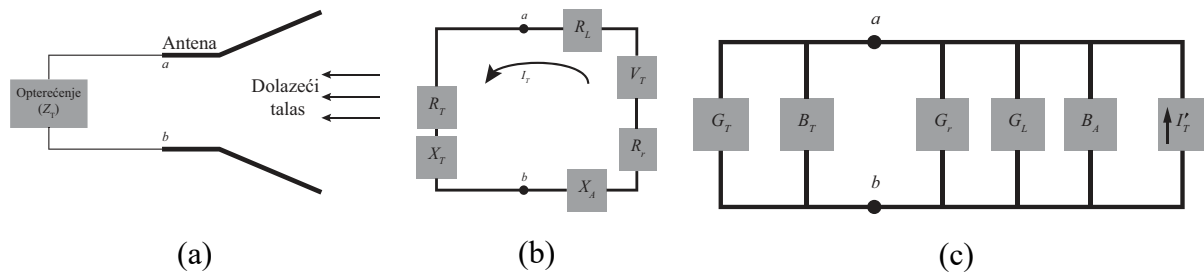
$$P_g = P_r + P_L = \frac{|V_g|^2}{8} \left[ \frac{R_g}{(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[ \frac{R_r + R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.33)$$

Snaga isporučena od strane generatora u ovom slučaju će biti

$$P_s = \frac{1}{2} V_g I_g^* = \frac{1}{2} V_g \left[ \frac{V_g^*}{2(R_r + R_L)} \right] = \frac{|V_g|^2}{4} \left[ \frac{1}{R_r + R_L} \right] \quad (2.34)$$

Dakle, pod ovim uslovima konjugovanog kompleksnog odnosa generatora i antene pola snage se isporučuje anteni, a pola se potroši kao toplota u otpornosti generatora [4]. U praksi antena nikad nije direktno povezana sa generatorom već se ta veza ostvaruje preko transmisione linije tako da antena zapravo vidi impedansu generatora transformisanu preko transmisione linije. Gubici u transmisionim linijama su svakako značajni.

U prijemnom modu antena se ponaša recipročno predajnom modu. Incidentni talas koji dolazi u antenu i indukuje napon od  $V_T$  što je analogno  $V_g$  u predajnom modu.



Slika 2.11 (a) Prijemna antena, (b) Tevenenova ekvivalentna šema, (c) Nortonova ekvivalentna šema [4].

Tevenenovo ekvivalentno kolo antene i opterećenja [4] je dato na Sl. 2.11b i Nortonova šema je data na Sl. 2.11c. Ekvivalentni izrazi u odnosu na predajnu antenu sada će biti  $R_r + R_L = R_T$  i  $X_A = -X_T$  pa važi

$$P_T = \frac{|V_T|^2}{8} \left[ \frac{R_T}{(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_T|^2}{8} \left[ \frac{1}{R_r + R_L} \right] = \frac{|V_T|^2}{8R_T} \quad (2.35)$$

$$P_r = \frac{|V_T|^2}{8} \left[ \frac{R_r}{(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_T|^2}{8} \left[ \frac{R_r}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.36)$$

$$P_L = \frac{|V_T|^2}{8} \left[ \frac{R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.37)$$

pa će na osnovu toga sakupljena snaga biti

$$P_c = \frac{1}{2} V_T I_T^* = \frac{1}{2} V_T \left[ \frac{V_T^*}{2(R_r + R_L)} \right] = \frac{|V_T|^2}{4} \left[ \frac{1}{R_r + R_L} \right] \quad (2.38)$$

Iz prethodnog sledi da od snage koja je sakupljena polovina će biti isporučena  $R_T$  kao  $P_T$ , a druga polovina će biti potrošena ili izračena preko  $R_r$  kao  $P_r$  i potrošena kao toplota u  $R_L$  kao  $P_L$ . Iz ovoga sledi da čak i u idealnom slučaju kada je efikasnost antene 100% maksimalno 50% od sakupljene snage će biti isporučeno  $R_T$  [4]. U praksi impedansa antene je kompleksan parametar koji se drastično menja u frekvencijskom opsegu tako da je prethodni konjugovano-kompleksni uslov praktično teško ostvariv u širem radnom opsegu.

### 3 MAXWELL-OVE JEDNAČINE I NUMERIČKE METODE

Maxwell-ove jednačine su osnova današnje elektromagnetske teorije [7]. Mogu se formulirati u više oblika, u integralnoj i diferencijalnoj formi kao

$$\oint_C \vec{E} d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{B} d\vec{S} \quad \nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.1)$$

$$\oint_C \vec{H} d\vec{l} = \frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{D} d\vec{S} + \iint_S \vec{J} d\vec{S} \quad \nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad (3.2)$$

$$\iiint_S \vec{D} d\vec{S} = \iiint_V \rho dV \quad \nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (3.3)$$

$$\iiint_S \vec{B} d\vec{S} = 0 \quad \nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.4)$$

Datane jednačine su redom: Faradejev zakon, Amperov zakon, Gausov zakon i zakon o konzervaciji magnetnog fluksa. Veličine koje figuriraju u jednačinama su:  $\vec{E}$  [V/m] je vektor električnog polja,  $\vec{H}$  [A/m] je vektor magnetnog polja,  $\vec{D}$  [C/m<sup>2</sup>] je vektor električne indukcije,  $\vec{B}$  [T] je vektor magnetne indukcije,  $\rho$  [C/m<sup>3</sup>] je zapreminska gustina naelektrisanja i  $\vec{J}$  [A/m<sup>2</sup>] je vektor površinske gustine struje. Kao dodatak Maxwell-ovim jednačinama je jednačina kontinuiteta u obliku

$$\iiint_S \vec{J} d\vec{S} = -\frac{\partial}{\partial t} \iiint_V \rho dV \quad \nabla \cdot \vec{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (3.5)$$

koja može direktno da se izvede iz Maxwell-ovih jednačina. Većina problema u mikrotalasnoj tehnici svoje rešenje nalazi u primeni Maxwell-ovih jednačina u različitim geometrijskim i materijalnim okruženjima i za različite uslove pobude. Maxwell-ove jednačine važe ne samo u vakuumu već u svim okruženjima, pa je zbog toga za rešavanje realističnih problema potrebno povezati ih sa materijalnim svojstvima drugih materijala i okruženja. Ovo je takođe neophodno da bi Maxwell-ove jednačine bile rešive jer jednačine (3.3) i (3.4) nisu nezavisne od (3.2) i (3.1) tj. imamo 4 nepoznate za dve nezavisne jednačine, prema tome potrebne su još najmanje dve vektorske jednačine da bi bilo moguće rešavanje [7].

### 3.1 Osobine materijala u elektromagnetnom polju

Za provodne materijale površinska gustina struje  $\vec{J}$  je proporcionalna sili po jedinici naelektrisanja  $\vec{F}/q$

$$\vec{J} = \sigma \vec{F}/q \quad (3.6)$$

gde je  $\sigma$  empirijska konstanta koja predstavlja karakteristiku materijala i naziva se provodnost [7]. U ovom slučaju sila pod čijim dejstvom se vrši kretanje naelektrisanja i stvaranje struje je elektromagnetna. Stoga jednačinu (3.6) možemo napisati kao

$$\vec{J} = \sigma (\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}) \quad (3.7)$$

gde je  $\vec{v}$  brzina naelektrisanja koja je dovoljno mala u provodnom materijalu tako da dati izraz vodi do Omovog zakona

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (3.8)$$

Za dielektrične materijale električno polje u elektromagnetnom talasu polarizuje individualne atome ili molekule materijala zbog čega dolazi do indukovanja momenata dipola u pravcu polja. Veličina koja karakteriše ovu pojavu se naziva polarizacija  $\vec{P}$  i predstavlja moment dipola po jedinici zapremine. Efekti polarizacije se javljaju u vektoru električne indukcije kao

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (3.9)$$

i na ovaj način su karakteristike materijala ubačene u Maxwell-ove jednačine. U vakuumu nema materijala koji bi bio polarizovan tako da je vektor električne indukcije linearno proporcionalan vektoru električnog polja sa konstantom  $\varepsilon_0$  koja se naziva permitivnost vakuuma. Za mnoge materijale koje se koriste u antenama polarizacija je linearno proporcionalna električnom polju kao

$$\vec{P} = \varepsilon_0 \chi_e \vec{E} \quad (3.10)$$

gde je  $\chi_e$  konstanta proporcionalnosti nazvana električna susceptibilnost materijala. Kada se jednačina (3.10) ubaci u jednačini (3.9) dobija se:

$$\vec{D} = \varepsilon_0 (1 + \chi_e) \vec{E} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} = \varepsilon \vec{E} \quad (3.11)$$

gde su  $\varepsilon$  i  $\varepsilon_r$  permitivnost i relativna permitivnost materijala koja je još poznata i kao dielektrična konstanta. Permitivnost se obično predstavlja u kompleksnoj formi kao

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (3.12)$$

gde su  $\varepsilon'$  i  $\varepsilon''$  pozitivni brojevi. Mehanizam gubitaka u neprovodnom dielektriku se dešava usled procesa polarizacije i gubitka dipolnog momenta usled frikcije kao posledica oscilacije u polju. Na osnovu Amperovog zakona u kompleksnoj formi možemo dobiti sledeće

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E} + \sigma\vec{E} = j\omega\left(\varepsilon + \frac{\sigma}{j\omega}\right)\vec{E} \quad (3.13)$$

Na osnovu ovoga možemo napisati permitivnost u kompleksnoj formi kao

$$\hat{\varepsilon} = \varepsilon' - j\varepsilon'' - j\frac{\sigma}{\omega} = \varepsilon'\left(1 - j\frac{\sigma_{eff}}{\omega\varepsilon'}\right) \quad (3.14)$$

Ovde se provodnost materijala pojavljuje kao imaginarni deo dielektrične konstante koja karakteriše gubitke. Povezujući prethodne izraze možemo pisati

$$\hat{\varepsilon} = \varepsilon'\left(1 - j\frac{\sigma_{eff}}{\omega\varepsilon'}\right) = \varepsilon_0\varepsilon_r(1 - j\tan\delta) \quad (3.15)$$

Za većinu dielektrika važi  $\sigma/\omega \ll \varepsilon''$  tako da dolazimo do dobro poznatog izraza za tangens ugla gubitaka kao  $\tan\delta = \varepsilon''/\varepsilon'$ .

Analogna razmatranja kao kod dielektrika mogu se primeniti kod magnetika. Elektroni koji orbitiraju oko atoma se mogu smatrati kao magnetni dipoli sa proizvoljnom orijentacijom kada nema magnetnog polja. Kada polje postoji momenti magnetnog dipola se poravnavaju da bi proizveli magnetnu polarizaciju  $\vec{M}$ . Kao i kod dielektrika na sličan način sada imamo

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) \quad (3.16)$$

$$\vec{M} = \chi_m\vec{H} \quad (3.17)$$

$$\vec{B} = \mu_0(1 + \chi_m)\vec{H} = \mu_0\mu_r\vec{H} = \mu\vec{H} \quad (3.18)$$

$$\mu = \mu' - j\mu'' \quad (3.19)$$

U vakuumu pošto nema materijala koji bi se magnetizovao gustina magnetnog fluksa je linearno proporcionalna intenzitetu magnetnog polja sa faktorom  $\mu_0$  koji predstavlja

permeabilnost vakuuma. Za linearne magnetike magnetizacija je linearno zavisna sa magnetnim poljem sa faktorom  $\chi_m$  koji predstavlja magnetnu susceptibilnost materijala.  $\mu$  i  $\mu_r$  su permeabilnost i relativna permeabilnost materijala. Gubici su uračunati preko imaginarnog dela jednačine (3.19).

Sada dodatkom magnetnih i električnih osobina materijala Maxwell-ovim jednačinama moguće je njihovo rešavanje. Vrednosti konstanti su dobro poznate kao  $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$  F/m i  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m

### 3.2 Granični uslovi

U praktičnim uslovima elektromagnetno polje se prostire kroz različite sredine i materijale. Ponašanje polja na granicama između dve različite sredine se može objasniti Maxwell-ovim jednačinama i od velikog je značaja za rešavanje realnih problema. Počev od izraza (3.1) imamo

$$\oint_C \vec{E} d\vec{l} = -j\omega \iint_S \vec{B} d\vec{S} \quad \vec{E}_1 \cdot \hat{t}\Delta l - \vec{E}_2 \cdot \hat{t}\Delta l = -j\omega \vec{B} \cdot \underbrace{\hat{n}\Delta l \Delta h}_{d\vec{S}} \quad (3.20)$$

integraciju po konturi  $C$  između dve sredine (Slika 3.1) [7]. Pretpostavka je da je  $\Delta h$  veoma malo, a da je normalna komponenta električnog polja konačna. Zbog toga se uzima da je integral duž segmenata  $\Delta h$  zanemarljiv. Pod istim uslovima i desna strana jednačine će biti 0, za uslov  $\Delta h \rightarrow 0$ , jer će  $\vec{B}$  uvek biti konačna veličina. Na osnovu ovoga sledi da će tangencijalne komponente električnog polja na prelazu sredina biti iste

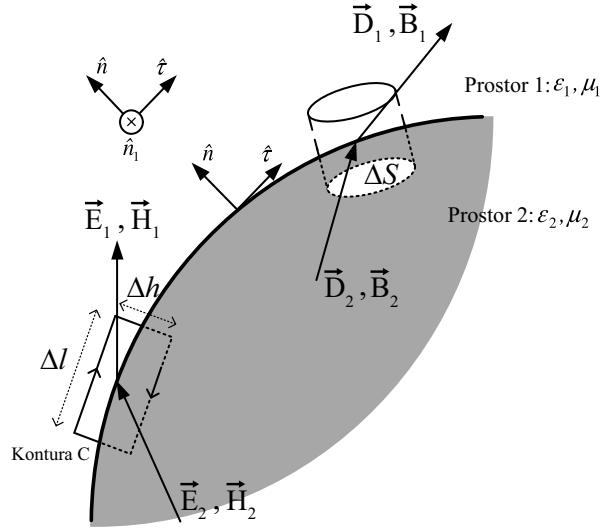
$$\vec{E}_{1\tau} = \vec{E}_{2\tau} \quad (3.21)$$

Na sličan način integracijom (3.2) po konturi  $C$

$$\oint_C \vec{H} d\vec{l} = j\omega \iint_S \vec{D} d\vec{S} + \iint_S \vec{J} d\vec{S} \quad \vec{H}_1 \hat{t}\Delta l - \vec{H}_2 \hat{t}\Delta l = j\omega \vec{D} \hat{n}\Delta l \Delta h + \vec{J} \hat{n}\Delta l \Delta h \quad (3.22)$$

Sada za  $\Delta h \rightarrow 0$  prvi izraz na desnoj strani će biti 0, jer je srednja vrednost  $\vec{D}$  uvek konačna vrednost, što ne mora da važi za  $\vec{J}$  na osnovu čega sledi

$$\lim_{\Delta h \rightarrow 0} \vec{J} \hat{n}\Delta h = \hat{n}\vec{J}_s \quad \vec{H}_{1\tau} - \vec{H}_{2\tau} = \vec{J}_s \quad (3.23)$$



Slika 3.1 Prostiranje elektromagnetnog polja između dve sredine [7].

Ovde je  $\vec{J}_S$  gustina površinske struje na granici dve sredine. Ona predstavlja meru razlike tangencijalnih vektora magnetnog polja između dve sredine.

Na analogan način iz izraza (3.3) posmatranjem zapremine u obliku valjka koja se prostire u obe sredine imamo

$$\oiint_S \vec{D} d\vec{S} = \iiint_V \rho dV \quad \vec{D}_1 \cdot \hat{n} \Delta S - \vec{D}_2 \cdot \hat{n} \Delta S + \Psi_{SW} = \rho \Delta S \Delta h \quad (3.24)$$

Ovde  $\Psi_{SW}$  označava električni fluks kroz bočne zidove posmatrane zapremine. Kao i ranije i ovde je od interesa polje na granici dve sredine, gde je  $\Delta h \rightarrow 0$ . Tako da će fluks na bočnim zidovima biti 0 pod uslovom konačnog  $\vec{D}$ . Ako postoji površinsko naelektrisanje tada izraz na desnoj strani neće biti 0 već će biti definisan kao gustina površinskog naelektrisanja

$$\lim_{\Delta h \rightarrow 0} \rho \Delta h = \rho_S \quad \vec{D}_{1n} - \vec{D}_{2n} = \rho_S \quad (3.25)$$

Sledi da će normalne komponente vektora električne indukcije biti različite za količinu gustine površinskog naelektrisanja na posmatranoj površini.

Na identičan način iz (3.4) dobijamo da su normalne komponente magnetne indukcije jednake kao

$$\vec{B}_{1n} = \vec{B}_{2n} \quad (3.26)$$

Sada imamo sve granične uslove koji se u skalarnoj i vektorskoj formi mogu prikazati kao

$$\vec{E}_{1\tau} = \vec{E}_{2\tau} \quad \hat{n} \times (\vec{E}_1 - \vec{E}_2) = 0 \quad (3.27)$$

$$\vec{H}_{1\tau} - \vec{H}_{2\tau} = \vec{J}_S \quad \hat{n} \times (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) = \vec{J}_S \quad (3.28)$$

$$\vec{D}_{1n} - \vec{D}_{2n} = \rho_S \quad \hat{n} \cdot (\vec{D}_1 - \vec{D}_2) = \rho_S \quad (3.29)$$

$$\vec{B}_{1n} = \vec{B}_{2n} \quad \hat{n} \cdot (\vec{B}_1 - \vec{B}_2) = 0 \quad (3.30)$$

Prethodni izrazi su opšti i mogu biti primenjeni na bilo koji sredinu. Materijal koji se veoma često koristi u antenskim proračunima je fiktivni materijal pod nazivom PEC (Perfect Electric Conductor), tj. savršeni provodni materijal gde  $\sigma \rightarrow \infty$  odakle iz (3.7) bi imali  $\vec{E} = \vec{J} / \sigma \rightarrow 0$ . Takođe iz (3.1) sledi  $\vec{B} = -\nabla \times \vec{E} / (j\omega) \Rightarrow \vec{B} = 0, \vec{H} = 0$ .

Granični uslovi za slučaj da je prva sredina dielektrik, a druga PEC bi bili [7]

$$\vec{E}_{1\tau} = 0 \quad \hat{n} \times \vec{E}_1 = 0 \quad (3.31)$$

$$\vec{H}_{1\tau} = \vec{J}_S \quad \hat{n} \times \vec{H}_1 = \vec{J}_S \quad (3.32)$$

$$\vec{D}_{1n} = \rho_S \quad \hat{n} \cdot \vec{D}_1 = \rho_S \quad (3.33)$$

$$\vec{B}_{1n} = 0 \quad \hat{n} \cdot \vec{B}_1 = 0 \quad (3.34)$$

Za slučaj između dve dielektrične sredine ako nema slobodnih naelektrisanja  $\rho_S = 0$ , takođe dielektrici ne podržavaju protok struje pa je  $\vec{J}_S = 0$  [7], na osnovu ovoga sledi da su granični uslovi između dva dielektrika

$$\hat{n} \times \vec{E}_1 = \hat{n} \times \vec{E}_2 \quad (3.35)$$

$$\hat{n} \times \vec{H}_1 = \hat{n} \times \vec{H}_2 \quad (3.36)$$

$$\hat{n} \cdot \vec{D}_1 = \hat{n} \cdot \vec{D}_2 \quad (3.37)$$

$$\hat{n} \cdot \vec{B}_1 = \hat{n} \cdot \vec{B}_2 \quad (3.38)$$

### 3.3 Osobine ravanskog talasa u različitim sredinama

Kombinujući Maxwell-ove jednačine sa materijalnim svojstvima linearne, homogene, izotropne sredine možemo dobiti

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (3.39)$$



$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (3.40)$$

Koristeći identitet  $\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A}$  možemo dobiti sledeće

$$\begin{aligned} \nabla \times \nabla \times \vec{E} &= -j\omega\nabla \times \vec{H} = \omega^2 \mu\epsilon\vec{E} \\ \nabla(\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} &= \omega^2 \mu\epsilon\vec{E} \\ \nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \mu\epsilon\vec{E} &= 0 \end{aligned} \quad (3.41)$$

pri čemu je  $\nabla \cdot \vec{E} = 0$  jer je sredina bez izvora koje remete trenutno stanje polja. Izraz (3.41) se naziva Helmholtz-ova jednačina električnog polja [7], na isti način Helmholtz-ova jednačina magnetnog polja je

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \mu\epsilon\vec{H} = 0 \quad (3.42)$$

Date Helmholtz-ove jednačine su poznate i kao talasne jednačine i mogu se napisati i u vremenskom domenu kao

$$\nabla^2 \vec{E} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (3.43)$$

$$\nabla^2 \vec{H} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = 0 \quad (3.44)$$

Ako uzmemo najprostiji jednodimenzionalni slučaj tj. da polje varira u vremenu duž samo jedne dimenzije kao

$$\frac{\partial}{\partial x} = 0, \frac{\partial}{\partial y} = 0, \frac{\partial}{\partial z} \neq 0, \frac{\partial}{\partial t} \neq 0 \quad (3.45)$$

Rešavanje talasne jednačine se svodi na rešavanje

$$\frac{d^2 \vec{E}_x}{dz^2} - \underbrace{\omega^2 \mu\epsilon}_{k^2} \vec{E}_x = 0 \quad (3.46)$$

jer se preostale jednačine po  $\vec{E}_y, \vec{H}_x$  i  $\vec{H}_y$  rešavaju analogno. Rešenje ove diferencijalne jednačine može biti napisano u formi

$$\vec{E}_x(z) = Ae^{-j\omega\sqrt{\mu\epsilon}z} + Be^{+j\omega\sqrt{\mu\epsilon}z} \quad (3.47)$$

Rešenja za koeficijente  $A$  i  $B$  se dobijaju iz graničnih uslova.

Vektori električnog i magnetnog polja se mogu napisati u formi

$$\vec{E} = \vec{E}_0^{-j(k_x x + k_y y + k_z z)} = \vec{E}_0^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}} \quad (3.48)$$

$$\vec{H} = \vec{H}_0^{-j(k_x x + k_y y + k_z z)} = \vec{H}_0^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}} \quad (3.49)$$

$$\vec{k} = k \cdot \hat{n} \quad (3.50)$$

gde su  $\vec{H}_0$  i  $\vec{E}_0$  kompleksni konstantni vektori magnetnog i električnog polja,  $\vec{r}$  je radijus vektor, a  $\vec{k}$  je realni vektor prostiranja kroz sredinu bez gubitaka,  $\hat{n}$  je jedinični vektor prostiranja, a  $k$  predstavlja konstantu prostiranja. Iz (3.1) zamenom prethodnih izraza može se dobiti

$$\vec{H}_0 = \frac{k}{\omega\mu} \hat{n} \times \vec{E}_0 = \frac{1}{\eta} \hat{n} \times \vec{E}_0 \quad (3.51)$$

Ovde  $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$  i  $\eta = \sqrt{\mu/\varepsilon}$  su redom talasni broj i talasna impedansa.

Da bi opisali prostiranje talasa u sredinama sa gubicima dovoljno je samo da  $\varepsilon$  bude izraženo u kompleksnoj formi kao u (3.15) na taj način talasni broj takođe postaje kompleksni broj kao

$$\gamma = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon} = j\omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0\varepsilon_r \left(1 - j\frac{\sigma_{eff}}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r}\right)} = \alpha + j\beta \quad (3.52)$$

gde je  $\alpha$  konstanta slabljenja, a  $\beta$  je propagaciona konstanta. Dalje važi  $\gamma^2 = -k^2 = -\omega^2\mu\varepsilon$  pa se talasna jednačina može napisati u formi

$$\nabla^2 \vec{E} - \gamma^2 \vec{E} = 0 \quad (3.53)$$

Na osnovu ovoga opšta forma prostiranja polja u sredini sa gubicima će biti

$$\vec{H} = \vec{H}_0 e^{-\gamma \vec{r}} = \frac{1}{\eta} \hat{n} \times \vec{E}_0 e^{-\gamma \vec{r}} \quad \vec{E} = \vec{E}_0 e^{-\gamma \vec{r}} \quad (3.54)$$

Kada se talas prostire u vakuumu, vazduhu ili bilo kom drugom dielektriku bez gubitaka, sve prethodne jednačine važe samo što se uzima da je  $\alpha$  tj. slabljenje jednako 0.

$$\alpha = 0 \quad (3.55)$$

$$\beta = k = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon'} = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0\varepsilon_r} = k_0\sqrt{\varepsilon_r} = \frac{2\pi}{\lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.56)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon'}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cong \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.57)$$

Ovde važi pretpostavka da je  $\sigma = 0$ ,  $\mu = \mu_0$  osim za magnetike.  $\lambda_0$  i  $\lambda$  su redom talasna dužina u slobodnom prostoru i u posmatranoj sredini. Isto važi i za talasne impedanse  $\eta_0$  i  $\eta$ .

U praktičnoj situaciji potrebno je razmatrati dielektrik sa određenim gubicima. Za takve dielektrike još uvek važi da je  $\sigma / \omega \varepsilon' \ll 1$  tako da imamo

$$\gamma = \underbrace{j\omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0\varepsilon_r}}_{k_0\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{1 - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r}} = \frac{\sigma}{2} \underbrace{\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0\varepsilon_r}}}_{\alpha} + \underbrace{jk_0\sqrt{\varepsilon_r}}_{\beta} \quad (3.58)$$

Ovde je korišćen identitet  $(1 \pm x)^{0.5} \cong (1 \pm x/2)$  za  $x \ll 1$ . Pošto slabljenje nije 0, polje će eksponencijalno opadati sa prostiranjem talasa. Izraz za talasnu impedansu će sada biti

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon' \left(1 - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon'}\right)}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0\varepsilon_r} \left(1 - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon'}\right)^{-0.5}} \cong \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left(1 + j\frac{\sigma}{2\omega\varepsilon_0\varepsilon_r}\right) \quad (3.59)$$

Pošto je reaktivna komponenta veoma mala u većini realnih slučajeva može biti zanemarena tako da važi  $\eta = \eta_0 / \sqrt{\varepsilon_r}$ .

U provodnicima tj. tipičnim metalnim strukturama koje su sastavni deo svih antenskih struktura, javljaju se gubici kao posledica razlike sa idealnim provodnikom PEC-om, tj. u realnim uslovima oni poseduju konačnu provodnost što znači da će dolaziti do gubitaka. Za vektor struje i električne indukcije će važiti

$$\frac{|\vec{j}|}{\left|\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}\right|} = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon'} \gg 1 \quad (3.60)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \cong jk_0\sqrt{\varepsilon_r} \left(-j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r}\right)^{0.5} = (1+j)\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \quad (3.61)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0\varepsilon_r} \left(-j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r}\right)^{-0.5}} \cong (1+j)\sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \quad (3.62)$$

Ovde vidimo da u dobrim provodnicima konstanta slabljenja i prostiranja imaju istu amplitudu. Ovo znači da će polje naglo slabiti unutar provodnika. Rastojanje na kojem

amplituda polja opadne za faktor  $1/e$  se smatra dubinom prodiranja polja u provodniku i naziva se dubina skin-a i označava se sa  $\delta$ .

$$e^{-\alpha\delta} = e^{-1} \Rightarrow \delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (3.63)$$

Dubina skin-a je inverzno proporcionalna kvadratnom korenu radne frekvencije i provodnosti sredine. Ovo direktno znači da je na višim učestanostima prodiranje u provodnik mnogo manje nego na nižim učestanostima. Ovo u praksi znači da se kao provodnici na visokim učestanostima mogu koristiti tanke folije metala ili šuplje metalne šipke. Ali istovremeno ovo proizvodi ogromne gubitke usled površinske hrapavosti provodnika. Površinska hrapavost je usko vezana sa radnom učestanošću. Usled procesa obrade provodnika bilo da se radi o talasovodu ili tankoj metalnoj foliji nije moguće dobiti savršeno gladak metal. Problem sa hrapavošću materijala je jedan od glavnih problema kod 3D štampe antenskih struktura.

Hrapavost nije veliki problem dok ne postane uporediva sa veličinom dubine skin-a. Ovo u praksi znači da će talas koji se kreće po gruboj sredini morati da pređe mnogo veće rastojanje nego da se kreće po pravoj liniji za slučaj glatkog provodnika. Na W opsezima (75-110 GHz) ovaj mehanizam gubitaka može postati dominantan, čak i višestruko veći od gubitaka u dielektriku. Kod štampanih struktura se podrazumeva postojanje dielektrika i metalne folije koja je vezana za njega. To u praksi znači da postoje dve strane folije koje ne moraju imati istu hrapavost. Za slučaj jedne table dielektrika sa folijom razlikuje se hrapavost na interfejsu između dielektrika i folije i između vazduha i folije. Hrapavost između dielektrika i folije se često namerno dodaje da bi se obezbedila dobra veza. U pogledu hrapavosti najkvalitetniji je rolovani bakar čije vrednosti hrapavosti mogu biti 0.3 mikrona na gornjoj strani i 0.4 mikrona na dielektričnoj strani. Znatno jeftinija i šire korišćena varijanta je elektro-deponovani bakar koji ima tipične vrednosti od oko 0.4 mikrona na gornjoj i 2 mikrona na dielektričnoj strani. Postoje mnoge varijacije i dodatni tretmani koji mogu da poboljšaju karakteristike folije. Ovo su tipični primeri za folije namenjene za veoma visoke učestanosti.

### 3.4 Numeričke metode za rešavanje Maxwell-ovih jednačina

Poznavanje teorijskih principa na kojima počiva funkcionisanje neke pojave je osnova za njeno uspešno rešavanje. Ovo se naravno odnosi i na dizajn antena gde već pravilno definisanje željenih parametara može značajno da suzi izbor odgovarajućeg dizajna. Ipak, kompletna teorijska rešenja su dostupna samo za najprostije slučajeve. Tačno rešavanje

Maxwell-ovih jednačina realnih i složenih problema je u praksi moguće samo numerički. Razvoj numeričkih metoda je direktno uslovljen razvojem kompjuterskog hardvera. Na ovaj način je omogućeno stvaranje virtualnog prototipa uređaja čije osobine se mogu ispitati i vršiti korekcije u cilju zadovoljavanja željenih parametara. Virtualni model može biti direktno ubačen u virtualno okruženje koje opisuje realne uslove u kojima će uređaj funkcionisati. Na taj način se može ispitati uticaj sredine na performanse uređaja kao i uticaj samog uređaja na okolne sklopove i na krajnjeg korisnika.

Tipičan metod rada se sastoji u definisanju problema, koristeći grafički korisnički interfejs (GUI) softvera koji se bazira na nekoj numeričkoj metodi, počev od geometrije, vrste materijala, graničnih uslova, portova, željenih rezultata i svega drugog što je od interesa. Interfejs omogućava laku modifikaciju svih parametara. Kada se završi unos svih podataka softver će proceniti dati problem i u slučaju da postoji određeni konflikt ili greška u postavci modela, propust će biti signaliziran. Po završetku simulacije i inspekciji rezultata mnogi dalji rezultati se mogu dobiti prostom obradom dobijenih rešenja bez ponovne simulacije.

Jedna od opštih podela numeričkih metoda je na osnovu broja nezavisnih prostornih promenljivih u odnosu na koje su polje i pobuda zavisni [8].

- 1D metode, gde je zavisnost samo od jedne dimenzije. Primene su vezane za proste probleme transmisionih linija, uniformne propagacije talasa, sferične i cilindrične probleme koje zavise samo od radijalne dimenzije. SPICE program koristi ovaj tip metode.
- 2D metode, kod kojih je polje i funkcija izvora ograničena na dve prostorne dimenzije. Tipične primene su za poprečne preseke transmisionih linija i talasovoda,  $TE_{n0}$  modove prostiranja u pravougaonim talasovodima, koaksijalnim TEM problemima i sferičnim problemima koji zavise samo od poluprečnika i azimuta ili poluprečnika i elevacije.
- 2.5 D metode, ovo su metode gde polje zavisi od tri prostorne dimenzije, ali su izvori (struje) uglavnom vezani za dve prostorne dimenzije. Tipični primeri su planarne strukture poput mikrostripa, koplanarne strukture, patch antene i višeslojne planarne strukture. Primarni metod za rešavanje ovakvih struktura je metoda momenta.
- 3D metode, gde se rešavanje vrši u uslovima da su i polje i izvori funkcionalno zavisni od sve tri prostorne dimenzije. Ovde spadaju metode koje omogućavaju rešavanje proizvoljne strukture. Metoda konačnih elemenata FEM (Finite Element Method) [9-

12], metoda momenta MoM (Method of Moments) [13-15], metoda konačnih razlika FDTD (Finite Difference Time Domain) [16-17] i metoda modelovanja bazirana na matricama transmisionih linija TLM (Transmission Line Matrix) [18] su neke od najpoznatijih numeričkih metoda. Postoje mnoge hibridne metode i modifikacije osnovnih formi ovih metoda.

Jedna od fundamentalnih razlika između ovih metoda je da li problem rešavaju u vremenskom domenu (npr. FDTD i TLM) ili u frekvencijskom domenu (npr. FEM i MoM).

- *S*-parametri i karakteristike drugih parametara u nekom frekvencijskom opsegu su osnovni rezultati koji se traže zbog čega se često rešavanje vrši direktno u frekvencijskom opsegu. To se vrši tako što se kao pobuda koristi signal u obliku vremenskog harmonika na datoj učestanosti. Promenom ulazne frekvencije dobijaju se rezultati preko frekvencijskog opsega. Ako su potrebni rezultati u vremenskom domenu može se primeniti inverzna Furijeova transformacija nad rezultatima u frekvencijskom domenu. Po načinu rešavanja metode rešavanja u frekvencijskom domenu se mogu dalje podeliti na
  - Metode koje rešavaju parcijalne diferencijalne jednačine. One tipično rešavaju Helmholtz-ove vektorske jednačine drugog reda. Metode rešavanje uključuju FEM koji je najpoznatiji i osnova je softvera HFSS, metoda spektralnih elemenata (Spectral Element Method-SEM), metoda konačnih razlika u frekvencijskom domenu.
  - Metode koje rešavaju integralne jednačine. Ovde se vrši rešavanje integralnih jednačina površine ili zapremine, izvedenih iz Maxwell-ovih jednačina i Green-ove funkcije za okolnu sredinu. Rešavanje površinskih integrala na bazi MoM-a je najčešće korišćena tehnika sa ovim pristupom. Primenjena je u alatu WIPL-D.
- Ako želimo da karakteristike antene vidimo u širokom frekvencijskom opsegu pogodnije je da se rešavanje Maxwell-ovih jednačina vrši direktno u vremenskom domenu kako bi se došlo do širokopojasnih talasnih formi. *S*-parametri mogu biti dobijeni preko Furijeove transformacije rezultata u vremenskom domenu. Stoga se metode na bazi vremenskog domena najčešće koriste ako su potrebni rezultati za širokopojasne strukture jer je moguće pokriti ceo frekvencijski opseg jednom simulacijom, dok bi za celu simulaciju u frekvencijskom domenu trebalo ponoviti simulaciju za svaku frekvenciju. Sa druge strane ako je razmatrani problem uskopojasan i jako rezonantan onda je frekvencijski domen bolji izbor. Metode na bazi vremenskog domena mogu biti podeljene na

- Metode koje rešavaju parcijalne diferencijalne jednačine. Ove metode rade ili sa talasnim jednačinama drugog reda ili sa Maxwell-ovim jednačinama prvog reda. Metode koje koriste ovaj pristup su FDTD, metoda konačnih elementa u vremenskom domenu FETD, metoda spektralnih elemenata u vremenskom domenu SETD, pseudospektralna metoda u vremenskom domenu PSTD, metoda konačne integracije FIT (primarna metoda u CST paketu), TLM (sekundarna metoda u CST paketu), metoda multi-rezolucije u vremenskom domenu MRTD. FDTD je najpopularnija tehnika dok je FIT zapravo specijalna forma FDTD.
- Metode koje rešavaju integralne jednačine. Ovde se vrši rešavanje integralnih jednačina površine ili zapremine, izvedenih iz Maxwell-ovih jednačina i Green-ove funkcije za okolnu sredinu u vremenskom domenu. Nažalost rešavanje integralnih jednačina u vremenskom domenu je veoma zahtevno u pogledu računarskih resursa tako da još nisu implemetirane u komercijalnim alatima.

MoM tehnika je prirodna za proračune u vezi antena jer je bazirana na površinama i strujama dok su FEM i FDTD bazirani na zapreminama i poljima. Ovo znači da jedino površina antenske strukture treba da bude diskretizovana i rešena da bi se dobili potrebni rezultati dok je kod FEM-a i FDTD-a potrebno rešavanje celokupne zapremine. Za proračun dijagrama zračenja bi u opštem slučaju bio potreban ogroman virtualni prostor da nisu razvijeni odgovarajući granični uslovi koji oponašaju beskonačni otvoren prostor. Na taj način omogućena je procena dalekog polja u prostoru veoma blizu same antene. MoM radi po principu rešavanja struja na svim površinama u prisustvu izvora struje ili polja. Dijagram zračenja je zatim dobijen integracijom ovih struja.

U praksi veličina rešivog problema je tipično ograničena dostupnim hardverskim resursima. Pojedine antene zbog svojih ogromnih dimenzija poput reflektorskih antena mogu biti problematične za rešavanje. Većina softverskih paketa nudi razne opcije za simetrije kojima se rešavanje problema može višestruko ubrzati. Antenski nizovi sa velikim brojem elementa se mogu efikasno proračunati upotrebom periodičnih graničnih uslova. Na taj način nizovi veličine i po nekoliko stotina talasnih dužina mogu se proceniti na osnovu simulacije samo jedne ćelije koja se sastoji od jednog elementa. Velika prednost savremenih alata je mogućnost ko-simulacije. To u praksi znači da se često ne mora simulirati cela struktura ako se menja samo njen mali deo već se samo taj deo ponovo simulira, a ostatak strukture se koristi u formi snimljenih struja ili polja.

## 4 ŠTAMPANE ANTENSKE STRUKTURE

U mnogim primenama se zahteva da antena bude kompaktne veličine, male težine, laka za instalaciju i jeftina za proizvodnju. Antene koje zadovoljavaju ove uslove su štampane antenske strukture među kojima je patch antena jedna od najjednostavnijih i najpoznatijih tipova ove antene [3-4, 7, 19]. Ove antene se sastoje od nosećeg sloja tj. dielektrika i provodnog sloja koji je obično bakarna folija koja je povezana na dielektrik. Strukture mogu biti višeslojne tj. moguće su razne kombinacije različitih dielektrika u obliku sendviča, sa različitim provodnim slojevima između njih. Ove antene u zavisnosti od elastičnosti dielektrika mogu biti čisto planarne ili se prilagođavati površini ako su napravljene na fleksibilnom dielektriku poput kaptona. Mogu se praviti u mnogim tehnologijama, mehanički su veoma čvrste kada su povezane na metalni nosač. Kompatibilne su sa integrisanim kolima i mogu se lako ubaciti u već postojeći sistem. U zavisnosti od oblika i izabrane strukture moguće su razne kombinacije rezonantne frekvencije, dijagrama zračenja, polarizacije, impedanse. Moguće su kombinacije sa aktivnim elementima poput dioda tako da se na taj način može obezbediti elektronska rekonfigurabilnost.

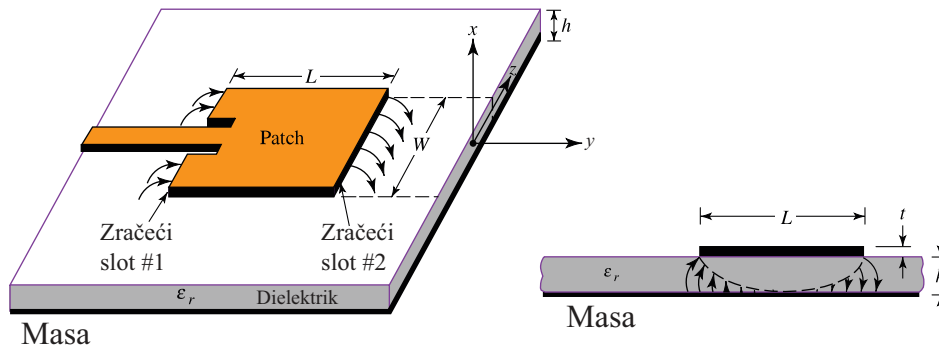
### 4.1 Mikrostrip antene

Pod mikrostrip antenama se najčešće podrazumevaju klasične patch antene koje su povezane sa problemom niske efikasnosti, rade sa veoma malim snagama, imaju veoma visok Q faktor, slabu čistoću polarizacije, poseduju neželjeno zračenje od napojne mreže i imaju veoma mali radni opseg [4]. Za svaki od problema, u zavisnosti od konkretnih potreba, postoji odgovarajuće rešenje koje često zahteva kompromis u nekim drugim aspektima. Najlakše rešenje za povećanje opsega rada i efikasnosti je povećanje visine dielektrika. Međutim ovo dovodi do problema sa površinskim talasima koji ne samo da mogu odneti veliki deo snage tj. smanjiti efikasnost, već priključenu snagu izračuju na diskontinuitetima, naročito na ivicama dielektrika što može značajno degradirati dijagram zračenja same antene. Površinski talasi se mogu eliminisati na razne načine, poput konstruisanja rupica u dielektriku i sličnih struktura koje onemogućavaju propagaciju površinskih talasa [20-25]. Razne prostorne kombinacije više patch-eva u grupi mogu takođe poboljšati karakteristike.

Počeci mikrostrip antena su 1950-tih godina, mada znatno veću pažnju dobijaju 1970-tih. Tipična struktura podrazumeva veoma tanak sloj metala debljine  $t \ll \lambda_0$ , gde je  $\lambda_0$  talasna dužina u vazduhu, smeštena na visini  $h$  iznad provodne ravni ( $h \ll \lambda_0$  tipično  $0.003\lambda_0 \ll h \ll 0.05\lambda_0$ ) [4]. Maksimum dijagrama zračenja je u pravcu normalnom na ravan



patch-a (broadside) za tipičan patch. U zavisnosti od izbora moda rada i ovo je moguće modifikovati. Za pravougaoni patch dužina  $L$  je tipično  $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$ . Između sloja metala i donjeg provodnog sloja (mase) se nalazi dielektrik. (Sl. 4.1).



Slika 4.1 Struktura patch antene sa mikrostrip napajanjem [4].

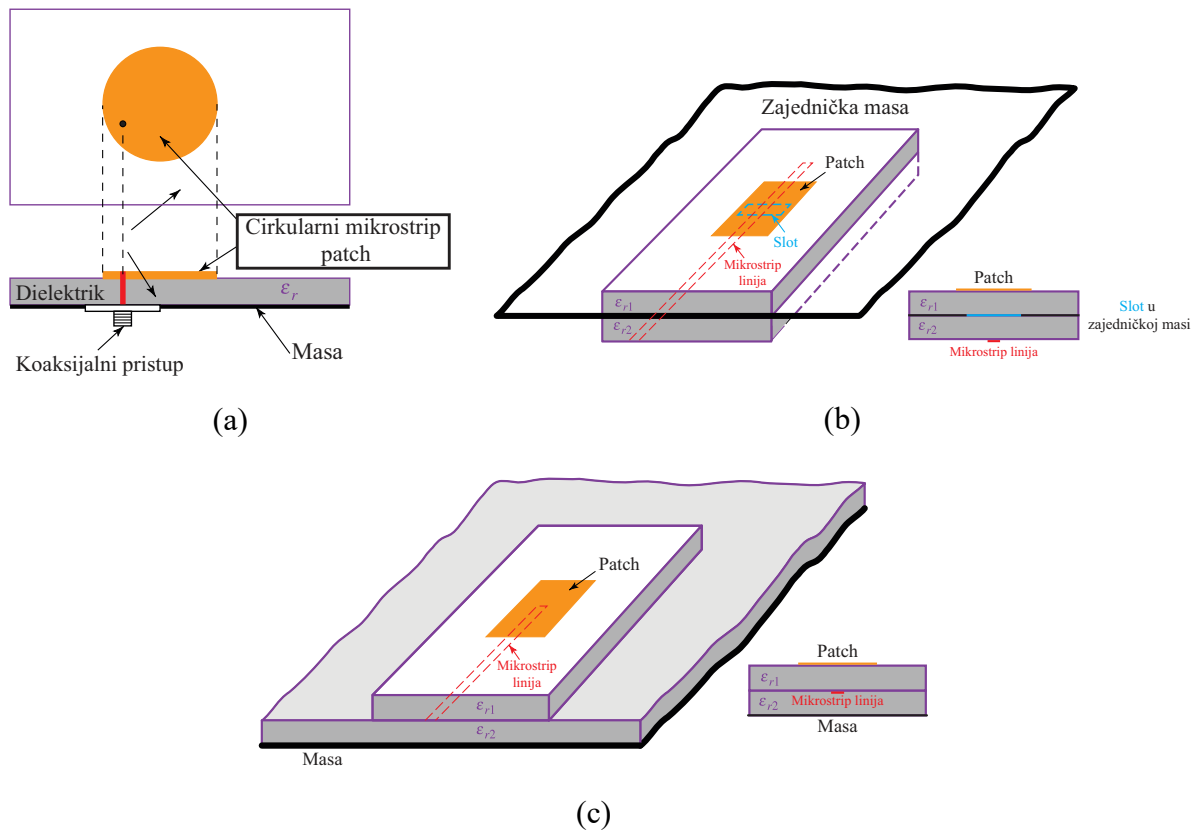
Vrsta dielektrika koja se koristi za mikrostrip antenu određuje mnoge njene karakteristike poput veličine, efikasnosti, radnog opsega i dijagrama zračenja. Tipične vrednosti dielektrične konstante se kreću u opsegu  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$  [4]. Za bolje performanse su najčešće poželjni debeli dielektrici sa nižim  $\epsilon_r$  zbog pružanja bolje efikasnosti i radnog opsega. Tanji dielektrici sa većim  $\epsilon_r$  se najčešće koriste za antene namenjene za integraciju u mikrotalasna kola zbog manjeg spreznjanja i čvršće vezanog polja, mada se kao posledica javlja slabije zračenje i manja efikasnost [4]. Upotreba konkretnog dielektrika zavisi od mnogo faktora, a naročito od njegovih gubitaka karakterisanih preko  $\tan \delta$ . Radni opseg je takođe od glavnog značaja za izbor dielektrika pošto svi gubici rastu sa povećanjem frekvencije. U nekim slučajevima je moguće kao dielektrik koristi vazduh ili sunderaste materijale poput Rohacell-a, veoma niske  $\epsilon_r \approx 1.1$ . Na taj način je moguće dobiti ultra-efikasne antene bez problema površinskih talasa i velikih gubitaka u dielektriku.

Mikrostrip antene se uglavnom proizvode u tehnici foto-litografije. Oblici mogu biti proizvoljni, tipični su pravougaoni, a javljaju se i kao kružni, eliptični, trougaoni itd. Pravilni oblici poput kvadrata, kruga, pravougaonika su najčešći, jer se lakše analiziraju, prave i imaju povoljne zračne karakteristike. Mikrostrip dipoli su naročito pogodni zbog toga što poseduju veliki radni opseg, veoma nisku kros-polarizaciju i zauzimaju manje prostora od patch antene zbog čega su pogodniji za nizove.

## 4.2 Napojne metode

U zavisnosti kako se snaga dovodi do same mikrostrip antene mogu se izdvojiti 4 najpopularnije metode: direktno preko mikrostrip linije (Sl. 4.1), preko koaksijalne sonde

(Sl. 4.2a), preko sprege kroz prorez (aperture coupling) (Sl. 4.2b) i preko sprege u blizini (proximity coupling) (Sl. 4.2c) [3-4, 7].



Slika 4.2 Mikrostrip antene sa: (a) koaksijalnim napajanjem, (b) napajanjem preko sprege kroz prorez, (c) napajanjem preko sprege u blizini [4].

Direktno napajanje preko mikrostrip linije (Sl. 4.1) je najpopularnije, jer se izvodi u istoj ravni i realizuje na isti način kao i pravljenje same mikrostrip antene. Linija je od istog materijala kao i sama antena samo tipično mnogo manje širine, podešavanjem položaja i veličine zaseka u samoj patch anteni, a koji se nalaze sa obe strane voda, moguće je obezbediti dobro prilagođenje. Ipak problem sa ovim napajanjem je što naročito u slučaju nizova sa mnoštvo diskontinuiteta postaje izvor neželjenog zračenja i gubitaka naročito za deblje dielektrike. Takođe, pošto se nalazi u istoj ravni kao i sama antena, linija može negativno uticati na raspodelu struja na samoj anteni usled sprezanja.

Napajanje preko koaksijalne sonde (Sl. 4.2a) je tip napajanja gde je unutrašnji provodnik koaksijalnog voda izolovan (sonda) i povezan sa zraćećim elementom, dok je spoljni provodnik povezan na masu, tj. donji provodni sloj u slučaju običnog mikrostripa. Prilagođenje se može lako postići izborom povoljnog mesta na anteni gde će se izvršiti povezivanje. Dva tipična slučaja ovog napajanja je napajanje odozdo tj. pod pravim uglom u

odnosu na ravan antene i napajanje sa ivice dielektrika u istoj ravni antene. Koaksijalno napajanje se tipično kombinuje sa napajanjem preko mikrostrip linije u slučaju antenskih nizova, tj. linijama se vrši povezivanje svih zračećih elemenata i zatim do određene tačke u prostoru se dovede vod gde se spaja sa sondom. Pri tome se naravno mora voditi računa da prilagođenje na prelazu mikrostrip-sonda bude što bolje, sa malim unesenim slabljenjem. Kao i sama mikrostrip linija koaksijalni vod je nesimetrična struktura tj. i sama sonda može biti izvor neželjenog zračenja naročito kros-polarizacije. Sonda se koristi i kao primarni izvor zračenja u horn i talasovodnim antenama.

Za antene gde se zahteva velika čistoća polarizacije, a i veća fleksibilnost u dizajnu povoljno je da celokupna napojna mreža bude u drugoj ravni u odnosu na ravan zračećih elementa. Prenos snage se obavlja mehanizmom sprege (Sl. 4.2b). Ovo je tipično najteži način za fabrikaciju i tipično ima uzak opseg rada, a najveći problem predstavlja potreba za savršenim poravnavanjem slojeva, jer i mala odstupanja remete mehanizam sprege. Međutim, prednost ovog modela je što se može lakše modelovati, jer napojna mreža ima veoma mali uticaj na dijagram zračenja antene, tako da se nezavisno mogu modelovati napojna mreža i zračeći elementi. Tipična struktura koja podrazumeva napajanje preko sprege kroz prorez podrazumeva sloj napojne mreže i sloj zračećih elemenata na različitom dielektriku. Između slojeva postoji zajednička masa sa prorezom ispod zračećeg elementa. Na donjem napojnom sloju postoji mikrostrip linija koja prenosi snagu preko slotu u masi do samog zračećeg elementa. Dva dielektrika su često različita, a moguće je koristiti i više slojeva radi poboljšanja karakteristika.

Drugi tip često korišćenog bez-kontaktnog napajanja je napajanje preko sprege u blizini (Sl. 4.2c). Ovde se podrazumeva takođe najmanje dva sloja dielektrika. Na gornjem sloju je zračeći element, između slojeva dielektrika se nalazi vod, a donja strana drugog dielektrika je masa. Napojni vod se tipično završava sa otvorenim spojem na mestu ispod antene gde se vrši predaja snage.

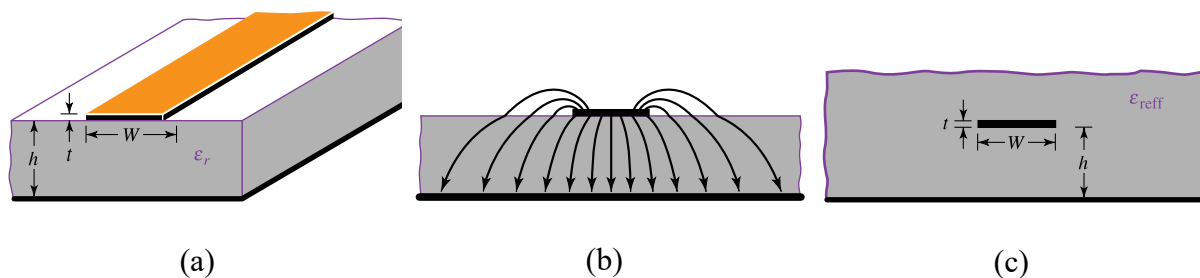
### **4.3 Metode analize**

Za analize mikrostrip antena dostupno je mnoštvo metoda: model transmisionne linije, model rezonantne šupljine i na kraju modeli zasnovani na korišćenju numeričkih metoda implementiranih u odgovarajuće softverske alate. Model transmisionne linije je najjednostavniji, ali pruža dobro početno rešenje u pogledu fizičkih dimenzija. Model rezonantne šupljine je dosta tačniji, ali i kompleksniji. Ovi modeli mogu se uspešno koristiti za dizajn usamljenih elementa, ali veoma teško modeluju efekte međusobne sprege što je veoma

značajno za dizajn nizova. Zbog toga je praktično neophodno napraviti model nekom numeričkom metodom da bi se obezbedile njegove tražene karakteristike.

### 4.3.1 Model transmisione linije

Kod modela transmisione linije mikrostrip antene, za slučaj pravougaonog patch-a, antena se se predstavlja kao dva slota razdvojena sa transmisionom linijom niske impedanse  $Z_c$  i dužine  $L$ . Zbog konačnih dimenzija dolazi do ivičnih efekata [7].



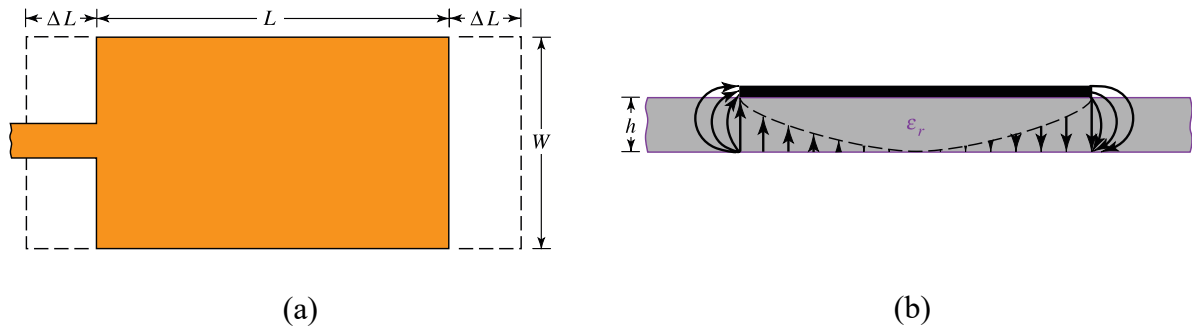
Slika 4.3 (a) Mikrostrip transmisiona linija na dielektriku, (b) kretanje linije polja, (c) linija okružena dielektrikom sa efektivnom dielektričnom konstantom  $\epsilon_{\text{reff}}$  [4].

Za liniju sa Sl. 4.3a tipične linije električnog polja teku kroz dielektrik i vazduh (Sl. 4.3b), pri čemu su pretežno koncentrisane u dielektriku. Ivični efekti efektivno proširuju mikrostrip linije zbog čega se uvodi pojam efektivne dielektrične konstante  $\epsilon_{\text{reff}}$  ( Sl. 4.3c). Ona se definiše kao dielektrična konstanta uniformnog dielektrika tako da linija sa efektivnim dimenzijama ima identične električne karakteristike kao realni vod [4]. Sa rastom frekvencije linije polja se više koncentrišu u dielektriku i  $\epsilon_{\text{reff}} \approx \epsilon_r$ . Data  $\epsilon_{\text{reff}}$  je funkcija frekvencije, ali za niže frekvencije ima skoro statičku vrednost čije inicijalne vrednosti su date kao

$$W/h > 1, \quad \epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (4.1)$$

Zbog ivičnih efekata patch antena će električno biti veća nego što jeste (Sl. 4.4). U odnosu na fizičke dimenzije linija se na jednom kraju produžava efektivno za vrednost  $\Delta L$  koja je funkcija  $\epsilon_{\text{reff}}$ . To je dato kao

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (4.2)$$



Slika 4.4 Efektivno produženje patch antene zbog ivičnih efekata: (a) pogled odozgo, (b) pogled sa strane [4].

Na osnovu ovoga sledi da je efektivna dužina patch antene

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (4.3)$$

a za dominantni  $TM_{010}$  mod rezonantna frekvencija je

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.4)$$

gde je  $v_0$  brzina svetlosti u slobodnom prostoru. Uračunavanjem ivičnih efekata dobija se

$$(f_{rc})_{010} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = q \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = q \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.5)$$

gde je  $q = (f_{rc})_{010} / (f_r)_{010}$  faktor redukcije dužine. Za efikasan zračeci element širina patch-a se tipično kreće oko

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (4.6)$$

a dužina patch-a na osnovu rezonantne frekvencije i ivičnih efekata je onda

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (4.7)$$

### 4.3.2 Model rezonantne šupljine

Mikrostrip antene se ponašaju kao rezonatori punjeni dielektrikom u kojima dolazi do pojave rezonansi višeg reda [3-4, 7]. Polje u dielektriku može biti tretirano kao rezonantna šupljina sa električnim provodnicima gore i dole i magnetnim zidovima duž zidova

dielektrika. Pošto je debljina dielektrika obično veoma mala, talasi koji dođu do ivice su izloženi jakoj refleksiji, zbog čega je mali deo snage izračen. Polje ispod patch antene u dielektriku na taj način može biti predstavljeno kao stojeći talas u obliku kosinusne funkcije. Pošto je debljina dielektrika mnogo manja od talasne dužine može se smatrati da je polje konstantno duž visine. Takođe ivični efekti su veoma slabo izraženi duž ivica patch-a tako da se samo  $TM^x$  konfiguracija polja može posmatrati u ovom modelu. Dakle, donja i gornja strana ovog modela mogu se posmatrati kao PEC, a zidovi kao PMC (Perfect Magnetic Conductor) savršeni magnetni provodnik.

Primenom graničnih uslova na jednačine polja rezonantne šupljine može se dobiti vrednost za rezonantnu frekvenciju kao

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (4.8)$$

gde su  $m, n, p$  redom brojevi varijacija polu-ciklusa polja duž  $x, y, z$  ose [4]. Mod prostiranja sa najnižom rezonantnom frekvencijom se naziva dominantni mod. On se tipično može odrediti iz (4.8) analizom odnosa dimenzija. Za tipične mikrostrip antene važi da je  $h \ll L, h \ll W$  tako da sledi da za  $L > W > h$ , mod sa najnižom frekvencijom će biti  $TM_{010}^x$  (Sl. 4.5a)

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (4.9)$$

Sledeći viši mod bi bio  $TM_{001}^x$  (Sl. 4.5b) za slučaj  $L > W > L/2 > h$  i njegova rezonantna frekvencija je

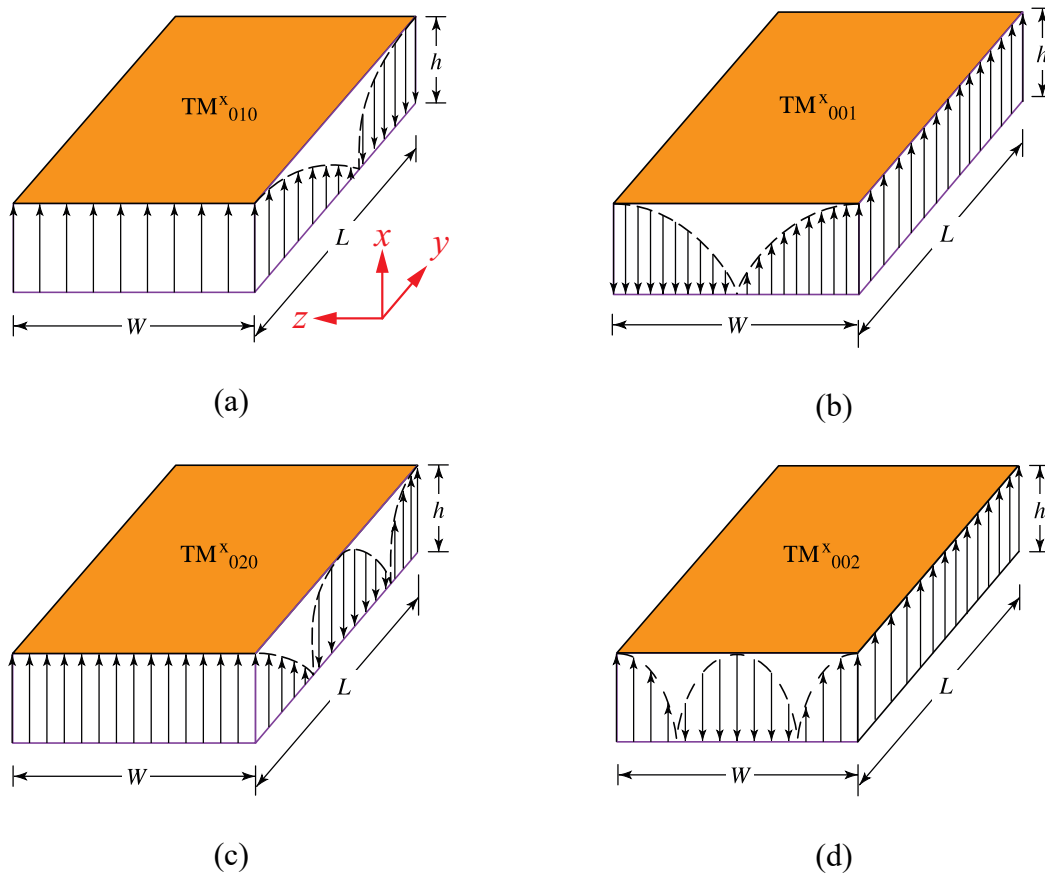
$$(f_r)_{001} = \frac{1}{2W\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{v_0}{2W\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (4.10)$$

Međutim, ako je  $L > L/2 > W > h$ , drugi mod će biti  $TM_{020}^x$  (Sl. 4.5c) sa rezonantnom frekvencijom

$$(f_r)_{020} = \frac{1}{L\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{v_0}{L\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (4.11)$$

Ako je  $W > L > h$  dominantni mod će biti  $TM_{001}^x$  čija rezonantna frekvencija je data sa (4.10), dok će pri uslovu  $W > W/2 > L > h$  drugi mod biti  $TM_{002}^x$  (Sl. 4.5d). Rad patch antene u nekom od modova je značajan jer neće svaki mod dati isti dijagram zračenja. Takođe,

prisustvo ortogonalnih modova u blizini glavnog moda može imati veliki uticaj na kros-polarizaciju.



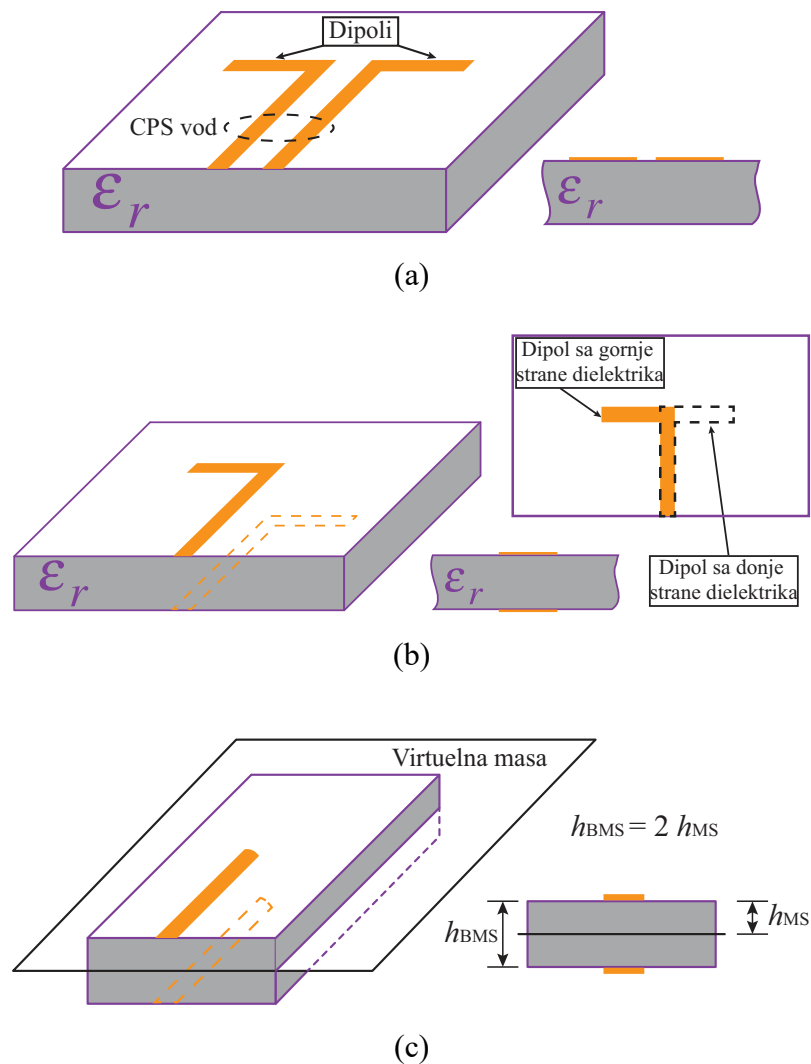
Slika 4.5 Izgled odgovarajućih modova prostiranja po modelu rezonantne šupljine [4].

### 4.3.3 Numerički modeli

Numerički modeli podrazumevaju korišćenje neke od metoda pomenutih u poglavlju 3. Ove metode su tipično opšte što znači da se modelovanje antena uglavnom vrši na isti način kao kod bilo koje druge strukture. Jedina bitna razlika je što je ovde neophodno dobiti dobar dijagram zračenja pa se zbog toga koriste odgovarajući granični uslovi za imitaciju dalekog prostora neophodnog za pravilno računanje dalekog polja. Prethodni pomenuti modeli u 4.3.1 i 4.3.2, a i mnogi drugi znatno komplikovaniji modeli, su donekle precizni samo za najprostije strukture. Bilo kakva modifikacija potpuno remeti početnu formulaciju. Za razliku od njih, numeričkim metodama je moguće direktno posmatranje polja u prostoru i njegova promena kako u vremenu tako i sa modifikacijom strukture. Ovaj pristup će biti primaran za strukture razmatrane u ovoj disertaciji.

## 4.4 Mikrostrip dipol

Žičani dipol je prvobitni zračeci element koji je u velikoj upotrebi u raznim formama i danas. Realizacija dipola u štampanoj tehnologiji je veoma popularna zbog mnogih prednosti koje nudi. Sam štampani dipol je veoma malih dimenzija i znatno šireg radnog opsega od tipične patch antene. Sastoji se od dve grane sa strujama u antifazi. Sam dipol je za razliku od mikrostrip patch antene i koaksijalnog voda simetrična (balansirana) struktura tako da se za napajanje zahteva balansiran izvor poput dvožičnog voda. Kako se većina napajanja vodi preko nesimetričnih izvora potrebna je struktura koja će izvršiti transformaciju simetričnog moda na balansirani tj. balun. Kod štampanih dipola balun se uglavnom izvodi takođe u štampanoj tehnologiji. Postoje mnogobrojne varijacije štampanih dipola, ali dve bazične forme su štampani dipol u tehnologiji balansnog mikrostripa (BMS) (Sl. 4.6b) i štampani dipol u tehnologiji CPS-a (Coplanar Stripline), Sl. 4.6a.



Slika 4.6 (a) Dipol u CPS tehnologiji, (b) dipol u tehnologiji BMS-a, (c) prikaz BMS voda.



CPS tehnologija [26-28] je veoma jednostavna i podrazumeva par simetričnih vodova u istoj ravni bez mase. Ima malu osetljivost na debljinu dielektrika, male gubitke, slabu disperziju i laku implementaciju otvorenih i kratkih spojeva. Kao čisto jednoslojna planarna struktura veoma je povoljna za implementaciju u integrisanim kolima i dodavanje drugih komponenti. Ono što je problematično je da je tipična impedansa voda u CPS tehnologiji oko 200 oma.

Balansirani mikrostrip (BMS) se može posmatrati kao običan mikrostrip duplo manje debljine dielektrika i duplo veće impedanse (Sl. 4.6c). Impedansa običnog mikrostrip voda je data za širinu voda  $W$  i debljinu dielektrika  $h$  kao

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & W/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} [W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)]} & W/h > 1 \end{cases} \quad (4.12)$$

$$Z_{BMS}(W, h) = 2 * Z_c\left(W, \frac{h}{2}\right) \quad (4.13)$$

Balansirani (simetrični) mikrostrip se sastoji od dva identična voda na istom dielektriku sa različitih strana dielektrika i može se koristiti za napajanje štampanih dipola [29-32]. Može se posmatrati kao običan mikrostrip sa virtualnom masom u sredini dielektrika, otud i formula (4.13). Simetričan mikrostrip omogućava praktično konstrukciju svih mogućih struktura iz klasičnog mikrostripa, sa tim što je zbog simetričnosti strukture i struja u antifazi neželjeno zračenje dosta manje nego kod mikrostrip voda. Prelaz na običan mikrostrip je vrlo jednostavan, tj. jedan od vodova se proširuje putem taper-a i postaje masa dok drugi vod je vrući kraj i on menja širinu na željenu impedansu. Prelaz na nesimetričnu strukturu kod CPS-a se tipično obavlja preko CPW-CPS balun-a, gde je CPW (Coplanar Waveguide) nesimetrična struktura koja se može direktno povezati na pobudnu sondu.

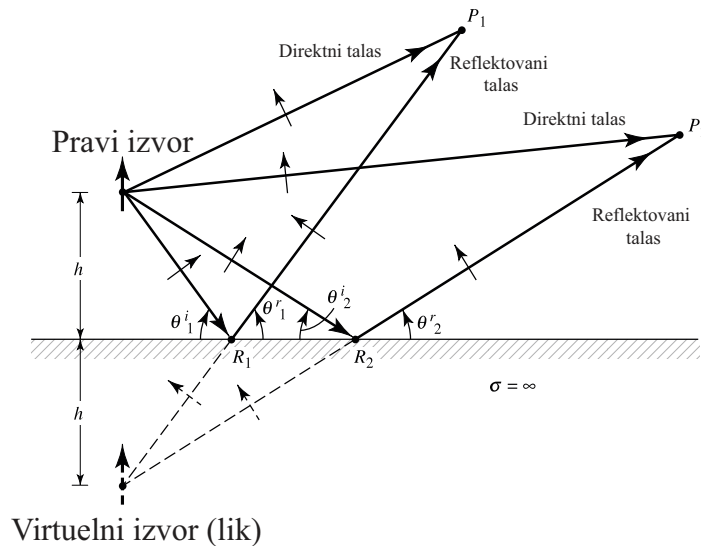
Za razliku od patch antene koja zrači samo na jednu stranu, na gore, jer je sa donje strane masa, štampani dipoli će zračiti i gore i dole podjednako, što u mnogim slučajevima nije poželjno naročito ako se dipol integriše kao deo većeg sistema. Rešenje ovog problema je postavljanje metalnog reflektora paralelno ravni dipola ispod njega na tipičnom rastojanju od  $\lambda_0/4$  tj. četvrtinu talasne dužine u vazduhu. Ovo ne samo da obezbeđuje zračenje na samo jednu stranu već daje znatno veći gain.

### 4.4.1 Dipol iznad provodne ravni

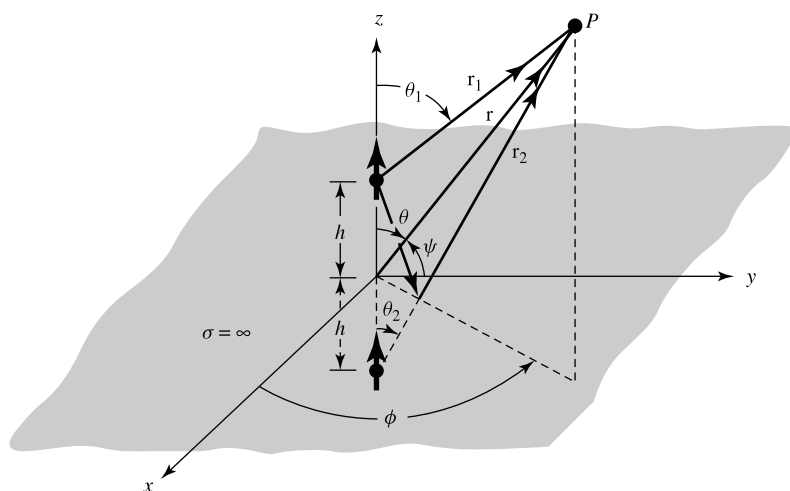
Za analizu dipola iznad provodne ravni neophodno je uvesti pojam virtualnog dipola (image) koji se ponaša kao pravi dipol i čije zračenje se kombinuje sa zračenjem pravog dipola, tzv. teorema likova. Ovaj sistem realnog i virtualnog dipola će dati identično polje u nekoj tački u prostoru kao sam dipol iznad provodne ravni [4].

#### 4.4.1.1 Vertikalni električni dipol iznad provodne ravni

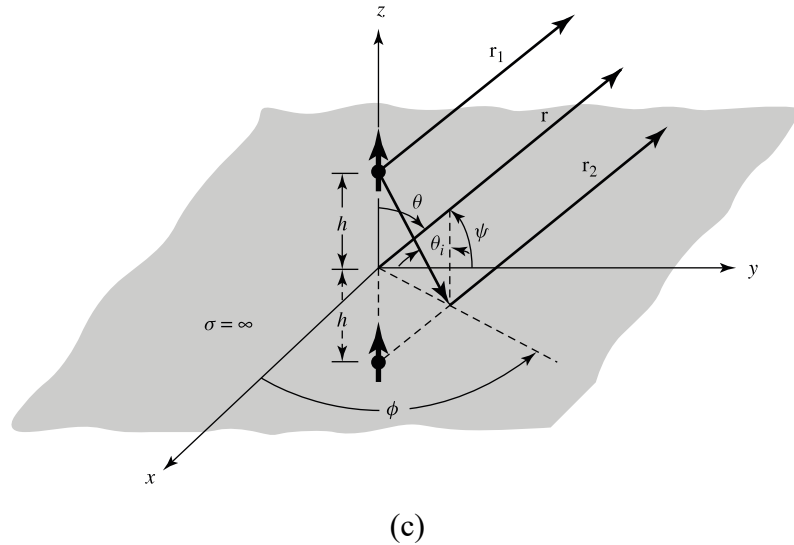
Ako uzmemo da je vertikalni električni dipol smešten iznad beskonačne provodne ravni na visini  $h$ . U nekoj tački prostora  $P_1$  dolaze direktan i reflektovani talas pri čemu važi zakon refleksije ( $\theta^i = \theta^r$ ). Produžavanjem linije reflektovanog talasa izgledaće kao da on potiče od virtualnog izvora koji se nalazi ispod provodne ravni na rastojanju  $h$  [4].



(a)



(b)



Slika 4.7 (a) Prikaz kretanja talasa za vertikalni električni dipol, (b) vertikalni dipol iznad provodne ravni, (c) kretanje talasa vertikalnog dipola u dalekom polju [4].

Slično se dokazuje za  $P_2$  ili za bilo koji drugu tačku u prostoru (Sl. 4.7a). Na osnovu Maxwell-ovih jednačina direktna i reflektovana komponenta u dalekom polju dipola dužine  $l$ , konstantne struje  $I_0$ , u tački posmatranja  $P$ , gde su  $k$  i  $\eta$  talasni broj i talasna impedansa, će po [4] biti

$$E_{\theta}^d = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr_1}}{4\pi r_1} \sin \theta_1 \quad (4.14)$$

$$E_{\theta}^r = jR_v \eta \frac{kI_0 l e^{-jkr_2}}{4\pi r_2} \sin \theta_2 = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr_2}}{4\pi r_2} \sin \theta_2 \quad (4.15)$$

gde je  $R_v$  koeficijent refleksije koji iznosi 1 za savršenu refleksiju. Dakle, totalno polje u posmatranoj tački će biti suma direktne i reflektovane komponente iznad ravni refleksije, dok polje ne postoji u PEC strukturi, dakle ispod ravni refleksije (Sl. 4.7b). Na osnovu slike i geometrije će biti

$$r_1 = [r^2 + h^2 - 2rh \cos \theta]^{1/2} \quad (4.16)$$

$$r_2 = [r^2 + h^2 - 2rh \cos(\pi - \theta)]^{1/2} \quad (4.17)$$

Pošto u dalekom polju važi  $r \gg h$  prethodni izrazi se mogu prikazati kao

$$r_1 \approx r - h \cos \theta \quad (4.18)$$

$$r_2 \approx r + h \cos \theta \quad (4.19)$$

Za malu amplitudsku varijaciju polja će važiti  $r_1 \approx r_2 \approx r$  pa je izraz za totalno polje (Sl. 4.7c)

$$E_{\theta} \approx j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta [2 \cos(kh \cos(\theta))] \quad (4.20)$$

Iz jednačine (4.20) se vidi da je totalno polje praktično jednako polju početnog usamljenog izvora pomnoženog sa faktorom koji zavisi od pozicije izvora i koji se naziva faktor niza [4].

Totalna izračena snaga na hemisferi poluprečnika  $r$  se može dobiti kao

$$P_{rad} = \oint_S \vec{W}_{av} d\vec{S} = \frac{1}{2\eta} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} |E_{\theta}|^2 r^2 \sin \theta d\theta d\varphi = \frac{\pi}{\eta} \int_0^{\pi/2} |E_{\theta}|^2 r^2 \sin \theta d\theta \quad (4.21)$$

a zamenom (4.20) dobija se

$$P_{rad} = \pi\eta \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 \left[ \frac{1}{3} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} + \frac{\sin(2kh)}{(2kh)^3} \right] \quad (4.22)$$

Za  $kh \rightarrow \infty$  izražena snaga će biti jednaka izračenoj snazi jednog elementa, dok za  $kh \rightarrow 0$  snaga će biti duplo veća [4]. Izraz za intenzitet zračenja može biti napisan kao

$$U = r^2 W_{av} = r^2 \left( \frac{1}{2\eta} |E_{\theta}|^2 \right) = \frac{\eta}{2} \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 \sin^2 \theta \cos^2(kh \cos \theta) \quad (4.23)$$

Maksimalna vrednost na  $\theta = \pi/2$  isključujući  $kh \rightarrow \infty$  će biti

$$U_{max} = U|_{\theta=\pi/2} = \frac{\eta}{2} \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 \quad (4.24)$$

Samim tim direktivnost može biti izražena kao

$$D_0 = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} = \frac{2}{\left[ \frac{1}{3} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} + \frac{\sin(2kh)}{(2kh)^3} \right]} \quad (4.25)$$

Maksimalna vrednost direktivnosti se dobija za vrednost  $kh = 2.881$  što daje  $h = 0.4585\lambda$  i iznosila bi 6.566 što je više od 4 puta u odnosu na vrednost od 1.5 za usamljen element [4] (veoma kratak dipol  $l \ll \lambda$ ). Otpornost zračenja može biti napisana kao

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = 2\pi\eta \left( \frac{l}{\lambda} \right)^2 \left[ \frac{1}{3} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} + \frac{\sin(2kh)}{(2kh)^3} \right] \quad (4.26)$$

Oдавде se vidi da je vrednost otpornosti za  $kh \rightarrow \infty$ , tj. kada dipol nije u blizini provodne ravni, ista kao za usamljen dipol, dok je za  $kh = 0$  dvostruko veća od usamljenog elementa. Ovo se intenzivno koristi kod vertikalne monopol antene dužine  $\lambda/4$  koja se sa svojim likom ponaša kao  $\lambda/2$  dipol.

#### 4.4.1.2 Horizontalni električni dipol iznad provodne ravni

Identična analiza sa teoremom likova se može izvršiti za horizontalno postavljen dipol iznad savršeno provodne ravni (Sl. 4.8) [4]

$$E_{\psi}^d = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jk r_1}}{4\pi r_1} \sin \psi \quad (4.27)$$

$$E_{\psi}^r = jR_h \eta \frac{kI_0 l e^{-jk r_2}}{4\pi r_2} \sin \psi = -j\eta \frac{kI_0 l e^{-jk r_2}}{4\pi r_2} \sin \psi \quad (4.28)$$

Ovde će koeficijent refleksije biti  $R_h = -1$ . Ugao  $\psi$  koji se posmatra od  $y$ -ose ka tački posmatranja se može razložiti kao

$$\cos \psi = \hat{\mathbf{a}}_y \cdot \hat{\mathbf{a}}_r = \hat{\mathbf{a}}_y \cdot (\hat{\mathbf{a}}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{\mathbf{a}}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{\mathbf{a}}_z \cos \theta) = \sin \theta \sin \phi \quad (4.29)$$

Kako važe izrazi (4.18-4.19) totalno polje se može pisati kao

$$E_{\psi} = E_{\psi}^d + E_{\psi}^r = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jk r}}{4\pi r} \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi} [2j \sin(kh \cos \theta)] \quad (4.30)$$

Dok će izračena snaga i otpornost zračenja biti

$$P_{rad} = \eta \frac{\pi}{2} \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 \left[ \frac{2}{3} - \frac{\sin(2kh)}{2kh} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} + \frac{\sin(2kh)}{(2kh)^3} \right] \quad (4.31)$$

$$R_r = \eta \pi \left( \frac{l}{\lambda} \right)^2 \left[ \frac{2}{3} - \frac{\sin(2kh)}{2kh} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} + \frac{\sin(2kh)}{(2kh)^3} \right] \quad (4.32)$$

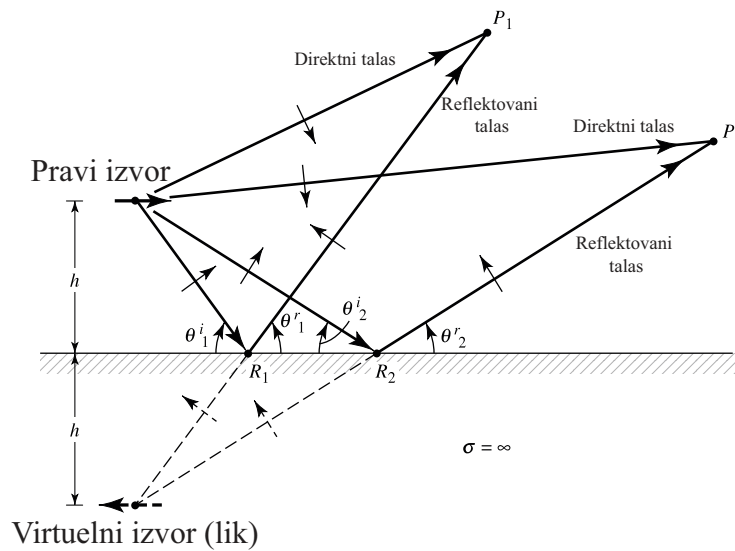
Intenzitet zračenja će biti dat izrazom

$$U \approx \frac{r^2}{2\eta} |E_{\psi}|^2 = \frac{\eta}{2} \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 (1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi) \sin^2(kh \cos \theta) \quad (4.33)$$

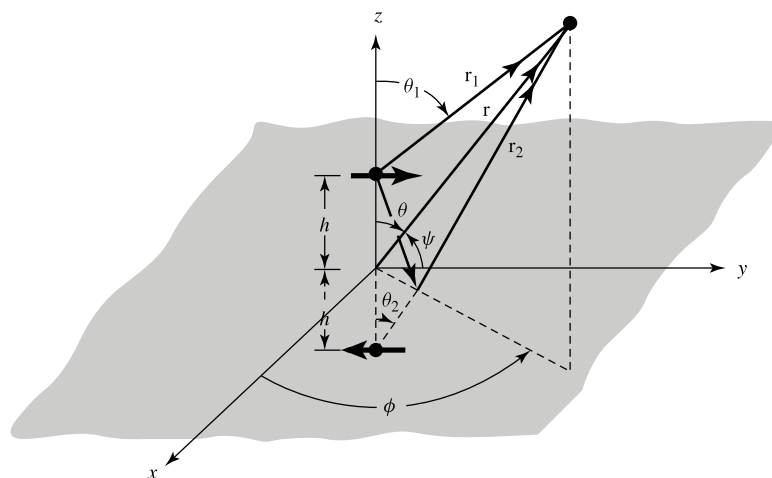
Maksimalne vrednosti intenziteta i direktivnosti će zavistiti od vrednosti  $kh$  i biće

$$U_{\max} = \begin{cases} \frac{\eta}{2} \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 \sin^2(kh) & h \leq \lambda/4 \quad (\theta = 0^\circ) \\ \frac{\eta}{2} \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 & h > \lambda/4 \quad (\theta_{\max} = \cos^{-1}(\pi/2kh)) \end{cases} \quad (4.34)$$

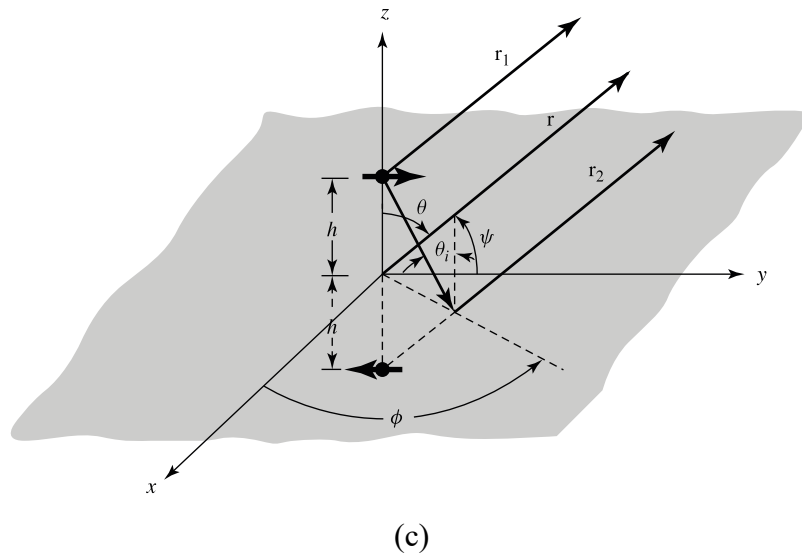
$$D_0 = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} = \begin{cases} \frac{4 \sin^2(kh)}{\left[ \frac{2}{3} \frac{\sin(2kh)}{2kh} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} + \frac{\sin(2kh)}{(2kh)^3} \right]} & h \leq \lambda/4 \\ \frac{4}{\left[ \frac{2}{3} \frac{\sin(2kh)}{2kh} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} + \frac{\sin(2kh)}{(2kh)^3} \right]} & h > \lambda/4 \end{cases} \quad (4.35)$$



(a)



(b)



Slika 4.8 (a) Prikaz kretanja talasa za horizontalni električni dipol, (b) horizontalni dipol iznad provodne ravni, (c) kretanje talasa horizontalnog dipola u dalekom polju [4].

Ovde je od interesa maksimalan dobitak zračenja pod uslovom broadside pravca tj.  $\theta = 0^\circ$ , što će biti za slučaj  $h = \lambda/4$  i dobitak će iznositi oko 6 [4].

U realnim situacijama reflektor nikad neće imati osobine PEC-a, to može biti često i površina zemlje koja može imati različite karakteristike zavisno od vrste tla, vlažnosti i slično. Takođe, pored različite provodljivosti deo snage može biti i apsorbovan. Za štampane antene se tipično kao reflektor koristi metalna ploča od aluminijuma, čelika ili sličnih metala dobre provodnosti. Realan reflektor je konačnih dimenzija tako da u zavisnosti od radne frekvencije i njegovih dimenzija, tipa antene, uticaj ivičnih efekata, naročito u formi difrakcije, može biti jako izražen.

## 5 ANTENSKI NIZOVI

Usmeren dijagram zračenja sa velikim pojačanjem je neophodan za mnoštvo aplikacija. Povećanje dimenzija usamljenog elementa može dovesti do traženih karakteristika. Drugi način za oblikovanje željenog dijagrama zračenja bez modifikacije zračećeg elementa je njihovo udruživanje i formiranje antenskog niza [3-4, 7, 19, 33-34]. Elementi niza su uglavnom identični što ne mora nužno biti neophodno, ali je često praktičnije i lakše za analizu. Kao zračeći elementi niza mogu se koristiti bilo koji antenski tipovi: dipoli, patch, horn antene, slotovi itd. Totalno polje niza u idealnom slučaju će biti jednako vektorskom zbiru polja od svih elemenata. U praksi ovo neće biti slučaj zbog efekta međusobne sprege između elemenata niza tj. raspodela struje jednog elementa može biti znatno drugačija u zavisnosti od njegovog mesta u nizu, što se opet značajno razlikuje od raspodele struje usamljenog antenskog elementa. U praksi je cilj da se polje u željenim pravcima sabira, a u neželjenim međusobno poništava. Ovo je samo delimično ostvarivo. Tipični načini na koji se od niza identičnih elemenata može dobiti željeni dijagram zračenja su: geometrijski raspored elemenata (linearni, cirkularni, pravougaoni, sferični), relativno rastojanje između elemenata, amplitudska pobuda svakog elementa, fazna pobuda svakog elementa, relativni dijagram zračenja svakog elementa.

### 5.1 Faktor niza

Ako uzmemo dva antenska elementa na međusobnom rastojanju  $d$  i pretpostavimo da nema sprege tj. da će njihovo individualno polje ostati nepromenjeno tada možemo izvesti isti zaključak kao kod teoreme likova tj. da će u dalekom polju ukupno polje biti jednako zbiru polja individualnih komponenti [4, 19].

$$\mathbf{E}_t = \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 = \hat{\mathbf{a}}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j[kr_2 - (\beta/2)]}}{r_2} \cos \theta_2 \right\} \quad (5.1)$$

Ovde važi  $\theta_1 \approx \theta_2 \approx \theta$ , za amplitudsku varijaciju će važiti  $r_1 \approx r_2 \approx r$  dok će za faznu varijaciju važiti  $r_1 \approx r - \frac{d}{2} \cos \theta$ ,  $r_2 \approx r + \frac{d}{2} \cos \theta$  tako da se prethodna jednačina svodi na

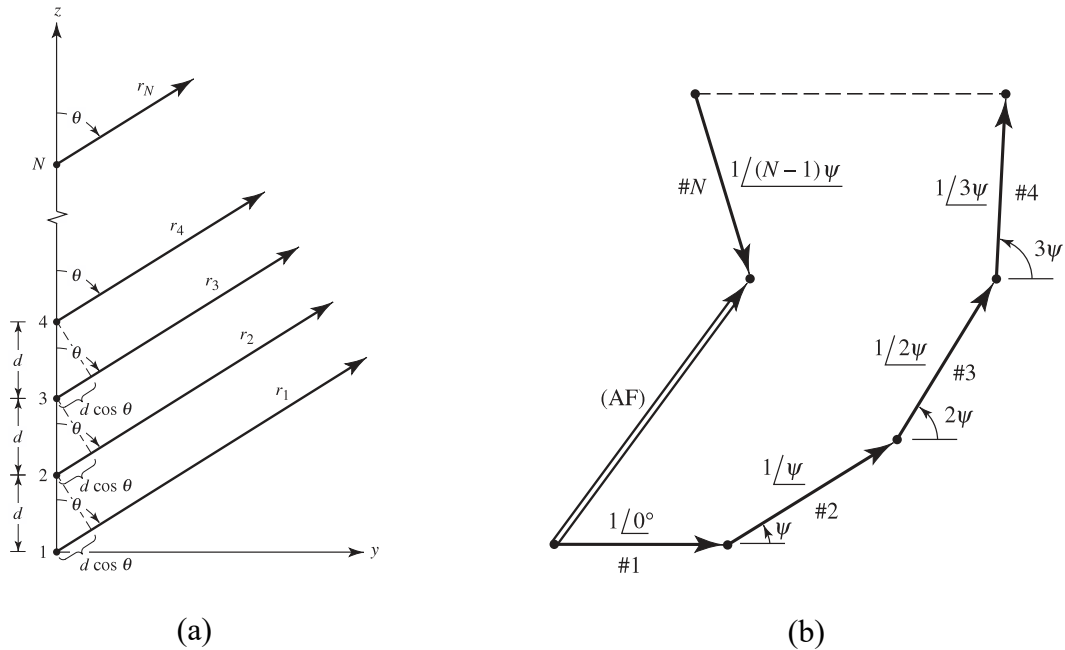
$$\begin{aligned} \mathbf{E}_t &= \hat{\mathbf{a}}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \left[ e^{+j(kd \cos \theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos \theta + \beta)/2} \right] = \\ &= \hat{\mathbf{a}}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \left\{ 2 \cos \left[ \frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \right\} \end{aligned} \quad (5.2)$$



Faktor za koji se totalno polje niza razlikuje od polja individualnog elementa se naziva faktor niza (Array Factor).

$$AF = 2 \cos \left[ \frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (5.3)$$

Ovde je faktor niza izveden za dva elementa, ali isti se može pokazati za proizvoljan broj elemenata (Sl. 5.1).



Slika 5.1 Izgled polja za  $N$  elemenata niza za tačku posmatranja u dalekom polju: (a) geometrija, (b) fazorski dijagram [4].

Svaki niz ima svoj faktor niza. Faktor niza je funkcija broja elemenata, njihove geometrijske raspodele, relativne faze, magnitude i rastojanja između elementa. Pošto sam faktor niza ne zavisi od zračećih karakteristika samog elementa niza on može biti formiran tako što se kao zamenski elementi koriste idealni izotropni radijatori odgovarajućih faza, amplituda i prostornog rasporeda. Zatim se totalno polje može dobiti preko množenja faktora niza sa poljem jednog elementa (za slučaj nizova sa identičnim elementima). Tako da se za faktor niza od  $N$  uniformnih elementa istih amplituda i međusobnog rastojanja u linearnom prostornom rasporedu može pisati kao

$$AF_N = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)} = \frac{\sin \left( \frac{N}{2} \psi \right)}{\sin \left( \frac{\psi}{2} \right)}, \quad \psi = kd \cos \theta + \beta \quad (5.4)$$

U datom nizu  $\beta$  predstavlja progresivni fazni pomeraj, tj. faznu razliku između dva susedna elementa linearnog niza [4]. Iz izraza (5.4) se vidi da za uniformni linearni niz od  $N$  elemenata jedini način za kontrolu faktora niza je izbor relativne faze  $\psi$  između elemenata [4]. Iz (5.4) nule se mogu naći kao

$$\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right) = 0 \Rightarrow \frac{N}{2}\psi|_{\theta=\theta_n} = \pm n\pi \Rightarrow \theta_n = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2n}{N}\pi\right)\right], \quad n = 1, 2, 3.. \quad (5.5)$$

Maksimumi se mogu naći kao

$$\frac{\psi}{2} = \frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta)|_{\theta=\theta_m} = \pm m\pi \Rightarrow \theta_m = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}(-\beta \pm 2m\pi)\right], \quad m = 0, 1, 2.. \quad (5.6)$$

Za  $m = 0$  postojaće samo jedan maksimum koji će biti

$$\theta_m = \cos^{-1}\left(\frac{\lambda\beta}{2\pi d}\right) \quad (5.7)$$

Ovo se dešava kada je ugao posmatranja  $\psi = 0$ . 3 dB širina faktora niza se može naći iz sledećeg izraza

$$\frac{N}{2}\psi = \frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta)|_{\theta=\theta_h} = \pm 1.391 \Rightarrow \theta_h = \frac{\pi}{2} - \sin^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2.782}{N}\right)\right] \quad (5.8)$$

Za slučaj velike vrednosti  $d$  u odnosu na talasnu dužinu izraz se može pisati kao

$$\theta_h \approx \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2.782}{N}\right)\right] \quad (5.9)$$

3dB širina može biti određena kada su poznati uglovi prvog maksimuma  $\theta_m$  i tačke  $\theta_h$  pošto će za simetrični dijagram to biti

$$\Theta_h = 2|\theta_m - \theta_h| \quad (5.10)$$

Ono što je veoma bitno je postojanje sekundarnih maksimuma tj. bočnih lobova koji se mogu naći iz sledećeg izraza

$$\begin{aligned} \sin\left(\frac{N}{2}\psi\right) &= \sin\left[\frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta)\right]|_{\theta=\theta_s} \approx \pm 1 \Rightarrow \frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta)|_{\theta=\theta_s} \approx \pm \left(\frac{2s+1}{2}\right)\pi \\ \Rightarrow \theta_s &\approx \cos^{-1}\left\{\frac{\lambda}{2\pi d}\left[-\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N}\right)\pi\right]\right\}, \quad s = 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (5.11)$$

Ovo se za  $d \gg \lambda$  može svesti na

$$\theta_s \approx \frac{\pi}{2} - \frac{\lambda}{2\pi d} \left[ -\beta \pm \left( \frac{2s+1}{N} \right) \pi \right] \quad s = 1, 2, 3, \dots \quad (5.12)$$

Maksimum prvog bočnog loba se može izvesti kao

$$\begin{aligned} \frac{N}{2} \psi &= \frac{N}{2} (kd \cos \theta + \beta) \Big|_{\theta=\theta_s} \approx \pm \left( \frac{3\pi}{2} \right) \\ \theta_s &= \cos^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left[ -\beta \pm \frac{3\pi}{N} \right] \right\} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Odavde ako uzmemo vrednost normalizovanog faktora niza dobija se

$$\begin{aligned} (AF)_n &\approx \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi} \right]_{\substack{\theta=\theta_s \\ s=1}} = \frac{2}{3\pi} = 0.212 \\ (AF)_n [\text{dB}] &= 20 \log_{10}(0.212) = -13.47 \text{ dB} \end{aligned} \quad (5.14)$$

Na ovaj način je dobijena poznata vrednost da će nivo bočnih lobova u uniformnom nizu u najboljem slučaju biti oko 13.47 dB ispod nivoa glavnog loba.

## 5.2 Niz sa broadside zračenjem

U mnogim primenama se tipično zahteva da antenski niz ima zračenje u broadside pravcu tj. tipično u pravcu normalnom na ravan antenskog niza  $\theta_0 = 90^\circ$  (Sl. 5.1a y-osa). Pod ovim se podrazumeva da maksimum dijagrama zračenja bude usmeren u ovom pravcu što se svodi na izbor zračećeg elementa niza koji samostalno ima dobro zračenje u broadside pravcu i izborom faktora niza pod željenim uslovima [4]. Uslov za faktor niza je da prvi maksimum bude na  $\theta_0 = 90^\circ$  što daje

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\theta=90^\circ} = \beta = 0 \quad (5.15)$$

Odavde se dobija uslov da bi uniformni linearni niz imao zračenje u broadside pravcu neophodno je da svi elementi imaju istu faznu ekscitaciju. Po ovom uslovu rastojanje između elemenata može biti proizvoljno, ali u praksi to mora biti ograničeno da bi se izbegla pojava maksimuma istog nivoa kao glavni lob u drugim pravcima. Rastojanje između elemenata  $d$  ne

treba da bude jednako celobrojnom umnošku talasne dužine ( $d \neq n\lambda$ ,  $n = 1, 2, 3, \dots$ ) kada je  $\beta = 0$ , jer bi onda

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\substack{d=n\lambda \\ \beta=0 \\ n=1,2,3,\dots}} = 2\pi n \cos \theta \Big|_{\theta=0^\circ, 180^\circ} = \pm 2n\pi \quad (5.16)$$

Ovo bi značilo da pored željenog broadside maksimuma postojao maksimum duž  $z$ -ose niza (Sl. 5.1a) na  $\theta_0 = 0^\circ, 180^\circ$ . Ovo je tipično nepoželjna karakteristika dijagrama zračenja pa se zato da bi se izbegla pojava ovih maksimuma rastojanje između elemenata niza ograničava da bude manje od talasne dužine tj.  $d_{\max} < \lambda$ . Na osnovu prethodnih izraza i ubacivanjem uslova za broadside zračenje mogu se dobiti karakteristike ovog niza date u Tabeli 5.1.

Tabela 5.1 Karakteristike broadside antenskih nizova [4].

Nule	$\theta_n = \cos^{-1}\left(\pm \frac{n \lambda}{N d}\right), \quad n = 1, 2, 3, \dots$ $n \neq N, 2N, 3N.$
Maksimumi	$\theta_m = \cos^{-1}\left(\pm \frac{m\lambda}{d}\right)$ $m = 0, 1, 2, \dots$
3dB tačke	$\theta_h \approx \cos^{-1}\left(\pm \frac{1.391\lambda}{\pi N d}\right)$ $\pi d / \lambda \ll 1$
Maksimumi bočnih lobova	$\theta_s \approx \cos^{-1}\left[\pm \frac{\lambda}{2d} \left(\frac{2s+1}{N}\right)\right]$ $s = 1, 2, 3, \dots$ $\pi d / \lambda \ll 1$
Širine prvih nula (FNBW)	$\Theta_n = 2 \left[ \frac{\pi}{2} - \cos^{-1}\left(\frac{\lambda}{Nd}\right) \right]$
3dB širina	$\Theta_h \approx 2 \left[ \frac{\pi}{2} - \cos^{-1}\left(\frac{1.391\lambda}{\pi Nd}\right) \right]$ $\pi d / \lambda \ll 1$
Širina prvog bočnog loba	$\Theta_s \approx 2 \left[ \frac{\pi}{2} - \cos^{-1}\left(\frac{3\lambda}{2dN}\right) \right]$ $\pi d / \lambda \ll 1$

### 5.3 Niz sa skenirajućim dijagramom zračenja

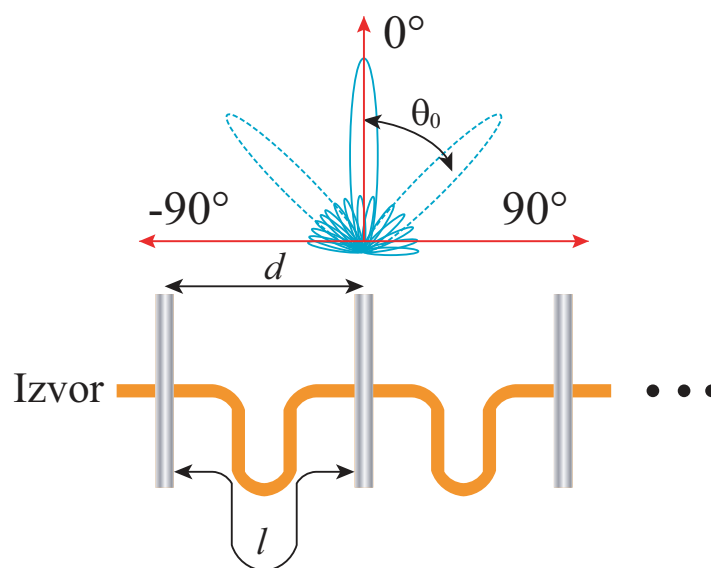
Antene se definišu kao uređaji koji vrše konverziju energije između elektromagnetskih talasa i struje u električnim kolima. Efikasnost ove konverzije se može značajno poboljšati ako se obezbedi da maksimum direktivnosti antene bude usmeren u pravcu dolaska željenih radio talasa. Takva kontrola se najprostije može postići prostim mehaničkim pomeranjem usmerenog antenskog niza. Rezolucija, brzina skeniranja, pouzdanost ovakvih sistema je praktično direktno zavisna od mehaničkih karakteristika sistema. Nizovi sa elektronskim skeniranjem tzv. fazirani nizovi su značajno promenili način kontrole dijagrama zračenja [34]. Ovi nizovi vrše kontrolu dijagrama zračenja promenom faze i amplitude individualnih elemenata. Kontrola faze svakog elementa se vrši uređajem koji se zove fazni šifter. Elektronsko skeniranje je gotovo trenutno i može se praktično primeniti na bilo koji tip antene nezavisno od njene veličine.

Skenirajuće antene su primarno razvijene za radarske potrebe. Zbog svojih mnogobrojnih prednosti u odnosu na klasične mehaničke radarske sisteme, pre svega u pogledu veličine i cene, elektronske skenirajuće antene su postale glavni tip mobilnih i fiksnih radarskih sistema. Najnapredniji sistemi sa elektronskim skeniranjem imaju sledeće osobine: generisanje željenog dijagrama zračenja, željena širina glavnog snopa, redukovan i kontrolisan nivo bočnih lobova, definisanje položaja nula dijagrama zračenja, dobijanje željenog dobitka.

Kao što izbor odgovarajuće faze zračećih elemenata niza može formirati broadside niz tako se na sličan način dijagram zračenja može usmeriti u bilo kom pravcu. Pod pretpostavkom da će snop biti orijentisan u pravcu ugla  $\theta_0$  gde je  $0^\circ \leq \theta_0 \leq 180^\circ$ , tada će biti

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\theta=\theta_0} = kd \cos \theta_0 + \beta = 0 \Rightarrow \beta = -kd \cos \theta_0 \quad (5.17)$$

Iz ovoga sledi da kontrolisanjem progresivnog faznog pomeraja između susednih elemenata maksimum dijagrama zračenja može biti usmeren u željenom pravcu i na taj način se formira skenirajući antenski niz. Ovo je osnovni princip funkcionisanja elektronskog faznog skenirajućeg niza. Tipičan primer linearne skenirajuće antene dat je na Sl. 5.2. Dijagram zračenja svakog elementa, njegova ulazna impedansa i raspodela struja će tipično biti različiti čak i kada su svi elementi pobuđeni sa istom amplitudom i fazom zbog efekata međusobne sprege.



Slika 5.2 Frekvencijski skenirajuća antena sa dijagramom zračenja ( $d$  je rastojanje između elemenata niza, a  $l$  je dužina voda koji unosi fazni pomeraj,  $\pm \theta_0$  je ugao skeniranja).

Da bi se obezbedilo kontinualno skeniranje jednog sistema potrebno je da postoji tehnologija koja obezbeđuje neprekidnu promenu faze. Ovu ulogu vrše elementi koji se zovu fazni šifteri (pomerači faze). Postoje više vrsta faznih šiftera [2]. Frekvencijski fazni šifteri su uređaji koji imaju frekvencijski zavisnu faznu karakteristiku. To su tipično dvoportni uređaji koji ulaznom signalu dodaju određenu fazu u zavisnosti od frekvencije. Najprostiji šifter ovog tipa je prost transmisioni vod odgovarajuće dužine  $l$  koji za promenu frekvencije  $\Delta f$  će dati promenu faze

$$\Delta\phi[^\circ] = 360^\circ \frac{l\Delta f}{v}, \quad \Delta\phi[\text{rad}] = 2\pi \frac{l\Delta f}{v} \quad (5.18)$$

gde je  $v$  brzina svetlosti u medijumu u kome se talas prostire. Ovo je jedna od prvih tehnika za elektronsko skeniranje koja omogućava kontinualnu promenu faze sa promenom frekvencije.

Druga često korišćena metoda je konstruisanje više vodova različitih dužina, a zatim se prekidačkim mehanizmom bira određeni fazni pomeraj tj. položaj glavnog snopa. Slična metoda se koristi kod Rotman-ovih sočiva [35-36], Butler-ovih matrica koje tipično predstavljaju mreže sa određenim brojem ulaza i izlaza konfigurisane da pobuda svakog izlaza daje drugačiji fazni raspored [37-38]. Ove metode mogu da rade na samo jednoj frekvenciji, ali za razliku od frekvencijskog skeniranja ne mogu da daju kontinualno skeniranje već samo izbor između predefinisanih pravaca, zbog toga se često kombinuju sa frekvencijskim skeniranjem da bi se dobilo skeniranje u dve ravni: u jednoj kontinualno frekvencijsko, a u drugoj diskretno prekidačko.

Korišćenje dioda koje sa promenom napona daju različitu fazu je još jedna metoda koja je u upotrebi, ali ima prilično velike gubitke. Feritni fazni šifteri rade na principu promene permeabilnosti sredine kroz koju se talas prostire i na taj način menjaju i brzinu prostiranja talasa kroz sredinu, što na osnovu (5.18) rezultuje i u promeni faze.

Kako je  $\lambda = v/f$  i ako je snop usmeren na ugao  $\theta_0$  fazna razlika između elemenata treba da bude  $2\pi(d/\lambda)\sin\theta_0$ . Uobičajeno je da se na potreban fazni pomeraj dodaje celobrojni umnožak od  $2\pi$  radijana što daje veću frekvencijsku zavisnost. Ako uzmemo da je broj dodatih  $2\pi$  radijana  $m$ , fazni pomeraj dobijen od linije dužine  $l$  se može pisati kao

$$\begin{aligned} 2\pi(d/\lambda)\sin\theta_0 + 2\pi m &= 2\pi l/\lambda \\ \sin\theta_0 &= -\frac{m\lambda}{d} + \frac{l}{d} \end{aligned} \quad (5.19)$$

Kada je snop usmeren ka broadside, što znači da je  $\theta_0 = 0$  na Sl. 5.2, onda je iz jednačine (5.19)  $m = l/\lambda_0$  gde je  $\lambda_0$  talasna dužina koja odgovara poziciji snopa na broadside pravcu, a  $f_0$  je odgovarajuća frekvencija. Sada (5.19) možemo pisati kao

$$\sin\theta_0 = \frac{l}{d} \left(1 - \frac{\lambda}{\lambda_0}\right) = \frac{l}{d} \left(1 - \frac{f_0}{f}\right) \quad (5.20)$$

Ako se skeniranje vrši kao  $\pm\theta_1$  tada bi potrebna relativna promena frekvencije bila  $\frac{\Delta f}{f_0}$  pa je

$$\sin\theta_1 = \frac{l}{2d} \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right) = \frac{\Delta\phi}{360^\circ} \frac{\lambda_0}{d} \quad (5.21)$$

Kako i svi nizovi i skenirajući nizovi mogu imati pojavu neželjenih maksimuma što ograničava mogućnost skenirajućeg opsega uglova. Ako je  $\theta_g$  granični ugao na kome se prvi neželjeni maksimum pojavljuje, a  $\theta_0$  trenutni ugao skeniranja glavnog snopa tada važi odnos

$$|\sin\theta_g - \sin\theta_0| = \lambda/d \quad (5.22)$$

Uz pretpostavku da se neželjeni maksimum može tolerisati kada je na uglu  $\pm 90^\circ$  tada će važiti da

$$\begin{aligned} |1 + \sin\theta_0| &\leq \lambda/d \\ d_{\max} &= \frac{\lambda}{1 + \sin\theta_0} \end{aligned} \quad (5.23)$$

Kao praktičan primer može se uzeti da je relativni opseg 20%, a željeno skeniranje  $\pm 25^\circ$ , tipično rastojanje između elemenata je  $\lambda/2$  tada po (5.21) bi trebalo  $l = 2.1\lambda_0$ , dok bi za opseg od 10% bilo potrebno da bude  $l = 4.2\lambda_0$ .

#### 5.4 Napojne mreže za raspodelu snage kod mikrostrip nizova

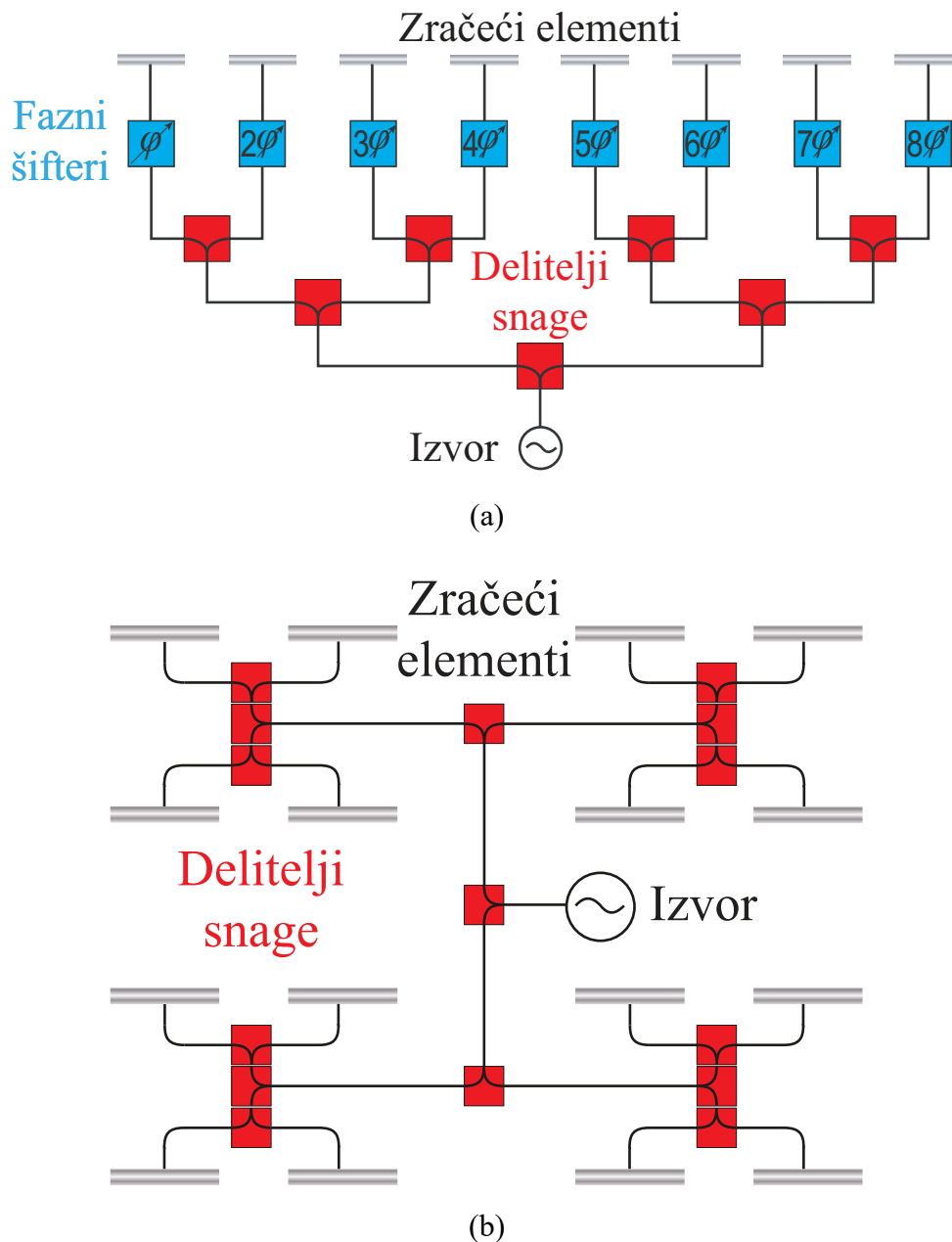
Nizovi sa uniformnom raspodelom će tipično imati najveću direktivnost i najmanju 3dB širinu za dati broj elemenata i njihovu prostornu raspodelu. Međutim, uniformni nizovi imaju dijagram zračenja koji nije poželjan u mnogim primenama, to se pre svega odnosi na bočne lobove koji će u najboljem slučaju biti oko 13.47 dB ispod nivoa glavnog loba, jednačina (5.14). To je nepoželjno u mnogim primenama gde se tipično zahteva najmanje 20 dB potiskivanja.

Chebyshev-ljeva (Dolph-Chebyshev) raspodela omogućava produkovanje jednakih nivoa svih bočnih lobova za najužu 3dB širinu. Taylor je razvio raspodelu koja je bazirana na Dolph-ovoj upotrebi Chebyshev-ljevih polinoma koji će proizvoditi najuži snop za specificirani nivo bočnih lobova [19]. Za velike nizove Taylor-ova raspodela je efikasnija od Chebyshev-ljeve. Binomijalna raspodela će dati veoma nizak nivo lobova, ali i znatno smanjen gain i proširenu 3dB širinu. Chebyshev-ljeva raspodela za slučaj beskonačno malih bočnih lobova će se svesti na binomijalnu. Postoji praktično ogroman broj matematičkih modela na osnovu kojih se može izvesti raspodela u skladu sa specifičnim potrebama. Još neke poznate raspodele su: trougaona, kosinusna, kosinus kvadrat itd. Razvojem računarskih sistema omogućeno je dobijanje specifičnih raspodela za dati sistem koje mogu biti prilagođavane u zavisnosti od trenutnih potreba.

Kada se izabere određena raspodela u skladu sa vrstom i namenom antenskog niza tada je potrebno izvršiti fizičku realizaciju. To se obično vrši implementacijom odgovarajuće napojne mreže. Mreže za napajanje mikrostrip nizova mogu biti podeljene u dve kategorije: paralelne (korporativne) i serijske [33]. Korporativne mreže imaju tipično jedan ulazni port od koga se račva mnoštvo grana do krajnjeg izlaznog porta koji se završava sa antenskim elementom. Serijski tip napajanja podrazumeva jednu liniju voda od koje se deo snage predaje zračećim elementima. Veza između elemenata i linije voda može biti direktna ili preko raznih mehanizama sprege. Dva poznata tipa serijskih nizova su rezonantni niz i niz sa putujućim talasom (traveling wave). Oba tipa i serijski i paralelni tip napajanja, mogu biti postavljeni u istoj ravni sa antenama ili u posebnom sloju. Izbor mreže za napajanje je kao i izbor same raspodele stvar kompromisa. Negativni efekti koji se javljaju kao posledica napojnih mreža



su: gubici u dielektriku i provodniku; gubici usled površinskih talasa; neželjeno zračenje na pojedinim delovima mreže poput ivica, račvanja, prelaza. Ovi gubici doprinose samim gubicima zračećeg elementa i značajno smanjuju efikasnost celog sistema.



Slika 5.3 Korporativna napojna mreža: (a) za linearni niz sa faznim skeniranjem, (b) za planarni antenski niz.

### 5.4.1 Korporativna napojna mreža

Korporativna mreža jednodimenzionalnog niza se sastoji od mreže delitelja koja se tipično račva u dve nove grane, mada je moguća i značajno drugačija konfiguracija. Za uniformnu raspodelu sve grane su konfigurisane tako da se podjednaka snaga doprema na svakom izlazu.

Ako se zahteva drugačija raspodela onda se na svakom račvanju vrši odgovarajuća podela snage podešavanjem odnosa impedansi vodova koji učestvuju u račvanju. Ako su sve grane podjednako udaljene od izvora onda je faza svih elemenata niza jednaka i niz će uvek dati broadside dijagram zračenja. Ubacivanjem odgovarajućih progresivnih faznih šiftera (Sl. 5.3a) može se dobiti skenirajući niz. Ovaj niz je veoma fleksibilan što se tiče kontrole snage i praktično se može većim delom realizovati i nezavisno od samog antenskog niza tj. potrebno je samo znati impedansu antenskog elementa niza idealno sa uračunatim efektima sprege od drugih elemenata. Velika mana ovog tipa napojne mreže je njena tipično velika površina (značajno veća od površine samog niza zračećih elemenata) i samim tim značajni gubici. Za tipičnu simetričnu konfiguraciju niz mora imati  $2^n$  elementa, gde je  $n$  ceo broj i predstavlja broj grananja [33]. Za drugi broj elemenata neki tip asimetrične konfiguracije mora biti korišćen.

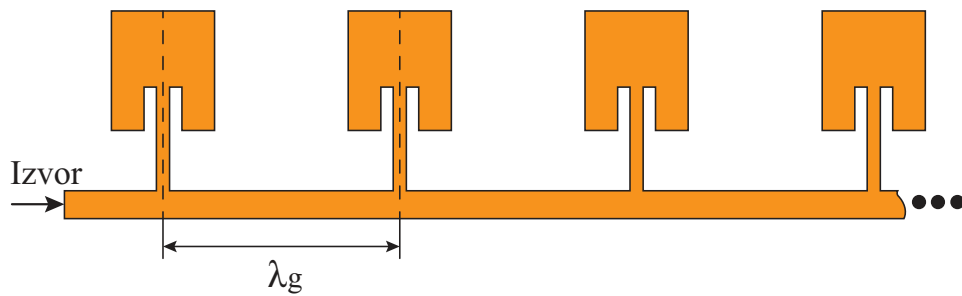
Za planarni tj. niz u dve dimenzije korporativno napajanje se veoma lako implementira (Sl. 5.3b). Kao delitelji snage se tipično koriste T-spojevi zbog svoje jednostavnosti. Slaganje impedanse se vrši sa jednim ili više  $\lambda_g/4$  transformatora, mada je moguć i postepen prelaz sa jedne impedanse na drugu preko taper-a [4].

### 5.4.2 Serijska napojna mreža

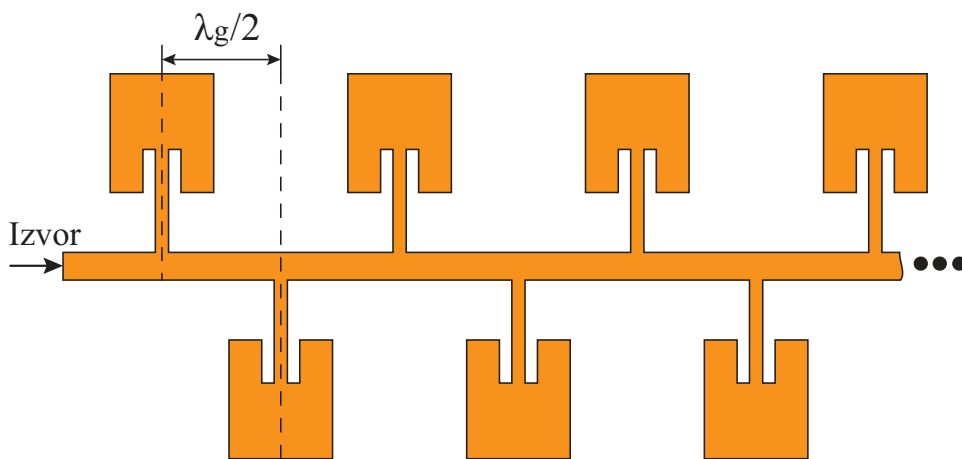
Serijski tip napajanja podrazumeva minimalnu moguću mrežu za napajanje antenskih elemenata. Sa ovim tipom napajanja veličina celokupne antena se neće bitno menjati od veličine koja je definisana rasporedom samih antenskih elemenata. Zbog svojih malih dimenzija imaće značajno manje gubitke u odnosu na korporativni tip napajanja. Ovaj tip napajanja je prirodan za frekvencijski skenirajuće antene zbog postojanja progresivnog faznog pomeraja između susednih elemenata. Međutim ova osobina je veliki ograničavajući faktor ako je potrebno da antena zadrži broadside pravac u širem opsegu rada za koji je potrebno da svi elementi budu u fazi. Tako da će tipičan tip usmerene antene imati uzak opseg rada. Takođe mehanizam raspodele snage je znatno komplikovaniji.

Tipičan niz štampanih elemenata se postavlja na rastojanju od  $\lambda_g$  kako bi na centralnoj frekvenciji dobili broadside pravac (Sl. 5.4a i 5.4c). Međutim ako sami susedni elementi obrću fazu za  $180^\circ$  tada je potrebno postaviti elemente na  $\lambda_g/2$  da bi polje u dalekoj zoni bilo u fazi (Sl. 5.4b i 5.4d) [33]. Ovaj niz će biti širokopojasniji, jer je  $\lambda_g/2$  duplo manje frekvencijski zavisno u odnosu na  $\lambda_g$ .

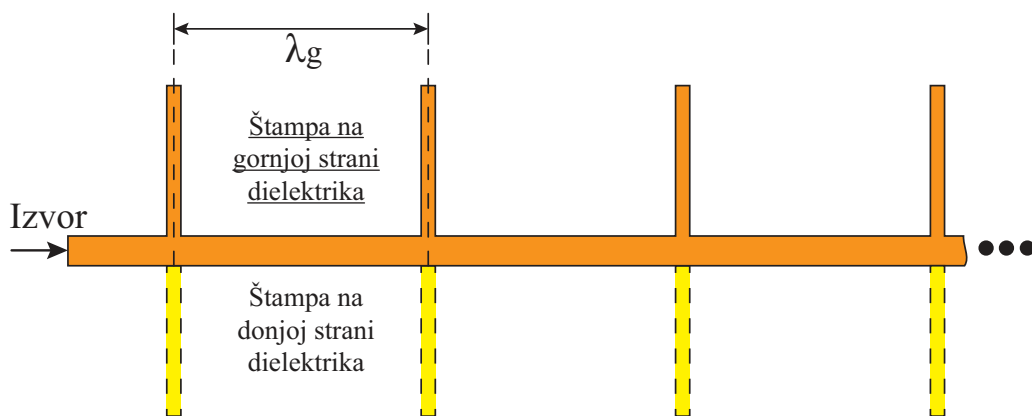
Kod rezonantnog niza elementi su periodično raspoređeni duž niza i niz se tipično završava sa otvorenim kolom na  $\lambda_g/2$  ili kratkim spojem na  $\lambda_g/4$  od poslednjeg elementa. Na taj način zadnji element će uvek videti otvorenu vezu koja neće uticati na njegovu impedansu (Sl. 5.5). Elementi su na rastojanju  $\lambda_g$  ili  $\lambda_g/2$  zavisno od konfiguracije niza (Sl. 5.4).



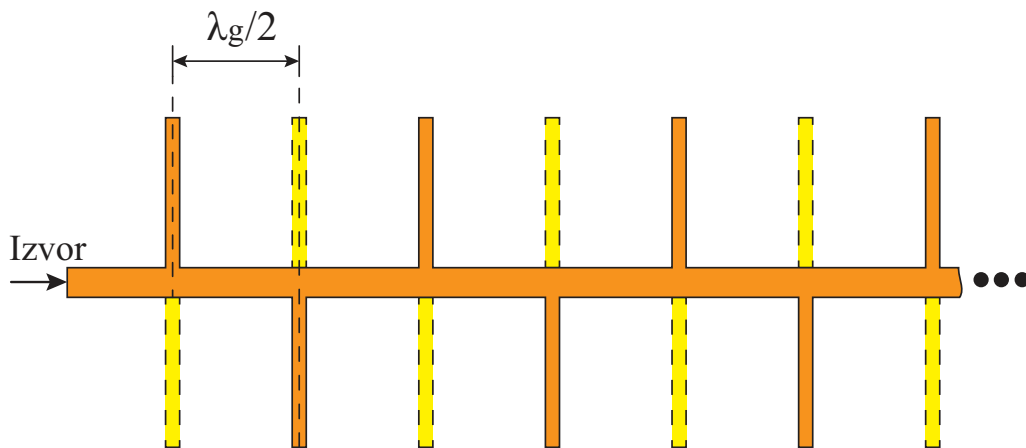
(a)



(b)



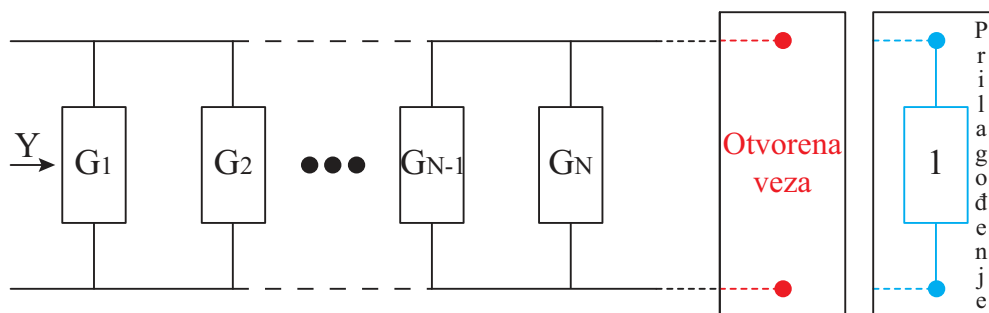
(c)



(d)

Slika 5.4 Linearni serijski napajani antenski nizovi: (a) niz patch antena u sinfaznoj konfiguraciji, (b) niz patch antena u antifaznoj konfiguraciji, (c) niz dipola u BMS tehnici i sinfaznoj konfiguraciji, (d) niz dipola u BMS tehnici i antifaznoj konfiguraciji.

Drugi naziv za ovaj niz je niz sa stojećim talasom. Ovo je zbog toga što je pobuda zračećih elementa u suštini posledica dva talasa: direktnog od izvora i reflektovanog koji se vraća sa kraja niza kada dođe od kratkog spoja ili otvorene veze koji u idealnom slučaju daju apsolutnu refleksiju. Ova dva talasa u suštini formiraju stojeći talas. Ovaj niz je koristan samo u generisanju broadside dijagrama zračenja. Njegovo prilagođenje je ograničeno rezonantnom prirodom, samim tim niz ima veoma uzak opseg rada. Takođe će doći do sabiranja refleksija od svakog elementa u fazi. Ulazna admitansa ovog niza je podešena da odgovara admitansi napojnog voda. Zbog međusobnog rastojanja između elemenata totalna admitansa niza biće jednaka zbiru admitansi svih zračećih elemenata [33]. Ovo se na centralnoj frekvenciji svodi na zbir konduktansi (Izraz 5.24).



Slika 5.5 Šema serijskog niza sa stojećim talasom (završen sa otvorenom vezom ili kratkim spojem) i niza sa putujućim talasom (završen prilagođenjem).

$$Y_{REZONATNOG NIZA} = \sum_{n=1}^N G_n \quad (5.24)$$

Niz sa serijskim tipom napajanja se naziva niz sa putujućim talasom kada se na kraju niza nalazi terminacija koja je prilagođena na impedansu napojnog voda (Slika 5.5). Ulogu terminacije može imati i sam zračeci element ili otpornik. Svrha ovoga je da se spreči da reflektovani talas od zadnjeg elementa ponovo vrati u niz i formira bočni lob značajne amplitude. Ovaj lob bi bio simetričan glavnom lobu u odnosu na broadside pravac. Da bi se izbegle velike refleksije u fazi elementi su često pomereni malo u odnosu na  $\lambda_g$  ili  $\lambda_g/2$  što za posledicu ima da glavni snop nije na broadside pravcu. Ovaj tip napajanja je tipičan za frekvencijsko skenirajuće antene i ima znatno širi opseg rada od rezonantnog niza. Glavna razlika u odnosu na niz sa stojećim talasom je što u formiranju antenskog niza učestvuje samo direktan talas dok se ostatak snage troši na otporniku. Ovaj tip napajanja je pogodniji za niz sa većim brojem elemenata kako bi manje snage bilo rasuto u terminaciji. Ako uzmemo da su gubici u napojni linijama zanemarljivi [33], da je  $F_n$  željena raspodela u nizu poput Chebyshev-ljeve,  $N$  ukupan broj elementa niza, da je  $P_{ul}$  snaga koja ulazi u niz, a da je  $P_L$  snaga koja se gubi u prilagođenju tada bi izraz za normalizovanu konduktansu svakog elementa niza bi bio

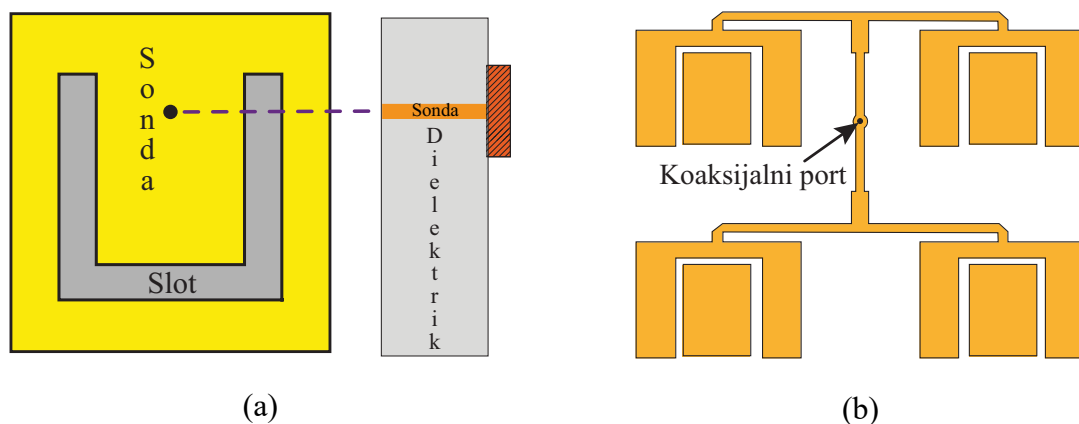
$$g_n = \frac{F_n}{\left( \frac{P_{UL}}{P_{UL} - P_L} \right) \sum_{m=1}^N F_m - \sum_{m=1}^n F_m} \quad (5.25)$$

## 6 ANTENSKI NIZ SA NOVIM PATCH ANTENAMA

U ovom poglavlju je predstavljen jedan od originalnih doprinosa disertacije. Rezultati prikazani u njemu se baziraju na [39-49]. Pored univerzalnih metoda za poboljšanje karakteristika prilagođenja patch antene poput korišćenja debljeg dielektrika sa većim gubicima, koje sa sobom nose neželjene osobine poput pojave viših modova, površinskih talasa i ukupno slabije efikasnosti [4, 19-20], jedno od rešenja je modifikacija samog patch-a.

### 6.1 Patch antene sa proširenim opsegom rada

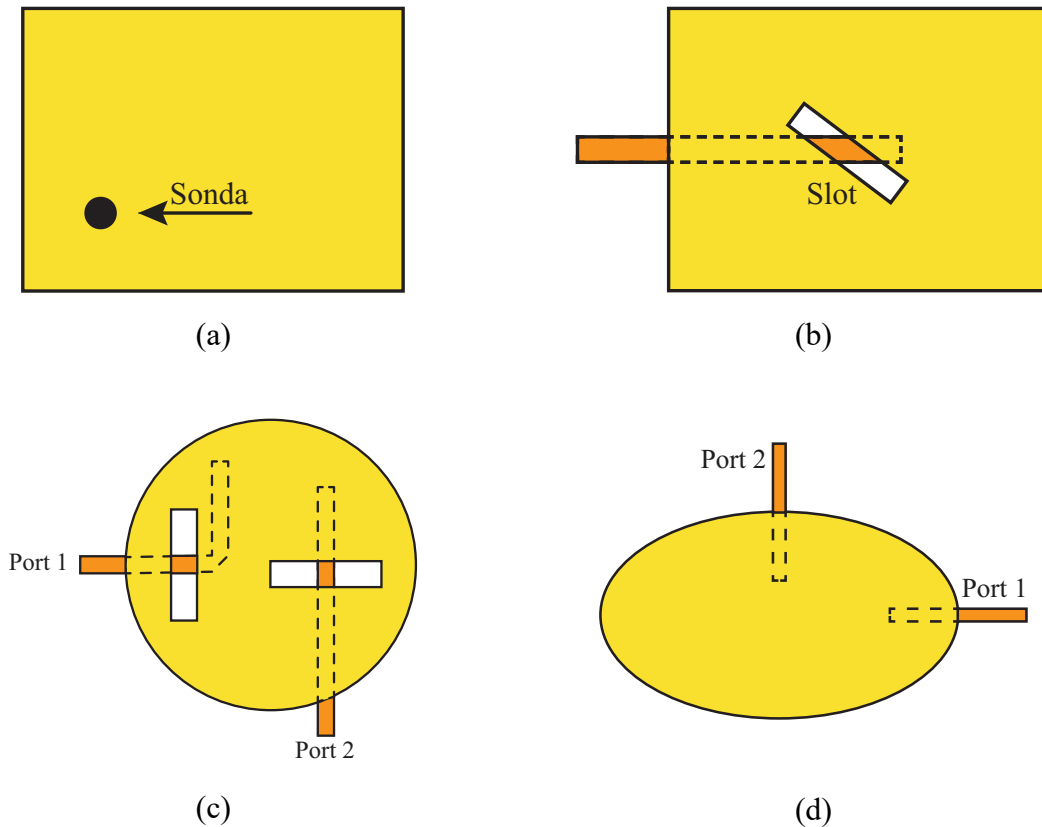
Jedan od pristupa za dobijanje većeg opsega impedanse (prilagođenja) je patch antena sa slotom u obliku slova U (Sl. 6.1a) [50-52]. Ove antene su tipično namenjene za rad u GSM opsegu. Korišćeni dizajn koristi napajanje sondom koje je veoma nepraktično za planarne antenske nizove (Sl. 6.1a). Ovaj tip antene sa mikrostrip napajanjem i korporativnim nizom [53] je dat na Sl. 6.1b. Radni opseg je 5.65-6.78 GHz. Debljine korišćenih dielektrika su redom 14.3 mm ( $0.08\lambda_0$ ), 1.06 inča ( $26.924\text{mm} \approx 0.08\lambda_0$ ), 10 mm ( $0.0866\lambda_0$ ), 3.5 mm ( $0.0725\lambda_0$ ) za [50-53], respektivno, gde je  $\lambda_0$  talasna dužina u slobodnom prostoru na odgovarajućoj frekvenciji. Svi dati nizovi [50-53] koriste veoma debele dielektrike što ih čini neadekvatnim za upotrebu na višim opsezima.



Slika 6.1. Patch antene sa U-slotovima: (a) direktno napajanje sondom, (b) napajanje patch antena mikrostrip vodom u formi korporativne napojne mreže.

Antene sa višestrukim rezonansama su veoma popularne i mogu omogućiti rad na više različitih opsega sa jednom antenom. Ako su rezonanse međusobno bliske može se dobiti rad na jednom značajno proširenom opsegu. Ove antene se globalno mogu podeliti na: patch antene sa ortogonalnim modovima, multi-patch strukture, patch antene sa reaktivnim opterećenjem, [54].

Kod patch antene sa ortogonalnim modovima dve rezonanse potiču od dva međusobna ortogonalna moda. Kao očigledna posledica je da dva ortogonalna moda daju međusobno ortogonalnu polarizaciju što veoma ograničava upotrebu ovog rešenja. Međutim zbog svoje jednostavnosti može naći upotrebu u situacijama gde polarizacija nije od značaja. Može se koristiti napajanje sa jednim (Sl. 6.2a-b), [55, 56] ili dva pristupa (Sl. 6.2c-d), [57, 58].

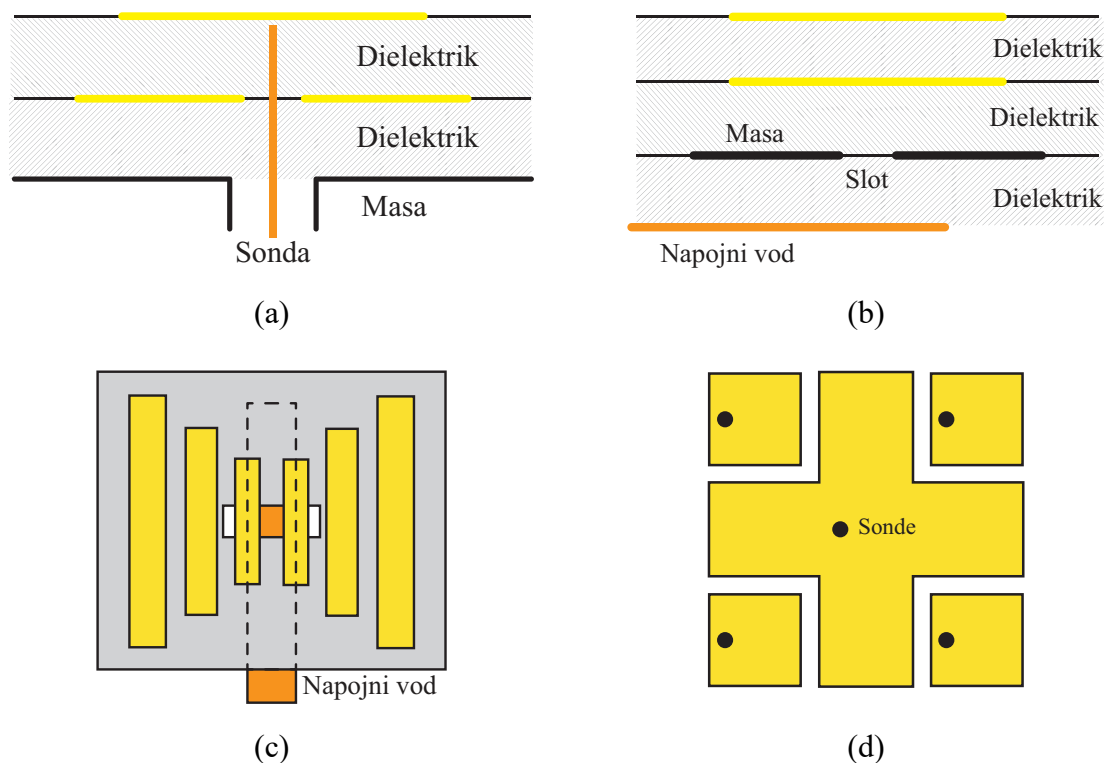


Slika 6.2. Patch antene sa ortogonalnim modovima: jednim pristupom i napajanjem preko (a) sonde [55], (b) sprege kroz prorez [56]; dva pristupa i napajanjem preko (c) sprege kroz prorez [57], (d) sprege u blizini [58].

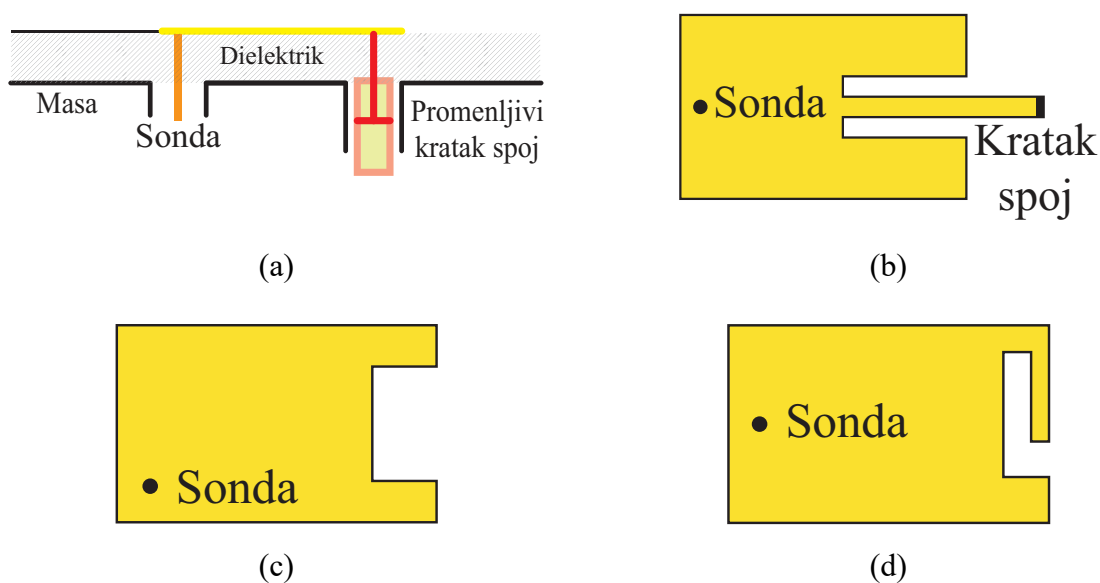
Multi-patch strukture podrazumevaju formiranje višestrukih rezonansi korišćenjem više zračućih elemenata u određenoj konfiguraciji. Višestruki zračeci elementi mogu biti smešteni u različitim slojevima (Sl. 6.3a-b), [59-61] ili u istoj ravni (Sl. 6.3c-d), [62, 63]. Ovaj tip antene daje dosta fleksibilnosti u pogledu napajanja i kontrole rezonansi. Zbog svoje strukture su obično značajno većih dimenzija od tipične patch antene i za slučaj višeslojnih struktura predstavljaju značajno skuplja rešenja i postoji velika osetljivost na greške u poklapanju slojeva.

Najpopularnija metoda za dobijanje dve rezonanse je upotreba reaktivnog opterećenja na jednoj patch anteni. Opterećenje može biti implementirano na mnoge načine. Reaktivna

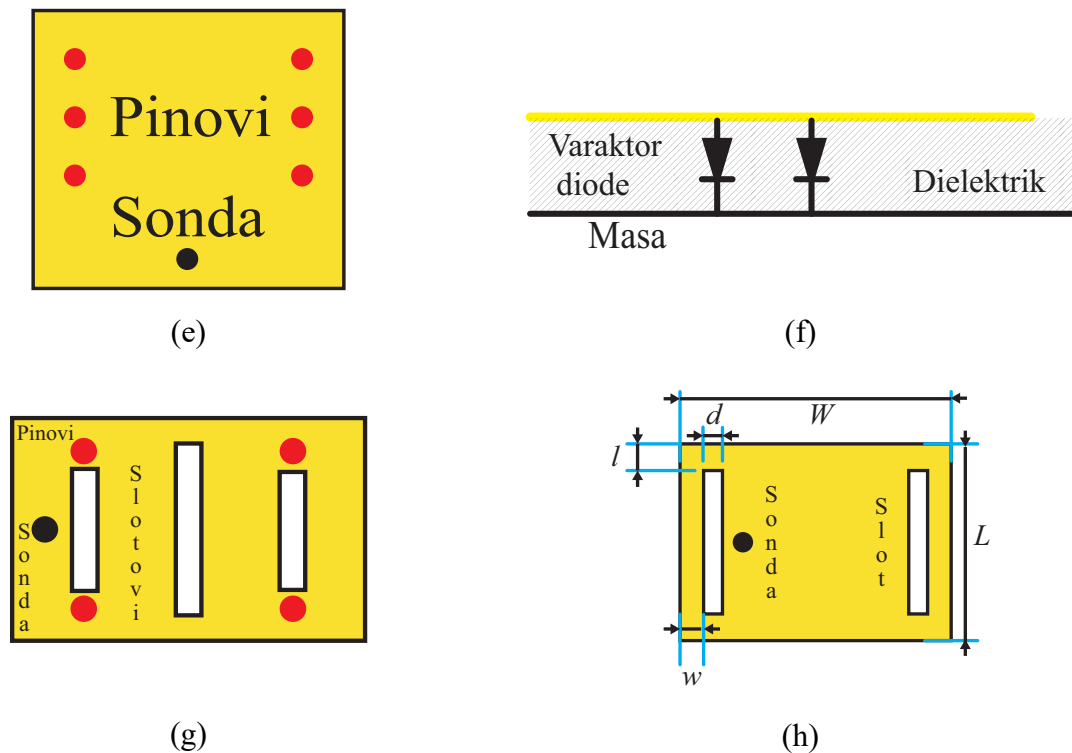
opterećenja se mogu javiti u formi: promenjivih koaksijalnih kratkih spojeva (Sl. 6.4a), [64]; kratkih spojeva (Sl. 6.4b), [65]; direktnog notch-a (Sl. 6.4c), [66]; (d) ubačenog notch-a (Sl. 6.4d), [67]; pinova (Sl. 6.4e), [68, 69]; diode (Sl. 6.4f), [70]; kombinacije slotova i pinova (Sl. 6.4g), [71]; slotova (Sl. 6.4h), [72-75].



Slika 6.3. Multi-patch strukture u formi: zračćih elemenata u različitim slojevima i napajanjem preko (a) sonde [59, 60], (b) sprege kroz prorez [61]; zračćih elemenata u istom sloju i napajanjem preko (c) sprege kroz prorez [62], (d) preko sonde [63].







Slika 6.4. Patch antene sa reaktivnim opterećenjem u formi: (a) promjenjivog koaksijalnog kratkog spoja [64], (b) kratkog spoja [65], (c) direktnog notch-a [66], (d) ubačenog notch-a [67], (e) pinova [68, 69], (f) diode [70], (g) kombinacije slotova i pinova [71], (h) slotova [72-75].

Upotreba promjenjivih koaksijalnih kratkih spojeva omogućava laku kontrolu rezonansi, ali je struktura veoma nepraktična [64]. Znatno jednostavnije rešenje je u obliku čistog mikrostrip kratkog spoja koji ima znatno ograničene mogućnosti kontrole rezonanse [65]. Upotreba notch-eva [66, 67] je lak način za dobijanje nove rezonanse, ali problem sa ovim strukturama je što zahtevaju asimetriju što se odražava na dijagram zračenja naročito u pogledu visoke kros-polarizacije.

Kod mnogih tipova postoji problem kontrole odnosa dve rezonanse i značajan uticaj na kros-polarizaciju. Radi dobijanja većeg odnosa jedan od standardnih pristupa je modifikovanje rezonantne frekvencije moda  $TM_{100}$  samostalno ili u kombinaciji sa modom  $TM_{300}$  korišćenjem kratkih spojeva sa vijama ili kondenzatorima. Postavljanje kratkog spoja blizu minimuma struje moda  $TM_{300}$  izaziva veliku perturbaciju njegove rezonantne frekvencije dok  $TM_{100}$  ostaje isti [68]. Ova tehnika omogućava značajnu kontrolu frekvencije druge rezonanse međutim problem sa dijagramom zračenja  $TM_{300}$  moda je što ima bočne lobove što može predstavljati veliki problem. Upotrebom pinova na različitim mestima

omogućena je promena rezonansi i polarizacije u [69]. Upotreba varaktor diode koja se ponaša kao kondenzator može obezbediti rekonfigurabilnost kao u [70].

### 6.1.1 Patch antene sa reaktivnim opterećenjem u obliku slotova

Druga vrsta reaktivnog opterećenja može biti ostvarena upotrebom slotova na samoj patch anteni. Moguća je njihova kombinacija sa vijama i velika kontrola rezonansi. Tipična upotreba podrazumeva dva uska slota paralelno i blizu zračućih ivica patch antene [72-77]. Opis funkcionisanja patch antene sa slotovima može se dobiti analizom na osnovu modela rezonantne šupljine. Po njemu ako imamo prva tri harmonika patch-a da odgovaraju modovima  $TM_{100}$ ,  $TM_{200}$  i  $TM_{300}$ . Ovi modovi imaju longitudinalne struje raspoređene tako da imaju nule na zračućim ivicama.  $TM_{100}$  je od najvećeg značaja, jer njegov dijagram zračenja ima maksimum na broadside pravcu i nema bočne lobove, dok  $TM_{200}$  ima nulu na broadside pravcu, a  $TM_{300}$  ima bočne lobove.

Kada su veoma uski slotovi stavljeni blizu zračće ivice dolazi do manje promene raspodele struja moda  $TM_{100}$ , jer su slotovi locirani blizu minimuma struje ovog moda, tako da on postaje perturbirani  $TM_{100}$  mod. Pošto su promene minimalne samim tim i uticaj na dijagram zračenja je minimalan tako da on u suštini treba da ostane nepromenjen. Sa druge strane lokacija slotova je na mestu gde je struja moda  $TM_{300}$  veoma izražena tako da će slotovi veoma jako uticati na ovaj mod. Ovo forsira centralni deo struja moda  $TM_{300}$  da bude širi tj. da struja perturbiranog moda bude slična kao kod  $TM_{100}$  moda. Ovo za posledicu ima da rezonantna frekvencija  $TM_{300}$  moda bude značajno snižena, a i da njegov dijagram zračenja bude sličan dijagramu  $TM_{100}$  moda. Dimenzije slotova i njihova pozicija je kritičan parametar, jer loš izbor slotova može da poremeti i dijagram zračenja osnovnog moda  $TM_{100}$ , takođe mora se voditi računa da loša raspodela struje ne izazove nagli rast kros-polarizacije.

Tipične dimenzije slotova za patch dužine  $L$  i širine  $W$ , (Sl. 6.4h) treba da budu

$$\frac{W}{50} < w < \frac{W}{15}; \quad l < \frac{L}{10}; \quad 0.7 < L/W < 0.8; \quad d \approx w \approx h \quad (6.1)$$

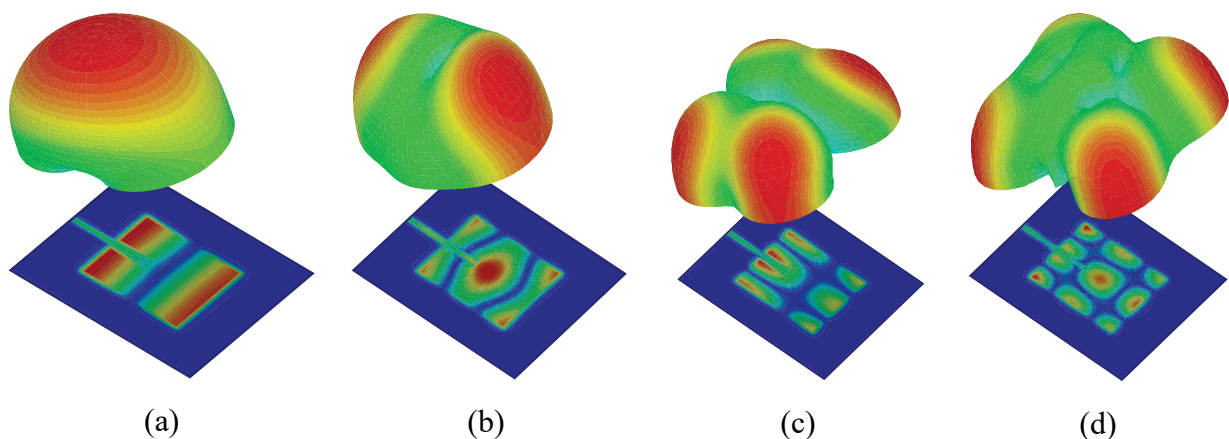
gde je  $w$  udaljenost slotova od zračćih ivica sa kojima je paralelan, a  $l$  udaljenost slotova od nezračćih ivica slotova. Kao što se vidi za efikasno zračenje patch antena sa slotovima će tipično biti šira od patch antene bez slotova. Širina slotova  $d$  će biti slična udaljenosti slotova od zračće ivice  $w$  što će biti slično debljini dielektrika  $h$ . Kod ove antene naročito je povoljna mogućnost da se nađe optimalna pozicija sonde koja će obezbediti dobro prilagođenje na obe rezonantne učestanosti.

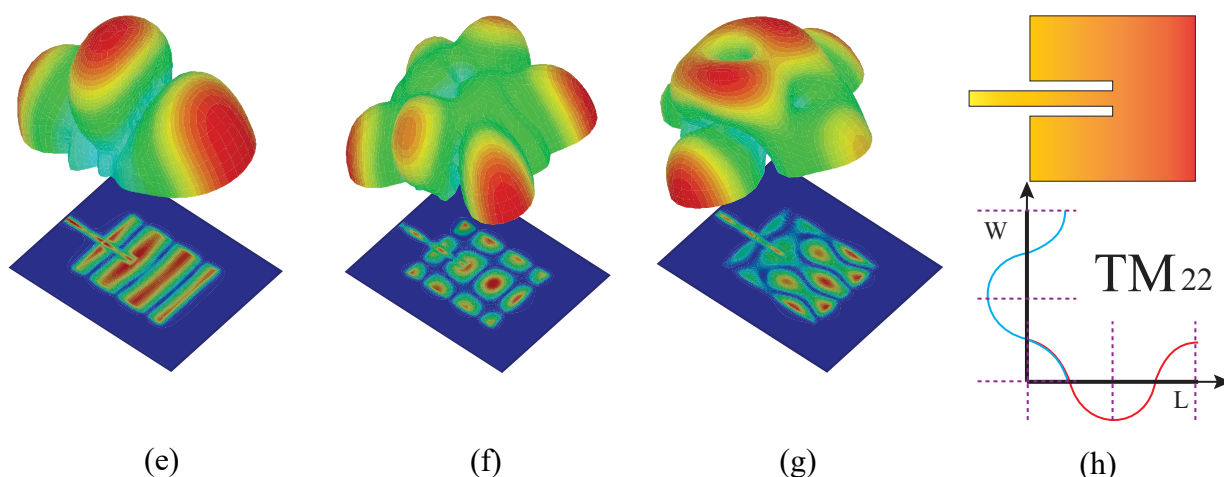
Kao što je rečeno za antenske nizove napajanje sa sondama nije veoma pogodno već je najoptimalniji izbor čisto mikrostrip napajanje ako struktura to dopušta. Jedno tako rešenje dato je u [77]. Ovde je data struktura primenjena u obliku korporativnog napojnog niza obliku 8 x 8 patch antena. Primenjena je raspodela snage za potiskivanje lobova od 25 dB. Antena ima relativni radni opseg od 8% (23.65-24.65 GHz). Mereni bočni lobovi su 20 dB i 18 dB ispod nivoa glavnog loba u E- i H-ravni, respektivno. Mereni gain je veći od 21 dBi, sa maksimumom od 22.5 dBi na centralnoj učestanosti. Ova antena prikazuje prilično visok nivo kros-polarizacije u celom opsegu koji ide do nivoa od 20 dB ispod nivoa glavnog loba.

## 6.2 Dizajn nove patch antene za niz sa serijskim napajanjem

Nizovi sa serijskim napajanjem imaju značajnu prednost u odnosu na nizove sa korporativnim napajanjem u pogledu efikasnosti i veličine. Međutim veliki ograničavajući faktor je što je rastojanje između elementa tipično vezano da bude  $\lambda_g$  na centralnoj učestanosti da bi se postigao broadside dijagram zračenja, takođe prilagođenje i raspodela snage su znatno otežani za slučaj većeg radnog opsega. Ovo je jedan od razloga zašto praktično i nema rešenja za jednoslojne serijske antenske nizove sa patch antenama koji rade u širem opsegu sa dobrim karakteristikama. Cilj dizajna nove patch antene je da se poveća radni opseg antene.

Za slučaj klasične patch antene samo prvi mod ima poželjan dijagram zračenja. U [78] možemo videti dijagrame zračenja do četvrtog harmonika, za modove  $TM_{10}$ ,  $TM_{20}$ ,  $TM_{12}$ ,  $TM_{22}$ ,  $TM_{30}$ ,  $TM_{32}$ ,  $TM_{40}$  (Sl. 6.5). Ovde posebno treba napomenuti da sa aspekta radnog opsega impedanse, sve rezonanse su korisne i mogu omogućiti proširenje radnog opsega prilagođenja. Ovo uopšte ne mora da bude slučaj za dobijanje šireg opsega korisnog dijagrama zračenja.



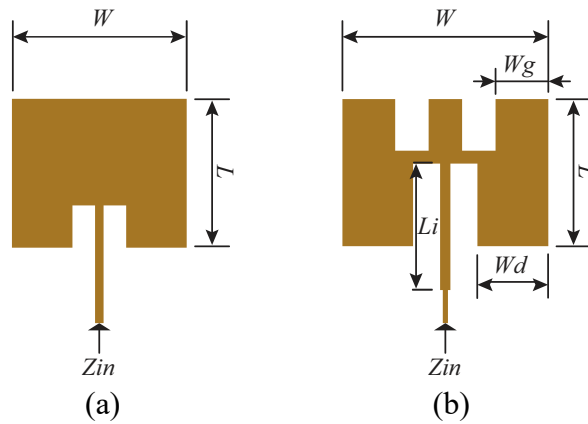


Slika 6.5 Modovi patch antene iz [78], raspodela električnog polja sa odgovarajućim dijagramom zračenja: (a)  $TM_{10}$  ( $f = 3.11$  GHz), (b)  $TM_{20}$  ( $f = 6.11$  GHz), (c)  $TM_{12}$  ( $f = 7.19$  GHz), (d)  $TM_{22}$  ( $f = 8.85$  GHz), (e)  $TM_{30}$  ( $f = 9.26$  GHz), (f)  $TM_{32}$  ( $f = 11.22$  GHz), (g)  $TM_{40}$  ( $f = 12.5$  GHz), (h) izgled polu-ciklusa za (d).

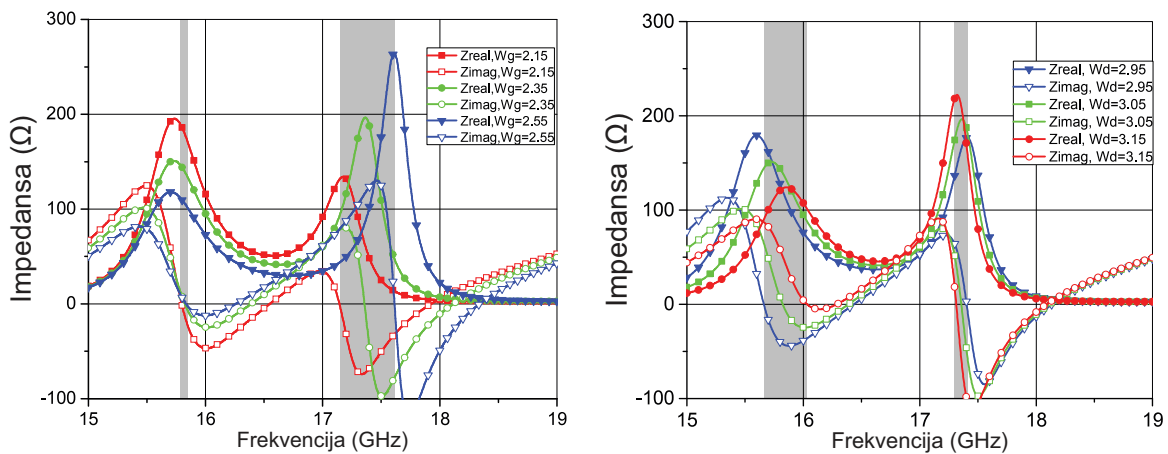
Vidi se da svi viši harmonici imaju nezadovoljavajući dijagram zračenja tipično u obliku postojanja nule na broadside pravcu ili bočnih lobova. Svaki mod je povezan sa odgovarajućim dijagramom zračenja. Ako mod sa neželjenim dijagramom bude dovoljno blizu fundamentalnog moda on može uticati i da dijagram zračenja fundamentalnog moda bude značajno pogoršan i učiniti antenu neupotrebljivom. Bilo kakva modifikacija na patch anteni može izazvati velike promene u poziciji modova i njihovog ponašanja. Na osnovu posmatranja električnog polja i brojanja broja polu-ciklusa duž određene dimenzije može se identifikovati određeni mod koji izaziva rezonansu na datoj učestanosti. Na Sl. 6.5h isprekidane linije su granica između polu-ciklusa.

Istraživanje opsega dijagrama zračenja je intenzivno ispitivano u [79-84]. Početni korak u dobijanju dimenzija nove patch antene sa simetričnim procepima je iz izraza (4.6) i (4.7). Širina i dužina patch antene mogu biti određena na osnovu rezonantne učestanosti i dielektrične konstante dielektrika. Ove dimenzije mogu biti kasnije modifikovane radi postizanja specifičnih ciljeva optimizacije.

Glavna razlika između klasične patch antene i predloženog rešenja je postojanje simetričnih procepa sa obe strane ivica patch-a kao na Sl. 6.6b. Ovi procepi dozvoljavaju kontrolu druge rezonanse. Patch je konstruisan na dielektriku sa dielektričnom konstantom  $\epsilon_r = 2.2$ , gubicima od  $\tan \delta = 0.0009$  i debljinom dielektrika  $h = 0.508$  mm. Za frekvenciju od 16.5 GHz dobijaju se vrednosti od 7.2 mm i 5.8 mm za  $W$  i  $L$ , respektivno (Sl. 6.6a).

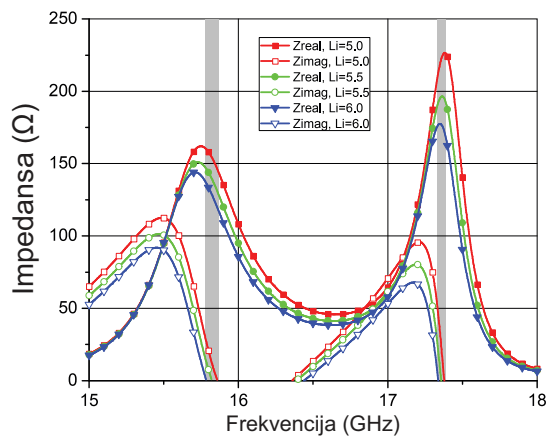


Slika 6.6. Izgled patch antene sa relevantnim dimenzijama:(a) klasični patch:  $W = 7.2$  mm,  $L=5.8$  mm; (b) nova patch antena:  $W = 8.6$  mm,  $L = 5.7$  mm,  $Wg = 2.35$  mm,  $Wd = 3.05$  mm,  $Li = 5.5$  mm.



(a)

(b)



(c)

Slika 6.7 Impedansa nove patch antene u funkciji od frekvencije za različite vrednosti odgovarajućih parametara: (a)  $Wg$ , (b)  $Wd$ , (c)  $Li$ . (Sivi pravougaonici pokazuju poziciju rezonanse).

Konačne dimenzije modifikovane patch antene su 8.6 mm i 5.7 mm za  $W$  i  $L$ , respektivno. Kao što se vidi  $L$  je vrlo malo promenjeno, dok je  $W$  značajno promenjeno zbog prisustva procepa.

Da bi se postigla željena pozicija rezonansi, potrebno je odrediti uticaj specifičnih parametara na karakteristike antene. Sl. 6.7a pokazuje uticaj parametra  $Wg$  na impedansu patch antene na rezonantnim učestanostima. Zbog mnogo manjeg uticaja na prvu rezonantnu učestanost ovaj parametar može biti korišćen za kontrolu pozicije druge rezonanse. Sve simulacije su rađene preko 3D elektromagnetnog simulatora na bazi MoM-a WIPL-D [85]. Sl. 6.7b pokazuje frekvencijsku zavisnost impedanse antene za različite vrednosti parametra  $Wd$ . Ovde je situacija obrnuta, u odnosu na prethodni slučaj tj. pozicija prve rezonanse se značajno više menja u odnosu na drugu rezonansu, mada se u suštini sa rastom parametra  $Wd$  rezonanse praktično približavaju. Pozicije rezonansi za različite vrednosti parametara su označene sivim pravougaonicima na Sl. 6.7.

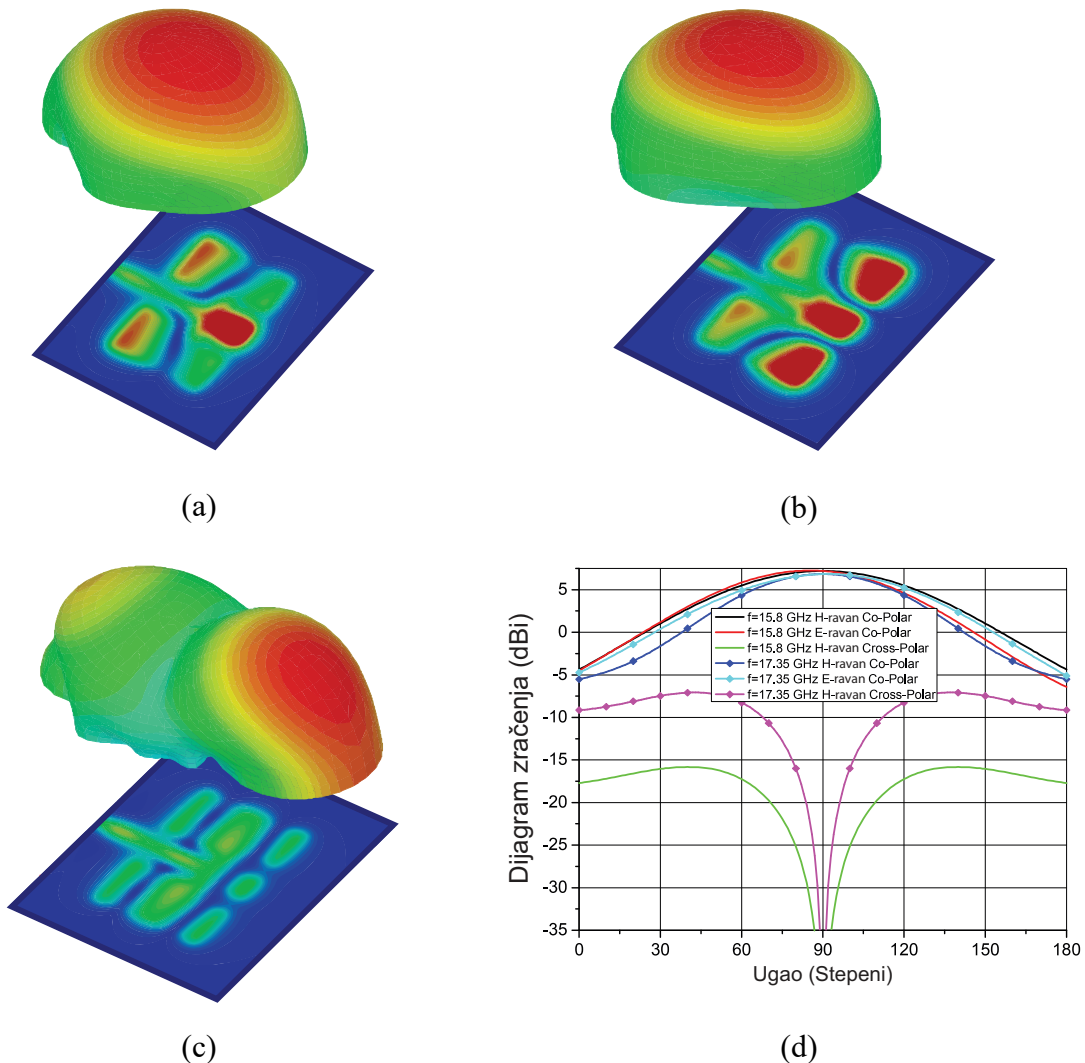
Kontrola realnog dela impedanse, uz zadržavanje fiksne pozicije može se postići promenom parametra  $Li$  kao što je prikazano na Sl. 6.7c. Može se videti da sa povećanjem parametra  $Li$  smanjuje realni deo impedanse posebno između rezonansi što ima veliki značaj za kontrolu prilagođenja antene u željenom opsegu. Predloženi patch ima dve bliske rezonanse na 15.8 GHz i 17.35 GHz i dizajniran je za upotrebu u serijskom nizu.

### 6.2.1 Raspodela polja nove patch antene

Da bi se razumela priroda rezonansi predložene patch antene potrebno je posmatrati raspodelu polja predložene patch antene i uporediti sa raspodelom polja na standardnoj patch anteni (Sl. 6.5). Na osnovu modela rezonantne šupljine (poglavlje 4.3.2) specifični mod patch antene može biti identifikovan na osnovu broja polu-ciklusa varijacija polja u određenom pravcu prostiranja talasa kao što se vidi na Sl. 6.5h. Očigledno je da dva simetrična dodata procepa značajno menjaju polje originalnog patch-a na obe rezonanse. Posmatrajući prvu rezonansu predloženog patch-a na Sl. 6.8a možemo videti minimum na sredini patch-a duž dimenzije  $L$  i maksimum između dva procepa. Ovo odgovara fundamentalnom modu prostiranja  $TM_{10}$  klasične patch antene sa Sl. 6.5a, ali veliki procepi uzrokuju određenu varijaciju moda pa se ovaj mod može zvati perturbirani  $TM_{10}$  mod.

U slučaju druge rezonanse sa Sl. 6.8b, možemo videti raspodelu polja koja indukuje postojanje određene komponente ortogonalnog moda na osnovu oblika minimuma na centru patch-a. Ova rezonansa može biti nazvana  $TM_{\delta 0}$  mod gde je  $1 < \delta < 2$ . Na Sl. 6.8c prikazana je rezonansa na 32 GHz koja po izgledu odgovara drugom harmoniku  $TM_{20}$ . Dijagram

zračenja ovog harmonika se jasno razlikuje od prethodna dva slučaja po postojanju nule na broadside pravcu zbog čega nije upotrebljiv za nizove.



Slika 6.8. Raspodela polja i 3D dijagrami zračenja za mod: (a)  $TM_{10}$  ( $f = 15.8$  GHz), (b)  $TM_{\delta 0}$  ( $f = 17.35$  GHz), (c)  $TM_{20}$  ( $f = 32$  GHz), (d) preseci dijagrama zračenja na prva dva moda.

Za praktične svrhe važno je videti posledice raspodele polja, što se posebno odnosi na dobijeni dijagram zračenja. Iz Sl. 6.8d se vidi da je dijagram zračenja adekvatan, jer ima maksimum na broadside pravcu i nema bočne lobove, ali nivoi kros-polarizacije (CPLs) su uvećani u H-ravni u odnosu na klasičan patch. CPLs u E-ravni su veoma niski i nisu prikazani. Maksimalni nivoi gain-a su 7.2 dBi i 6.85 dBi na 15.8 GHz i 17.35 GHz, respektivno. Na prvi pogled ovo može izgledati neuobičajeno, pošto gain obično raste sa frekvencijom za konstantne dimenzije antene, stoga obično viša frekvencija podrazumeva viši

gain. U ovom slučaju, zračenje na prvoj rezonansi je efikasnije, jer su gubici na drugoj rezonansi izraženiji.

Može se videti da su dva glavna problema patch antene sa reaktivnim opterećenjem rešena u novom predloženom dizajnu: kontrola impedanse i zračenja kros-polarizacije. Ovo nije slučaj sa dobro poznatim strukturama [72-75], koje imaju ozbiljne probleme sa dijagramom zračenja zbog čega nisu pogodne za korišćenje u serijskim antenskim nizovima sa većim radnim opsegom. U [77] čak i sa korporativnim nizom koji daje mnogo više slobode u rasporedu elemenata i snage između njih, možemo videti da je CPLs veoma visoki i ostaju na nivou bočnih lobova u celom radnom opsegu.

### 6.3 Dizajn antenskog niza sa novom patch antenom

Predloženi patch je aranžiran u formi dva identična linearna niza. Linearni niz se sastoji od identičnih patch antena na rastojanju  $\lambda_g$  na centralnoj učestanosti. Patch-evi su praćeni sa identičnim  $\lambda_g/4$  transformatorima impedanse i ostatak je vod od  $50 \Omega$ . Niz je simetričan u H-ravni i na taj način se izbegava jedan od glavnih problema kod ovakvih nizova, a to je skeniranje sa promenom učestanosti. Ovaj princip je demonstriran u [45, 86-89]. Naime ako se uzmu dva identična niza kao na slici svaki od njih pojedinačno će imati skeniranje, ali će kombinovani glavni snop biti usmeren ka broadside. Kako je osnovni zahtev niza da radi u širem opsegu niz je konfigurisan kao niz sa putujućim talasom. Na kraju niza umesto otpornika se može staviti vod ukupne dužine  $\lambda_g/2$  tako da talas koji se reflektuje od kraja vrati u fazi do zadnjeg elementa i u niz tako da nema gubitka i potrebe za terminacijom. Ovo je moguće zato što se zahteva broadside pravac u celom opsegu.

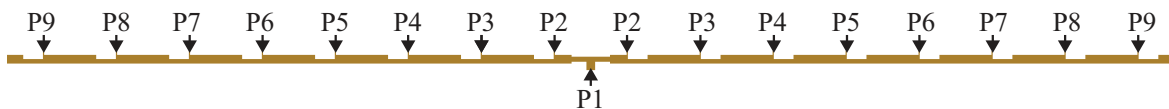
Ovo uređenje niza je dosta poznato [45, 86-89] i prosto analitičko rešenje za raspodelu bazirano na odnosu impedanse transmisionne linije  $Z_0$  i ulazne impedanse patch antene  $Z_p$  je

$$a_i = \left(1 - \frac{Z_0}{Z_p}\right)^{i-1} + \left(1 - \frac{Z_0}{Z_p}\right)^{2N-1}, \quad i = 1, \dots, N \quad (6.2)$$

gde  $a_i$  predstavlja amplitudsku raspodelu na  $i$ -tom članu niza. Drugi član zbira je posledica reflektovanog talasa od kraja niza i njegov doprinos je za veći broj elemenata praktično zanemarljiv. Ovde će  $2N$  biti ukupni broj elemenata linearnog niza. Ovaj izraz pretpostavlja čisto realnu prirodu patch antene što je tačno samo na rezonantnoj učestanosti, tako da je ova raspodela tačna samo za veoma uzak opseg učestanosti oko rezonanse. Ova formula je još manje pouzdana ako se u obzir uzmu efekti međusobne sprege.



Da bi se dobila tačna amplitudska raspodela u širem frekvencijskom opsegu može se primeniti postupak u dva međusobno nezavisna koraka. Prvi korak je dobijanje tačne vrednosti impedansi patch antena u nizu. Ovo se radi tako što se 16 patch antena stavi u identične pozicije kao u linearnom nizu, ali bez napojne mreže već se svaki patch pobuđuje nezavisnim generatorom. Na ovaj način može se dobiti kompletna matrica impedansi u nizu. Pošto se napojna mreža linearnog niza sastoji samo od mikrostrip vodova sa dve različite impedanse, ona može jednostavno biti modelovana analitički preko [90]. Koristeći impedansu  $\lambda_g/4$  transformatora kao promenljivu, možemo dobiti željenu raspodelu. Mreža treba da izgleda kao Sl. 6.9.



Slika 6.9. Napojna mreža za linearni niz od 16 elemenata sa centralnim napajanjem.

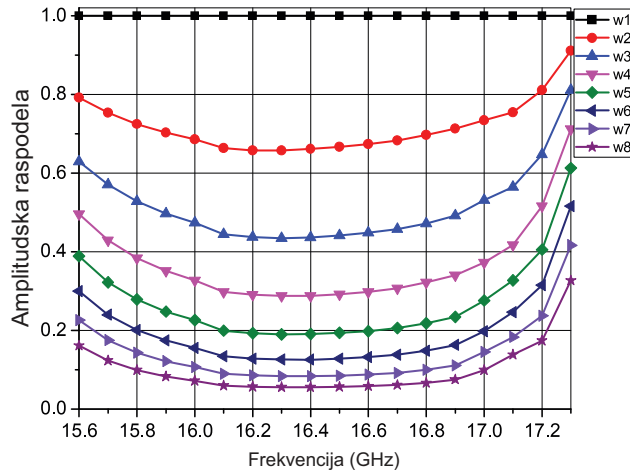
Umesto patch antena mreža treba da bude završena sa matricom impedansi na mestu patch antena. Na taj način omogućena je ko-simulacija, tj. matrica impedansi je dobijena sa 3D simulacijom, a rezultati se dalje koriste za veoma brzu analitičku simulaciju. Kao element koji se koristi u AWR MWO je specijalna vrsta porta (Network Terminated Port) koja za razliku od običnog opterećenja omogućava očitavanje vrednosti  $S$ -parametara, impedanse itd. na samom portu kad on ima složenu kompleksnu impedansu čija je vrednost definisana matricom impedansi. Na ovaj način je moguće direktno očitati raspodelu u formi  $S$ -parametara koji po definiciji predstavljaju odnose napona između određenih portova, što će ovde biti odnos amplituda kao

$$w_i = \frac{|S_{1i+1}|}{|S_{12}|}, \quad i = 1, \dots, 8 \quad (6.3)$$

Ovde  $i$  predstavlja redosled patch antene brojeći od izvora koji je označen kao port 1, tako da je port 2 označen kao prvi patch itd. Pošto prvi patch ima direktnu vezu sa izvorom, svi drugi  $S$ -parametri treba da budu normalizovani na njega. Primarni cilj ovog rešenja je da se dobije amplitudska raspodela koja omogućuje potiskivanje bočnih lobova najmanje 20 dB ispod nivoa glavnog loba sa što manjom varijacijom gain-a.

Vrednosti iz izraza (6.2) su zatim korišćene kao amplitude generatora usamljenih patch antena koje su korišćene za dobijanje matrice impedansi. Na ovaj način možemo videti efekte specifične raspodele na dijagram zračenja. Praktično jedina promenljiva je  $\lambda_g/4$  transformator, tako da se željena raspodela može veoma brzo izvesti. Kada se dobije željena

raspodela tada se vrši povezivanje mreže koja produkuje datu raspodelu sa samim patch antenama i dizajn linearnog niza je na taj način završen. Pošto je niz simetričan amplitudska raspodela može biti prikazana na polovini linearnog niza (Sl. 6.10).



Slika 6.10. Amplitudska raspodela niza.

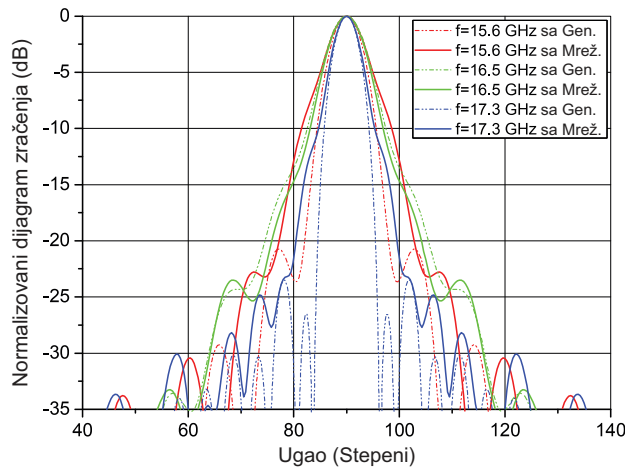
Tabela 6.1. Amplitudska raspodela niza na tri frekvencije.

Freq.	15.6 GHz	16.5 GHz	17.3 GHz
1	1	1	1
2	0.792	0.66672	0.9107
3	0.62901	0.44114	0.81017
4	0.49597	0.29161	0.71252
5	0.38827	0.19316	0.61272
6	0.29975	0.1275	0.51529
7	0.22544	0.08427	0.41625
8	0.16096	0.0563	0.32661

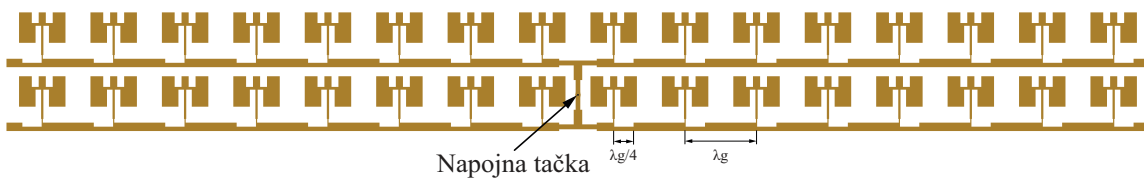
Možemo videti da se raspodela menja rapidno na ivicama operativnog opsega na mestu gde su locirane rezonanse (Tabela 6.1). Radi provere uticaja napojne mreže izvršena je simulacija na tri frekvencije 15.6 GHz, 16.5 GHz i 17.3 GHz, za slučaj dijagrama zračenja sa posebnim generatorima koji daju željenu raspodelu i napojnom mrežom koja je oponaša (Sl. 6.11). Vidimo da na centralnoj učestanosti slaganje veoma dobro dok na ivičnim učestanostima dijagram zračenja je nešto širi i ima drugačiji nivo bočnih lobova (SLLs).

Neslaganje se dešava kao posledica gubitaka u napojnoj mreži, metalu, dielektriku i usled neželjenog zračenja; što ne postoji u slučaju direktnog napajanja generatorima. Bez obzira na to u operacionom opsegu SLLs su ispod ciljanih 20 dB i stoga je glavni cilj postignut. Linearni nizovi mogu biti kombinovani radi kontrolisanja dijagrama zračenja u E-ravni kroz napojnu mrežu kao na Sl. 6.12. Niz se napaja sa SMA koaksijalnim konektorom smeštenim normalno na ravan antene sa sondom koja prolazi kroz dielektrik i spaja se sa antenom na mestu kao na Sl. 6.12. Dijagram zračenja u E-ravni može biti kontrolisan od strane dva faktora: amplitudske raspodele između linearnih nizova koji sačinjavaju planarni niz i rastojanjem između njih. U slučaju niza sa samo dva elementa jedini način kontrole dijagrama zračenja je rastojanje između njegovih elemenata.

Pošto antena treba da radi u značajnom frekvencijskom opsegu očekivano je da na nižim učestanostima SLLs u E-ravni budu nižeg nivoa za konstantne fizičke dimenzije.



Slika 6.11. Dijagram zračenja na tri frekvencije za slučaj sa napojnom mrežom i sa posebnim generatorima.



Slika 6.12. Konačni izgled antenskog niza u formi 2 x 16 elemenata.

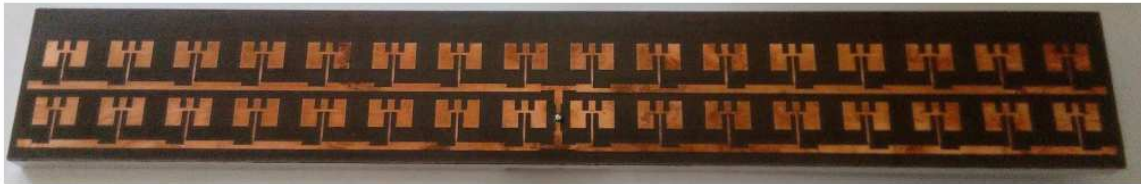
Stoga, da bi se dobili što niži SLLs u E-ravni linearni nizovi koji sačinjavaju ovaj planarni niz treba da budu međusobno što je bliže moguće. Na ovaj način se smanjuje doprinos gain-a kao posledica. Rastojanje u E-ravni koje je izabrano je 12 mm, što iznosi  $0.624\lambda_0$  na  $f = 15.6$  GHz i  $0.692\lambda_0$  na  $f = 17.3$  GHz, gde je  $\lambda_0$  talasna dužina u slobodnom prostoru na određenoj učestanosti.

## 6.4 Fabrikacija i merenje

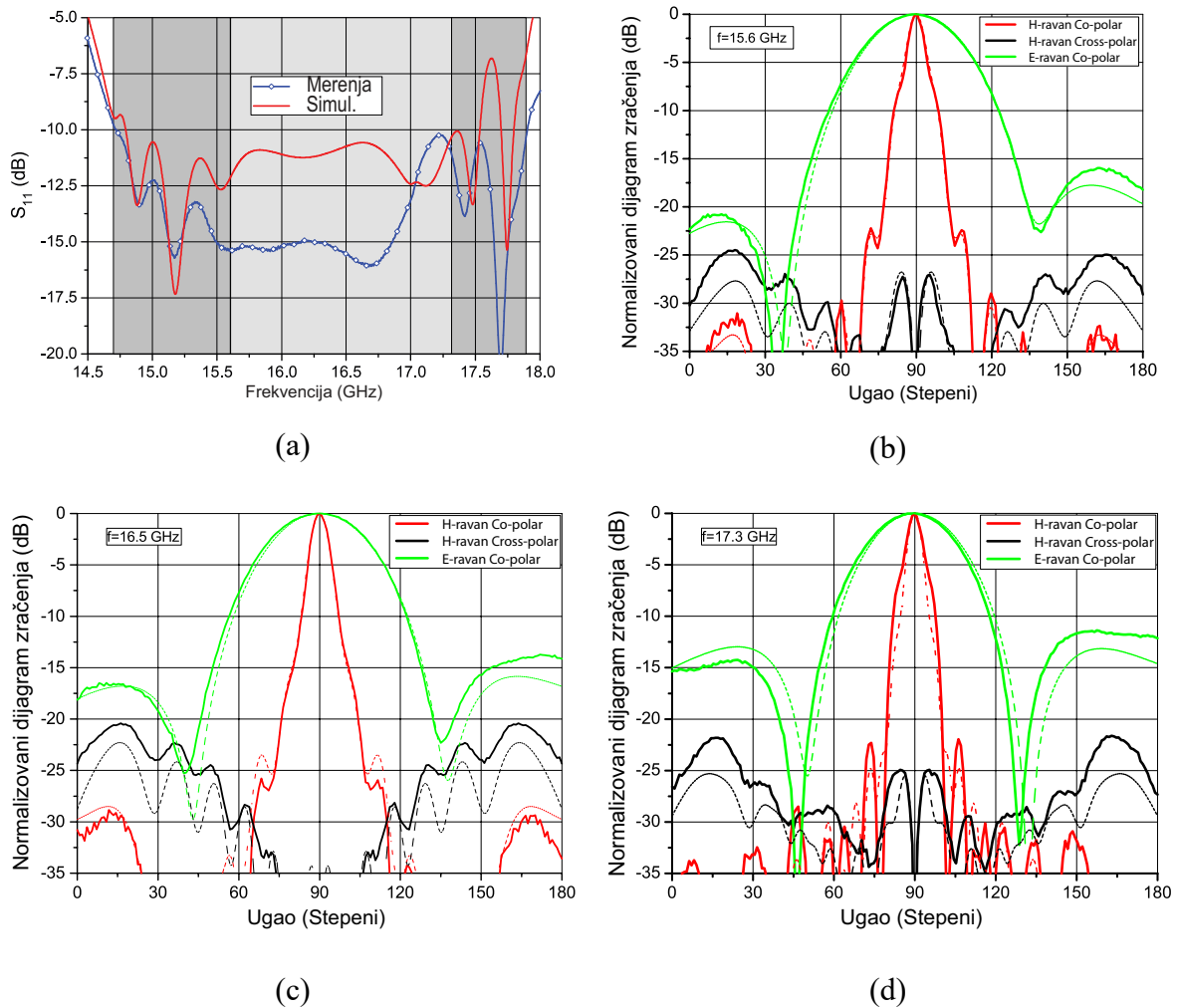
Prototip je napravljen u tehnici foto-litografije i prikazan je na Sl. 6.13. Na Sl. 6.14a mereni i simulirani  $S_{11}$  su prikazani. Može se videti postojanje bitne razlike u nivoima pre svega zbog značajno izraženijih gubitka u realnim uslovima, kao i zbog nepreciznosti same simulacije. Simulirani model ne uključuje precizno modelovanje prelaza između mikrostripa i koaksijalne sonde zbog ubrzanje postupka simulacije. Ovaj prelaz na sebi nosi određenu količinu kalaja da bi se obezbedila dobra veza sonda-mikrostrip, što je samo po sebi dosta teško za tačno modelovanje. Mereni  $S_{11}$  su ispod željenih -10 dB u celom radnom opsegu, kao i šire od 14.7 GHz do 17.9 GHz. Relativni opseg impedanse je 19.6%, što se može značajno proširiti u zavisnosti od količine kalaja na mestu prelaza. Proširenje opsega impedanse sa

stanovišta radnog opsega je nepotrebno, jer neće uticati na proširenje opsega upotrebljivog dijagrama zračenja.

Na Sl. 6.14b-d simulirani i mereni dijagrami zračenja su pokazani sa veoma dobrim slaganjem. U H-ravni SLLs su ispod -20 dB u celom operativnom opsegu i u najgorem slučaju su -22 dB na početku radnog opsega ( $f = 15$  GHz). U E-ravni, možemo videti asimetriju niza. Ovde kao što je rečeno ranije SLLs su funkcija frekvencije i njihov nivo se kreće od -16.5 dB za 15.6 GHz do -11.5 dB za 17.3 GHz, što je znatno lošije nego u H-ravni.

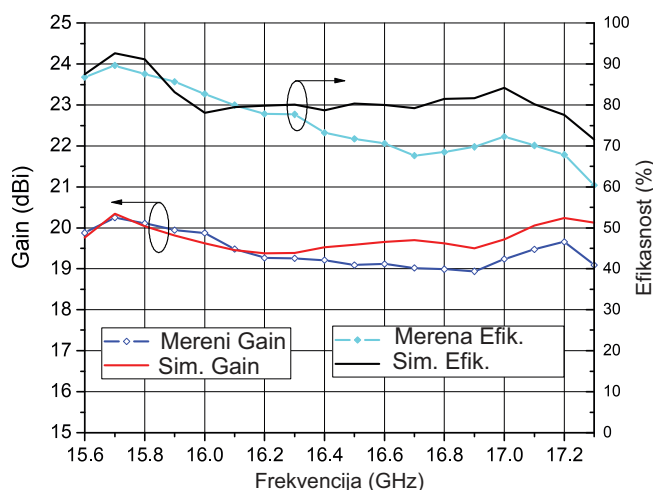


Slika 6.13 Proizvedeni prototip dimenzija (215 x 32) mm.



Slika 6.14 (a) Mereni i simulirani  $S$ -parametri; Mereni (puna linija) i simulirani (isprekidana linija) dijagrami zračenja u E- i H-ravni na (b) 15.6 GHz, (c) 16.5 GHz, (d) 17.3 GHz.

Kombinovanjem više ovakvih nizova kao u [45] moguće je izvršiti potiskivanje SLLs u obe ravni i postići usmeren snop dijagrama zračenja. 3 dB širina antene je između  $6.5^\circ$  i  $8^\circ$  u H-ravni i  $34^\circ$ - $40^\circ$  u E-ravni. Najveći nivo kros-polarizacije (CPLs) je 25 dB ispod nivoa glavnog loba, na  $f = 17.3$  GHz što je u blizini druge rezonanse. Slika 6.15 daje frekvencijsku zavisnost izmerenog i simuliranog gain-a i efikasnosti. U simulaciji gain varira od 19.4 dBi do 20.4 dBi, dok u merenjima varijacija je nešto veća, od 18.95 dBi do 20.25 dBi. Simulirana efikasnost varira od 71.6% do 92.6%, a merena od 60.4% do 89.6%.



Slika 6.15. Mereni i simulirani gain i efikasnost.

Tabela 6.2. Poređenje parametara sličnih antenskih konfiguracija.

Parametar	[88]	[88]	[89]	[91]	[92]	[93]	[94]	[95]	Dato rešenje [39]
Tip antene	Patch	Patch sa velikim procepom u masi i reflektorom	Patch	Comblin Patch	Patch	CPW SIW Slot	DRA	Patch sa neuniformnim razmacima	Patch
Opseg impedanse (GHz) (Relativni opseg (%))	15.95-16.5 (3.4)	10.3-23.1 (76.6)	9.26-9.4 (1.5)	23.5-33.11 (33.95)	16.85-17.60 (4.35)	23.84-24.25 (1.7)	6.72-9.88 (38.1)	8.97-9.1 (1.4)	14.7-17.9 ( <b>19.6</b> )
Opseg korisnog dijagrama zračenja, SLL $\leq$ -20 dB (GHz) (Relativni opseg (%))	16.15-16.35 (1.2)	15.4-16.45 (6.6)	9.3-9.4 (1.1)	27.5-29.25 (6.17)	17.1-17.6 (2.88)	24.05-24.4 (1.44)	7.22-7.73 (6.82)	N/A	15.6-17.3 ( <b>10.3</b> )
Maksimalni gain (dBi)	18.95	18.45	22.7	16.09	20.5	24	15.7	14.5	20.25
3dB-širina ( $^\circ$ )	4.9	4.5	5.3	11.9 (Avg.)	5.4-6	<4.6	N/A	8.3	6.5-8
Efikasnost (%)	93.9	88.5	N/A	Simuliran 96	84	67	N/A	47	75
CPLs (dB)	< -25	< -34	< -35.4	< -13.3	< -30	N/A	< -30	< -25	< -25
Broj elemenata	1 x 22	1 x 22	2 x 32	1 x 12	2 x 16	4 x 32	1 x 8	1 x 10	2 x 16

I gain i efikasnost imaju pad na prostoru oko druge rezonanse. Karakteristike predloženog niza i antena sa sličnim konfiguracijama su date u Tabeli 6.2. Obe antene iz [88] kao i nizovi iz [89-92], [95] koriste patch kao zračeći element. One se razlikuju u obliku patch-a, polarizaciji, ali bez obzira na to pokazuju slične karakteristike. Opseg impedanse je svega nekoliko %, dok je opseg upotrebljivog dijagrama zračenja još manji. Treba naglasiti da sečenje velikog slota u sloju mase kod niza iz [88] značajno povećava opseg impedanse (76.6%), ali poboljšanja u opsegu korisnog dijagrama zračenja su znatno manja (6.6%). Takođe zbog slota ova struktura patch antena zahteva veliki reflektor da bi se dobilo zračenje u jednom pravcu.

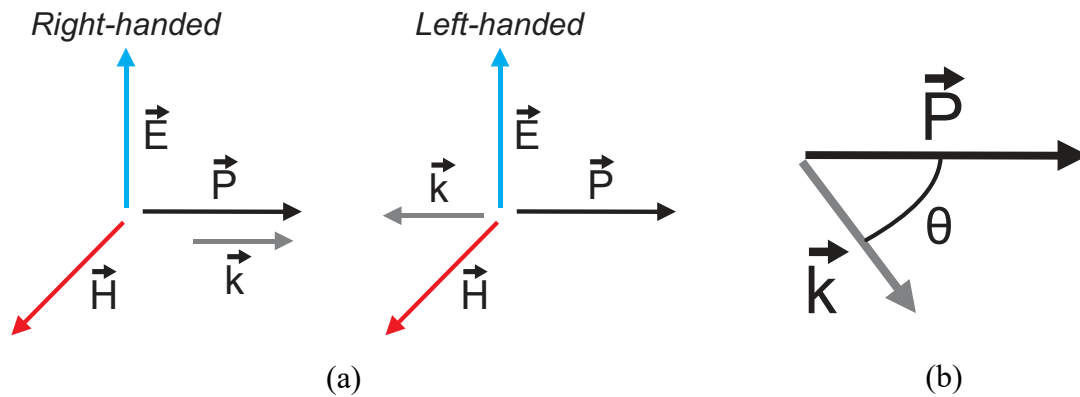
Linearni niz u obliku comb-line konfiguracije i zračećih elemenata u obliku otvorenih vodova [91] ima značajni opseg impedanse, ali zbog napajanja sa samo jedne strane dolazi do neizbežnog i u ovom slučaju nepoželjnog skeniranja. Kompaktni ko-planarni talasovod (CPW) koji centralno napaja supstrat integrisan u talasovod (SIW) koji je predložen u [93] pokazuje slične rezultate kao prethodni nizovi patch antena [88-89], ali sa znatno kompleksnijom strukturom koja vodi do znatno slabije efikasnosti. Antena sa dielektričnim rezonatorima (DRA) sa tipičnom mikrostrip napojnom mrežom [94] pokazuje opseg upotrebljivog dijagrama zračenja od 6.82%.

Predložena antena je u obliku proste strukture sa jednim dielektrikom, jeftinom fabrikacijom i daje značajno poboljšani opseg korisnog dijagrama zračenja u poređenju sa mnogo kompleksnijim antenskim sistemima. Upotreba nove patch antene sa simetričnim procepima daje značajno širi opseg rada u poređenju sa klasičnom patch antenom. Demonstrirana je fleksibilnost u podešavanju impedanse kao i pozicija rezonansi promenom relevantnih dimenzija predložene patch antene. Patch antena je implementirana u niz koji se sastoji od 2 x 16 patch elemenata. Simulirani rezultati su provereni eksperimentom. Predloženi niz ima opseg rada od 10.3%, SLLs < -22 dB, 3 dB širinu u H-ravni 6.5-8°, CPLs < -25 dB u H-ravni, dok u E-ravni SLLs < -11.5 dB, i 3 dB širinu 34-40°. Novi patch može biti korišćen na isti način kao i standardni patch s obzirom da ne zahteva nove elemente poput vija ili kondenzatora, ali sa znatno više fleksibilnosti u dizajnu što je veoma važno u serijskim antenskim nizovima sa većim brojem elemenata. Obično je u takvim nizovima veoma teško simultano dobiti dobar opseg impedanse (prilagođenje) i dobar dijagram zračenja u širem opsegu. Ovo je upravo postignuto predloženom patch antenom.

## 7 FREKVENCIJSKI SKENIRAJUĆI NIZ SA POTISKIVANJEM BOČNIH LOBOVA

U ovom poglavlju je dat originalni doprinos disertacije na polju rešavanja problema potiskivanja bočnih lobova kod štampanih skenirajućih antenskih nizova. Rezultati prikazani u njemu se zasnivaju na [96-109].

Osnove antenskih nizova sa skenirajućim dijagramom zračenja su date u poglavlju 5.3. Glavna tema ove teze su štampani antenski nizovi, pa samim tim šifteri koji su korišćeni za dobijanje skenirajućih antenskih nizova su takođe razvijani u štampanoj tehnologiji. Biće prikazane uporedne karakteristike korišćenih šiftera kao i njihova implementacija u antenskim nizovima. U definicijama šiftera biće korišćeni pojmovi *left-handed* i *right-handed* materijali, pa je zbog toga zgodno definisati date pojmove.



Slika 7.1 (a) Međusobna orijentacija vektora  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$ ,  $\vec{P}$  i  $\vec{k}$  u levo i desno orijentisanom sistemu, (b) opšti položaj vektora  $\vec{P}$  i  $\vec{k}$ .

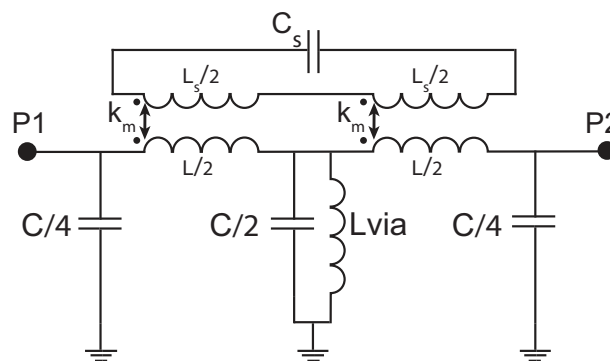
*Left-handed* materijali, poznati i kao metamaterijali [109], su fizičke strukture koje ispoljavaju drugačije osobine u odnosu na standardne *right-handed* materijale, u pogledu propagacije elektromagnetskih talasa kroz njih. Ako imamo Poynting-ov vektor (poglavljje 2.2.2)  $\vec{P}$  i fazni front opisan preko drugog vektora  $\vec{k}$  na bilo kojoj lokaciji prostora sa koordinatom  $\vec{r}$  tada će tipično važiti da je  $\vec{P} \cdot \vec{k} > 0$ . Ovo ne važi za *left-handed* materijale, već će zapravo biti  $\vec{P} \cdot \vec{k} < 0$ . Na bazi Maxwell-ovih jednačina  $\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H}$ , što znači da pod normalnim uslovima  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  i  $\vec{k}$  formiraju sistem sa desnom orijentacijom (*right-handed*) Sl. 7.1a, na osnovu ovoga ako je  $\vec{k}$  orijentisano suprotno od  $\vec{P}$  tada će  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  i  $\vec{k}$  formirati sistem sa levom orijentacijom (*left-handed*). Sa Sl. 7.1b može se videti da će  $\vec{P} \cdot \vec{k} = |\vec{P}| |\vec{k}| \cos \theta$ .

## 7.1 Štampani fazni šifteri

Kao što je rečeno u poglavlju 5.3 fazni šifteri su dvoportne mreže čija je osnovna osobina da unose odgovarajući fazni pomeraj u talas koji prođe kroz njih. Frekvencijski fazni šifteri unose fazni pomeraj kao frekvencijski zavisnu veličinu. Veoma poželjna osobina ovih šiftera je linearnost faze, što predstavlja karakteristiku da se uneti fazni pomeraj menja linearno sa promenom frekvencije. Ovo omogućava ravnomerno kontinualno frekvencijsko skeniranje u celom opsegu skeniranja. Kao pasivne dvoportne mreže sa gubicima šifteri unose odgovarajuće slabljenje, što je neželjena osobina i može ozbiljno da poremeti dinamiku antenskog niza.

Najjednostavnija forma faznog šiftera je transmisiona linija, koja je elementarna struktura koja može biti izvedena u bilo kojoj tehnologiji [32]. Gubici kratkih vodova su tipično veoma niski, a fazni pomeraj je direktno zavisn od dužine linije kao u izrazu (5.18). Frekvencijski opseg je veoma ograničen resurs zbog čega je za rad antene tipično veoma značajno da postigne željen opseg skeniranja u što manjem frekvencijskom opsegu. Dijagram zračenja antene može značajno da se promeni u širokom frekvencijskom opsegu.

Za mali frekvencijski opseg i veliki opseg skeniranja potrebna je velika dužina transmisionih vodova, samim tim gubici postaju značajni, a vodovi tipično moraju biti meandrirani oko zračućih elemenata što za slučaj kada su vodovi i zračućih elementi u istoj ravni može izazvati značajnu degradaciju karakteristika zračućih elemenata usred sprezanja kao i neželjeno zračenje samih vodova.



Slika 7.2 Ekvivalentna šema mikrostrip linije (C, L) sa vijom ( $L_{via}$ ) i SRRs (Split-Ring Resonators) ( $C_s$ ,  $L_s$ ).

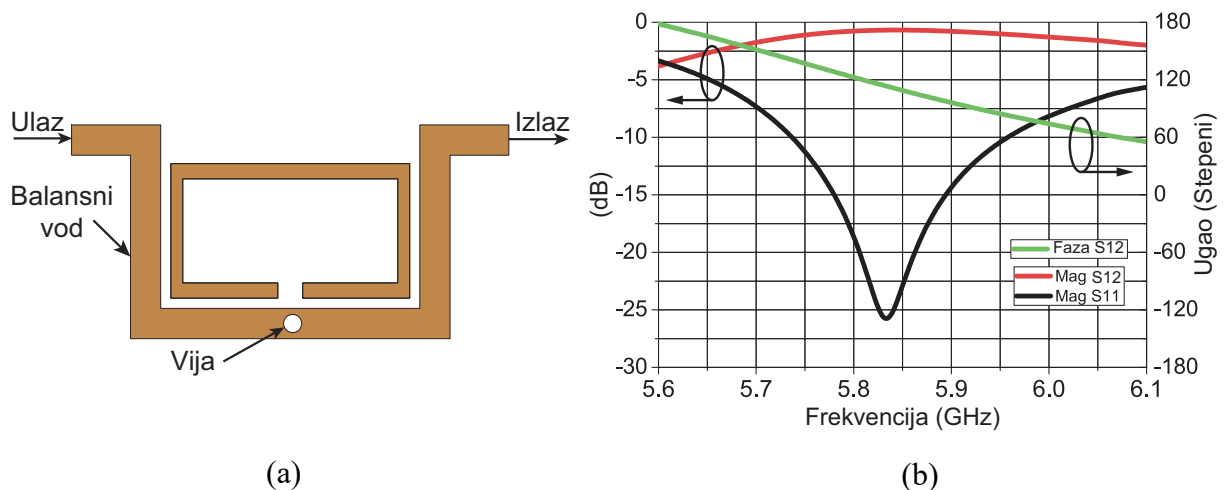
U narednim poglavljima biće prikazana tri rešenja za štampane fazne šiftere. Dva na bazi *left-handed* materijala i jedan na bazi *right-handed* materijala. Sve strukture se ponašaju kao filtri propusnici opsega, samim tim kontrolisanjem nula i polova mogu se dobiti željene karakteristike. Ekvivalentna šema šiftera na bazi metamaterijala [109-110] je data na Sl. 7.2.



## 7.2 Niz sa frekvencijskim skeniranjem sa *left-handed* šifterom na bazi dva SRRs

### 7.2.1 *Left-handed* šifter na bazi dva SRRs

Na Sl. 7.3a prikazan je fazni šifter na bazi *left-handed* ćelije koja se sastoji od para SRRs (Split Ring Resonators), rezonatora u obliku presečenog prstena, u BMS tehnologiji. U MS tehnologiji data struktura bi se sastojala od jedne SRR ćelije spregnute sa transmissionom linijom sa vijom u centru linije da bi se obezbedilo ponašanje u formi filtra propusnika opsega. Bez vije struktura bi se ponašala kao nepropusnik opsega i ne bi mogla da se koristi kao fazni šifter. U BMS tehnologiji struktura je ista kao u MS tehnologiji samo što je identična struktura na obe strane dielektrika, a na sredini visine dielektrika je virtualna masa, (poglavlje 4.4).



Slika 7.3 (a) *Left-handed* šifter na bazi dva SRRs, (b) *S*-parametri šiftera pod (a).

Tako da se data struktura sastoji od para SRRs, voda, i vije. Ovakav šifter je korišćen u [103], gde omogućava skeniranje sektora od  $32^\circ$  za 5% relativnog opsega. Ako to primenimo u obliku ugla  $\theta_1 = \pm 16^\circ$  u izrazu (5.21), možemo videti da za fazni pomeraj  $\pm 50^\circ$ , zahtevano  $L$  bi bilo oko  $5.5 \lambda_0$  ( $\lambda_0$  je talasna dužina u vazduhu). Toliko duga linija bi zauzimala značajan prostor i zahtevala posebnu brigu da bi se minimizirao uticaj na zračeće elemente. Korišćeni dielektrik u [103] je Rogers 4003C sa dielektričnom konstantom od 3.55, debljinom od 1 mm, i tangensom ugla gubitaka od 0.0027. Površinska hrapavost korišćene bakarne folije za dati dielektrik je 2.8 mikrona. Impedansa transmissionog voda je  $100 \Omega$ , a gubici dobijeni simulacijom za sam vod su 0.058 dB/cm za korišćeni materijal na 6 GHz. Ovo bi značilo da bi vod od  $5.5 \lambda_0$  imao uneseno slabljenje od

$$A = 5.5 \cdot \frac{30 \cdot 10^9 \text{ cm/s}}{6 \cdot 10^9 \text{ 1/s}} \cdot 0.058 \text{ dB/cm} = 1.595 \text{ dB} \quad (7.1)$$

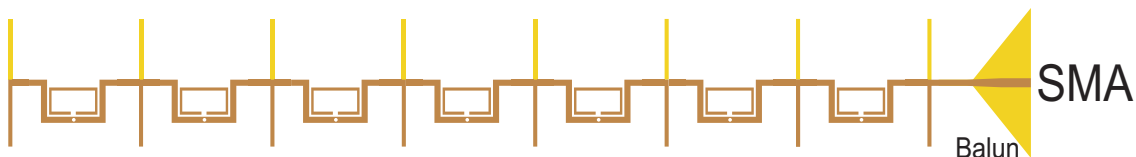
ovo je naravno slučaj za prav vod, kako bi vod morao da bude meandriran gubici u realnom slučaju bi bili veći.

Pri projektovanju šiftera pokazalo se da sprega između SRR i balansnog voda ima veliki uticaj na ukupne karakteristike šiftera, pa je bilo neophodno da se ona maksimalno poveća. To je prvobitno učinjeno tako što je umesto klasičnih kvadratnih SRRs korišćen SRR koji je izdužen u pravcu voda. Takva struktura zahteva postojanje još dva dodatna SRRs sa druge strane voda tj. ukupno 4 SRRs. Da bi se izbegla upotreba dodatnih SRR moguće je pojačati spregu tako što će sam vod biti savijen oko SRR. U ovom slučaju moguće je koristiti čak i klasične kvadratne SRR, jer položaj voda obezbeđuje dovoljnu spregu.

Karakteristike faznog šiftera sa Sl. 7.3a su date na Sl. 7.3b. Koeficijent refleksije ima minimum od -27 dB i uneseno slabljenje od -0.7 dB na rezonantnoj učestanosti. Upotreba ovog faznog šiftera je opravdana u poređenju sa običnim vodom ne samo zbog znatno manjih dimenzije već i manjih gubitaka u odnosu na ekvivalentni vod. Fazna karakteristika šiftera je nelinearna što je osobenost *left-handed* metamaterijala, ali u ovom slučaju ta nelinearnost je veoma slabo izražena, tako da imamo gotovo linearno pomeranje glavnog snopa antene sa promenom učestanosti. Rezonansa šiftera je izabrana da bude na 5.85 GHz, kako bi se omogućilo da centralna frekvencija antene bude oko 6 GHz. Dodavanje dipola šifterima menja faznu karakteristiku šiftera što je ekvivalentno produžavanju napojnog voda i ima za posledicu dodatni frekvencijski pomeraj šiftera od 150 MHz.

## 7.2.2 Implementacija niza

Antenski niz se sastoji od osam identičnih pravougaonih mikrostrip dipola napajanih sa balansnim mikrostrip vodom kao što je prikazano na Sl. 7.4.

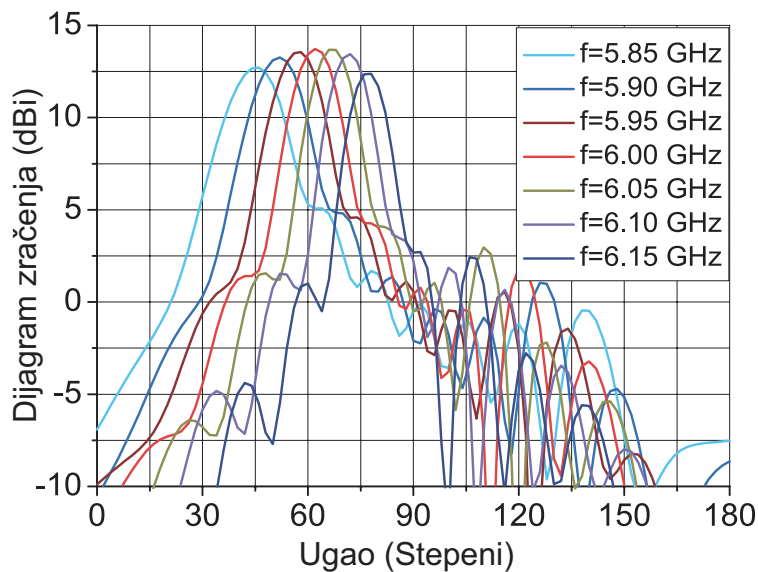


Slika 7.4 Antenski niza sa identičnim pravougaonim dipolima i šifterima sa Sl. 7.3a.

Jedna polovina dipola je štampana sa jedne strane supstrata, a druga polovina sa druge strane. Dimenzije dipola su optimizovane tako da on bude rezonantan na centralnoj frekvenciji sa impedansom  $Z = 400 \Omega + 0j$ , korišćenjem WIPL-D Pro [85]. Pozicija rezistanse je određena dužinom dipola, a vrednost rezistanse je određena širinom dipola.

Ovo praktično znači da postoje dve promenljive i dve ciljane vrednosti, što se svodi na podešavanje odgovarajućih vrednosti dimenzija. Za pravu optimizaciju potrebno je imati više promenljivih od broja ciljanih vrednosti, što je slučaj sa pentagonalnim dipolima [96].

Rastojanje između dipola je  $0.5\lambda_0$ , tj. 25 mm na 6 GHz. Prelaz sa balansnog na nebalansni mikrostrip vod se vrši trougaonim balunom, odakle se antena može direktno povezati na standardni SMA konektor, koji je takođe nebalansna struktura. Antenski niz je postavljen iznad reflektorske ravni na udaljenosti od  $\lambda_0/4$  (kao horizontalni električni dipol iznad provodne ravni, poglavlje 4.4.1.2).



Slika 7.5 Dijagram zračenja antene sa Sl. 7.4.

Dijagram zračenja predložene antene je dat na Sl. 7.5. Antena radi u opsegu od 5.85 GHz do 6.15 GHz, gde je postignuto skeniranje glavnog snopa od  $45^\circ$  do  $77^\circ$ . Frekvencijska osetljivost je  $10.67^\circ$  za 100 MHz. Maksimalni gain iznosi 13.73 dBi, i opada do 12.4 dBi na gornjoj ivici radnog opsega, s tim što je većina glavnih lobova u radnom opsegu ima gain iznad 13.2 dBi. Ovo predstavlja veoma dobar kompromis između što većeg traženog opsega skeniranja za što manju promenu učestanosti uz što manju degradaciju pojačanja antene. Kod [32] maksimalni gain ide do oko 14 dBi, dok najniži iznosi 12 dBi. Nivo bočnih lobova se kreće od -10 dB do -7.7 dB u odnosu na nivo glavnog loba.

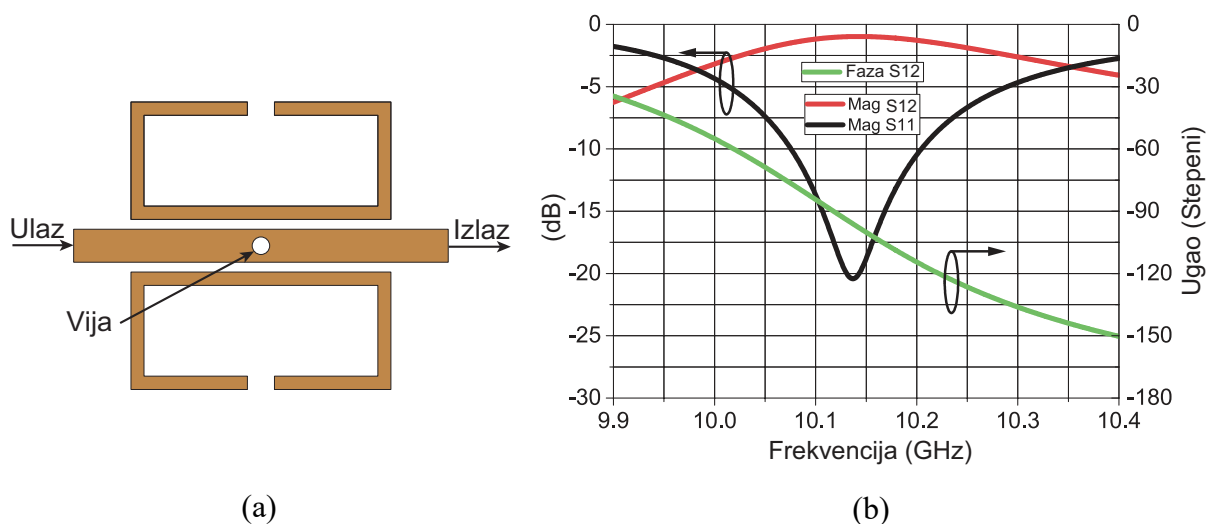
Antena sa frekvencijskim skeniranjem napajana na centralnoj frekvenciji od 6 GHz sa meandrom dužine  $2\lambda_g$  u tehnici balansnog mikrostrip voda je predstavljena u [32]. Antena poseduje mogućnost skeniranja velikog sektora od oko 50 stepeni, ali zahteva frekvencijski opseg od 20% koji je obično nedostupan na nižim frekvencijama. Sličan pristup sa faznim šifterima realizovanim pomoću transmisionih vodova predložen je u [111].

Antena je realizovana na troslojnom dielektriku i ima veliki ugao skeniranja od 73 stepena, ali sa veoma slabom frekvencijskom osetljivošću od  $43.24^\circ/\text{GHz}$ , što znači da zahteva veoma veliku promenu frekvencije od oko 1.7 GHz. Uskopojasno frekvencijsko skeniranje sa značajnim poboljšanjem u frekvencijskoj osetljivosti od  $1.64^\circ/\text{MHz}$  je izloženo u [112]. Predložena skenirajuća antena koristi filter propusnik opsega između antenskih elementa koji obezbeđuje dodatni fazni pomeraj, ali nedostatak je prilično veliko uneseno slabljenje u napojnoj mreži što značajno redukuje gain antene. Tako da skenirajuća antena od 11 zračećih elemenata poseduje gain od svega -6 dBi.

U ovom rešenju predložen je antenski niz sa frekvencijskim skeniranjem sa znatno većom frekvencijskom osetljivošću u odnosu na [32] usled upotrebe *left-handed* ćelije bazirane na paru SRRs koji su spregnuti sa balansnim mikrostrip vodom. Predloženi fazni šifter obezbeđuje značajan fazni pomeraj u uskom frekvencijskom opsegu, a da pri tome ima dobro prilagođenje i malo uneseno slabljenje. Maksimalni gain antenskog niza je 13.73 dBi sa varijacijom od 1.33 dB u opsegu skeniranja.

### 7.3 Niz sa frekvencijskim skeniranjem sa *left-handed* šifterom na bazi četiri simetrično postavljena SRRs

#### 7.3.1 *Left-handed* šifter na bazi četiri simetrično postavljena SRRs



Slika 7.6 (a) *Left-handed* šifter na bazi 4 SRRs, (b) *S*-parametri šiftera pod (a).

Šifter sa Sl. 7.6a je korišćen u [97-100, 102, 105-107, 109], tipično za rad nizova na opsegu oko 10 GHz. Šifter je takođe rađen u BMS tehnici i sastoji se od ukupno 4 SRRs, dva sa jedne strane dielektrika, dva sa druge. Par SRRs se nalazi sa obe strane voda i vija se nalazi u sredini, kao kod prethodnog slučaja. Pošto je šifter višestruko simetričan numerička

simulacija može biti višestruko ubrzana. Takođe ovaj šifter zauzima manju površinu od šiftera u 7.2.1, što omogućava veću fleksibilnost u pogledu položaja i izbora zračećih elemenata, a zbog svoje simetrije njegov uticaj na dijagram zračenja bi trebalo da bude minimizovan, naročito u pogledu pojave asimetrije dijagrama zračenja. Njegove karakteristike su date na Sl. 7.6b. Uneseno slabljenje je 0.95 dB na rezonantnoj frekvenciji.

Dati šifter omogućava skeniranje sektora od  $30^\circ$  za 2.5% relativnog opsega, što bi po izrazu (5.21) zahtevalo fazni pomeraj od  $\pm 47^\circ$  i tražena dužina ekvivalentnog voda  $L$  bi bila  $10.35 \lambda_0$ . Korišćen je dielektrik Rogers 5880, sa dielektričnom konstantom od 2.17, debljinom od 0.508 mm i tangensom ugla gubitaka od 0.0009. Površinska hrapavost bakarne folije za dati dielektrik je 0.3 mikrona, što je značajno manje u odnosu na Rogers 4003C. I u ovom slučaju impedansa transmisiona linije je  $100 \Omega$ , a simulirani gubici za dati materijal i frekvenciju od 10 GHz bi bili 0.035 dB/cm što bi kao i u (7.1) dalo gubitke za ekvivalentni vod kao

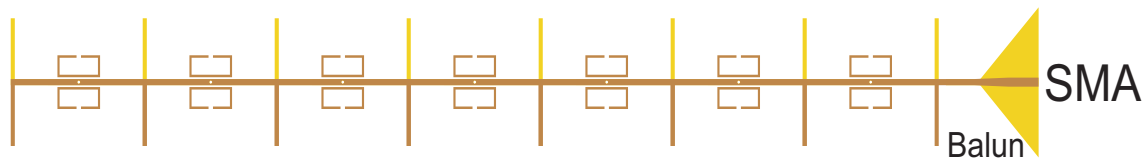
$$A = 10.35 \cdot \frac{30 \cdot 10^9 \text{ cm/s}}{10 \cdot 10^9 \text{ 1/s}} \cdot 0.035 \text{ dB/cm} = 1.087 \text{ dB} \quad (7.2)$$

Vrednost u (7.2) je manja iako je vod značajno duži, jer su gubici u samom materijalu značajno manji.

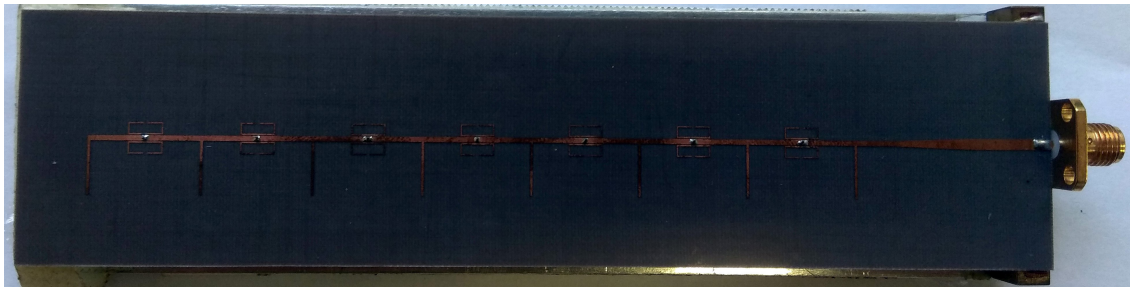
### 7.3.2 Implementacija niza

Kao zračeći elementi koriste se pravougaoni mikrostrip dipoli impedanse  $Z = 400 \Omega + 0j$ , koji su rezonantni na 10 GHz. Niz se nalazi na udaljenosti  $\lambda_0 / 4$  (7.5 mm) iznad reflektorske ravni. Rastojanje između dipola u nizu je  $\lambda_0 / 2$  (15 mm). Izgled niza je dat na Sl. 7.7a, a proizvedeni prototip je dat na Sl. 7.7b. Na Sl. 7.7c vidimo određeni pomeraj između merenih i simuliranih rezultata  $S_{11}$  parametra zbog činjenice da SMA konektor nije precizno modelovan kao i da veza između baluna i samog konektora može da unese određene razlike.

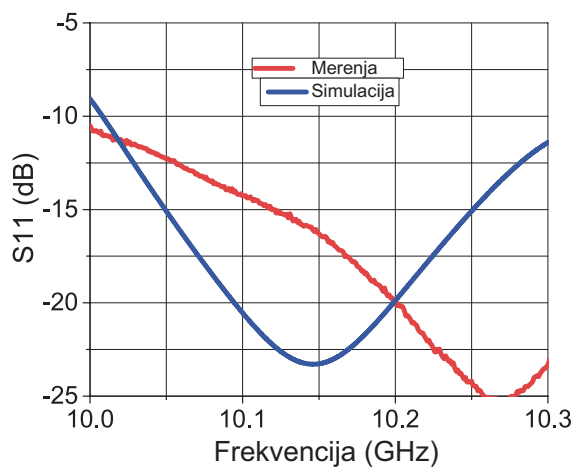
Bez obzira na to vidimo da mereni  $S_{11}$  parametar prikazuje dobro prilagođenje u radnom opsegu od 10 do 10.3 GHz. Sa Sl. 7.7d opet možemo videti blago odstupanje od merenih rezultata kao posledica nepreciznosti proizvodnje. Merene karakteristike pokazuju skeniranje od  $105^\circ$  to  $130^\circ$ , varijaciju gain-a od 12.1 do 12.9 dBi i frekvencijsku osetljivost od  $8.33^\circ/100$  MHz. Merene vrednosti nivoa bočnih lobova se kreću od -11.5 do -9 dB ispod nivoa glavnog loba. Iz ova dva primera frekvencijski skenirajuća niza sa dva različita šiftera možemo videti da glavni problem predstavlja nivo bočnih lobova koji će tipično biti gori od nivoa bočnih lobova uniformnog niza od 13.47 dB (izraz 5.14).



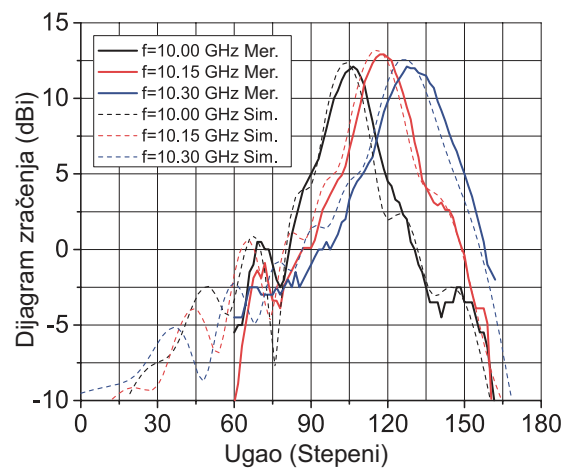
(a)



(b)



(c)



(d)

Slika 7.7 Antenski niz sa šifterima sa Sl. 7.6: (a) izgled modela, (b) izrađeni prototip, (c) mereni i simulirani  $S_{11}$ , (d) mereni i simulirani dijagram zračenja.

I pored toga što su svi elementi niza identični, raspodela snage među njima neće biti ista, tj. tipična raspodela će biti eksponencijalno opadajuća. Prvi element najbliže izvoru će dobijati najviše snage dok će poslednji element linearnog niza primati najmanje. Gubici u šifterima svakako značajno utiču na dinamiku raspodele snage u nizu.

#### 7.4 Niz sa frekvencijskim skeniranjem sa *left-handed* šifterom i potiskivanjem bočnih lobova

Da bi se dobilo potiskivanje bočnih lobova u antenskom nizu potrebno je izvršiti odgovarajuću raspodelu snage između elemenata niza. Ovaj zadatak je naročito problematičan

za slučaj linearnog skenirajućeg niza sa serijskim napajanjem (poglavlje 5.4). Tipična konfiguracija niza sa putujućim talasom bi podrazumevala upotrebu zračećih elemenata različite impedanse, tako da bi kada talas putuje kroz niz svaki od zračećih elemenata uzimao odgovarajući deo od dostupne snage u zavisnosti od vrednosti impedanse. Na kraju niza se tipično nalazi prilagođenje čija je uloga da pokupi preostali deo snage u nizu. Bez otpornika prestala snaga bi se vratila u niz i prouzrokovala skeniranje u pravcu simetričnom u odnosu na broadside. Ovaj snop bi bio značajno manje amplitude u odnosu na glavni snop zračenja, ali u zavisnosti od broja elemenata i dinamike niza može da predstavlja veoma značajan bočni lob. Gubici u šifterima svakako moraju biti uračunati.

Bitan problem koji je značajan za frekvencijski skenirajuće antene je činjenica da one moraju da rade u određenom frekvencijskom opsegu sa zadovoljavajućim karakteristikama. Elementi niza imaju frekvencijski zavisne karakteristike i mogu imati značajno drugačije ponašanje u zavisnosti od opsega frekvencija na kojima se posmatraju. Raspodela snage se tipično bazira na odnosu impedansi zračećih elemenata i transmisiona linije.

Pristup koji bi bio pogodniji posebno za šire opsege je posmatranje  $S$ -parametara višeportne mreže i na taj način direktno posmatrati raspodelu snage u frekvencijskom opsegu (kao u poglavlju 6.3). Da bi raspodela snage bila očuvana u frekvencijskom opsegu sve komponente bi trebalo da imaju slabu promenu impedanse, što bi dalo stabilne  $S$ -parametre. Ovo može biti postignuto upotrebom pentagonalnih dipola [96-98, 101-102, 104-105, 109] kao zračećih elemenata i šiftera iz poglavlja 7.3.1. Proračun impedanse za odgovarajuću raspodelu može biti dobijen na osnovu

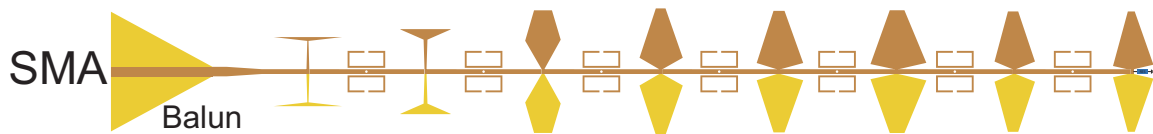
$$Z_j = 10^{\frac{a_j}{10}} \frac{Z_{norm}}{(w_j(n,k))^2} \quad (7.3)$$

gde  $Z_j$  predstavlja vrednost impedanse u  $\Omega$  od  $j$ -tog elementa niza,  $j=1..n$ , gde je  $n$  broj elemenata niza; a  $a_j$  predstavlja akumulirane gubitke u nizu do  $j$ -tog elementa niza, što su pretežno gubici koji potiču od faznih šiftera i gubici usled zračenja.  $Z_{norm}$  je konstanta čija vrednost zavisi od opsega dostupnih impedansi zračećih elemenata (od minimalne i maksimalne impedanse).  $w_j(n,k)$  su koeficijenti raspodele za niz od  $n$  elemenata i željeno potiskivanje bočnih lobova  $k$  dB ispod nivoa glavnog loba za  $j$ -ti element niza. Implementacija ovog pristupa je prikazana i u [96]. Za Dolph-Chebyshev-ovu raspodelu (poglavlje 5.4) sa parametrima  $n = 8$  i  $k = 21$ ; i  $a_j = 1.5(j-1)$  vrednosti potrebnih impedansi su dati u Tabeli 7.1.

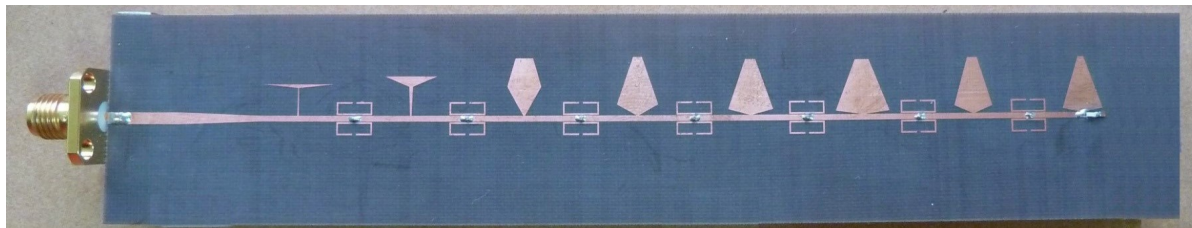
Izgled modela dat je na Sl. 7.8a, a izgled izrađenog prototipa dat je na Sl. 7.8b. Mereni i simulirani  $S$ -parametri su prikazani na Sl. 7.9a. Mereni  $S_{11}$  parametar je bolji nego simulirani zbog dodatnih gubitaka.

Tabela 7.1 Vrednosti impedansi zračećih elemenata u  $\Omega$ .

$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$	$Z_5$	$Z_6$	$Z_7$	$Z_8$
1570.8	750.2	292.3	156.1	110.5	103.7	133.4	140

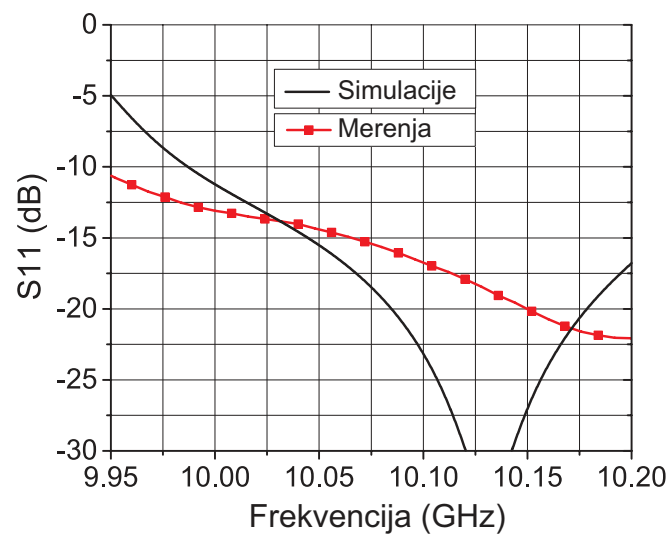


(a)



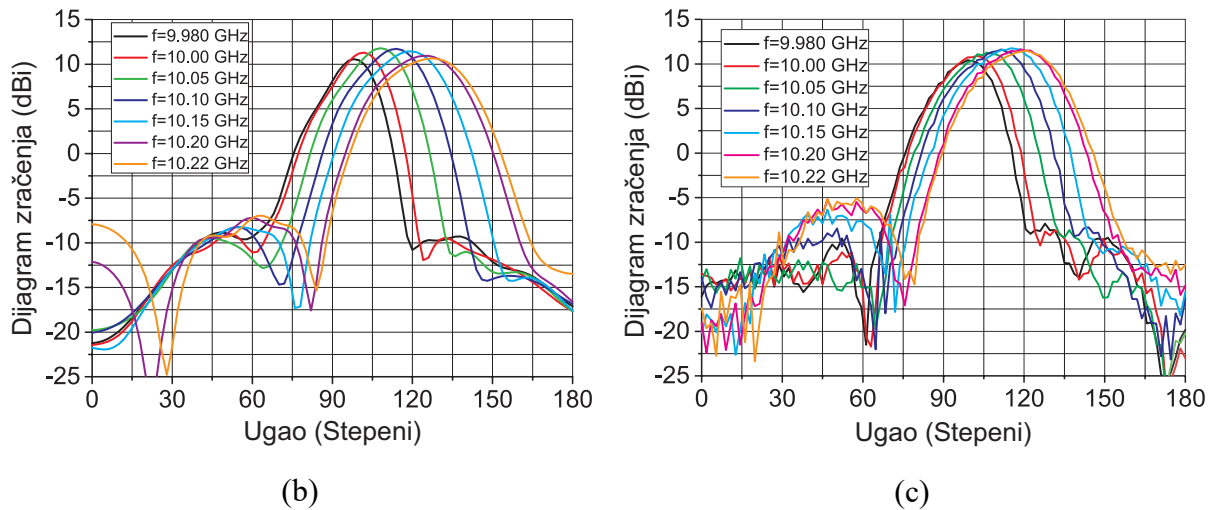
(b)

Slika 7.8 Niz sa *left-handed* šifterima i potiskivanjem bočnih lobova: (a) izgled modela, (b) prototip.



(a)





Slika 7.9 Karakteristike niza sa Sl. 7.8: (a) mereni i simulirani  $S_{11}$ , (b) simulirani dijagram zračenja, (c) mereni dijagram zračenja.

Tabela 7.2 Poređenje merenih karakteristika nizova sa identičnim pravougaonim dipolima i različitim pentagonalnim dipolima.

Dipoli	Pravougaoni	Pentagonalni
Opseg rada (GHz)	10.00-10.30	9.98-10.22
Ugao skeniranja	100°-125° (25°)	100°-122° (22°)
Frekvencijska osetljivost	83.333°/GHz	91.666°/GHz
3 dB širina	14.26° – 22.6°	21.2°-29.2°
Gain	12.1 dB – 12.9 dB	10.4 dB - 11.7 dB
SLLs	<b>Bolje od 7.5 dB</b>	<b>Bolje od 17 dB</b>

Simulirani i mereni dijagrami zračenja su dati na Sl. 7.9b i Sl. 7.9c, respektivno. Upotrebljena raspodela imala je za cilj da postigne potiskivanje bočnih lobova za najmanje 20 dB u odnosu na nivo glavnog loba. Na Sl. 7.9b vidimo da je to postignuto u celom radnom opsegu. Mereni rezultati pokazuju nešto veći nivo bočnih lobova kao posledicu grešaka usled proizvodnje i nešto slabiji gain zbog dodatnih gubitaka. Detaljno poređenje merenih karakteristika za antene sa Sl. 7.7 i Sl. 7.8 dato je u Tabeli 7.2.

Vidi se da sa upotrebom pentagonalnih dipola različitih impedansi može se postići značajno potiskivanje bočnih lobova. Kao direktna posledica suzbijanja bočnih lobova je proširenje 3 dB širine glavnog snopa i malo smanjenje gain-a.

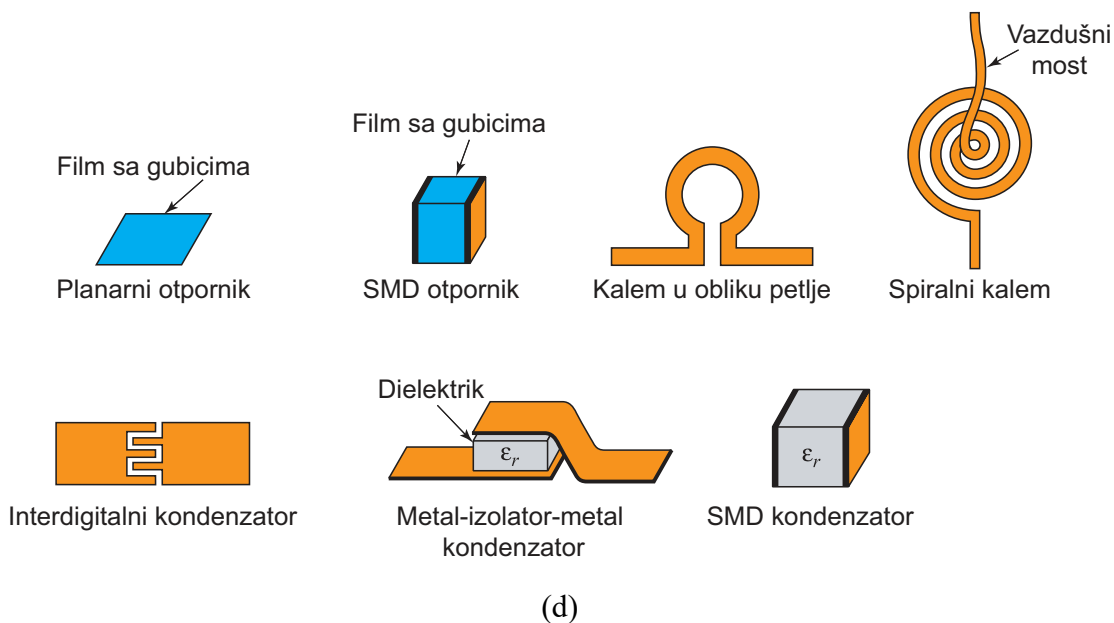
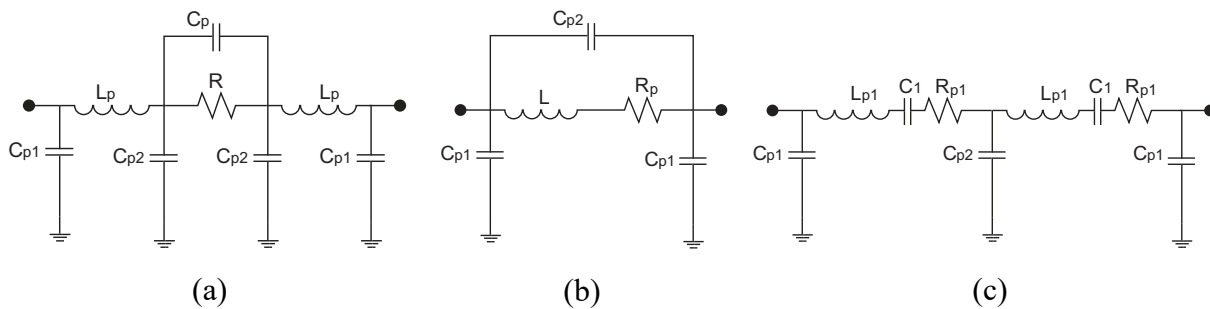
## 7.5 Niz sa frekvencijskim skeniranjem sa novim *right-handed* šifterom i potiskivanjem bočnih lobova

Rad na veoma visokim frekvencijama nosi mnogobrojne izazove. Proste elementarne komponente poput kalema, kondenzatora, otpornika često je veoma teško i skupo implementirati zbog potrebe za veoma malim dimenzijama kao i činjenice da se mogu ponašati dosta drugačije u zavisnosti od opsega posmatranja. Realne komponente se prave sa namerom da imaju dominantno željene karakteristike, ali svaka od njih u praksi predstavlja skup različitih parazitnih efekata Sl. 7.10 [113-114].

Otpornici se prave od tankih ili debelih filmova Sl. 7.10d. Tanki filmovi se prave od materijala sa gubicima poput nihroma i tantal nitrida. Debeli filmovi se prave od otpornih pasti na bazi ugljenika ili rutenijum dioksida. Otpornici u formi SMD-a (Surface-Mount Device) se konstruišu tako što se filmovi postavljaju na dielektrik, a sloj metalizacije se dodaje na film. Otpornost se određuje na osnovu toga što je poznata otpornost odgovarajućeg filma po jedinici površine. U zavisnosti od tipa otpornika i opsega rada, tipični problemi su velike varijacije otpornosti u zavisnosti od temperature i frekvencije.

Male vrednosti induktivnosti mogu biti realizovane sa kratkom petljom transmisiona linije, dok veće korišćenjem spiralnih kalemova. Problem sa većim vrednostima induktivnosti je što značajno povećavaju parazitne gubitke i kapacitivnost. Kondenzatori takođe mogu biti proizvedeni bilo u formi SMD-a ili čisto štampanog interdigitalnog rešenja. Kondenzator može imati značajnu parazitnu induktivnost na određenim frekvencijama. Otpornik takođe može imati znatno izmenjenu rezistansu od željene i veoma jaku reaktansu. Kratak spoj je osnovna komponenta mnogih mikrotalasnih sklopova. Tipično se izvodi u obliku vije, koja se formira tako što se izbuši rupa u dielektriku čiji se zidovi zatim presvuku metalom. Na taj način obezbeđena je veza sa masom za slučaj mikrostripa. Vija je naročito problematična, jer količinu metala u njoj i na njenim krajevima, da bi se obezbedila dobra veza, je često veoma teško precizno kontrolisati. Za veoma tanke dielektrike potrebna je specijalna i veoma skupa tehnologija za implementaciju vija. Zbog svega ovoga se često pribegava štampanim rešenjima gde god je to moguće (štampani kalem, kondenzator itd.).

U ovom poglavlju biće predstavljena antena sa frekvencijskim skeniranjem i potiskivanjem bočnih lobova sa pentagonalnim zračećim elementima, i čisto planarnim *right-handed* šifterima. Biće objašnjena primena niza, prednosti, kao i samo ponašanje pentagonalnih dipola.



Slika 7.10 (a) Šema realnog otpornika, (b) šema realnog kalema, (c) šema realnog kondenzatora, (d) prikaz tehnologija za izradu komponenti (a)-(c) [113].

### 7.5.1 Dizajn šiftera

U praksi, danas su veoma popularni aktivni fazni šifteri [115-118]. Njihova najveća prednost je što mogu proizvoditi varijaciju faznog pomeraja korišćenjem DC (jednosmerna struja) kontrole bez promene frekvencije, ali mana je generalno skuplji dizajn, značajno veći gubici i potreba za posebnim sistemom za DC kontrolu. Šifteri na bazi prekidača mogu da daju samo diskretne vrednosti pomeraja. Sa druge strane pasivni frekvencijski šifteri zahtevaju određeni frekvencijski opseg za rad, ali su jeftini, laki za proizvodnju i značajno su manjih gubitaka od aktivnih šiftera. Takođe, oni mogu dati proizvoljnu vrednost faznog pomeraja u opsegu rada.

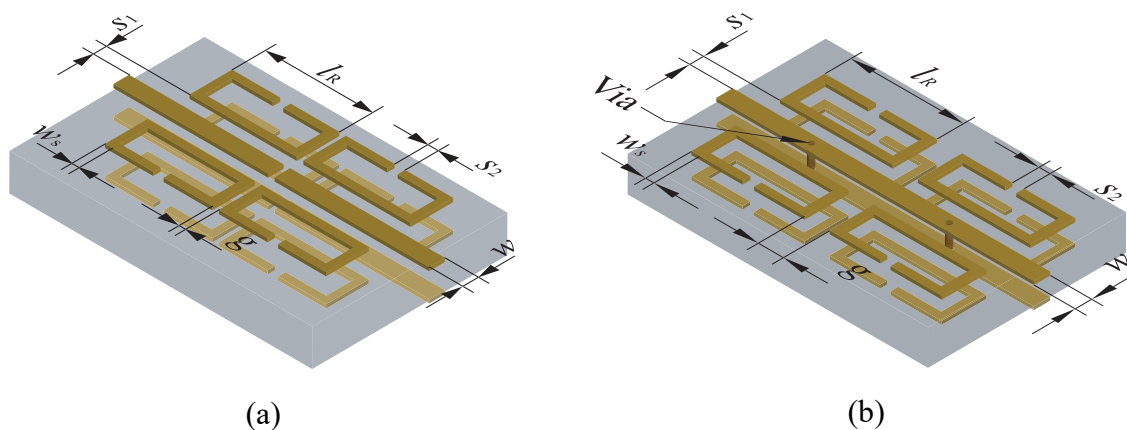
Pored malih gubitaka, linearnosti, velike frekvencijske osetljivosti, veoma poželjna osobina faznih šiftera su konstantni uneti gubici u određenom opsegu, što omogućava preciznu procenu uticaja šiftera na ceo antenski niz. Jedan od načina za dizajn šiftera sa ravnim gubicima i visokom frekvencijskom osetljivošću je upotreba strukture koja ima dve

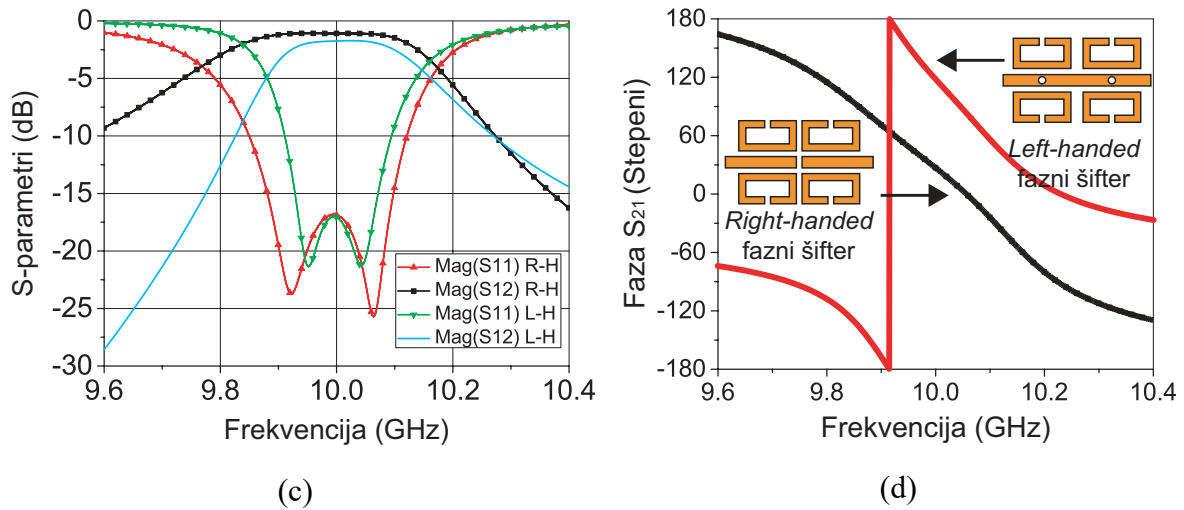
međusobno bliske rezonantne frekvencije i tako obezbediti željeno ponašanje šiftera u širem opsegu. Da bi dobili veći ugao skeniranja u odnosu na onaj u [98], dva nova šiftera su razvijena: jedan koji se sastoji od dve *left-handed* jedinične ćelije i drugi koji je *right-handed* struktura. Oba šiftera se sastoje od 4 para SRRs, spregnutih sa balansnom mikrostrip linijom. Dva para sa jedne i dva para sa druge strane dielektrika. SRRs su polu-talasn rezonatori čije ponašanje je studirano u [109], za pojedinačne i višestruke SRRs.

Dizajn šiftera pokazuje da pojačano sprezanje između SRRs i transmisionne linije poboljšava ukupne karakteristike šiftera. Zbog toga da bi se pojačala sprega SRRs su izduženi duž transmisionne linije, umesto korišćenja tipičnih kvadratnih SRRs. Predloženi *left-handed* šifter ima dve metalne vije koje povezuju gornji i donji provodnik balansne transmisionne linije i dobijen je kombinovanjem šiftera iz [98].

Dva razmatrana dizajna prikazana su na Sl. 7.11. Može se videti da *right-handed* šifter ima dva procepa na centru transmisionne linije (na gornjoj i donjoj strani dielektrika) što omogućava strukturi da se ponaša kao filter propusnik opsega. Ova struktura je čisto planarna i može biti lako skalirana na više frekvencije pošto ne sadrži vije koje su tipično najčešći uzroci nepredvidivog ponašanja i gubitaka, posebno na veoma visokim učestanostima.

Simulirana amplitudska i fazna karakteristika oba šiftera su poređene na Sl. 7.11c. Šifteri su dizajnirani na Rogers 5880 debljine 0.508 mm sa istim ostalim parametrima kao u prethodnom slučaju. Sa slike vidimo da je u slučaju *right-handed* šiftera postignuta praktično potpuno ravna karakteristika za unete gubitke u radnom opsegu od 9.8-10.2 GHz, i da oni iznose 1 dB, dok fazni pomeraj sa Sl. 7.11d u radnom opsegu od 9.8-10.2 GHz iznosi 195°. Ovo je više nego duplo od dobijenog faznog pomeraja sa prethodnim šifterima, samim tim i ugao skeniranja treba da bude srazmerno veći. *Left-handed* struktura pokazuje znatno nestabilnije unete gubitke, naročito na ivicama radnog opsega.

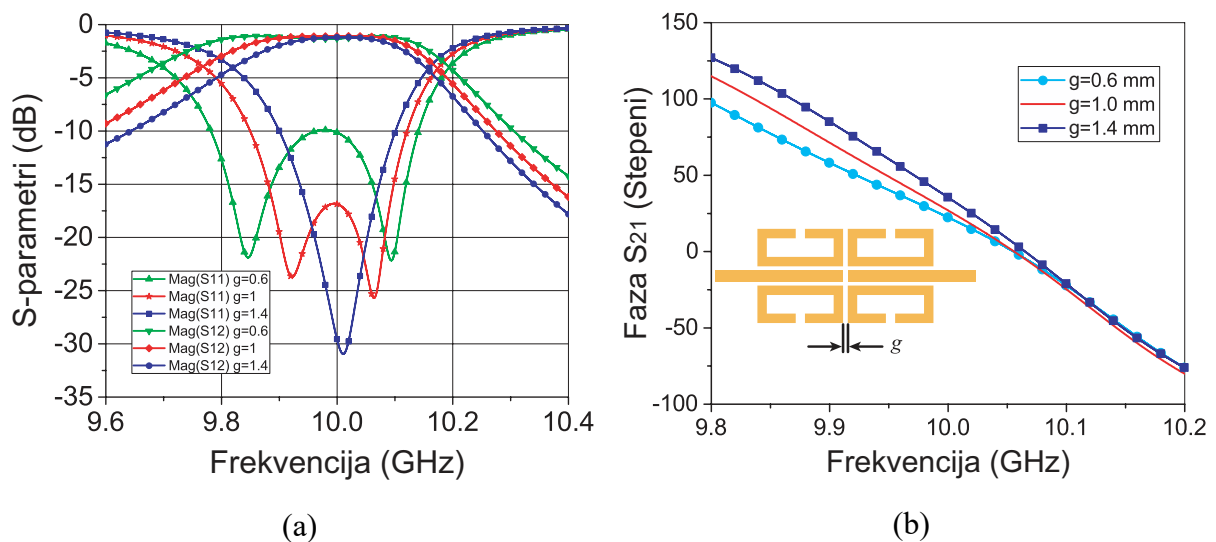




Slika 7.11 Dizajni faznih šiftera sa dve ćelije: (a) *Right-handed* sa dimenzijama  $l_R = 5$  mm,  $w = 0.75$  mm,  $s_2 = 0.45$  mm,  $w_s = 0.6$  mm,  $s_1 = g = 0.1$  mm; (b) *left-handed* sa dimenzijama  $l_R = 4.8$  mm,  $w = 0.75$  mm,  $s_2 = 0.5$  mm,  $w_s = 0.2$  mm,  $s_1 = 0.1$  mm,  $g = 2$  mm; (c) amplituda  $S$ -parametara u dB, (d) fazna karakteristika  $S_{21}$  parametra.

Fazne karakteristike su date na Sl. 7.11d i na njima se vidi da oba šiftera imaju sličnu frekventijsku osetljivost, ali s obzirom da je *right-handed* rešenje bez vija, sa manjim gubicima ono je izabrano za dalji dizajn antene.

Karakteristike *right-handed* šiftera mogu biti podešavane promenom dimenzija procepa  $g$  sa Sl. 7.11a. Kada je  $g$  povećano nagib fazne karakteristike postaje oštiji i veći fazni pomeraj može biti dobijen za istu promenu frekvencije. Simulirane karakteristike za različite dimenzije procepa  $g$  su date na Sl. 7.12.



Slika 7.12 Karakteristike  $S$ -parametara *right-handed* šiftera u zavisnosti od procepa  $g$ : (a) amplituda u dB, (b) fazna karakteristika  $S_{21}$  parametra.

## 7.5.2 Dizajn antene

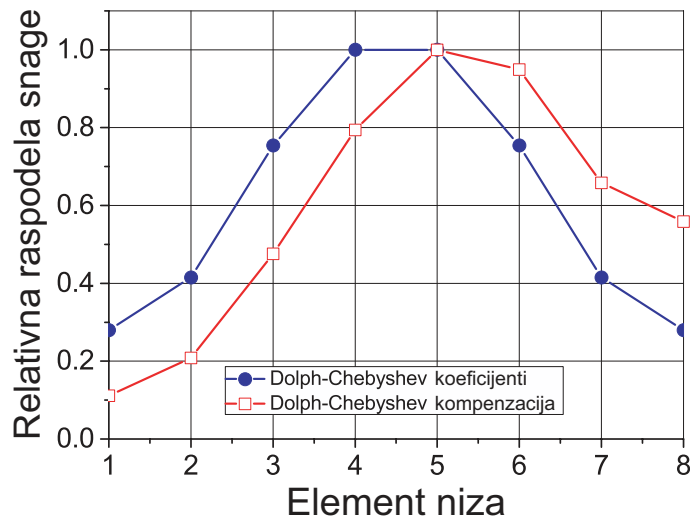
Antenski niz je koncipiran na isti način kao i kod prethodnih slučajeva. Zračeci elementi su postavljeni linearno na međusobnom rastojanju  $\lambda_0/2$  (15 mm) i na udaljenosti  $\lambda_0/4$  (7.5 mm) iznad reflektorske ravni. Za potiskivanje lobova Dolph-Chebyshev-ova raspodela je primenjena. Ona je izabrana jer zahteva minimalan odnos potrebnih impedansi od 3.57 za potiskivanje bočnih lobova od 21 dB. Kada je željena raspodela proračunata i primenjena na niz drugi problem do koga se dolazi je održavanje željene karakteristike dijagrama zračenja u celom opsegu rada.

U slučaju tipičnog linearnog faznog niza željena raspodela snage može biti postignuta preko faznih šiftera (koristeći ih istovremeno kao delitelje snage) ili variranjem impedanse zračecih elemenata. Prvi slučaj može biti veoma problematičan pošto bi to značilo da šifteri nisu sasvim identični, zbog čega mogu da nastanu određene fazne varijacije što može ozbiljno da poremeti dinamiku skenirajućeg niza. Drugi slučaj zahteva zračće elemente sa velikom fleksibilnošću impedanse i očuvanjem zračecih karakteristika u radnom opsegu.

Fazni šifteri kao dvoportne mreže sa gubicima mogu da odnesu značajan deo snage. Ti gubici mogu biti karakterisani preko unetih gubitaka tj.  $S_{21}$  parametra. Gubici od 1 dB znače da će 20.6% raspoložive snage biti izgubljeno. Dolph-Chebyshev-ova raspodela za potiskivanje od 21 dB je data na Sl. 7.13. Jedna je originalna Dolph-Chebyshev-ova raspodela, a druga je Dolph-Chebyshev-ova raspodela dobijena nakon kompenzacije kumulativnih gubitaka od 1 dB usled šiftera smeštenih između zračecih elemenata. Za razliku od originalne Dolph-Chebyshev-ove raspodele modifikovana raspodela zahteva odnos impedanse od 9 radi potiskivanja od 21 dB.

Poređenjem dve raspodele sa Sl. 7.13 može se videti velika razlika, na osnovu čega sledi da ako gubici u šifterima nisu adekvatno uzeti doći će do značajne degradacije dijagrama zračenja. Kako je data raspodela implementirana korišćenjem zračecih elementa različitih impedansi potrebno je imati zračće elemente koji imaju veliki opseg raspoloživih impedansi. Tražene impedanse su određene izrazom (7.3).

Impedansa zračecih elemenata se sastoji od sopstvene impedanse i zajedničke impedanse [119]. Sopstvena impedansa je impedansa koja bi bila merena na pristupnim portovima antene u slobodnom prostoru u odsustvu bilo kojih drugih antena, reflektora ili bilo kojih objekata koji mogu da utiču na antenu. Zajednička impedansa uzima u obzir uticaj sprege antene sa okolnim elementima.

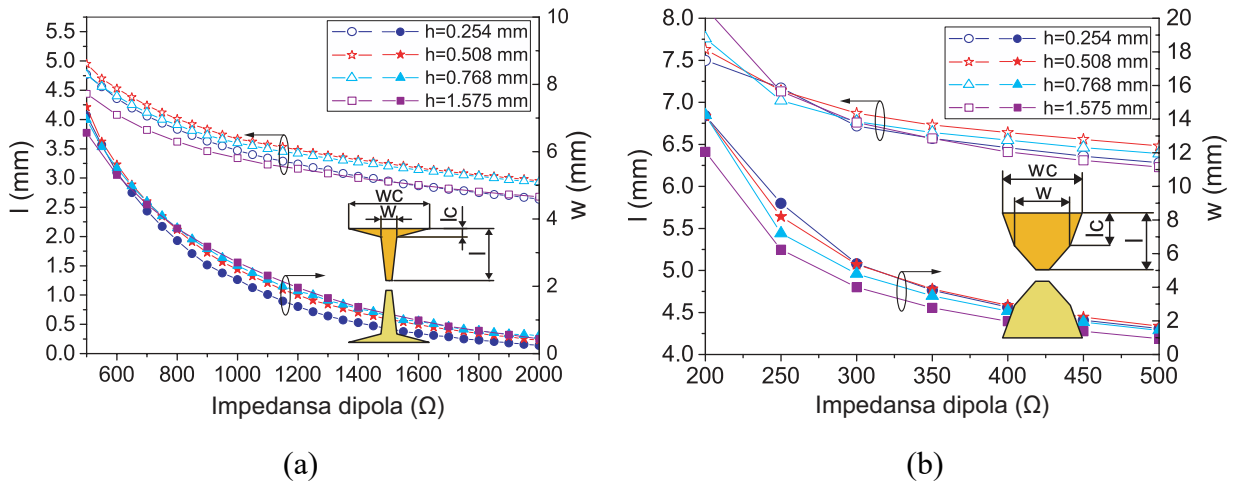


Slika 7.13 Originalna i kompenzovana Dolph-Chebyshev raspodela.

Linearni nizovi su pogođeni veoma jakom međusobnom spregom između zračećih elemenata niza [120] i mnogi radovi se bave njenom procenom i kompenzacijom [121-124]. U većini linearnih nizova željena raspodela je implementirana ignorišući međusobnu spregu između elemenata i pretpostavljajući da elementi niza nemaju uticaj jedan na drugi. Za tačnu vrednost ulazne impedanse antene, uticaj sprege sa drugim elementima mora biti uzet u obzir. Impedansa jednog elementa treba da bude računata tako su svi elementi niza pobuđeni i nalaze na tačno određenom mestu u nizu. Tipično, ulazna impedansa zračećeg elementa je pod velikim uticajem susednih elemenata ako se njihova međusobna impedansa znatno razlikuje. Uticaj međusobne sprege na impedansu je znatno manje izražen ako se radi o identičnim elementima. Impedanse dobijene preko izraza (7.3) treba da uzmu u obzir sve ove uticaje. Vrednosti traženih impedansi su date u Tabeli 7.2 za parametre  $n = 8$ ,  $k = 21$  i  $a_j = j - 1$  dB. Zbog veoma različitih sopstvenih impedansi elemenata niza ulazna impedansa elementa će biti značajno drugačija od sopstvene impedanse zbog uticaja susednih elemenata.

Ovo će naročito važiti za nekoliko prvih elemenata niza. Prvi element niza ima sopstvenu impedansu oko  $1350 \Omega$ , dok će njegova ulazna impedansa biti  $1071 \Omega$  kada se nađe u nizu (Tabela 7.2). Tipične impedanse zračećih elemenata su obično nekoliko stotina oma, retko preko  $500 \Omega$ . Veće vrednosti impedanse zahtevaju veoma tanke strukture koje su uglavnom teške za proizvodnju i veoma se lako oštećuju. Za ovu svrhu, korišćeni su specijalno modifikovani pentagonalni dipoli pomoću kojih je moguće postići veoma visoke impedanse.

Zavisnost impedanse dipola od dimenzija za različite debljine dielektrika je data na Sl. 7.14. Dva različita oblika dipola se koriste u dizajnu: jedan za veće impedanse ( $500-2000 \Omega$ ), Sl. 7.14a, i drugi koji je pogodniji za niže vrednosti impedanse, Sl. 7.14b.



Slika 7.14 (a) Varijacije dimenzija dipola za slučaj visokih impedansi za različite debljine dielektrika, sa fiksnim dimenzijama  $lc = 0.2$  mm i  $wc = 16$  mm; (b) varijacije dimenzija dipola za slučaj niskih impedansi za različite debljine dielektrika, sa fiksnim dimenzijama  $lc = 4$  mm i  $wc = 8$  mm.

Krive na Sl. 7.14 pokazuju kako dimenzije dipola  $l$  i  $w$  zavise od impedanse dipola za različite debljine dielektrika Rogers 5880 na frekvenciji od 10 GHz. Krive su dobijene tako što su dve dimenzije dipola držane fiksne dok su druge dve simultano varirane dok se ne dobije odgovarajuća impedansa na rezonantnoj frekvenciji. U praksi sve 4 dimenzije dipola mogu biti menjane u svrhu finog podešavanja impedanse, što je posebno bitno kada se rešava problem međusobne impedanse. Može se videti da je moguće postići ogromnu varijaciju impedansi u opsegu od stotinu do nekoliko hiljada oma.

### 7.5.3 Eksperimentalna verifikacija dizajna i rezultati

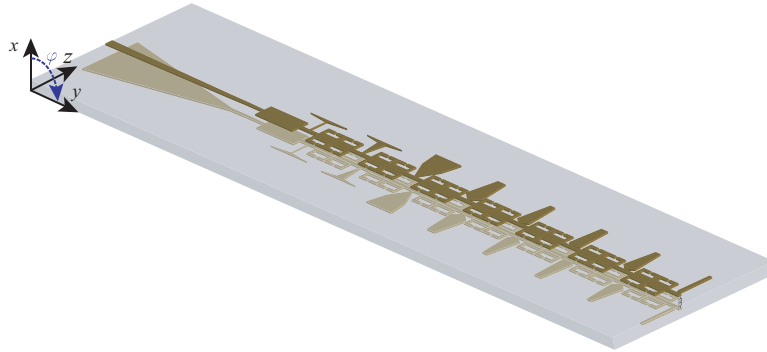
Da bi se eksperimentalno verifikovao predloženi dizajn dve antene su realizovane za potrebe skeniranja u jednoj ravni. Jedan linearan niz za dijagramom zračenja u obliku lepeze i drugi planarni niz koji je sužen i u drugoj ravni u kojoj se ne vrši skeniranje.

#### 7.5.3.1 Linearni niz

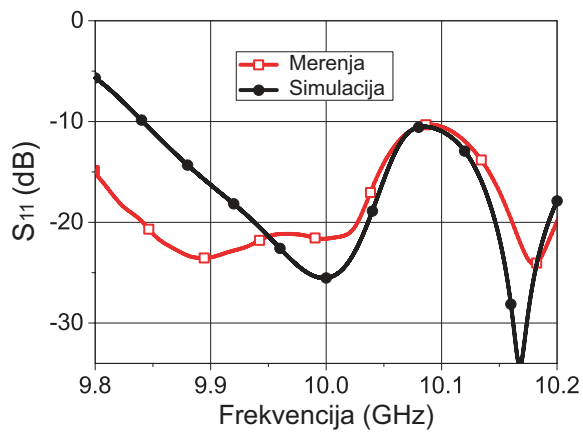
Linearni niz je prikazan na Sl. 7.15 i sastoji se od osam pentagonalnih dipola vrednosti ulaznih impedansi datih u Tabeli 7.2. Prelaz sa balansnog na nebalansni mikrostrip je urađen preko baluna. Između baluna i antene nalazi se  $\lambda_g/4$  transformator koji potiskuje skok na 10.08 GHz u  $S_{11}$  karakteristici. Da bi se sprečio povratak preostale snage nazad u niz, prilagođenje je stavljeno na kraj niza u vidu otpornika čija je otpornost jednaka impedansi voda. Sa Sl. 7.16a može se videti da postoje dva bliska minimuma na 10 GHz i 10.17 GHz



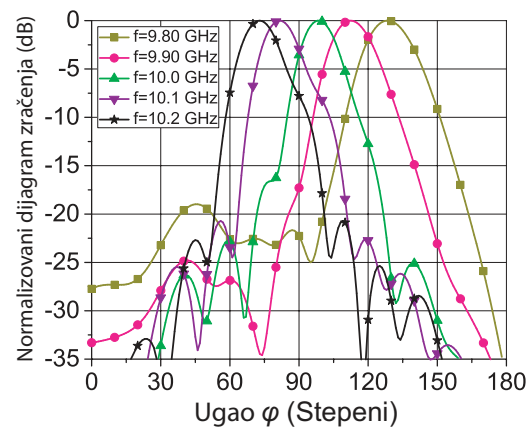
koja su posledica prisustva šiftera sastavljenog od dve ćelije. Ovo je znatno uočljivije u simulacijama nego u merenjima. Simulirani i mereni dijagrami zračenja su dati na Sl. 7.16b-c. Simulirani sektor skeniranja je između 72 i 130 stepeni, dok je mereni između 71.1 i 127.8 stepeni.



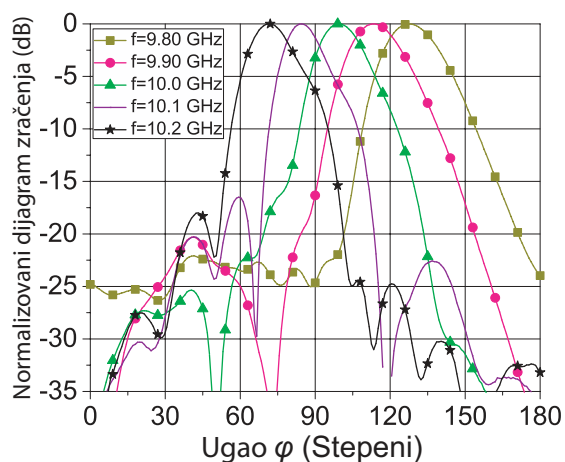
Slika 7.15 Model linearnog niza sa *right-handed* šifterima.



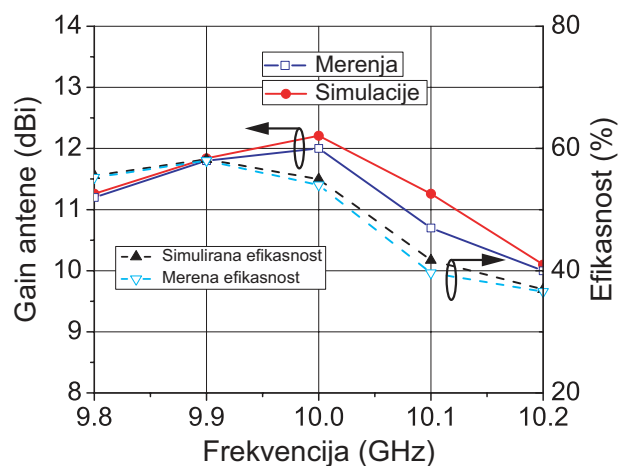
(a)



(b)



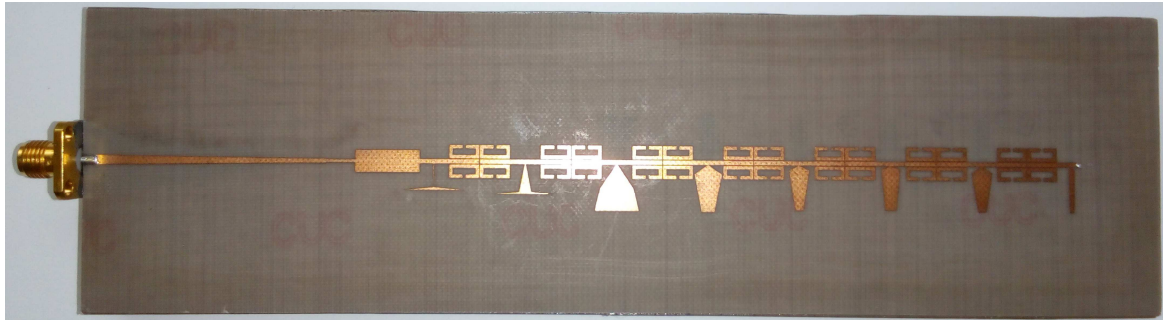
(c)



(d)

Slika 7.16 Karakteristike antene sa Sl. 7.15: (a) mereni i simulirani  $S_{11}$ ; (b) simulirani, (c) mereni dijagram zračenja; (d) mereni i simulirani gain i efikasnost.

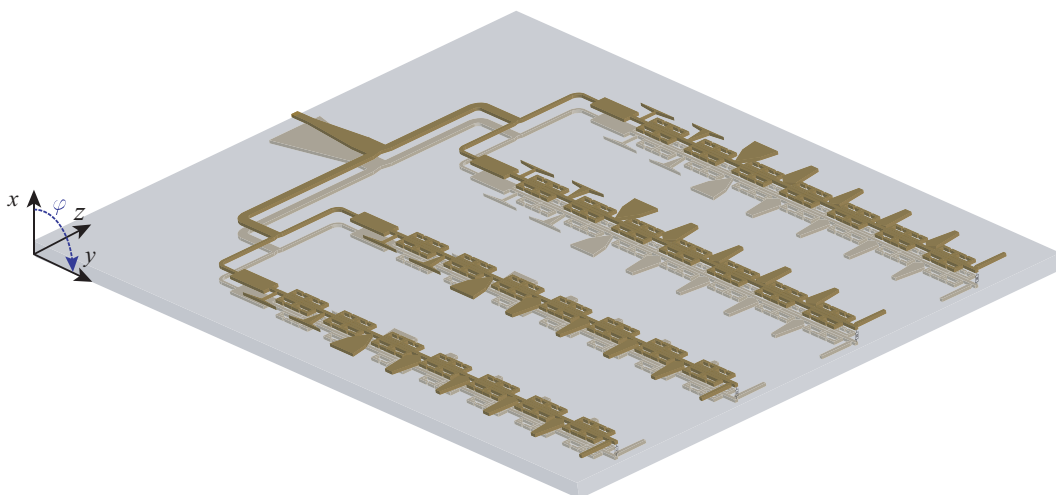
U pogledu bočnih lobova najgori slučaj je na 10.0 GHz gde simulirani nivo iznosi -18 dB, a mereni -16.5 dB, dok je na drugim frekvencijama nivo ispod -20 dB. U celom opsegu skeniranja gain antene se menja između 10.2 dBi i 12.2 dBi. Merena efikasnost varira između 37% i 55.6% kao što je prikazano na Sl. 7.16d. Može se videti relativno dobro slaganje merenih rezultata sa simulacijama. Fotografija napravljenog linearnog niza je data na Sl. 7.17.



Slika 7.17 Prototip linearnog niza sa *right-handed* šifterima.

### 7.5.3.2 Planarni niz

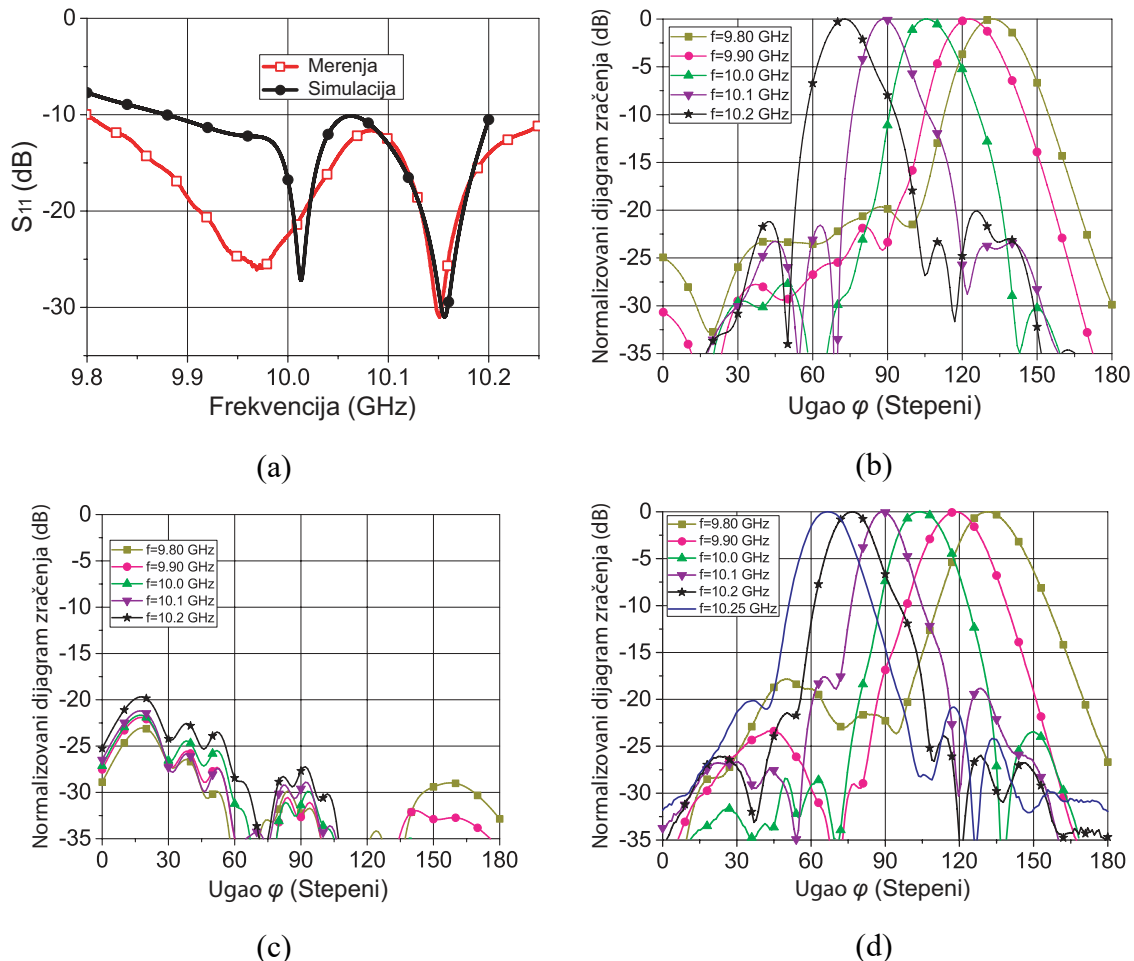
Planarni antenski niz je dizajniran kao kombinacija 4 linearna niza kombinovana na takav način, da posmatrajući sa gornje strane dielektrika, dva susedna linearna niza imaju dipole smeštene sa jedne strane napojnog voda dok druga dva niza sa suprotne strane. Ova dva para su međusobno antifazna i samim tim su napajana sa 180 stepeni fazne razlike. Antifazna konfiguracija značajno redukuje neželjeno zračenje i snižava sveukupni nivo kros-polarizacije. Izgled planarnog niza je dat na Sl. 7.18. Linearni podnizovi su smešteni na transverzalno rastojanje od  $\lambda_0$  na 10 GHz. Ulazna snaga je podeljena podjednako između sva 4 podniza preko T-spojeva.



Slika 7.18 Model planarnog skenirajućeg niza.

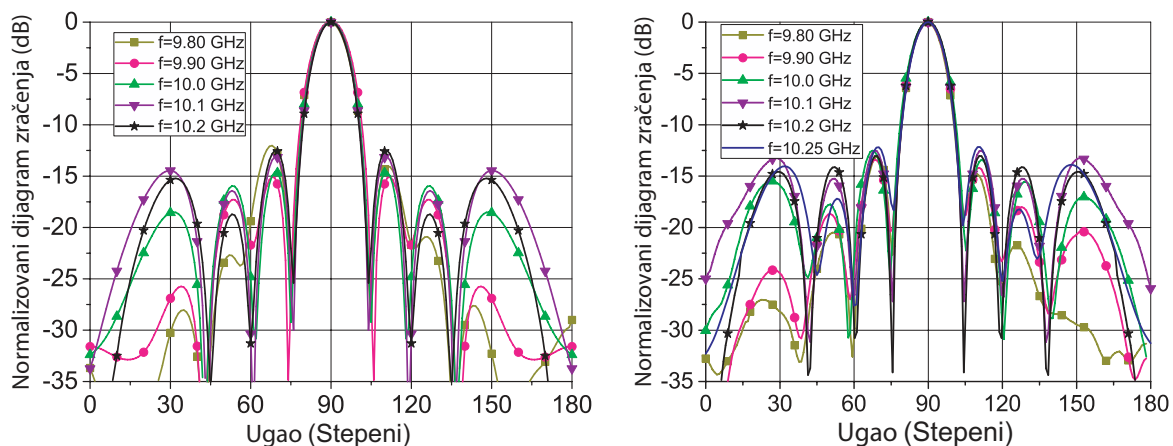
Da bi se dobila fazna razlika od 180 stepeni između parova podnizova, ulazni T-spoj je pomeřen od centra za  $\lambda_g / 4$  (na taj način jedna strana je duža, a druga kraća za  $\lambda_g / 4$ , tj. razlikovaće se za  $\lambda_g / 2$ ). Poređenje merenih i simuliranih rezultata za  $S_{11}$  je dato na Sl. 7.19a i pokazuje da fabrikovani niz ima nešto širi opseg u kome je  $S_{11} < -10$  dB u odnosu na simulacije, što je slučaj i sa linearnim nizom. Simulirani ko-polarni i kros-polarni dijagrami zračenja u H-ravni su dati na Sl. 7.19b-c, dok odgovarajući mereni ko-polarni dijagrami su dati na Sl. 7.19d.

Može se videti da je simulirani sektor skeniranja između 73 i 132 stepena, tj. 59 stepeni, dok je u merenjima taj ugao između 76.5 i 131.4 stepeni. U pogledu bočnih lobova, najgori slučaj dobijen u simulaciji je -19.3 dB, dok u merenjima on iznosi -17.7 dB. Normalizovani nivo kros-polarizacije je -27 dB ispod nivoa glavnog loba za ugao iznad 60 stepeni gde su svi glavni lobovi pozicionirani.



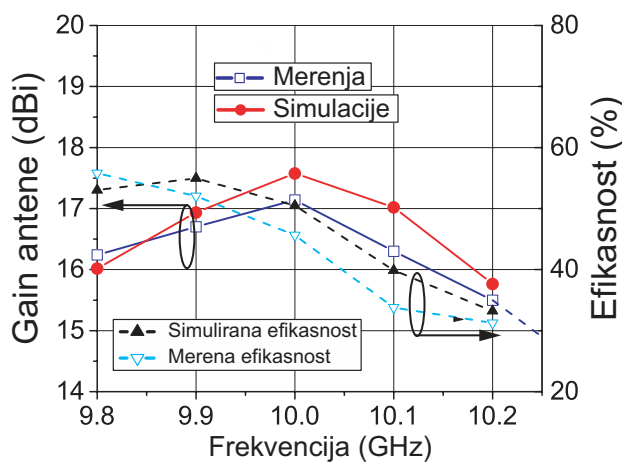
Slika 7.19 Karakteristike antene sa Sl. 7.18: (a) mereni i simulirani  $S_{11}$ ; (b) simulirana ko-polarizacija, (c) simulirana kros-polarizacija; (d) merena ko-polarizacija H-ravni dijagrama zračenja.

Simulirani i mereni relativni dijagrami zračenja u E-ravni su dati na Sl. 7.20a-b i pokazuju veoma dobro slaganje sa simulacijama. Takođe vidimo sa Sl. 7.20c da je varijacija gain-a tokom skeniranja ispod 2 dB, dok je merena efikasnost između 31% i 56%. Dodatno merenje na 10.25 GHz je urađeno iz razloga što je prilagođenje i nivo bočnih lobova zadovoljavajući, ali ovaj dijagram ima varijaciju veću od 2 dB u odnosu na prethodne tako da ne može biti grupisan sa njima.



(a)

(b)



(c)

Slika 7.20 Karakteristike antene sa Sl. 7.18: (a) simulirani, (b) mereni dijagram zračenja u E-ravni; (c) mereni i simulirani gain i efikasnost.

## 7.6 Primena u praksi

Komercijalni radarski senzori zavise od jeftinih rešenja pomoću kojih mogu da vrše procenu ugla i rastojanja. Pokazano je da kombinacija FMCW (Frequency-modulated continuous-wave) radara i frekvencijski skenirajuće antene može postići dobijanje informacija o uglu i rastojanju koristeći minimum aktivnih RF komponenti i digitalne obrade signala

[125-126]. Komercijalna opravdanost sistema drastično zavisi od dostupnosti jeftinih i preciznih rešenja u oblasti frekvencijski skenirajućih antena.

Štampana frekvencijski skenirajuća antena u [111] je dizajnirana kao višeslojna struktura koja ima veliki sektor skeniranja, niske bočne lobove i frekvencijsku osetljivost od  $43.24^\circ/\text{GHz}$ . Rešenje bazirano na kompozitnom *right/left hand* rešenju koje koristi *leaky-wave* mod u formi dielektrika integrisanog u talasovodu [127-129], pokriva veoma veliki sektor skeniranja, ali zahteva veoma veliki opseg raspoloživog frekvencijskog opsega zbog čega dijagram zračenja ima velike varijacije u gain-u i deformacije, takođe ima veoma slabo potiskivanje bočnih lobova. Stabilniji gain se može postići modifikujući strukturu kao u [130]. Pasivna mreža za fazne nizove na bazi kompozitnih *right/left hand* transmisionih linija je data u [131], ali takođe zahteva veliki opseg za svoj rad. Mala frekvencijska osetljivost je pojačana u [112], ali po cenu veoma velikih gubitaka i malog gain-a.

Predloženo rešenje sa jednom ćelijom šiftera [98] omogućava skeniranje od oko  $30^\circ$ . Rešenje sa dve čisto planarne ćelije šiftera omogućava praktično dupliranje ugla skeniranja, uz povećanje frekvencijske osetljivosti. Predloženi dizajn sa specijalno razvijenim zračućim elementima velikog opsega impedansi, pentagonalnim dipolima omogućava implementaciju raspodele neophodne za potiskivanje lobova u skenirajućim elementima sa dodatnim gubicima u šifterima. Proizvedeni planarni niz ima skeniranje od  $55^\circ$  i frekvencijsku osetljivost od  $14.25^\circ/100 \text{ MHz}$ . Rezultati se dobro slažu sa simulacijama. Predloženo rešenje je odličan kandidat za komercijalne senzorske sisteme.

## **7.7 Automatska metoda za merenje dijagrama zračenja**

Merenje dijagrama zračenja je neophodan postupak za karakterizaciju svake antene. U slučaju kada se radi o složenijim antenskim nizovima sa veoma usmerenim dijagramima zračenja i velikim slabljenjem bočnih lobova, potrebno je dobiti merenje u što više tačaka. Ručni postupak, bilo mehaničkim pomeranjem pozicionera ili davanjem signala za promenu položaja, može biti veoma dugotrajan i sklon greškama. Automatizovan sistem može da ubrza proces i nekoliko desetina puta, uz apsolutnu ponovljivost rezultata merenja. Za potrebe merenja realizovanih antena razvijena je metoda opisana u [108].

### **7.7.1 Opis sistema**

Metoda za automatsko merenje dijagrama zračenja kao osnovu za svoja merenja koristi vektorski analizator mreža Anritsu ME7838A. Sistem se može konfigurisati u zavisnosti od konkretnih potreba merenja u pogledu: frekvencijskog opsega, broja mernih tačaka po

učestanosti, zadatih pravaca merenja, širine među-frekvencijskog opsega i usrednjavanja, selekcija ko- ili kros-polarisanog dijagrama zračenja. Sistem se može konfigurirati da pri merenju obavlja usmeravanje antene po maksimalno tri stepena slobode, u zavisnosti od broja trenutno aktivnih motora. U sistem je takođe moguće uključiti step-motore različitih gabarita, sa ili bez reduktora, kako bi se prilagodili gabaritima merene antene koja može zahtevati veću nosivost i/ili bolju rezoluciju pozicionera. Posle konfiguracije sistema, kalibracije analizatora mreža i kalibracije nivoa polja na mestu referentne antene, sistem dalje samostalno izvršava merenja i na kraju grafički prikazuje dobijene rezultate.

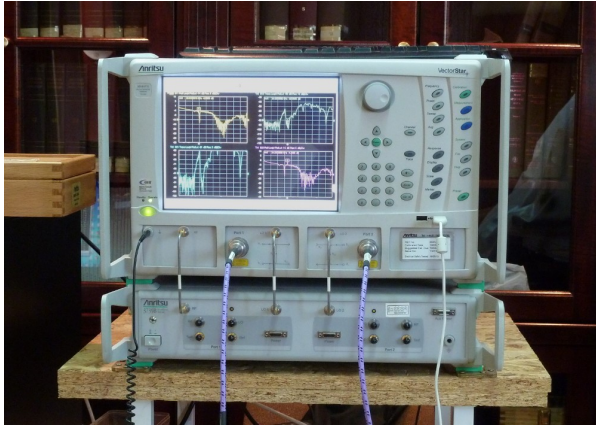
Sistem za merenje se sastoji od: računara sa korisničkim interfejsom izgrađenog u programskom paketu MATLAB, a kojim se vrši definisanje svih parametara merenja; kontrolnog dela, koji sprovodi instrukcije ka step-motorima kojima se vrši mehaničko pomeranje sistema za pozicioniranje merene antene; detektora početnog položaja, kako bi sistem znao da se orijentira; antene za pobudu, kao i referentne antene, koje su spojene sa analizatorom mreže Anritsu ME7838A. Analizator mreže je takođe spojen sa računarom koji sprovodi merni postupak, tako da se automatski dobijaju merni rezultati u okviru istog interfejsa.

Dati sistem za merenje omogućava merenje dijagrama zračenja dalekog polja skeniranjem po više osa. Sistem ima mogućnost komunikacije sa analizatorom mreže Anritsu ME7838A tako da se prilikom merenja mogu specifično navesti parametri od interesa, to jest sistem može da se podesi da traži maksimum ili minimum u opsegu merenja što može da bude od velikog interesa za brzo određivanje nivoa pojačanja i položaja nula u dijagramima zračenja. Sistem je lak za rekonfigurisanje i može se koristiti za razne tipove antena.

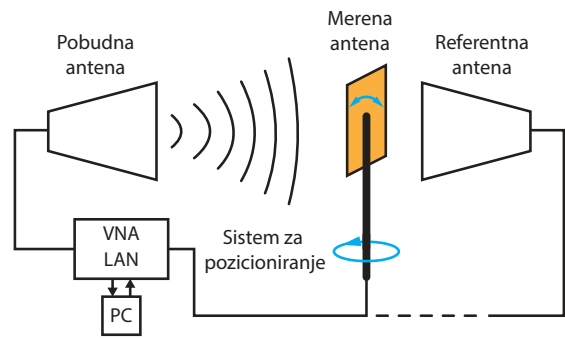
### **7.7.2 Izgled sistema**

Na Sl. 7.21a je prikazan analizator mreže Anritsu ME7838A [132] sa dva porta od kojih se jedan povezuje (Sl. 7.21b) sa pobudnom antenom, a drugi sa testiranom ili referentnom antenom, u zavisnosti da li je u toku merenje ili kalibracija sistema. Analizator mreže je pomoću lokalne mreže (LAN) povezan sa upravljačkim računarom (PC), na kome se nalazi grafički upravljački interfejs (GUI), prikazan na Sl. 7.22 i pisan je u softverskom paketu MATLAB uz pomoć „MATLAB App Designer“-a [133].

Na Sl. 7.23a prikazan je modul za upravljanje step-motorima, koji sadrži: napajanje, kontrolere step-motora L297 [134], drajvere step-motora [135] i ploču „Arduino MEGA 2560“ [136] za USB komunikaciju sa upravljačkim računarom. Modul omogućava upravljanje sa do tri step-motora uz mogućnost upravljanja pozicijom i strujom motora.



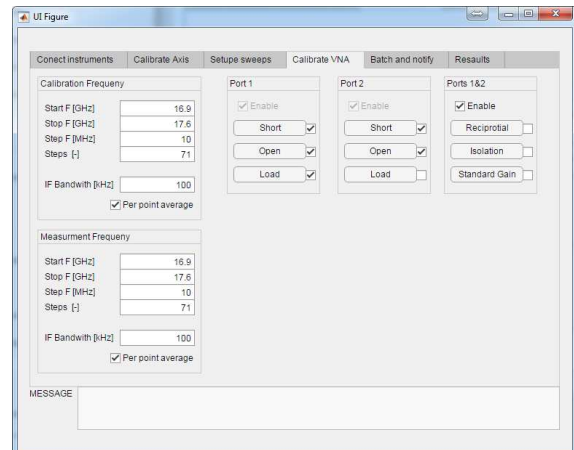
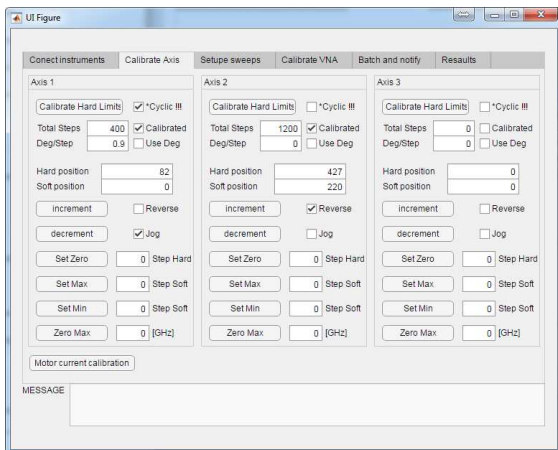
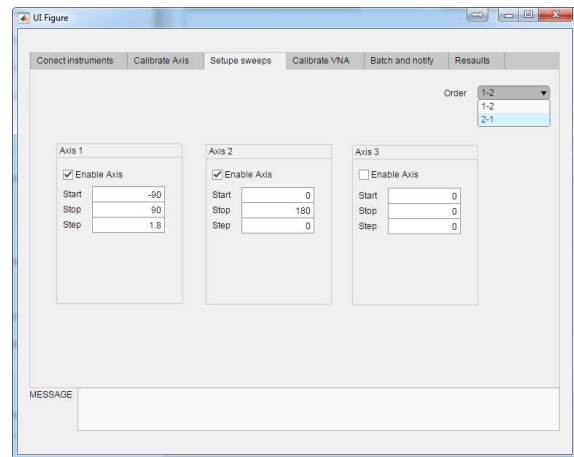
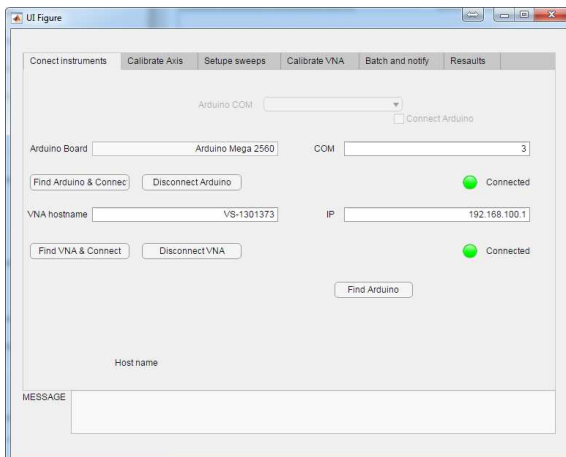
(a)



(b)

Slika 7.21 (a) Analizator mreža Anritsu ME7838A, (b) blok šema sistema za merenje.

Mehanički pozicioner, koji nosi merenu antenu, step-motori koji ga pokreću i usmeravaju, i mikroprekidači (Sl. 7.23b) za detekciju hardverske nule (ponovljive početne pozicije motora), zajedno sa modulom za upravljanje motorima, čine sistem za pozicioniranje antene. Na Sl. 7.24a je prikazana blok šema ovog sistema povezanog na računar putem USB-a.

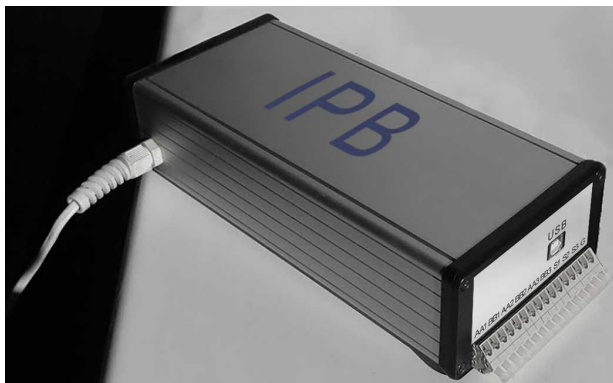


Slika 7.22 Deo korisničkog interfejsa za upravljanje sistemom.



Softverska komunikacija MATLAB-a sa pločom Arduino ostvarena je upotrebom paketa za podršku hardveru: „MATLAB Support Package for Arduino Hardware“ [137]. Signali tri kontrolera step-motora L297, povezani su na Arduino ploču u skladu sa Sl. 7.24b. Još je vredno napomenuti da su PWM signali, namenjeni za zadavanje struje step-motora, dodatno filtrirani sa po jednim RC filtrom, propusnikom niskih frekvencija prvog reda.

Softverska komunikacija MATLAB-a sa analizatorom mreže Anritsu ME7838A ostvarena je putem „Instrument Control Toolbox“-a [138] kroz LAN, korišćenjem TCP/IP protokola, za slanje kombinacije: Anritsu NATIVE, IEEE 488 SCPI i Anritsu Lightning komandnog seta [139], iz razloga što za dati instrument nisu dostupni IVI drajveri, koji su industrijski standard za upravljanje test i mernom opremom, a koje drugi proizvođači obično obezbeđuju uz svoje instrumente.

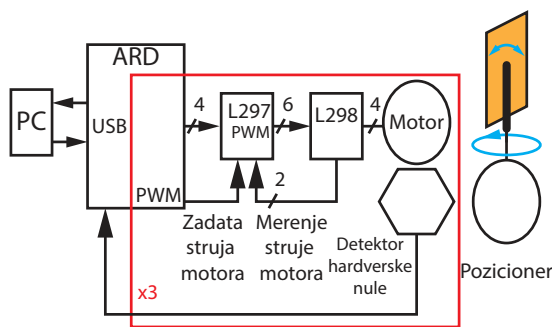


(a)



(b)

Slika 7.23 (a) Modul sa napajanjem i kontrolerima za rad step-motora i komunikaciju, (b) pozicioner sa step-motorima.



(a)



(b)

Slika 7.24 (a) Blok šema sistema za pozicioniranje, (b) povezivanje kontrolnih signala na ploču Arduino MEGA 2560.



Upravljačka aplikacija ima sposobnost da samostalno identifikuje virtuelni COM port računara na kome je instaliran USB Arduino drajver, kao i IP adresu na kojoj se nalazi analizator mreže. Kalibracija motora i analizatora mreže je takođe sastavni deo aplikacije. Svaki od motora se kalibriše prema broju koraka, ugaonoj rezoluciji, dozvoljenom hodu i struji. Analizator mreže koristi SOLR [140] kalibraciju, nadopunjenu merenjem pojačanja referentne antene. Posle obavljene kalibracije u grafički interfejs je potrebno samo još uneti željeni opseg uglova za merenje, i redosled aktivnih osa, pre nego što se može sistemu prepustiti da ostatak merenja obavi automatski.

## 8 PLANARNI ANTENSKI NIZ NA W-OPSEGU NA BAZI *LEAKY-WAVE* ZRAČENJA

*Leaky-wave* antene imaju osobinu frekvencijskog skeniranja kao jednu od fundamentalnih karakteristika. Ova osobina je realizovana na način što je kroz strukturu za vođenje talasa omogućeno postepeno curenje kako talas propagira kroz datu strukturu otuda i naziv antene sa curenjem talasa (*leaky-wave*). Samim tim ove antene se mogu svrstati u klasu antena sa putujućim talasom. *Leaky-wave* antene se tipično konstruišu modifikujući klasične strukture za vođenje talasa poput talasovoda i drugih vodova u raznim tehnologijama, tako da se omogući kontrolisano curenje talasa. Curenje može biti produkovano tako što talasovod radi sa višim modovima, prostornim harmonicima ili koristeći nekonvencionalne strukture talasovoda koje omogućavaju rad sa fundamentalnim modovima.

Ako talas putuje unutar strukture za vođenje talasa, kompleksni talasni broj vođenog polja je izražen preko konstante curenja  $\alpha$  i propagacione konstante  $\beta$ . Frekvencijski zavisna propagaciona konstanta  $\beta(\omega)$  praktično kontroliše skenirajući ugao, dok  $\alpha$  određuje amplitudsku raspodelu. Dužina antene je tipično konstruisana tako da većina energije iscure dok dođe do kraja niza, ovo je naravno uslovljeno sa  $\alpha$ . Za kratke antene potrebno je veliko  $\alpha$  da bi što više energije iscurelo i povećala efikasnost, dok za duge antene  $\alpha$  može biti fleksibilnije i moguće je postići antene sa većom direktivnosti.

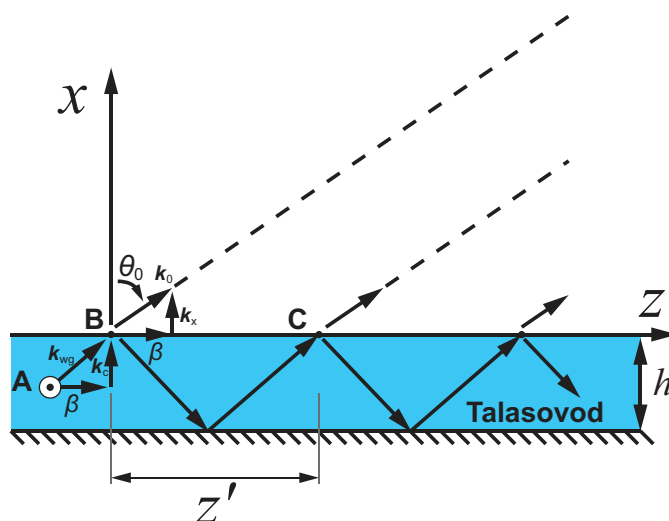
Prve *leaky-wave* antene pojavile su se 1940-tih, korišćenjem pravougaonih talasovoda [141]. Zračenje je postignuto upotrebom uskog slotu na talasovodu. Kako talas putuje kroz talasovod deo energije se izračuje kroz uske slotove. Princip je zatim proširen na mnoštvo drugih formi korišćenjem različitih tehnologija [3-4, 142-148].

### 8.1 Mehanizam rada *leaky-wave* antena

Primarni uslov za funkcionisanje *leaky-wave* antene je da ona radi u regionu brzih talasa tj.  $\beta/k_0 < 1$ , gde je  $\beta$  propagaciona konstanta, a  $k_0$  talasni broj. Ovaj uslov dozvoljava  $\beta$ , za  $k_0$  koje je usmereno ka spolja na interfejsu između antene i otvorene sredine, da bude realno, što se prevodi u zračenje. Mehanizam zračenja se može predstaviti preko dvodimenzionalnog talasovoda sa izvorom u  $z \ll 0$  (Sl. 8.1). Pri dizajnu planarne antene sa zračenjem usmerenim nagore donja granica talasovoda ( $x = -h$ ) će biti u formi savršenog reflektivnog sloja (PEC ili PMC). Da bi se omogućilo zračenje na gornjoj strani ( $x = 0$ ), mora postojati sloj u vidu nesavršenog reflektivnog sloja koji omogućava delimično curenje talasa

koje minimalno remeti raspodelu polja. Ovaj nesvršen sloj u praksi može uzeti forme slotova, nizova žica i raznih drugih složenih struktura [3, 148].

Ako imamo polje orijentisano u pravu  $y$ -ose koje propagira duž  $z$ -pravca sa propagacionom konstantom  $\beta(\omega)$ . Magnituda  $k_{wg}$  može varirati u zavisnosti od materijala koji se nalazi u talasovodu. Tj.  $k_{wg}$  će biti jednako talasnom broju u slobodnom prostoru ( $k_0$ ) ako je struktura za vođenje talasa ispunjena vazduhom, ali postaje veće od  $k_0$  ako je umesto vazduha u pitanju dielektrik. U ovom slučaju sredina bez gubitaka takođe rezultira da  $k_{wg}$  bude realno. Granični talasni broj  $k_c$  je određen dimenzijama talasovoda i propagacionim modom. Ako antena dopušta curenje samo na granici između vazduha i antene na  $x = 0$ , tada je amplituda reflektovanog talasa redukovana srazmerno sa konstantom curenja  $\alpha$ .



Slika 8.1 Kretanja talasa u poprečnom preseku tipičnog *leaky-wave* talasovoda [148].

Polazeći od inicijalnog izraza za polje na tački  $A$  kao

$$\vec{\Psi}(x, z) = \vec{y}A_0 e^{-j(k_c x + \beta z)} \quad (8.1)$$

gde je  $A_0$  inicijalna amplituda proizvoljnog polja. Pod uslovom da interfejs antene ima zanemarljivo skladištenje energije u reaktivnom bliskom polju tada će zbog curenja biti

$$\vec{\Psi}(x, z) = \vec{y}A_0 e^{-j(k_0 \cdot r)} = \vec{y}A_0 e^{-j(k_x x + \beta z)} \quad x = 0^+ \quad (8.2)$$

$$\vec{\Psi}(x, z) = \vec{y}A_0 e^{-j(k_{wg} \cdot r)} = \vec{y}A_0 \Gamma e^{-j(-k_c x + \beta z)} \quad x = 0^- \quad (8.3)$$

na tački  $B$  neposredno iznad i ispod interfejsa antene i vazduha. Koeficijent refleksije  $\Gamma$  nije strogo posledica diskontinuiteta već takođe i same zračeće strukture. Koeficijent je određen

neprilagođenjem impedanse na interfejsu. Uslov za slaganje faze na interfejsu zahteva da  $\beta(\omega)$  bude kontinualno za slučaj bez gubitaka. Nastavljajući propagaciju polje u tački  $C$  može biti tretirano na isti način kao

$$\bar{\Psi}(x, z) = \bar{\mathbf{y}}A_0\Gamma e^{-j(k_x x + \beta z)} \quad x = 0^+ \quad (8.4)$$

$$\bar{\Psi}(x, z) = \bar{\mathbf{y}}A_0\Gamma e^{-j(-k_x x + \beta z)} \quad x = 0^- \quad (8.5)$$

Polje unutar antene će nastaviti da se kreće gore-dole na isti način dok ili sva energija ne iscuri ili talas dođe do kraja talasovoda završenog prilagođenjem. Kako talas putuje preko jedinice rastojanja  $z'$  amplituda polja će biti redukovana za  $\Gamma = e^{-\alpha z'}$ . Stoga, amplituda polja će biti eksponencijalno redukovana po jedinici rastojanja za konstantu slabljenja  $\alpha$  tokom propagacije. Samim tim polje iznad interfejsa može biti izraženo i kao

$$\bar{\Psi}(x, z) = \bar{\mathbf{y}}A_0 e^{-\alpha z'} e^{-j(k_x x + \beta z)} \quad (8.6)$$

Jednačina disperzije odmah iznad interfejsa antene će biti data kao

$$k_x = \sqrt{k_0^2 - \beta^2} \quad (8.7)$$

Da bi propagacija talasa van interfejsa bila podržana antena mora da radi u režimu brzih talasa gde važi  $\beta(\omega) < k_0$ . Termin brzi talasi opisuje faznu brzinu talasa u pravcu propagacije u odnosu na brzinu svetlosti kao

$$v_p = \frac{\omega}{\beta(\omega)} > c = \frac{\omega}{k_0} \quad (8.8)$$

Ako je  $\beta(\omega) > k_0$  (spori talasi),  $k_x$  postaje imaginarno što se prevodi u evanscentni talas duž pozitivnog smera  $x$ -ose. Pod ovim uslovom struktura se neće više ponašati kao *leaky-wave* antena.

Glavni snop *leaky-wave* antene  $\theta_0$  koja radi u regionu brzih talasa će biti određen preko odnosa  $\beta(\omega)$  i  $k_0$  kao

$$\theta_0(\omega) = \arcsin\left[\frac{\beta(\omega)}{k_0}\right] \quad (8.9)$$

Dužina antene  $L$  se tipično bira tako da antena izrači oko 90% snage. Inicijalna dužina može biti procenjena na osnovu odnosa snage koja dolazi do kraja antene i snage koja dolazi od izvora. Uzimajući da je ovaj odnos 10% tada se može pisati

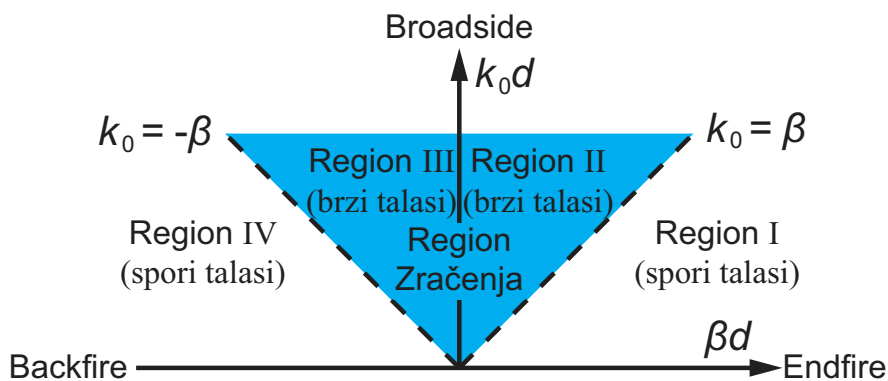
$$L \approx \frac{0.18(\lambda_0)}{(\alpha/k_0)} \quad (8.10)$$

Dizajn *leaky-wave* antene sa 100% iskorišćenjem snage se tipično smatra nepraktičnim zbog potrebe za velikom strukturom.

## 8.2 Klasifikacija *leaky-wave* antena

*Leaky-wave* antene mogu biti klasifikovane kao uniformne, periodične i kvazi-periodične. Uniformne su najjednostavnije, ali imaju tipično ograničene mogućnosti skeniranja. Periodične su jednostavnije od kvazi-periodičnih, ali obično zahtevaju specijalne tehnike da bi se sprečio neželjeni pad gain-a na broadside. Kvazi-periodične mogu biti konstruisane tako da omoguće pun sektor skeniranja, ali zahtevaju veoma kompleksne forme.

Ponašanje raznih *leaky-wave* antena može biti objašnjeno korišćenjem disperzionog  $k\beta$  dijagrama (Sl. 8.2). Disperzioni dijagram pruža grafičku interpretaciju disperzionih relacija između talasa koji propagiraju unapred ili unazad u talasovodu.  $k_0d$  i  $\beta d$  predstavljaju meru prostorno faznog pomeraja po jedinici rastojanja ( $d$ ) duž pravca propagacije koji je neograničen ili ograničen, respektivno. Isprekidana linija se naziva transverzalna elektromagnetska linija koja ograničava prostor zračenja (brzi talasi) i vođenog talasa (spori talasi). Disperzioni dijagram predstavlja grafički prikaz koji omogućava da se brzo utvrdi da li data struktura zrači. Čak i kada struktura nije potpuno oklopljena i dopušta zračenje, polje će biti vezano u strukturi kada se vrši rad u regionima sa sporim talasom. Sa druge strane, ako ista struktura radi u regionu sa brzim talasom doći će do zračenja i glavni snop će zračiti u skladu sa izrazom (8.8). Disperzioni dijagram se primarno koristi za periodične strukture, ali se može koristiti i za uniformi slučaj pod pretpostavkom da je struktura beskonačno duga sa  $d \ll \lambda_g$ .

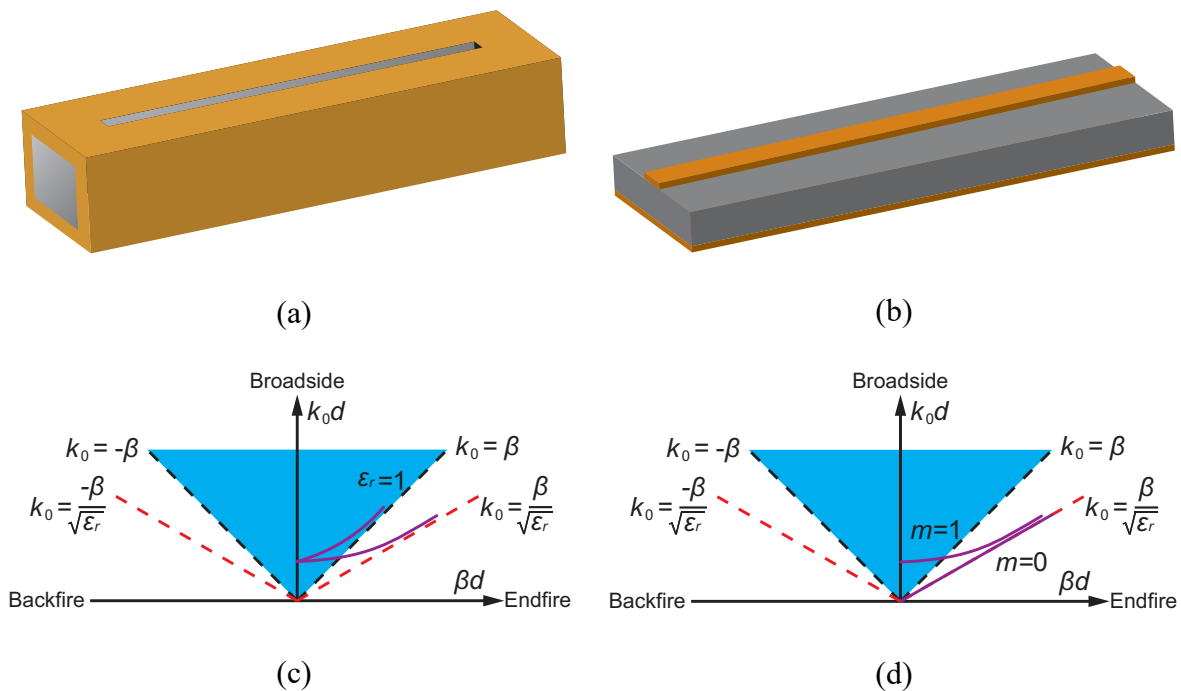


Sl. 8.2 Disperzioni dijagram *leaky-wave* antene [148].

## 8.2.1 Uniformne *leaky-wave* antene

Osnovni mod standardnog pravougaonog talasovoda sa Sl. 8.3a pokazuje disperziju koja potiče u regionu brzih talasa i asimptotski se približava granici kako se učestanost povećava. Stoga, *leaky-wave* antena može biti realizovana delimičnim otvaranjem zatvorene strukture i dozvoljavajući osnovnom modu da se spregne sa okolnim neograničenim prostorom. *Leaky-wave* antena koja je napajana samo sa jedne strane vrši skeniranje od blizine broadside pravca ka endfire pravcu sa rastom frekvencije. Kao što se vidi sa Sl. 8.3c, kriva disperzije se ponaša asimptotski za talasovod ispunjen vazduhom ( $\epsilon_r = 1$ ) zbog čega je potreban relativno veliki opseg učestanosti da bi snop došao do endfire pravca. Ako je pak talasovod ispunjen dielektrikom ( $\epsilon_r > 1$ ) disperziona kriva se asimptotski približava isprekidanoj krivi sa slike. Na ovaj način nagib disperzione krive i opseg rada može biti definisan. Pored osnovnog moda neograničen broj viših modova propagacije je takođe generisan kako frekvencija raste.

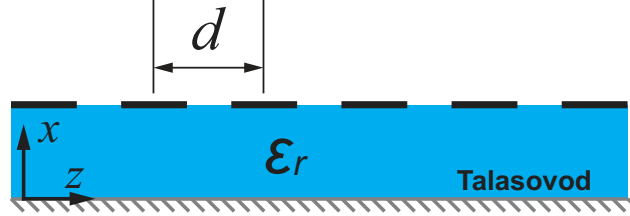
Nešto drugačiji pristup je zahtevan za rad multi-provodničke strukture poput mikrostripa (Sl. 8.3b) [143]. Mikrostrip linija nije u potpunosti oklopljena struktura, ali je osnovni kvazi-TEM mod ( $m = 0$ ) ograničen u strukturi kao na Sl. 8.3d. Ako struktura radi u prvom višem modu ( $m = 1$ ), dolazi do zračenja u regionima iznad granične učestanosti prvog višeg moda u *leaky-wave* oblasti. Do zračenja dolazi sa ivica mikrostrip linije.



Slika 8.3 (a) Talasovod sa dugim slotom, (b) duga mikrostrip linija, (c) dijagram disperzije za (a), (d) dijagram disperzije za (b) [148].

## 8.2.2 Periodične *leaky-wave* antene

Periodične strukture mogu biti analizirane u prostornom frekvencijskom domenu koristeći prostorni Furijeov razvoj poznatiji i kao Floquet-ov razvoj prostornih harmonika [113, 142, 148, 149].



Slika 8.4 Proizvoljan talasovod sa periodičnim strukturama [148].

Za proizvoljnu jednodimenzionalnu periodičnu talasovodnu strukturu (Sl. 8.4) polje vremenskog harmonika će biti opisano kao

$$\bar{\Psi}(x, y, z + d) = e^{-jk_{z_0}d} \bar{\Psi}(x, y, z) \quad (8.11)$$

što znači da se polje u okolini na rastojanju  $d$  razlikuje samo za fazni pomeraj od  $k_{z_0}d = (\beta - j\alpha)d$ . Dati izrazi se mogu prikazati u formi periodične vektorske funkcije  $\bar{\mathbf{P}}(x, y, z) = \bar{\mathbf{P}}(x, y, z + d)$  kao

$$\bar{\Psi}(x, y, z) = e^{-jk_{z_0}d} \bar{\mathbf{P}}(x, y, z) \quad (8.12)$$

što razvojem u Furijeov red daje

$$P(x, y, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{\mathbf{a}}_n(x, y) e^{-j\frac{2\pi}{d}nz} \quad (8.13)$$

gde  $\bar{\mathbf{a}}_n$  predstavlja varijaciju polja prostornog harmonika u  $x$  i  $y$  pravcu. Zamenom (8.13) u (8.12) dobijamo

$$\bar{\Psi}(x, y, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{\mathbf{a}}_n(x, y) e^{-jk_{zn}z} \quad (8.14)$$

$$k_{zn} = k_{z_0} + \frac{2\pi}{d}n, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

Odgovarajuća konstanta propagacije vektora talasnog broja koji je usmeren ka spolja na interfejsu biće

$$k_{xn} = \sqrt{k_0^2 - k_{zn}^2} \quad (8.15)$$

što će za slučaj bez gubitaka dati

$$k_{xn} = \sqrt{k_0^2 - \beta_n^2} \quad (8.16)$$

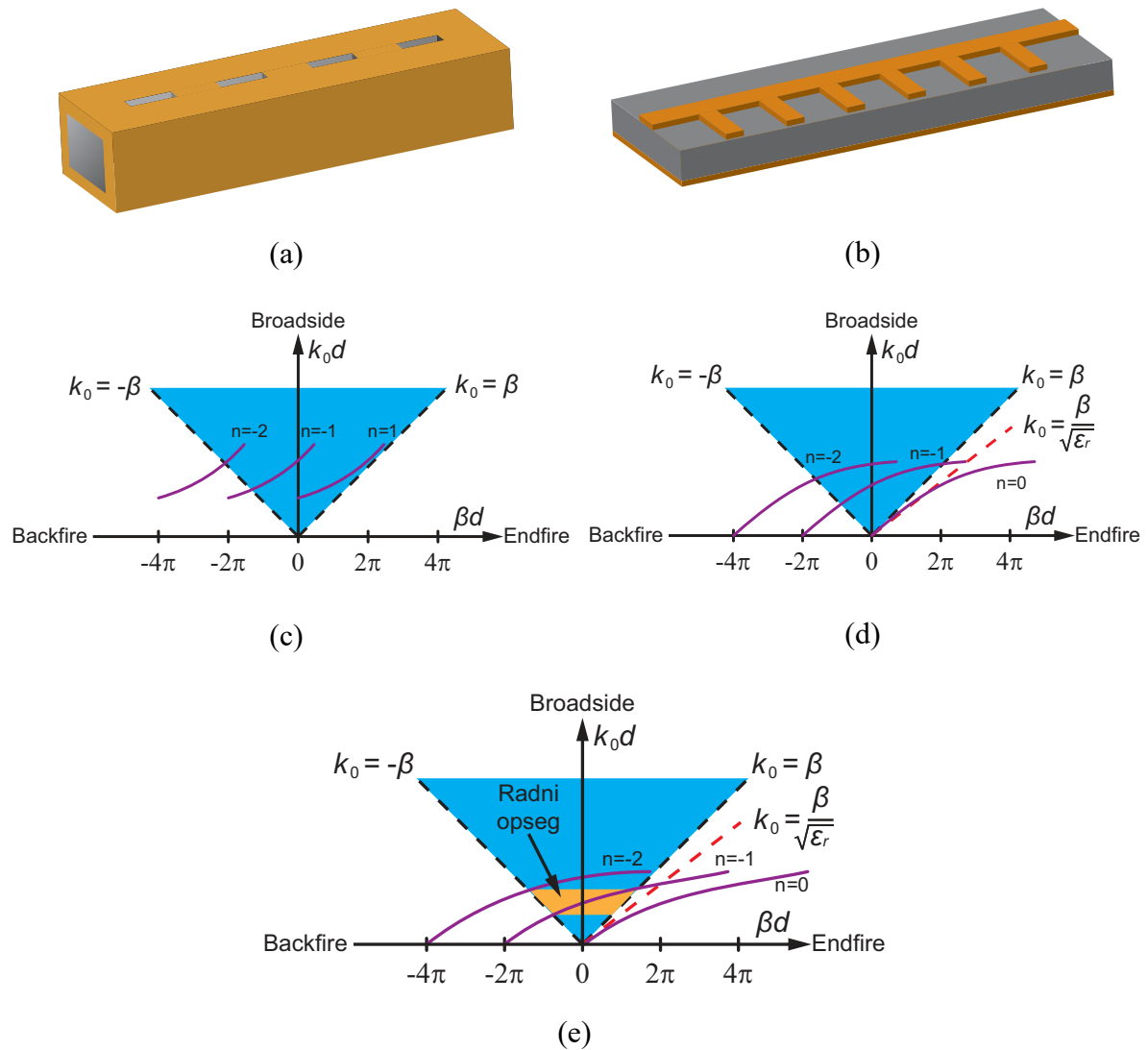
Uslovi za postojanje zračenja su zadovoljeni za sve  $n$  prostorne harmonike locirane unutar oblasti brzih talasa. Ovo može biti prikazano na disperzionom dijagramu prostornih harmonika koji se ponavlja u  $\beta d$  sa periodom od  $2\pi$  [142, 148].

Na Sl. 8.5 su data dva primera periodičnih *leaky-wave* antena. Prva antena (Sl. 8.5a) je realizovana preko periodičnih slotova na gornjoj strani talasovoda ispunjenog vazduhom. Drugi primer (Sl. 8.5b) je planarni mikrostrip sa periodičnim ograncima vodova. Realistični dijagram disperzije ima dosta komplikovanu formu, ali uprošćena verzija može biti prikazana pod pretpostavkom da se antena napaja sa jedne strane i da su perturbacije usled periodičnih opterećenja zanemarljivo male. Prikaz prvih nekoliko prostornih harmonika u blizini  $n = 0$  je dovoljno za razumevanje osnovnih osobina periodičnih *leaky-wave* antena. U prvom slučaju (Sl. 8.5c) osnovni mod će se pojaviti iznad granične učestanosti talasovoda i asimptotski će se približavati graničnoj liniji. Svi drugi prostorni harmonici imaju istu krivu disperzije, ali su pomereni za  $\pm 2\pi$  duž  $\beta d$  ose. Sl. 8.5c-d pokazuje prva tri  $n \leq 0$  prostorna harmonika koja se nalaze u regionu brzih talasa. Za mikrostrip strukturu  $n = 0$  počinje na nultoj učestanosti ( $k_0 d = 0$ ) i zatim postaje spori talas sa povećanjem frekvencije. Pošto osnovni mod nikad ne ulazi u region brzih talasa  $n < 0$  modovi se koriste za zračenje.

Za obe strukture sa Sl. 8.5a-b dodatni dizajn je potreban ako se želi postići skeniranje sa jednim snopom od *backfire* do *endfire* pravca. Za mikrostrip strukturu prost metod je upotreba dielektrika sa visokom dielektričnom konstantom i ograničiti periodičnost na manje od  $\lambda_0 / 2$  [4]. Na taj način može se dobiti disperzioni dijagram na Sl. 8.5e. U obeleženom radnom opsegu, jedan prostorni harmonik  $n = -1$  skenira od *backfire* do *endfire* pravca. Za razne talasovodne strukture dostupne su razne tehnike koje omogućuju zračenje u vidu jednog moda. Uprošćene krive disperzije koje su prikazane prikazuju osnovne principe rada periodičnih *leaky-wave* antena. Ipak, u realnom slučaju refleksije od svakog periodičnog diskontinuiteta ne mogu biti zanemarene, naročito na učestanostima gde se svaki reflektovani talasi konstruktivno sabiraju tako da uzrokuju pojavu nepropusnog opsega (stopband) u okviru radnog opsega. Za frekvencijski skenirajuće antene sa punim opsegom skeniranja nepropusni opseg se formira u blizini  $\beta = 0$ .

Ovo ima negativan efekat na stabilnost gain-a. Na ovoj tački putujući talasi postaju stojeći talasi i pobuđuju sva opterećenja simultano.



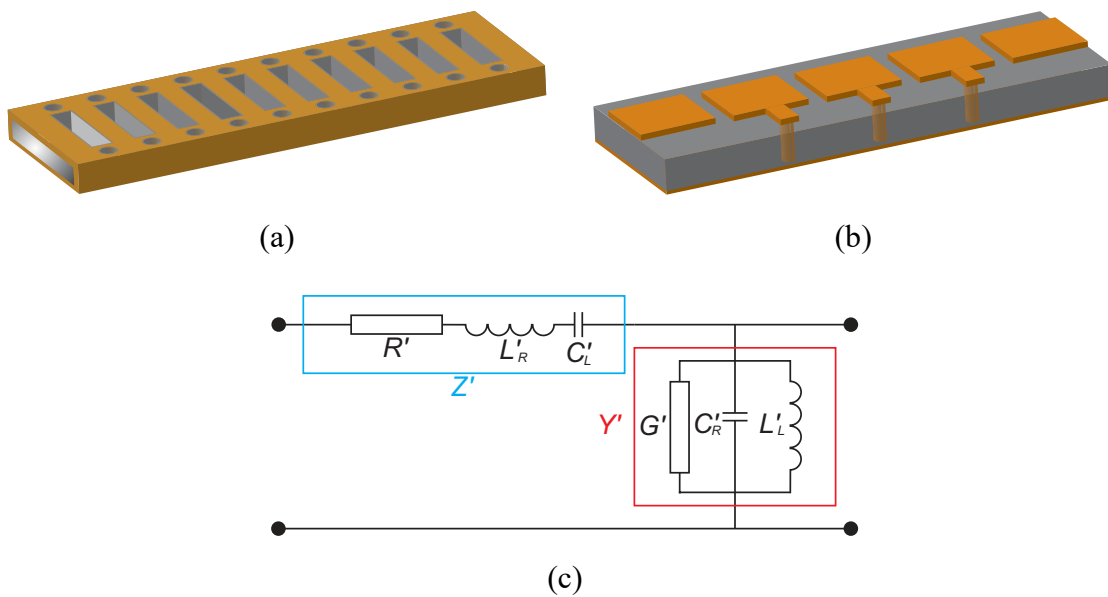


Slika 8.5 Periodične *leaky-wave* strukture: (a) talasovod, (b) mikrostrip, (c) dijagram disperzije za (a), (d) dijagram disperzije za (b), (e) dijagram disperzije za (b) za slučaj upotrebe dielektrika sa visokim  $\epsilon_r$  [148].

Ako prethodna periodična mikrostrip struktura radi u broadside pravcu, svi otvoreni vodovi su pobuđeni u fazi sa  $\beta_{-1} = 0$  i admitanse individualnih elemenata se sabiraju što rezultuje u pojavi kratkog spoja na lokaciji svakog otvorenog voda. Polje unutar jedinične ćelije između susednih otvorenih vodova postaje savršen stojeći talas umesto putujućeg talasa. U praksi ovakva antena postaje teška za prilagođenje pošto bi ulazna impedansa bila ekvivalent kratkog spoja, što rezultuje totalnom refleksijom [4]. Stoga razne tehnike poput implementacije kola za prilagođenje između jediničnih ćelija su neophodne da bi se minimizovao neželjeni stopband u blizini  $\beta = 0$ .

### 8.2.3 Kvazi-periodične *leaky-wave* antene

*Leaky-wave* antene na bazi metamaterijala se smatraju kvazi-periodične zbog činjenice da je periodičnost znatno manja od talasne dužine vođenog talasa  $d \ll \lambda_g$ , što znači da se struktura makroskopski ponaša kao homogena celina. Ove antene mogu izvršiti skeniranje od *backfire* do *endfire* pravca uključujući *broadside*, a da pri tome rade u osnovnom modu. Pored disperzionih dijagrama, analiza kola može da pruži direktnu proceduru za dobijanje inicijalnih geometrijskih parametara antene [150]. Primeri ovih antena su dati na Sl. 8.6. Struktura bazirana na dielektriku integrisanim sa talasovodom (SIW) je tipičan primer (Sl. 8.6a) [151-153]. SIW predstavlja pravougaoni talasovod integrisan unutar dielektrika sa blisko smeštenim vijama koje formiraju metalne zidove. Slično kao i periodične *leaky-wave* antene sa talasovodima, SIW *leaky-wave* antena na bazi metamaterijala radi u osnovnom  $TM_{10}$  modu [154]. Kompozitna *right/left-handed* (CRLH) struktura bazirana na transmisionim linijama sa Sl. 8.6b je jedna od prvih struktura na bazi metamaterijala.



Slika 8.6 Kvazi-periodične antene na bazi: (a) SIW talasovoda, (b) kompozitne strukture sa višestrukim vodovima; (c) ekvivalentna jedinična ćelija [148].

Jedinična ćelija CRLH metamaterijalne strukture se sastoji od standardnih *right handed* (serijske induktivnosti  $L_R$  i paralelne kapacitivnosti  $C_R$ ) reaktivnih elemenata i njihovih dualnih *left handed* (serijske kapacitivnosti  $C_L$  i paralelne induktivnosti  $L_L$ ) parova (Sl. 8.6c). Podužna serijska impedansa i paralelna admitansa sa gubicima su uključene sa jediničnim elementima kao

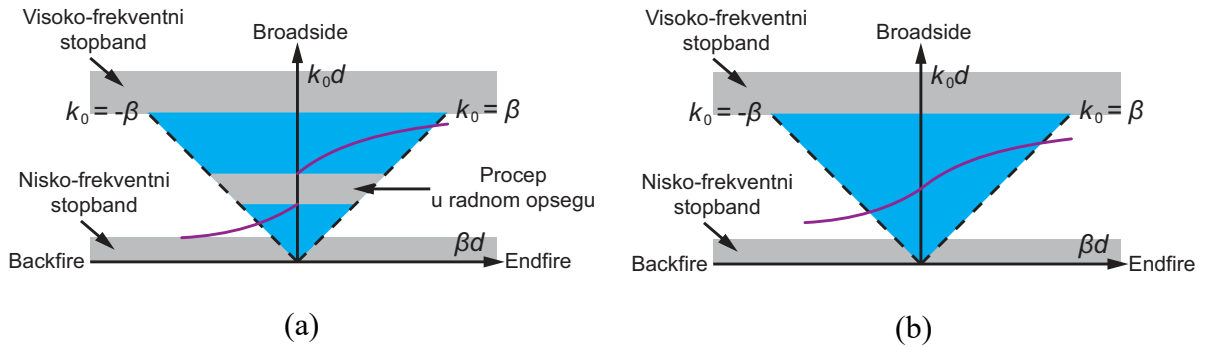
$$Z' = R' + j\omega L'_R - j\frac{1}{\omega C'_L} \quad (8.17)$$

$$Y' = G' + j\omega C'_R - j\frac{1}{\omega L'_L}$$

Kompleksna propagaciona konstanta i karakteristična impedansa mogu biti dobijene iz generalizovane jednačine telegrafičara kao

$$k'_z = \sqrt{Z'Y'} \quad (8.18)$$

$$Z'_C = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}}$$



Slika 8.7 Disperzioni dijagrami kvazi-periodične antene pod: (a) nebalansiranim, (b) balansiranim uslovom [148].

Dijagram disperzije CRLH strukture (Sl. 8.7a) je ograničen sa nisko-frekventnim i visoko-frekventnim nepropusnim opsezima. Tipično, procep u opsegu se takođe generiše između serijske i paralelne rezonantne učestanosti.  $(k_0 d)_{se}$  i  $(k_0 d)_{sh}$  se odnose na serijske i paralelne rezonantne učestanosti i definišu se kao

$$(k_0 d)_{se} = \frac{d}{c\sqrt{L'_R C'_L}} \quad (8.19)$$

$$(k_0 d)_{sh} = \frac{d}{c\sqrt{L'_L C'_R}}$$

Gde je  $c$  brzina svetlosti. Pri uslovu balansiranosti sledeći uslov je zadovoljen

$$(k_0 d)_{se} = (k_0 d)_{sh} \quad (8.20)$$

Sada se može dobiti kontinualna kriva disperzije (Sl. 8.7b) i na taj način eliminisati neželjeni procep blizu tranzicione frekvencije. Na taj način konstantan gain može biti dobijen kada se skeniranje približava broadside pravcu. Takođe, karakteristična impedansa postaje nezavisna od učestanosti

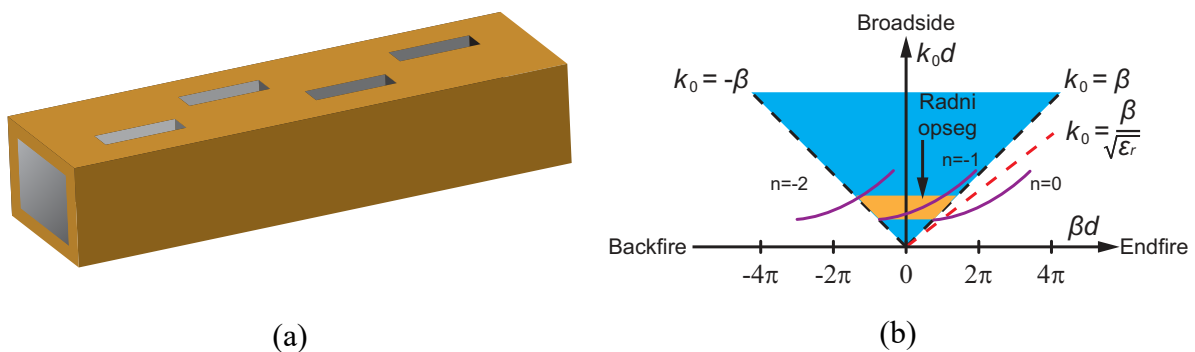
$$Z'_C = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \quad (8.21)$$

Ovo omogućava veću fleksibilnost u dizajnu i efikasno skeniranje u celom prostornom sektoru.

### 8.3 Praktične tehnike za dizajn *leaky-wave* antena

#### 8.3.1 Tehnika obrtanja faze

Periodične *leaky-wave* antene tipično imaju probleme sa zračenjem višestrukih prostornih harmonika. Sa Sl. 8.5c vidimo da pun opseg frekvencijskog skeniranja bilo kojeg zračućeg moda će uvek biti deljen sa jednim ili više prostornih harmonika. Tehnika obrtanja faze može biti primenjena da generiše jedan snop koji može da skenira ceo prostorni sektor od *backfire* do *endfire* pravca. U ovoj tehnici dodatni  $\pi$  fazni pomeraj po periodi je obezbeđen kroz razne modifikacije strukture rezultujući da efektivno fazno kašnjenje po ćeliji bude  $\beta_0 d + \pi$  umesto  $\beta_0 d$  [142, 148]. Ova tehnika je primarno upotrebljavana za nizove sa broadside zračenjem da bi se potisnuli bočni lobovi bez upotrebe dielektrika velike dielektrične konstante ili kompleksnih korugiranih linija. Isti koncept je usvojen za omogućavanja zračenja sa jednim modom kod *leaky-wave* antene. Primena ove tehnike kod talasovoda je prikazana na Sl. 8.8a, gde je zračenje višestrukih modova potisnuto pomeranjem disperzionih kriva duž  $\beta d$  ose, pomerajući  $n = 0$  mod van zračućeg opsega  $n = -1$  moda (Sl. 8.8b). Ova tehnika može biti primenjena u raznim talasovodnim i planarnim strukturama [142, 148, 155].

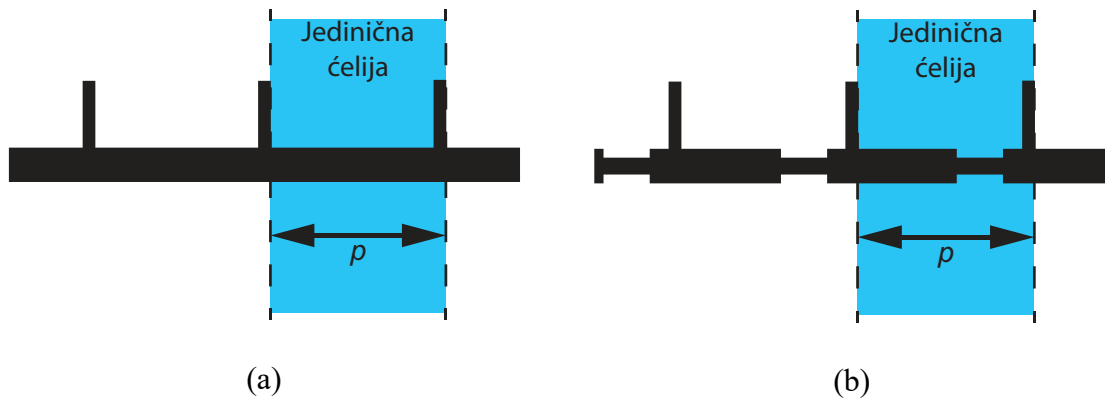


Slika 8.8 (a) Periodična *leaky-wave* talasovodna antena sa obrtanjem faze, (b) dijagram disperzije za (a) [148].

### 8.3.2 Tehnika za sprečavanje nepropusnog opsega u blizini tranzitne frekvencije

Veliki problem kod periodičnih *leaky-wave* antena je obezbeđivanje efikasnog zračenja na broadside pravcu [145, 156]. Na Sl. 8.9a je prikazana standardna *leaky-wave* antena sa ograncima vodova (*comblines* antena). Ako se ne izvrši nikakva izmena na strukturi doći će drastičnog pada gain-a kako se približavamo broadside pravcu. Prost pristup u suzbijanju stopband-a na broadside pravcu bi bio upotreba mreže sa transformatorima impedanse sastavljene od linije za kašnjenje i  $\lambda_g/4$  transformatora ili preko ogranka voda za prilagođenje između jediničnih ćelija [157]. Ove interne mreže za prilagođenje minimiziraju nagle diskontinuitete impedanse između jediničnih ćelija u periodičnim *leaky-wave* antenama. Sa Sl. 8.9b dat je prikaz *leaky-wave* antene sa ograncima vodova gde je sekcija za kašnjenje dužine  $d_1$  praćena  $\lambda_g/4$  transformatorom ubačena između jediničnih ćelija. Impedansa koja se nalazi na  $\lambda_g/4$  transformatoru kod svake ćelije može biti prilagođena na impedansu porta  $Z_0$  ako je dužina linije za kašnjenje prilagođena tako da impedansa koja se nalazi kod linije za kašnjenje čisto realna i da je impedansa transformatora data kao

$$Z_{in\lambda/4} = \sqrt{Z_0 \cdot Z_{in\_linija\_za\_kašnjenje}} \quad (8.22)$$



Slika 8.9 (a) Deo *comblines* *leaky-wave* antene, (b) struktura pod (a) sa mrežom za prilagođenje [157].

### 8.4 Gubici na W opsegu

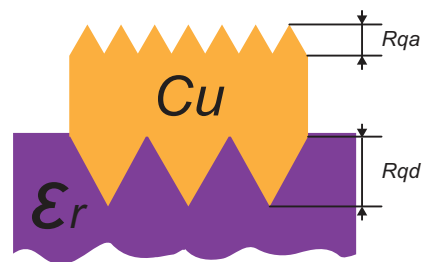
Standardni telekomunikacioni opsezi poput GSM-a (tipično 900-1800 MHz) i opseg oko 2.4 GHz su veoma zagušeni i praktično u potpunosti iskorišćeni. Zbog toga se u novim tehnologijama ide sve više na znatno više učestanosti. Opsezi budućnosti su V (40-75 GHz) i

W (75-110 GHz) [158]. Glavna prednost ovih opsega je mogućnost prenosa masivne količine podataka iz razloga dostupnosti ogromnog frekvencijskog opsega. Veliki opseg takođe omogućava veoma značajno povećanje rezolucije kod frekvencijski skeniranih antena. V i W opsezi su slabo zagušeni i tipično ne licencirani, što ih čini komercijalno privlačnim. Interferencija je veoma mala. Automobilski radar na 77 GHz je verovatno najpoznatija primena ovih opsega. Bitna karakteristika ovih opsega je značajno manji domet u odnosu na niže opsege. Takođe za svrhu komunikacije potrebna je direktna vidljivost između predajnika i prijemnika (LoS-(Line of Sight) komunikacija). Promena vlažnosti vazduha i kiša moraju se uzeti obzir. Takođe poznati su problemi sa velikim povećanjem slabljenja signala usled interakcije sa atmosferskim kiseonikom na oko 60 GHz, slično se dešava i sa drugim atmosferskim gasovima. Tipični dometi na V opsegu su oko kilometra. Usled manjih gubitaka u svemiru domet je značajno veći zbog čega su opsezi 71-76 GHz i 81-86 GHz određeni za satelitske servise.

Konstrukcija štampanih antena na W opsegu nosi mnogobrojne izazove. Izbor materijala za rad W opsegu je presudan za performanse. Nažalost veoma mali broj dielektrika se može koristiti za rad iz razloga što sa povećanjem učestanosti rastu svi gubici, a i drugi efekti poput površinskih talasa. Stabilnost dielektričnih karakteristika u širokom opsegu učestanosti postaje veoma problematična. Za problem površinskih talasa ako se ne koriste egzotične strukture za njihovo potiskivanje, najbolji izbor je što tanji dielektrik jer se na taj način minimizira procenat snage koji može otići u površinske talase. Izabrani dielektrik za dizajn u ovom slučaju je Rogers 3003 debljine 0.127 mm, sa korišćenim parametrima  $\epsilon_r = 3.13$  i  $\tan \delta = 0.002$ . Debljina bakarne folije je 17 mikrona. Antenski niz je namenjen da radi u W opsegu i parametar koji je od vitalne važnosti za procenu gubitaka je površinska hrapavost bakarne folije. Na osnovu izraza (3.62) uzimajući da provodnost bakarne folije 48 MS/m, tada za opseg od 70-110 GHz dubina skin-a će biti od 0.219 do 0.274 mikrona (0.219 mikrona za 110 GHz, 0.274 mikrona za 70 GHz). Što znači da će talas kretati po sloju bakarne folije do ove dubine.

Ovde nastaje značajan problem iz razloga što ne postoji savršeno glatka folija. Određena hrapavost će uvek postojati. U slučaju kada je hrapavost uporediva sa dubinom skin-a dolazi do značajnog povećanja gubitaka. Ovaj problem je dosta poznat i postoji dosta različitih modela za njegovu procenu [159-160]. Najprostiji modeli pokazuju da se zbog hrapavosti talas kreće po cik-cak putanji prateći hrapavost tako da u suštini prelazi dosta veće rastojanje nego da se kreće pravo po glatkoj površini. U slučaju dielektrika postoje dva tipa hrapavosti

(Sl. 8.10). Hrapavost folije prema vazduhu  $Rqa$  (gornja strana) i hrapavost folije prema dielektriku  $Rqd$  (donja strana). Donja strana je tipično znatno hrapavija, tj. ponekad je tu potrebno namerno povećati hrapavost da bi se obezbedila dobra veza folije sa dielektrikom. Za Rogers 3003 dostupno je više tipova bakarne folije. Folija sa standardnim elektrodeponovanim bakrom ima  $Rqa = 0.4 \mu\text{m}$  i  $Rqd = 2 \mu\text{m}$ . Folija sa nisko-profilnim elektrodeponovanim bakrom ima  $Rqa = 1 \mu\text{m}$  i  $Rqd = 1 \mu\text{m}$ . Folija sa rolovanim bakrom ima  $Rqa = 0.3 \mu\text{m}$  i  $Rqd = 0.4 \mu\text{m}$ . Folija sa rolovanim bakrom ima značajno manju hrapavost i očekivano je da će imati osetno manje gubitke. Uticaj površinske hrapavosti na gubitke takođe zavisi od debljine dielektrika, biće više izražen kod tanjih dielektrika. Pored uticaja na povećanje gubitaka hrapavost bakarne folije takođe može da utiče na propagacione osobine elektromagnetskog talasa. Promena propagacione konstante praktično menja dielektrične karakteristike materijala, s obzirom da se dielektrične karakteristike mere na osnovu propagacije talasa kroz strukturu. Za veoma hrapave bakarne folije dielektrična konstanta se može razlikovati i do 10% u odnosu na nominalnu vrednost.

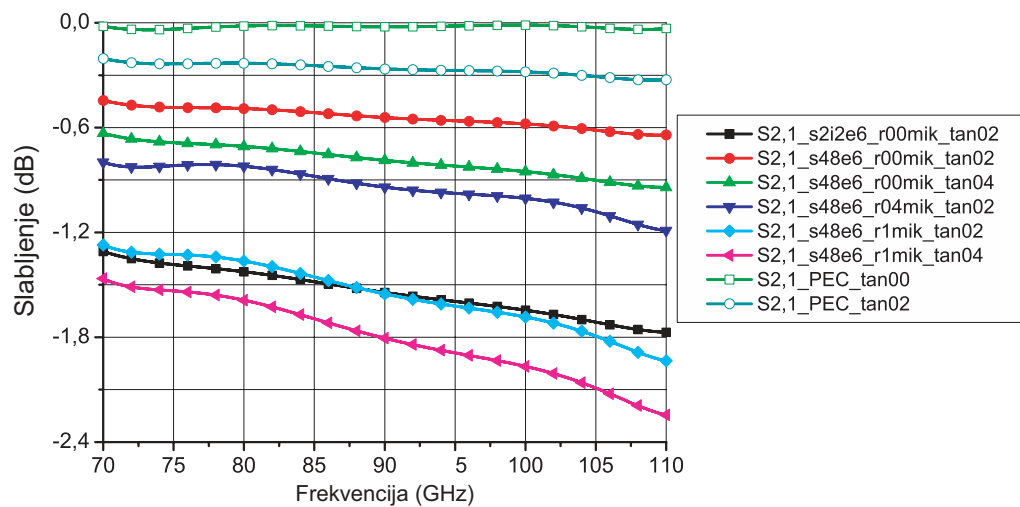


Slika 8.10 Idealizovan prikaz hrapavosti bakarne folije na interfejsu folija-vazduh i dielektrik-folija.

Uticaj različitih parametara dielektrika na slabljenje prikazan je na Sl. 8.11. Model u pitanju je vod koji je korišćen u antenskom nizu. U pitanju je vod u tehnici BMS, na pomenutom dielektriku. Dužina voda je 1 cm, a posmatrani parametar je uneseno slabljenje, tj.  $S_{21}$ . Model je napravljen u CST paketu.

Pošto je dužina voda 1 cm, date krive pokazuje gubitke po 1 cm na određenoj učestanosti pod specifičnim uslovima. Vidi se da u svim slučajevima gubici rastu sa učestanošću, ipak može se videti da postoji različit trend u brzini toga rasta tj. nagiba krive u odnosu na učestanost. Gubici koji u startu imaju veće vrednosti znatno brže rastu sa učestanošću. Kako je centralna učestanost datog opsega 90 GHz, radi poređenja zgodno je posmatrati vrednosti slabljenja na ovoj učestanosti. Najmanji gubici su za slučaj folije sa  $\sigma = 48 \text{ MS/m}$ , dielektrikom sa  $\tan \delta = 0.002$  i bez razmatranja površinske hrapavosti, tj. kao savršeno glatka folija. Vrednost iznosi 0.54 dB/cm na 90 GHz.

Povećanjem gubitaka u dielektriku sa  $\tan \delta = 0.004$  povećava gubitke na 0.79 dB/cm. Ako sad uzmemo početni slučaj i uzmemo u obzir hrapavost za slučaj rolovanog bakra tj.  $0.4 \mu\text{m}$  vrednost skače sa 0.54 dB/cm na 0.94 dB/cm.



Slika 8.11  $S_{21}$  parametar BMS voda dužine 1 cm i širine 0.2 mm za slučaj različite vrednosti specifične provodnosti bakarne folije, površinske hrapavosti i tangensa ugla gubitaka dielektrika.

Ovde vidimo da uticaj na gubitke čak i najmanje realno moguće hrapavosti je veći nego za slučaj da dupliramo  $\tan \delta$ . Ako sada za simulaciju uzmemo vrednost za hrapavost od  $1 \mu\text{m}$  što odgovara hrapavosti za nisko-profilni elektro-deponovani bakar, vrednost gubitaka je 1.55 dB/cm. Ovde je zgodno videti kolika vrednost specifične provodnosti idealno glatke folije odgovara da se dobije vrednost gubitaka od 1.55 dB/cm na 90 GHz. Ta vrednost je  $\sigma = 2.2 \text{ MS/m}$ , tj. hrapavost dovodi do toga da efektivna specifična provodnost bakra bude oko 22 puta manja nego provodnost idealno glatke folije. Ako pored hrapavosti od  $1 \mu\text{m}$  uzmemo i  $\tan \delta = 0.004$  dobijamo vrednost gubitka od 1.8 dB/cm. Da bi videli doprinos samog dielektrika slabljenju možemo vod umesto bakra zameniti idealizovanim metalom bez gubitaka (PEC) i dobijena vrednost je 0.26 dB/cm. Ako sada uzmemo i da je dielektrik bez gubitaka tj.  $\tan \delta = 0$  dobićemo vrednost svih ostalih gubitaka osim gubitaka u dielektriku i metalu. Oni iznose 0.02 dB/cm i samim tim pokazuju da su u ovom slučaju dominantni gubici u metalu i dielektriku.

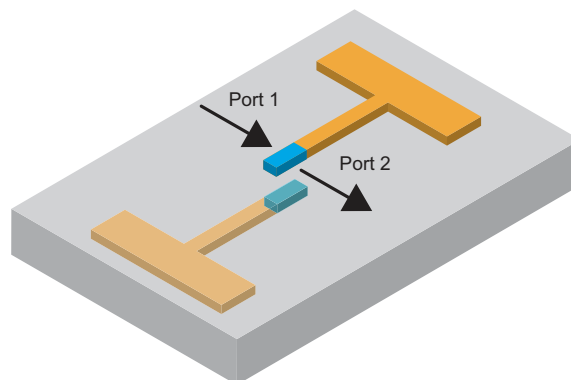
Iz ovog razmatranja vidimo da ako se ne uzme efekat hrapavosti model će biti potpuno pogrešno razmatran. Razlika između 0.54 dB/cm i 1.55 dB/cm je 1.01 dB/cm što u procentima iznosi oko 21% dodatno izgubljene snage. Ako imamo serijski napajanu strukturu



sa minimalnim mogućim gubicima u mreži, za strukturu dužine  $10\lambda_0 = 10 \cdot \frac{30 \text{ cm}}{90} = 3.33 \text{ cm}$  razlika bi bila 3.36 dB tj. oko 54%. Za slučaj korporativnog napajanje razlika bi bila znatno veća.

## 8.5 Zračeci element niza

Prototip antene je izrađen u tehnici standardne foto-litografije. Ova tehnika je poznata decenijama i veoma je jeftina, međutim postoje ograničenja koja mogu biti veoma bitna kada se radi na veoma visokim učestanostima. Tipična minimalna širina voda koja se postiže ovom tehnikom je 0.1 mm, dok su apsolutne tolerancije oko 20 mikrona. Ovo je uglavnom više nego dovoljno za X-opseg (8-12 GHz) i niže, ali W-opseg je na 10 puta većoj učestanosti što znači da ista struktura bi imala 10 puta manje dimenzije na W-opsegu. Kao zračeci element je korišćen pentagonalni dipol kao u poglavlju 7, ali sa bitno izmenjenom formom. Zbog nemogućnosti da se izrade oštre ivice struktura je modifikovana u formi čekića, tj. sve ivice su pod pravim uglom (Sl. 8.12).



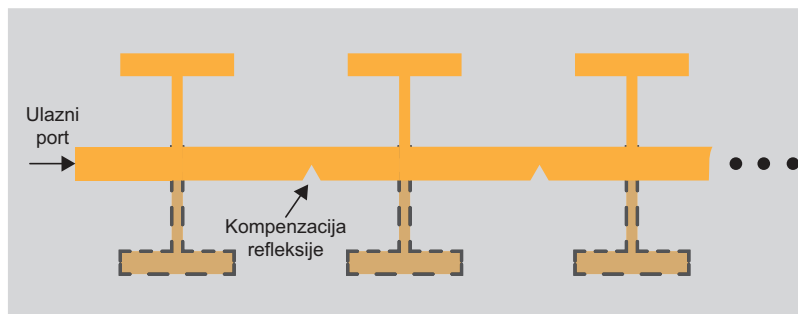
Slika 8.12 Prikaz zračecog elementa niza.

Zračeci element je potreban da radi u antenskom nizu na bazi *leaky-wave* principa. Na osnovu njega sledi da za velike antenske nizove zračeci elementi treba da budu konfigurisani tako da uzimaju što manje snage od talasa koji se kreće u formi putujućeg talasa kroz niz, gde se zračeci element ponaša kao dvoportna mreža.

## 8.6 Predloženi antenski niz

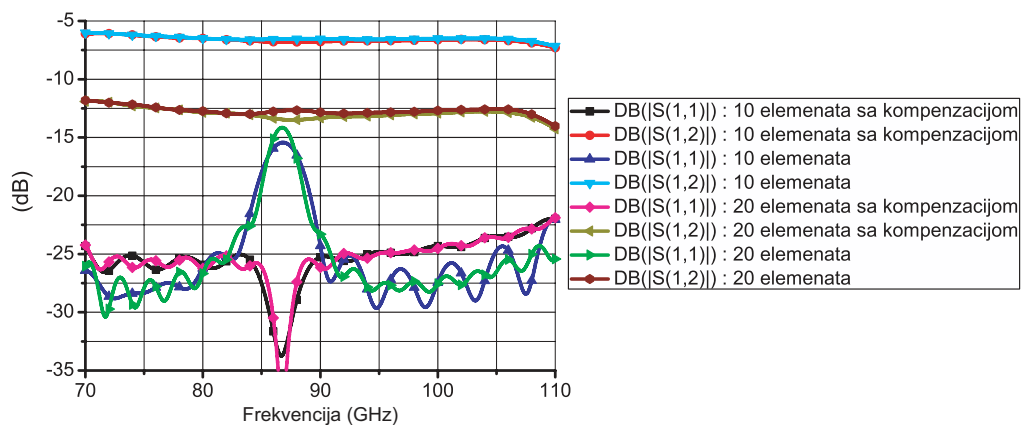
Antenski niz je koncipiran od prethodno definisanog zračecog elementa međusobno spojenih vodom. Cilj je dobiti veoma uzak snop, pa samim tim broj elemenata je potrebno da bude veliki. Niz je potrebno da ima sporo skeniranje od oko 20 stepeni za 20 GHz oko broadside pravca. S obzirom da je obuhvaćen broadside pravac doći će do pojave prethodno

pomenutih problema uzrokovanim refleksijama koje se sabiraju u fazi od svakog elementa, tako da efektivno uzrokuju pojavu stopband-a i pad gain-a na mestu broadside pravca. Ovaj problem raste sa brojem elemenata niza tj. brojem refleksija, tako da za veliki broj elemenata postaje veoma izražen. S obzirom da je ravan gain u opsegu rada veoma bitan za upotrebu date antene ovaj problem mora biti kompenzovan. U tu svrhu je ubačen zasek na vodu koji treba da bude podešen tako da ima istu amplitudu, a suprotnu fazu kao refleksija tako da kada se susretne sa reflektovanim talasom treba da ga efektivno poništi i obezbedi nesmetano funkcionisanje niza (Sl. 8.13).



Slika 8.13 Prikaz dela niza sa relevantnim elementima.

Na Sl. 8.14 prikazano je prethodno pomenuta pojava stopband-a uzrokovana višestrukim refleksijama koje se sabiraju u fazi na broadside poziciji dijagrama zračenja, što je u ovom slučaju oko 88 GHz. Drugi port se nalazi na kraju niza tako da u ovom slučaju varijacija u  $S_{21}$  dijagramu oba niza će se direktno odraziti na varijaciju gain-a. Za slučaj niza od 10 elemenata jasno vidimo porast  $S_{11}$  u okolini 88 GHz i manji pad  $S_{12}$  dijagrama. Situacija za slučaj istog niza sa 20 elemenata je još izraženija, vidimo da vrh  $S_{11}$  raste kao i da varijacija  $S_{12}$  (gain-a) je oko 1 dB. Na osnovu ovoga vidimo da za nizove sa većim brojem elemenata u formi putujućeg talasa ima ozbiljne probleme na broadside pravcu.



Slika 8.14 Prikaz  $S$ -parametara niza sa 10 i 20 elemenata sa i bez kompenzacije.

Upotrebom kompenzacije koja vrši poništavanje refleksije rešava se ovaj problem. Pošto je kompenzacija proračunata tako da uklanja refleksiju na mestu broadside pravca, sada ćemo na datoj frekvenciji imati minimum  $S_{11}$  talasa pošto na toj tački u idealnom slučaju neće biti refleksije. Takođe ovo se manifestuje tako da  $S_{12}$  neće imati varijacije usled refleksija. Na ovaj način moguće je povećavati broj elemenata niza bez opasnosti od pojave stopband-a.

## 8.7 Prelaz talasovod-balansni mikrostrip

Talasovodna tehnologija je jedna od prvih tehnologija za vođenje talasa. Tipično se karakteriše veoma malim gubicima za slučaj da je dielektrik vazduh. Za niže učestanosti može se smatrati da je bez gubitaka dok za  $W$  i više opsege dolazi do rasta gubitaka. Dimenzije talasovoda određene su radnim opsegom. Na nižim učestanostima se koriste za specifične svrhe gde je potreban veliki prenos snage, tipično za vojne i meteorološke radare. U drugim primenama su potisnuti planarnim tehnologijama iz razloga što su talasovodi na nižim učestanostima velikih dimenzija i znatno veće cene od prostih štampanih struktura. Za krajne napajanje štampanih struktura tipično se koriste koaksijalni konektori. Neki od najpoznatijih su: SMA (do 18 GHz), 2.4 mm konektor (do 50 GHz), 1 mm konektor (do 110 GHz). Dakle, najbolji koaksijalni konektor na svetu je 1 mm konektor koji praktično pokriva opseg od 0-110 GHz. Razlog za što se on ne koristi za sve moguće svrhe je njegova visoka cena. Za opseg preko 110 GHz talasovodni konektor postaje praktično jedina opcija. U pogledu dimenzija talasovodi na ovim učestanostima postaju veoma mali, tako da je talasovod koji se koristi za rad na  $W$ -opsegu ima poprečni presek 1.27 x 2.54 mm (WR-10).

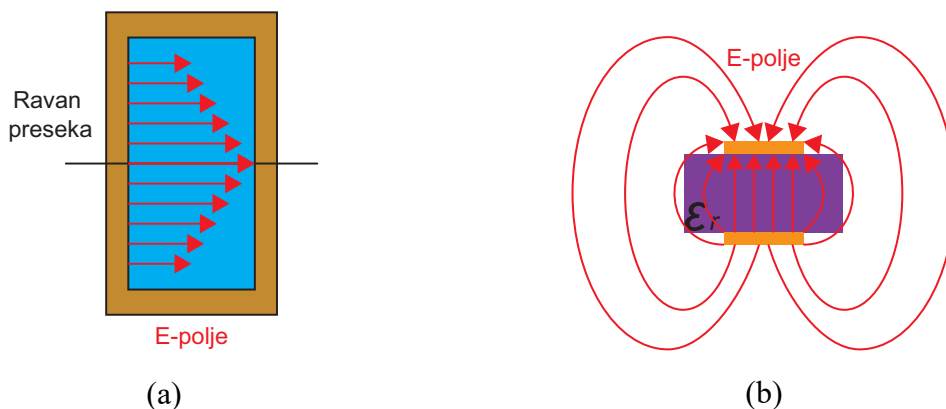
1 mm konektor se upotrebljava tako što se dielektrik stavi između para pločica koje ga drže odozgo i odozdo pri čemu se pin nalazi između gornjih pločica. Pin mora da naleže veoma precizno na štampanu liniju od bakra koja vodi dalje ka ostatku štampane strukture. Gornje i donje pločice su deo konektora i predstavljaju masu zbog čega se za njeno izjednačavanje u svim delovima tipično zahteva da postoje vije koje prolaze kroz dielektrik na mestu gde ga drže gornje i donje pločice.

U datom rešenju korišćen je talasovodni WR-10 port. Postoji mnogi načini da se izvrši prelaz sa talasovodne na štampanu tehnologiju [161-163]. Neki od njih su: preko sonde, preko tejpovanog talasovoda, preko raznih vrsta sprege pri čemu se na štampanoj strani koriste elementi poput pravougaonog patch-a. Za potrebu napajanja antene u BMS tehnologiji najlakši i najprirodniji prelaz je antipodalnog tipa [164].

Dizajn prelaza se sastoji od dva dela. Prvi deo je konstrukcija talasovoda, a drugi deo pravljenje odgovarajuće štampane strukture koja se ubacuje u talasovod. Talasovod se tipično

pravi od mesinga, aluminijuma, srebra ili bilo kog metala visoke provodnosti i dobrih mehaničkih osobina. Moguće je talasovod napraviti i od plastičnih polimera ako se unutrašnjost talasovoda adekvatno metalizuje. Za ovu svrhu koristi se konstrukcija talasovoda u formi split blokova. Ovo podrazumeva da se naprave dve polovine talasovoda koje se zatim pozicioniraju čivijama i stegnu šrafovim. Veoma je bitno da dve polovine bude identične i da je ravan preseka na sredini paralelna sa užom stranom talasovoda (Sl. 8.15a). Tj. za WR-10 dimenzija 2.54 x 1.27 mm, polovine treba da budu dimenzija 1.27 x 1.27 mm. Ovo je bitno iz razloga što su linije električnog polja paralelne užoj strani talasovoda i ravan na sredini je mesto gde će polje biti najmanje osetljivo na pojavu fizičkog preseka. Ukupne dimenzije poprečnog preseka talasovoda moraju biti najmanje 19 x 19 mm sa odgovarajućim pinovima i urezima kako bi se spojile sa standardnom WR-10 flanšnom.

Drugi deo je štampana struktura koja se postavlja u tranzitnoj zoni gde je potrebno da se izvrši postepen prelaz električnog polja talasovoda u kvazi-TEM mod mikrostripa. Dakle, štampana struktura treba da se spreže sa  $TE_{10}$  modom talasovoda i da zatim izvrši rotaciju polja za  $90^\circ$  vršeći na taj način konverziju talasovodnog u mikrostrip mod (Sl. 8.15b). Oblik ove strukture određuje osobine prelaza tako je struktura u obliku Vivaldi antene najbolji izbor, jer obezbeđuje širokopojasne karakteristike. Uporedo sa konverzijom modova visoka impedansa talasovoda se konvertuje u nisku impedansu kvazi-mikrostripa. Planarna struktura se stavlja između split-blokova u ravni preseka (Sl. 8.15a).



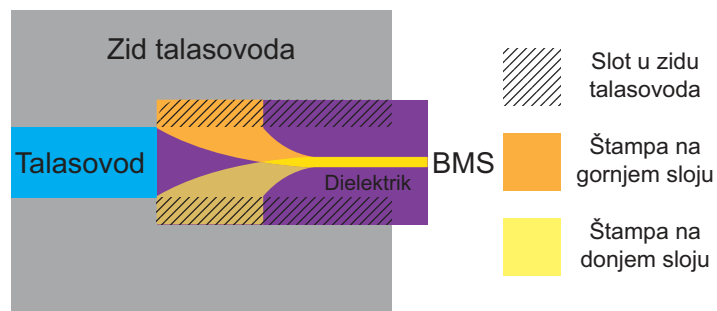
Slika 8.15 (a) Split-blok talasovoda sa linijama električnog polja  $TE_{10}$  moda, (b) linije kvazi-TEM moda BMS-a koje se uspostavlja na BMS po konverziji polja talasovoda.

U realnom slučaju da bi planarna struktura mogla da bude stabilno postavljena između split-blokova urezuju se slotovi dimenzija planarne strukture (Sl. 8.16). Često se postavljaju pinovi za pozicioniranje i držanje planarne strukture. Krajevi Vivaldi strukture (finline tehnologija) moraju da bude kratko spojeni, tipično se koriste vije koje spajaju štampu sa

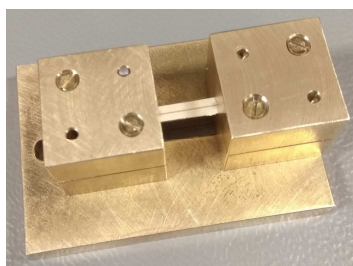
talasovodom. Slotovi date strukture mogu da predstavljaju veliki problem, jer u njima može da se pobudi slot mod, što znači da oni mogu da odnesu znatnu količinu snage i da uzrokuju veoma jake rezonanse. S obzirom da ovi slotovi izlaze na istu stranu na kojoj se nalazi planarna struktura, ako se pobude mogu biti i izvor nepoželjnog zračenja što je naročito kritično za upotrebu u antenama.

Za merenje svih vrsta prelaza tipično se koristi konfiguracija back-to-back koja je realizovana i prikazana na Sl. 8.17. Pod ovim se podrazumeva da postoje dva u idealnom slučaju identična prelaza orijentisana jedan prema drugom. Na ovaj način ne dobijaju se direktno karakteristike  $S$ -parametara prelaza već se praktično dobijaju karakteristike kaskadne veze prelaza-voda-prelaza kao na Sl. 8.18.

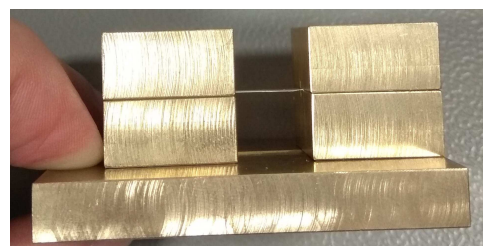
Da bi se praktično dobila karakteristika jednog prelaza potrebno je izvršiti postupak poput TRL (THRU-REFLECT-LINE) kalibracije. Suština je da se izvrši merenje nekoliko linija različite dužine i jedne otvorene veze ili kratkog spoja na mestu referentne ravni i na osnovu toga rešavanjem jednačina dobije vrednost parametara svakog člana kaskadne veze. Mereni rezultati su dati na Sl. 8.19 gde vidimo postojanje velikih oscilacija u signalu što je posledica višestrukih refleksija talasa koji putuje napred nazad između dva prelaza. Ove oscilacije otežavaju realnu procenu prelaza pošto nije moguće oceniti da li postoje jake rezonanse usled pobude slota u zidu talasovoda ili neke druge greške u samom prelazu ili su sve rezonanse posledice oscilacija.



Slika 8.16 Poprečni presek talasovoda na mestu ravni preseka sa umetnutim dielektrikom u slotove u zidu talasovoda.



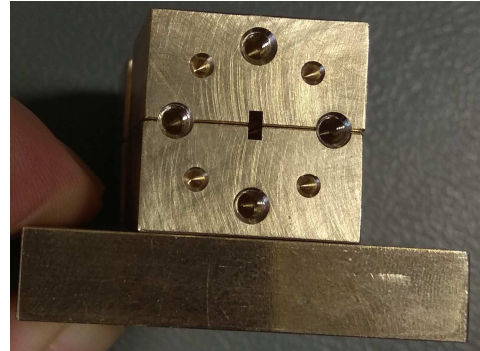
(a)



(b)

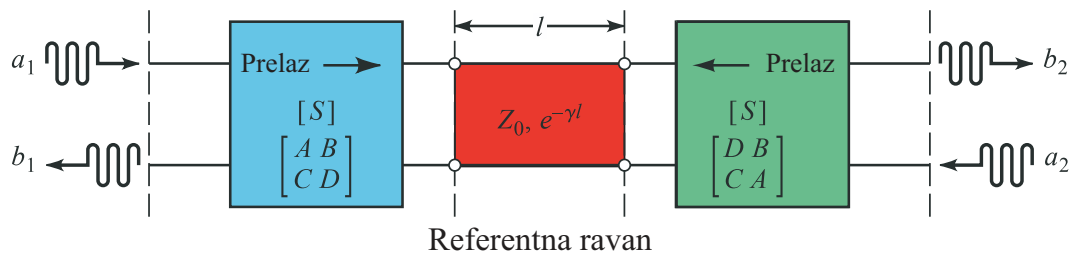


(c)

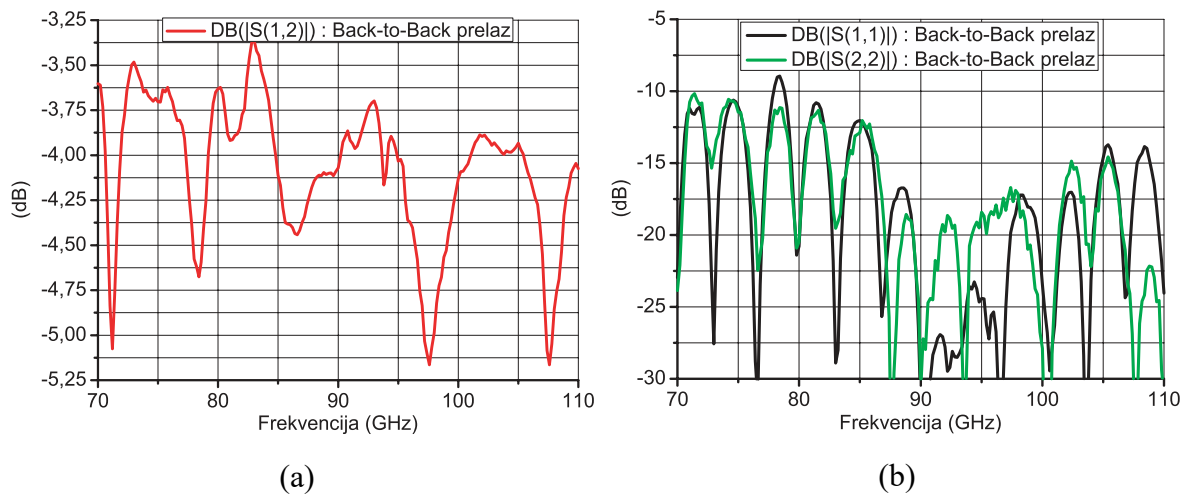


(d)

Slika 8.17 Realizovani prelaz u back-to-back konfiguraciji: (a)-(c) prikaz sa različitih strana, (d) strana za pristup WR-10 talasovoda sa flanšnom.



Slika 8.18 Prikaz strukture koja se meri pri back-to-back konfiguraciji prelaza [113].



Slika 8.19 Mereni rezultati back-to-back prelaza: (a)  $S_{12}$  parametar, (b)  $S_{11}$  i  $S_{22}$  parametri.

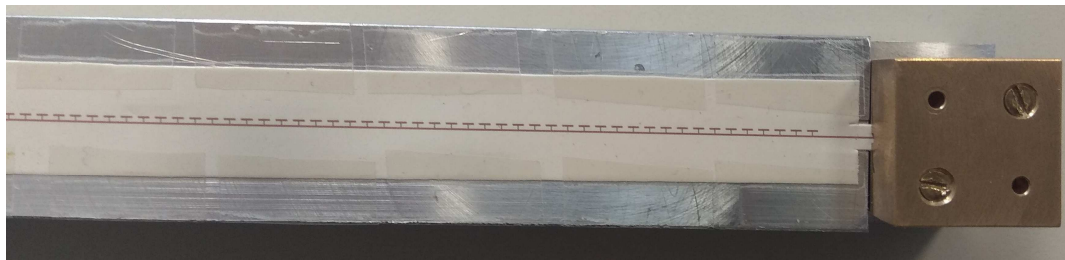
Ipak, sa Sl. 8.19a vidimo da se srednja vrednost unetog slabljenja kreće oko -4 dB. Ovo bi značilo da je uneto slabljenje jednog prelaza oko -2 dB.

## 8.8 Antenski niz

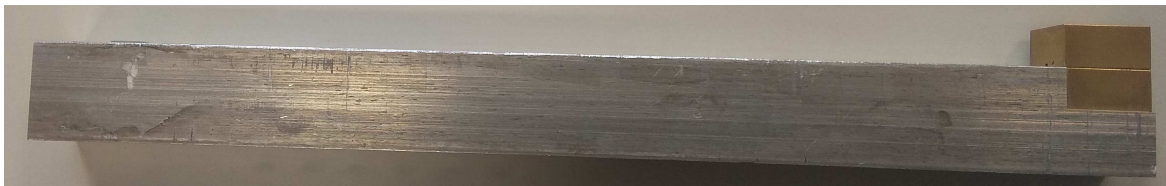
Izgled konstruisanog prototipa antenskog niza je dat na Sl. 8.20. Sama antena je najmanji deo konstrukcije kao što se vidi sa Sl. 8.20a. Najveći deo je nosač od aluminijuma na koji je

smešten i talasovodni pristup. Ispod same antene se nalazi kanal koji ima funkciju reflektora da bi se dobilo unilateralno zračenje niza. Mereni rezultati su dati na Sl. 8.21.

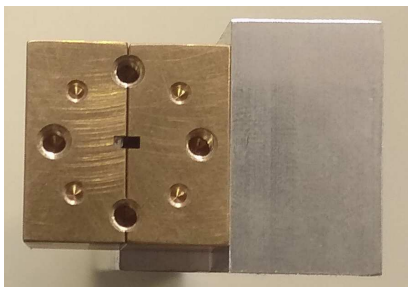
Simulirani  $S$ -parametri same antene biće kao na Sl. 8.14, tj. sa dobro urađenom kompenzacijom biće ispod nivoa od -25 dB. Ovo je značajno bolje od karakteristika prelaza sa Sl. 8.19b. Na osnovu ovoga sledi da će praktično prelaz biti usko grlo sistema tj. da će krajnji parametri biti određeni lošijim činiocem sistema što je u ovom slučaju prelaz. Mogu se videti jasne sličnosti između Sl. 8.21a i Sl. 8.19b. Prototip niza se sastoji od 100 elemenata pri čemu nisu svi aktivni tj. uticaj nekih elemenata se može zanemariti.



(a)



(b)



(c)



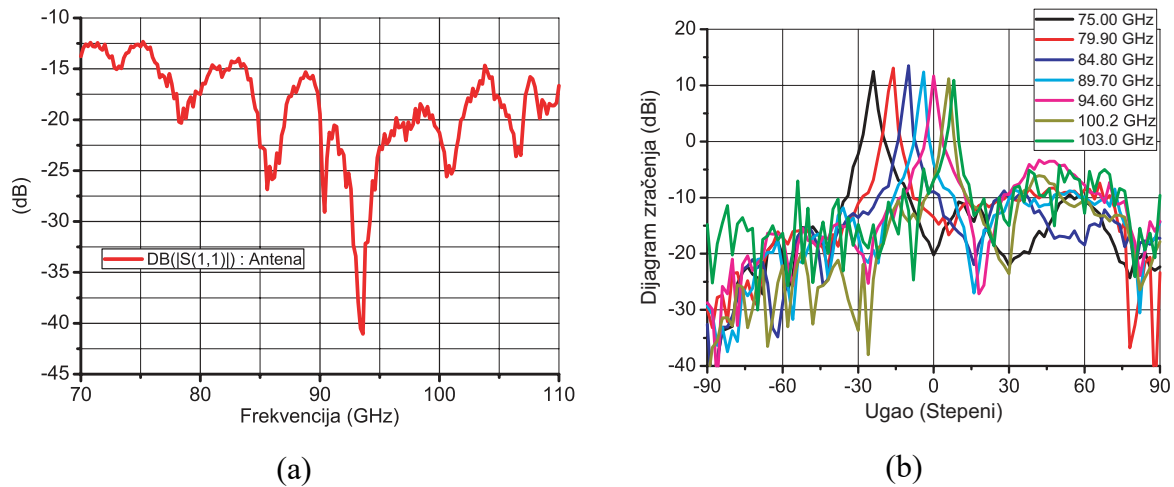
(d)

Slika 8.20 Izgled realizovanog prototipa antene: (a) odozgo, (b) sa strane, (c) sa talasovodnog pristupa, (d) sa suprotne strane od (c) gde se vidi kanal koji ima funkciju reflektora.

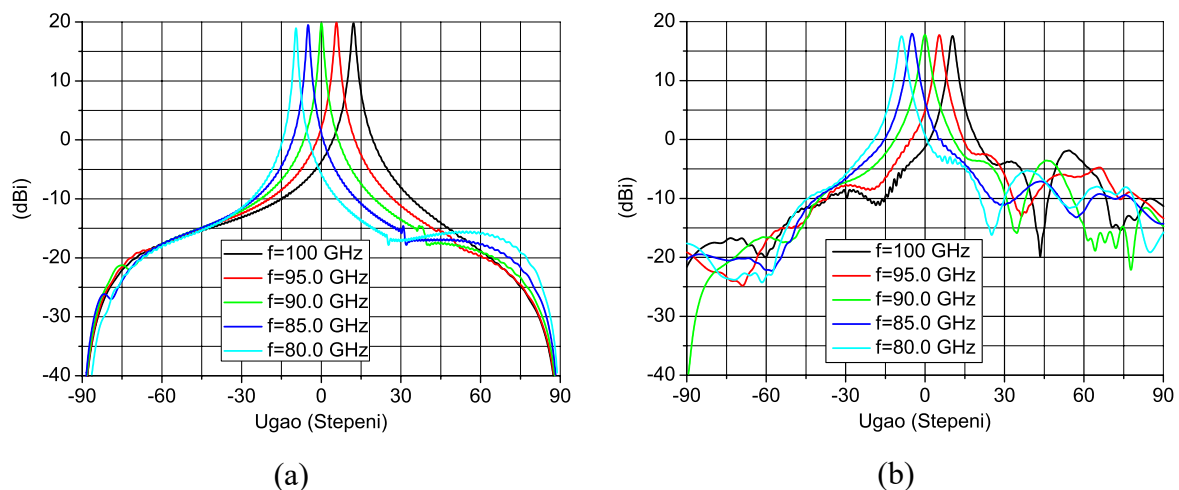
U vreme konstrukcije niza nije izvršena kompletna analiza gubitaka, a zbog strukture niza u formi identičnih elemenata neće biti posledica čak i u slučaju beskonačno mnogo elemenata iz prostog razloga što je sva snaga izračena ili rasuta u gubitke. Kod klasične forme *leaky-wave* nizova tipično se uzima da 90% snage bude izračeno, dok 10% se gubi u prilagođenju na kraju niza. U strukturi ovog niza cilj je bio da se postigne maksimalno iskorišćenje snage



tako da na kraju i nema potrebe za prilagođenjem. Stavljanjem porta na kraj niza kao u poglavlju 8.6 i posmatranjem  $S_{21}$  zapravo se posmatra preostala snaga u kolu i kada ovaj nivo padne ispod -25 dB to znači da je manje od 0.3% snage ostalo u kolu što se može zanemariti.



Slika 8.21 Mereni rezultati prototipa sa Sl. 8.20: (a)  $S_{11}$ , (b) dijagram zračenja.



Slika 8.22 Simulirani dijagrami zračenja konačnog niza: (a) bez talasovoda, (b) sa talasovodom.

Dijagrami zračenja konačnog niza sa i bez talasovoda su dati na Sl. 8.22 gde se jasno vidi uticaj prisustva talasovodnog prelaza na pojavu dodatnih refleksija koje su ipak dovoljno niske. Najveća razlika je smanjenje gain-a sa oko 19.5 dBi na oko 17.5 dBi usled gubitaka u talasovodu i linije koja vodi od talasovoda do antene. Ipak, i pored svih uračunatih faktora vidi se da je mereni gain oko 5 dB manji od simuliranog, što se može objasniti gubicima usled nepreciznosti izrade same antene i prelaza kao i greške usled samog merenja. Ipak sama antena pokazuje funkcionalnost i može se uspešno koristiti za radarske primene na W opsegu.



## 9 ZAKLJUČAK

U disertaciji je opisan način za rešavanje problema povezanih sa radom štampanih antenskih nizova u serijskoj konfiguraciji. Pod ovim se pre svega misli na rešavanje problema u vezi sa radom antenskih nizova u širem frekvencijskom opsegu, koji se prvenstveno odnose na degradaciju dijagrama zračenja. Serijska konfiguracija niza podrazumeva minimalno moguću napojnu mrežu, samim tim i minimalne gubitke, tj. veličina niza će biti primarno određena brojem i prostornim rasporedom zračećih elemenata niza. Serijska napojna mreža ima ograničene mogućnosti za raspodelu snage koja je neophodna da bi se oblikovao dijagram zračenja. Takođe, pošto se zračeći elementi često nalaze na međusobnom rastojanju od  $\lambda_g$  (talasna dužina na dielektriku) na centralnoj učestanosti, dolazi do sabiranja refleksija od svih zračećih elemenata u fazi što ima destruktivno dejstvo na dijagrama zračenja i prilagođenje. Fazni pomeraj koji unosi  $\lambda_g$  je 360 stepeni ( $2\pi$  rad) što tipično odgovara broadside pravcu dijagrama zračenja za serijske nizove. Kod serijskih nizova rastojanje između elemenata ne mora biti direktno povezano sa dimenzijama napojnog voda, tj. napojni vod može biti duži od međusobnog fizičkog rastojanja korišćenjem meandriranja.

U poglavlju šest dato je originalno rešenje za širokopojasni niz sa novim patch antenama rađen u tehnici klasičnog mikrostripa. Niz ima usmeren dijagram zračenja, visok gain i upotrebljiv relativni radni opseg od 10.3 %. Bočni lobovi su potisnuti za više od 20 dB, a kros-polarizacija za više od 25 dB ispod nivoa glavnog loba. Prilagođenje je odlično u celom radnom opsegu. Pod radnim opsegom antene se često podrazumeva prilagođenje koje može biti postignuto na mnoge načine potpuno nezavisno od same antene. Tj. moguće je konstruisati posebnu mrežu koja će smanjiti neprilagođenje između antene i izvora, što dodatno komplikuje konstrukciju i smanjuje efikasnost sistema, a da pri tome ne utiče na poboljšanje dijagrama zračenja. U ovom rešenju cilj je bio da se dobije praktično upotrebljiv niz sa stabilnim dijagramom zračenja u celom radnom opsegu. Razvijen je novi tip patch antene specijalno namenjen za upotrebu u nizovima sa serijskom konfiguracijom. Opisan je teorijski postupak i eksperimentalna verifikacija. Dati niz je potpuno planarne strukture i može se lako skalirati na druge učestanosti, kao i rekonfigurisati u pogledu broja elemenata u obe ravni.

Poglavlje sedam prikazuje originalan način za rešavanje problema bočnih lobova uz kontrolu skeniranja kod nizova sa frekvencijskim skeniranjem. Ovo rešenje je implementirano u tehnici balansnog mikrostripa. Razvijeno je više različitih tipova faznih šiftera, elemenata koji unose odgovarajući fazni pomeraj sa promenom frekvencije, samim tim kada se postave

između zračećih elemenata dobija se frekvencijski skenirajući antenski niz. Skenirajući nizovi u serijskoj konfiguraciji se napajaju sa jedne strane tj. tipično su konfigurisani kao nizovi sa putujućim talasom. Za potrebe oblikovanja dijagrama zračenja tj. suzbijanje bočnih lobova neophodno je izvršiti raspodelu snage između zračećih elemenata niza. U praksi postoji ogroman broj matematičkih modela na kojima se zasnivaju raspodele snage u antenskim nizovima. Izgled tipične raspodele je da se maksimum nalazi na centru niza dok su minimumi na krajevima niza i naravno raspodela je simetrična u odnosu na centar niza. Ovde se javlja veliki problem, jer zbog konfiguracije niza prirodno je da najveću snagu dobija prvi element niza, a najmanju poslednji. Da bi se obezbedila raspodela moguća su dva pristupa. Korišćenjem napojne mreže koja je sastavni deo faznih šiftera što može biti problematično, jer su dimenzije mreže kao i impedansa koja se može postići sa njom veoma ograničene. Najveći problem koji se na ovaj način može javiti su fazne greške tj. kako fazni šifteri nisu u potpunosti identični postojale bi određene fazne razlike između njih što može potpuno da uništi dinamiku frekvencijskog skeniranja. Drugi način koji je primenjen u datom rešenju je korišćenje novih posebno modifikovanih zračećih elemenata, pentagonalnih dipola, kojima je moguće postići ogromne opsege impedanse. Rezultati su verifikovani na više eksperimentalnih modela.

Osmo poglavlje prikazuje originalni niz na bazi antenskih elemenata iz poglavlja sedam. Niz je namenjen za upotrebu u milimetarskom radaru veoma velike rezolucije zbog čega se zahteva sporo skeniranje i rad u veoma velikom opsegu. Zbog ograničenja tehnologije proizvodnje zračeći elementi su posebno prilagođeni. Princip rada se bazira na curenju talasa karakterističnom za periodične *leaky-wave* antene. Karakteriše se veoma jednostavnom strukturom i stabilnim karakteristikama u širokom opsegu.

Svi prethodni nizovi se mogu prilagoditi specifičnim zahtevima u pogledu gain-a, radnog opsega, 3 dB širine glavnog snopa. Za mnoge upotrebe zahteva se da i druga ravan zračenja ima odgovarajuće karakteristike u pogledu širine snopa i bočnih lobova. Svi antenski nizovi prikazani u datoj tezi se mogu lako proširiti u drugoj ravni, što je i prikazano u poglavlju sedam. Tipična upotreba frekvencijski skenirajućih antena podrazumeva da se više identičnih nizova u serijskoj konfiguraciji poveže sa sklopom poput Butler-ove matrice ili Rotman-ovog sočiva čime se omogućava skeniranje u obe ravni. Kontinualno frekvencijsko u jednoj i sektorsko prekidačko u drugoj ravni.

## LITERATURA

- [1] J. C. Maxwell, “*A Treatise on Electricity and Magnetism*,” Vol. I, Oxford University Press, London, 1873.
- [2] M. Skolnik, “*Introduction to Radar Systems*,” 2nd Edition McGraw-Hill, Singapore, 1981.
- [3] J. L. Volakis, “*Antenna Engineering Handbook*,” 4th Edition, McGraw-Hill Professional, 2007.
- [4] C. A. Balanis, “*Modern Antenna Handbook*,” 3rd Edition, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005.
- [5] D. Slater, P. Stek, R. Cofield, R. Dengler, J. Hardy, R. Jarnot, R. Swindlehurst, “A Large Aperture 650 GHz Near-field Measurement System for the Earth Observing System Microwave Limb Sounder,” *The proceedings of 23rd annual AMTA meeting and symposium*,” Denver, 2001.
- [6] D.J. Van Rensburg, G. Hindman, “An overview of near-field sub-millimeter wave antenna test applications,” *The proceedings of COMITE 2008*, Prague, 23–24 Apr 2008.
- [7] N. Kinayman, M. I. Aksun, “*Modern Microwave Circuits*,” Artech House, Norwood, MA, 2005.
- [8] D. G. Swanson Jr., W. J. R. Hofer, “*Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation*,” Artech House, Norwood, MA, 2003.
- [9] J. L. Volakis, A. Chatterjee, and L. C. Kempel, “*Finite Element Methods for Electromagnetics*,” IEEE Press, New York and Oxford Univ. Press, London, 1998.
- [10] P. P. Sylvester, G. Pelosi, ed., “*Finite Elements for Wave Electromagnetics: Methods and Techniques*,” IEEE Press, New York, 1994.
- [11] P. P. Sylvester and R. L. Ferrari, “*Finite Elements for Electrical Engineers*,” Cambridge Univ. Press, New York, 1992.
- [12] J. Jin, “*The Finite Element Method in Electromagnetics*,” Wiley-Interscience, New York, 1993.

- [13] R. F. Harrington, “*Field Computation by Moment Methods*,” Macmillan, New York, 1968.
- [14] E. K. Miller, L. Medgyesi-Mitschang, and E. H. Newman, eds., “*Computational Electromagnetics, Frequency Domain Method of Moments*,” IEEE Press, New York, 1992.
- [15] R. C. Hansen, ed., “*Moment Methods in Antennas and Scattering*,” Artech House, Norwood, MA, 1990.
- [16] A. Taflove, “*Computational Electromagnetics: The Finite Difference Time Domain Method*,” Artech House, Norwood, MA, 1995.
- [17] K. S. Kunz and R. J. Luebbers, “*The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*,” CRC Press, Cleveland, OH, 1993.
- [18] C. Christopoulos, “*The Transmission-Line Modelling (TLM) Method*,” IEEE/OUP Press, 1995.
- [19] T. A. Milligan, “*Modern Antenna Design*,” 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005.
- [20] W.S.T. Rowe and R. B. Waterhouse, “Edge-fed patch antennas with reduced spurious radiation,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.53, no.5, pp.1785-1790, May 2005.
- [21] D. F. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Jimenez Broas, N. G. Alexopoulos, and E. Yablonovitch, “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, Nov. 1999.
- [22] C. S. Lee, V. Nalbandian, and F. Schwing, “Surface-mode suppression in a thick microstrip antenna by parasitic elements,” *Microwave and Opt. Technol. Lett.*, vol. 8, pp. 145–147, Feb. 1995.
- [23] N. G. Alexopoulos and D. R. Jackson, “Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, no. 8, pp. 807–816, Aug. 1984.

- [24] D. R. Jackson, J. T. Williams, A. K. Bhattacharyya, R. L. Smith, S. J. Buchheit, and S. A. Long, "Microstrip patch designs that do not excite surface waves," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 41, no. 8, pp. 1026–1037, Aug. 1993.
- [25] V. R. Komanduri, D. R. Jackson, J. T. Williams and A. R. Mehrotra, "A General Method for Designing Reduced Surface Wave Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 6, pp. 2887-2894, June 2013.
- [26] K. Goverdhanam, R. N. Simons, and L. P. B. Katehi, "Coplanar stripline components for high-frequency applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 10, pp. 1725–1729, Oct. 1997.
- [27] R. N. Simons, N. I. Dib, and L. P. B. Katehi, "Modeling of coplanar stripline discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 5, pp.711–716, May 1996.
- [28] K. Goverdhanam, R. N. Simons, and L. P. B. Katehi, "Coplanar stripline propagation characteristics and bandpass filter," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 7, no. 8, pp. 214–216, Aug. 1997.
- [29] A. Nestic S. Jovanovic, and V. Brankovic, "Design of printed dipoles near the third resonance," *IEEE Int. Antennas and Propag. Symp. Digest*, Atlanta, GA, vol. 2, pp. 928–931, 1998.
- [30] G. A. Evtioushkine, J. W. Kim, and K. S. Han, "Very wideband printed dipole antenna array," *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 24, pp. 2292– 2293, Nov. 1998.
- [31] A. R. Behera and A. R. Harish, "A Novel Printed Wideband Dipole Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 9, pp. 4418-4422, Sep. 2012.
- [32] A. Nestic and S. Dragas, "Frequency scanning printed array antenna," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, Newport Beach, CA, USA, pp. 950–953, June 1995.
- [33] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, "*Microstrip Antenna Design Handbook*," Artech House, Norwood, MA, 2001.
- [34] R. J. Mailloux, "*Phased Array Antenna Handbook*," 2nd Edition, Artech House, Norwood, MA, 2005.

- [35] S. Vashist, M. K. Soni and P.K. Singhal, "A Review on the Development of Rotman Lens Antenna," *Chinese Journal of Engineering*, vol. 2014, Article ID 385385, 9 pages, doi. 10.1155/2014/385385.
- [36] W. Zongxin, X. Bo and Y. Fei, "A Multibeam Antenna Array Based on Printed Rotman Lens," *Int. Journal of Antennas and Propag.*, Vol. 2013, Article ID 179327.
- [37] J. Remez, R. Carmon, "Compact Designs of Waveguide Butler Matrices," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 5, pp. 27-31., March 2006.
- [38] M. Koubeissi, L. Freytag, C. Decroze, and T. Monediere, "Design of a cosecant-squared pattern antenna fed by a new Butler matrix topology for base station at 42 GHz," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.7, pp. 354–357, 2008.
- [39] N. Boskovic, B. Jokanovic, M. Radovanovic and N. S. Doncov, "Novel Ku Band Series Fed Patch Antenna Array with Enhanced Impedance and Radiation Bandwidth," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 12, pp. 7041–7048, Dec. 2018.
- [40] N. Boskovic, B. Jokanovic, Franco Oliveri and Dario Tarchi, "High Gain Printed Antenna Array for FMCW Radar at 17 GHz," *TELSIKS 2015*, Nis, Serbia, October 14-17, 2015.
- [41] N. Bošković, B. Jokanović, Franco Oliveri and Dario Tarchi, "Štampani antenski niz za FMCW radar na Ku opsegu," *ETRAN 2015*, Srebrno jezero, 8-11. jun 2015.
- [42] N. Bošković, B. Jokanović, N. Dončov, "Mikrostrip antena na 17 GHz sa reaktivno opterećenim patch-evima," *ETRAN 2016*, Zlatibor, 13-16. jun 2016.
- [43] J. Mišić, N. Bošković, B. Jokanović, V. Marković, "Antenski niz sa cirkularnom polarizacijom za radarske sisteme na 24 GHz," *ETRAN 2017*, Kladovo, 05-08. jun 2017.
- [44] N. Bošković, B. Jokanović, V. Marković, "Modifikovana peč antena sa proširenim opsegom rada," *ETRAN 2017*, Kladovo, 05-08. jun 2017.
- [45] N. Boskovic, B. Jokanovic, Franco Oliveri and Dario Tarchi, "Highly Directive Patch Antenna Array for FMCW Radar at Ku Band," *Microwave Review*, Vol. 21, No. 2, December 2015. pp. 14-18.

- [46] Никола Бошковић, др Бранка Јокановић, “Штампани антенски низ са великим појачањем за FMCW радар на Ки опсегу,” 2015. , Техничко решење M82.
- [47] Никола Бошковић, Бранка Јокановић, Милош Радовановић, “Антенски низ на Ки опсегу са широкопојасним patch антенама,” 2016., Техничко решење M85.
- [48] Н. Бошковић, Б. Јокановић, М. Радовановић, “Симфазни антенски низ са идентичним широкопојасним печевима и радним опсегом од 15.6 GHz до 17.3 GHz,” 2017. Техничко решење M85.
- [49] М. Радовановић, Б. Јокановић, Н. Бошковић, “Аутоматска метода за мерење дијаграма зрачења антена помоћу анализатора мреже Anritsu VNA ME7838A,” 2017. Техничко решење M85.
- [50] K. L. Wong and W. H. Hsu, “Broadband triangular microstrip antenna with U-shaped slot,” *Electron.Lett.*, vol. 33, no. 25, pp. 2085–2087, Dec. 1997.
- [51] T. Huynh and K. F. Lee, “Single-layer single-patch wideband microstrip antenna,” *Electron Lett.*, vol. 31, no. 16, pp. 1310–1312, 1995.
- [52] Chair R., Mak C. L., Lee K. F., Luk K. M., Kishk A. A., “Miniature wideband half U-slot and half E-shaped patch antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 53, no. 8, pp. 2645–2652, August 2005.
- [53] H. Wang, X. B. Huang, and D. G. Fang, “A single layer wideband U slot microstrip patch antenna array,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 9–12, 2008.
- [54] S. Maci and G. B. Gentili, “Dual-frequency patch antennas,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 39, pp. 13–20, Dec. 1997.
- [55] J-S. Chen, K-L. Wong, “A Single-Layer Dual-Frequency Rectangular Microstrip Patch Antenna Using a Single Probe Feed,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 11, no. 2, 1996, pp. 38-84.
- [56] Y. M. M. Antar, A. I., Ittipiboon, A. K. Bhattachatyua, “A Dual Frequency Antenna Using a Single Patch and An Inclined Slot,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 8, no. 6, 1995, pp. 309-310.

- [57] Y. Murakami, W. Chujo, I. Chiba, M. Frujise, "Dual Slot Coupled Microstrip Antenna for Dual Frequency Operation," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 22, 28 October 1993, pp. 1906-1907.
- [58] M. Deepukumar, J. George, C. K. Aanandan, P. Mohanan, K. G. Nair, "Broadband Dual Frequency Microstrip Antenna," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 17, 15 August 1996, pp. 1531-1532.
- [59] S. A. Long, M. D. Walton, "A Dual-Frequency Stacked Circular-Disc Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 27, no. 3, March 1979, pp. 1281-1285.
- [60] J. S. Dahele, K. F. Lee and D. P. Wong "Dual Frequency Stacked Annular-Ring Microstrip Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 35, no. 11, November 1987, pp.1281-1285.
- [61] J. Wang, R. Fralich, C. Wu and J. Litva, "Multifunctional Aperture Coupled Stack Antenna," *Electronics Letters*, vol. 26, no. 25, December 1990, pp. 2067-2068.
- [62] F. Croq, D. Pozar, "Multifrequency Operation of Microstrip Antennas Using Aperture Coupled Parallel Resonators," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 11, November 1992, pp. 1367-1374.
- [63] C. Salvador, L. Borselli, A. Falciani, S. Maci, "A Dual Frequency Planar Antenna at S and X Bands," *Electronics Letters*, vol. 31, no. 20, October 1995, pp. 1706-1707
- [64] W. F. Richards, S. E. Davidson, S. A. Long, "Dual-Band Reactively Loaded Microstrip Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 33, no. 5, May 1985, pp. 556-560.
- [65] S. E. Davidson, S. A. Long, W. F. Richards, "Dual-Band Microstrip Antenna with Monolithic Reactive Loading," *Electronics Letters*, vol. 21, no. 21, 1985, pp. 936-937
- [66] H. Nakano, K. Vichien "Dual-Frequency Patch Antenna with a Rectangular Notch," *Electronics Letters*, vol. 25, no. 16, 1989, pp. 1067-1068.
- [67] D. Sanchez-Hernandez and I. D. Robertson "Analysis and Design of a Dual-Band Circularly Polarized Microstrip Patch Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 2, February 1995, pp. 201-205.



- [68] S. S. Zhong and Y. T. Lo, "Single Element Rectangular Microstrip Antenna for Dual-Frequency Operation," *Electronics Letters*, vol. 19, no. 8, 1983, pp. 298-300.
- [69] D. H. Schaubert, F. G. Ferrar, A. Sindoris, S. T. Hayes, "Microstrip Antennas with Frequency Agility and Polarization Diversity," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, January 1981, pp. 118-123.
- [70] R. B. Waterhouse, N. V. Shuley, "Dual Frequency Microstrip Rectangular Patches," *Electronics Letters*, vol. 28, no. 7, 1992, pp. 606-607.
- [71] B. F. Wang and Y. T. Lo, "Microstrip Antenna for Dual-Frequency Operation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, no. 9, September 1984, pp. 938-943.
- [72] S. Maci, G. Biffi Gentili, G. Avitabile, "Single-Layer Dual Frequency Patch Antenna," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 16, August 1993.
- [73] M. L. Yazidi, M. Himdi and J. P. Daniel, "Aperture Coupled Microstrip Antenna for Dual Frequency Operation," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 17, August 1993.
- [74] S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi, C. Salvador "A Dual Band Slot-Loaded Patch Antenna," *IEE Proceedings*, vol. 142, no. 3, March 1995, pp. 225-232.
- [75] P. Piazzesi, S. Maci, G. Biffi Gentili, "Dual-Band Dual-Polarized Patch Antennas," *Int. J. Microw. Mill.-Wave Comput.-Aided Eng.*, vol. 5, no. 6, December 1995, pp. 375-384.
- [76] S. M. Aguilar, M. A. Al-Joumayly, M. J. Burfeindt, N. Behdad, S. C. Hagness, "Multiband miniaturized patch antennas for a compact, shielded microwave breast imaging array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 3, pp. 1221-1231, March 2014.
- [77] L. Han and K. Wu, "24-GHz bandwidth-enhanced microstrip array printed on a single-layer electrically-thin substrate for automotive applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 5, pp. 2555-2558, 2012.
- [78] S. Biswas, D. Guha, and C. Kumar, "Control of higher harmonics and their radiation in microstrip antennas using compact defected ground structures," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 6, pp. 3349-3353, Jun. 2013.

- [79] A. Kaya and E. Y. Yuksel, "Investigation of a compensated rectangular microstrip antenna with negative capacitor and negative inductor for bandwidth enhancement," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no.5, pp. 1275–1282, May 2007.
- [80] H. Oraizi and R. Pazoki, "Radiation bandwidth enhancement of aperture stacked patch antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 59, no. 12, 4445-4453, 2011.
- [81] L. Moustafa and B. Jecko, "Design of a wideband highly directive EBG antenna using double-layer frequency selective surfaces and multifeed technique for application in the Ku-band," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 342–346, 2010.
- [82] M. L. Abdelghani, H. Attia and T. A. Denidni, "Dual- and Wideband Fabry–Pérot Resonator Antenna for WLAN Applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 473–476, 2016.
- [83] H. Mosallaei and K. Sarabandi, "Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 9, pp. 2403–2414, Sep. 2004.
- [84] A. Neto, N. Llombart, G. Gerini, and P. De Maagt, "On the optimal radiation bandwidth of printed slot antennas surrounded by EBGs," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 4, pp. 1074–1083, Apr. 2006.
- [85] WIPL-D Pro v13.0, Software and User's Manual, WIPL-D d.o.o., Belgrade, 2016.
- [86] J. Huang, "A parallel-series-fed microstrip array with high efficiency and low cross-polarization," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 5, no. 5, pp. 230–233, May 1992.
- [87] D. M. Pozar, "Comparison of three series fed microstrip array geometries," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. Dig.*, vol. 2, Ann Arbor, MI, June 28–July 2 1993, pp. 728–731.
- [88] R. Bayderkhani and H. Reza Hassani, "Wideband and low sidelobe slot antenna fed by series-fed printed array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 12, pp. 3898–3904, Dec. 2010.
- [89] F.-Y. Kuo and R.-B. Hwang, "High-isolation X-band marine radar antenna design," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 5, pp. 2331–2337, 2014.

- [90] NI AWR Microwave Office v11.0, Software and User's Manual, NI, Austin, 2014.
- [91] S. Afoakwa and J.-B. Jung, "Wideband Microstrip Comb-Line Linear Array Antenna Using Stubbed-Element Technique for High Side-lobe Suppression," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 10, pp. 5190-5199, 2017.
- [92] V. Milosevic, M. Radovanovic, B. Jokanovic, O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, "Tx leakage cancellation using antenna image impedance for CW radar applications," *46th European Microw. Conf. (EuMC)*, London, United Kingdom, 2016, pp. 425-428.
- [93] J. Xu, Z. N. Chen, and X. Qing, "CPW center-fed single-layer SIW slot antenna array for automotive radars," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 9, pp. 4528–4536, Sep. 2014.
- [94] J. Lin, W. Shen, and K. Yang, "A Low-Sidelobe and Wideband Series Fed Linear Dielectric Resonator Antenna Array," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 513–516, 2016.
- [95] J. Yin, Q. Wu, C. Yu, H. Wang, W. Hong, "Low Sidelobe Level Series Fed Microstrip Antenna Array of Unequal Inter-Element Spacing," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 1695–1698, 2017.
- [96] N. Boskovic, B. Jokanovic and M. Radovanovic, "Printed Frequency Scanning Antenna Arrays with Enhanced Frequency Sensitivity and Sidelobe Suppression," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 4, pp. 1757–1764, April 2017.
- [97] N. Bošković, B. Jokanović, A. Nešić, "Frequency Scanning Antenna Arrays with Pentagonal Dipoles of Different Impedances," *Serbian Journal Of Electrical Engineering*, vol. 12, no. 1, pp. 99-108, February 2015.
- [98] N. Boskovic, B. Jokanovic and A. Nesic, "Frequency Scanning Antenna Array with Enhanced Side lobe Suppression," *Metamaterials 2014*, Copenhagen, Denmark, 25-30. August 2014.)
- [99] N. Boskovic, B. Jokanovic and A. Nesic, "Printed Scanning Antenna Array with SRR Phase Shifters," *Metamaterials 2013*, Bordeaux, France, 16-21. September 2013.

- [100] N. Boskovic, B. Jokanovic and A. Nesic, "Compact Frequency Scanning Antenna Array with SRR Phase Shifters," *TELSIKS 2013*, Nis, Serbia, October 16-19. 2013.
- [101] B. Milošević, B. Jokanović, M. Radovanović, N. Bošković, "Prikupljanje i konverzija RF energije u širokom frekvencijskom opsegu," *ETRAN 2018*, Palić, 11–14 Jun, 2018.
- [102] N. Bošković, B. Jokanović i A. Nešić, "Frekvencijski skenirani antenski nizovi sa neuniformnom amplitudskom raspodelom," *ETRAN 2014*, Vrnjačka Banja, 2-5. jun 2014.
- [103] N. Bošković, B. Jokanović i A. Nešić, "Frekvencijski skeniran antenski niz sa SRR faznim šifterima", *ETRAN 2013*, Zlatibor, 3-6. jun 2013.
- [104] M. Ilić i N. Bošković, "Poređenje karakteristika štampanih bow-tie dipola sa dipolima petougaoanog oblika," *ETRAN 2012*, Zlatibor, 11-14. jun 2012.
- [105] Nikola Bošković, dr Branka Jokanović, dr Aleksandar Nešić, "Skenirani antenski niz sa pentagonalnim dipolima i neuniformnom amplitudskom raspodelom," *Tehničko rešenje*, 2014.
- [106] Nikola Bošković, dr Branka Jokanović, dr Aleksandar Nešić, "Antenski niz sa proširenim opsegom skeniranja i pentagonalnim dipolima različitih impedansi," *Tehničko rešenje*, 2015.
- [107] N. Bošković, B. Jokanović, A. Nešić, "Antenski niz na X-opsegu sa frekvencijskim skeniranjem pomoću faznih pomerača sa split-ring rezonatorima," *Tehničko rešenje*, 2013.
- [108] M. Radovanović, B. Jokanović, N. Bošković, "Automatska metoda za merenje dijagrama zračenja antena pomoću analizatora mreže Anritsu VNA ME7838A," *Tehničko rešenje*, 2017.
- [109] N. Bošković, B. Jokanović, V. Marković, "Frequency Scanning Antenna Arrays with Metamaterial Based Phased Shifters," *Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics*, Vol. 32, No 3, pp. 449–461, September 2019.
- [110] R. Bojanic, V. Milosevic, B. Jokanovic, F. Medina-Mena and F. Mesa, "Enhanced Modelling of Split-Ring Resonators Couplings in Printed Circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 8, pp. 1605–1615, 2014.

- [111] L. Cui, W. Wu and D. Fang, "Printed Frequency Beam-Scanning Antenna with Flat Gain and Low Sidelobe Levels," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, 2013.
- [112] A. Fackelmeier and E. M. Biebl, "Narrowband frequency scanning array antenna at 5.8 GHz for short range imaging," *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, pp. 1266-1269, 2010.
- [113] D. M. Pozar, "*Microwave Engineering*", 4th Edition, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2012.
- [114] V. V. Petrović, D. V. Tosić, A. R. Đorđević, "*Mikrotalasna pasivna kola*," Elektrotehnički fakultet, Beograd, 2010.
- [115] A. Malczewski, S. Eshelman, B. Pillans, J. Ehmke, and C. Goldsmith, "X-band RF MEMS phase shifters for phased array applications," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, pp. 517-519 Dec. 1999.
- [116] F. Ellinger, H. Jackel, and W. Bachtold, "Varactor-loaded transmission line phase shifter at C-band using lumped elements," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 51, no. 4, pp. 1135–1140, Apr. 2003.
- [117] J. S. Hayden and G. M. Rebeiz, "Very low-loss distributed X-band and Ka-band MEMS phase shifters using metal-air-metal capacitors," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 51, no. 1, pp. 309–314, Jan. 2003.
- [118] H. Kim, A. B. Kozyrev, A. Karbassi, and D. W. van de Veide, "Linear tunable phase shifter using a left-handed transmission line," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 5, pp. 366–368, May 2005.
- [119] A. W. Rudge, K. Milne, A. D. Olver, P. Knight, "*The Handbook of Antenna Design*," Vol. 1, London, Peter Peregrinus, Ltd., 1982.
- [120] I. J. Gupta and A.K. Ksienski, "Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 31, no. 5, pp. 785-791, September 1983.
- [121] R. S. Adve and T. K. Sarkar, "Compensation for the effects of Mutual Coupling on Direct Data Domain Adaptive Algorithms," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 48, no. 1, Jan. 2000.

- [122] B. Friedlander and A. J. Weiss, "Direction Finding in the Presence of Mutual Coupling," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 39, no. 3, pp. 273-284, March 1991.
- [123] H. T. Hui, "A Practical Approach to Compensate for the Mutual Coupling Effect in an Adaptive Dipole Array," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 52, no. 5, pp. 1262-1269, May 2005.
- [124] C. Hu, E. Lee, C. Liao, W. Huang and K. Jheng, "The effect of mutual coupling on the self-impedance of linear microstrip array," *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC)*, pp. 88-90, 2012.
- [125] Y. Alvarez-Lopez, C. Garcia-Gonzalez, C. Vazquez-Antuna, S. Ver-Hoeye, and F. Las Heras Andres, "Frequency scanning based radar system," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 132, pp. 275-296, 2012.
- [126] M. Winfried, M. Wetzel and M. Menzel, "A novel direct imaging radar sensor with frequency scanned antenna," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1941-1944, 2003.
- [127] Y. Dong and T. Itoh, "Composite right/left-handed substrate integrated waveguide and half mode substrate integrated waveguide leaky-wave structures," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 3, pp. 767-775, Mar. 2011.
- [128] Y. Dong and T. Itoh, "Substrate integrated composite right-/left-handed leaky-wave structure for polarization-flexible antenna application," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 2, pp. 760-771, Feb. 2012.
- [129] S. S. Haghghi, A. Heidari, and M. Movahhedi, "A Three-Band Substrate Integrated Waveguide Leaky-Wave Antenna Based on Composite Right/Left Handed Structure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 10, pp. 4578 - 4582, Oct. 2015.
- [130] Nasimuddin, Z. N. Chen, and X. Qing, "Multilayered composite right/left-handed leaky-wave antenna with consistent gain," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 11, pp. 5056-5062, Nov. 2012.

- [131] J. H. Choi, J. S. Sun, and T. Itoh, "Frequency-scanning phased-array feed network based on composite right/left handed transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 61, no. 8, pp. 3148–3157, Aug. 2013.
- [132] "Installation Guide VectorStar ME7838 Series." <https://dl.cdn-anritsu.com/en-us/testmeasurement/files/Manuals/Installation-Guide/10410-00293F.pdf>
- [133] "MATLAB App Designer." <https://www.mathworks.com/products/matlab/appdesigner.html>
- [134] "L297 - Stepper Motor Controller datasheet." <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/f9/35/6e/3f/48/18/48/51/CD00000063.pdf/files/CD00000063.pdf/jcr:content/translations/en.CD00000063.pdf>
- [135] "L298 - DUAL FULL-BRIDGE DRIVER." <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/82/cc/3f/39/0a/29/4d/f0/CD00000240.pdf/files/CD00000240.pdf/jcr:content/translations/en.CD00000240.pdf>
- [136] "Arduino Mega 2560 Rev3." <https://store.arduino.cc/arduino-mega-2560-rev3>
- [137] "MATLAB Support Package for Arduino Hardware Documentation." <https://www.mathworks.com/help/supportpkg/arduinoio/index.html>
- [138] "Instrument Control Toolbox." <https://www.mathworks.com/products/instrument.html>
- [139] "Programming Manual VectorStar MS4640A Series." <https://dl.cdn-anritsu.com/en-us/test-measurement/files/Manuals/Programming-Manual/10410-00267L.pdf>
- [140] Anritsu, "Understanding VNA Calibration." [http://anlage.umd.edu/Anritsu\\_understanding-vna-calibration.pdf](http://anlage.umd.edu/Anritsu_understanding-vna-calibration.pdf)
- [141] Hansen WW, "*Radiating electromagnetic waveguide*," US Patent 2.402.622, 1940.
- [142] R. E. Collin and F. J. Zucker, "*Antenna Theory*," Mc-Graw-Hill, New York, 1969.
- [143] Menzel W, "*A new travelling wave antenna in microstrip*," Arch Elektron Uebertrag Tech vol. 33, pp. 137–140, 1979.

- [144] Sutinjo A, Okoniewski M, Johnson RH, “Radiation from fast and slow traveling waves,” *IEEE Antennas Propag. Mag.* vol. 50, no. 4, pp. 175–181, 2008.
- [145] Jackson DR, Caloz C, Itoh T, “Leaky-wave antennas,” *Proc. IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2194–2206, 2012.
- [146] Jackson DR, “Recent advances in leaky-wave antennas,” *Proceedings of the URSI international symposium electromagnetic theory (EMTS)*, Hiroshima, Japan, pp 9–12, 2013.
- [147] Menzel W, “Planar leaky-wave antennas—early concept and actual result,” *European microwave conference*, Nuremberg, Germany, pp 483–486, 2013.
- [148] Z.N. Chen et al. (eds.), “*Handbook of Antenna Technologies*,” Springer, Singapore, 2016.
- [149] Collin RE, “*Field theory of guided waves*,” 2nd ed. IEEE Press, New York, 1991.
- [150] Caloz C, Itoh T, “*Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications*,” Wiley-IEEE Press, New York, 2005.
- [151] Hirokawa J, Ando M, “Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plate,” *IEEE Trans Microw Theory Tech* vol. 46, no. 5, pp. 625–630, 1998.
- [152] Wu K, Deslandes D, Cassivi Y, “The substrate integrated circuits – a new concept for high frequency electronics and optoelectronics,” *TELSIKS 2003*, Nis, Yugoslavia, 2003.
- [153] Bozzi M, Georgiadis A, Wu K, “Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas,” *Microw Antennas Propag IET* vol. 5, no. 8, pp. 909–920, 2011.
- [154] Dong Y, Itoh T, “Composite right/left-handed substrate integrated waveguide and half mode substrate integrated waveguide leaky-wave structures,” *IEEE Trans Antenna Propag.*, vol. 59, no. 3, pp. 767–775, 2011.
- [155] Yang N, Caloz C, Wu K, “Fixed-beam frequency-tunable phase reversal coplanar stripline antenna array,” *IEEE Trans Antennas Propag.*, vol. 57, no. 3, pp. 671–681, 2009.



- [156] Burghignoli P, Lovat G, Jackson DR, “Analysis and optimization of leaky-wave radiation at broadside from a class of 1D periodic structures,” *IEEE Trans Antennas Propag.* vol. 54, no. 9, pp. 2593–2603, 2006.
- [157] Paulotto S, Baccarelli P, Frezza F, Jackson DR, “Novel technique for open-stopband suppression in 1-D periodic printed leaky-wave antenna,” *IEEE Trans Antennas Propag.* vol. 57, no.7, pp. 1894–1906, 2009.
- [158] M. Lucente *et al.*, “Analysis and design of a point-to-point radio-link at W band for future satellite telecommunication experiments,” *2011 Aerospace Conference*, Big Sky, MT, USA, pp. 1-10, 2011.
- [159] E. Hammerstad O. Jensen “Accurate models for microstrip computer-aided design,” *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.* pp. 407-409, May 1980.
- [160] P. G. Huray et al. “Fundamentals of a 3-D ‘snowball’ model for surface roughness power losses,” *Proc. IEEE Workshop Signal Propag. Interconnects* pp. 121-124, May 2007.
- [161] Ho, T. Q, & Shih, Y. C., “Spectral-domain analysis of E-Plane waveguide to microstrip transitions,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 37, no. 2, pp. 388-392, 1989.
- [162] Grabherr, W, Hudder, B, & Menzel, W., “Microstrip to waveguide transition compatible with mm-wave integrated circuits,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Sep., vol. 42, no. 9, pp. 1842-1843, 1994.
- [163] H. Iizuka, K. Sakakibara and N. Kikuma, “Millimeter-Wave Transition From Waveguide to Two Microstrip Lines Using Rectangular Patch Element,” in *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 5, pp. 899-905, May 2007.
- [164] A. Mozharovskiy, A. Artemenko, V. Ssorin, R. Maslennikov and A. Sevastyanov, “Wideband tapered antipodal fin-line waveguide-to-microstrip transition for E-band applications,” *2013 European Microwave Conference*, Nuremberg, 2013, pp. 1187-1190.

## BIOGRAFIJA AUTORA

Nikola Bošković je rođen 6.6.1986. u Požegi, gde je završio osnovnu školu i gimnaziju sa odličnim uspehom. 2005. godine upisao je Elektrotehnički fakultet u Beogradu na kome je diplomirao 2010. godine na smeru za Mikrotalasnu tehniku odseka za Telekomunikacije, sa prosečnom ocenom 8,11. Diplomski rad branio je na temu „Izvori elektromagnetskog zračenja u elektrotehnici“. Iste godine, na istom fakultetu, upisao je diplomske-master studije na modulu za Mikrotalasnu tehniku, koje je završio 2011. godine, sa prosečnom ocenom 9,67. Master rad branio je na temu „Modelovanje višeslojnog mikrotalasnog filtra programom WIPL-D AW Modeler“. U novembru 2014. godine upisao je doktorske studije na Elektronskom fakultetu u Nišu, na smeru za Telekomunikacije.

Na institutu IMTEL-komunikacije a.d. je bio zaposlen od 01.11.2011. do 31.07.2012. godine. Na institutu za fiziku u Beogradu je od 01.08.2012. Angažovan je na projektima III-45016 „Generisanje i karakterizacija nanofotonskih funkcionalnih struktura u biomedicini i informatici“ i TR-32052 „Istraživanje i razvoj rešenja za poboljšanje performansi bežičnih komunikacionih sistema u mikrotalasnom i milimetarskom opsegu frekvencija“. Glavni autor je na 23 rada uključujući dva rada kategorije M21, po jednog rada kategorije M24, M51 i M52, jednog tehničkog rešenja kategorije M82 i 6 tehničkih rešenja kategorije M85. Kao glavni autor ima 8 saopštenja sa međunarodnih skupova kategorije M33 i 3 saopštenja sa nacionalnih konferencija kategorije M63. Kao koautor ima saopštenje sa međunarodnog skupa kategorije M31, dva saopštenja kategorije M33. Kao koautor prisutan je i na jednom saopštenju sa nacionalne konferencija kategorije M63 i dva tehnička rešenja kategorije M85. Recenzent je mnogih časopisa iz oblasti antena i prostiranja talasa uključujući *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* i *IEEE Transactions on Magnetics*.

Dobitnik je nagrade ETRANA za najbolji rad mladog istraživača na sekciji antene i prostiranje 2014. godine i najbolji rad na sekciji antene i prostiranje 2015. i 2017. godine.

Tokom studijskog boravka u Karlsruhe Institute of Technology, Karlsruhe, Germany u toku oktobar-novembar 2018. godine u okviru bilateralnog projekta „5G-MultiScan“ razvio je planarni antenski niz na W opsegu za potrebe milimetarskog radara.

## IZJAVA O AUTORSTVU

Izjavljujem da je doktorska disertacija, pod naslovom

### **SERIJSKI NAPAJANI PLANARNI ANTENSKI NIZOVI SA POBOLJŠANIM KARAKTERISTIKAMA**


koja je odbranjena na Elektronskom fakultetu Univerziteta u Nišu:

- rezultat sopstvenog istraživačkog rada;
- da ovu disertaciju, ni u celini, niti u delovima, nisam prijavljivao na drugim fakultetima, niti univerzitetima;
- da nisam povredio autorska prava, niti zloupotrebio 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, \_\_\_\_\_

Potpis autora disertacije:

  
(Nikola M. Bošković)

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


Naslov disertacije:

**SERIJSKI NAPAJANI PLANARNI ANTENSKI NIZOVI SA POBOLJŠANIM  
KARAKTERISTIKAMA**

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

U Nišu, \_\_\_\_\_

Potpis autora disertacije:

  
(Nikola M. Bošković)



## IZJAVA O KORIŠĆENJU

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

### **SERIJSKI NPAJANI PLANARNI ANTENSKI NIZOVI SA POBOLJŠANIM KARAKTERISTIKAMA**


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

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

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

U Nišu, \_\_\_\_\_

Potpis autora disertacije:

  
\_\_\_\_\_  
(Nikola M. Bošković)