UNIVERZITET SINGIDUNUM
BEOGRAD
DEPARTMAN ZA POSLEDIPLOMSKE STUDIJE

DOKTORSKA DISERTACIJA

KARAKTERISTIKE UKRŠTENIH DIPOLA SA KONJUGOVANO-KOMPLEKSNIM IMPEDANSAMA I NJIHOVA PRIMENA

Mentor: Prof. dr Bratislav Milovanović

Student: Ivana Radnović
Broj indeksa: 466023/2014

Beograd, 2016. god.

Sadržaj

Spisak naziva slika iv

Spisak naslova tabela xii

Spisak skraćenica xiii

1 Uvod 1

1.1 Osobine cirkularno polarizovanih antena 4

1.2 Organizacija teze 7

2 Polarizacija antene 9

2.1 Linearna, cirkularna i eliptična polarizacija 12

2.1.1 Linearna polarizacija 12

2.1.2 Cirkularna polarizacija 14

2.1.3 Eliptična polarizacija 15

3 Najčešće korišćene antene sa cirkularnom polarizacijom 23

3.1 Helikoidalne (heliks) antene 23

3.1.1 Normalni mod 25

3.1.2 Aksijalni mod 28

3.2 Štampane antene sa cirkularnom polarizacijom – mikrostrip *patch* antene 31

3.2.1 Cirkularno polarizovani *patch* sa dualno-ortogonalnim napajanjem 31

3.2.2 Primeri dobijanja cirkularne polarizacije napajanjem *patcha* u jednoj tački . 35

3.2.3 Glavni nedostaci *patch* antena 38

3.2.4 Propusni opseg impedanse i *axial ratio*-a *patcha* sa cirkularnom polarizacijom 39

3.3 Koncept realizacije ukrštenih dipola sa cirkularnom polarizacijom bez faznog pomerača 42

3.3.1 Uslovi za cirkularnu polarizaciju 43

3.3.2 Polarizaciona elipsa i *axial ratio* (AR) [25] 48

4 Koncept i realizacija cirkularno polarizovanih štampanih antenskih struktura sa konjugovano-kompleksnim impedansama 53

4.1 Nova štampana antena sa cirkularnom polarizacijom 53

4.1.1 Mreža za napajanje ukrštenih dipola 54

4.1.2 Realizacija i dobijeni rezultati 55

5 Varijante štampanih antena sa cirkularnom polarizacijom na bazi novog koncepta 58

5.1 Štampana antena sa cirkularnom polarizacijom i konusnim dijagramom zračenja ... 58

5.1.1 Koncept 59

5.1.2 Realizacija 60

5.1.3 Rezultati merenja 61

5.1.4 Cirkularno polarizovana štampana antena sa podesivim elevacionim uglom 62

5.2 Cirkularno polarizovana štampana antena u cilindričnoj šupljini (CBACP) 69

5.2.1 Koncept cirkularno polarizovane antene u cilindričnoj šupljini 70

5.2.2 Simulirani i izmereni rezultati 72

5.2.3 Diskusija rezultata 76

5.2.4 Realizacija 77

5.2.5 Analiza uticaja pojedinih parametara na električne karakteristike ukrštenih dipola u cilindričnoj šupljini (Model 2) 81

5.2.6 Uticaj na AR 81

5.2.7 Uticaj na pojačanje 84

5.2.8 Uticaj na koeficijent refleksije S_{11} 85

5.3 Cirkularno polarizovana antena sa ukrštenim dvostruko savijenim dipolima u cilindričnoj šupljini 88

5.3.1 Metod projektovanja 88

5.3.2 Realizacija i dobijeni rezultati 91

5.3.3 Analiza uticaja pojedinih parametara na električne karakteristike antene formirane od ukrštenih i dvostruko savijenih dipola u cilindričnoj šupljini ... 94

5.4 Cirkularno polarizovana štampana antena u cilindričnoj šupljini kao primarni radijator kod paraboličnih reflektorskih antena 100

5.4.2 Cirkularno polarizovana antena u cilindričnoj šupljini za opseg oko 12 GHz 102

5.4.3 Projektovanje reflektorske parabolične antene sa CBACP kao primarnim radijatorom 104

6 *Turnstile* antena 114

6.1 *Turnstile* antena sa ukrštenim dipolima čije su impedanse konjugovano-kompleksne.. 119

6.1.1 Koncept i dizajn 119

6.1.2 Problem napajanja 122
6.1.3 Realizacija 125
6.2 Antenski niz od četiri *turnstile* antene za UHF opseg 128
6.2.1 Simulacija i analiza niza od četiri *turnstile* antene 128
6.2.2 Projektovanje i realizacija eksponencijalno tejperovanog bal-una sa raspodeljenim parametrima 132
6.2.3 Projektovanje i realizacija razdelnika snage sa četiri izlaza za antenski niz sa četiri para ukrštenih dipola 134
6.2.4 Projektovanje noseće konstrukcije za antenski niz sa četiri para ukrštenih dipola 135
6.2.5 Izmerene karakteristike antenskog niza sa četiri ukrštena dipola 137
6.3 Poređenje karakteristika antena sa kružnim dijagramom zračenja u horizontalnoj ravni formiranih od dva identična ukrštena dipola napajana preko faznog pomerača od 90º i dipola čije su impedanse konjugovano-kompleksne 139
6.3.1 Analiza ekscentriciteta kod antena gde se koriste fazni pomerači 140
6.3.2 Analiza prilagođenja (VSWR-a) kod antena gde se koriste fazni pomerači 145
7 Mogućnosti realizacije antena sa cirkularnom polarizacijom baziranih na konceptu opisanom u tezi na višim frekvencijskim opsezima 148
7.1 Tehnološka ograničenja i uticaji uobičajenih tolerancija na višim mikrotalasnim frekvencijama na karakteristike antena koje su predmet teze 150
8 Zaključak 157
8.1 Budući rad 162
Literatura 166

Spisak naziva slika

Slika 2.1. Rezultantni vektor električnog polja je suma vektora električnih polja koja potiču od dva međusobno ortogonalna provodnika [11]. 9

Slika 2.2. Rotacija vektora električnog polja u funkciji vremena. 9

Slika 2.3. Određivanje smera cirkularne polarizacije [11]. 10

Slika 2.4. Polarizaciona elipsa [10]. 10

Slika 2.5. Polarizacija kao funkcija odnosa komponenti E_y/E_x i faznog ugla između njih [11,9]. 11

Slika 2.6. Grafički prikaz E-polja talasa koji se prostire u pravcu z-ose. 12

Slika 2.7. E-polje linearno polarizovanog talasa u tački (x,y,z)=(0,0,0) u različitim trenucima vremena, [12]. 13

Slika 2.8. Vektor E-polja linearno polarizovanog talasa koji ima x- i y-komponentu koje su jednakih amplituda i u fazi, [12]. 13

Slika 2.9. E-polje prema izrazu (1.4) u tački (x,y,z)=(0,0,0) 14

Slika 2.10. Elipsa koju opisuje vektor električnog polja u vremenu. 16

Slika 2.11. Slučaj gde predajna i prijemna antena imaju isti smer cirkularne polarizacije [12]. 19

Slika 2.12. Suprotni smerovi cirkularne polarizacije prijemne i predajne antene [12]. 20

Slika 2.13. Isti smerovi cirkularne polarizacije prijemne i predajne antene u slučaju reflektovanja talasa od ugaonog reflektora [12]. 20

Slika 3.1. Konfiguracija helikoidalne antene [10]. 23

Slika 3.2. Modovi rada helikoidalne antene [13]. 24

Slika 3.3. 3D dijagrami zračenja heliks antene u (a) normalnom i (b) aksijalnom modu rada [10]. 25

Slika 3.4. (a) Heliks antena za normalni mod rada i (b) simulacija pomoću kratkih dipola i malih *loop* antena [10]. 26

Slika 3.5. Različite konfiguracije heliks antena za aksijalni mod rada [13]. 29

Slika 3.6. Pojačanje i *axial ratio* heliks antene sa uniformnim namotajima i sličnog heliksa kod koga su poslednja dva namotaja tejperovana [13]. 30

Slika 3.7. Shematski prikaz dualno-ortogonalnog napajanja (a) kružnog i (b) kvadratnog *patcha* preko eksternog delitelja snage [18]. 32

Slika 3.8. Shematski dijagrami kola različitih delitelja snage: (a) kvadraturnog hibrida, (b) hibridni prsten, (c) Wilkinsonovog delitelja i (d) T-spoja. 32

Slika 3.9. Primeri dualno-ortogonalnig napajanja na susednim stranicama kvadratnog *patcha*: (a) preko delitelja snage i linije za kašnjenje, (b) preko kvadraturnog hibrida i (c) kružnog *patcha* u tačkama međusobno ugaono pomerenim za 90° [10]. 34

Slika 3.10. Rasporedi tačaka napajanja kružnog *patcha* u kojima se pobuđuju TM_{110} i modovi višeg reda [10]. 34

Slika 3.12. Kvadratni patch sa prorezom i napajanjem u jednoj tački za dobijanje desne (a) i leve (b) cirkularne polarizacije [10]. 37

Slika 3.13. Kvadratni *patch* sa trimovanim uglovima (a) i eliptični *patch* sa dodatim tabom (b) za dobijanje cirkularne polarizacije [10]. 38

Slika 3.14. Metod dobijanja kvadraturnog napajanja cilindričnih ukrštenih dipola dodavanjem redne induktivne reaktanse jednom od dipola. 42

Slika 3.15. Ukršteni cilindrični dipoli za cirkularnu polarizaciju i ekvivalentno električno kolo [25]. 43

Slika 3.16. Grafičko određivanje električnih dužina cilindričnih dipola (h_{x0} i h_{y0}) u okolini polovine talasne dužine sa kojima je ispunjen uslov za cirkularnu polarizaciju. 45

Slika 3.17. Realni i imaginarni delovi admitansi dipola u zavisnosti od električne dužine βh. 46

Slika 3.18. Ulazne admitanse pojedinačnih dipola u zavisnosti od frekvencije. 46

Slika 3.19. Ulazna admitansa paralelne veze dva ukrštena dipola. 47

Slika 3.20. Fazna razlika između admitansi dva ukrštena dipola u zavisnosti od frekvencije. 47

Slika 3.21. Skica polarizacione elipse. 48

Slika 3.22. Axial ratio (AR) i polarizacioni nagibni ugao (τ_0) ukrštenih cilindričnih dipola u zavisnosti od frekvencije. 51

Slika 4.1. Par dipola sa konjugovano-kompleksnim impedansama. 53

Slika 4.2. Napajanje ukrštenih dipola simetričnim mikrostrip vodom u ravni dipola. 54

Slika 4.3. Napajanje ukrštenih dipola simetričnim mikrostrip vodom normalnim na ravan dipola. 55

Slika 4.4. Dijagrami zračenja u θ-ravni izmereni na modelu (1) na (a) f=4.7 GHz i(b) f=5.0 GHz za uglove u horizontalnoj ravni φ=0° i φ=90°. 56

Slika 4.5. Izmereni dijagrami zračenja u θ-ravni modela (2) na (a) f=4.8 GHz, (b) 4.9 GHz i (c) 5.0 GHz, za uglove φ=0°, 45° i 90°. 56

Slika 4.6. Izmereni AR modela (2) za pravac maksimalnog zračenja antene (θ=0°). 57

Slika 4.7. Izmereni VSWR modela (2). 57

Slika 5.1. Pokrivanje zatvorenog prostora signalom uniformnog intenziteta. 58

Slika 5.2. Antena sa maksimumom dijagrama zračenja u pravcu geostacionarnog satelita. ... 58

Slika 5.3. Dubina minimuma dijagrama zračenja za θ=0° u zavisnosti od rastojanja reflektorske ploče od ravni ukrštenih dipola. 59

Slika 5.4. Simulirani S_{11} u zavisnosti od frekvencije. 60

Slika 5.5. Simulirani AR u zavisnosti od normalizovane frekvencije. 60

Slika 5.6. Simulirani dijagram zračenja u horizontalnoj ravni za ugao θ≈±50° na f_c=4.5 GHz 60

Slika 5.7. Simulirani dijagram zračenja u vertikalnoj ravni na f_c=4.5 GHz sa dubinom minimuma od oko 12 dB. 60

Slika 5.8. Izgled realizovane CP antene sa konusnim dijagramom zračenja. 61

Slika 5.9. Izmereni VSWR realizovane antene u zavisnosti od frekvencije. 61

Slika 5.10. Izmereni dijagram zračenja u vertikalnoj ravni na f=4.5GHz. 61

Slika 5.11. Simulirani axial ratio (AR) antene na rastojanju $0.25\lambda_0$ od reflektorske ploče na dva elevaciona (θ=0° i 30°) i dva azimutalna ugla (φ=88° i 176°). 63

Slika 5.12. Simulirano pojačanje antene na rastojanju $0.25\lambda_0$ od reflektorske ploče na dva elevaciona (θ=0° i 30°) i dva azimutalna ugla (φ=88° i 176°). 63

Slika 5.13. Simulirani dijagram zračenja u θ–ravni za dve pozicije antene ($d=0.25\lambda_0$ i $d=0.47\lambda_0$) i azimutalni ugao φ=88°. 64

Slika 5.14. Simulirani dijagram zračenja u θ–ravni za dve pozicije antene ($d=0.25\lambda_0$ i $d=0.47\lambda_0$) i azimutalni ugao φ=176°. 64

Slika 5.15. Simulirani axial ratio u θ-ravni za obe pozicije antene ($d=0.25\lambda_0$ i $d=0.47\lambda_0$) i azimutalni ugao φ=88°. 65

Slika 5.16. Simulirani axial ratio u θ-ravni za obe pozicije antene ($d=0.25\lambda_0$ i $d=0.47\lambda_0$) i azimutalni ugao φ=176°. 65

Slika 5.17. Simulirani axial ratio za θ=50° (elevacioni ugao maksimalnog zračenja) u obe pozicije antene ($d=0.25\lambda_0$ i $d=0.47\lambda_0$) na (a) φ=88° i (b) φ=176°. 66

Slika 5.18. Simulirano pojačanje za θ=50° (elevacioni ugao maksimalnog zračenja) u obe pozicije antene ($d=0.25\lambda_0$ i $d=0.47\lambda_0$) na (a) φ=88° i (b) φ=176°. 66

Slika 5.19. Simulirani dijagram zračenja u elevacionoj ravni za rastojanja $d=0.47\lambda_0$ i $d=0.25\lambda_0$, na centralnoj frekvenciji posmatranog opsega. 67

Slika 5.20. Simulirani dijagram zračenja u azimutalnoj ravni za $d=0.47\lambda_0$/ θ=50° i $d=0.25\lambda_0$/ θ=0°, na centralnoj frekvenciji posmatranog opsega. 67

Slika 5.21. Skica i podužni presek antenske strukture sa ukrštenim dipolima, bal-unom, SMA konektorom i mehanizmom za podešavanje visine antene. 68

Slika 5.22. Skica zračeće strukture iznad savršeno provodne reflektorske ploče. 70

Slika 5.23. Skica ukrštenih dipola sa optimizovanim dimenzijama (u mm). 71

Slika 5.24. WIPL-D model ukrštenih dipola na dielektričnoj podlozi u cilindričnoj šupljini. . 71

Slika 5.25. Podužni presek predložene antenske strukture u cilindričnoj šupljini. 72

Slika 5.26. Izgled štampe i dimenzije (u mm) primenjene napojne strukture (sa reperima za uklapanje gornje i donje strane)..... 72

Slika 5.27. Simulirani (a) i izmereni (b) koeficijent refleksije realizovane antene sa cirkularnom polarizacijom u cilindričnoj šupljini (CBACP). 73

Slika 5.28. Simulirani i izmereni axial ratio antene sa cirkularnom polarizacijom u cilindričnoj šupljini. 73

Slika 5.29. Simulirano i izmereno pojačanje antene sa cirkularnom polarizacijom u cilindričnoj šupljini. 74

Slika 5.30. Efikasnost aperture antene u odnosu na direktivno i efektivno pojačanje. 74

Slika 5.31. Simulirani dijagrami zračenja u θ-ravni CBACP u polarnim koordinatama na centralnoj i graničnim frekvencijama propusnog opsega AR (AR<3 dB). 75

Slika 5.32. Normalizovani simulirani i izmereni dijagram zračenja CBACP na centralnoj učestanosti f=5.9 GHz. 75

Slika 5.33. Fotografija realizovane antene s ukrštenim dipolima u cilindričnoj šupljini: (a) prednja, (b) zadnja strana i (c) sa prekrivkom. 77

Slika 5.34. Skica ukrštenih dipola sa naznačenim dimenzijama koje se optimizuju. 79

Slika 5.35. Realni i imaginarni delovi impedansi kapacitivnog i induktivnog dipola. 80

Slika 5.36. Faze kapacitivnog i induktivnog dipola i fazna greška (odstupanje od fazne razlike 90°). 80

Slika 5.37. Simulirani axial ratio CBACP antene (model 2). 80

Slika 5.38. Uticaj (a) R, (b) H, (c) H_d, (d) w, (e) s, (f) y_1, (g) L_1, (h) L_2, (i) s_2 na *axial ratio* antene sa ukrštenim dipolima u cilindričnoj šupljini. 83

Slika 5.39. Uticaj (a) R, (b) H, (c) H_d, na pojačanje antene sa ukrštenim dipolima u cilindričnoj šupljini. 84

Slika 5.40. Uticaj (a) R, (b) H, (c) H_d, (d) w, (e) s, (f) y_1, (g) L_1, (h) L_2, (i) s_2 na koeficijent refleksije S_{11} antene sa ukrštenim dipolima u cilindričnoj šupljini. 86

Slika 5.41. Antena sa ukrštenim dvostruko savijenim dipolima. 89

Slika 5.42. Savijeni ukršteni dipoli sa reflektorskom pločom bez dielektrične podloge..... 89

Slika 5.43. Ukršteni dipoli na dielektričnoj podlozi u cilindričnoj šupljini. 89

Slika 5.44. Impedansa kapacitivnog dipola u cilindričnoj šupljini..... 90

Slika 5.45. Impedansa induktivnog dipola u cilindričnoj šupljini. 90

Slika 5.47. Impedansa antene sa ukrštenim dipolima. 91

Slika 5.48. Podužni presek antenske strukture sa pobudom preko *bal-una*. 91

Slika 5.49. Realizovana antena sa ukrštenim dvostruko savijenim dipolima u cilindričnoj šupljini. 92

Slika 5.50. Koeficijent refleksije antene projektovane na 1.5 GHz. 92

Slika 5.51. Ekscentricitet (AR) antene projektovane na 1.5 GHz. 93

Slika 5.52. Pojačanje antene projektovane na 1.5 GHz. 93

Slika 5.53. Simulirani i izmereni AR i koeficijent refleksije antene sa ukrštenim dvostruko savijenim dipolima u cilindričnoj šupljini. 94

Slika 5.54. Simulirano i izmereno pojačanje i efikasnost aperture antene sa ukrštenim dvostruko savijenim dipolima u cilindričnoj šupljini. 94

Slika 5.55. Varijacije električnih karakteristika cirkularno polarizovane antene sa dvostruko savijenim ukrštenim dipolima sa promenom poluprečnika šupljine. 96

Slika 5.56. Varijacije električnih karakteristika cirkularno polarizovane antene sa dvostruko savijenim ukrštenim dipolima sa promenom rastojanja antene od vrha šupljine: (a) AR, (b) pojačanje i (c) efikasnost aperture. 97

Slika 5.57. Varijacije električnih karakteristika cirkularno polarizovane antene sa dvostruko savijenim ukrštenim dipolima sa promenom rastojanja antene od dna šupljine: (a) AR, (b) pojačanje i (c) efikasnost aperture. 98

Slika 5.58. Skica ukrštenih dipola sa naznačenim optimizovanim dimenzijama za opseg oko 12 GHz. 102

Slika 5.59. Podužni presek antenske strukture u cilindričnoj šupljini. 102

Slika 5.60. Ekscentricitet (AR) i koeficijent refleksije (S11) antene formirane od ukrštenih štampanih dipola u cilindričnoj šupljini (CBACP). 103

Slika 5.61. Simulirani dijagrami zračenja u E- i H-ravni CBACP antene na centralnoj učestanosti f=12 GHz. 103

Slika 5.62. Simulirani dijagrami zračenja u polarnim koordinatama za desnu (RHCP) i levu (LHCP) cirkularnu polarizaciju CBACP antene na: (a) centralnoj učestanosti f=12 GHz, (b) donjoj graničnoj f=11.4 GHz i (c) gornjoj graničnoj učestanosti f=12.4 GHz. 104

Slika 5.63. Geometrija paraboličnog reflektora [10]. 105

Slika 5.64. WIPL-D model parabolične antene sa CBACP primarnim radijatorom. 107

Slika 5.65. Simulirani dijagrami zračenja u E- i H-ravni parabolične antene na centralnoj učestanosti f=12 GHz. 107

Slika 5.66. Simulirani dijagrami zračenja parabolične antene u vertikalnoj (θ) ravni za levu (LHCP) i desnu (RHCP) cirkularnu polarizaciju na centralnoj (a) i graničnim učestanostima (b,c) posmatranog opsega. 108

Slika 5.67. Simulirani uporedni dijagrami ekscentriciteta (AR) parabolične antene pre dodatne optimizacije i njenog primarnog radijatora (CBACP) u posmatranom opsegu učestanosti oko f=12 GHz. 109

Slika 5.68. Simulirani uporedni dijagrami ekscentriciteta (AR) parabolične antene pre i posle optimizacije na minimalan AR u posmatranom opsegu učestanosti oko f=12 GHz. 110

Slika 5.69. Simulirani uporedni dijagrami koeficijenata refleksije (S_{11}) parabolične antene pre i posle optimizacije u posmatranom opsegu učestanosti oko f=12 GHz. 110

Slika 5.70. Simulirani uporedni dijagrami pojačanja parabolične antene i njenog primarnog radijatora (CBACP) u posmatranom opsegu učestanosti oko f=12 GHz. 111

Slika 6.1. Koncept *turnstile* antene. 114

Slika 6.2. Dva ortogonalna dipola u *turnstile* konfiguraciji [63]. 114

Slika 6.3. Dijagrami zračenja i rms dijagram dva ortogonalna infinitezimalna dipola u *turnstile* konfiguraciji. 115

Slika 6.4. Normalizovani dijagrami zračenja dva ortogonalna infinitezimalna dipola u horizontalnoj ravni za različite fazne razlike ($\Delta\theta$) između struja napajanja. 116

Slika 6.5. Normalizovani dijagrami magnitude E-polja u horizontalnoj ravni (θ=0°) dva ortogonalna polutalasna dipola pojedinačno i u *turnstile* konfiguraciji. 117

Slika 6.6. Normalizovani dijagrami zračenja u horizontalnoj ravni (θ=0°) dva ortogonalna polutalasna dipola pojedinačno i u *turnstile* konfiguraciji. 117

Slika 6.7. 3D dijagrami zračenja *turnstile* antena sa jednim i četiri para ukrštenih dipola. ... 118

Slika 6.8. Dijagrami zračenja *turnstile* antena sa jednim i četiri para ukrštenih dipola u elevacionoj (θ) ravni za ugao φ pri kom se postiže maksimalno pojačanje u horizontalnoj ravni. 118

Slika 6.9. Skica dipola sa kapacitivnom reaktansom (a) i dijagram promene njegove impedanse sa frekvencijom (b). 120

Slika 6.10. Skica dipola sa induktivnom reaktansom (a) i dijagram promene njegove impedanse sa frekvencijom (b). 120

Slika 6.11. Skica dva ukrštena dipola koja formiraju *turnstile* antenu. Naznačene su dimenzije koje se optimizuju. 121

Slika 6.12. WIPL-d model *turnstile* antene sa aluminijumskim šipkama za ojačanje. 121

Slika 6.13. Dijagram promene impedanse Z_a *turnstile* antene sa frekvencijom. 122

Slika 6.14. Simulirani koeficijent refleksije *turnstile* antene. 122

Slika 6.15. Detalj WIPL-d modela *turnstile* antene sa skicom L-C elemenata *bal-una* sa koncentrisanim parametrima. 123

Slika 6.16. Električna shema *bal-un*a sa koncentrisanim parametrima koji se koristi kao prelaz sa antene na napojni koaksijalni vod. 123

Slika 6.17. Simulirana impedansa kompletne antenske strukture sa *bal-unom*. 124

Slika 6.18. Simulirani koeficijent refleksije *turnstile* antene. 124

Slika 6.19. Simulirani *axial ratio turnstile* antene.....124

Slika 6.20. Simulirani dijagram zračenja *turnstile* antene u horizontalnoj (φ) ravni na centralnoj frekvenciji f=100 MHz.....125

Slika 6.21. Simulirani dijagrami zračenja *turnstile* antene u vertikalnoj (θ) ravni na centralnoj frekvenciji f=100 MHz za dva karakteristična azimutalna ugla: φ=0º (maksimalno pojačanje u horizontalnoj ravni) i φ=116º (minimalno pojačanje u horizontalnoj ravni). 125

Slika 6.22. Fotografija detalja *turnstile* antene: *bal-un* i pločica (P) preko kojih je povezana antena sa koaksijalnim kablom.....126

Slika 6.23. Fotografija realizovane *turnstile* antene montirane na vertikalni stub - nosač.....126

Slika 6.24. Izmereni koeficijent refleksije S_{11} realizovane *turnstile* antene.....127

Slika 6.25. (a) WIPL model antenskog niza od četiri *turnstile* antene i (b) detalj istog simulacionog modela.....129

Slika 6.26. Simulirane impedanse pojedinih parova ukrštenih dipola (*turnstile* antena) iz niza od 4 *turnstile* antene. 130

Slika 6.27. Simulirani koeficijenti refleksije pojedinih parova ukrštenih dipola (*turnstile* antena) iz niza od 4 *turnstile* antene. 130

Slika 6.28. Simulirani *axial ratio* antenskog niza od 4 para ukrštenih dipola.....131

Slika 6.29. Simulirani dijagram zračenja niza od 4 *turnstile* antene na centralnoj učestanosti frekvencijskog opsega (702–850) MHz: u prostoru (a), u horizontalnoj (b) i u vertikalnoj ravni (c).....132

Slika 6.30. Skica eksponencijalno tejperovanog mikrotalasnog *bal-una*.....133

Slika 6.31. Fotografija realizovanog *bal-una* (prednja i zadnja strana štampe).....133

Slika 6.32. Fotografija prednje i zadnje strane *bal-una* u *back-to-back* konfiguraciji realizovanog za potrebu merenja unesenog slabljenja. 133

Slika 6.33. Izmereni dijagram unesenog slabljenja *bal-una* u *back-to-back* konfiguraciji. ...133

Slika 6.34. Skica razdelnika snage za napajanje niza od 4 *turnstile* antene.....134

Slika 6.35. Fotografija realizovanog razdelnika snage za napajanje niza od 4 *turnstile* antene. 134

Slika 6.36. Izmereni koeficijentu refleksije (S_{11}) i transmisije (S_{21}) na jednom pristupu realizovanog razdelnika snage za napajanje niza od 4 *turnstile* antene. 135

Slika 6.37. (a) Podužni presek dela antenskog niza od 4 *turnstile* antene; (b) jedan segment niza sa ukrštenim dipolima, *bal-unom* i plastičnim elementima za povezivanje i (c) poprečni presek jednog segmenta antenskog niza.....136

Slika 6.38. Fotografija segmenata realizovanog antenskog niza sa ukrštenim dipolima, plastičnim elementima i aluminijumskim cevima za povezivanje konstrukcije. 137

Slika 6.39. Fotografija montiranog antenskog niza od četiri *turnstile* antene.....137

Slika 6.40. Izmereni koeficijenti refleksije za pojedinačne *turnstile* antene u nizu: (a) S_{11}, (b) S_{22}, (c) S_{33} i (d) S_{44}. 138

Slika 6.41. Izmereni koeficijent refleksije niza od 4 *turnstile* antene. 138

Slika 6.42. Skica ukrštenih dipola D1 i D2 napajanih u kvadraturi preko vodova dužine: L1=L i L2=L+λ/4. 139

Slika 6.43. WIPL-D model pločastog dipola impedanse (50+j0) Ω. 140

Slika 6.44. Promena impedanse sa frekvencijom za dipol impedanse (50+j0) Ω na centralnoj frekvenciji. 140

Slika 6.45. a) Dva identična dipola impedansi (50+j0) Ω ukrštena pod pravim uglom i napajana generatorima (g1 i g2) sa međusobnim faznim pomerajem i b) detalj antenske strukture sa naznačenim napajanjima. 141

Slika 6.46. Faze impedansi kapacitivnog i induktivnog dipola simuliranih korišćenjem programskog paketa WIPL. 142

Slika 6.47. Fazne i amplitudska greška kod konvencionalnog i koncepta sa konjugovano-kompleksnim impedansama dipola. 143

Slika 6.48. Krive konstantnog *axial ratio*-a u zavisnosti od fazne i amplitudske greške [70]. 144

Slika 6.49. Uporedni rezultati odstupanja dijagrama zračenja u horizontalnoj ravni od idealno kružnog oblika za konvencionalni koncept ukrštenih dipola i koncept sa konjugovano-kompleksnim impedansama. 145

Slika 6.50. Paralelna veza a) dva identična dipola od 50 Ω i b) dva dipola sa konjugovano-kompleksnim impedansama. 146

Slika 6.51. Uporedni dijagram koeficijenta stojećeg talasa (VSWR) kod konvencionalnog i konjugovano-kompleksnog koncepta. 146

Slika 6.52. Izgled komercijalne Kathrein *turnstile* antene za FM opseg učestanosti [71]. 147

Slika 7.1. Skica ukrštenih dipola sa naznačenim projektovanim dimenzijama (crvena kontura) i ±tolerancijama (isprekidana kontura). 152

Slika 7.2. Varijacija axial ratio-a (AR) u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 10 GHz. 153

Slika 7.3. Varijacija koeficijenta refleksije S_{11} u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 10 GHz. 153

Slika 7.4. Varijacija pojačanja u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 10 GHz. 153

Slika 7.5. Varijacija axial ratio-a (AR) u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 20 GHz. 154

Slika 7.6. Varijacija koeficijenta refleksije S_{11} u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 20 GHz. 154

Slika 7.7. Varijacija pojačanja u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 20 GHz. 154

Slika 7.8. Varijacija axial ratio-a (AR) u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 30 GHz. 155

Slika 7.9. Varijacija koeficijenta refleksije S_{11} u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 30 GHz. 155

Slika 7.10. Varijacija pojačanja u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 30 GHz. 155

Slika 7.11. Uporedni dijagram devijacije ekscentriciteta (AR) na tri opsega učestanosti u zavisnosti od tolerancije dimenzija. 156

Spisak naslova tabela

Tabela 2.I. Gubici usled neprilagođenja polarizacije za različite kombinacije predajne i prijemne antene 21

Tabela 5.2.I. Uporedna tabela karakteristika tri CBACP rešenja 76

Tabela 5.4.I. Simulirane karakteristike antene u paraboličnom reflektoru 111

Tabela 7.1.I. Dimenzije ukrštenih dipola na tri posmatrana frekvencijska opsega 151

Spisak skraćenica

CP – Cirkularna polarizacija

GNSS (Global Navigation Satellite Systems) – Globalni satelitski navigacioni sistem

RFID (Radio Frequency Identification) – Identifikacija putem radio-frekvencije

WLAN (Wireless Local Area Network) – Bežična lokalna kompjuterska mreža

WPAN (Wireless Personal Area Network) – Bežična personalna kompjuterska mreža

WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) – Svetska interoperabilnost za mikrotalasni pristup

DBS (Direct Broadcasting Service) – Televizijski servis koji omogućava direktan prijem TV signala sa satelita

LHCP – Leva cirkularna polarizacija

RHCP – Desna cirkularna polarizacija

EM – Elektromagnetni

AR (Axial Ratio) – Ekscentricitet cirkularne polarizacije

PLF (Polarization Loss Factor) – Faktor polarizacionih gubitaka

λ – Talasna dužina

ε_r – Relativna dielektrična konstanta

VSWR (Volatage Standing Wave Ratio) – Koeficijent stojećeg talasa

LAN (Local Area Network) – Lokalna kompjuterska mreža

INMARSAT – International Maritime Satellite Organization

SMA (SubMiniature version A) – Oznaka za koaksijalni konektor

CBACP (Cavity Backed Antenna with Circular Polarization) – Cirkularno polarizovana antena u cilindričnoj šupljini

VHF (Very High Frequency) – EM talas na frekvencijama (30–300) MHz

UHF – (Ultra High Frequency) – EM talas na frekvencijama (300–3000) MHz

FM (Frequency Modulation) – Frekvencijska modulacija

BAL-UN (Balanced-to-Unbalanced) – Električna komponenta za konverziju balansiranog u nebalansirani signal

BW (Bandwidth) – Propusni opseg

MEMS – Micro-Electro-Mechanical Systems

1 Uvod

Korišćenje elektromagnetskog spektra doživljava tokom dvadesetog veka ogromnu ekspanziju. Pored upotrebe u tehnici bežičnih komunikacija, elektromagnetski talasi se koriste u mnogim drugim oblastima: radarima, senzorima, u dijagnostici i terapiji u medicini, u navigaciji, u industriji, u domaćinstvima i industriji za zagrevanje. Posebno široku oblast u poslednje vreme predstavljaju senzori koji se koriste u mnogim podoblastima medicine, geologije, meteorologije, vazduhoplovstava, astronautike itd.

Antene su jedna od najvažnijih komponenti u radio-komunikacionom sistemu čija je uloga, prema IEEE definiciji[1], da „zrači ili prima radio-talase“. One predstavljaju prelaznu strukturu kojom se vođeni elektromagnetski talas konvertuje u talas u slobodnom prostoru ili obrnuto. Sem toga, u bežičnom komunikacionom sistemu, antena treba da optimizuje i usmeri elektromagnetno zračenje u određenom pravcu, a potisne u ostalim pravcima, pa tako, u zavisnosti od specifične potrebe i namene, antene po svojoj strukturi mogu imati različite forme. Dobro projektovana antena može u velikoj meri da poboljša ukupne karakteristike radio-komunikacionog sistema, pa je jasno da polje antena predstavlja posebnu i veoma važnu oblast istraživanja u elektromagnetici. Od prve predajne antene kojom je uspostavljen prenos signala preko Atlantika (Markoni, 1901. god.) sve do Drugog svetskog rata, tehnologija antena se mahom odnosila na žičane zračeće elemente (dipoli, helikoidalne i romb antene), da bi tokom njega i kasnije došlo do prodora novih tipova antena, kao što su antene sa zračećim otvorom (levak antene, antene sočiva, prorezne, reflektorske i druge), a i osvajanja viših frekvencijskih opsega. Takođe, značajan doprinos u istraživanju antenskih struktura dao je i razvoj kompjuterske tehnologije kao i numeričkih metoda počev od šezdesetih godina 20. veka, a nove metode za analizu i projektovanje antena su omogućile predvidljivost njihovih performansi sa velikom tačnošću. Pojava fundamentalno novog zračećeg elementa – mikrostrip peča (*patch*) obeležava početak nove ere u razvoju antena.

Koncept mikrostrip (štampanih) zračećih elemenata, koji je trebalo da ima značajne prednosti u odnosu na antene čisto mehaničke konstrukcije, je predložio G.A. Dechamps 1953. Godine [1]. Patent su objavili u Francuskoj 1955. god. Gutton i Bassinot [2], međutim,

[1] *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* vols. AP-17, No. 3, May 1969; AP-22, No. 1, January 1974 and AP-31, No. 6, Part II, November 1983.

do prvih praktičnih realizacija je od tada prošlo dvadesetak godina. Ubrzani razvoj mikrostrip antena se desio sedamdesetih godina prošlog veka zahvaljujući pojavi dielektričnih supstrata koje su odlikovali mali gubici i dobre termičke i mehaničke osobine, kao i unapređenjem fotolitografske tehnike i boljim teorijskim modelima, a kasnije i razvojem softvera za modelovanje mikrostrip antena. Prve mikrostrip antene za praktičnu primenu su razvili Howell [3] i Munson [4] 1972. odnosno 1974. i od tada počinju obimna istraživanja u oblasti mikrostrip antena i antenskih nizova zbog mnogih prednosti koje su posedovale: male težine i zapremine, lako prilagodive konfiguracije, mogućnosti integracije sa integrisanim kolima, kao i realizacije napojnih vodova i mreža za prilagođenje na zajedničkom supstratu sa antenskom strukturom i, što je važno, lake reproducibilnosti i niske cene. Sve ovo je omogućilo raznovrsnost njihove primene, što znači i širok frekvencijski radni opseg (od oko 100 MHz do preko 100 GHz), a one su postale posebna podoblast mikrotalasnih antena. Mikrostrip, odnosno štampane antene su praktično sazrele za primene pre oko tri decenije, jer su ograničanja koja su imale do tada bila u velikoj meri otklonjena.

Zbog gore navedenih prednosti koje je omogućila štampana tehnologija, takođe su veoma interesantne i štampane antene sa cirkularnom polarizacijom (CP), posebno zbog široke primene u mobilnim i satelitskim komunikacijama gde su, zbog svojih osobina, praktično nezamenljive. Prve štampane antene sa cirkularnom polarizacijom su, pored štampanih spiralnih antena, predstavljali razni derivati peč antena koje su imale metalizaciju sa druge strane dielektrične podloge. U primeni su bile uglavnom trodimezionalne (3D) antene sa cirkularnom polarizacijom, sa različitim konceptima i u različitim varijantama – najčešće polutalasni ukršteni dipoli sa napojnim mrežama koje obezbeđuju napajanje pojedinačnih dipola strujama jednakih intenziteta, a u faznoj kvadraturi, kao i helikoidalne antene. Jedna od interesantnih ideja je bila da se sa 3D, odnosno cilindričnim ukrštenim dipolima, čije su impedanse konjugovano-kompleksne dobije cirkularno polarizovan talas. Ovaj koncept [5] ipak nije doživeo širu praktičnu primenu, osim u varijanti antene sa omnidirekcionom karakteristikom zračenja i linearnom polarizacijom u horizontalnoj (azimutalnoj) ravni koja se koristi u radio i TV difuziji. Pretpostavka je da je razlog za to bila komplikovanost mehaničkih rešenja za dipole, kao i za napojne strukture. Međutim, sa razvojem novih tehnologija, odnosno s pojavom mikrostripa i štampanih zračećih elemenata stvorile su se nove mogućnosti u istraživanju i razvoju mikrostrip antena načelno, pa i antena sa cirkularnom polarizacijom.

Sredinom devedesetih godina smo razmatrali mogućnost primene navedenog koncepta ukrštenih dipola sa konjugovano-kompleksnim impedansama u štampanoj tehnici, a cilj je bio realizacija štampanih antena sa cirkularnom polarizacijom korišćenjem jednostavnih i jeftinih rešenja. Takođe su istražene i razvijene jednostavne i pouzdane metode napajanja ovih antenskih struktura. Počevši od 1996. god. je realizovano, na bazi istog osnovnog koncepta, više varijanti antena sa cirkularnom polarizacijom: sa konvencionalnim dijagramom zračenja, sa konusnim dijagramom zračenja, zatim varijante antena sa ukrštenim dipolima (ravnim i savijenim) smeštenim u cilindričnu šupljinu (*cavity*), kao i implementacija sličnog koncepta na antene i antenske nizove sa kružnom karakteristikom zračenja u horizontalnoj ravni, tzv. *turnstile* antene. Navedene realizacije su publikovane u 14 radova u domaćim i međunarodnim stručnim časopisima i konferencijama od kojih je 7 citirano u 32 rada[2] drugih autora. Posebno treba napomenuti da je navedeni koncept odabran kao najpovoljniji i primenjen kod prijemne antene u antenskom sistemu za prenos biomedicinskih podataka iz ljudskog organizma putem radio-linka, razvijenom 2009. god. u jednom od vodećih u svetu odseka za antene koji vodi profesor Yahya Rahmat-Samii, na UCLA univerzitetu u Kaliforniji [6]. Značajno je i to da je patent pod nazivom “Antena sa horizontalnom polarizacijom i kružnim dijagramom zračenja” priznat od Zavoda za intelektualnu svojinu Republike Srbije i upisan u registar patenata 2013. godine [7].

Od kraja 90-ih godina prošlog veka do danas je objavljen veći broj radova iz oblasti štampanih antena sa cirkularnom polarizacijom kod kojih se koriste štampani dipoli različitih formi, kao i napojne strukture u antenama smeštenim u šupljine najčešće cilindričnog oblika, ali se kod većine njih koriste vrlo slični koncepti sa štampanim dipolima i manje ili više komplikovanim napojnim mrežama.

[2] Izvor: SCOPUS - baza apstrakata i citata iz naučnih i akademskih časopisa.

1.1 Osobine cirkularno polarizovanih antena

Većina komunikacionih sistema koristi ili linearnu (horizontalnu ili vertikalnu) ili cirkularnu polarizaciju antena. Sa aspekta troškova, linearno polarizovane antene predstavljaju jeftinije i najčešće implementirano rešenje u bežičnim komunikacijama. Korišćenje cirkularno polarizovanih (CP) antena, zbog poboljšanih karakteristika prostiranja signala, ali i visoke cene, je bilo ograničeno na primene u satelitskim komunikacijama. Međutim, u skorije vreme, zahvaljujući novim – jednostavnijim i jeftinijim rešenjima, CP tehnologija je našla mnogo širu primenu.

Cirkularno polarizovane (CP) antene imaju niz prednosti nad antenama sa linearnom polarizacijom: prva je da su veoma efikasne u suzbijanju interferencije usled višestrukog (*multipath*) prostiranja i fedinga (*fading*). Cirkularno polarizovani signal koji se reflektuje od zemlje ili drugih objekata će promeniti smer rotacije, odnosno polarizacije, što za posledicu ima značajno smanjenje interferencije na prijemu zbog prostiranja višestrukim putanjama.

Druga prednost CP antena je mnogo fleksibilnija orijentacija prijemne i predajne antene, tj. ne postoje strogi zahtevi za njihovu međusobnu orijentaciju, što nije slučaj kod linearno polarizovanih antena kod kojih se javljaju gubici usled neusklađenosti položaja prijemne i predajne antene (*polarization mismatch losses*). Kako većina predajnika emituje linearno (horizontalno ili vertikalno) polarizovan signal, prijemna antena će, ukoliko je cirkularno polarizovana, primati signal bilo koje polarizacije, pa polarizacija predajnog signala ne mora biti poznata. Ovo je veoma korisno u mobilnim i satelitskim komunikacijama gde je teško održati konstantnu orijentaciju antena. Korišćenjem cirkularne polarizacije snaga primljenog signala je pretežno konstantna nezavisno od međusobnog položaja antena, pa je mogućnost uspostavljanja veze, tj. nedregradiranog prenosa signala veća nego kod antena sa linearnom polarizacijom. Takođe, u nepogodnim vremenskim uslovima (kiša, sneg), koji doprinose degradaciji prenosa signala zbog pojave refleksije, apsorpcije, višestrukog prostiranja ili gubitka optičke vidljivosti, cirkularna polarizacija je efikasnija od linearne u uspostavljanju i održavanju veze, jer se CP signal prenosi u svim ravnima, pa je otporniji na uticaj prepreka i ostalih spoljašnjih uslova.

Još jedna prednost antena sa cirkularnom polarizacijom je da mogu da redukuju efekat „Faradejeve rotacije“ u jonosferi. Faradejeva rotacija, koja se javlja usled prisustva slobodnih elektrona u plazmi od koje se sastoji jonosfera, uzrokuje devijaciju polarizacije signala i

značajan gubitak signala (3 dB i više) ukoliko se koristi linearno polarizovan talas. CP antene su neosetljive na ovu pojavu, pa su zbog toga u širokoj primeni kod satelita za kosmičku telemetriju, svemirske sonde i balističke projektile za prijem i predaju signala koji su pretrpeli Faradejevu rotaciju prostirući se kroz jonosferu.

Zahvaljujući navedenim osobinama cirkularne polarizacije, cirkularno polarizovane antene (CP) su, naročito poslednje dve decenije, postale atraktivno i često nezaobilazno rešenje u brojnim najmodernijim bežičnim sistemima kao što su: satelitske komunikacije, mobilne komunikacije, globalni satelitski navigacioni sistemi (GNSS – Global Navigation Satellite Systems), bežični senzori, identifikacija putem radio frekvencije (RFID – Radio Frequency Identification), bežične lokalne kompjuterske mreže (WLAN – Wireless Local Area Network), bežične personalne kompjuterske mreže (WPAN - Wireless Personal Area Network), WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) i DBS (Direct Broadcasting Service) televizijski prijemni sistemi [8].

Tipično zahtevane karakteristike cirkularno polarizovanih antena zavise od specifične primene. Tako, na primer, poslednjih godina raste potreba za širokopojasnim komunikacionim linkovima sa velikom brzinom protoka koji koriste mobilne satelitske komunikacione sisteme na višim opsezima učestanosti. Za ovu namenu su potrebne antene sa cirkularnom polarizacijom koje imaju veliko pojačanje, mogućnost elektronskog skeniranja snopa u širokom opsegu uglova, male dimenzije i težinu, a jednostavne su za proizvodnju. Takođe, WLAN i GNSS sistemi za daljinsko nadgledanje zahtevaju CP antene velikog pojačanja koje su kompaktne i lake, a karakteriše ih i širokopojasnost, mogućnost rada u više frekvencijskih opsega (*multiband*) i brzo skeniranje snopa. Za RFID primene su potrebne minijaturne antene sa cirkularnom polarizacijom koje se odlikuju velikim pojačanjem, širokim radnim opsegom učestanosti, visokom pouzdanošću i niskom cenom.

Najčešći ciljevi u istraživanju i razvoju antena sa cirkularnom polarizacijom uključuju minijaturizaciju CP antena, operabilnost u više frekvencijskih opsega, širokopojasnost, veliko pojačanje, rekonfigurabilnost, mogućnost promene pravca glavnog snopa (*beam steering*) itd.

Potrebno je napomenuti da, kada govorimo o propusnom opsegu CP antena, moramo praviti razliku između propusnog opsega impedanse i propusnog opsega ekscentriciteta (*axial ratio* - AR), odnosno odstupanja eliptične polarizacije od idealno cirkularne, koji se najčešće definiše kao opseg frekvencija u okviru kog je AR manji od 3 dB. Kod linearno polarizovanih

antena ulazna impedansa je najosetljiviji parametar, pa se propusni opseg antene odnosi na propusni opseg njene ulazne impedanse (mada može biti definisan i u odnosu na neki drugi parametar antene – dijagram zračenja, pojačanje ili polarizaciju). Međutim, kod antena sa cirkularnom polarizacijom dobro prilagođenje impedanse ne podrazumeva nužno i nizak AR ili dobro pojačanje antene, tako da se pri projektovanju mora voditi računa o specifičnim zahtevima i naći kompromis između njih.

Različiti tipovi antena i zračećih elemenata sa odgovarajućom konfiguracijom napajanja ili modifikacijom osnovne forme mogu da generišu cirkularno polarizovan elektromagnetni talas: mikrostrip peč antene, helikoidalne antene (žičane i štampane), slot antene, ukršteni dipoli (cilindrični i planarni), kao i nizovi ovih antena. O nekima od njih će biti reči u poglavlju 3.

Antene sa cirkularnom polarizacijom se mogu podeliti u dve kategorije. U prvu spadaju antene koje zahvaljujući svojoj geometriji, tj. fizičkoj strukturi, generišu cirkularno polarizovan talas, kao što su helikoidalna i spiralna antena. Drugu kategoriju CP antena predstavljaju antene, odnosno zračeći elementi, koji u određenom prostornom rasporedu i/ili sa izvesnim modifikacijama oblika, kao i odgovarajućim napajanjem mogu da proizvedu cirkularnu polarizaciju. Jedan od primera ovih antena su međusobno ortogonalni polutalasni dipoli napajani preko eksternog hibridnog sprežnika koji obezbeđuje potrebnu faznu razliku između struja pojedinačnih dipola.

U [9] se navodi ideja koja je bila objavljena u [5], a odnosi se na metodu dobijanja cirkularne polarizacije pomoću para ukrštenih dipola napajanih bez faznog pomerača. Problem postizanja fazne razlike od $\pi/2$ između struja napajanja dipola (pretpostavka je da su struje jednakih intenziteta), što je jedan od uslova za dobijanje cirkularne polarizacije, je ovde rešen na originalan način: najpre je jedan od dipola modelovan tako da mu impedansa ima reaktivni deo koji je kapacitivan i jednak realnom delu ($Z_1=R-jR$). Zatim je u svaki krak drugog dipola serijski vezana induktivna reaktansa iste vrednosti, pa je njegova impedansa $Z_2=R+jR$. Kako u slučaju kapacitivne reaktanse struja kasni za naponom, a u slučaju induktivne prednjači, lako se može zaključiti da će ovakvom modifikacijom dipola (prečnika i dužine, pošto se radi o cilindričnim dipolima), tj. njihovih impedansi, biti ostvaren traženi fazni pomeraj.

Upravo ovaj tip CP antene je bio polazna tačka za istraživanje kojim se bavi ova disertacija čija su tema ukršteni dipoli sa konjugovano-kompleksnim impedansama i njihova primena.

Ovakva konfiguracija dipola, osim što u *broadside* pravcu (pravcu normalnom na ravan antene) zrači cirkularno polarizovan talas, u ravni u kojoj se nalaze dipoli daje omnidirekcionalnu karakteristiku zračenja sa linearno (horizontalno) polarizovanim talasom.

1.2 Organizacija teze

Disertacija je podeljena u osam poglavlja. Posle prvog, uvodnog poglavlja, u kom je izložen kratak pregled i istorijat mikrostrip antena i antena sa cirkularnom polarizacijom, sledi poglavlje 2 gde su objašnjeni osnovni pojmovi vezani za polarizaciju elektromagnetnog talasa, odnosno polarizaciju antene, kao i najvažniji parametri CP antena.

Treće poglavlje daje osvrt na neke relativno često korišćene tipove antena sa cirkularnom polarizacijom – helikoidalne i peč (*patch*) antene (3.1 i 3.2) i njihove osnovne karakteristike, dok je u potpoglavlju 3.3 pokazan u najopštijem obliku koncept formiranja antena sa cirkularnom polarizacijom od ukrštenih dipola sa kompleksnim impedansama čiji se realni i imaginarni delovi nalaze u odgovarajućim odnosima kojima se ispunjavaju zahtevi za generisanje cirkularne polarizacije.

U poglavlju 4 je prikazana primena navedenog koncepta za dobijanje cirkularne polarizacije na primeru štampanih ortogonalnih dipola postavljenih iznad reflektorske ploče, kao i realizacija i relevantne izmerene karakteristike antene projektovane za frekvencijski opseg oko 5 GHz. Takođe su u istom poglavlju razmatrani različiti načini napajanja opisane strukture.

Poglavlje 5 se bavi različitim varijantama i mogućnostima strukture predstavljene u četvrtom poglavlju: pokazano je kako se variranjem rastojanja ukrštenih dipola od reflektorske ploče može oblikovati dijagram zračenja, tj. kako se konvencionalni dijagram zračenja (sa maksimumom u pravcu normalnom na ravan dipola) može deformisati u tzv. konusni, sa maksimumom zračenja pri uglu θ u elevacionoj ravni koji je u otklonu od pravca normalnog na dipole gde je, u ovom slučaju, minimum zračenja čija se dubina može

kontrolisati (potpoglavlje 5.1). U potpoglavljima 5.2 i 5.3 su date dve varijante slične antene kao u poglavlju 4, ali sada smeštene u cilindričnu šupljinu (CBACP) u cilju postizanja većeg pojačanja i smanjenja uticaja okoline. Prikazane su dve realizacije ovakvih antena – jedne sa ravnim, a druge sa dvostruko savijenim dipolima gde je postignuto značajno smanjenje dimenzija antenske strukture. Na kraju je, u potpoglavlju 5.4, simuliran model reflektorske parabolične antene koja kao primarni radijator ima antenu formiranu od štampanih ukrštenih dipola sa konjugovano-kompleksnim impedansama u cilindričnoj šupljini. Dati primer pokazuje mogućnost primene prikazanog koncepta u slučajevima kad je potrebno veliko pojačanje uz cirkularnu polarizaciju antene.

U poglavlju 6 je predstavljena primena koncepta ukrštenih dipola s konjugovano-kompleksnim impedansama u realizaciji antena sa omnidirekcionim dijagramom zračenja u horizontalnoj ravni – tzv. *turnstile* antena – koje se uglavnom koriste u radio i TV difuziji. Pokazani su primeri sa relevantnim izmerenim karakteristikama za slučaj usamljene *turnstile* antene na FM radio opsegu učestanosti i niza od četiri ovakve antene projektovane za podopseg (702 MHz–850 MHz) TV UHF opsega učestanosti. Takođe su, u potpoglavlju 6.3, analizirane obe metode generisanja cirkularne polarizacije kod ovakvih antena – konvencionalne (sa upotrebom faznog pomerača) i nove (sa dipolima konjugovano-kompleksnih impedansi) i date prednosti i nedostaci jedne i druge.

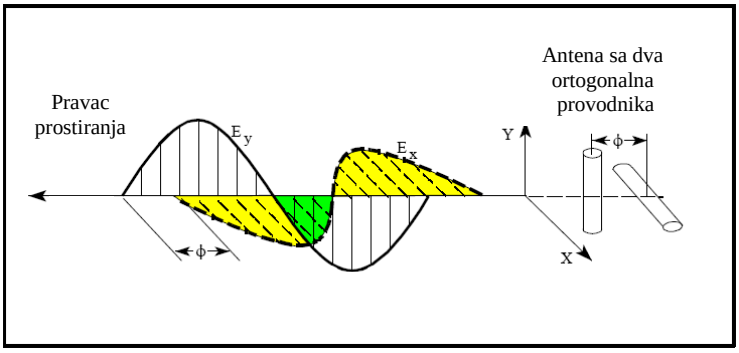
Poglavlje 7 daje analizu mogućnosti realizacije antena sa cirkularnom polarizacijom na bazi novog koncepta na višim frekvencijskom opsezima. Razmatrani su uticaji uobičajenih tolerancija na karakteristike antena na višim mikrotalasnim opsezima, kao i tehnološka ograničenja koja se odnose na moguće širine traka i proreza korišćenjem standardne fotolitografske tehnologije.

Konačno, u osmom poglavlju – zaključku – su sumirani rezultati istraživanja sprovedenog u disertaciji i predloženi mogući pravci za budući rad.

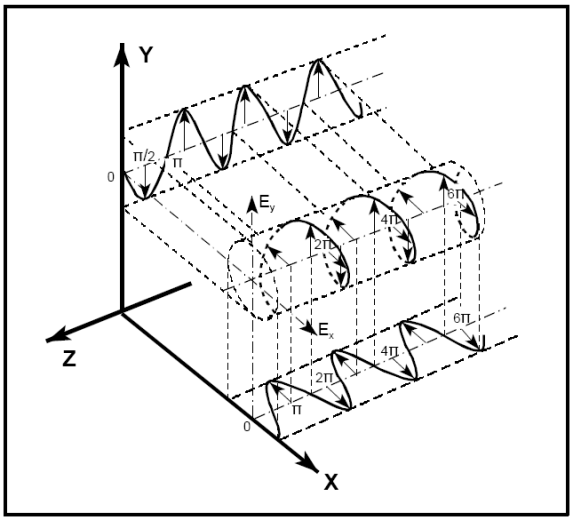
2 Polarizacija antene

Polarizacija antene u datom pravcu se definiše kao „polarizacija talasa koji transmituje (izrači) antena. Kada nije posebno naznačeno, pod polarizacijom se smatra polarizacija u pravcu maksimalnog pojačanja antene“ [10].

Polarizacija izračenog talasa je definisana kao „**osobina elektromagnetnog talasa koja opisuje pravac i relativnu magnitudu vektora električnog polja u zavisnosti od vremena“** – preciznije, to je vremenski zavisna kriva koju opisuje vrh vektora električnog polja u ravni normalnoj na pravac prostiranja u određenom vremenskom trenutku“ [10]. Elektromagnetni talas se može razložiti na dve ortogonalne komponente, kao na slici 2.1, dok je tipična kriva u funkciji vremena prikazana na slici 2.2.

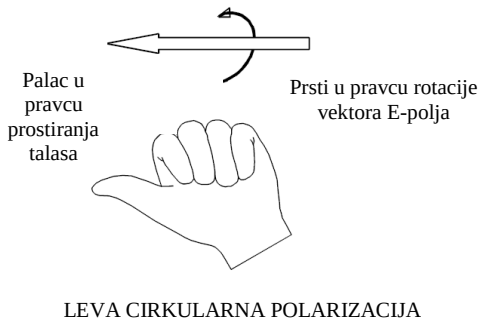


Slika 2.1. Rezultantni vektor električnog polja je suma vektora električnih polja koja potiču od dva međusobno ortogonalna provodnika [11].



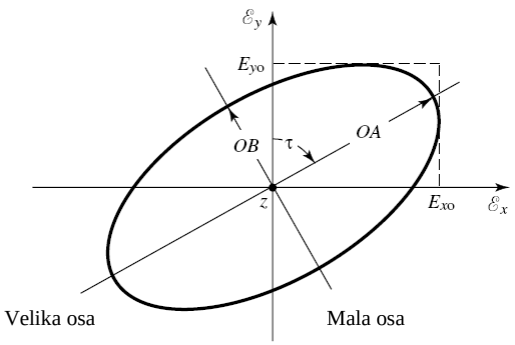
Slika 2.2. Rotacija vektora električnog polja u funkciji vremena.

Smer polarizacije antene se definiše iz pozicije iza antene gledajući u pravcu prostiranja talasa. Određivanje smera polarizacije najčešće se vrši pomoću „pravila desne ili leve ruke“ prikazanog na slici 2.3. Smer polarizacije (levi ili desni) se poklapa s rukom gde je palac u pravcu prostiranja talasa, a prsti u pravcu rotacije vektora E-polja.



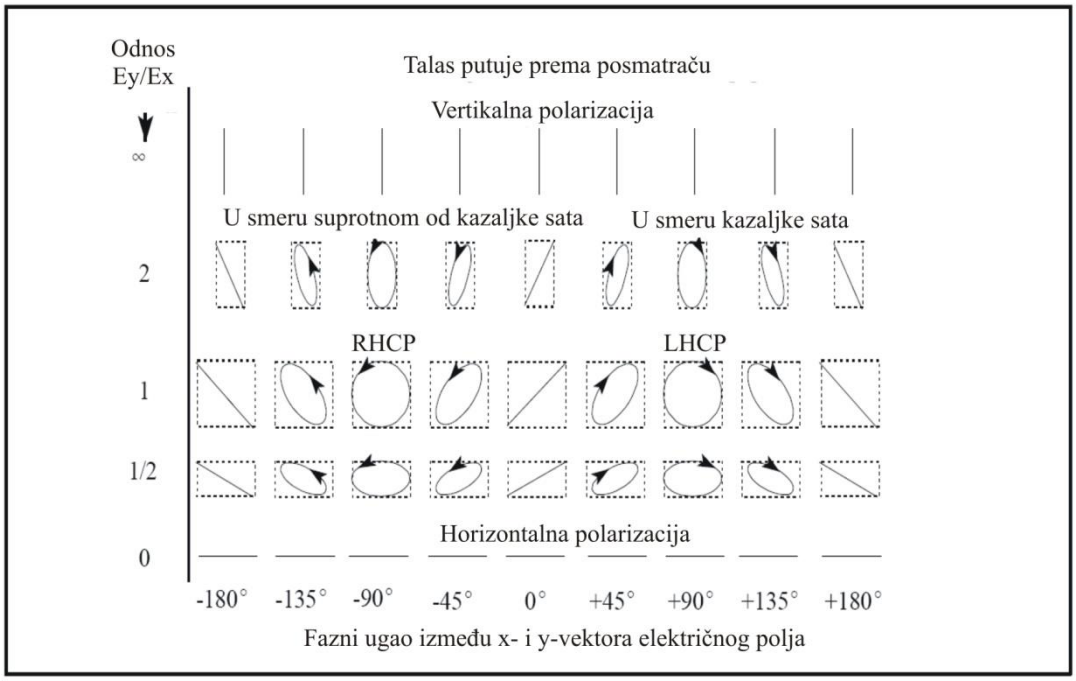
Slika 2.3. Određivanje smera cirkularne polarizacije [11].

Geometrijska figura koju iscrtava zbir vektora električnog polja u vremenu je, u opštem slučaju, elipsa, kako je pokazano na slici 2.4.



Slika 2.4. Polarizaciona elipsa [10].

Pod određenim uslovima ova elipsa se može transformisati u liniju i u tom slučaju polarizaciju nazivamo linearnom. Drugi ekstreman slučaj nastaje kad su obe komponente električnog polja jednakih amplituda, a fazno pomerene za 90° – tada se elipsa transformiše u krug, a polarizaciju takvog elektromagnetnog talasa nazivamo cirkularnom. Linearna i cirkularna polarizacija su, zapravo, dva specijalna slučaja eliptične polarizacije. Na slici 2.5 je dat shematski prikaz varijacije rezultantnog vektora električnog polja E u zavisnosti od odnosa amplituda njegovih komponenti E_x i E_y, kao i fazne razlike između njih.



Slika 2.5. Polarizacija kao funkcija odnosa komponenti E_y/E_x i faznog ugla između njih [11,9].

Generalno, polarizacione karakteristike antene se mogu predstaviti njenim *polarizacionim dijagramom*, čija je jedna od definicija: „*prostorna raspodela polarizacija vektora polja koje izrači antena, posmatrana na njenoj sferi zračenja*“ [10]. U svakoj tački sfere zračenja polarizacija se može rastaviti na par ortogonalnih polarizacija - *kopolarizaciju* i *krospolarizaciju*. Kopolarizacija predstavlja polarizaciju za koju je antena projektovana da izrači (ili primi), dok je krospolarizacija polarizacija ortogonalna na specificiranu polarizaciju antene, što je najčešće kopolarizacija. Na primer, za antenu sa linearnom horizontalnom polarizacijom krospolarizacija je vertikalna, a za antenu sa levom cirkularnom polarizacijom (LHCP), krospolarizacija bi bila desna cirkularna polarizacija (RHCP).

2.1 Linearna, cirkularna i eliptična polarizacija

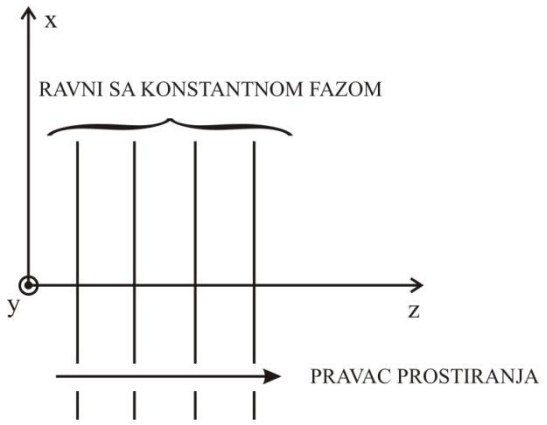
2.1.1 Linearna polarizacija

Ravanski EM talas karakteriše prostiranje u jednom pravcu. Kao primer, posmatrajmo talas koji se prostire u pravcu z-ose, električno polje (E) je orijentisano u pravcu x-ose, a magnetno u pravcu y-ose. Jednačina E-polja je data izrazom (2-1):

$$E = \cos\left(2\pi f\left(t - \frac{z}{c}\right)\right)\hat{\boldsymbol{x}} \tag{2-1}$$

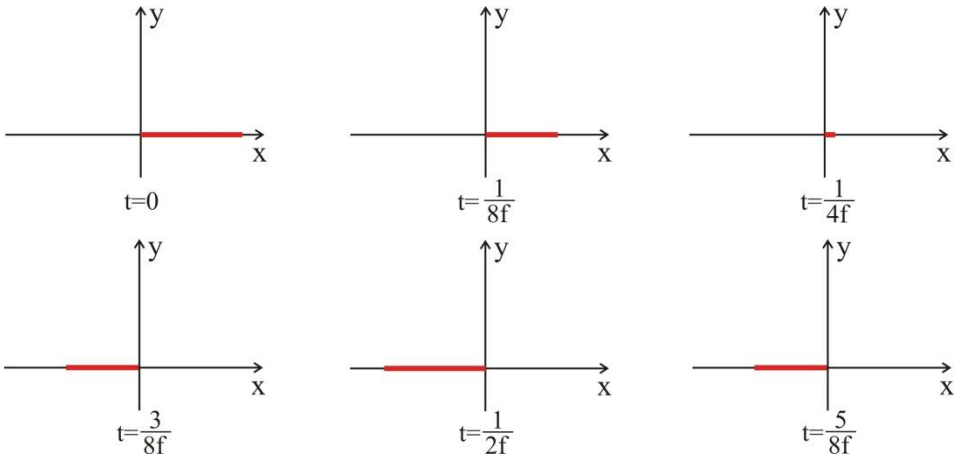
gde je $\hat{\boldsymbol{x}}$ jedinični vektor.

Ravanski talas je grafički prikazan na slici 2.6.



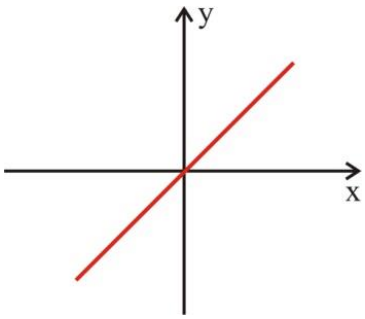
Slika 2.6. Grafički prikaz E-polja talasa koji se prostire u pravcu z-ose.

Posmatrajmo električno polje ravanskog talasa opisanog relacijom (2-1) kao funkciju vremena u tački (x,y,z)=(0,0,0). Amplituda polja je prikazana na slici 2.7 u nekoliko različitih vremenskih intervala.



Slika 2.7. E-polje linearno polarizovanog talasa u tački (x,y,z)=(0,0,0) u različitim trenucima vremena, [12].

Vidi se da amlituda polja osciluje napred i nazad, i da polje stalno zadržava pravac x-ose. Iz tog razloga se za ovakav talas kaže da je linearno polarizovan. Napomenimo još da se, ukoliko je x-osa paralelna sa ravni zemlje, talas naziva horizontalno polarizovan. U skladu s tim, ako je polje orijentisano duž y-ose, radi se o vertikalno polarizovanom talasu. Takođe, vektor E-polja linearno polarizovanog talasa ne mora da bude ni u pravcu x-, a ni y-ose, kao što je ilustrovano na slici 2.8.



Slika 2.8. Vektor E-polja linearno polarizovanog talasa koji ima x- i y-komponentu koje su jednakih amplituda i u fazi, [12].

U ovom slučaju E-polje se može razložiti na E_x i E_y komponentu koje su u fazi, imaju jednake magnitude i variraju u vremenu na isti način, pa je električno polje predstavljeno izrazom:

$$E = \cos\left(2\pi f\left(t - \frac{z}{c}\right)\right)(\hat{\boldsymbol{x}} + \hat{\boldsymbol{y}}) \tag{2-2}$$

Da bi talas bio linearno polarizovan, fazna razlika između dve komponente treba da je:

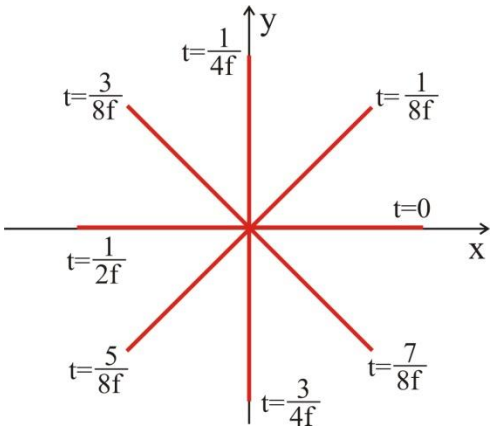
$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi, \qquad n = 0, 1, 2, 3, \ldots \tag{2-3}$$

2.1.2 Cirkularna polarizacija

Pretpostavimo da je E-polje ravanskog talasa dato jednačinom:

$$E = \cos\left(2\pi f\left(t - \frac{z}{c}\right)\right)\hat{\boldsymbol{x}} + \sin\left(2\pi f\left(t - \frac{z}{c}\right)\right)\hat{\boldsymbol{y}} \tag{2-4}$$

U ovom slučaju su x- i y- komponenta polja međusobno fazno pomerene za 90°. Ako posmatramo polje u tački (x,y,z)=(0,0,0), kao i u već razmatranom primeru linearno polarizovanog talasa, videćemo da vektor E-polja u različitim vremenskim trenucima izgleda kao na slici 2.9.



Slika 2.9. E-polje prema izrazu (1.4) u tački (x,y,z)=(0,0,0)

Iz slike 2.9 se može zaključiti da vektor E-polja rotira opisujući krug, pa se ovakav talas naziva **cirkularno polarizovan talas**.

Da bi EM talas imao cirkularnu polarizaciju, moraju biti ispunjeni sledeći uslovi [10]:

- E-polje mora da poseduje dve ortogonalne komponente,
- Ove ortogonalne komponente moraju biti jednakih magnituda,
- Fazni pomeraj između pomenutih komponenti polja treba da je neparan umnožak π/2, tj:

$$E_{x0} = E_{yo} \tag{2-5}$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2, \ldots \ \ za\ levu\ cirk.\ polarizaciju\ (LHCP) & (2\text{-}6) \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2, \ldots \ \ za\ desnu\ cirk.\ polarizaciju\ (RHCP) & (2\text{-}7) \end{cases}$$

2.1.3 Eliptična polarizacija

Ukoliko E-polje ima x- i y-komponente međusobno fazno pomerene za neparan umnožak π/2, a magnitude im nisu jednake *ili* ako fazna razlika između njih nije umnožak π/2, nezavisno od toga kakav je odnos amplituda, tj. ako je:

$$E_{x0} \neq E_{yo} \tag{2-8}$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2, \ldots \ \ za\ levu\ cirk.\ polarizaciju\ (LHCP) & (2\text{-}9) \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2, \ldots \ \ za\ desnu\ cirk.\ polarizaciju\ (RHCP) & (2\text{-}10) \end{cases}$$

ili

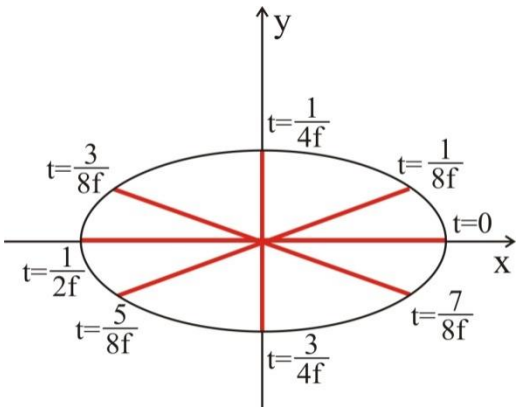
$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x \neq \pm\frac{n}{2}\pi = \begin{cases} > 0 \ \ za\ levu\ cirk.polarizaciju\ (LHCP) & (2\text{-}11) \\ < 0 \ \ za\ desnu\ cirk.\ polarizaciju\ (RHCP) & (2\text{-}12) \end{cases}, n = 0, 1, 2, 3, \ldots$$

kažemo da se radi o **eliptično polarizovanom** talasu.

Pretpostavimo da se talas prostire u pravcu z-ose, i da je E-polje opisano izrazom:

$$E = \cos\left(2\pi f\left(t - \frac{z}{c}\right)\right)\hat{\boldsymbol{x}} + 0.5\sin\left(2\pi f\left(t - \frac{z}{c}\right)\right)\hat{\boldsymbol{y}} \tag{2-13}$$

Pozicije tačaka, odnosno geometrijska figura koju opisuje vektor E-polja je prikazana na slici 2.10 [12].



Slika 2.10. Elipsa koju opisuje vektor električnog polja u vremenu.

Kod eliptične polarizacije kriva koju opisuje vektor polja u funkciji vremena je, u opštem slučaju, nagnuta elipsa, kao što je prikazano na slici 2.4. Eliptičnu polarizaciju karakteriše tzv. e*kcentricitet (axial ratio - AR)* koji predstavlja odnos velike i male ose elipse. Eliptično polarizovan talas se opisuje još i pravcem velike ose elipse (u navedenom slučaju, ona se nalazi u pravcu x-ose). Treba napomenuti da velika osa elipse može biti pod bilo kojim uglom u ravni, tj. ne mora da bude u pravcu ni jedne od osa.

Odnos velike i male ose elipse – *axial ratio* (AR) – je jednak:

$$\mathrm{AR} = \frac{\text{Velika osa}}{\text{Mala osa}} = \frac{OA}{OB}, \qquad 1 \leq AR \leq \infty \tag{2-14}$$

gde su [1]:

$$OA = \left[\frac{1}{2}\left\{E_{x0}^2 + E_{y0}^2 + \left[E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2E_{y0}^2\cos(2\Delta\phi)\right]^{1/2}\right\}\right]^{1/2} \tag{2-15}$$

$$OB = \left[\frac{1}{2}\left\{E_{x0}^2 + E_{y0}^2 - \left[E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2E_{y0}^2\cos(2\Delta\phi)\right]^{1/2}\right\}\right]^{1/2} \tag{1-16}$$

Nagib elipse prema y-osi je predstavljen uglom τ [10]:

$$\tau = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2}\tan^{-1}\left[\frac{2E_{x0}E_{y0}}{E_{x0}^2 - E_{y0}^2}\cos(\Delta\phi)\right] \tag{2-16}$$

Kad je elipsa "poravnata" s nekom od glavnih osa [τ=nπ/2, n=0, 1, 2, ...], velika (ili mala) osa je jednaka E_{x0} (E_{y0}) ili E_{y0} (E_{x0}), pa je *axial ratio* jednak odnosu E_{x0}/E_{y0} ili E_{y0}/E_{x0}.

Iz prethodnog se mogu ukratko istaći osnovne karakteristike, kao i potrebni i dovoljni uslovi koje talas treba da zadovolji da bi bio linearno, cirkularno ili eliptički polarizovan [10]:

Linearna polarizacija

Talas je linearno polarizovan u datoj tački u prostoru ako je vektor električnog (ili magnetnog) polja u toj tački uvek orijentisan duž iste prave linije u svakom trenutku. Ovaj uslov je ispunjen ako vektor polja (električnog ili magnetnog) ima:

a) samo jednu komponentu
b) dve ortogonalne linearne komponente koje su u fazi ili su fazno pomerene za 180º (ili umnožak od 180º)

Cirkularna polarizacija

Talas je cirkularno polarizovan u datoj tački u prostoru ukoliko vektor električnog (ili magnetnog) polja u toj tački opisuje krug u funkciji vremena.

Potrebni i dovoljni uslovi da bi se ovo ispunilo su da vektor polja (električnog ili magnetnog) poseduje *sve* sledeće osobine:

a) polje mora da ima dve ortogonalne komponente
b) ove dve komponente treba da imaju jednake magnitude
c) navedene komponente treba da budu fazno pomerene za neparan umnožak 90º.

Smer rotacije je uvek određen rotacijom "fazno vodeće" komponente u odnosu na komponentu koja fazno kasni, posmatrajući rotaciju polja tako da se talas kreće u smeru od posmatrača. Ako je rotacija u smeru kazaljke na satu, talas je desno cirkularno polarizovan, u suprotnom (rotacija u smeru suprotnom od kazaljke) je levo cirkularno polarizovan. Rotacija fazno vodeće komponente prema komponenti koja fazno kasni treba da se odvija unutar vrednosti uglova od 0° do 180°. Faze jednake ili veće od 0° i manje od 180° smatraju se vodećim, dok se one koje su jednake ili veće od 180° i manje od 360° smatraju "kasnećim".

Eliptična polarizacija

Talas je eliptično polarizovan ako vrh vektora polja (električnog ili magnetnog) "iscrtava" u prostoru elipsu – vektor polja se u vremenu kontinualno menja na takav način da opisuje elipsu. Smer rotacije vektora polja određuje se isti način kao u slučaju cirkularne polarizacije. Sem toga, eliptično polarizovan talas se karakteriše i *axial ratio*-om čija magnituda predstavlja odnos veće i manje ose elipse.

Potrebni i dovoljni uslovi koji treba da budu ispunjeni za eliptičnu polarizaciju su da vektor polja ima sledeće osobine:

a) polje mora da ima dve ortogonalne komponente
b) ove dve komponente mogu da imaju jednake ili različite amplitude
c) (1) ukoliko komponente nisu jednakih magnituda, fazna razlika između njih ne sme da bude 0° ili umnožak 180° (pošto bi tad polarizacija bila linearna).
   (2) ako komponente imaju jednake magnitude, fazna razlika između njih ne sme da bude neparan umnožak 90°, jer bi u tom slučaju polarizacija bila cirkularna.

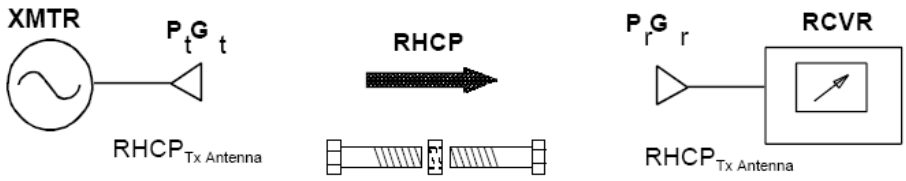
Ako je talas eliptično polarizovan i ima dve komponente nejednakih magnituda i s faznom razlikom koja je neparan umnožak 90°, polarizaciona elipsa u tom slučaju neće biti nagnuta, već poravnata s glavnim osama komponenata polja. Veća osa elipse će biti poravnata sa osom komponente polja koja je veća, dok će manja osa elipse biti poravnata sa osom manje komponente polja.

U tipičnom bežičnom komunikacionom sistemu povećanje pojačanja predajne i prijemne antene igra glavnu ulogu u poboljšanju performansi sistema. Jedan od najvažnijih faktora u ovome predstavlja prilagođenje polarizacije predajne i prijemne antene. Tako horizontalno polarizovana antena neće primati signal od vertikalno polarizovane predajne antene, i obrnuto. U opštem slučaju, za dve linearno polarizovane antene koje su međusobno rotirane za ugao ψ, gubitak snage zbog neprilagođenosti polarizacije se može opisati *faktorom polarizacionih gubitaka* (*Polarization Loss Factor* – PLF). Ovaj faktor se često naziva i *polarizaciona efikasnost antene* i iznosi:

$$PLF = \cos^2 \psi \tag{2-17}$$

Iz gornjeg izraza se vidi da ukoliko obe antene (prijemna i predajna) imaju istu polarizaciju, ugao između vektora njihovih E-polja je nula, pa nema gubitaka usled neprilagođenosti polarizacija (PLF=0). Za slučaj kad je jedna antena horizontalno, a druga vertikalno polarizovana, ugao ψ je 90°, pa je PLF=1, što znači da neće biti prenosa snage.

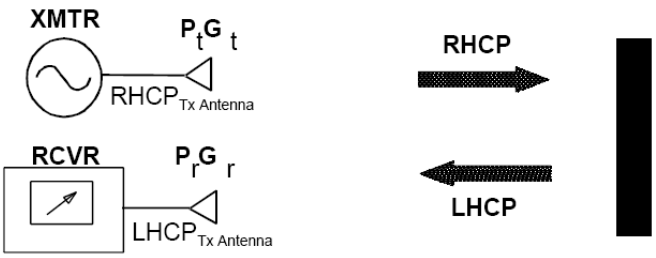
Da bi se postiglo prilagođenje polarizacija, predajna i prijemna antena bi trebalo da imaju *isti ekscentricitet (axial ratio), prostornu orijentaciju i isti smer polarizacije*. U aplikacijama gde se često menja položaj korespondentnih antena, najčešće u komunikacijama s letelicama, kao i u satelitskim komunikacijama, gotovo je nemoguće u svakom trenutku obezbediti usklađenost prostorne orijentacije prijemne i predajne antene. Zato je u ovakvim slučajevima cirkularna polarizacija poželjna karakteristika antene iz razloga što nije važno da li je antena orijentisana u pravcu normalnom na pravac prostiranja elektromagnetnog talasa. Zbog toga primena antena sa cirkularnom polarizacijom predstavlja atraktivno rešenje za postizanje polarizacionog prilagođenja. Da bi se postigao maksimalni transfer snage između dve antene sa cirkularnom polarizacijom potrebno je da antene imaju istu orijentaciju u prostoru, isti axial ratio, kao i isti smer polarizacije, slika 2.11.



Slika 2.11. Slučaj gde predajna i prijemna antena imaju isti smer cirkularne polarizacije [12].

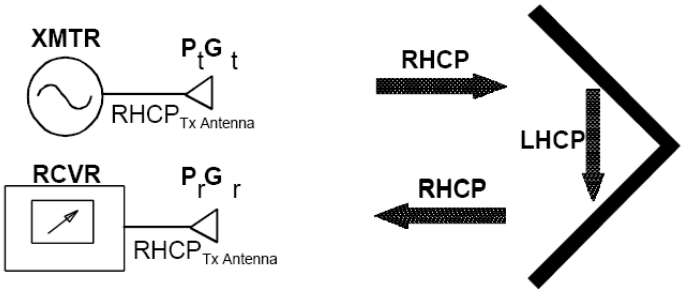
Za razliku od linearno polarizovanog talasa koji posle reflektovanja o ravnu površinu ili sferu ne menja smer polarizacije, cirkularna polarizacija talasa će promeniti smer polarizacije posle refleksije.

Ako se antena koristi za prijem talasa sa jednom ili neparnim brojem refleksija, onda prijemna i predajna antena treba da imaju cirkularne polarizacije međusobno suprotnih smerova, kao što je pokazano na slici 2.12.



Slika 2.12. Suprotni smerovi cirkularne polarizacije prijemne i predajne antene [12].

U slučaju da se talas reflektuje dvaput (npr. kao kod ugaonog reflektora na slici 2.13) ili paran broj puta pre nego što se vrati do prijemne antene, smer rotacije vektora električnog polja ostaje isti kao kod predajne antene, pa obe antene – prijemna i predajna – treba da imaju cirkularnu polarizaciju istog smera.



Slika 2.13. Isti smerovi cirkularne polarizacije prijemne i predajne antene u slučaju reflektovanja talasa od ugaonog reflektora [12].

U tabeli 2.I. su dati teorijski odnosi snaga prijemne i predajne antene za slučajeve kad su im polarizacije različite [11].

TABELA 2.I. GUBICI USLED NEPRILAGOĐENJA POLARIZACIJE ZA RAZLIČITE KOMBINACIJE PREDAJNE I PRIJEMNE ANTENE

POLARIZACIJA PREDAJNE ANTENE	POLARIZACIJA PRIJEMNE ANTENE	TEORETSKI ODNOS PRIMLJENE I MAKSIMALNE SNAGE	
		ODNOS U dB	
Vertikalna	Vertikalna	0 dB	1
Vertikalna	Nagnuta (45° ili 135°)	-3 dB	½
Vertikalna	Horizontalna	-∝ dB	0
Vertikalna	Cirkularna (desna ili leva)	-3 dB	½
Horizontalna	Horizontalna	0 dB	1
Horizontalna	Nagnuta (45° ili 135°)	-3 dB	½
Horizontalna	Cirkularna (desna ili leva)	-3 dB	½
Cirkularna (desna)	Cirkularna (desna)	0 dB	1
Cirkularna (desna)	Cirkularna (leva)	-∝ dB	0
Cirkularna (desna ili leva)	Nagnuta (45° ili 135°)	-3 dB	½

Prednosti cirkularne polarizacije

- Na putu do prijemne antene elektromagnetni talas pretrpi brojne refleksije i apsorpcije. Ukoliko je prijemna antena linearno polarizovana, deo snage će biti izgubljen, sem ako reflektovani signal nije u istoj ravni. Međutim, kako cirkularno polarizovane antene primaju signal ne samo u horizontalnoj i vertikalnoj ravni, već i u svim ravnima između ove dve, signal neće oslabiti, samo će njegova snaga biti „preneta“ u neku drugu ravan.

- Talas koji se reflektuje od objekata u okruženju menja smer polarizacije, tako da se prijem reflektovanog signala slabi, a prijem direktnog favorizuje, pa je ceo sistem daleko otporniji u slučajevima višestrukog (*multipath*) prostiranja.

- Zahvaljujući gornjim dvema osobinama, cirkularna polarizacija je mnogo efikasnija u slučajevima nepogodnih klimatskih uslova i uslovima kada je optička vidljivost degradirana.

- Glavna prednost antena sa cirkularnom polarizacijom je što predajna i prijemna antena ne moraju da imaju istu orijentaciju, pa stoga ne dolazi do značajne degradacije ili potpunog gubitka prijemnog signala.

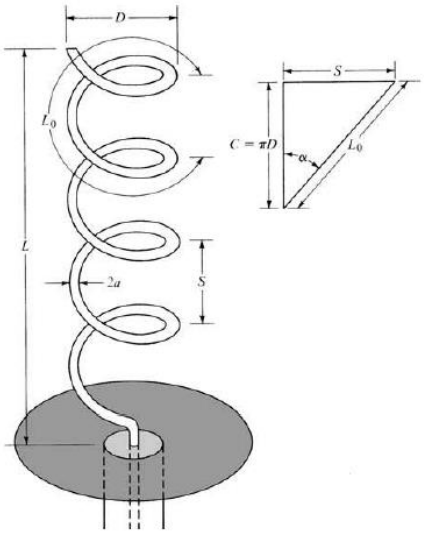
3 Najčešće korišćene antene sa cirkularnom polarizacijom

3.1 Helikoidalne (heliks) antene

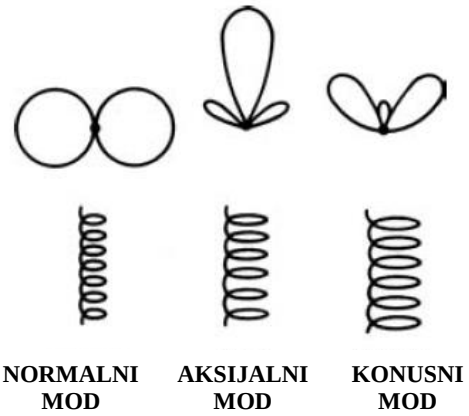
Jedan od tipova antena koje mogu da zrače cirkularno polarizovan talas, a pritom su i širokopojasne, predstavljaju helikoidalne (heliks) antene. Osnovni koncept heliks antene dao je J. D. Kraus 1947. godine, [9].

Helikoidalna antena se sastoji od jedne ili više provodnih žica savijenih u obliku navoja, slika 3.1, i u većini slučajeva joj je jedan kraj vezan za masu koja može biti različitih oblika, a najčešće je ravna sa dijametrom koji je tipično najmanje $3\lambda/4$. Heliks antena je obično vezana u tački napajanja sa centralnim provodnikom koaksijalnog kabla čiji je spoljni provodnik umašen [10].

U praksi su od značaja aksijalni i normalni mod rada heliks antene, iako su mogući i drugi modovi rada (npr. konusni). Aksijalni mod, koji se inače najviše i koristi, dobija se kada je obim heliksa reda veličine talasne dužine i obezbeđuje maksimum zračenja u pravcu ose antene. Normalni mod rada karakteriše zračenje u pravcu normalnom na osu heliks antene, a javlja se kad je prečnik antene mali u odnosu na talasnu dužinu. U slučaju kada dimenzije heliksa prevazilaze one koje su potrebne za aksijalni mod rada, doći će do generisanja konusnog moda zračenja [13]. Ova tri moda su data skicom na slici 3.2.



Slika 3.1. Konfiguracija helikoidalne antene [10].



Slika 3.2. Modovi rada helikoidalne antene [13].

Glavni parametri heliks antene (slika 3.1.1) su:

D – prečnik heliksa

C – obim heliksa = πD

S – rastojanje između namotaja

α – inklinacioni (*pitch*) ugao = $\tan^{-1}(S/\pi D)$

N – broj namotaja

L – aksijalna dužina heliksa = NS

d – prečnik žice heliks antene

l – dužina jednog namotaja = $\sqrt{(\pi D)^2 + S^2}$

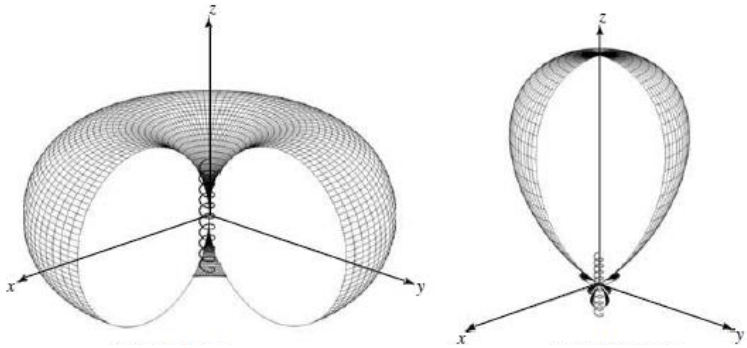
Geometrijska konfiguracija heliks antene se sastoji od N navoja dijametra D i rastojanjem S između njih. Dužina antene tako iznosi $L = NS$, a dužina žice $L_n = NL_0 = N\sqrt{S^2 + C^2}$, gde je $L_0 = \sqrt{S^2 + C^2}$ dužina žice između dva navoja, a $C = \pi D$ obim heliksa. Još jedan važan parametar predstavlja inklinacioni ugao α - ugao između linije koja tangira žicu heliksa i ravni normalne na osu heliksa koji je definisan u [10] kao:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{S}{\pi D}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{S}{C}\right) \tag{3.1-1}$$

Kada je α=0°, heliks se svodi na petlja-antenu (*loop*) od N navoja, a za α=90° dobijamo linearnu žičanu antenu.

Karakteristike zračenja heliks antene mogu da se variraju kontrolisanjem veličine njenih geometrijskih karakteristika u odnosu na talasnu dužinu. Ulazna impedansa značajno zavisi od inklinacionog ugla i dimenzija provodne žice, naročito u blizini tačke napajanja, i takođe se može podešavati variranjem ovih parametara. Generalno, polarizacija heliks antene je eliptična, ali je moguće dobiti i cirkularnu, kao i linearnu polarizaciju u različitim frekvencijskim opsezima [10].

Izgled dijagrama zračenja heliks antene u dva osnovna moda rada je prikazan na slici 3.3.



(a) (b)

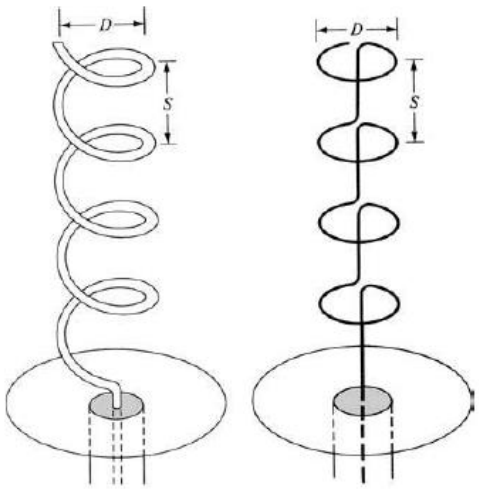
Slika 3.3. 3D dijagrami zračenja heliks antene u (a) normalnom i (b) aksijalnom modu rada [10].

Dijagram zračenja u normalnom modu ima maksimum u ravni normalnoj na osu antene, a približava se nuli duž njegove ose. U drugom slučaju, kada antena radi u aksijalnom modu, maksimum dijagrama zračenja je na osi heliksa i ovaj mod rada je veoma praktičan pošto se njime postiže cirkularna polarizacija u širem frekvencijskom opsegu (obično 2:1).

3.1.1 Normalni mod

U normalnom modu rada, heliks antena ima dijagram zračenja koji je sličan dijagramu zračenja linearnog dipola čija je dužina $l < \lambda_0$ ili male *loop* antene kod koje je $a << \lambda_0$ (a je radijus loop antene). Da bi se postigao normalni mod rada, dimenzije heliks antene treba da budu male u poređenju sa talasnom dužinom, tj. $NL_0 << \lambda_0$.

Kao što je već rečeno, geometrija heliks antene se za granične vrednosti inklinacionog ugla (α=0° i α=90°) svodi na *loop* antenu dijametra D ili linearnu žičanu antenu dužine S, respektivno. Iz tog razloga se zračenje heliks antene u dalekoj zoni, u normalnom modu rada, može izraziti preko E_θ i E_ϕ komponenata polja dipola i *loop* antene. Heliks se, u tom slučaju, može približno simulirati pomoću N redno vezanih malih petlja-antena i N kratkih dipola, kao što je pokazano na slici 3.4 (b). Ravni u kojima se nalaze *loop* antene su međusobno paralelne i istovremeno normalne na ose vertikalnih dipola, a ose *loop* antena se poklapaju sa osama dipola i osom heliksa.



(a) (b)

Slika 3.4. (a) Heliks antena za normalni mod rada i (b) simulacija pomoću kratkih dipola i malih *loop* antena [10].

Kako su u normalnom modu rada dimenzije heliks antene male, struja kroz nju se može smatrati konstantnom, a dijagram zračenja u dalekoj zoni nezavisan od broja petlji i kratkih dipola, pa je ukupno polje jednako zbiru polja koje zrači petlja prečnika D i polja kratkog dipola dužine S koji imaju istu konstantnu raspodelu struje.

Električno polje kratkog dipola dužine S sa strujom I_0, u dalekoj zoni zračenja je dato relacijom [10]:

$$E_\theta = j\eta \frac{kI_0 S e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \tag{3.1-2}$$

S druge strane, električno polje petlje prečnika D u dalekoj zoni se može izraziti kao:

$$E_\phi = \eta \frac{k^2 (D/2)^2 I_0 e^{-jkr}}{4r} \sin\theta \tag{3.1-3}$$

Iz navedenih relacija se vidi da su ove dve komponente polja u faznoj kvadraturi, što je potreban, ali ne i dovoljan uslov za cirkularnu ili eliptičnu polarizaciju.

Odnos magnituda komponenata polja E_θ i E_ϕ predstavlja axial ratio (AR), pa se korišćenjem relacija (3.1-2) i (3.1-3) dobija:

$$AR = \frac{|E_\theta|}{|E_\phi|} = \frac{4S}{\pi k D^2} = \frac{2\lambda S}{(\pi D)^2} \tag{3.1-4}$$

Variranjem veličina D i S, axial ratio se menja u opsegu $0 \le AR \le \infty$. Specijalni slučaj kada je AR=0 (za E_θ =0), svodi se na linearnu horizontalnu polarizaciju. Isto tako, kad je E_ϕ=0, AR ima beskonačnu vrednost, pa je izračeni talas opet linearno polarizovan, ovog puta sa vertikalnom polarizacijom.

Drugi specijalan slučaj je kad AR ima jediničnu vrednost (AR=1), odnosno:

$$\frac{2\lambda S}{(\pi D)^2} = 1 \qquad \text{tj.} \qquad C = \pi D = \sqrt{2S\lambda_0} \tag{3.1-5}$$

za koje je

$$\tan\alpha = \frac{S}{\pi D} = \frac{\pi D}{2\lambda_0} \tag{3.1-6}$$

Kada parametri koji opisuju dimenzije heliks antene zadovoljavaju gornje uslove, izračeno polje je cirkularno polarizovano u svim pravcima, osim u pravcu θ=0° kada polje iščezava. Ukoliko parametri antene ne ispunjavaju ni jedan od navedenih uslova, polarizacija polja varira od slučaja kad je inklinacioni ugao α=0°, a geometrija heliksa se svodi na petlju (*loop*) sa linearnom horizontalnom polarizacijom, do slučaja kad je α=90° i kad se heliks može aproksimirati linearno polarizovanim vertikalnim dipolom. Za vrednosti α između ova

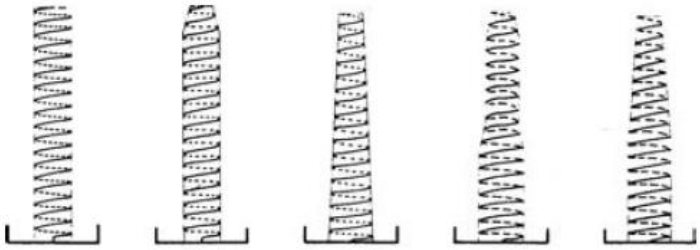
dva granična slučaja polarizacija je eliptična, sem za slučaj kad je ugao α takav da je $C/\lambda_0 = \sqrt{2S/\lambda_0}$, tj. AR=1, što je uslov za cirkularnu polarizaciju.

Da bi se ostvario normalni mod rada heliks antene, potrebno je da ukupna dužina antene NL_0 bude mnogo manja od talasne dužine ($L_n \ll \lambda_0$), jer se tada može smatrati da struja kroz antenu ima konstantnu magnitudu i fazu. Zbog ovako kritične zavisnosti karakteristika zračenja od njenih dimenzija, propusni opseg heliks antene u normalnom modu rada je veoma uzak, a efikasnost zračenja mala, pa se zbog ovih ograničenja retko koristi u praksi.

3.1.2 Aksijalni mod

Aksijalni mod (*end-fire*) rada heliks antene se može relativno lako generisati. U ovom modu glavni lob i njegov maksimum se poklapaju sa osom antene. Da bi se eksitovao aksijalni mod, prečnik D i rastojanje između navoja S treba da iznose veći deo talasne dužine. Da bi se dobila cirkularna polarizacija, obim (C) heliks antene treba da je u opsegu $\frac{3}{4}\lambda_0 < C < \frac{4}{3}\lambda_0$ ($C=\lambda_0$ je približno optimalna vrednost), a rastojanje između navoja oko $S \cong \lambda_0/4$. Inklinacioni ugao je obično $12° \leq \alpha \leq 14°$. Moguće je, takođe, generisati i levu (LHCP) i desnu (RHCP) cirkularnu polarizaciju u zavisnosti od smera namotavanja provodne žice (koji se poklapa sa željenim smerom cirkularne polarizacije). Antena se napaja koaksijalnim kablom i najčešće se koristi u konfiguraciji sa provodnom ravni – masom ili cilindričnom šupljinom u cilju redukovanja zračenja unazad i povećanja dobitka antene. Dimenzije heliks antene u slučaju aksijalnog moda rada nisu kritične, što rezultuje širim propusnim opsegom nego kod normalnog moda [10].

Generalno se heliks antene realizuju sa uniformnim prečnikom. Međutim, mogu se koristiti i strukture sa neuniformnim prečnikom u cilju proširenja propusnog opsega i poboljšanja zračećih karakteristika antene, slika 3.5.



(a) UNIFORMNI PREČNIK | (b) TEJPEROVANI ZAVRŠNI NAMOTAJI | (c) KONTINUALNI TEJPER | (d) (e) NEUNIFORMNI PREČNIK

Slika 3.5. Različite konfiguracije heliks antena za aksijalni mod rada [13].

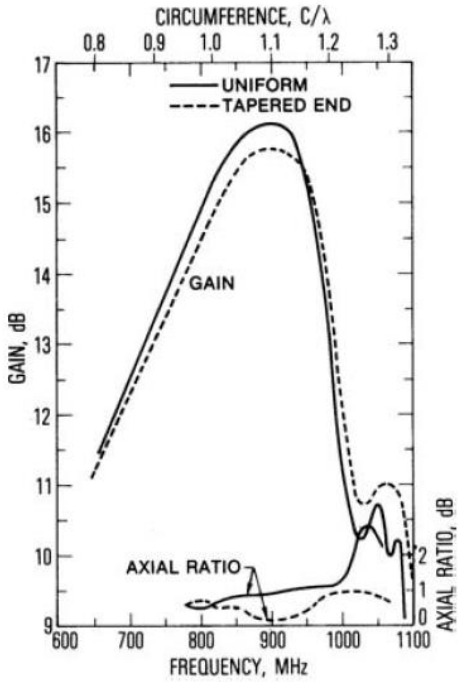
Sem toga, helikoidalne antene sa uniformnim prečnikom mogu biti sa fiksnom (NS=const) i promenljivom dužinom. Ostale konfiguracije prikazane na slici 3.5. predstavljaju heliks antene sa *tejperovanim završnim namotajem* (b), *kontinualno tejperovane (ili konusne)* heliks antene kod kojih se prečnik namotaja smanjuje sa svakim namotajem idući prema kraju antene (c) i *heliksi sa neuniformnim prečnikom* koji mogu biti realizovani od dve ili više različitih sekcija sa uniformnim prečnikom ili kombinovanjem uniformnih i tejperovanih sekcija (d, e) [13].

Ove konfiguracije heliks antena obezbeđuju širi propusni opseg od konvencionalnih heliksa sa uniformnim prečnikom. Na slici 3.6. su prikazani pojačanje i axial ratio (AR) dve slične heliks antene – obe sa istom ukupnom dužinom, s tim što jedna ima uniforman prečnik, a kod druge su poslednja dva namotaja sa tejperovanim prečnikom [3]. Obe antene su prečnika D=116.59 mm, imaju 18 namotaja i ugao inklinacije α=12.5°. Kod helikoidalne antene sa tejperovanim završnim namotajima, poluprečnik dva zadnja namotaja iznosi 75.69 mm. Vidi se da se u slučaju drugog heliksa javlja značajno proširenje propusnog opsega u pogledu AR uz neznatan pad pojačanja [14,15,16].

Interesantno je da axial ratio zavisi isključivo od broja navoja i izražen je jednostavnim obrascem [9,13]:

$$AR = \frac{2N+1}{2N} \tag{3.1-7}$$

na osnovu koga se može zaključiti da, što je veći broj navoja, polarizacija heliks antene je teoretski bliža cirkularnoj (AR→1).



Slika 3.6. Pojačanje i *axial ratio* heliks antene sa uniformnim namotajima i sličnog heliksa kod koga su poslednja dva namotaja tejperovana [13].

Nominalna ulazna impedansa heliks antene koja radi u aksijalnom modu je približno rezistivna i obično se kreće u opsegu 100 Ω-200 Ω. Kako vodovi za napajanje koji se najčešće koriste u praksi (npr. koaksijalni) imaju karakterističnu impedansu oko 50 Ω, da bi se postiglo dobro prilagođenje, potrebno je transformisati impedansu antene na tu vrednost [10]. Jedan od načina je da se pravilno realizuje prva četvrtina navoja koji je najbliži tački napajanja [9,17]. Da bi se ulazna impedansa antene transformisala na 50 Ω, žica prve četvrtine navoja treba da je pljosnata (u obliku trake), a prelaz na žicu kružnog poprečnog preseka postepen (tipično se odvija između ¼ i ½ navoja). Ovakva modifikacija obezbeđuje nižu ulaznu impedansu heliks antene u znatnom, ali ipak smanjenom propusnom opsegu. Tako, na primer, heliks ulazne impedanse 50 Ω ima VSWR < 2 u 40% propusnog opsega, u poređenju sa 70% propusnog opsega 140 Ω-skog heliksa [10].

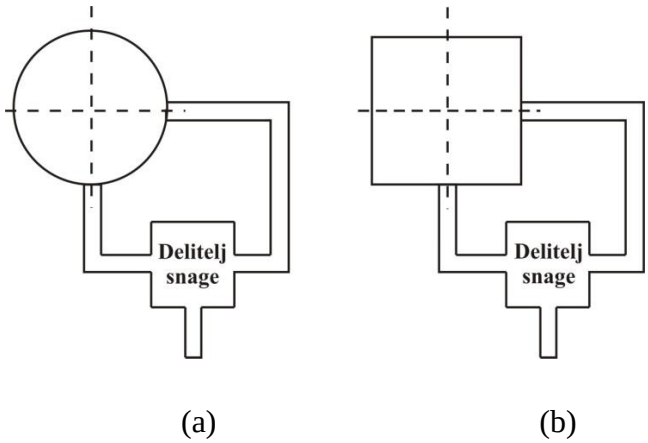
3.2 Štampane antene sa cirkularnom polarizacijom – mikrostrip *patch* antene

Uslov za cirkularnu polarizaciju – da izračeni talas ima dve ortogonalne komponente polja jednakih amplituda koje su u faznoj kvadraturi – se može ispuniti pomoću različitih tipova štampanih antena koje se mogu klasifikovati u dve grupe: rezonatorske i antene sa putujućim talasom. Rezonatorski tip antene predstavlja ***patch*** antena koja može simultano da podržava dva ortogonalna moda u faznoj kvadraturi ili niz linearno polarizovanih *patcheva* sa odgovarajućom orijentacijom i faziranjem. Tip antene sa putujućim talasom se obično realizuje pomoću mikrostrip voda, a cirkularna polarizacija se generiše na bazi zračećih karakteristika diskontinuiteta na vodu, periodičnim savijanjem (meandriranjem) voda [18].

Patch antena je najčešće dizajnirana tako da generiše linearnu polarizaciju. Da bi zračio cirkularno polarizovan talas, *patch* treba da podržava dva ortogonalna moda koja imaju jednake amplitude i faznu razliku od ±90°, gde predznak definiše smer rotacije polja. Ovo se može postići jednim *patchom* koji se pobuđuje na odgovarajući način ili nizom *patcheva* sa odgovarajućim rasporedom i faziranjem. U literaturi se susreću različiti oblici ovih zračećih elemenata pogodnih za realizaciju cirkularne polarizacije – kvadratni, pravougaoni, kružni, eliptični, trougaoni, petougaoni – međutim, u praksi se najviše koriste kvadratni i kružni *patch*. Postoje dva načina napajanja ovakvih *patcheva* kojima se može ostvariti cirkularna polarizacija: dualno-ortogonalno napajanje [19], koje podrazumeva korišćenje eksternog delitelja snage, i napajanje u jednoj tački koje je jednostavije u smislu da nema potrebe za deliteljem snage [18].

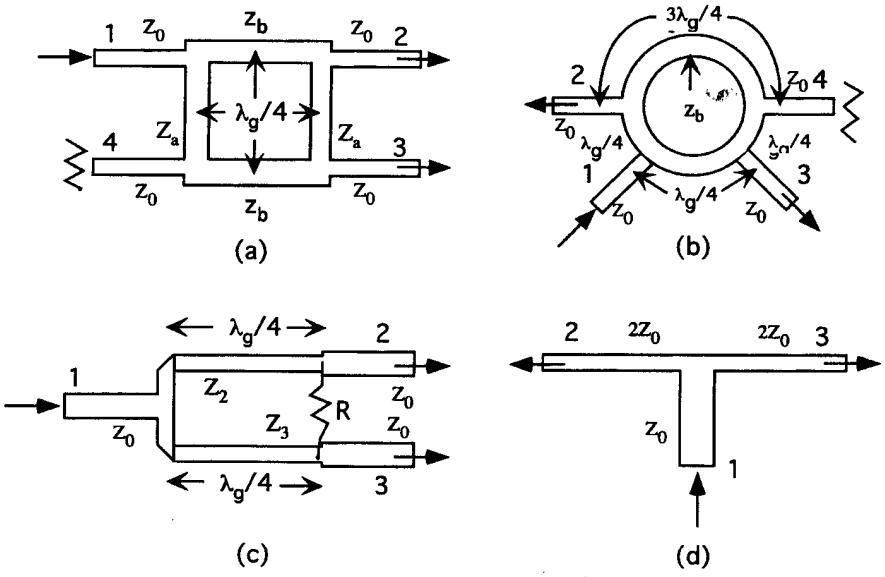
3.2.1 Cirkularno polarizovani *patch* sa dualno-ortogonalnim napajanjem

Osnovna konfiguracija ovako napajanog *patcha* (sa eksternim deliteljem snage) je prikazana na slici 3.7.



Slika 3.7. Shematski prikaz dualno-ortogonalnog napajanja (a) kružnog i (b) kvadratnog *patcha* preko eksternog delitelja snage [18].

Kao delitelji snage mogu se koristiti kvadraturni hibrid, hibridni prsten (*rat-race*), Wilkinsonov delitelj i T-spoj delitelj [18], slika 3.8.



Slika 3.8. Shematski dijagrami kola različitih delitelja snage: (a) kvadraturnog hibrida, (b) hibridni prsten, (c) Wilkinsonovog delitelja i (d) T-spoja.

Od nabrojanih, najpraktičniji je kvadraturni hibrid, pošto deli ulazni signal na dva izlazna sa jednakim amplitudama i fazama u kvadraturi, dok je kod ostalih pomenutih delitelja potrebno na jednom od izlaza dodati vod četvrttalasne dužine da bi se proizveo zahtevani

fazni pomeraj između signala na njegovim izlazima. U Tabeli 3.2.I [18] je dat pregled glavnih karakteristika (u smislu pogodnosti za dobijanje cirkularne polarizacije) ovih delitelja:

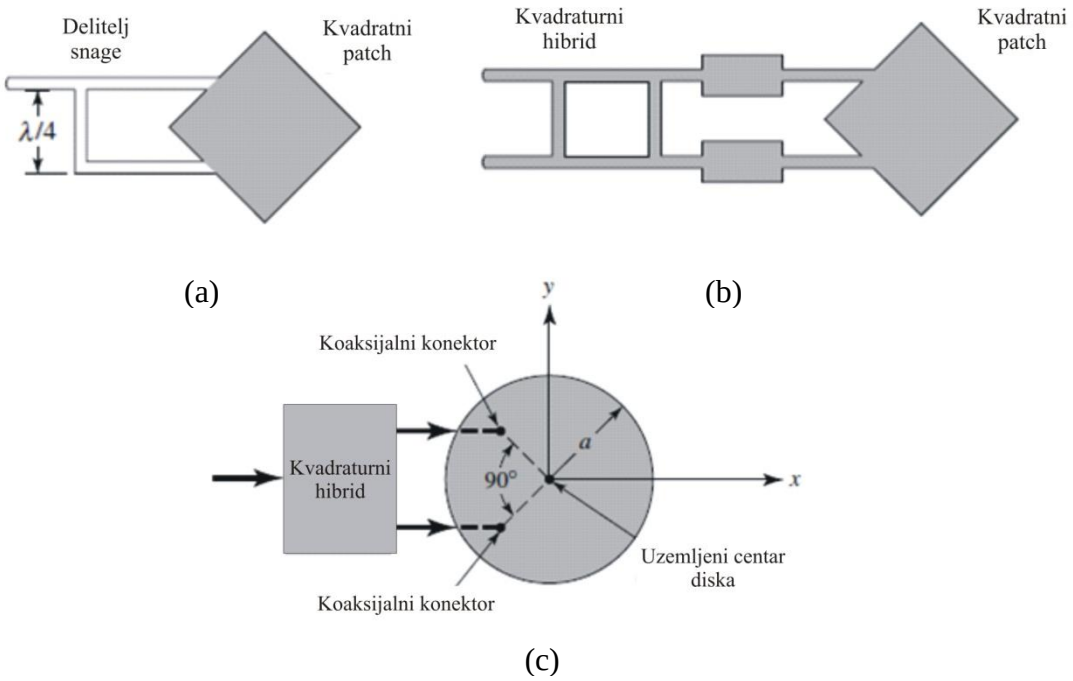
TABELA 3.2.I. OPŠTE KARAKTERISTIKE DELITELJA SNAGE

	Fazni pomeraj od 90°	**Izolacija izlaznog porta**	**Ulazno prilagođenje**	**Mogućnost promene smera cirkularne polarizacije**
T-spoj delitelj	Ne*	Ne	Da**	Ne
Wilkinsonov delitelj	Ne*	Da	Da**	Ne
Kvadraturni hibrid	Da	Da	Da	Da – zamenom ulaznog i izolovanog porta
Hibridni prsten (*rat-race*)	Ne*	Da	Da**	Da – zamenom ulaznog i izolovanog porta

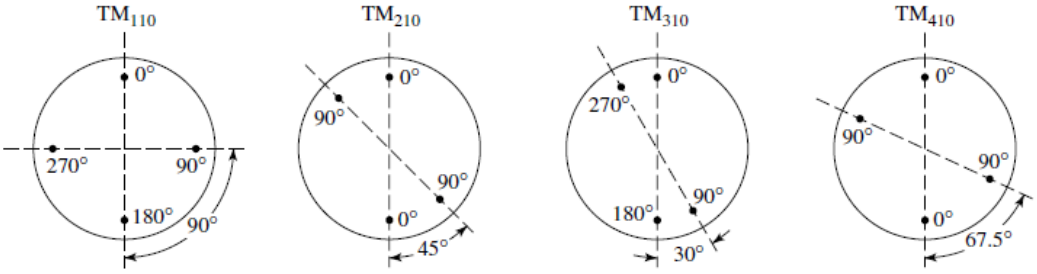
*Potrebno je produžiti jedan od izlaznih vodova za $\lambda_g/4$ da bi se postigao fazni pomeraj
**Sa umetnutim četvrttalasnim vodom na jednom od izlaza

Kao što je već rečeno, cirkularnu polarizaciju je moguće dobiti i kod pravougaonog (ili kvadratnog) i kod kružnog *patch* elementa ukoliko se u njima pobude dva ortogonalna moda jednakih amplituda sa međusobnom faznom razlikom od 90°. Tako je kod kvadratnog *patcha* najjednostavnije ostvariti cirkularnu polarizaciju napajanjem na dve susedne stranice: na jednoj stranici se pobuđuje TM^x_{010}, a na drugoj TM^x_{001} mod. Kvadraturno fazno napajanje obezbeđuje delitelj snage sa linijom za kašnjenje (90°) na ulazu, slika 3.9. (a) ili kvadraturni hibrid, slika 3.9. (b). Primer napajanja kružnog patcha preko kvadraturnog hibrida je prikazan na slici 3.9. (c) [10].

Napajanje preko hibridnog sprežnika obezbeđuje širi propusni opseg u smislu potrebne fazne razlike od 90° između eksitovanih ortogonalnih modova, ali kako je propusni opseg samog *patcha* mali, linija za kašnjenje od 90° često predstavlja zadovoljavajuće rešenje.



Slika 3.9. Primeri dualno-ortogonalnig napajanja na susednim stranicama kvadratnog *patcha*: (a) preko delitelja snage i linije za kašnjenje, (b) preko kvadraturnog hibrida i (c) kružnog *patcha* u tačkama međusobno ugaono pomerenim za 90° [10].



Slika 3.10. Rasporedi tačaka napajanja kružnog *patcha* u kojima se pobuđuju TM_{110} i modovi višeg reda [10].

Na slici 3.10. je prikazano nekoliko primera rasporeda tačaka napajanja za pobuđivanje cirkularne polarizacije za TM_{110} i više modove [10]. U [20] je dat raspored, odnosno ugaono rastojanje između tačaka u kojima treba vršiti napajanje kružnog patcha da bi se pobudili željeni modovi. Kako napajanja odgovarajućih tačaka na *patchu* imaju faznu razliku od 90° da bi se ostvarila cirkularna polarizacija, polja koja se generišu u njima su međusobno ortogonalna. Takođe, da bi se očuvala simetrija dijagrama zračenja i umanjila krospolarizacija potrebno je potisnuti neželjene modove. Jedan od načina da se ovo postigne je da se uvedu dva dodatna napajanja u tačkama pozicioniranim dijametralno originalnim

tačkama napajanjima. Fazni stav ova četiri napajanja treba da bude redom 0°, 90°, 0°, 90° za generisanje parnih modova, odnosno 0°, 90°, 180°, 270° za neparne modove da bi se polja neželjenih modova koja potiču od dva naspramna napajanja poništila, slika 3.10.

3.2.2 Primeri dobijanja cirkularne polarizacije napajanjem *patcha* u jednoj tački

Napajanje u jednoj tački predstavlja kompaktniji način dobijanja CP na patchu koji je skoro kvadratnog oblika (L≈W) ili je eliptičan. Nedostaci ove metode su uži propusni opseg nego u slučaju napajanja u dve tačke i nešto komplikovanija idealna optimizacija dimenzija.

Neki od primera su [10]:

- *Napajanje na dijagonali patcha sa odgovarajućim odnosom dužina stranica*

Kako se cirkularna polarizacija na patchu, u ovom slučaju, ostvaruje pobuđivanjem dva ortogonalna moda (TM^x_{010} i TM^x_{001}) u *broadside* pravcu koja imaju linearno polarizovane komponente električnog polja u pravcu *y*- i *z*-ose, respektivno. Ukoliko je tačka napajanja (y', z'), slika 3.11, pozicionirana na dijagonali tako da je

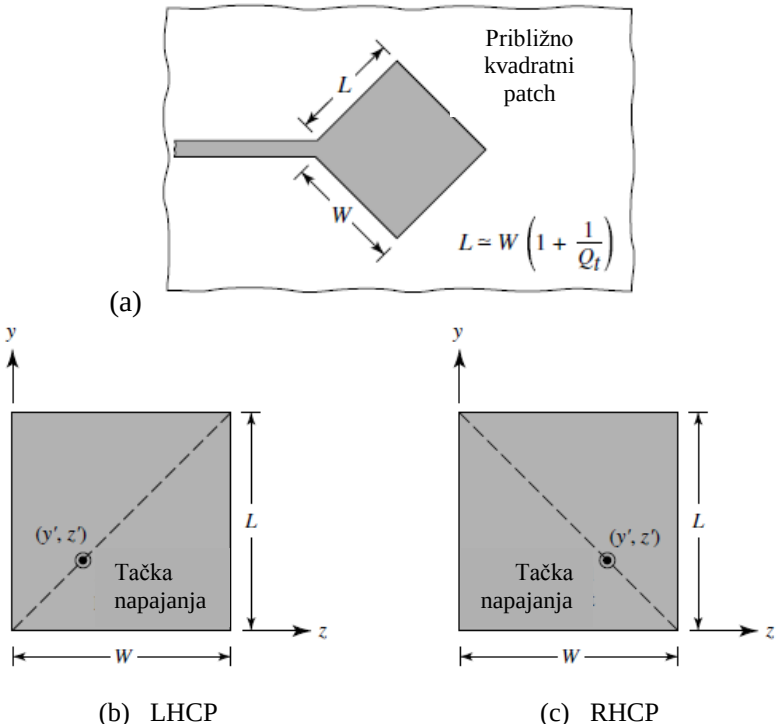
$$\frac{y'}{L} = \frac{z'}{W}, \tag{3.2-1}$$

iz uslova za cirkularnu polarizaciju da su električna polja E_y i E_z jednakih amplituda, a međusobno fazno pomerena za 90°, tj. da *axial ratio* (AR) u *broadside* pravcu ima magnitudu jednaku jedan, a fazu ±90°, dobija se odnos stranica približno kvadratnog patcha [21]:

$$L = W\left(1 + \frac{1}{Q_t}\right) \tag{3.2-2}$$

gde je

$$Q_t = \frac{1}{\tan\delta_{eff}} \tag{3.2-3}$$



Slika 3.11. *Patch* približno kvadratnog oblika napajan u jednoj tački (a) i pozicije tačke napajanja na dijagonali (y', z') u slučajevima leve (b) i desne (c) cirkularne polarizacije [10].

Napajanjem *patcha* duž dijagonale počevši od donjeg levog ugla prema gornjem desnom (b) nalazi se tačka u kojoj se postiže idealna leva cirkularna polarizacija (LHCP), dok se RHCP dobija pomeranjem tačke po suprotnoj dijagonali (c).

Propusni opseg u kom se održava CP u *patchu* napajanom na ovaj način je veoma uzak i prema empirijskoj formuli on iznosi:

$$BW[\%] \cong 12\frac{AR}{Q_t} \tag{3.2-4}$$

gde je AR izražen u dB.

Dva gornja obrasca (3.2-3, 3.2-4) daju dobre rezultate za slučajeve kada Q faktor nije manji od 10, a tačnost se povećava za vrednosti Q znatno veće od 10.

- *Napajanje van dijagonale patcha sa odgovarajućim odnosom dužina stranica*

Cirkularna polarizacija se, takođe, može dobiti i napajanjem *patcha* van glavne dijagonale i to kad mu se dimenzije stranica nalaze u odnosu:

$$L = W\left(1 + \frac{A + \frac{1}{A}}{2Q_t}\right) \tag{3.2-5}$$

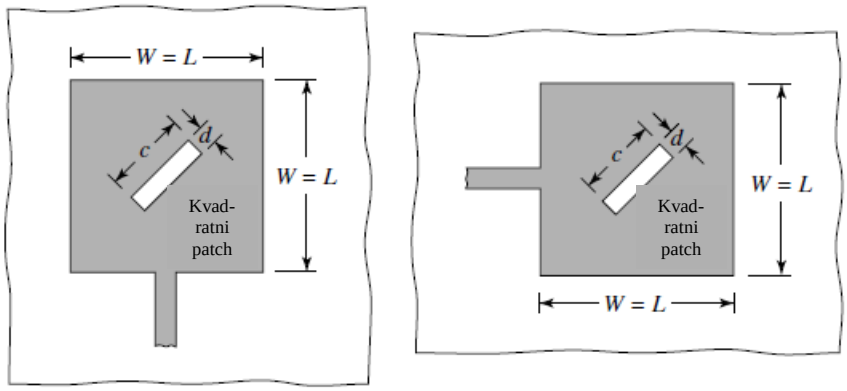
gde je

$$A = \frac{\cos\left(\pi \frac{y'}{L}\right)}{\cos\left(\pi \frac{z'}{W}\right)} \tag{3.2-6}$$

(y' i z' su koordinate na slici 3.2.5).

- *Napajanje u jednoj tački patcha sa prosečenim uzanim prorezom*

Jedan od praktičnih načina da se ostvari CP na *patchu* napajanjem u jednoj tački je prosecanjem uzanog proreza kako je pokazano na slici 3.12.



(a) (b)

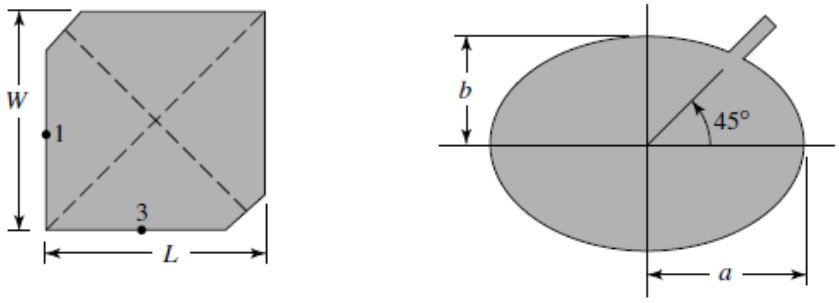
Slika 3.12. Kvadratni patch sa prorezom i napajanjem u jednoj tački za dobijanje desne (a) i leve (b) cirkularne polarizacije [10].

Dimenzije slota treba da zadovoljavaju relacije:

$$c = \frac{L}{2.72} = \frac{W}{2.72}, \quad d = \frac{c}{10} = \frac{L}{27.2} = \frac{W}{27.2} \tag{3.2-7}$$

- *Napajanje u jednoj tački kvadratnog ili kružnog patcha čiji je oblik modifikovan*

Trimovanjem kvadratnog *patcha* na dijametralno suprotnim uglovima i napajanjem u tačkama 1 ili 3 ili modifikacijom cirkularnog *patcha* u eliptični i dodavanjem „tabova“, slika 3.13, moguće je dobiti cirkularnu polarizaciju talasa.



L=W

(a) (b)

Slika 3.13. Kvadratni *patch* sa trimovanim uglovima (a) i eliptični *patch* sa dodatim tabom (b) za dobijanje cirkularne polarizacije [10].

3.2.3 Glavni nedostaci *patch* antena

Uzak propusni opseg i potencijalno manja efikasnost zračenja u poređenju sa drugim tipovima antena (mada na ovu karakteristiku značajan uticaj imaju osobine supstrata – dielektrična konstanta i debljina) predstavljaju osnovne nedostatke *patch* antena.

U supstratu sa većom dielektričnom konstantom i debljinom dolazi do povećane eksitacije površinskog talasa što umanjuje efikasnost zračenja *patcha*. S druge strane, ukoliko je supstrat previše tanak, efikasnost će biti mala zbog gubitaka u provodniku i dielektriku. Na primer, za teflon (ε_r=2.2, tanδ=0.001) i bakar od koga su realizovani *patch* i masa (provodnosti 3.0×10^7 S/m), maksimalna efikasnost zračenja iznosi oko 90% za debljinu supstrata od oko $0.02\lambda_0$ [13].

Propusni opseg raste s povećanjem debljine supstrata i smanjenjem permitivnosti (dielektrične konstante), pa se korišćenjem debljih supstrata s malom permitivnošću (kao što je npr. penasti supstrat) može obezbediti širi propusni opseg.

Maksimalne (VSWR<2) vrednosti propusnih opsega kod pravougaonih *patch* antena, realizovanih od bakra na teflonu, koje imaju odnos dužine stranica (W/L) 1.5, biće oko 2.5% i to kada je debljina supstrata oko $0.025\lambda_0$. Za tipičan supstrat debljine oko $0.01\lambda_0$ propusni opseg je oko 1.5% [13].

Postoje različite metode za prevazilaženje ovih nedostataka – sem upotrebe debljih supstrata sa malom permitivnošću, propusni opseg se može proširiti i promenom geometrije *patcha* ili korišćenjem napajanja spregnutog sa otvorom (*aperture-coupled feed*), umesto preko koaksijalnog voda.

3.2.4 Propusni opseg impedanse i *axial ratio*-a *patcha* sa cirkularnom polarizacijom

U [22] su izvedeni izrazi u zatvorenom obliku za propusne opsege impedanse i *axial ratio*-a pravougaonog (približno kvadratnog) cirkularno polarizovanog *patcha*. *Patch* je napajan duž dijagonale u jednoj tački da bi se pobudila dva ortogonalna moda prostiranja u cilju postizanja cirkularne polarizacije.

Za propusni opseg impedanse *patcha* sa cirkularnom polarizacijom dobijen je izraz:

$$BW_{CP}^{IMP} = \frac{\sqrt{2(VSWR_{max} - 1)}}{Q} \tag{3.2-8}$$

Kako je propusni opseg impedanse istog, ali linearno polarizovanog *patcha* dat relacijom [21]:

$$BW_{LP}^{IMP} = \frac{VSWR_{max} - 1}{Q\sqrt{VSWR_{max}}} \tag{3.2-9}$$

gde su $VSWR_{max}$ i Q maksimalni dozvoljeni koeficijent stojećeg talasa (najčešće 2) i Q-faktor antene, respektivno.

Iz izraza (3.2-8) i (3.2-9) se može zaključiti da je propusni opseg *patcha* sa cirkularnom polarizacijom bar $\sqrt{2}$ puta veći od identičnog patcha kada je ovaj linearno polarizovan.

Takođe je u [23] i [24] izveden obrazac za propusni opseg AR (*axial ratio*-a) cirkularno polarizovanog pravougaonog *patcha*:

$$BW_{CP}^{AR} = \frac{AR_{max} - 1}{Q\sqrt{AR_{max}}} \tag{3.2-10}$$

Kako je

$$AR_{max}\,[dB] = 20logAR_{max} = 20\frac{\ln(AR_{max})}{\ln(10)} \tag{3.2-11}$$

sledi da je:

$$AR_{max} = e^{AR_{max}[dB][\ln(10)/20]} \tag{3.2-12}$$

pa razvijanjem u red desne strane izraza (3.2-12) dobijamo:

$$AR_{max} \cong 1 + AR_{max}[dB]\,\frac{\ln(10)}{20} \tag{3.2-13}$$

Ako (3.2-13) zamenimo u relaciju za širinu propusnog opsega *axial ratio*-a (3.2-10) i primenimo binomni razvoj na izraz pod korenom u imeniocu, zadržavajući pritom samo članove veće „težine“, dobićemo:

$$BW_{CP}^{AR} \cong \frac{1}{Q}\,\frac{\ln(10)}{20}\,AR_{max}[dB] \cong \frac{0.115}{Q}\,AR_{max}[dB] \tag{3.2-14}$$

što se, praktično, svodi na aproksimativni obrazac dat u (3.2-4) koji predstavlja samo linearizaciju izraza (3.2-10).

Pored toga, izraz (3.2-10) je po formi identičan izrazu kojim je određen propusni opseg impedanse *patcha* sa linearnom polarizacijom (3.2-9), sem što umesto $VSWR_{max}$ ovde figuriše AR_{max} koji predstavlja maksimalnu dozvoljenu vrednost *axial ratio*-a, a to je obično

$\sqrt{2}$, odnosno 3 dB. Ukoliko uvrstimo vrednosti za $VSWR_{max}$ (=2) i AR_{max} ($=\sqrt{2}$) u (3.2-8), (3.2-9) i (3.2-10), dobijamo relacije kojima su vezani pojedini propusni opsezi. Tako je, na primer, propusni opseg impedanse cirkularno polarizovanog *patcha* jednak:

$$BW_{CP}^{IMP} = \frac{\sqrt{2}}{Q} \tag{3.2-15}$$

dok je propusni opseg za *axial ratio* istog *patcha*:

$$BW_{CP}^{AR} = \frac{1}{Q\sqrt{2}} \approx \frac{0.348}{Q} \tag{3.2-16}$$

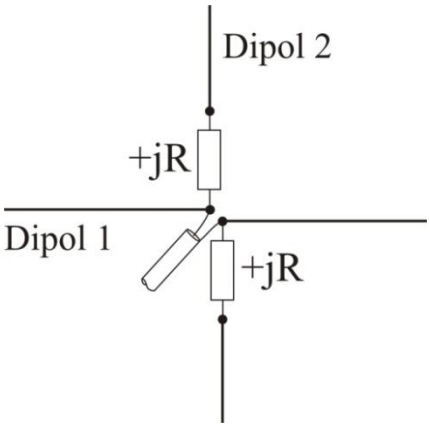
Kako je pod istim uslovima izračunati propusni opseg impedanse *patcha* koji je linearno polarizovan:

$$BW_{LP}^{IMP} = \frac{1}{Q\sqrt{2}} \approx \frac{0.707}{Q} \tag{3.2-17}$$

možemo izvesti zaključak da je propusni opseg *axail ratio*-a cirkularno polarizovanog patcha približno upola manji od propusnog opsega impedanse istog *patcha* sa linearnom polarizacijom, a da se pri maksimalnim dozvoljenim vrednostima VSWR-a i AR-a propusni opsezi impedansi cirkularno polarizovanog i linearno polarizovanog *patcha* nalaze u odnosu 2:1.

3.3 Koncept realizacije ukrštenih dipola sa cirkularnom polarizacijom bez faznog pomerača

U [9] se pominje ideja formiranja antene sa kružnim dijagramom zračenja i horizontalnom polarizacijom (*turnstile*) pomoću dva cilindrična ukrštena dipola čije su impedanse konjugovano-kompleksne. Takođe, ova antena zrači i cirkularno polarizovan talas u pravcu normalnom na ravan dipola. Koncept je prvi put dat u [5] i odnosi se na metod dobijanja cirkularne polarizacije bez faznog pomerača, odnosno linije za kašnjenje, kod ortogonalnih ukrštenih cilindričnih dipola tako što se dimenzije dipola (poluprečnik i dužina) određuju tako da im je impedansa Z=R–jR, a zatim se između krajeva jednog od dipola i tačke napajanja serijski vezuje induktivna reaktansa +jR, tako da impedansa ovog dipola postaje Z=R+jR, slika 3.14. Na ovaj način se ispunjavaju uslovi potrebni za cirkularnu polarizaciju – struje oba dipola su jednakih magnituda, a faze su im +45°, odnosno -45°, što obezbeđuje međusobnu faznu razliku od 90°. Sem toga, rezultantna impedansa paralelne veze ovakva dva dipola iznosi R, pa će postojati savršeno prilagođenje na napojni vod ukoliko je i njegova impedansa jednaka R.



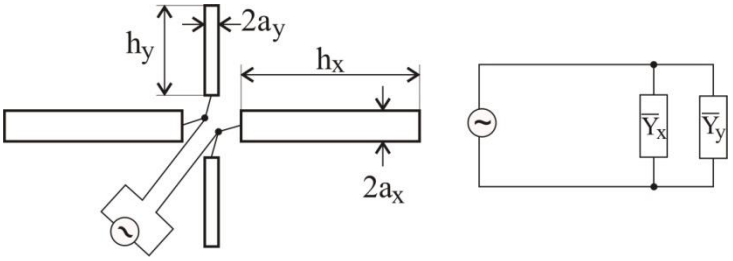
Slika 3.14. Metod dobijanja kvadraturnog napajanja cilindričnih ukrštenih dipola dodavanjem redne induktivne reaktanse jednom od dipola.

Takođe je u [25] prikazan način dobijanja cirkularne polarizacije pomoću dva ortogonalna dipola vezana u paralelu i napajana zajedničkim vodom. U odnosu na ranije korišćene metode kojima se cirkularna polarizacija kod ukrštenih, približno polutalasnih, dipola ostvarivala napajanjem preko faznih pomerača ili linija za kašnjenje, ovde novinu

predstavlja korišćenje dipola različitih dužina koje su odabrane tako da su realni delovi admitansi jednog i drugog dipola jednake, a fazni pomeraj između njih jednak 90°. Ako je zadovoljen ovaj uslov, ukršteni dipoli će zračiti cirkularno polarizovan talas u pravcu normalnom na ravan u kojoj se nalaze.

3.3.1 Uslovi za cirkularnu polarizaciju

Na slici 3.15 su prikazani ortogonalni cilindrični dipoli sa naznačenim dimenzijama, napajani u paraleli, i njihovo ekvivalentno električno kolo. Međusobna sprega između dipola se može smatrati zanemarljivom dokle god su njihove dužine mnogo veće od njihovih radijusa i ako je svaki od dipola postavljen u neutralnu (nultu) potencijalnu ravan drugog dipola.



Slika 3.15. Ukršteni cilindrični dipoli za cirkularnu polarizaciju i ekvivalentno električno kolo [25].

U opštem slučaju, dva ortogonalana dipola će zračiti eliptično polarizovan talas. Da bi se dobio cirkularno polarizovan talas, struje kojima se napajaju dipoli treba da budu jednakih amplituda sa međusobnim faznim pomerajem od 90°. Ovo je ekvivalentno uslovu da su konduktanse dipola jednake i da se faze njihovih admitansi razlikuju za 90°, tj:

$$G_x = G_y \quad \text{i} \quad \arg\overline{Y}_x = \arg\overline{Y}_y \pm 90^\circ , \tag{3.3-1}$$

gde su: $\overline{Y}_x = G_x + jB_x$ i $\overline{Y}_y = G_y + jB_y$

Gornje relacije predstavljaju opštiji uslov za cirkularnu polarizaciju od navedenog u [9] i [5], jer pokazuju da nije neophodno da realni i imaginarni delovi impedansi dipola budu

jednaki ($R_{x/y}=X_{x/y}$), tj. da je koncept opisan u navedenim referencama samo jedno od mogućih rešenja.

Izračunata ulazna admitansa jednog dipola u zavisnosti od njegove dužine je data na dijagramu, slika 3.16, za dužine u okolini λ/2. Ove vrednosti admitansi su izračunate na osnovu jednostavnog obrasca u zatvorenoj formi za impedansu cilindričnog dipola, uz ograničenje da polovina dužine dipola nije mnogo veća od četvrtine talasne dužine, a to je slučaj koji se, inače, najčešće sreće u praksi [19]:

$$Z_i = R(\beta h) - j\left[120\left(\ln\frac{h}{a} - 1\right)\cot(\beta h) - X(\beta h)\right] \tag{3.3-2}$$

gde su:

Z_i – ulazna impedansa [Ω] cilindričnog dipola dužine *2h* i radijusa *a* napajanog u centru,

$\beta h = (2\pi/\lambda)h$ - električna dužina [rad].

Funkcije *R(βh)* i *X(βh)* se mogu aproksimirati sa tačnošću ±0.5Ω polinomima trećeg reda:

$$R(\beta h) = -0.4787 + 7.3246\beta h + 0.3963(\beta h)^2 + 15.6131(\beta h)^3 \tag{3.3-3}$$

$$X(\beta h) = -0.4456 + 17.0082\beta h - 8.6793(\beta h)^2 + 9.6031(\beta h)^3 \tag{3.3-4}$$

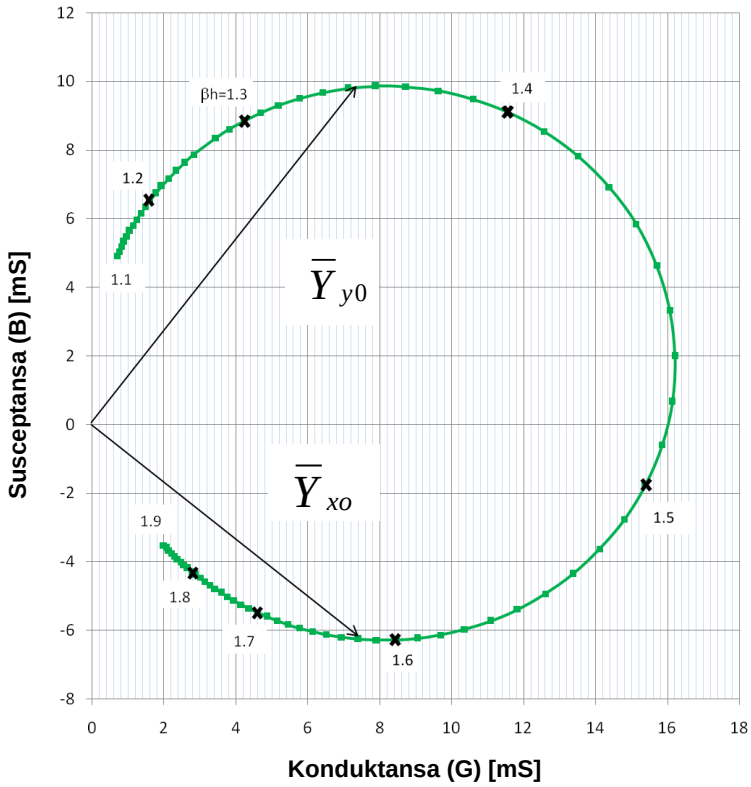
Za prikazani primer grafičkog određivanja električnih dužina jednog i drugog dipola, impedansa (odnosno admitansa) je računata za

$$\frac{h_x}{a_x} = \frac{h_y}{a_y} = 100,$$

gde su h_x, h_y dužine prvog i drugog cilindričnog dipola, a a_x, a_y njihovi poluprečnici, respektivno.

Na slici 3.16 je pokazano kako se, iz dijagrama admitanse dipola izračunate za vrednosti električne dužine *βh* u okolini λ/2, grafički mogu odrediti električne dužine $\beta h_{(x0,y0)}$

jednog i drugog dipola za koje je zadovoljen uslov za cirkularnu polarizaciju (jednaki realni delovi admitansi, a fazna razlika između njih jednaka 90°.

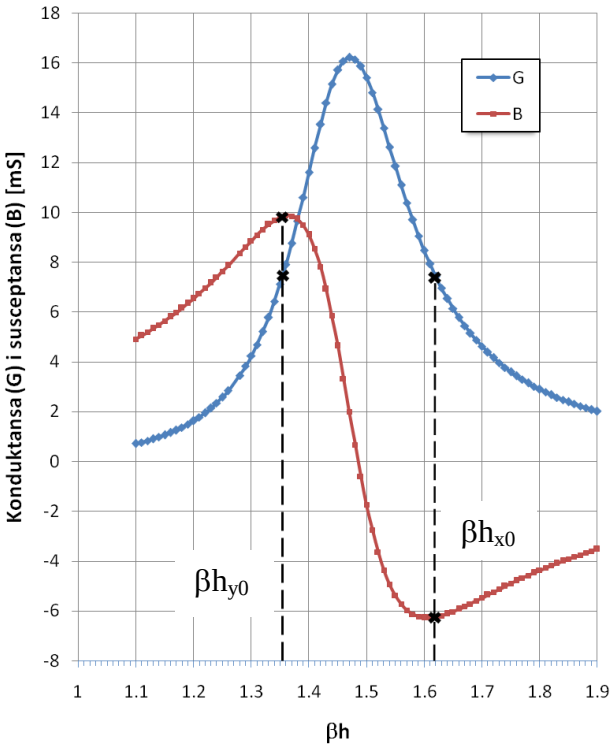


Slika 3.16. Grafičko određivanje električnih dužina cilindričnih dipola (h_{x0} i h_{y0}) u okolini polovine talasne dužine sa kojima je ispunjen uslov za cirkularnu polarizaciju.

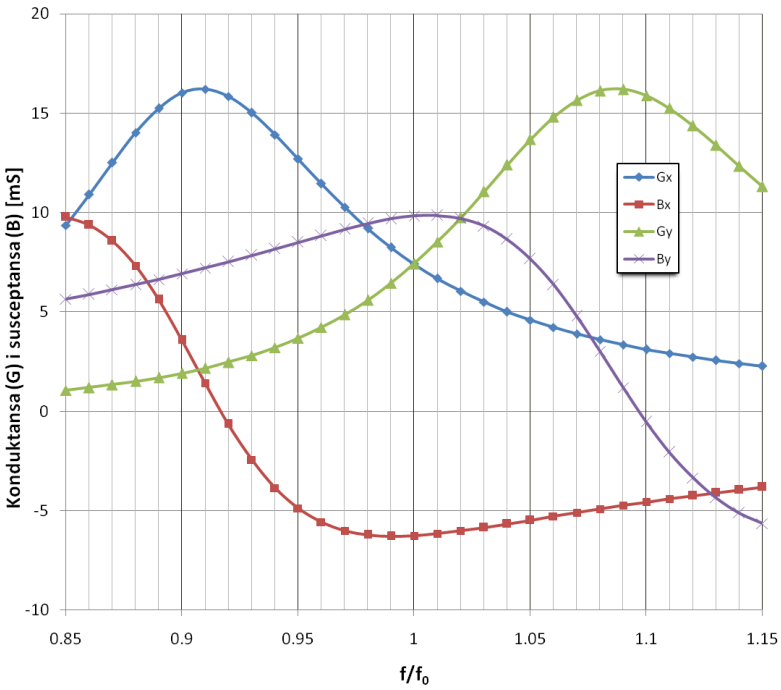
U prikazanom primeru dobijene su vrednosti $\beta h_{x0} \approx 1.62$ i $\beta h_{y0} \approx 1.354$. Ukoliko bi se račun sproveo za još veće električne dužine, videlo bi se da je moguće naći još kombinacija dužina dipola sa kojima bi se ostvarila cirkularna polarizacija. Na slici 3.17 je dat grafik varijacije konduktanse i susceptanse sa promenom električne dužine (sa naznačenim dužinama βh_{x0} i βh_{y0}).

Sa odstupanjem od centralne frekvencije f_0 na kojoj su ispunjeni uslovi za cirkularnu polarizaciju, ortogonalni dipoli više neće zračiti kružno, već eliptično polarizovan talas. Kako je $\beta h_x = \beta_0 h_x \dfrac{f}{f_0}$ i $\beta h_y = \beta_0 h_y \dfrac{f}{f_0}$, izračunate su vrednosti konduktansi i susceptansi za oba dipola u frekvencijskom opsegu $f_0 \pm 15\%$ i prikazana njihova promena sa frekvencijom, slika 3.18. Ukupna ulazna admitansa $\overline{Y}_i = G_i + jB_i = \overline{Y}_x + \overline{Y}_y$ je data na dijagramu ma slici 3.19 kao

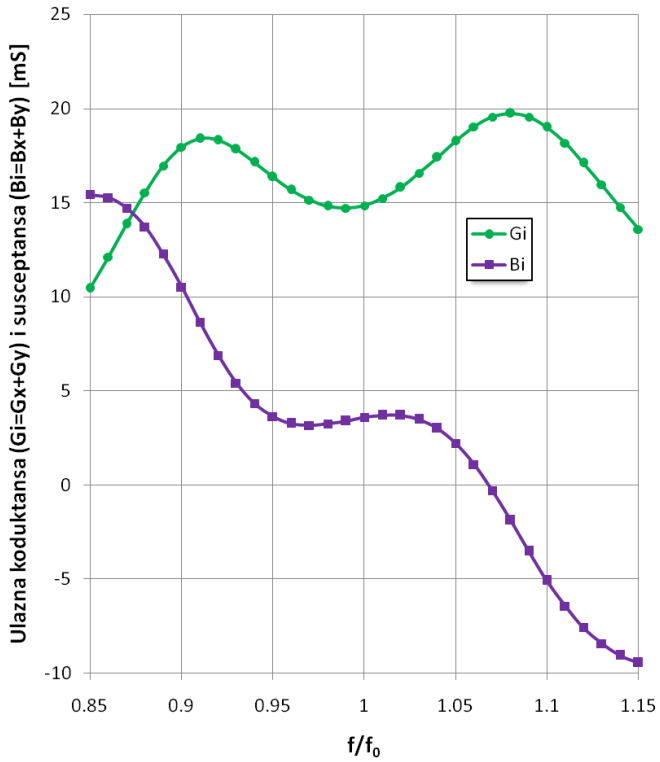
funkcija frekvencije, dok je fazna razlika između admitansi jednog i drugog dipola prikazana na slici 3.20.



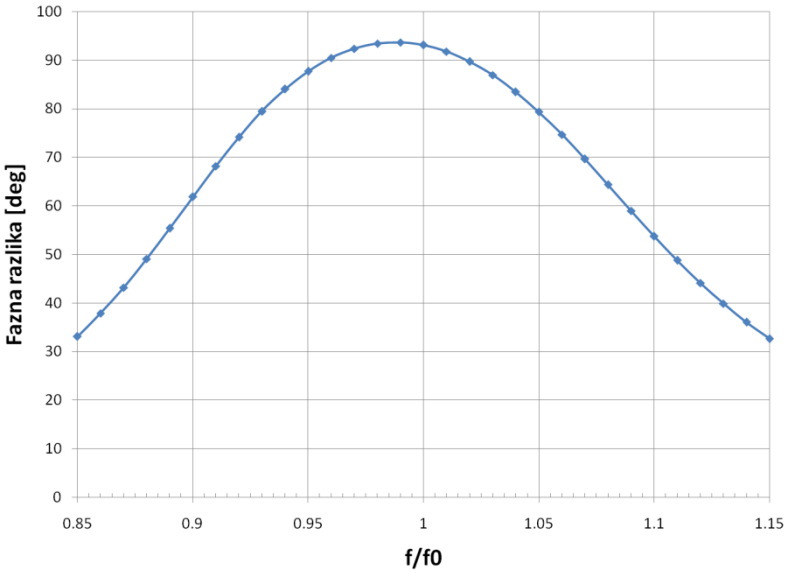
Slika 3.17. Realni i imaginarni delovi admitansi dipola u zavisnosti od električne dužine βh.



Slika 3.18. Ulazne admitanse pojedinačnih dipola u zavisnosti od frekvencije.



Slika 3.19. Ulazna admitansa paralelne veze dva ukrštena dipola.



Slika 3.20. Fazna razlika između admitansi dva ukrštena dipola u zavisnosti od frekvencije.

3.3.2 Polarizaciona elipsa i *axial ratio* (AR) [25]

Na osnovu prethodno izračunatih konduktansi ortogonalnih dipola (G_x, G_y) može se doći do vrednosti axial ratio-a pomoću izraza čije ćemo izvođenje ovde pokazati. Kako je snaga x- i y-komponente talasa proporcionalna G_x i G_y, amplitude komponenti električnog polja $\overline{E}_x$ i $\overline{E}_y$ će biti proporcionalne $\sqrt{G_x}$ i $\sqrt{G_y}$, i ako usvojimo da su (slika 3.21):

E_x – komponenta električnog polja u pravcu x-ose,

E_y – komponenta električnog polja u pravcu y-ose,

E_x' – komponenta električnog polja u pravcu x'-ose,

E_y' – komponenta električnog polja u pravcu y'-ose,

τ – ugao između xy i $x'y'$ koordinatnih sistema,

τ_0 – ugao između dipola i glavne ose polarizacione elipse,

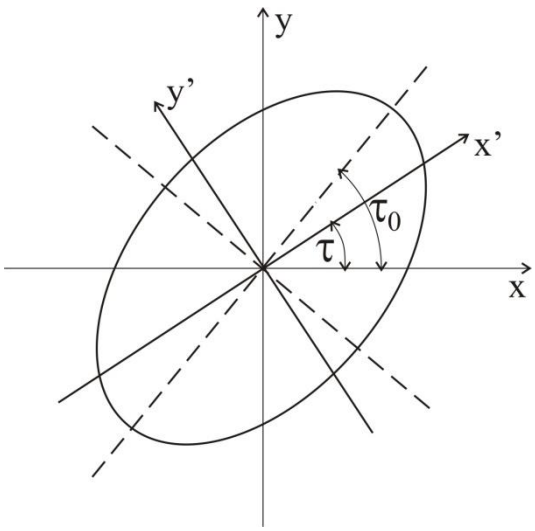
$A_x = \sqrt{G_x}$ – amplituda komponente električnog polja u pravcu x-ose,

$A_y = \sqrt{G_y}$ – amplituda komponente električnog polja u pravcu y-ose,

$R = A_y / A_x$,

δ_x – faza komponente električnog polja u pravcu x-ose,

δ_y – faza komponente električnog polja u pravcu y-ose,



Slika 3.21. Skica polarizacione elipse.

onda se električno polje u pravcu x'-ose može izraziti kao:

$$E_x' = E_x \cos\tau + E_y \sin\tau \tag{3.3-5}$$

gde su:

$$E_x = A_x \cos(\omega t + \delta_x) \quad \text{i} \quad E_y = A_y \cos(\omega t + \delta_y) \tag{3.3-6}$$

pa se zamenom (3.3-6) u (3.3-5) izraz za električno polje u pravcu x'-ose može napisati kao:

$$E_x' = A_x' \cos(\omega t + \delta_x') \tag{3.3-7}$$

gde su:

$$A_x' = \sqrt{\left(A_x \cos\delta_x \cos\tau + A_y \cos\delta_y \sin\tau\right)^2 + \left(A_x \sin\delta_x \cos\tau + A_y \sin\delta_y \sin\tau\right)^2} \tag{3.3-8}$$

i

$$\delta_x' = \tan^{-1}\left(\frac{A_x \sin\delta_x \cos\tau + A_y \sin\delta_y \sin\tau}{A_x \cos\delta_x \cos\tau + A_y \cos\delta_y \sin\tau}\right) \tag{3.3-9}$$

Na sličan način se dobijaju amplituda komponente polja u pravcu y'-ose (A_y') i faza komponente električnog polja u pravcu y'-ose (δ_y'). Kako je

$$E_y' = -E_x \sin\tau + E_y \cos\tau = A_y' \cos(\omega t + \delta_y')$$

dobijamo:

$$A_y' = \sqrt{\left(-A_x \cos\delta_x \sin\tau + A_y \cos\delta_y \cos\tau\right)^2 + \left(-A_x \sin\delta_x \sin\tau + A_y \sin\delta_y \cos\tau\right)^2} \tag{3.3-10}$$

$$\delta_y' = \tan^{-1}\left(\frac{-A_x \sin\delta_x \sin\tau + A_y \sin\delta_y \cos\tau}{-A_x \cos\delta_x \sin\tau + A_y \cos\delta_y \cos\tau}\right) \tag{3.3-11}$$

Ugao τ_0 između glavne ose polarizacione elipse i dipola koji je postavljen u pravcu *x*-ose se dobija diferenciranjem A_x' po τ, izjednačavanjem rezultata sa nulom i rešavanjem za $\tau = \tau_0$.

Ako uvedemo

$$\delta = \delta_x - \delta_y \quad \text{i} \quad R = \frac{A_y}{A_x}, \tag{3.3-12}$$

dobija se:

$$\tau_0 = \frac{1}{2}\tan^{-1}\frac{2R\cos\delta}{1-R^2} \tag{3.3-13}$$

Axial ratio polarizacione elipse je definisan kao:

$$R_0' = \frac{A_y'}{A_x'}\Big|_{\tau=\tau_0} \tag{3.3-14}$$

pa se zamenom izraza (3.3-8) i (3.3-10) u relaciju (3.3-14), i uvođenjem (3.3-12) radi pojednostavljenja, dobija:

$$R_0' = \sqrt{-1 + \frac{1+R^2}{\cos^2\tau_0 + R^2\sin^2\tau_0 + 2R\cos\tau_0\sin\tau_0\cos\delta}}, \tag{3.3-15}$$

gde je τ_0 određen izrazom (3.3-13).

Axial ratio izražen u dB je:

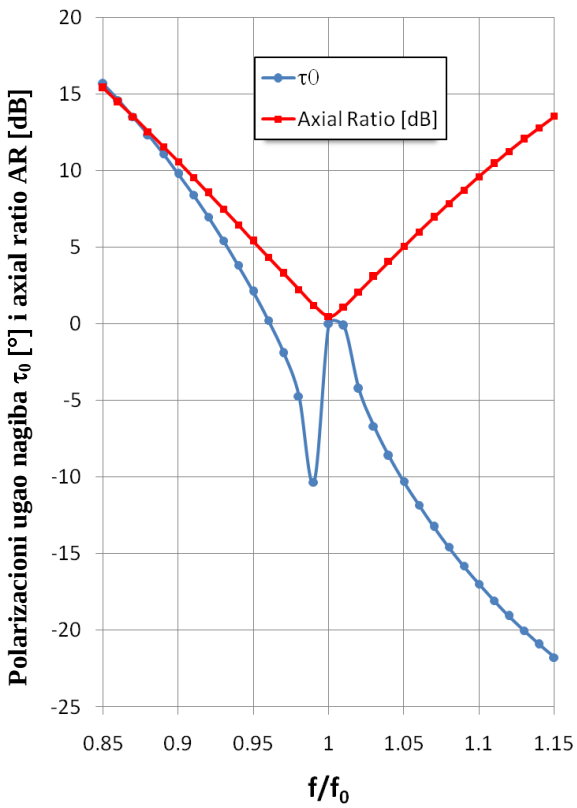
$$AR[dB] = 20\log R_0' \tag{3.3-16}$$

Na slici 3.22 su prikazani dijagrami promene polarizacionog ugla nagiba τ_0 i axial ratio-a (AR) za opisani primer ortogonalnih dipola čije su admitanse (konduktanse i susceptanse) date na slici 3.18, u frekvencijskom opsegu $f_0 \pm 15\%$. Primetimo da se u okolini tačke $f = f_0$ pojavljuje nagli diskontinuitet τ_0-krive usled toga što male varijacije vrednosti *R*

i δ u blizini f_0 uzrokuju relativno velike promene ugla τ_0 izračunate prema obrascu (3.3-13) čija vrednost, u tom slučaju, postaje neodređena. Međutim, kako funkcija $\cos\delta$ brže teži nuli od funkcije $1-R^2$ (kad $R \to 1$ i $\delta \to 90^\circ$), može se smatrati da je za $f = f_0$:

$$\lim_{\substack{R\to 1\\ \delta\to 90^\circ}} \left[\frac{\cos\delta}{1-R^2}\right] \to \frac{0}{0} \to 0$$

pa je i vrednost ugla τ_0 jednaka nuli za $f = f_0$.



Slika 3.22. Axial ratio (AR) i polarizacioni nagibni ugao (τ_0) ukrštenih cilindričnih dipola u zavisnosti od frekvencije.

Interesantno je da se sve do 1996. godine [26], prema našim saznanjima, nigde u literaturi ne pominje konkretno rešenje ili realizacija pomenutog koncepta. Pretpostavljamo da je razlog relativno komplikovano izvođenje strukture formirane od cilindričnih dipola prikazane u [5], gde je jedan dipol imao dužinu i prečnik koji su odgovarali impedansi od (70–j70) Ω, dok je drugi dipol imao pregradu unutar cevi i žičani izvod sa sredine pregrade

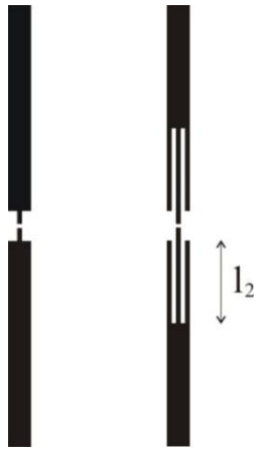
kako bi se dobila konjugovano-kompleksna impedansa od (70+j70) Ω. Paralelnim vezivanjem ovih dipola se dobijala čisto rezistivna impedansa od (70+j0) Ω. Međutim, realizacija induktivnog dipola impedanse (70+j70) Ω, kao i paralelno povezivanje dipola od metalnih cevi sa pregradama su bili komplikovani za realizaciju i zahtevali su podešavanja u nekoliko koraka pre montiranja antene.

U [26] je prikazana ne cilindrična već planarna i, što je najvažnije, monolitna struktura koju je moguće realizovati iz jednog komada provodnog lima. Ista struktura je veoma pogodna za realizaciju, takođe monolitnu, na dielektričnoj podlozi, tako da se može koristiti na mikrotalasnim opsezima. Posebna i njena najčešća primena je u kombinaciji sa reflektorskom pločom gde se koristi kao antena sa cirkularnom polarizacijom što će biti detaljno izloženo u sledećem poglavlju.

4 Koncept i realizacija cirkularno polarizovanih štampanih antenskih struktura sa konjugovano-kompleksnim impedansama

4.1 Nova štampana antena sa cirkularnom polarizacijom

Kao što je već pokazano u poglavlju 3, cirkularna polarizacija se može dobiti ako se dva ortogonalna dipola napajaju strujama istog intenziteta, a fazama u kvadraturi [9], [25]. Fazna razlika od 90° se konvencionalno dobija napajanjem dipola vodovima čija se električna dužina razlikuje za $\lambda/4$ ili mrežom sa reaktivnim elementima koja obezbeđuje fazni pomeraj napajanja dipola od $\pi/2$. Međutim, može se pokazati da se potreban fazni pomeraj i jednaki intenziteti struja napajanja dipola mogu dobiti ukoliko se dipoli napajaju paralelno, pod uslovom da su im impedanse konjugovano-kompleksne i da su im realni i imaginarni delovi jednaki, odnosno da je Z_1=R-jX, Z_2=R+jX i R=X [26,27,28]. Dužina i širina prvog trakastog (kapacitivnog) dipola su optimizovane tako da mu impedansa bude $Z_1 \cong (50-j50)\ \Omega$. Naravno, u tom slučaju je dipol kraći od polutalasnog. Zbog izbalansiranosti pojačanja dva dipola, za drugi trakasti dipol je usvojena ista dužina kao kod prvog, ali napojna traka ulazi između dva proreza trake dipola, slika 4.1.



Slika 4.1. Par dipola sa konjugovano-kompleksnim impedansama.

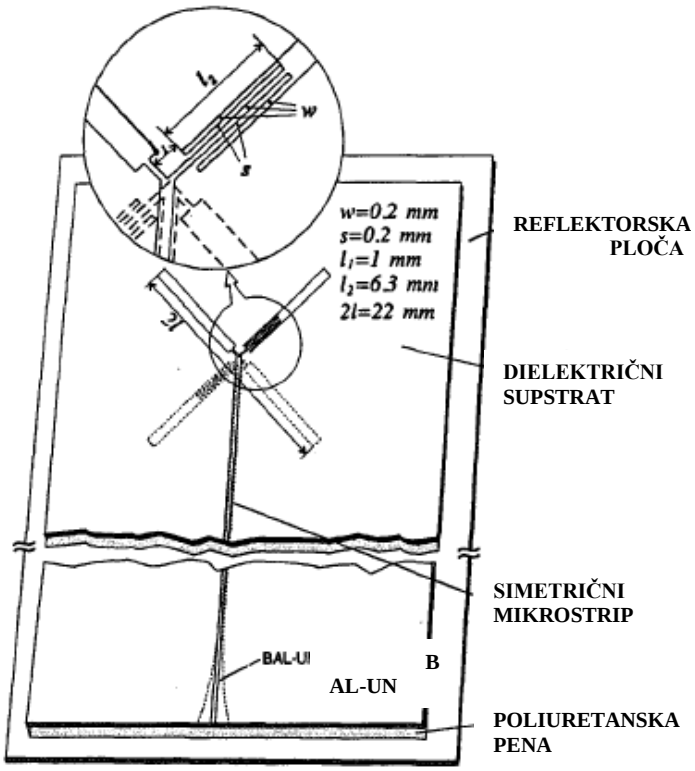
Dužina ulazne napojne trake unutar trake dipola (l_2) je optimizovana tako da impedansa drugog (induktivnog) dipola bude $Z_2 \cong (50+j50)\ \Omega$. U tom slučaju se, pored cirkularne polarizacije, dobija ukupna impedansa paralelne veze dipola $(50+j0)\ \Omega$ u tački

napajanja. Dipoli su optimizovani sa uračunatim uticajem reflektorske ploče koja se nalazi na rastojanju od $\lambda_0/4$ od ravni dipola. Analiza i optimizacija je izvedena korišćenjem programskog paketa WIPL-D [29].

4.1.1 Mreža za napajanje ukrštenih dipola

Prikazaćemo dve metode paralelnog napajanja ukrštenih dipola čije impedanse zadovoljavaju prethodno navedene uslove:

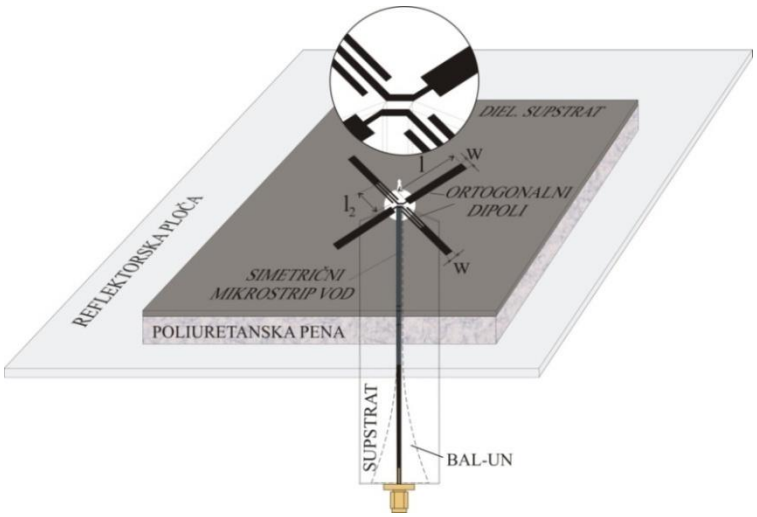
(1) Polovina prvog i drugog ukrštenog dipola se nalaze sa jedne strane dielektrične podloge i povezane su sa jednom trakom simetričnog mikrostrip voda, dok se druge polovine oba dipola nalaze s druge strane dielektrične podloge i povezane su s drugom trakom simetričnog mikrostrip voda, slika 4.2. Simetrični (balansirani) mikrostrip vod je preko *bal-una* transformisan u nesimetrični (konvencionalni) mikrostrip vod [27,30,31].



Slika 4.2. Napajanje ukrštenih dipola simetričnim mikrostrip vodom u ravni dipola.

(2) Oba ukrštena dipola se nalaze sa iste strane dielektrične podloge, a napajanje je izvedeno preko simetričnog (balansiranog) mikrostrip voda postavljenog normalno na

dielektričnu podlogu na kojoj se nalaze ukršteni dipoli, slika 4.3. Simetrični mikrostrip vod prolazi kroz otvor na reflektorskoj ploči iza koje se nalazi *bal-un*, tj. prelaz na nesimetrični (konvencionalni) mikrostrip.



Slika 4.3. Napajanje ukrštenih dipola simetričnim mikrostrip vodom normalnim na ravan dipola.

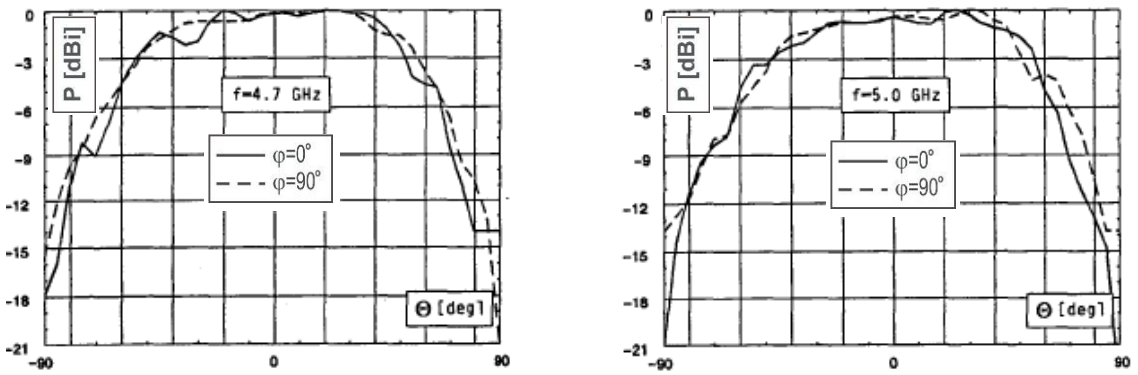
Metoda napajanja (1) je veoma pogodna za realizaciju, pošto se zračeći elementi i napojna mreža nalaze u istoj ravni, tako da se izrada svodi na jednostavan fotolitografski postupak. Međutim, osnovni nedostatak je parazitna sprega između ukrštenih dipola i napojnog voda, što ima za posledicu odstupanje od cirkularne polarizacije (povećanje *axial ratio*-a), kao i promenu impedanse u tački napajanja, odnosno povećanje VSWR-a. Ovi efekti se jasno uočavaju na simulacionim modelima u WIPL-u [29].

Metoda napajanja (2) iziskuje povezivanje zračeće strukture sa napojnim vodom bondovanjem ili lemljenjem, ali kako je napojni vod normalan na ravan zračeće strukture, parazitne sprege između njega i zračećih elemenata praktično ne postoje.

4.1.2 Realizacija i dobijeni rezultati

Realizovana su dva eksperimentalna modela – prvi metodom opisanom pod (1), slika 4.2, drugi metodom (2), slika 4.3. U oba slučaja je korišćen ekstremno tanak dielektrični supstrat debljine h=0.127 mm sa dielektričnom konstantom ε_r=2.17. Dimenzije ukrštenih dipola su optimizovane na centralnoj frekvenciji f=5.1 GHz ne uzimajući u obzir uticaj dielektrične podloge. Na oba modela je izmeren nivo izračene snage u opsegu uglova $-90° \leq \theta \leq +90°$, kao i VSWR u frekvencijskom opsegu od 4.0 GHz do 6.0 GHz. Dijagrami

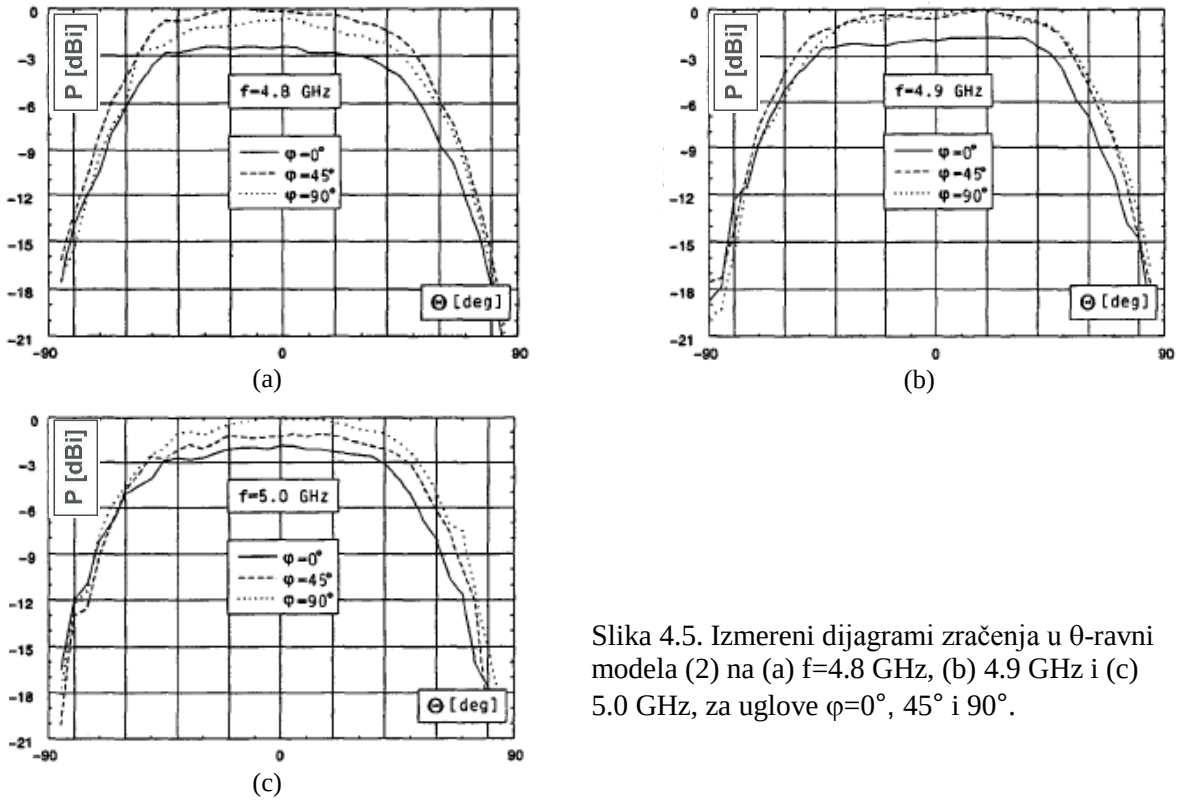
zračenja u vertikalnoj (θ) ravni izmereni na modelu (1) za uglove φ=0° i 90° u horizontalnoj ravni, na frekvencijama f=4.7 GHz i f=5.0 GHz su dati na slici 4.4. (a) i (b), respektivno. Dobijeni *axial ratio* je manji od 3 dB, a VSWR je ispod 1.6 u opsegu od 4.7 GHz do 5.0 GHz.



(a) (b)

Slika 4.4. Dijagrami zračenja u θ-ravni izmereni na modelu (1) na (a) f=4.7 GHz i(b) f=5.0 GHz za uglove u horizontalnoj ravni φ=0° i φ=90°.

Na slici 4.5. (a, b i c) su prikazani normalizovani dijagrami zračenja u zavisnosti od ugla θ izmereni na modelu (2) na frekvencijama 4.8 GHz, 4.9 GHz i 5.0 GHz gde je *axial ratio* (AR) manji od 3 dB. Rotacijom antene u horizontalnoj ravni su izmereni nivoi izračene snage za uglove φ=0°, 45° i 90°.



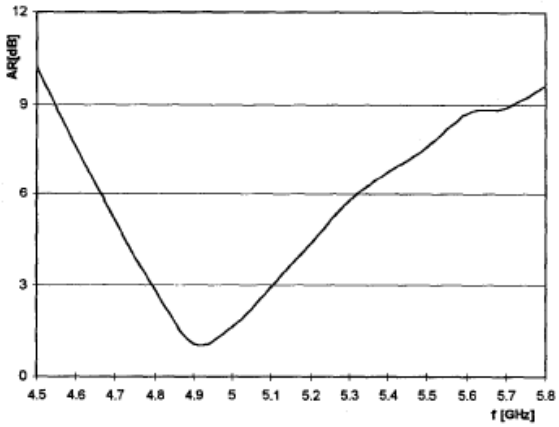
(a) (b)

(c)

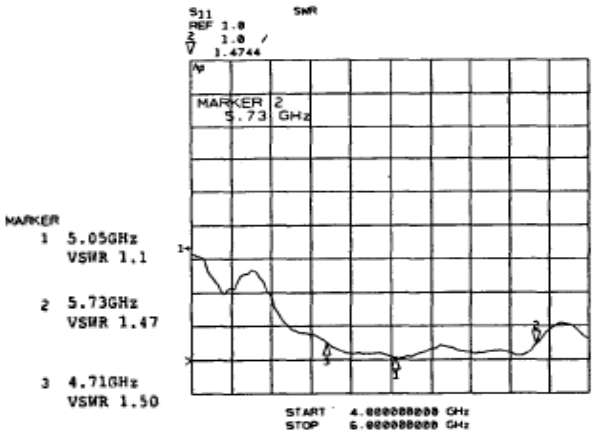
Slika 4.5. Izmereni dijagrami zračenja u θ-ravni modela (2) na (a) f=4.8 GHz, (b) 4.9 GHz i (c) 5.0 GHz, za uglove φ=0°, 45° i 90°.

Za merenje nivoa izračene snage je, kao referentna antena, korišćena linearno polarizovana standardna horn antena (*Scientific Atlanta*). Izmereno pojačanje u pravcu maksimalnog zračenja na f=4.9 GHz opsega iznosi oko 8 dBi[3].

Izmeren je *axial ratio* u opsegu (4.5 – 5.8) GHz u pravcu maksimalnog zračenja antene (θ=0°) i prikazan na slici 4.6. Sa dijagrama AR se može očitati njegova minimalna vrednost (oko 1 dB) na f=4.92 GHz. Propusni opseg za AR<3 dB je oko 6% (4.78 – 5.10) GHz, a za AR<6 dB oko 13% (4.68 GHz – 5.32 GHz). Izmereni koeficijent stojećeg talasa (VSWR) je manji od 2 u opsegu (4.5 – 5.8) GHz, slika 4.7.



Slika 4.6. Izmereni AR modela (2) za pravac maksimalnog zračenja antene (θ=0°).



Slika 4.7. Izmereni VSWR modela (2).

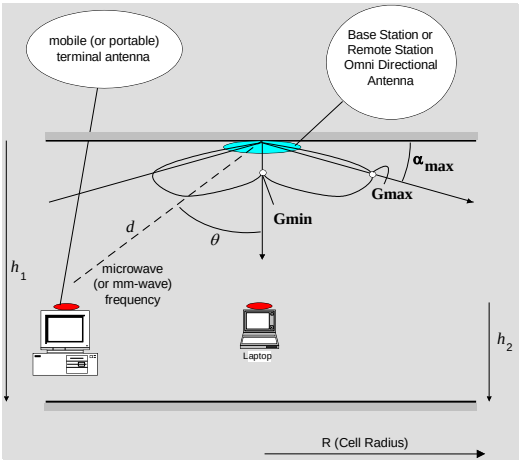
[3] U slučaju kada se kao referentna antena koristi linearno polarizovani izvor zračenja (u nedostatku idealno cirkularno polarizovanog referentnog izvora zračenja), potrebno je izmerenom pojačanju dodati korekcioni faktor dat relacijom: $G_c[dB] = 20log_{10}\left[0.5\left(1 + 10^{-AR/20}\right)\right]$, pa se pojačanje merene antene može izračunati iz izraza: $G[dBi] = G_{mer} + G_c + 3$. Dodatna 3 dB predstavljaju razliku između snaga koje prime LP i CP izotropna antena kada su ozračene čisto cirkularno polarizovanim talasom (AR=0 dB, tj. G_c = 0 dB, što je, inače, i njegova maksimalna vrednost) [80,81].

5 Varijante štampanih antena sa cirkularnom polarizacijom na bazi novog koncepta

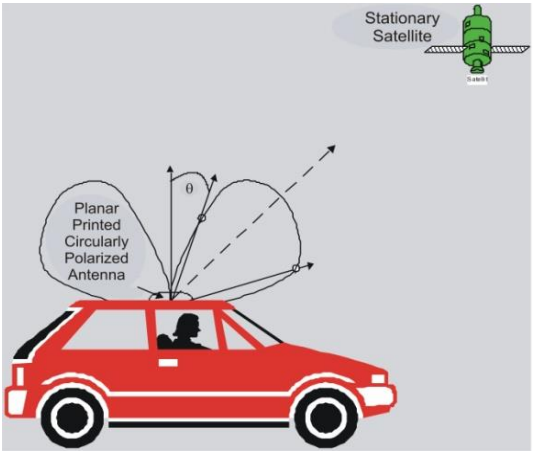
5.1 Štampana antena sa cirkularnom polarizacijom i konusnim dijagramom zračenja

U prethodnom poglavlju je opisana štampana antena sa cirkularnom polarizacijom i konvencionalnim dijagramom zračenja (sa maksimumom na θ=0°). Ovde će biti izložen koncept cirkularno polarizovane antene sa konusnim dijagramom zračenja, odnosno sa maksimalnim nivoima zračenja pri elevacionim uglovima koji su u otklonu od pravca normalnog na ravan antene. Dve glavne oblasti primene ovih antena su:

- Pokrivanje zatvorenih prostora signalom uniformnog intenziteta bežičnim LAN mrežama, gde se terminalne antene nalaze na različitim rastojanjima od bazne antene. U tom slučaju se promena slabljenja signala zbog različitih rastojanja kompenzuje oblikom dijagrama zračenja antene bazne stanice, slika 5.1.
- Komuniciranje između mobilnih objekata i geostacionarnih satelita gde je elevacioni ugao praktično određen položajem satelita na relativno velikoj teritoriji. U ovom slučaju je maksimum antenskog dijagrama uvek u pravcu satelita, nezavisno od pozicije mobilnog objekta, slika 5.2.



Slika 5.1. Pokrivanje zatvorenog prostora signalom uniformnog intenziteta.

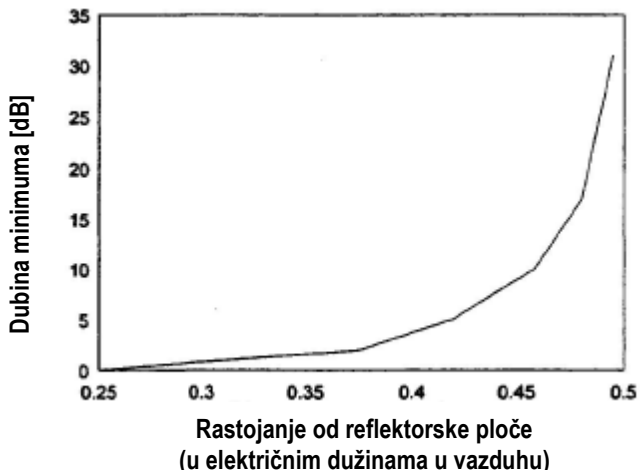


Slika 5.2. Antena sa maksimumom dijagrama zračenja u pravcu geostacionarnog satelita.

5.1.1 Koncept

Kao u slučaju antene sa cirkularnom polarizacijom i konvencionalnim dijagramom zračenja, i ovde se koncept bazira na ukrštenim dipolima čije su impedanse konjugovano-kompleksne sa jednakim realnim i imaginarnim delovima, s tim što je povećanjem rastojanja između reflektorske ploče i ravni u kojoj se nalaze dipoli omogućeno dobijaje konusnog dijagrama zračenja (sa minimumom na $\theta=0°$). Dubina minimuma raste kako se ovo rastojanje približava vrednosti $\lambda_0/2$ (λ_0 - talasna dužina u slobodnom prostoru), gde teoretski postaje beskonačna, slika 5.3.

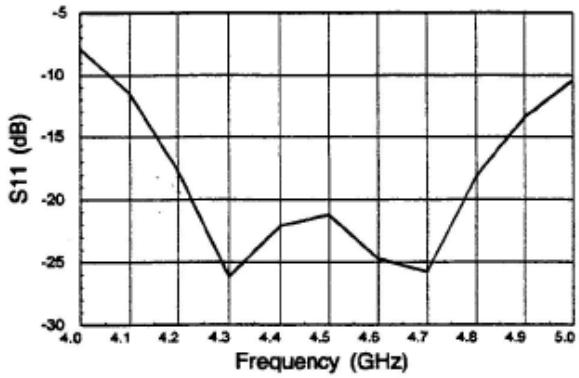
Za početne vrednosti u optimizacionom procesu su usvojene dimenzije dipola dobijene za slučaj konvencionalnog dijagrama zračenja sa maksimumom na $\theta=0°$, odnosno kada je reflektorska ploča bila udaljena od ravni dipola za $\lambda/4$. Povećavanjem ovog rastojanja u opsegu vrednosti ($\lambda_0/4$ - $\lambda_0/2$) pojavljuje se minimum u dijagramu zračenja na $\theta=0°$. Na rastojanju koje iznosi $0.47\lambda_0$ postignuta je dubina minimuma od 12 dB [32,33,34]. Naravno, usled pomeranja reflektorske ploče, dolazi do odstupanja od početnih vrednosti impedansi dipola, kao i do devijacije axial ratio-a i VSWR-a, pa je potrebna dodatna optimizacija dimenzija ukrštenih dipola da bi se izvršila korekcija grešaka, tj. dobile željene vrednosti impedansi, kao i minimalan AR i VSWR.



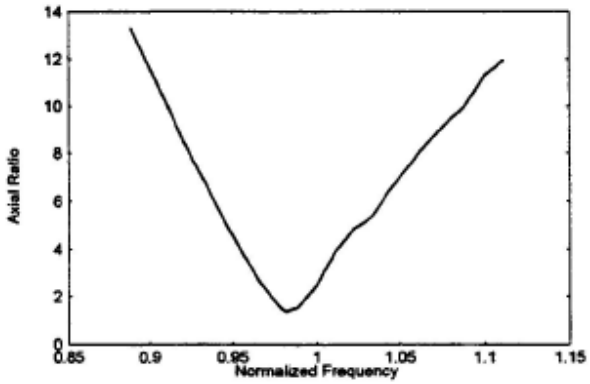
Slika 5.3. Dubina minimuma dijagrama zračenja za $\theta=0°$ u zavisnosti od rastojanja reflektorske ploče od ravni ukrštenih dipola.

Simuliran je model ukrštenih dipola u programskom paketu WIPL [29] na frekvenciji f=4.5 GHz i sprovedena optimizacija za zahtevani minimum (na $\theta=0°$) od oko 12 dB (za

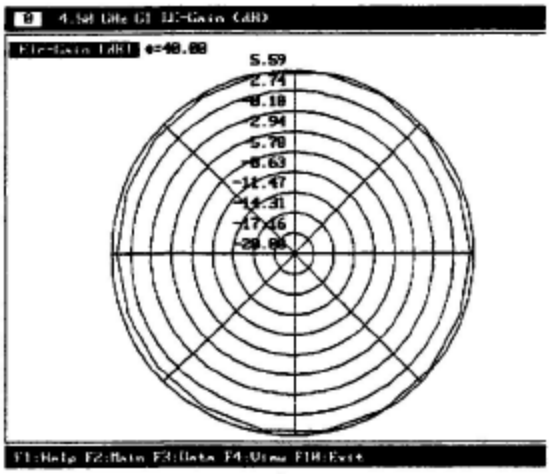
primene u zatvorenom prostoru) i maksimume na θ≈±50°. Simulirani parametar S_{11}, axial ratio (AR), kao i dijagrami zračenja u horizontalnoj i vertikalnoj ravni su prikazani na slikama 5.4, 5.5, 5.6 i 5.7, respektivno.



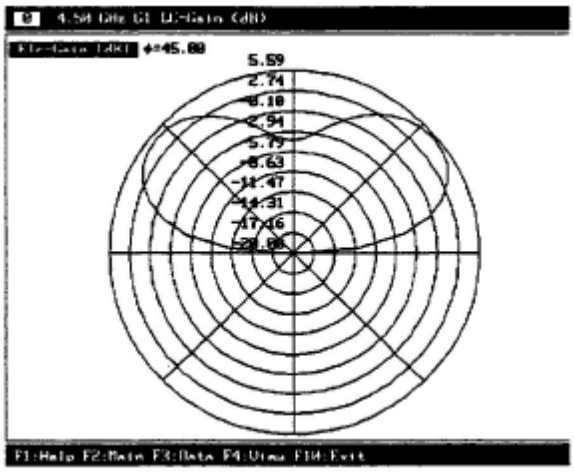
Slika 5.4. Simulirani S_{11} u zavisnosti od frekvencije.



Slika 5.5. Simulirani AR u zavisnosti od normalizovane frekvencije.



Slika 5.6. Simulirani dijagram zračenja u horizontalnoj ravni za ugao θ≈±50° na f_c=4.5 GHz .

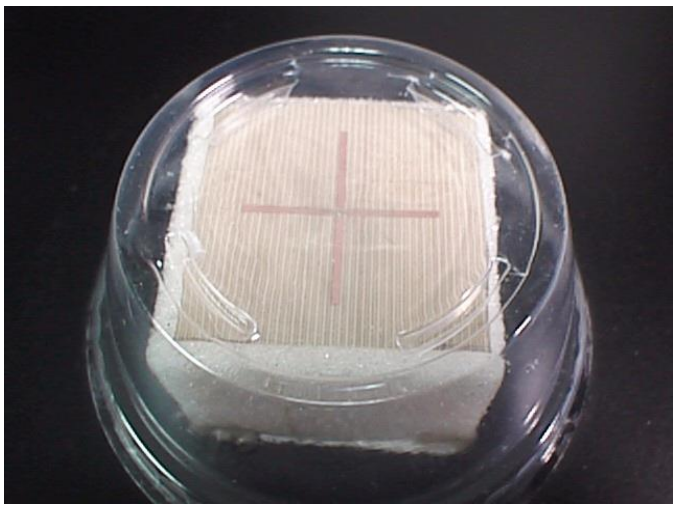


Slika 5.7. Simulirani dijagram zračenja u vertikalnoj ravni na f_c=4.5 GHz sa dubinom minimuma od oko 12 dB.

5.1.2 Realizacija

Dipoli su realizovani na tankom dielektričnom supstratu teflon-fiberglas debljine h=0.127 mm i relativne dielektrične konstante ε_r=2.17. Vod za napajanje u tehnici simetričnog (balansiranog) mikrostripa je realizovan na supstratu istih karakteristika i postavljen normalno na dielektričnu podlogu na kojoj su odštampani dipoli. Simetrični mikrostrip vod se završava *bal-unom*, odnosno prelazom na nesimetrični mikrostrip [27,31].

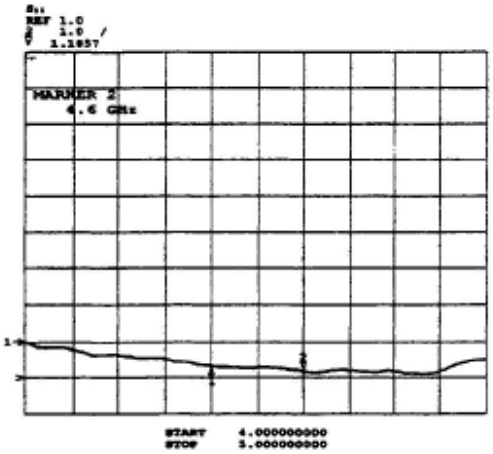
Ispod pločice s dipolima, na rastojanju od $0.47\lambda_0$, se nalazi reflektorska ploča, a između njih sloj poliuretanske pene čiji se uticaj može zanemariti zbog njene male relativne dielektrične konstante ($\varepsilon_r \sim 1.03$). Fotografija realizovane antene s ukrštenim dipolima je data na slici 5.8.



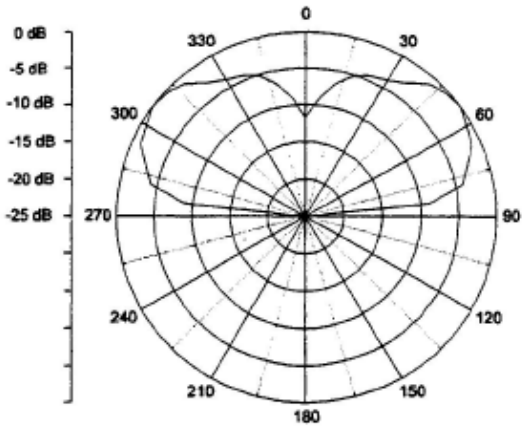
Slika 5.8. Izgled realizovane CP antene sa konusnim dijagramom zračenja.

5.1.3 Rezultati merenja

Izmereni VSWR i dijagram zračenja realizovane antene su prikazani na slikama 5.9 i 5.10, respektivno. Axial ratio je manji od 3 dB u oko 5% propusnog opsega oko centralne učestanosti. Antena ima maksimume u dijagramu zračenja na $\theta \approx \pm 50°$, dobitak od 6 dBi, dubinu minimuma oko 12 dB i omnidirekcionu karakteristiku zračenja u horizontalnoj ravni za elevacioni ugao θ pri kome je nivo izračene snage maksimalan. Kao referentna antena je korišćen linearno polarizovani standardni gain horn (*Scientific Atlanta*).



Slika 5.9. Izmereni VSWR realizovane antene u zavisnosti od frekvencije.



Slika 5.10. Izmereni dijagram zračenja u vertikalnoj ravni na f=4.5GHz.

Prikazani koncept antene sa cirkularnom polarizacijom i konusnim dijagramom zračenja daje mogućnost kontrole dubine minimuma dijagrama zračenja na $\theta=0°$, te je primenjljiv kako za projektovanje antena za slučajeve sa slike 5.1, gde je zahtevani minimum oko 10-12 dB, tako i za antene za komunikaciju sa geostacionarnim satelitom (sa zahtevanom dubinom minimuma od oko 30 dB), slika 5.2.

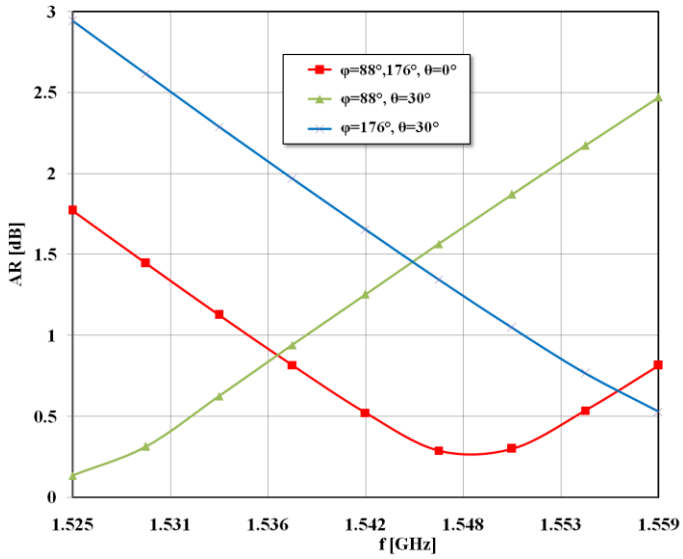
5.1.4 Cirkularno polarizovana štampana antena sa podesivim elevacionim uglom

Na sledećem primeru će biti pokazano kako se ista antenska struktura sa cirkularnom polarizacijom može koristiti u oba prethodno prikazana slučaja – kad je potrebno maksimalno zračenje u *broadside* pravcu ili u pravcu koji je u otklonu od pravca zenita [35]. Ovo je, inače, slučaj koji se često javlja u komunikacijama između mobilnih objekata i satelita gde se njihov međusobni položaj menja, pa je poželjno da je ugao pokrivanja prostora što veći, tj. da antena u što širem prostornom uglu zadrži svoje bitne parametre u zadovoljavajućim granicama.

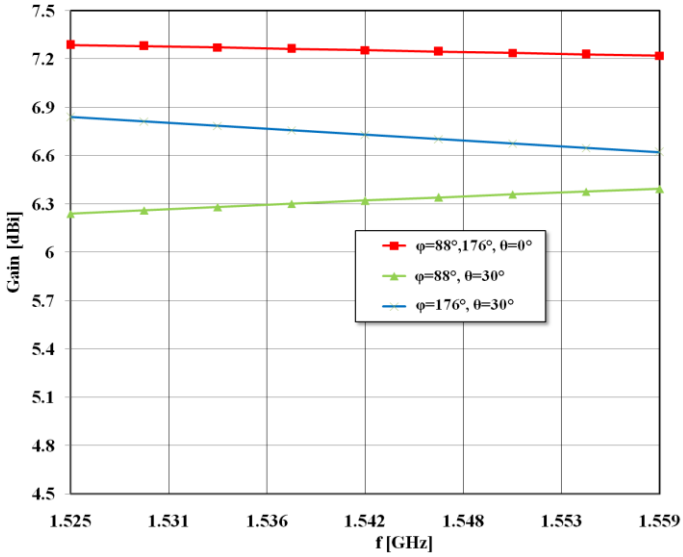
Simuliran je i optimizovan model antene sa ukrštenim dipolima konjugovano-kompleksnih impedansi iznad reflektorske ploče na L-opsegu učestanosti koji koristi INMARSAT sistem geostacionarnih satelita. Optimizacija je prvo sprovedena za rastojanje antene od reflektorske ploče koje iznosi $d=0.25\lambda_0$ i za koje se dobija konvencionalni dijagram zračenja sa maksimumom u pravcu zenita ($\theta=0°$), a zatim je ovo rastojanje postepeno povećavano kako bi se utvrdila druga pozicija antene u kojoj se maksimum zračenja pomera ka nižim elevacionim uglovima, dok se na $\theta=0°$ javlja minimum, odnosno kad dijagram zračenja dobija konusan oblik. Istovremeno je praćena devijacija karakteristika antene – *axial ratio*-a i pojačanja koja je posledica varijacije ovog rastojanja. Primećeno je da je značajniji minimum u dijagramu zračenja izražen kad rastojanje između antene i reflektorske ploče dostigne vrednost $0.45\lambda_0$, a da je pri $0.47\lambda_0$ razlika maksimalnog i minimalnog nivoa zračenja oko 12 dB. Maksimumi se u ovom slučaju pojavljuju na elevacionim uglovima $\theta=\pm50°$.

Tokom simulacije je zapaženo da se za slučaj konvencionalnog dijagrama zračenja ($d=0.25\lambda_0$) dobija relativno širok ugao pokrivanja signalom i da je trodecibelska širina snopa oko 92°, odnosno ±46°. Nivo izračene snage u maksimumu je 7.34 dBi, a *axial ratio* je manji od 2 dB u celom posmatranom opsegu učestanosti za sve uglove (φ) u horizontalnoj ravni i manji od 3 dB sve do $\theta=\pm30°$. Na slikama 5.11 i 5.12 su dati simulirani rezultati za axial ratio

(AR) i pojačanje, respektivno, za ovu poziciju antene i to na dva karakteristična ugla u φ-ravni (φ=88° i φ=176°) na kojima se, u slučaju konusnog dijagrama zračenja, dobijaju ekstremne vrednosti AR-a.



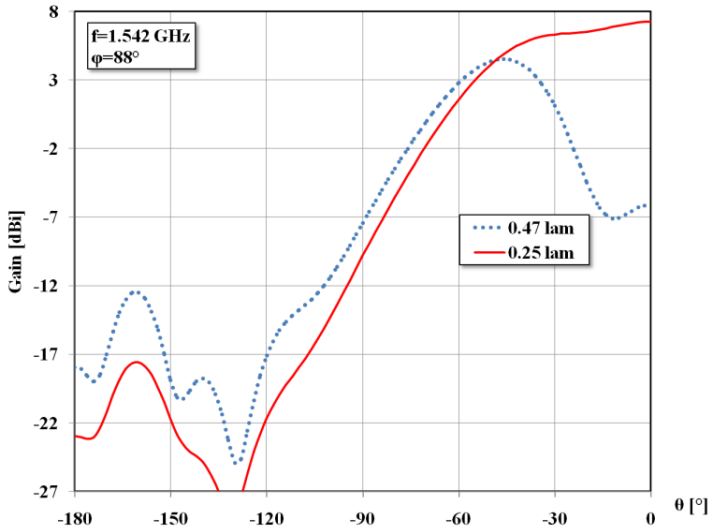
Slika 5.11. Simulirani axial ratio (AR) antene na rastojanju $0.25\lambda_0$ od reflektorske ploče na dva elevaciona (θ=0° i 30°) i dva azimutalna ugla (φ=88° i 176°).



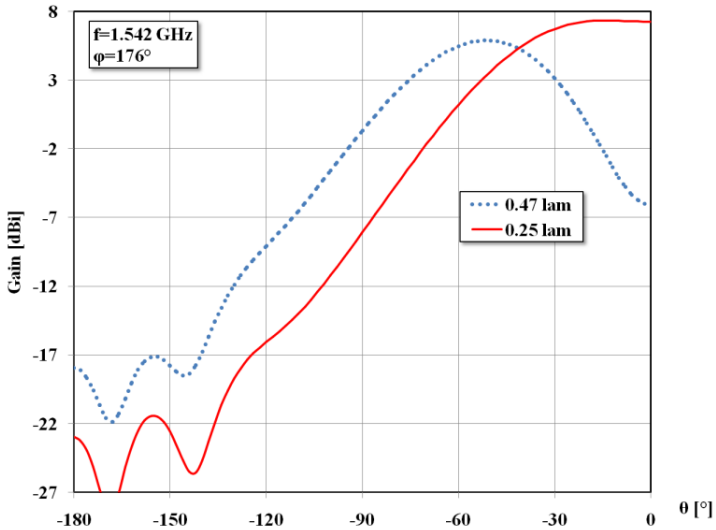
Slika 5.12. Simulirano pojačanje antene na rastojanju $0.25\lambda_0$ od reflektorske ploče na dva elevaciona (θ=0° i 30°) i dva azimutalna ugla (φ=88° i 176°).

Uporedni dijagrami zračenja za obe pozicije antene ($d=0.25\lambda_0$ i $d=0.47\lambda_0$) i za azimutalne uglove φ=88° i φ=176° (na kojima AR ima najmanju i najveću vrednost) su dati na slikama 5.13 i 5.14, respektivno. Maksimalni nivo u konusnom dijagramu zračenja je 6.14 dBi (na θ=±50°), a na θ=±68° on pada na 4.34 dBi (za 3 dB niži nivo od maksimalnog u

slučaju konvencionalnog dijagrama zračenja), što praktično znači da je opseg elevacionih uglova proširen na $\Delta\theta$=136°.

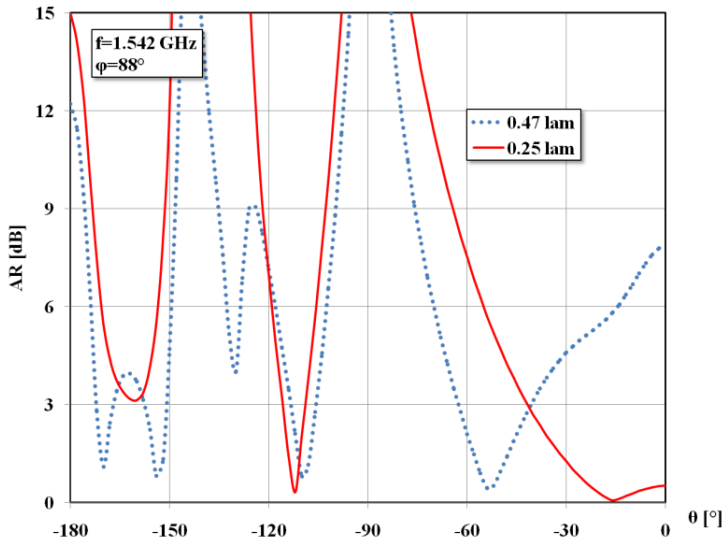


Slika 5.13. Simulirani dijagram zračenja u θ–ravni za dve pozicije antene (d=0.25λ_0 i d=0.47λ_0) i azimutalni ugao φ=88°.

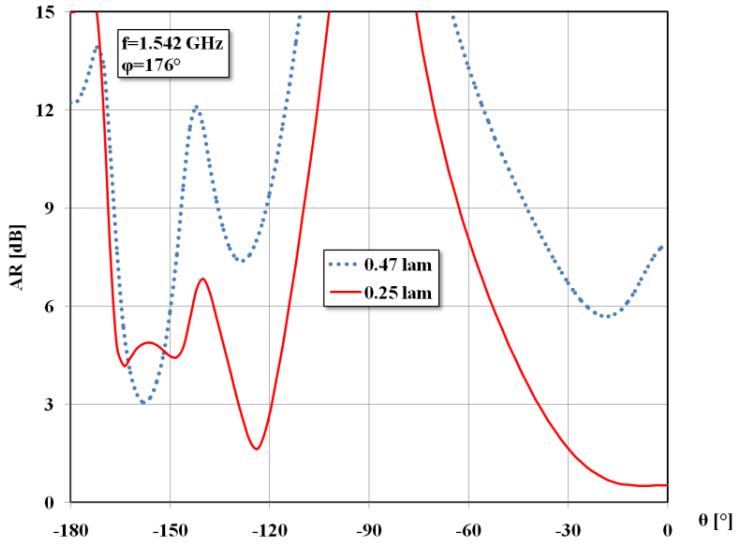


Slika 5.14. Simulirani dijagram zračenja u θ–ravni za dve pozicije antene (d=0.25λ_0 i d=0.47λ_0) i azimutalni ugao φ=176°.

Ekcentricitet, odnosno axial ratio (AR), veoma zavisi od ugla u horizonatalnoj ravni (φ) – na primer, na najnižem elevacionom uglu (θ=±68°) gde su karakteristike antene još uvek zadovoljavajuće, AR je oko 5 dB na φ=88°, dok za φ=176° on ima još veću vrednost. Na dijagramima (slike 5.15. i 5.16) su dati simulirani rezultati za AR na centralnoj frekvenciji f=1.542 GHz.

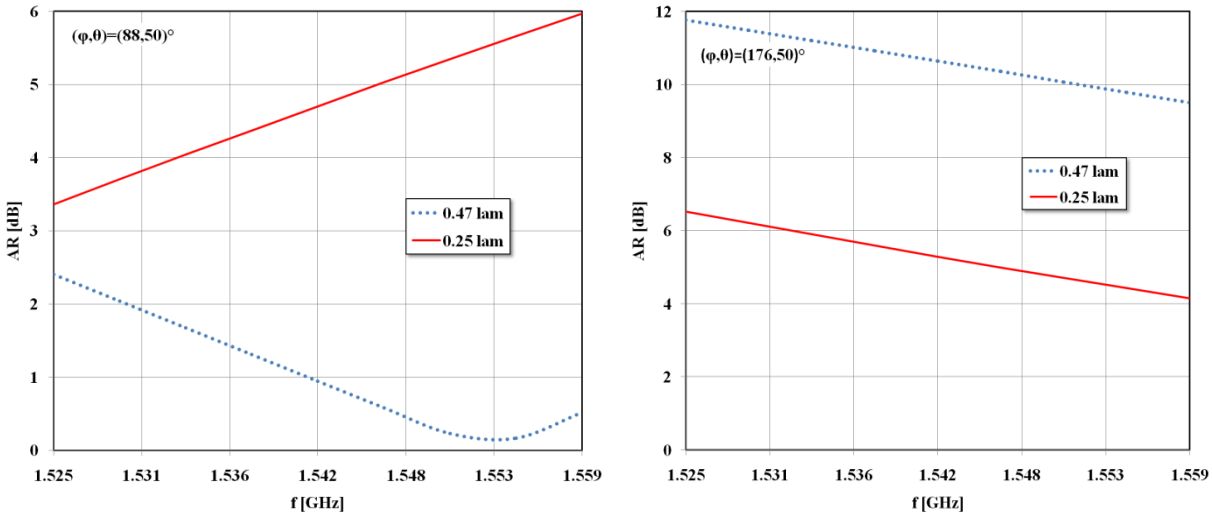


Slika 5.15. Simulirani axial ratio u θ-ravni za obe pozicije antene (d=0.25λ_0 i d=0.47λ_0) i azimutalni ugao φ=88°.



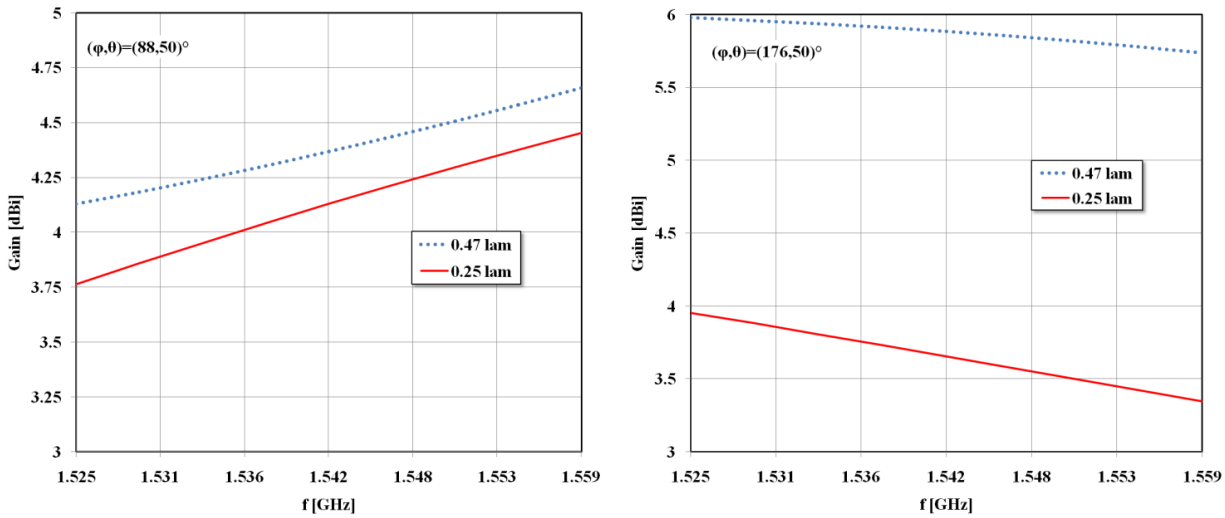
Slika 5.16. Simulirani axial ratio u θ-ravni za obe pozicije antene (d=0.25λ_0 i d=0.47λ_0) i azimutalni ugao φ=176°.

Varijacija axial ratio-a i pojačanja antene u celom prijemnom opsegu učestanosti, za ugao maksimalnog zračenja (θ=±50°) i dva karakteristična azimutalna ugla je data na slikama 5.17 (a,b) i 5.18 (a,b), respektivno.



(a) (b)

Slika 5.17. Simulirani axial ratio za θ=50° (elevacioni ugao maksimalnog zračenja) u obe pozicije antene (d=0.25λ_0 i d=0.47λ_0) na (a) φ=88° i (b) φ=176°.



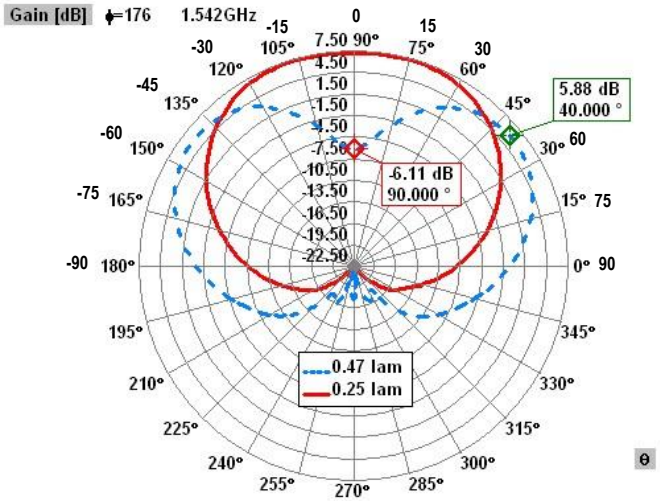
(a) (b)

Slika 5.18. Simulirano pojačanje za θ=50° (elevacioni ugao maksimalnog zračenja) u obe pozicije antene (d=0.25λ_0 i d=0.47λ_0) na (a) φ=88° i (b) φ=176°.

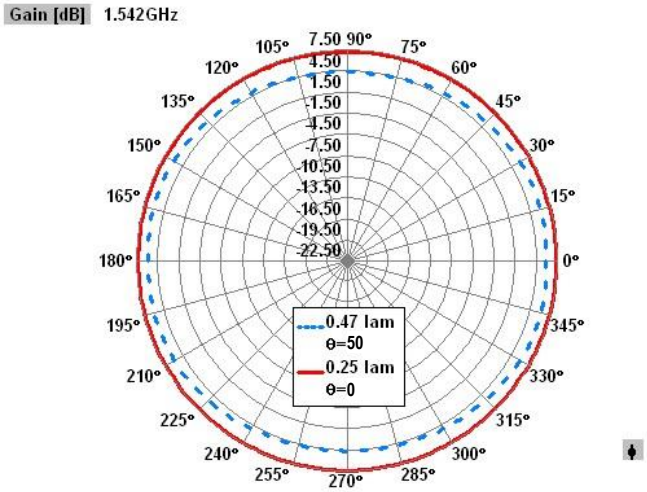
Na osnovu prikazanih rezultata dobijenih simulacijom može se zaključiti da je optimizacija, čiji je cilj bio postizanje zadovoljavajućeg pojačanja i *axial ratio*-a antene, prouzrokovala razlike u pojačanjima individualnih dipola – kapacitivnog i induktivnog, što za posledicu ima odstupanje dijagrama zračenja antene u horizontalnoj ravni od idealnog kruga za oko 1.5 dB, pri elevacionom uglu gde se dobija maksimum zračenja (θ=±50°), kao i razlike u vrednostima *axial ratio*-a za različite uglove u horizontalnoj ravni, sa ekstremnim

vrednostima na uglovima φ=88° (AR_{min}) i φ=176° (AR_{max}). Međutim, loš AR je kompenzovan relativno visokim pojačanjem pri istom uglu φ.

Na slikama 5.19 i 5.20 su dati simulirani dijagrami zračenja u elevacionoj i azimutalnoj ravni, za obe pozicije antene. Dijagram u horizontalnoj ravni je prikazan za elevacione uglove pri kojima se u oba slučaja dobija maksimalni nivo zračenja (d=0.47λ/θ=50° i d=0.25λ/θ=0°). Očigledno je da antena u obe pozicije ima omnidirekcionu karakteristiku zračenja sa maksimalnom devijacijom od oko 1.5 dB.



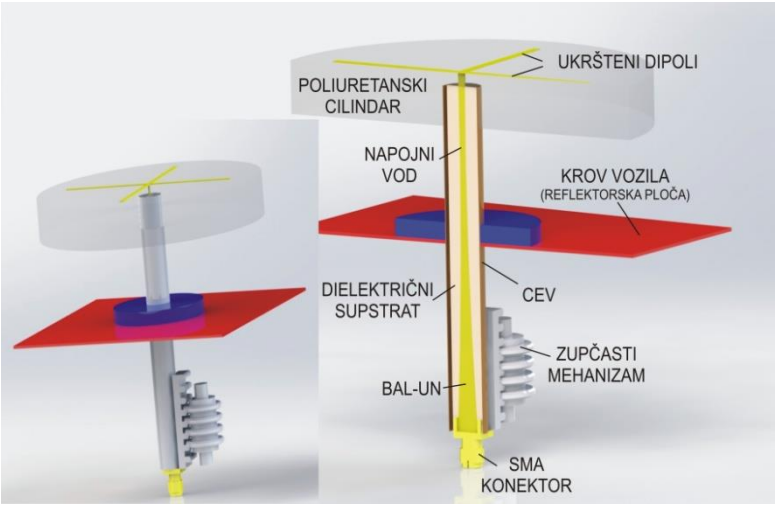
Slika 5.19. Simulirani dijagram zračenja u elevacionoj ravni za rastojanja d=0.47λ_0 i d=0.25λ_0 na centralnoj frekvenciji posmatranog opsega.



Slika 5.20. Simulirani dijagram zračenja u azimutalnoj ravni za d=0.47λ_0/ θ=50° i d=0.25λ_0/ θ=0° na centralnoj frekvenciji posmatranog opsega.

Na slici 5.21 je data skica sa podužnim presekom štampane antenske strukture na dielektričnom supstratu (ε_r=2.17, h=0.127 mm) postavljene u poliuretanski cilindar kroz čije

dno je provučena metalna cev. Napojni vod, realizovan na istom supstratu kao simetričan (balansiran) mikrostrip vod, je smešten unutar cevi i završava se prelazom na nesimetrični mikrostrip (bal-unom) i SMA priključnicom. Donji deo cevi prolazi kroz krov vozila (ili krov nepokretnog objekta). Cev koja nosi antensku strukturu se pomera duž vertikalne ose pomoću zupčastog mehanizma čiji je korak jednak razlici najvišeg i najnižeg položaja antene u odnosu na reflektorsku ploču (krov vozila).



Slika 5.21. Skica i podužni presek antenske strukture sa ukrštenim dipolima, bal-unom, SMA konektorom i mehanizmom za podešavanje visine antene.

Dosadašnja istraživanja u polju antenskih struktura sa cirkularnom polarizacijom namenjenih za satelitske komunikacije su pretežno bila usmerena na proširivanje antenskog snopa antene koja ima maksimum zračenja u *broadside* pravcu, u cilju pokrivanja što većeg prostornog ugla signalom. Koliko je poznato, maksimalni postignuti uglovi sa ovakvim antenama su oko 90° (±45°). Da bi se dobio dovoljan nivo izračene snage i na nižim elevacionim uglovima (ispod 45° ili 50°), razmatrane su antene sa konusnim dijagramom zračenja. U većem broju njih koji su objavljeni posle 1998. god. su citirani radovi [32,33] gde se autori bave ovim problemom.

Glavna ideja sprovedenog istraživanja je bila da se omogući dobijanje i konvencionalnog i konusnog dijagrama zračenja istom antenskom strukturom sa cirkularnom polarizacijom tako što će se njeno rastojanje od reflektorske ploče tj. krova vozila po potrebi "prebacivati" iz jedne u drugu poziciju ($0.25\lambda_0$ i $0.47\lambda_0$).

5.2 Cirkularno polarizovana štampana antena u cilindričnoj šupljini (CBACP)

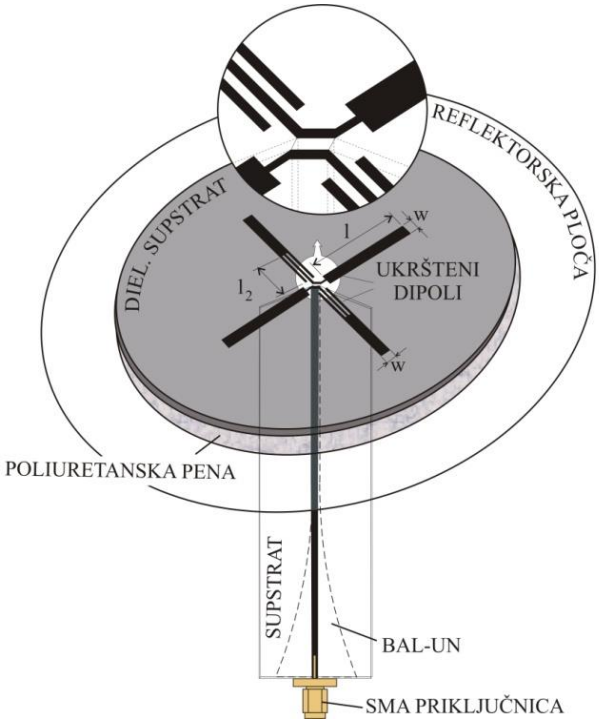
Mikrostrip antene, pored niza prednosti, imaju i izvesna ograničenja od kojih su najznačajnija malo pojačanje i uzak propusni opseg. U cilju prevazilaženja ovih nedostataka, odnosno poboljšanja karakteristika mikrostrip antena, bilo da su usamljeni zračeći elementi ili su deo niza, sprovode se istraživanja dugi niz godina, a jedna od metoda koja je pokazala dobre rezultate je smeštanje antene u metalnu šupljinu. Poslednjih dvadesetak godina postoji veliko interesovanje za mikrostrip antene u šupljini zbog minijaturizacije dimenzija, izolacije od okoline, smanjenog zračenja unazad, kao i potiskivanja površinskog talasa koji značajno redukuje efikasnost konvencionalnih mikrostrip (*patch*) antena. Rezonantno polje u šupljini doprinosi smanjenju dimenzija antene bez velikog uticaja na karakteristike antene.

Prednosti postavljanja antene u šupljinu su date u literaturi [36], a najznačajnije su:

- potiskuju se zadnji lobovi [37],
- šupljina utiče na potiskivanje površinskog talasa, a takođe služi i za odvođenje toplote, što je veoma važno kod predajnih antenskih nizova velike snage [38],
- proširuje se propusni opseg [39,40],
- povećava se pojačanje antene, a postoji i mogućnost njegovog dodatnog poboljšanja ubacivanjem superstrata sa velikim ε_r u šupljinu ili iznad nje, iznad pločice sa antenom [41,42],
- promenom oblika i dimenzija šupljine se mogu kontrolisati pojačanje i dijagram zračenja [43],
- u antenskim nizovima se, smeštanjem svakog elementa pojedinačno u šupljinu, umanjuje međusobno sprezanje zračećih elemenata [44],
- originalne dimenzije antene se mogu smanjiti i do 30% smeštanjem u šupljinu ispunjenu dielektričnim materijalom [45].

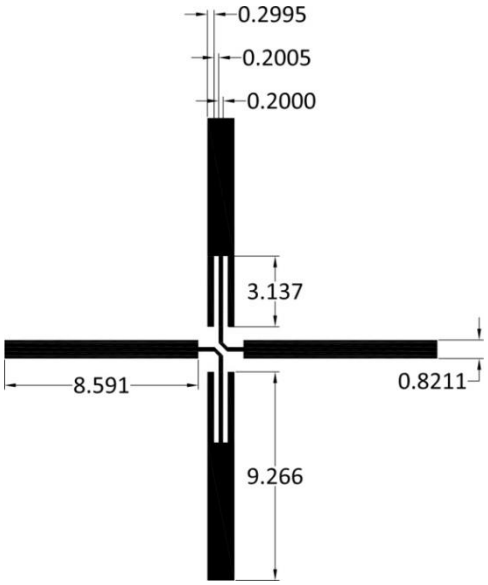
5.2.1 Koncept cirkularno polarizovane antene u cilindričnoj šupljini

Princip formiranja zračeće strukture u slučaju antene sa cirkularnom polarizacijom smeštene u cilindričnu šupljinu je isti kao u prethodno opisanim varijantama koje koriste ukrštene dipole sa konjugovano-kompleksnim impedansama: dva međusobno ortogonalana dipola štampana na dielektričnom supstratu su projektovana tako da je impedansa jednog Z_1=R−jX, a impedansa drugog Z_2=R+jX, gde je R=X. Prvi, kapacitivni, dipol ima oblik konvencionalnog trakastog dipola, slika 5.2.1, a odnos njegove dužine i širine je odabran tako da apsolutna vrednost realnog i imaginarnog dela impedanse iznosi 50 Ω, tj. Z_1=(50−j50) Ω. Naravno, u tom slučaju je dipol nešto kraći od polutalasnog dipola. Dužina i širina drugog trakastog dipola su preliminarno određene da budu iste kao kod prvog, s tim što dipol ima dva proreza između kojih prolazi napojna traka. Dužina ovih proreza (l_2), slika 5.22, je optimizovana tako da impedansa induktivnog dipola bude Z_2=(50+j50) Ω. Kao što je ranije opisano, kad se ovakva dva dipola napajaju u paraleli njihove struje će biti jednakih intenziteta, a s fazama u kvadraturi, dok je impedansa paralelne veze Z=(50+j0) Ω. Dipoli su optimizovani s pretpostavkom da se ispod njih, na rastojanju od $\lambda_0/4$ (na centralnoj učestanosti), nalazi savršeno provodna reflektorska ploča [46].

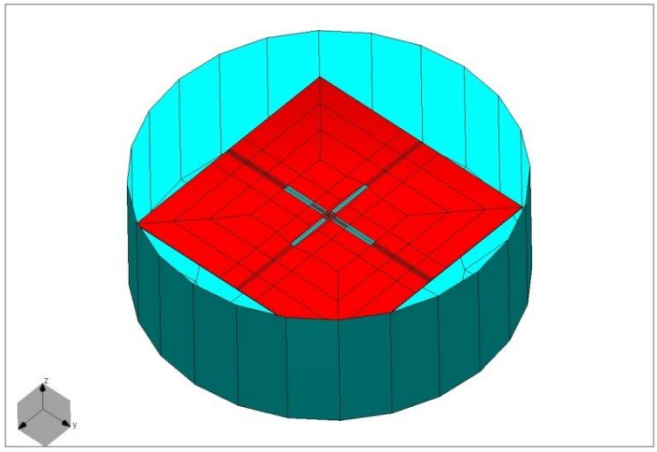


Slika 5.22. Skica zračeće strukture iznad savršeno provodne reflektorske ploče.

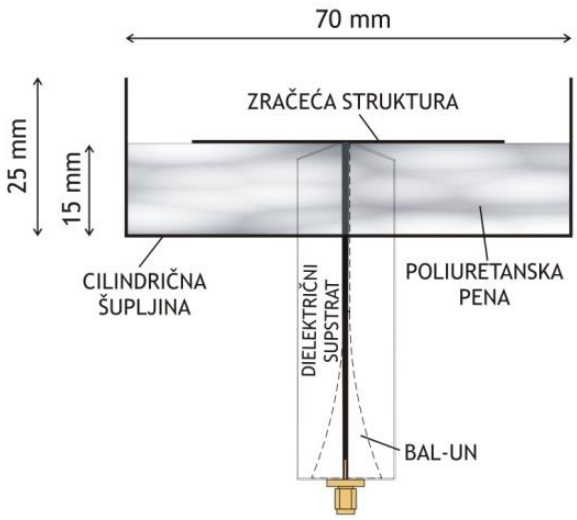
Posle preliminarne optimizacije u kojoj su određene početne dimenzije trakastih dipola i pošto su procenjene dimenzije cilindrične šupljine (prečnik i visina), kao i pozicija zračeće strukture unutar nje, pristupilo se, korišćenjem programskog paketa WIPL-D [29], optimizaciji kompletne zračeće strukture u cilindričnoj šupljini tako da se postigne što širi propusni opseg za axial ratio (AR < 3 dB) i zadovoljavajuće vrednosti VSWR-a, kao i pojačanja antene. Optimizovane su sve relevantne dimenzije oba dipola, sem širina napojnih traka: dužine i širine oba dipola, kao i širine i dužine proreza na traci induktivnog dipola. Kao što je i očekivano, dobijene vrednosti variranih promenljivih se u izvesnoj meri razlikuju od početnih i naznačene su na slici 5.23. WIPL-D model ukrštenih dipola u cilindričnoj šupljini i podužni presek antenske strukture su prikazani na slikama 5.24 i 5.25, respektivno.



Slika 5.23. Skica ukrštenih dipola sa optimizovanim dimenzijama (u mm).

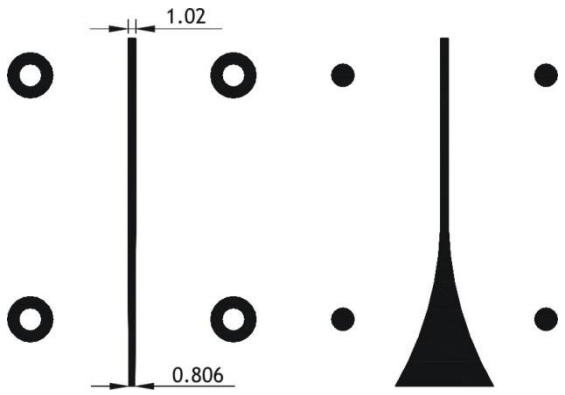


Slika 5.24. WIPL-D model ukrštenih dipola na dielektričnoj podlozi u cilindričnoj šupljini.



Slika 5.25. Podužni presek predložene antenske strukture u cilindričnoj šupljini.

Struktura za napajanje ukrštenih dipola je izvedena na istovetan način kao u slučajevima koji su opisani u prethodnim poglavljima – korišćen je eksponencijalno tejperovani *bal-un* - prelaz sa simetričnog mikrostrip voda na nesimetrični [31], slika 5.26, na čijem kraju se nalazi koaksijalna SMA priključnica.

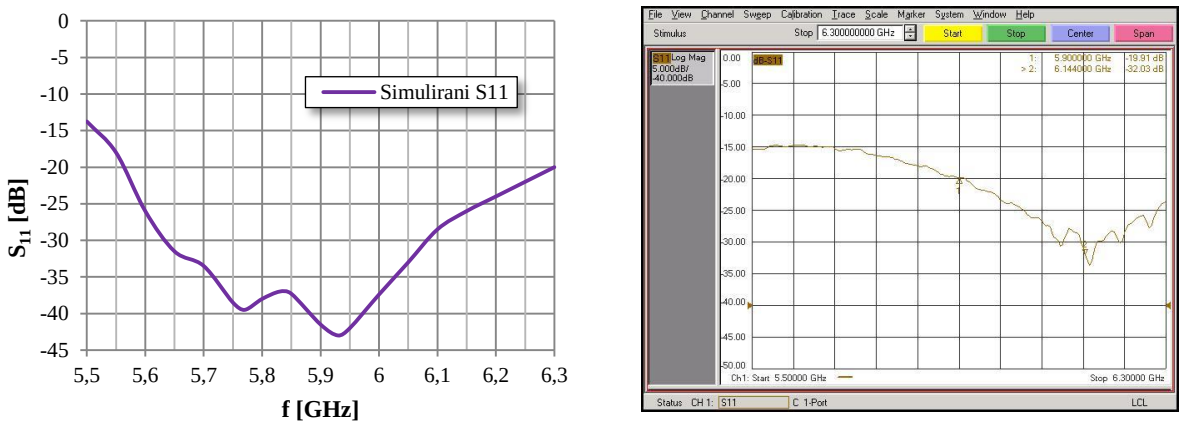


Slika 5.26. Izgled štampe i dimenzije (u mm) primenjene napojne strukture (sa reperima za uklapanje gornje i donje strane).

5.2.2 Simulirani i izmereni rezultati

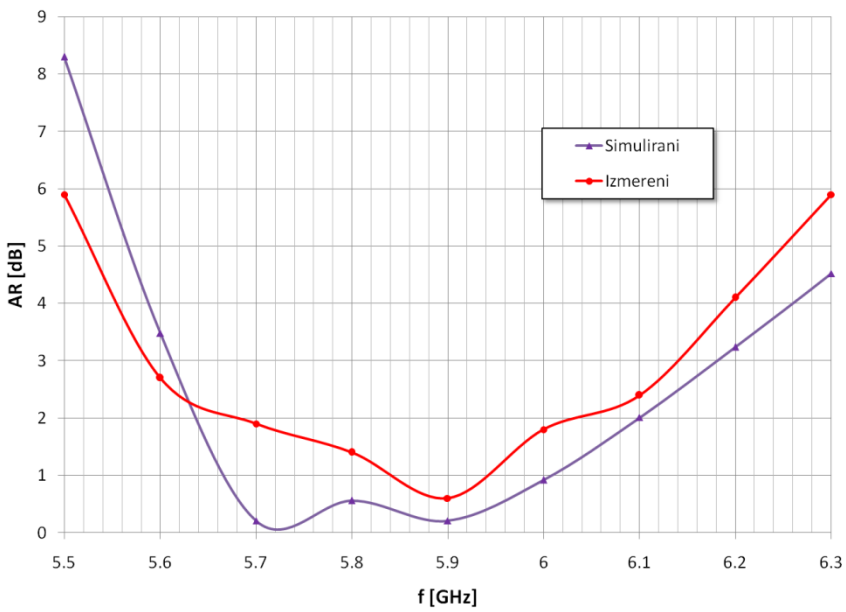
Po završenoj optimizaciji kompletne antenske strukture koja je imala za cilj da se postignu zadovoljavajuće karakteristike antene u okolini centralne učestanosti od 5.9 GHz (VSWR<2, axial ratio AR<3 dB i relativno veliko pojačanje, kao i što bolja efikasnost

aperture), dobijeni su rezultati dati na slikama 5.27 – 5.30: simulirani i izmereni koeficijent refleksije (S_{11}), simulirani i izmereni axial ratio (AR), kao i simulirano i izmereno pojačanje antene i efikasnost aperture, respektivno. Simulirani dijagrami zračenja u polarnim koordinatama na tri frekvencije (centralnoj i donjoj i gornjoj graničnoj) gde AR zadovoljava optimizacione kriterijume su dati na slici 5.31, dok slika 5.32 prikazuje simulirani i izmereni dijagram zračenja u Dekartovim koordinatama na centralnoj učestanosti.

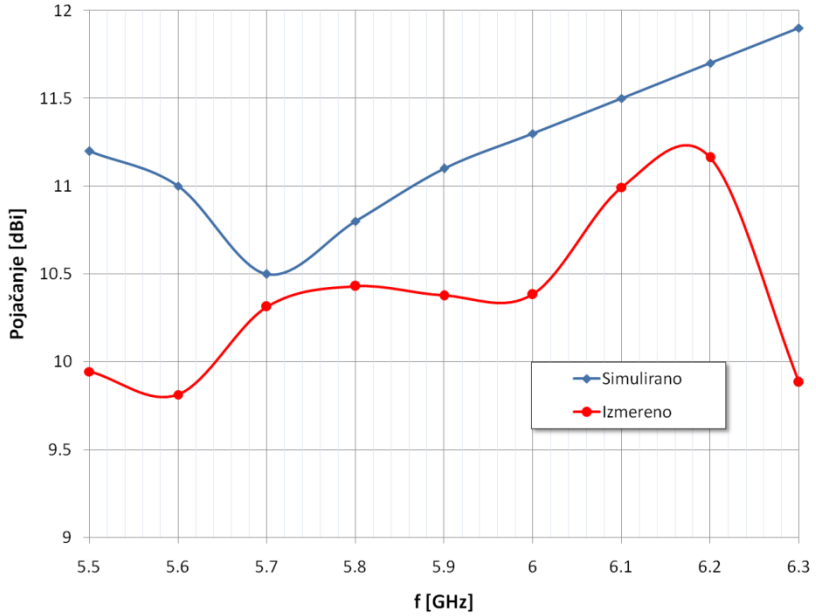


(a) (b)

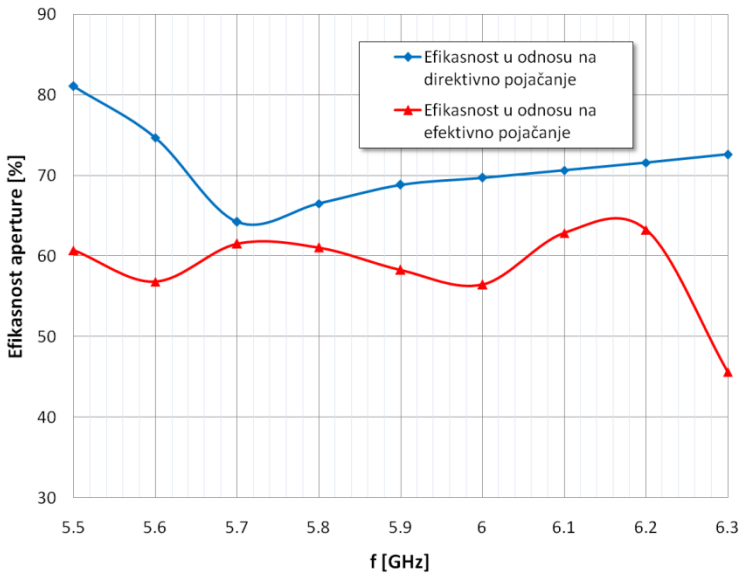
Slika 5.27. Simulirani (a) i izmereni (b) koeficijent refleksije realizovane antene sa cirkularnom polarizacijom u cilindričnoj šupljini (CBACP).



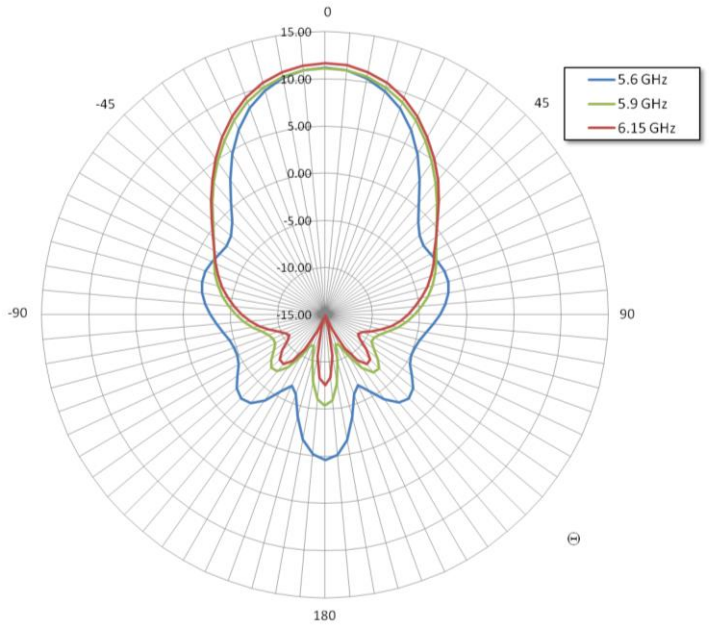
Slika 5.28. Simulirani i izmereni axial ratio antene sa cirkularnom polarizacijom u cilindričnoj šupljini.



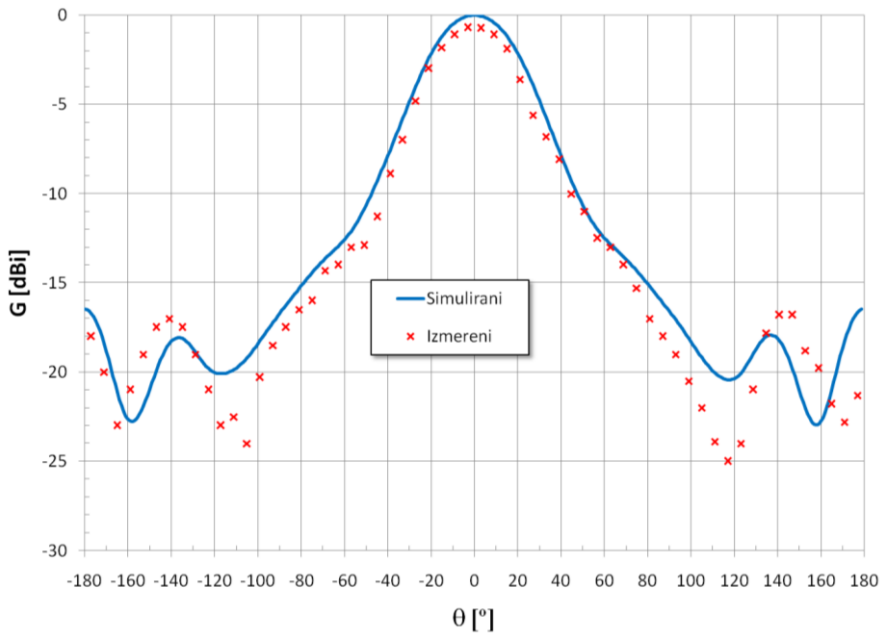
Slika 5.29. Simulirano i izmereno pojačanje antene sa cirkularnom polarizacijom u cilindričnoj šupljini.



Slika 5.30. Efikasnost aperture antene u odnosu na direktivno i efektivno pojačanje.



Slika 5.31. Simulirani dijagrami zračenja u θ-ravni CBACP u polarnim koordinatama na centralnoj i graničnim frekvencijama propusnog opsega AR (AR<3 dB).



Slika 5.32. Normalizovani simulirani i izmereni dijagram zračenja CBACP na centralnoj učestanosti f=5.9 GHz.

5.2.3 Diskusija rezultata

Poređenje karakteristika dva uspešna rešenja CBACP iz [47,48] i ovde predloženog rešenja je dato u tabeli 5.2.I.

TABELA 5.2.I. UPOREDNA TABELA KARAKTERISTIKA TRI CBACP REŠENJA

	Propusni opseg axial ratio-a (AR<3dB)	Pojačanje [dBi] (u opsegu gde je AR<3dB)	Efikasnost aperture (u opsegu gde je AR<3dB)	Propusni opseg za VSWR<2
Ref. [47]	39%	8-9.5	30.6%	57.6%
Ref. [48]	4%	13.5 14.0	75% (72%)*	12%
Predstavljena CBACP	9.32%	9.8-11.1	(65-76)% (56-64)%*	19%

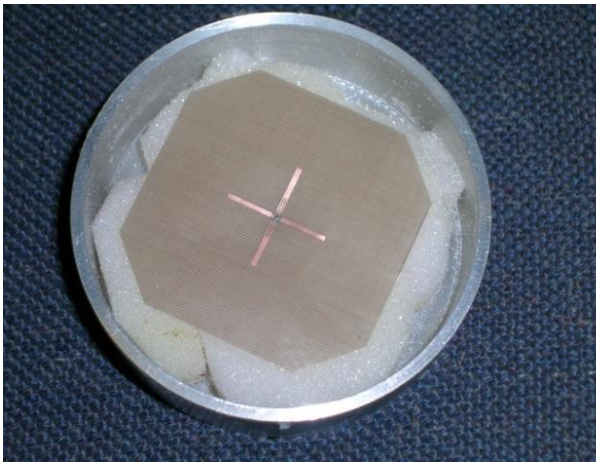
*u odnosu na efektivni dobitak

Iz tabele 5.2.I. se može videti da su u [47] dobijene zadovoljavajuće vrednosti AR i VSWR u širokom frekvencijskom opsegu, ali je pojačanje antene relativno malo u odnosu na otvor cilindrične šupljine, što za posledicu ima malu efikasnost aperture. U [48] propusni opsezi i za AR, i za VSWR imaju prosečne vrednosti, a pojačanje i efikasnost aperture antene su veoma dobri. Međutim, treba napomenuti da se optimizacija dipola na zahtevane impedanse, korišćenih u [48], koji su trougaonog oblika (*bow-tie*), odvija u više koraka, tj. nakon preliminarne optimizacije pojedinačnih dipola je potrebno sprovesti još dodatnih optimizacija, pošto postoji značajna međusobna sprega između kapacitivnog i induktivnog dipola u obliku trougla, zbog blizine njihovih kraka kada se postave u konfiguraciju „krsta“.

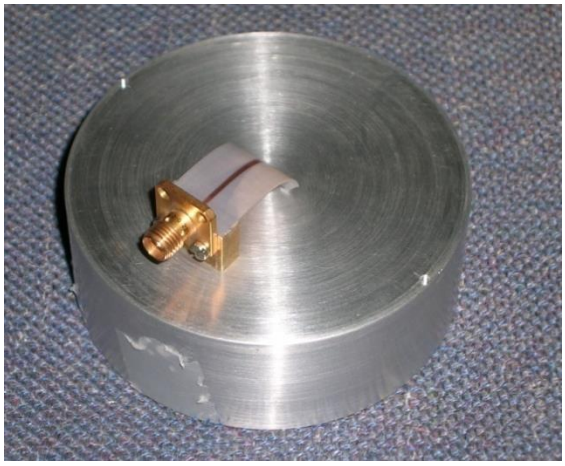
Treće rešenje – ovde predstavljena antenska struktura u cilindričnoj šupljini – karakterišu VSWR i efikasnost aperture uporedivi sa vrednostima u rešenju [48], ali i trodecibelski propusni opseg *axial ratio*-a veći od 9%. Imajući u vidu da su vrednosti poslednje karakteristike kod štampanih mikrostrip antena tipično svega nekoliko procenata (najčešće manje od 5%), postigniti rezultat se može smatrati veoma dobrim. Relativno velika razlika između efikasnosti aperture u odnosu na direktivni i efektivni dobitak je posledica gubitaka u napojnoj strukturi koji nisu uzeti u obzir u simulaciji, i može se smanjiti skraćivanjem napojnog voda.

5.2.4 Realizacija

Opisana antenska struktura je jednostavne konstrukcije, što takođe predstavlja jednu od prednosti predloženog rešenja – sastoji se od dve štampane pločice: jedne sa zračećim elementima i druge sa *bal-unom* preko koga se napaja antena. Zračeća i napojna struktura su realizovane na supstratu teflon-fiberglas dielektrične konstante ε_r=2.17 i debljina h=0.127 mm i h=0.254 mm, respektivno. Cilindrična šupljina u koju je postavljena pločica sa štampanim zračećim elementima ima prečnik D=70 mm i visinu 25 mm. Između antene i dna šupljine se nalazi sloj poliuretanske pene debljine 15 mm sa dielektričnom konstantom ε_r=1.03, pa njen uticaj nije uzet u obzir u simulaciji. Fotografija realizovane CBACP je data na slici 5.33 (a, b, c): prednja i zadnja strana antene i antena sa prekrivkom.



(a)



(b)

(c)

Slika 5.33. Fotografija realizovane antene s ukrštenim dipolima u cilindričnoj šupljini: (a) prednja, (b) zadnja strana i (c) sa prekrivkom.

U toku istraživanja i simulacije je uočeno da se dobijaju nešto bolji rezultati, u smislu šireg propusnog opsega u kom je AR<3 dB, ukoliko se optimizacija vrši s kriterijumom da su realni delovi admitansi (impedansi) oba dipola jednaki, a fazna razlika između njih 90° [25].

U prethodno opisanom i realizovanom primeru ukrštenih dipola u cilindričnoj šupljini sprovedena je, u prvom koraku, optimizacija svakog dipola posebno na idealne impedanse: (50−j50) Ω i (50+j50) Ω u što širem propusnom opsegu oko centralne učestanosti (f_c). Jasno je da uslov da impedanse dva dipola budu kompleksno-konjugovane može biti ispunjen samo na centralnoj učestanosti. Međutim, kako impedanse jednog i drugog dipola ne variraju sa frekvencijom na isti način, dešava se da struktura nema očekivani propusni opseg, iako impedanse kapacitivnog i induktivnog dipola, pojedinačno, imaju zadovoljavajući propusni opseg, pa je u sledećem koraku bilo potrebno dodatno optimizovanje antenske strukture u šupljini na minimalan AR u što širem frekvencijskom opsegu u okolini f_c.

Model koji će ovde biti prikazan (Model 2) je simuliran tako što je najpre optimizovan kapacitivni dipol na impedansu Z_1=(50−j50) Ω (odnosno, admitansu Y_1=(0.01+0.01) mS) na centralnoj učestanosti željenog opsega, a zatim su, na osnovu optimizacijom dobijenih vrednosti kapacitivne admitanse i međusobnih relacija realnih delova admitansi i faza oba dipola koje treba da budu zadovoljene (G_1=G_2 i θ_1=θ_2±90°) dobijene vrednosti susceptansi induktivnog dipola na karakterističnim frekvencijama (centralnoj, i donjoj i gornjoj graničnoj) i po tom kriterijumu optimizovan induktivni dipol.

Kako je

$$\theta_1 = \arctan\left(\frac{B_1}{G_1}\right) \text{ i } \theta_2 = \arctan\left(\frac{B_2}{G_2}\right) \tag{5.2-1}$$

$$\arctan\left(\frac{B_1}{G_1}\right) = \arctan\left(\frac{B_2}{G_2}\right) \pm 90°, \text{ tj. } \arctan\left(\frac{\frac{B_1}{G_1} - \frac{B_2}{G_2}}{1 + \frac{B_1 B_2}{G_1 G_2}}\right) = \pm 90° \tag{5.2-2}$$

$$\text{iz čega sledi da je } B_2 = -\frac{G_1 G_2}{B_1}, \tag{5.2-3}$$

odnosno, uz uslov da je G_1=G_2, dobija se:

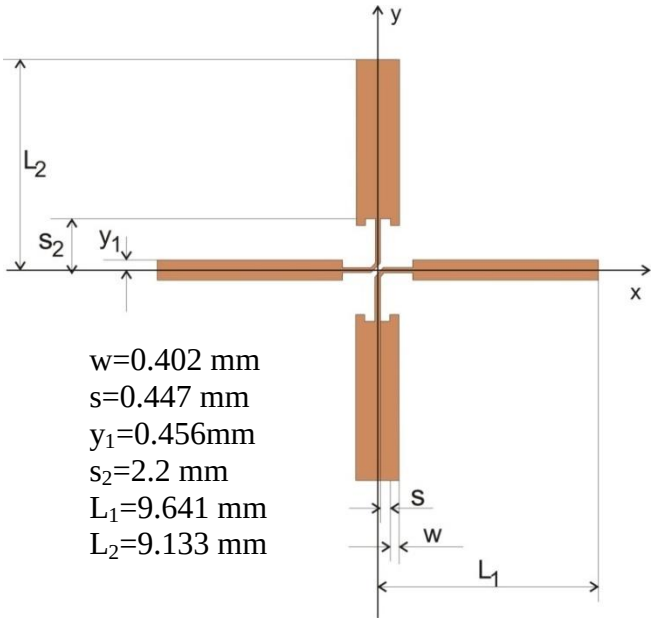
$$B_2 = -\frac{{G_1}^2}{B_1} \tag{5.2-4}$$

Naravno da se ove relacije mogu primeniti i na rezistanse i reaktanse, pa analogno prethodnom izrazu važi i:

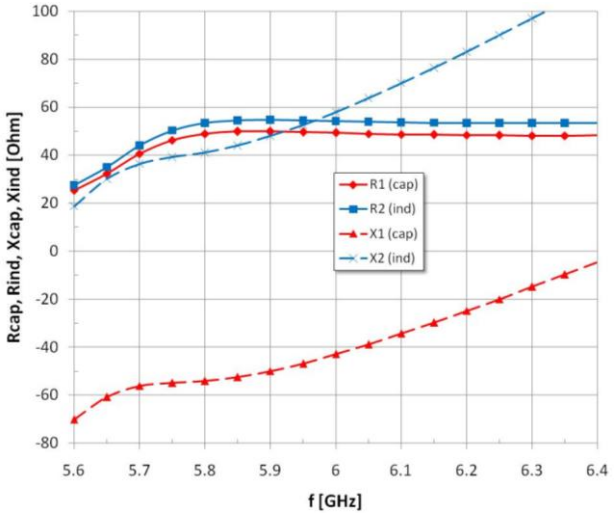
$$X_2 = -\frac{R_1 R_2}{X_1} \tag{5.2-5}$$

gde je X_2 reaktansa induktivnog dipola, R_2 njegova rezistansa, a R_1 i X_1 rezistansa i reaktansa kapacitivnog dipola. Postavljanjem izračunatih vrednosti u tri karakteristične tačke opsega (centralna, donja i gornja granična učestanost) reaktanse X_2 za ciljane u procesu optimizacije, dobijena je antenska struktura sa nešto poboljšanim karakteristikama u odnosu na prikazani realizovani model.

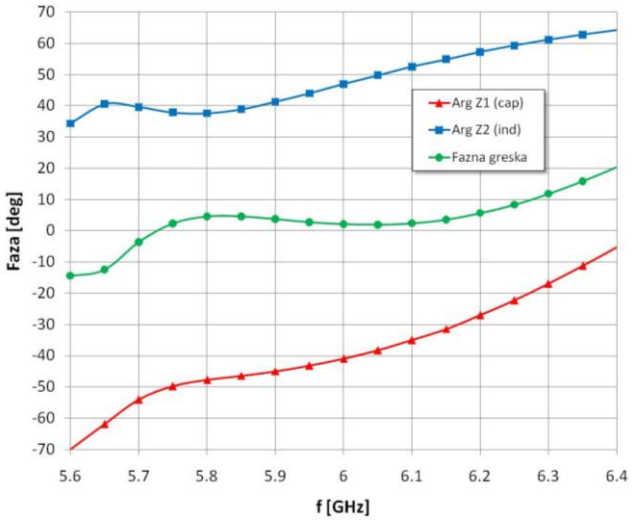
Na ovaj način je postignut propusni opseg za axial ratio (AR<3 dB) od oko 9.7%. Skica ovako optimizovanih ukrštenih dipola je prikazana na slici 5.34, dok au simulirane vrednosti realnih i imaginarnih delova impedansi oba dipola, njihovih faza i *axial ratio*-a date na slikama 5.35, 5.36 i 5.37. Poluprečnik cilindrične šupljine je pri optimizaciji bio R=35 mm, a rastojanja pločice sa štampanim ukrštenim dipolima od vrha (H), odnosno dna šupljine (H_d) su iznosila 20 mm i 15 mm, respektivno.



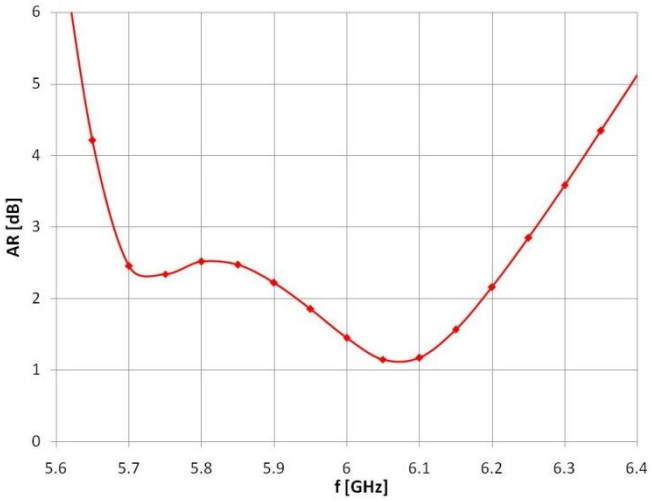
Slika 5.34. Skica ukrštenih dipola sa naznačenim dimenzijama koje se optimizuju.



Slika 5.35. Realni i imaginarni delovi impedansi kapacitivnog i induktivnog dipola.



Slika 5.36. Faze kapacitivnog i induktivnog dipola i fazna greška (odstupanje od fazne razlike 90°).



Slika 5.37. Simulirani axial ratio CBACP antene (model 2).

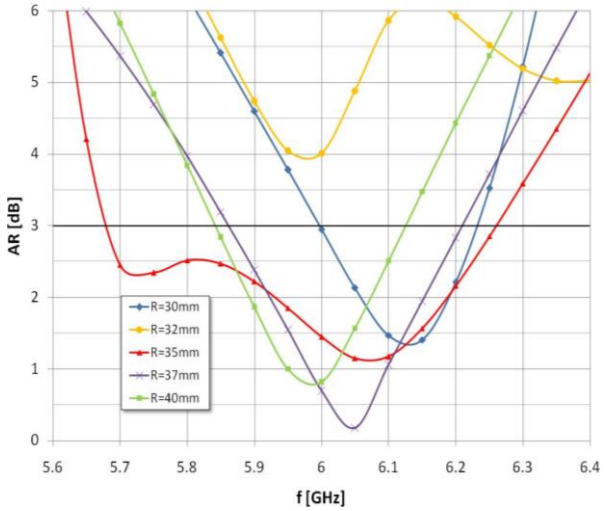
5.2.5 Analiza uticaja pojedinih parametara na električne karakteristike ukrštenih dipola u cilindričnoj šupljini (Model 2)

Da bi se utvrdilo na koji način svaki parametar pojedinačno utiče na karakteristiku cirkularne polarizacije i pojačanje antenske strukture, u ovoj sekciji je sprovedena analiza u kojoj je vrednost parametra čiji se uticaj ispituje varirana u okolini optimizovane vrednosti, dok su ostali parametri zadržavali vrednost dobijenu optimizacijom. Naročito je vođeno računa o varijacijama AR-a, pošto se on pokazao kao najosetljiviji na promenu pojedinih parametara antene. Kako su pojačanje i koeficijent refleksije manje podložni degradaciji, prikazani su njihovi grafici samo u slučajevima varijacije onih parametara čiji je uticaj na datu karakteristiku značajniji.

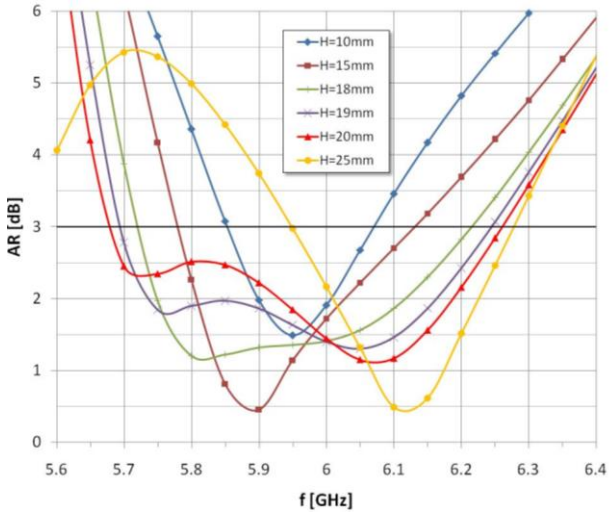
5.2.6 Uticaj na AR

Dijagrami na slikama 5.38 (a-i), 5.39 (a-c) i 5.40 (a-i) prikazuju ponašanje električnih karakteristika ukrštenih dipola pri varijaciji pojedinih fizičkih parametara antenske strukture. Može se zapaziti izvesna pravilnost devijacije posmatrane električne karakteristike pri određenoj promeni neke od dimenzija strukture. Takođe, uticaj pojedinih parametara je gotovo zanemarljiv, dok je drugih uočljiv već i pri malim odstupanjima datog parametra od optimalne vrednosti. Dati su dijagrami devijacija *axial ratio*-a, pojačanja i koeficijenta refleksije pri varijaciji parametara cilindrične šupljine - R (poluprečnika), H (rastojanja ukrštenih dipola od vrha šupljine) i H_d (rastojanja ukrštenih dipola od dna šupljine), čiji se uticaj pokazao kao dominantan, kao i zavisnost od dimenzija jednog i drugog dipola. Vidi se da je AR (*axial ratio*) najosetljiviji na variranje fizičkih dimenzija strukture, posebno poluprečnika šupljine (R), rastojanja savijenih ukrštenih dipola od vrha (H) i od dna cilindrične šupljine (H_d), zatim od dužine induktivnog dipola (L_2) i procepa na njemu (s_2), kao i širine kapacitivnog dipola (y_1), s tim što su neke devijacije veće za „plus“, a neke za „minus“ varijacije ispitivanog parametra, o čemu treba voditi računa prilikom izrade, tj. paziti da se kritične dimenzije realizuju sa što većom tačnošću. Pojedini parametri, kao što su širina trake (w) i širina (s) i dužina (s_2) procepa induktivnog dipola, pri variranju izazivaju devijaciju AR

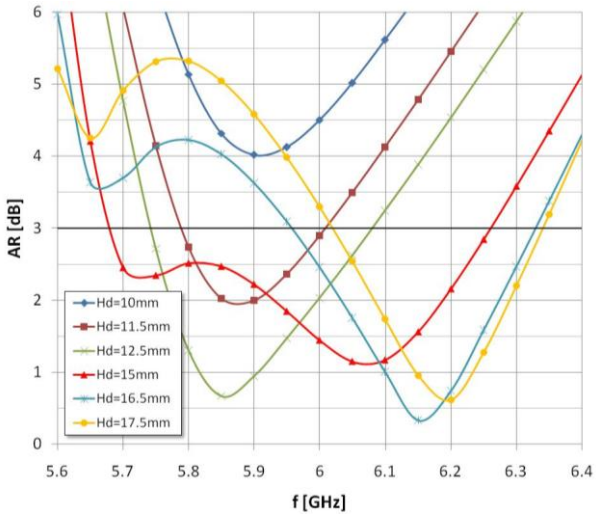
koja pokazuje određenu pravilnost, pa ovo može poslužiti pri naknadnom „ručnom“ podešavanju za poboljšanje i kontrolu konačnih rezultata.



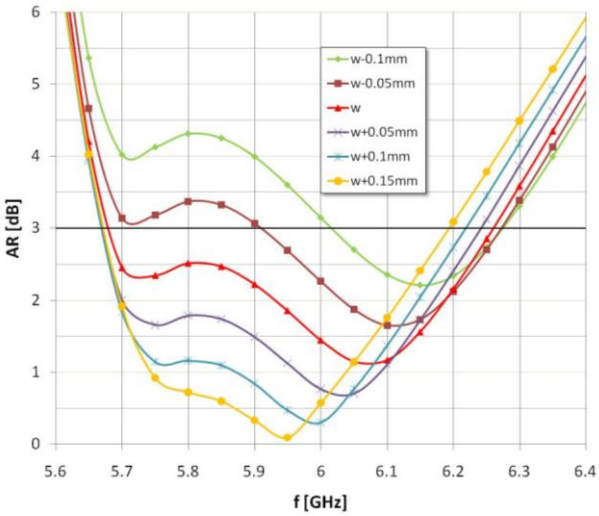
(a)



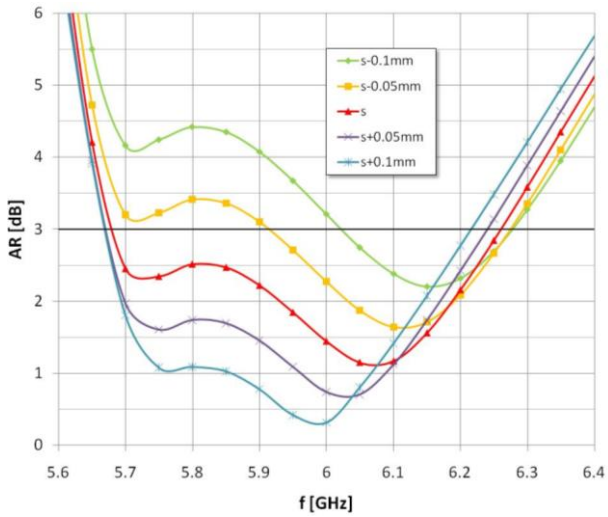
(b)



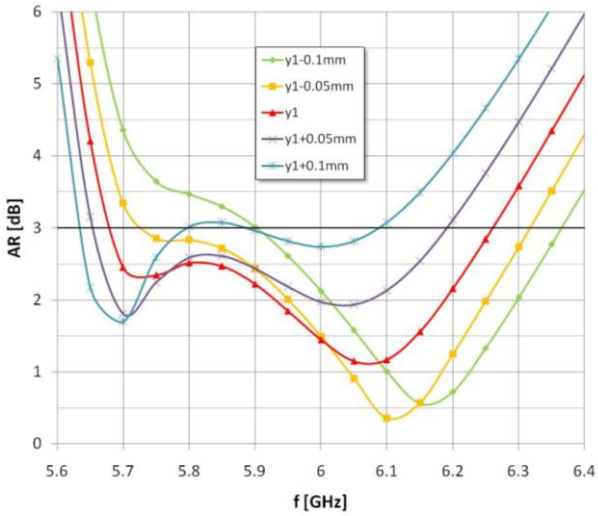
(c)



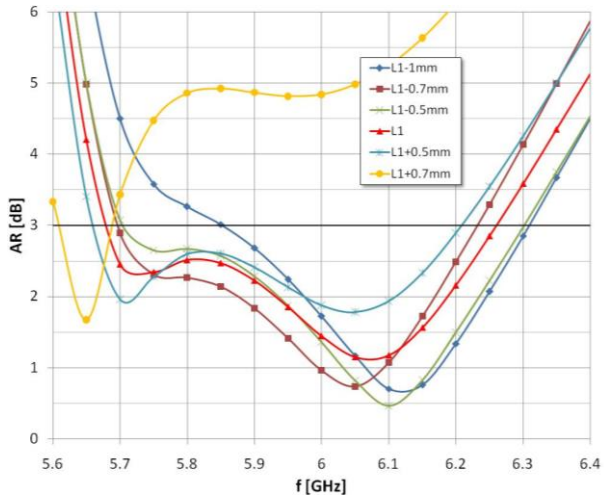
(d)



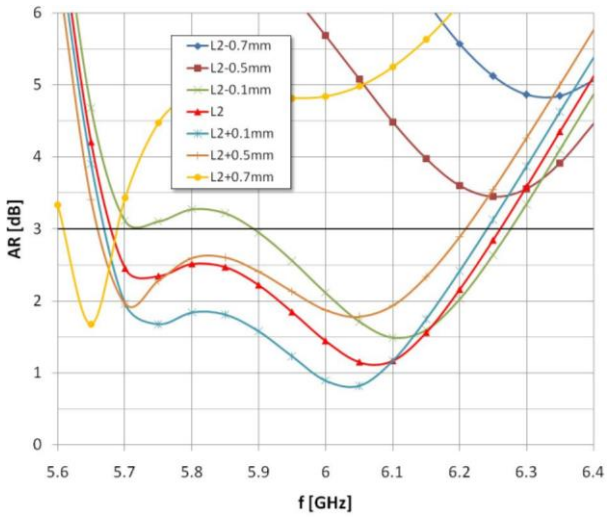
(e)



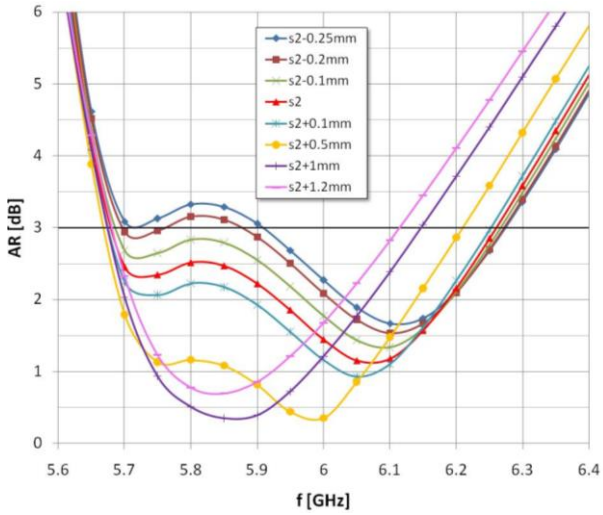
(f)



(g)



(h)

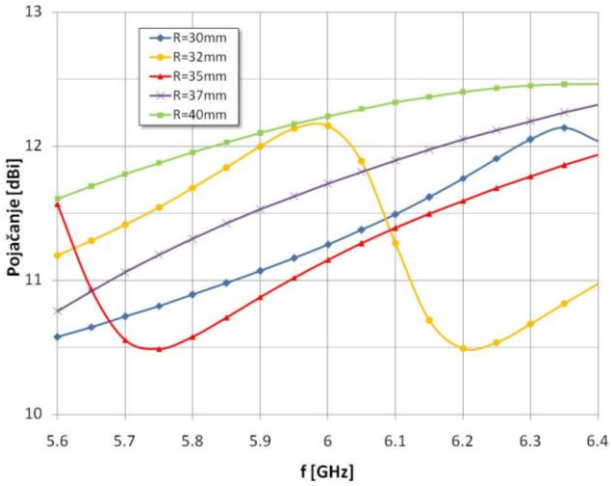


(i)

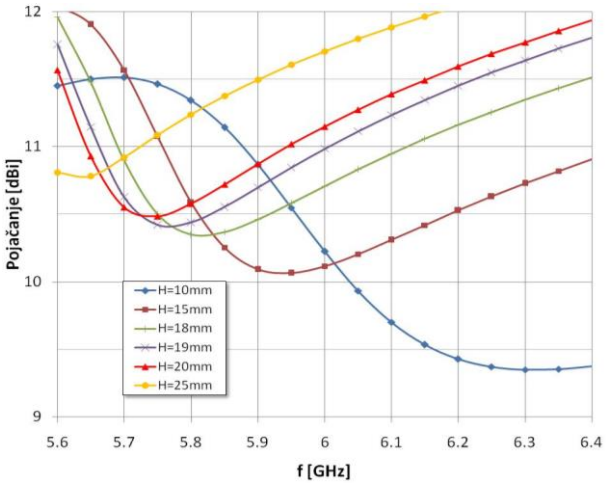
Slika 5.38. Uticaj (a) R, (b) H, (c) H_d, (d) w, (e) s, (f) y_1, (g) L_1, (h) L_2, (i) s_2 na *axial ratio* antene sa ukrštenim dipolima u cilindričnoj šupljini.

5.2.7 Uticaj na pojačanje

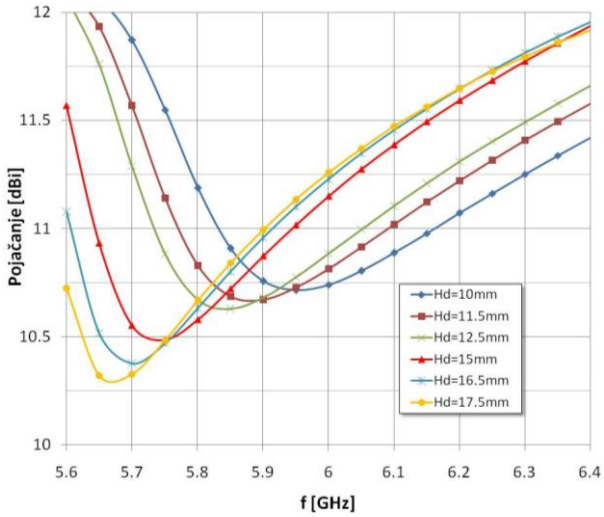
Pojačanje antene se pokazalo „najotpornije“ na variranje većine parametara antenske strukture, pa je grafički prikazano samo u zavisnosti od R, H i H_d kada je devijacija uočljivija ili pokazuje određeni trend promene. Generalno, veći poluprečnik šupljine obezbeđuje veće pojačanje antene, međutim iz uporednih dijagrama na slici 5.39 (a) se može videti da je varijacija pojačanja u okolini optimizovane vrednosti R (35 mm) neregularna, tj. za manju vrednost R (32 mm) dobijamo veće pojačanje. Devijacije pojačanja su u okviru 1 dB za varijaciju R od ± 5 mm. Povećanje udaljenosti ukrštenih dipola od vrha cilindrične šupljine (H) i od njenog dna (H_d) utiče na pomeranje krive pojačanja prema višim frekvencijama. Opseg varijacije pojačanja na centralnoj učestanosti je (-1/+0.5) dB.



(a)



(b)

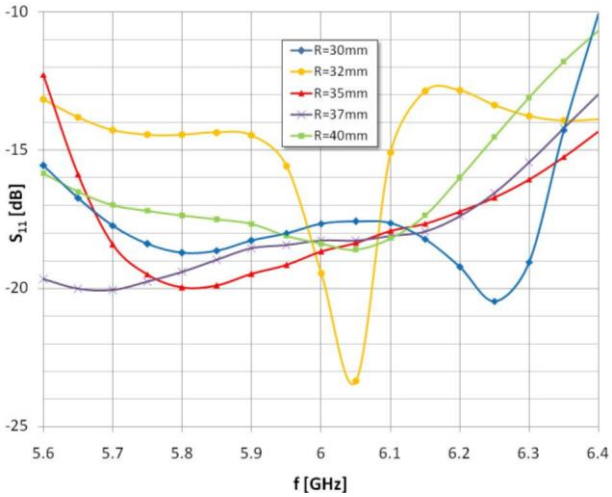


(c)

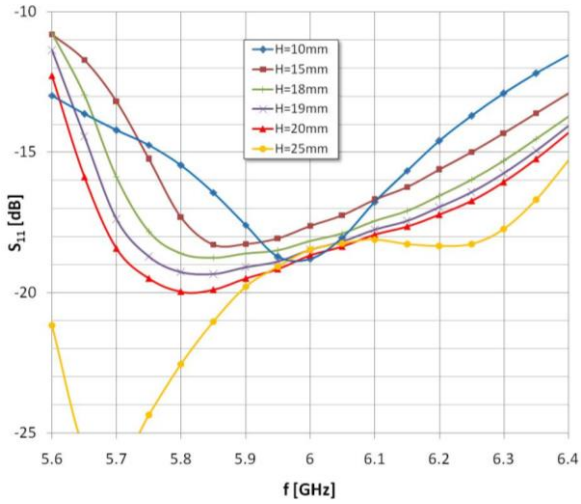
Slika 5.39. Uticaj (a) R, (b) H, (c) H_d, na pojačanje antene sa ukrštenim dipolima u cilindričnoj šupljini.

5.2.8 Uticaj na koeficijent refleksije S_{11}

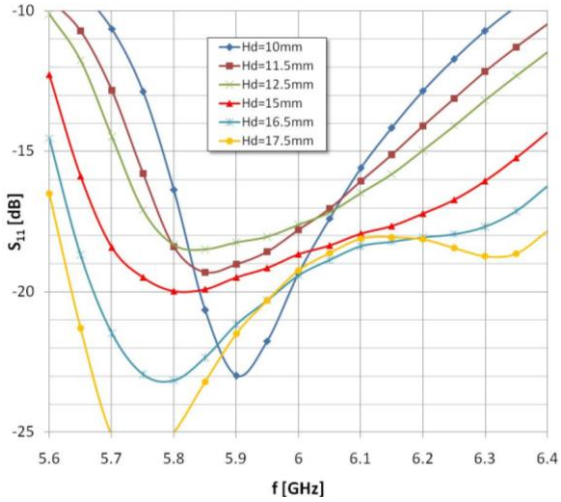
Uticaj većine fizičkih parametara antenskog sistema na koeficijent refleksije nije kritičan, iako u nekim slučajevima nije beznačajan (L_1, L_2, s_2). Naročito je izražen uticaj dužine kapacitivnog dipola L_1, tj. struktura pokazuje osetljivost i na njene manje varijacije. Promena dužine induktivnog dipola (L_2) takođe utiče na degradaciju koeficijenta refleksije tako što se pri povećanju dužine minimum krive S_{11} pomera prema višim frekvencijama opsega, a pri njegovom skraćivanju dolazi do nešto veće degradacije S_{11}. Za neke paramatre (H, H_d, w, s, s_2) se može uočiti pravilnost devijacije S_{11} sa promenom njihove dimenzije. Koeficijent refleksije, posmatran u frekvencijskom opsegu (5.6 – 6.4) GHz, ne prevazilazi vrednost -10 dB (VSWR<2) u relativno širokom opsegu promene svih parametara, izuzev pri „minus“ promenama L_1 i L_2 pri kojima S_{11} značajno poraste, slika 5.40. (g, h).



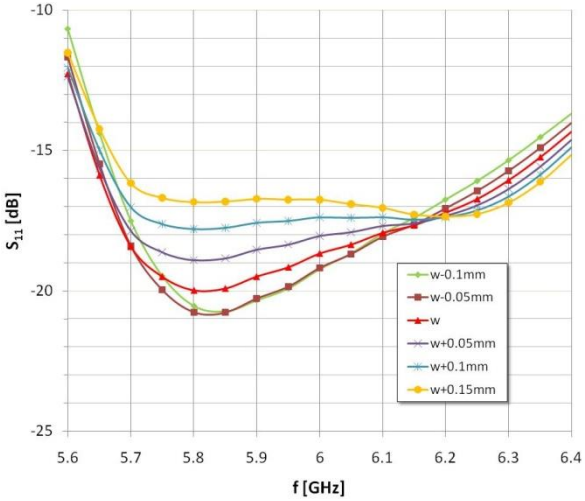
(a)



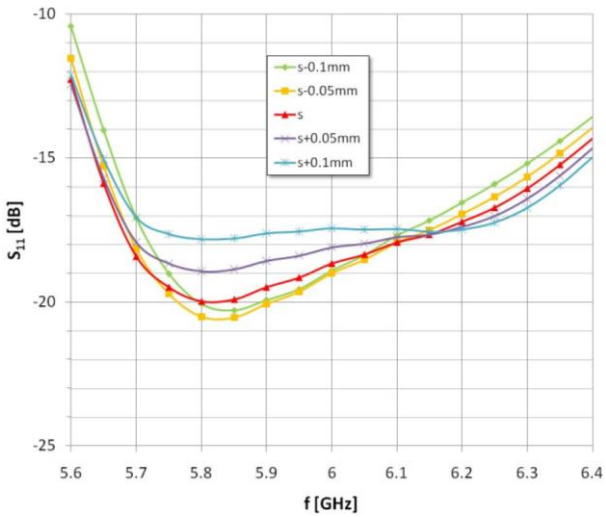
(b)



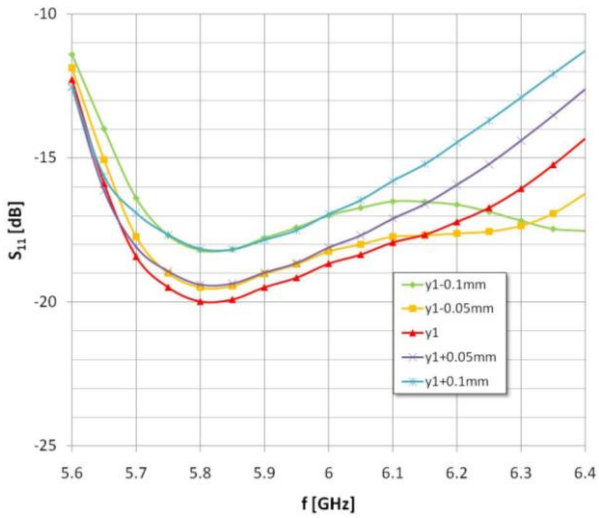
(c)



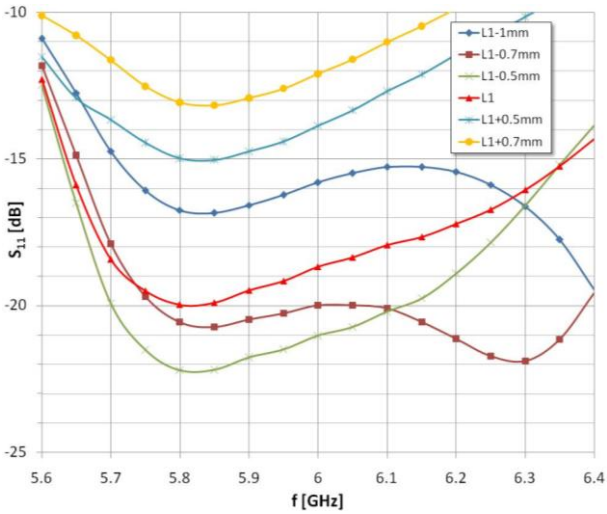
(d)



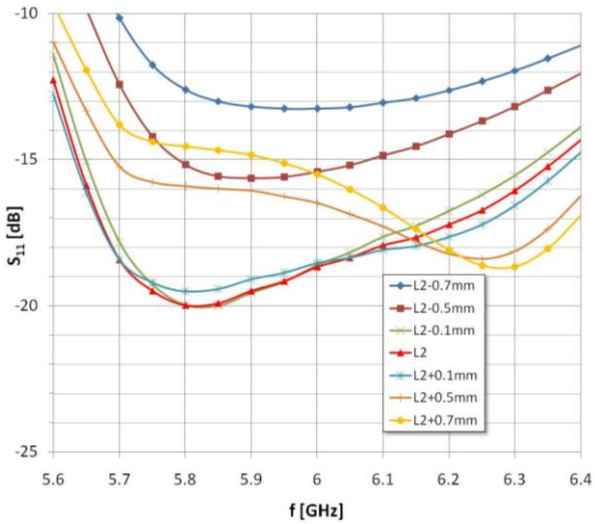
(e)



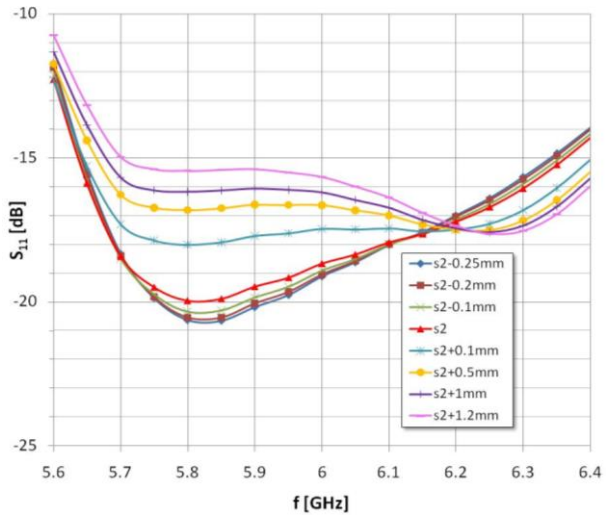
(f)



(g)



(h)



(i)

Slika 5.40. Uticaj (a) R, (b) H, (c) H_d, (d) w, (e) s, (f) y_1, (g) L_1, (h) L_2, (i) s_2 na koeficijent refleksije S_{11} antene sa ukrštenim dipolima u cilindričnoj šupljini.

Zaključci ove analize takođe mogu koristiti da se „ručnim“ podešavanjem pojedinih parametara dodatno poboljšaju karakteristike simuliranog modela. Osim toga, na osnovu njih imamo informaciju o kojim dimenzijama treba voditi računa pri realizaciji, tj. kolika je maksimalna dozvoljena greška u izradi, ukoliko njihova i mala varijacija značajno utiče na električne karakteristike antenske strukture.

5.3 Cirkularno polarizovana antena sa ukrštenim dvostruko savijenim dipolima u cilindričnoj šupljini

Kao jednu od varijanti antene sa cirkularnom polarizacijom smeštene u cilindričnu šupljinu, prikazaćemo antenu formiranu od ukrštenih, ali dvostruko savijenih dipola. Koncept je istovetan konceptu prethodno opisane antene u cilindričnoj šupljini – zračeće elemente predstavljaju ukršteni dipoli sa međusobno konjugovano-kompleksnim impedansama što obezbeđuje njihovo napajanje strujama istih intenziteta i fazama u kvadraturi, a glavni doprinos ove varijante antene je korišćenje dvostruko savijenih dipola čime se znatno smanjuju dimenzije antene, odnosno cilindrične šupljine u koju je smeštena.

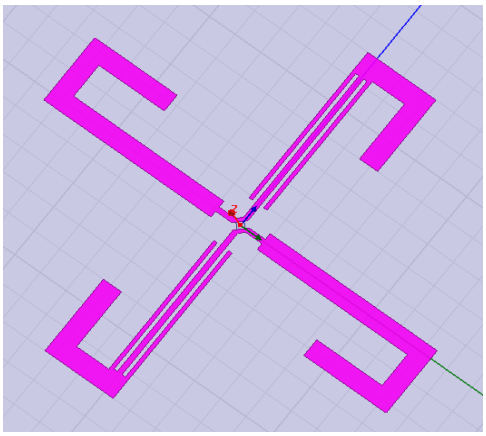
U referenci [6] je primenjen koncept prikazan u [49] da bi se projektovala antena koja služi za prijem signala iz minijaturne kapsule koju pacijent proguta. Signal iz kamere, koja se nalazi u kapsuli zajedno sa predajnikom, se prima prijemnom antenom koja je cirkularno polarizovana. Razlika prikazane antene u odnosu na antenu iz [49] je u tome što su oba ukrštena dipola dvostruko savijena da bi se ukupne dimenzije antenske strukture smanjile, pošto je radni opseg učestanosti oko 1.4 GHz. Ovde nije korišćena reflektorska ploča kao u [49], pa antena ima relativno malo pojačanje, a takođe postoji i uticaj bliskog okruženja na njene karakteristike.

Da bi se eliminisala ova dva nedostatka, antena prikazana u [6] je smeštena u cilindričnu šupljinu. Ovakvom modifikacijom se znatno povećava dobitak antene i umanjuje degradirajući uticaj okoline. Projektovani su modeli za opsege oko 1.5 GHz i 5.8 GHz, a realizovan je model za opseg 5.8 GHz [50,51].

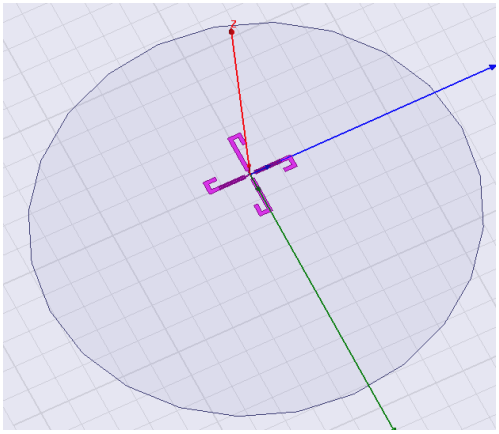
5.3.1 Metod projektovanja

U prvom koraku se pojedinačno projektuju ravni dipoli sa konjugovano-kompleksnim impedansama, bez dielektrične podloge i sa reflektorskom pločom na rastojanju od $\lambda_0/4$. Dimenzije dipola su optimizovane tako da se na centralnoj učestanosti dobiju impedanse (50+j50) Ω i (50-j50) Ω. Zatim su formirani dipoli sa dvostruko savijenim krajevima, slika

5.41, čije su dimenzije ponovo optimizovane, pošto je savijanje uticalo na promenu impedansi.

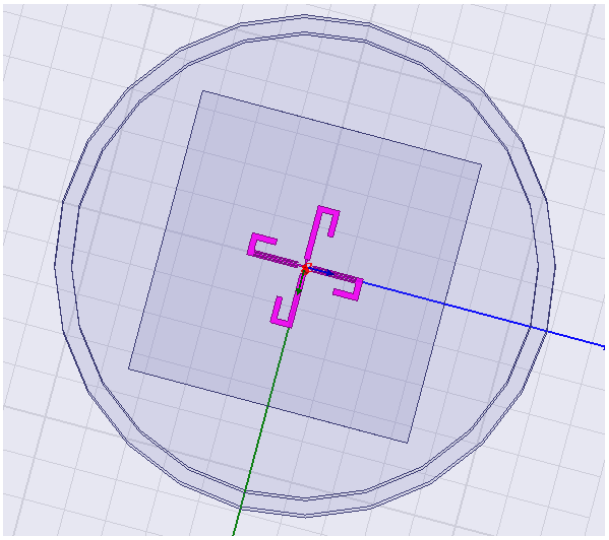


Slika 5.41. Antena sa ukrštenim dvostruko savijenim dipolima.

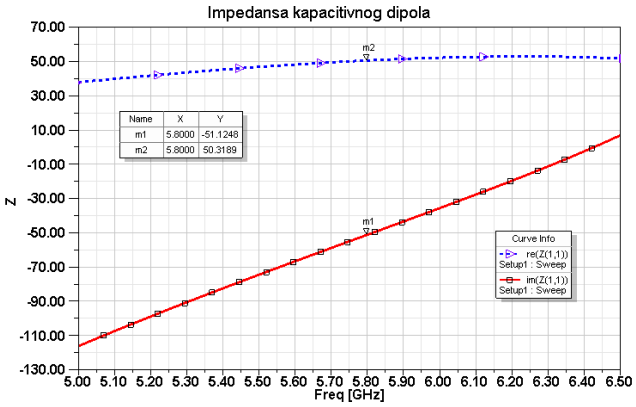


Slika 5.42. Savijeni ukršteni dipoli sa reflektorskom pločom bez dielektrične podloge.

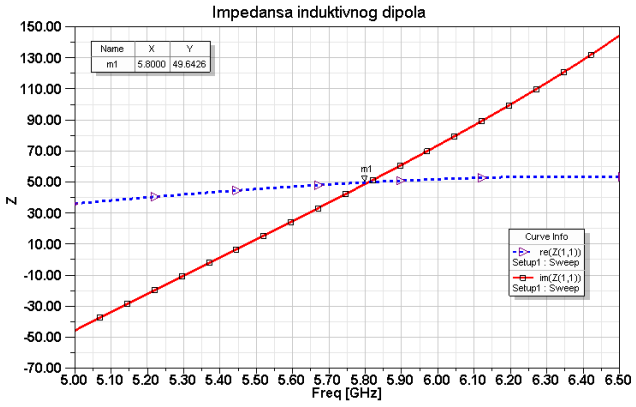
U drugom koraku je formirana antena sa ukrštenim savijenim dipolima, slika 5.42, nakon čega se, posle provere ekcentriciteta (axial ratio) i impedansi, eventualno obavlja dopunska optimizacija. U sledećem koraku se formira cilindrična šupljina sa ukrštenim dipolima na rastojanju $\lambda_0/4$ od njenog dna, slika 5.43. Prečnik i visina dielektrične šupljine se optimizuju da bi se na centralnoj frekvenciji dobio minimalni ekscentricitet. Zatim se, posebno jedan i drugi dipol, ali na dielektričnim podlogama i u cilindričnoj šupljini, optimizuju na impedanse (50+j50) Ω i (50-j50) Ω , slike 5.44 i 5.45, respektivno.



Slika 5.43. Ukršteni dipoli na dielektričnoj podlozi u cilindričnoj šupljini.

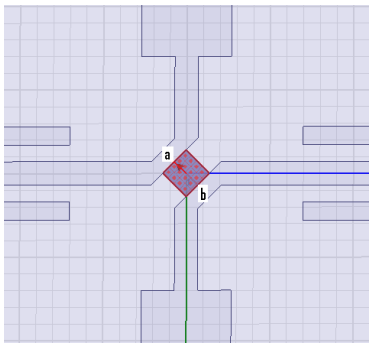


Slika 5.44. Impedansa kapacitivnog dipola u cilindričnoj šupljini.

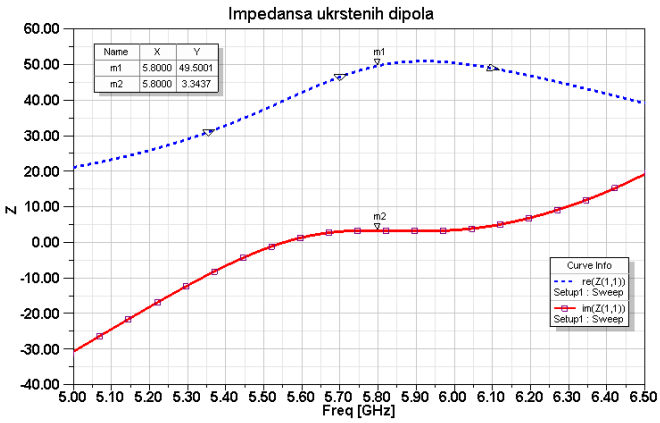


Slika 5.45. Impedansa induktivnog dipola u cilindričnoj šupljini.

Posle optimizacije se ponovo formiraju ukršteni dipoli i eventualno vrši dopunska optimizacija dimenzija dielektrične šupljine da bi se dobio minimalni ekcentricitet. Tokom optimizacije se dipoli napajaju generatorom koji se nalazi izmedju tačaka **a** i **b**, slika 5.46. Kod realizovane antene se napajanje vrši preko simetričnog (balansiranog) mikrostrip voda. Izgled impedanse antene sa ukrštenim dipolima koja iznosi približno (50+j0) Ω data je na slici 5.47.



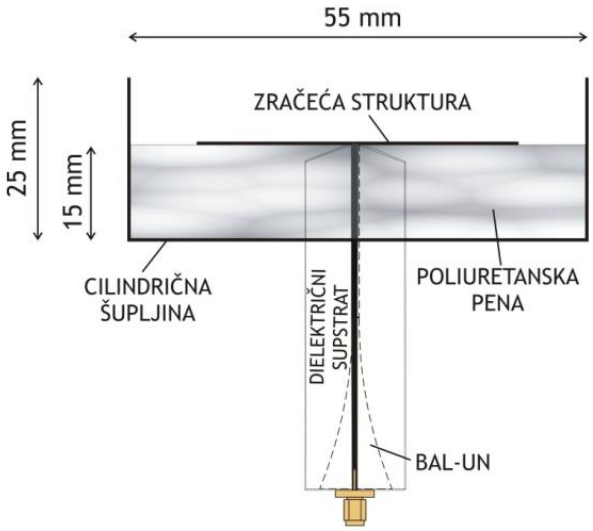
Slika 5.46. Pobuda ukrštenih dipola.



Slika 5.47. Impedansa antene sa ukrštenim dipolima.

5.3.2 Realizacija i dobijeni rezultati

Ukršteni dipoli su realizovani na dielektričnoj podlozi od teflon-fiberglasa relativne dielektrične konstante ε_r=2.17 i debljine h=0.127 mm. Dipoli se napajaju preko simetričnog (balansiranog) mikrostrip voda karakteristične impedanse 50 Ω koji se završava tejperovanim *bal-unom*, odnosno prelazom na konvencionalni (nesimetrični) mikrostrip vod, na čijem kraju se montira koaksijalna SMA priključnica, slika 5.48.

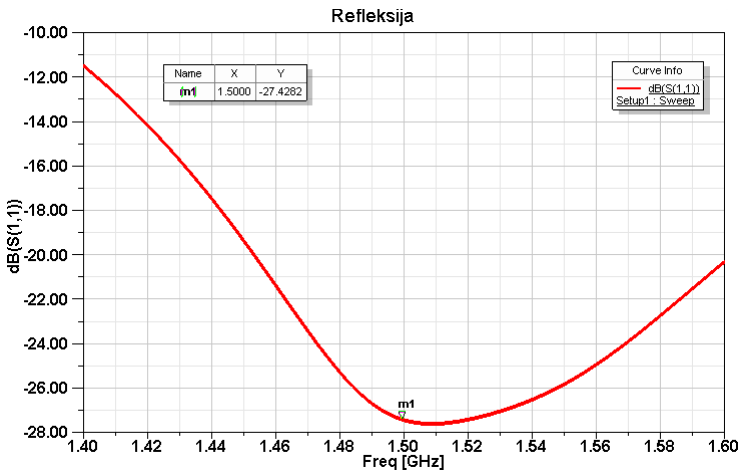


Slika 5.48. Podužni presek antenske strukture sa pobudom preko *bal-una*.

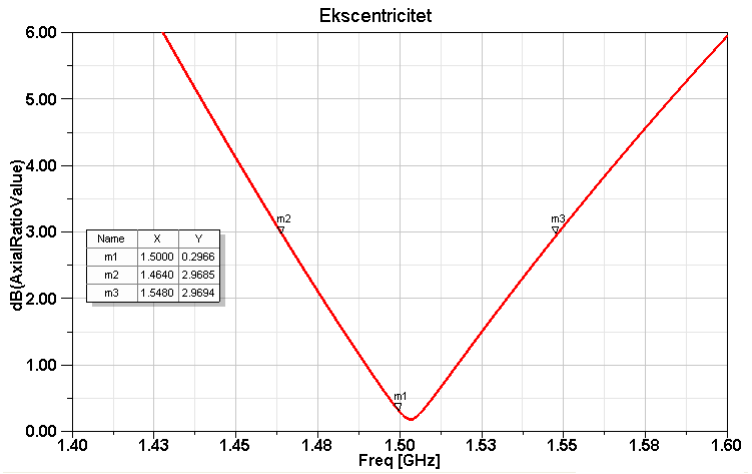
Izmedju dielektrične pločice sa ukrštenim dipolima i dna dielektrične šupljine se nalazi poliuretanska pena, čija je relativna dielektrična konstanta ~1.03, tako da se njeno prisustvo može zanemariti. Cilindrična šupljina je napravljena od aluminijuma, na čijoj zadnjoj strani se nalazi koaksijalna priključnica. Na slici 5.49 je prikazana fotografija realizovane antene sa dvostruko savijenim ukrštenim dipolima u cilindričnoj šupljini.

Slika 5.49. Realizovana antena sa ukrštenim dvostruko savijenim dipolima u cilindričnoj šupljini.

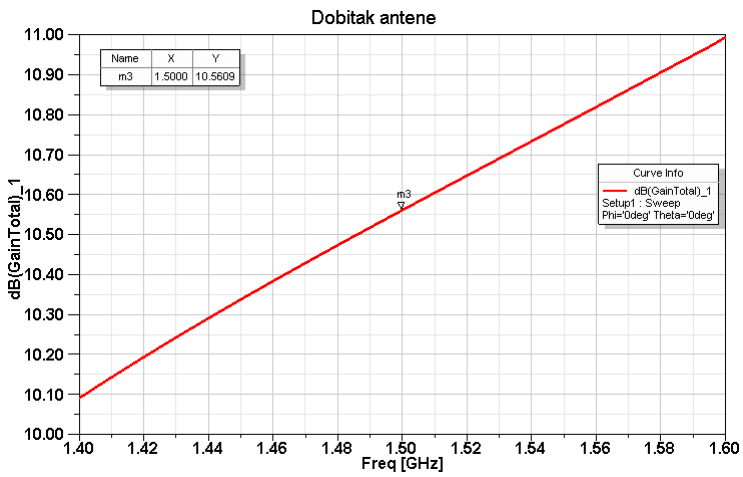
Na slikama 5.50, 5.51 i 5.52 su prikazane simulirane karakteristike modela iste antene projektovane za opseg oko 1.5 GHz: koeficijent refleksije S_{11}, ekscentricitet (*axial ratio*) i dobitak antene, respektivno.



Slika 5.50. Koeficijent refleksije antene projektovane na 1.5 GHz.

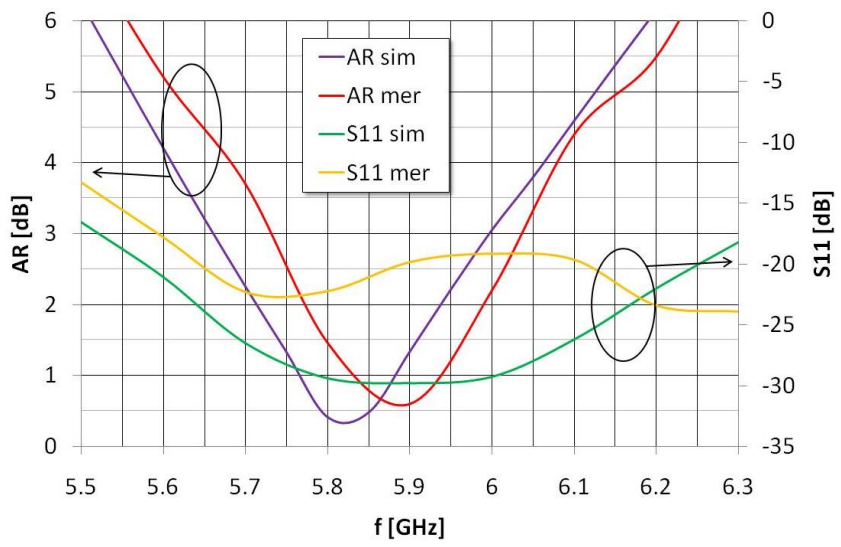


Slika 5.51. Ekscentricitet (AR) antene projektovane na 1.5 GHz.

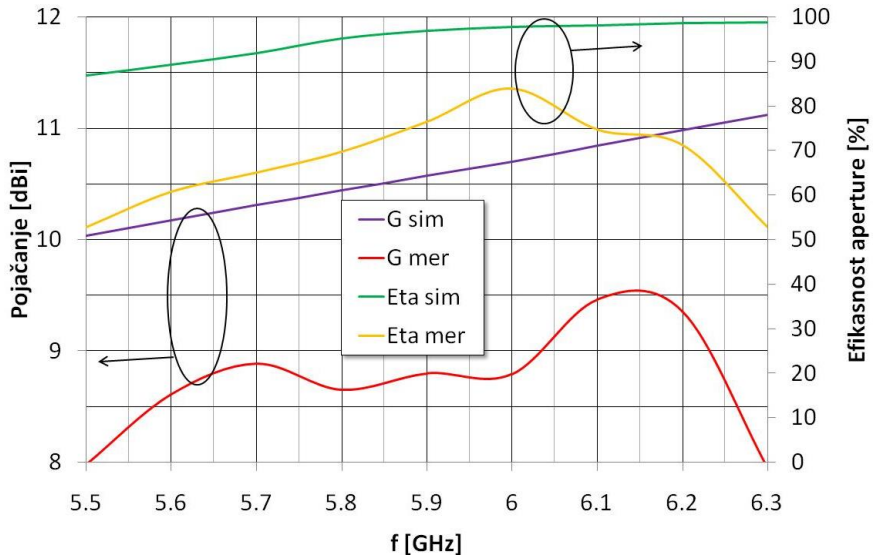


Slika 5.52. Pojačanje antene projektovane na 1.5 GHz.

Kako nisu postojale tehnološke mogućnosti za realizaciju antene projektovane za opseg oko 1.5 GHz, prvenstveno zbog relativno velikog prečnika cilindrične šupljine (220 mm), realizovan je model za opseg oko 5.8 GHz (slika 5.49). Dijagrami na slikama 5.53 i 5.54 prikazuju simulirane i izmerene sledeće karakteristike antene sa ukrštenim dvostruko savijenim dipolima u cilindričnoj šupljini projektovane za opseg 5.8 GHz, u zavisnosti od frekvencije: ekscentricitet (AR), koeficijent refleksije (S_{11}), pojačanje antene i efikasnost aperture, respektivno.



Slika 5.53. Simulirani i izmereni AR i koeficijent refleksije antene sa ukrštenim dvostruko savijenim dipolima u cilindričnoj šupljini.



Slika 5.54. Simulirano i izmereno pojačanje i efikasnost aperture antene sa ukrštenim dvostruko savijenim dipolima u cilindričnoj šupljini.

5.3.3 Analiza uticaja pojedinih parametara na električne karakteristike antene formirane od ukrštenih i dvostruko savijenih dipola u cilindričnoj šupljini

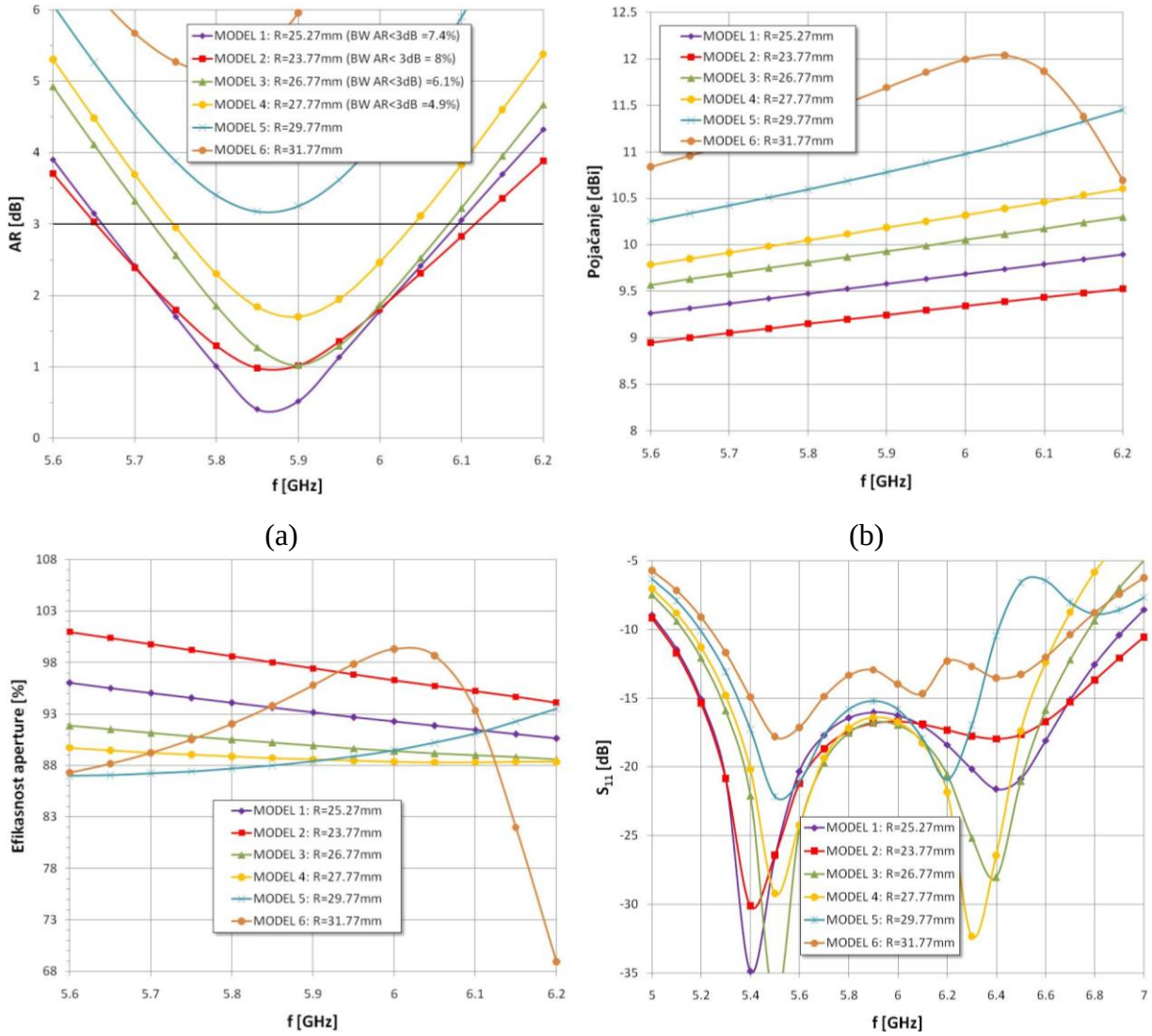
Kao i u slučaju antene sa ukrštenim ravnim dipolima, izvršena je analiza uticaja nekoliko karakterističnih dimenzija antenske strukture čija je varijacija oko optimizovanih vrednosti imala za posledicu najuočljiviju devijaciju *axial ratio*-a, pojačanja i koeficijenta refleksije.

Optimizovan je model primenom istog kriterijuma kao u slučaju (Model 2) opisanom u potpoglavlju 5.2, tj. cilj optimizacije je bio da kapacitivni i induktivni dipol u što je moguće širem propusnom opsegu zadovoljavaju uslov $G_1=G_2$ i $\theta_1=\theta_2 \pm 90°$ [25].

Sa dijagrama na slikama 5.55 (a-d), 5.56 (a-c) i 5.57 (a-c) se može videti ponašanje električnih karakteristika ovakvih ukrštenih dipola pri varijaciji pojedinih fizičkih parametara antenske strukture. Slično kao u analizi antene sa ukrštenim ravnim dipolima u cilindričnoj šupljini, i ovde se može zapaziti izvesna pravilnost devijacije posmatrane električne karakteristike pri određenoj promeni neke od dimenzija strukture. Takođe, i u ovom slučaju, uticaj pojedinih parametara je gotovo zanemarljiv, dok je drugih uočljiv već i pri malim odstupanjima datog parametra od optimalne vrednosti. Prikazani su dijagrami devijacija *axial ratio*-a, pojačanja, efikasnosti aperture i koeficijenta refleksije pri varijaciji R (poluprečnika cilindrične šupljine), H (rastojanja ukrštenih dipola od vrha šupljine) i H_d (rastojanja ukrštenih dipola od dna šupljine), pošto se njihov uticaj pokazao kao dominantan. Vidi se da je AR najosetljiviji na variranje fizičkih dimenzija strukture, naročito poluprečnika šupljine (R) i rastojanja savijenih ukrštenih dipola od vrha (H) i od dna cilindrične šupljine (H_d), dok je koeficijent refleksije najmanje podložan degradaciji pri variranju bilo kog od parametara, pa nije grafički prikazan, sem u zavisnosti od R. Na slici 5.55 (d) je data promena S_{11} sa varijacijom poluprečnika šupljine R iz kog se vidi da je S_{11} u okviru dozvoljenih vrednosti (< -10 dB) u opsegu većem od 20% oko centralne učestanosti. Povećanje poluprečnika šupljine doprinosi degradaciji krive S_{11} u smislu dubine minimuma i širine propusnog opsega. O ovome treba voditi računa pri projektovanju, jer veće R podrazumeva da je i pojačanje antene veće, slika 5.55 (b), pa je potrebno naći kompromis između ova dva zahteva. Varijacija pojačanja je u okviru ±0.5 dB za promenu vrednosti R u opsegu ±8%, a tek pri značajnijem povećanju (od 20%) se dobija dodatnih 2 dB u odnosu na optimizovanu vrednost. Efikasnost aperture se menja srazmerno promeni pojačanja antene – sa većim poluprečnikom šupljine ona je veća. Zaključci ove analize takođe mogu koristiti da se „ručnim“ podešavanjem pojedinih parametara dodatno poboljšaju karakteristike simuliranog modela.

MODEL 1 je optimizovan na način koji je korišćen i kod CBACP sa ravnim dipolima. Dobijene su karakteristike prikazane na slikama 5.55 (a,b,c): $BW_{AR<3dB}$=7.4%, pojačanje oko 9.6 dBi, efikasnost aperture oko 93%), a zatim su „ručno“ varirane dimenzije antenske strukture, tako što su pri promeni jedne dimenzije, sve ostale zadržavale optimizovanu vrednost. Pokazalo se da MODEL 2, dobijen korekcijom dimenzija antenske strukture

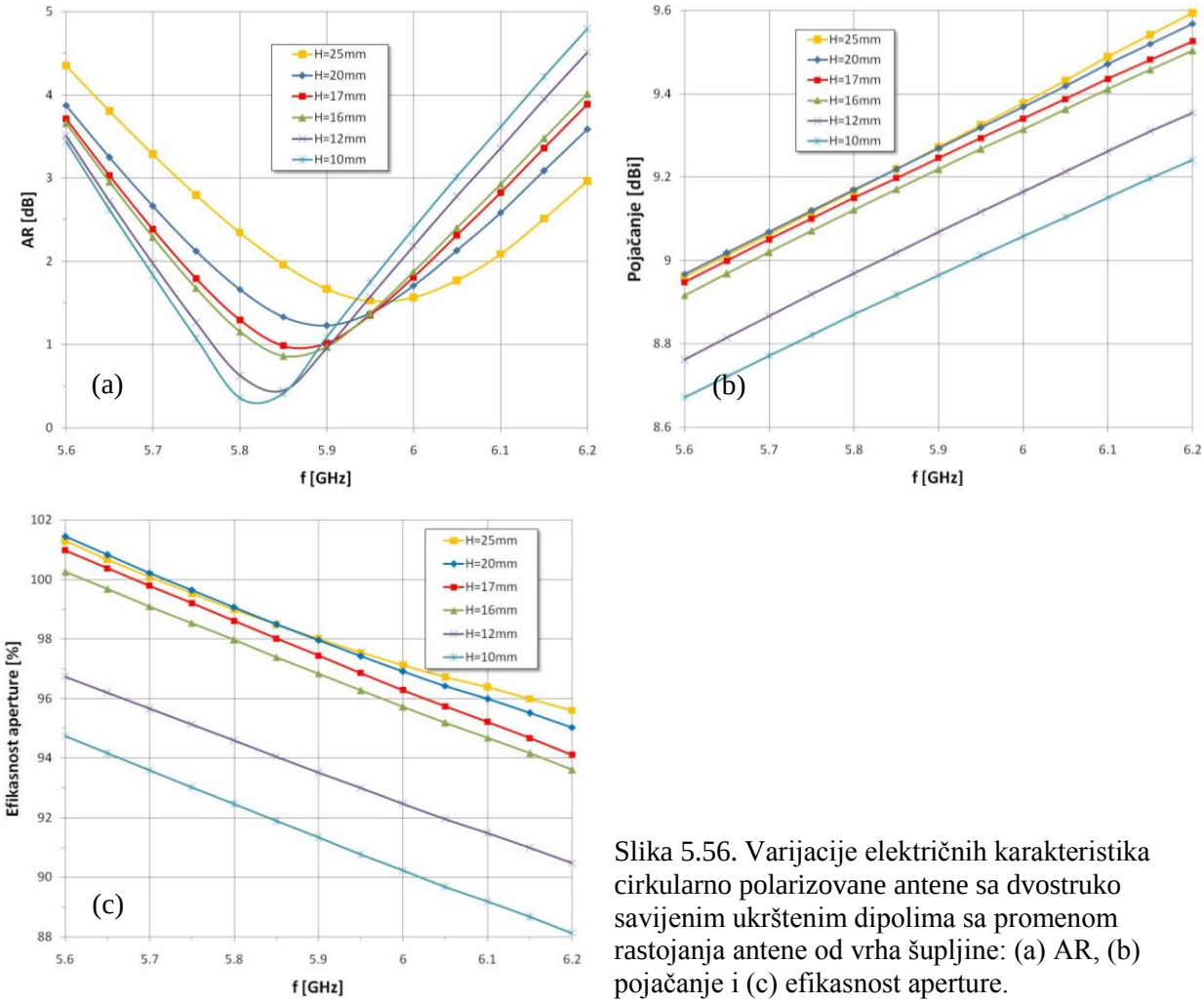
MODELA 1 (poluprečnik šupljine smanjen za 1.5 mm i širina spoljnih traka induktivnog dipola smanjena za oko 5% od optimizovane vrednosti), daje bolji rezultat, tj. širi propusni opseg za axial ratio (BW_{AR}≈8%) uz neznatno smanjenje pojačanja na centralnoj učestanosti, a bez degradacije koeficijenta refleksije. Efikasnost aperture je očekivano veća s obzirom na to da je fizička površina aperture manja nego u slučaju MODELA 1.



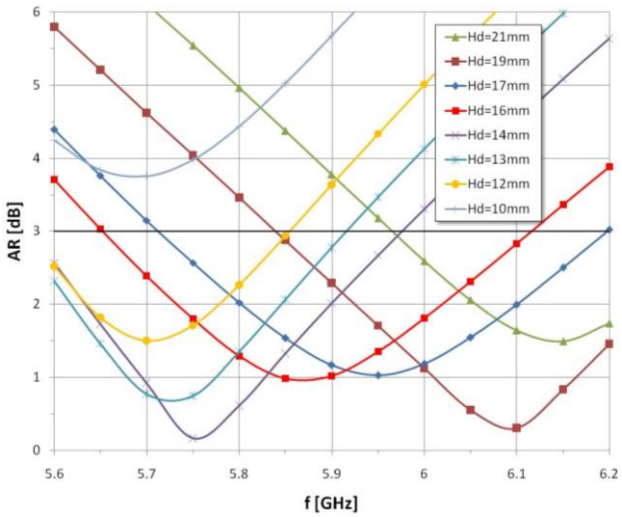
Slika 5.55. Varijacije električnih karakteristika cirkularno polarizovane antene sa dvostruko savijenim ukrštenim dipolima sa promenom poluprečnika šupljine.

Nakon toga su na MODELU 2 varirane ostale dimenzije da bi se eventualno postiglo dodatno poboljšanje električnih karakteristika i ustanovila osetljivost antenske strukture na

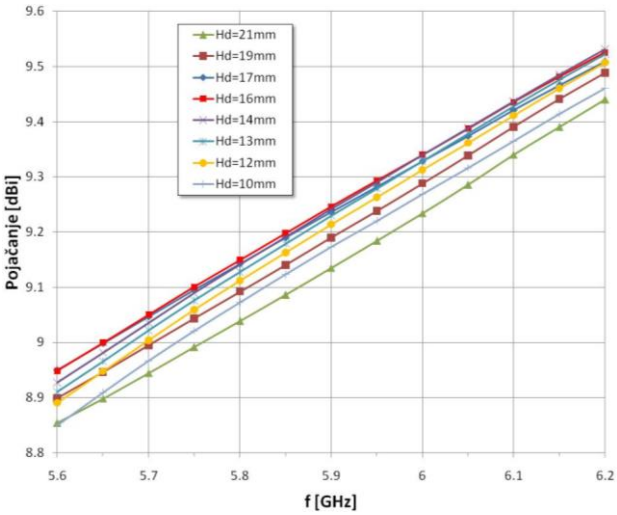
promenu pojedinih parametara. Dati su dijagrami na slikama 5.56 (a-c) i 5.57 (a-c) na kojima ja prikazana zavisnost AR, pojačanja i efikasnosti aperture od fizičkih parametara čija varijacija ima najveći uticaj na karakteristike antene. Tako iz grafika 5.56 (a) vidimo da povećanje visine cilindrične šupljine, odnosno udaljenosti ukrštenih dipola od vrha šupljine (H) izaziva pomeranje krive AR prema višim frekvencijama, ali i sužavanje propusnog opsega axial ratio-a. Uticaj udaljenosti ukrštenih dipola od dna cilindrične šupljine (H_d) je još izraženiji: na slici 5.57 (a) se vidi da se i male promene vrednosti H_d odražavaju na izgled krive AR – porast H_d utiče na pomeranje *axial ratio*-a prema višim frekvencijama, i obrnuto. Devijacija pojačanja se u oba slučaja (variranje H i H_d) odvija u okviru 0.5 dB, odnosno 0.2 dB, tako da se pomoću H ili H_d može direktno izvršiti frekvencijsko pomeranje radnog opsega antene u okolini centralne učestanosti početnog modela, a da se ne naruše njene ostale električne karakteristike.



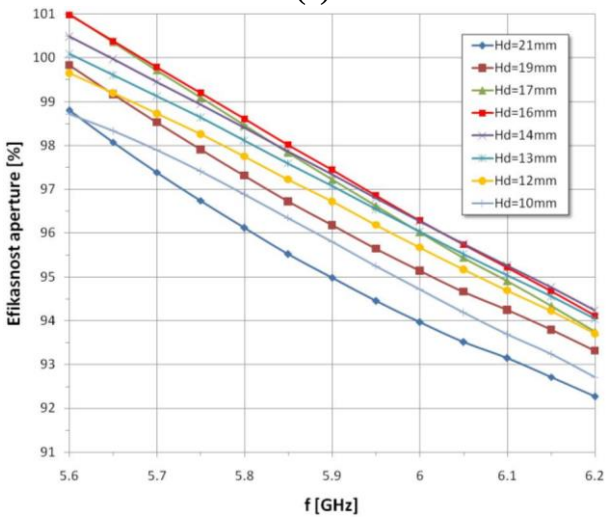
Slika 5.56. Varijacije električnih karakteristika cirkularno polarizovane antene sa dvostruko savijenim ukrštenim dipolima sa promenom rastojanja antene od vrha šupljine: (a) AR, (b) pojačanje i (c) efikasnost aperture.



(a)



(b)



(c)

Slika 5.57. Varijacije električnih karakteristika cirkularno polarizovane antene sa dvostruko savijenim ukrštenim dipolima sa promenom rastojanja antene od dna šupljine: (a) AR, (b) pojačanje i (c) efikasnost aperture.

Istražena je i realizovana varijanta antene sa cirkularnom polarizacijom u cilindričnoj šupljini, koja se sastoji od savijenih ukrštenih dipola čije su impedanse konjugovano-kompleksne. Koncept je proveren na dvema antenama - na opsegu oko 1.5 GHz i opsegu oko 5.8 GHz. Date su sve relevantne karakteristike obe antene dobijene simulacijom. Realizovana je antena za opseg oko 5.8 GHz, a prikazani eksperimentalni rezultati se dobro slažu sa rezultatima dobijenim simulacijom. Delimična odstupanja u dobitku antene koja postoje su posledica gubitaka u materijalu od koga je napravljena cilindrična šupljina, kao i gubitaka u pobudnom vodu koja nisu uzeta u obzir prilikom simulacije. Sa prikazanom novom varijantom antene sa dvostruko savijenim dipolima je znatno smanjen prečnik cilindrične šupljine u odnosu na ranija rešenja.

Takođe je, kao i slučaju cirkularno polarizovane antene sa ukrštenim ravnim dipolima, sprovedena analiza parametara antene, tj. njihov uticaj na devijacije njenih električnih karakteristika. Iz rezultata ove analize se može zaključiti o kojim dimenzijama antenske strukture treba voditi računa pri realizaciji da ne bi došlo do značajnijih degradacija karakteristika antene. Sem toga, ukoliko postoje specifični projektni zahtevi (npr. maksimalno pojačanje ili minimalan AR na jednoj frekvenciji), moguće je ubrzati optimizacioni proces smanjenjem broja promenljivih koje se optimizuju ili dodatno poboljšati rezultate optimizacije dodatnim „ručnim" variranjem promenljivih na koje optimizovana karakteristika antene pokazuje najveću osetljivost.

5.4 Cirkularno polarizovana štampana antena u cilindričnoj šupljini kao primarni radijator kod paraboličnih reflektorskih antena

Reflektorske antene se koriste u primenama gde je potrebno veliko pojačanje (od preko 30 dBi) – u satelitskim i zemaljskim, kao i dalekim svemirskim (*deep-space*) komunikacijama, radarima i daljinskom nadgledanju. Glavne prednosti reflektorskih antena u poređenju sa drugim antenama velikog pojačanja (antene-sočiva i antenski nizovi) su što se jednom antenom, relativno jednostavne geometrije i jeftinom za realizaciju, obezbeđuje visoko pojačanje u širokom opsegu učestanosti. Antene-sočiva su komplikovanije za projektovanje i izradu, glomazne su, dok antenski nizovi, iako imaju niz prednosti, zahtevaju mrežu za napajanje koja često veoma usložnjava dizajn celog antenskog sistema [52,53,54,55,56].

Najpopularnije i najčešće korišćene reflektorske antene su parabolični reflektori, slika 5.63, koji konvertuju sferni talas izračen od antene - primarnog radijatora u ravanski talas u dalekoj zoni zračenja, uz povećano pojačanje, suženje glavnog snopa zračenja i smanjenje nivoa bočnih lobova. Parabolični reflektori su frekvencijski nezavisne antene – propusni opseg im je određen propusnim opsegom antene koja služi kao primarni radijator, a pojačanje isključivo veličinom otvora (aperture) reflektora. Radni frekvencijski opsezi se nalaze između 300 MHz i 600 GHz, a ograničenja potiču ili od dimenzija reflektora čiji prečnik je potrebno da bude veličine nekoliko talasnih dužina (što predstavlja problem na niskim učestanostima) ili od glatkoće izrade površine reflektora na višim učestanostima (neravnine na površini moraju da budu mnogo manje od talasne dužine kako bi se izbegle fazne greške u ravni otvora paraboličnog reflektora) [57].

Uz veliko pojačanje, antene sa paraboličnim reflektorom obezbeđuju i veoma uzak snop zračenja (što je pojačanje veće, širina snopa će biti uža). Ova osobina je veoma poželjna u primenama gde se zahteva velika izračena snaga usmerena na mali prostorni segment.

Dve važne karakteristike paraboličnog reflektora su [57]:

- Zraci emitovani iz žiže (fokalne tačke) paraboličnog reflektora, posle refleksije od njega postaju paralelni osi reflektora (z).
- Sve putanje zraka od fokalne tačke do površine reflektora i od reflektora do ravni njegovog otvora su jednake dužine i iznose 2F (F- žižna daljina).

Kako im karakteristike umnogome zavise od električnih karakteristika antena koje su izvor zračenja za reflektorski antenski sistem, koncipiranje primarnog radijatora predstavlja najvažniji deo u projektovanju reflektorskih antena [53]. Postoji veliki broj antena pogodnih za primarne radijatore u reflektorskim sistemima, a neke od najčešće korišćenih su: levkasta (horn) antena u različitim varijantama (pravougaoni, dijagonalni, kvadratni), polutalasni dipol, ukršteni dipoli (za cirkularnu polarizaciju), antena petlja (*loop*), log-periodični niz dipola, konusna spiralna antena (heliks), pljosnata spiralna antena [58].

Optimalna antena primarni radijator za parabolični reflektor bi trebalo da ima dijagram zračenja koji potpuno obasjava površinu reflektora u obe ravni (E i H) i to sa minimalnim *spilloverom* (deo zračenja primarnog radijatora koji se, zbog konačnih dimenzija reflektora, nije reflektovao). Ovaj nedostatak se može kompenzovati ili približavanjem primarnog radijatora reflektoru ili povećanjem dimenzije reflektora [55].

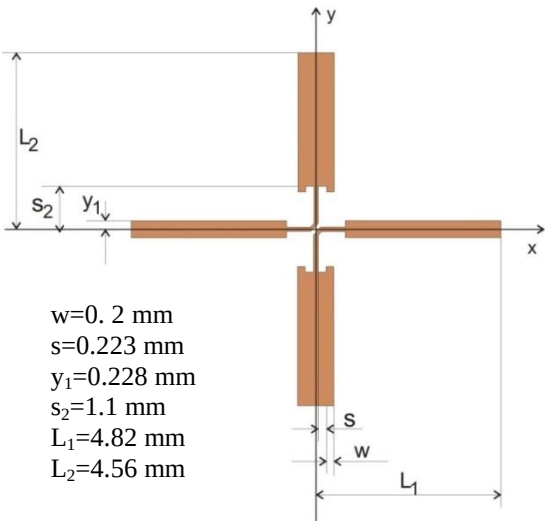
Zbog prisustva primarnog radijatora, koji se nalazi na putu talasa reflektovanog od paraboličnog reflektora, dolazi do interakcije između reflektovanog i inicijalnog zračenja, a primarni radijator, naročito ako je značajnih dimenzija, predstavlja i fizičku prepreku kojom je blokiran centralni deo otvora reflektora što dovodi do povećanja nivoa bočnih lobova. Međutim, ukoliko se kao primarni radijator koristi antena sa cirkularnom polarizacijom, ovaj efekat se može značajno redukovati, pošto reflektovani talas menja smer cirkularne polarizacije, pa će primarni radijator biti neosetljiv na ovo zračenje.

Kao primarni radijatori sa cirkularnom polarizacojom se najčešće koriste helikoidalne i spiralne antene, koje su širokopojasne, ali su im nedostaci glomazna konstrukcija (kod prvih) i komplikovano izvođenje napojne strukture (kod drugih), [59], ili levkaste antene [60,61], koje su skupe i mehanički relativno složene za proizvodnju. Kao što je poznato, štampane antenske strukture, u odnosu na konvencionalne, imaju mnoge prednosti: niskoprofilnost, malu težinu, visoku reproducibilnost (umesto skupe mehaničke obrade se koristi fotolitografski postupak) i nižu cenu proizvodnje. Primena zračećih peč (*patch*) elemenata sa cirkularnom polarizacijom je takođe aktuelna za razmatranu primenu [62]. Pečevi, međutim, imaju nekoliko nedostataka od kojih su najvažniji uskopojasnost i neželjene parazitne sprege.

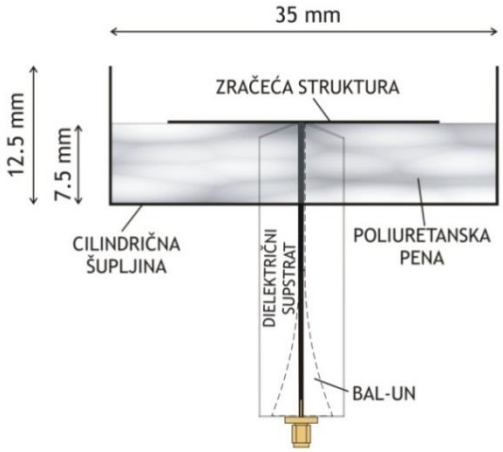
U nastavku će biti izložen postupak projektovanja antene formirane od ukrštenih štampanih dipola smeštenih u cilindričnu šupljinu, koja treba da služi kao primarni radijator u paraboličnom reflektoru. Prikazana antena je namenjena za opseg učestanosti oko 12 GHz.

5.4.2 Cirkularno polarizovana antena u cilindričnoj šupljini za opseg oko 12 GHz

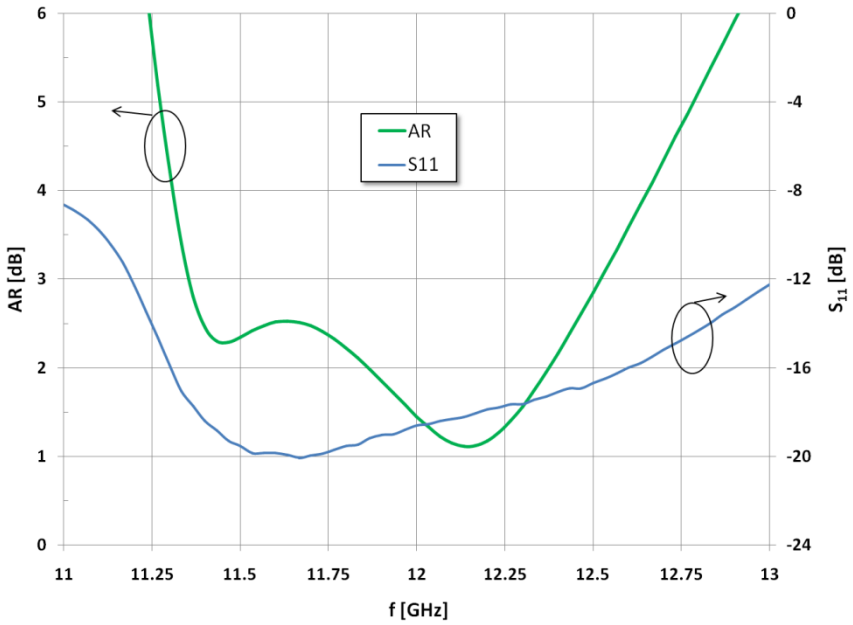
Princip formiranja zračeće strukture za ovu primenu (kao primarni radijator u paraboličnom reflektoru) je istovetan prethodno detaljno opisanom primeru (potpoglavlje 5.2) antene smeštene u cilindričnu šupljinu (CBACP) gde se koriste ukršteni dipoli sa konjugovano-kompleksnim impedansama: dva međusobno ortogonalana štampana dipola na dielektričnom supstratu (ε_r=2.17, h=0.127 mm) su projektovana tako da je impedansa jednog Z_1=R-jX, a impedansa drugog Z_2=R+jX, gde je R=X, pa će ovde biti date samo skica štampe i podužni presek antenske strukture u cilindričnoj šupljini (slike 5.58 i 5.59) i glavne električne karakteristike optimizovanog modela CBACP za odabrani opseg učestanosti oko 12 GHz: ekscentricitet (AR), koeficijent refleksije (S_{11}) i dijagram zračenja (slike 5.60-5.62).



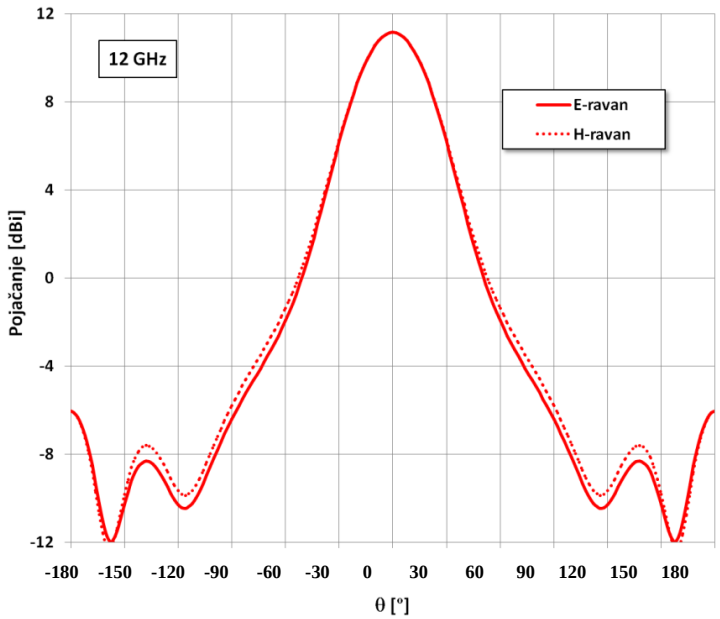
Slika 5.58. Skica ukrštenih dipola sa naznačenim optimizovanim dimenzijama za opseg oko 12 GHz.



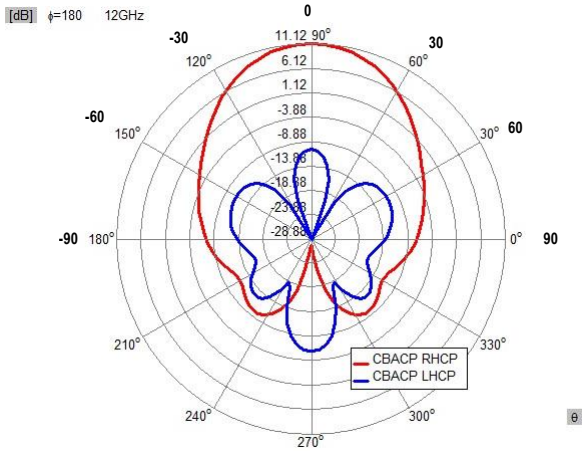
Slika 5.59. Podužni presek antenske strukture u cilindričnoj šupljini.



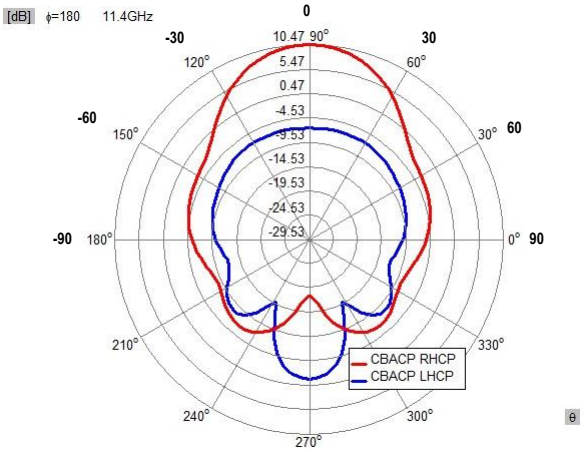
Slika 5.60. Ekscentricitet (AR) i koeficijent refleksije (S11) antene formirane od ukrštenih štampanih dipola u cilindričnoj šupljini (CBACP).



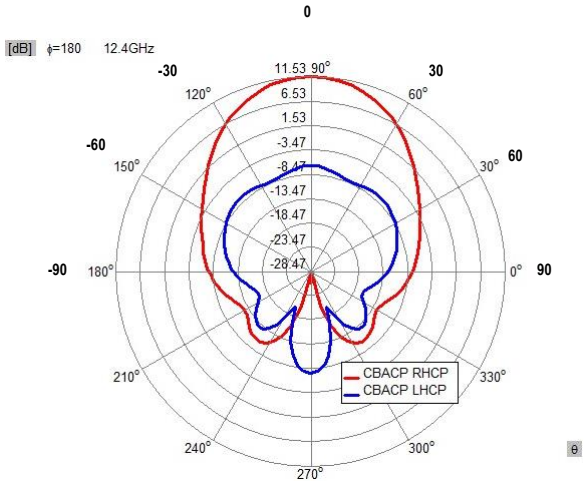
Slika 5.61. Simulirani dijagrami zračenja u E- i H-ravni CBACP antene na centralnoj učestanosti f=12 GHz.



(a)



(b)

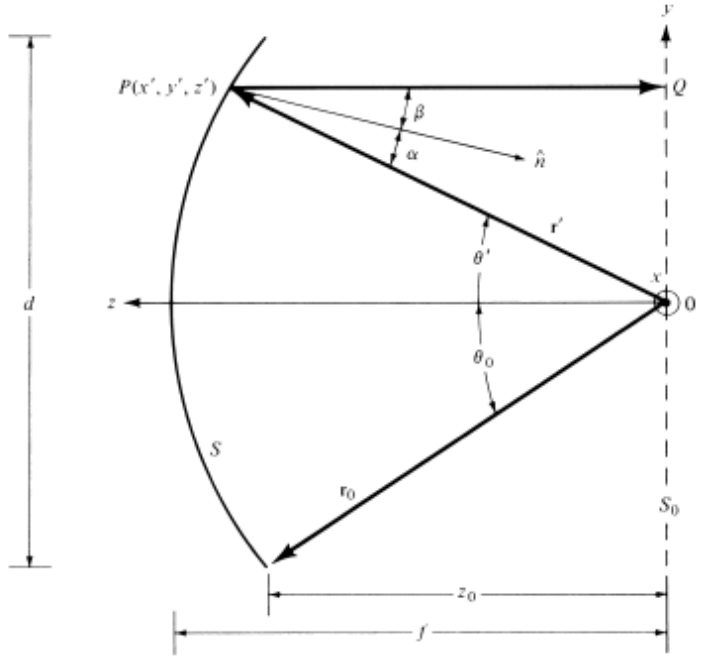


(c)

Slika 5.62. Simulirani dijagrami zračenja u polarnim koordinatama za desnu (RHCP) i levu (LHCP) cirkularnu polarizaciju CBACP antene na: (a) centralnoj učestanosti f=12 GHz, (b) donjoj graničnoj f=11.4 GHz i (c) gornjoj graničnoj učestanosti f=12.4 GHz.

5.4.3 Projektovanje reflektorske parabolične antene sa CBACP kao primarnim radijatorom

Kako su parabolične antene frekvencijski nezavisne, faktor koji određuje pojačanje je broj talasnih dužina u njenom dijametru – što je ovaj broj veći i pojačanje će biti veće (parabola sa istom veličinom otvora će na nižim učestanostima imati manje pojačanje nego kada se koristi u višim frekvencijskim opsezima). Uobičajeno je da se bira dijametar ne manji od desetak talasnih dužina.



Slika 5.63. Geometrija paraboličnog reflektora [10].

Prema slici 5.63 ugao θ_0 je:

$$\theta_0 = tan^{-1}\left(\frac{\frac{d}{2}}{z_0}\right) \tag{5.4-1}$$

Kako je dubina paraboličnog reflektora $c = f - z_0$, gde je f žižna daljina paraboličnog reflektora i kako je poznata relacija koja važi za parabolični reflektor i povezuje njegove osnovne parametre – prečnik (d), dubinu (c) i žižnu daljinu (f):

$$f = \frac{d^2}{16c} \tag{5.4-2}$$

onda je

$$z_0 = f - c = f - \frac{d^2}{16f} \tag{5.4-3}$$

pa se iz izraza (5.4-1) i (5.4-3) može izvesti relacija između ugla otvora paraboličnog reflektora i odnosa žižne daljine i njegovog prečnika $\frac{f}{d}$ [10]:

$$\theta_0 = \tan^{-1}\left|\frac{\frac{d}{2}}{f - \frac{d^2}{16f}}\right| = \tan^{-1}\left|\frac{\frac{1}{2}\left(\frac{f}{d}\right)}{\left(\frac{f}{d}\right)^2 - \frac{1}{16}}\right| \tag{5.4-4}$$

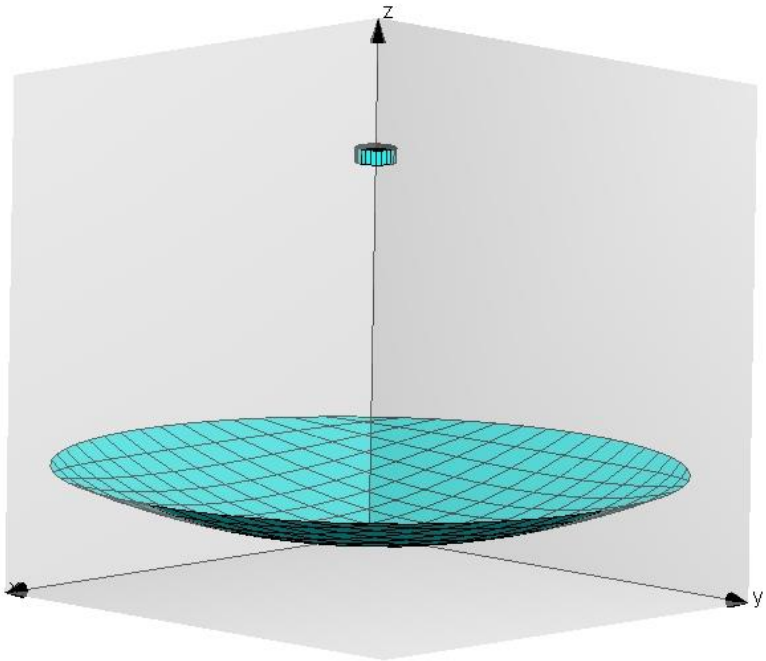
U idealnom slučaju bi cela površina paraboličnog reflektora trebalo da bude uniformno obasjana zračenjem od primarnog radijatora. Međutim, kako je žiža udaljenija od ivice reflektora nego od njegovog centra, a pošto se izračena snaga smanjuje sa kvadratom rastojanja, jasno je da manje snage stiže do njegove ivice. To znači da bi primarni radijator morao da ima dijagram zračenja takav da obezbeđuje više izačene snage prema ivicama paraboličnog reflektora. S druge strane, previše zračenja prema ivicama dovodi do tzv. *spillovera*, odnosno do rasipanja zračenja van površine paraboloida, tako da je potrebno naći kompromis između ova dva zahteva. Razlika između količine zračenja prema centru paraboličnog reflektora i prema njegovim ivicama se naziva ivični tejper (*edge taper*) i obično se preporučuje da bude 10 dB.

Sa slike 5.61 (ili 5.62 (a)) koje prikazuju dijagram zračenja odabranog primarnog radijatora – antene formirane od ukrštenih dipola sa konjugovano-kompleksnim impedansama u cilindričnoj šupljini, može se očitati ugao θ_0 pri kom je izračena snaga za oko 10 dB manja nego u maksimumu i on iznosi oko 45º. Uvrštavanjem ove vrednosti u izraz (5.4-4) i rešavanjem jednačine po $\left(\frac{f}{d}\right)$, dobijamo da je $\left(\frac{f}{d}\right)$ = 0.6.

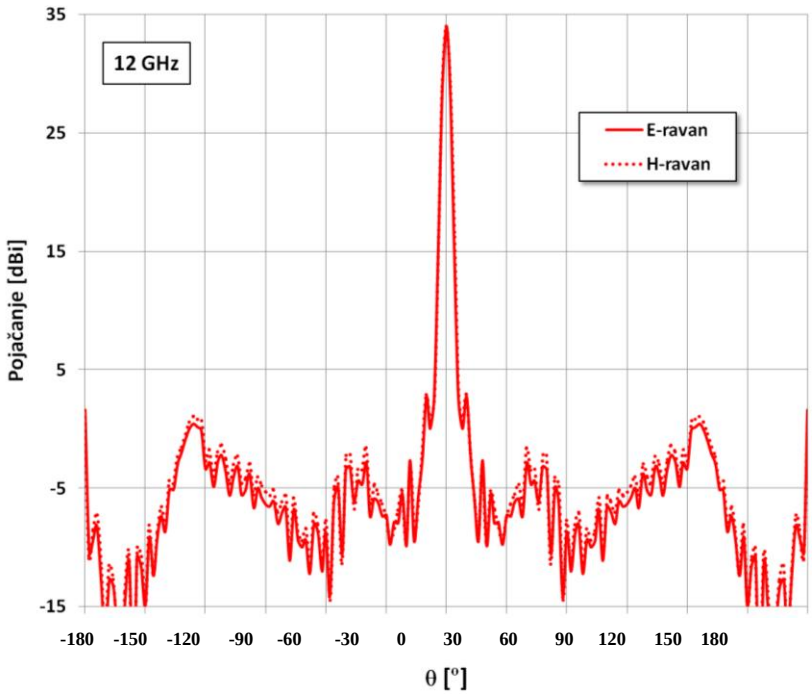
Odabran je parabolični reflektor dijametra d=540 mm, što iznosi oko dvadeset talasnih dužina na centralnoj frekvenciji od f=12 GHz. Na osnovu izračunate vrednosti $\left(\frac{f}{d}\right)$ se dobija žižna daljina f, a iz izraza (5.4-2) i dubina paraboličnog reflektora. Ovim parametrima je parabolični reflektor potpuno definisan.

U programskom paketu WIPL-D [29] modelovana je kompletna parabolična antena sa primarnim radijatorom postavljenim u njegovu žižu, slika 5.64. Simulirani dijagrami zračenja u E- i H-ravni (φ=0º i φ=90º), prikazani na slici 5.65, pokazuju osnu simetriju (u odnosu na *z*-osu koja je u pravcu prostiranja), veoma dobro potiskivanje bočnih lobova i veliko pojačanje

u malom prostornom uglu, što su uobičajeno zahtevane karakteristike antena u paraboličnom reflektoru.

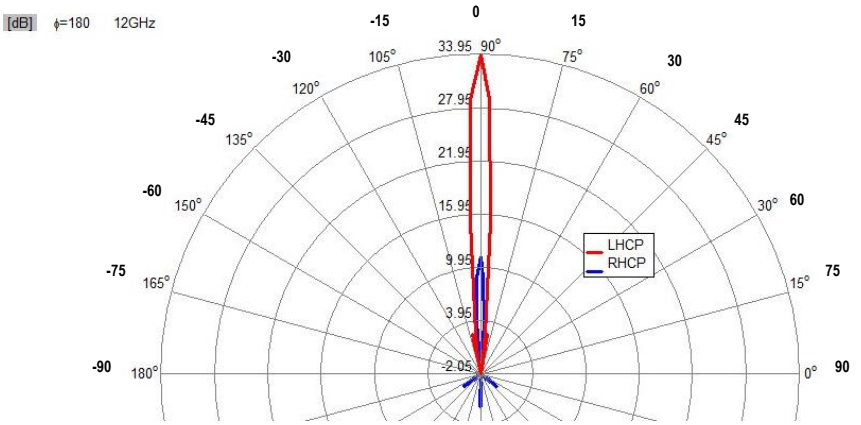


Slika 5.64. WIPL-D model parabolične antene sa CBACP primarnim radijatorom.

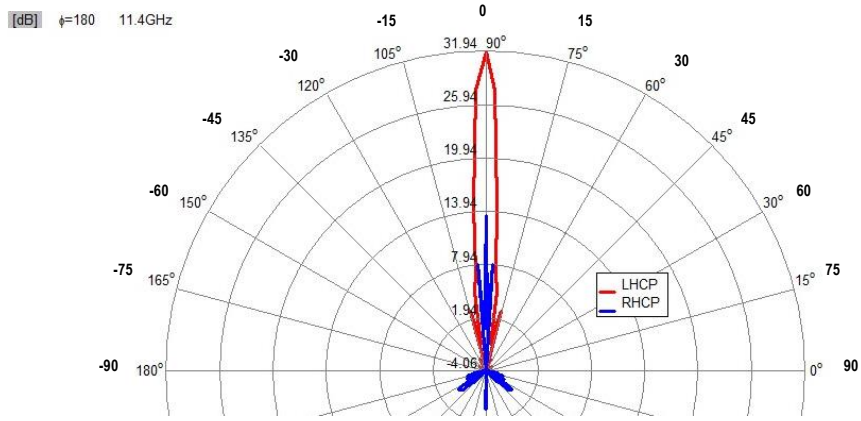


Slika 5.65. Simulirani dijagrami zračenja u E- i H-ravni parabolične antene na centralnoj učestanosti f=12 GHz.

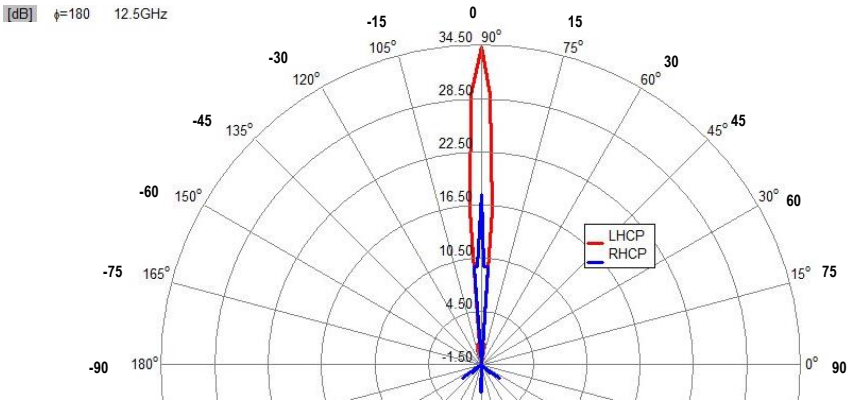
Kako antena u cilindričnoj šupljini, koja služi kao primarni radijator, ima desnu cirkularnu polarizaciju (slika 5.62), parabolična antena će imati levu cirkularnu polarizaciju, pošto cirkularno polarizovani talas posle refleksije menja smer rotacije, što se može videti na dijagramima prikazanim na slici 5.66.



(a)



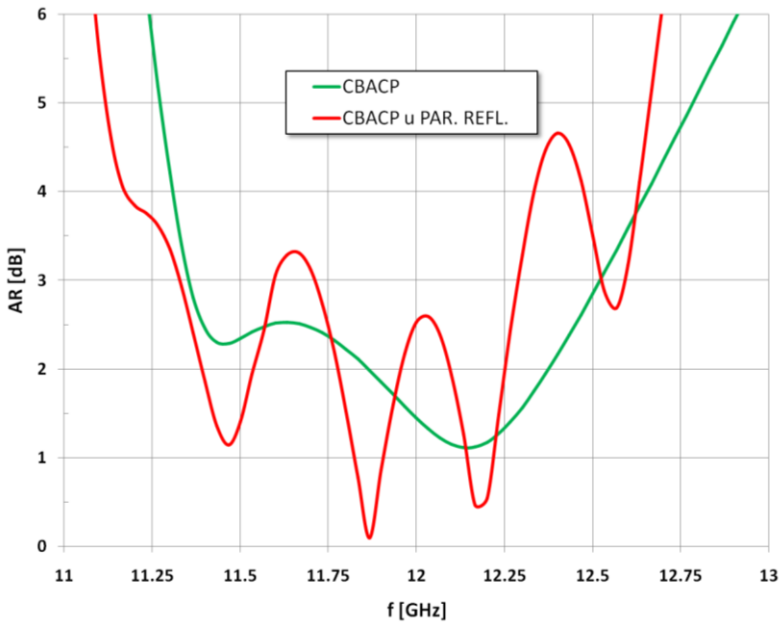
(b)



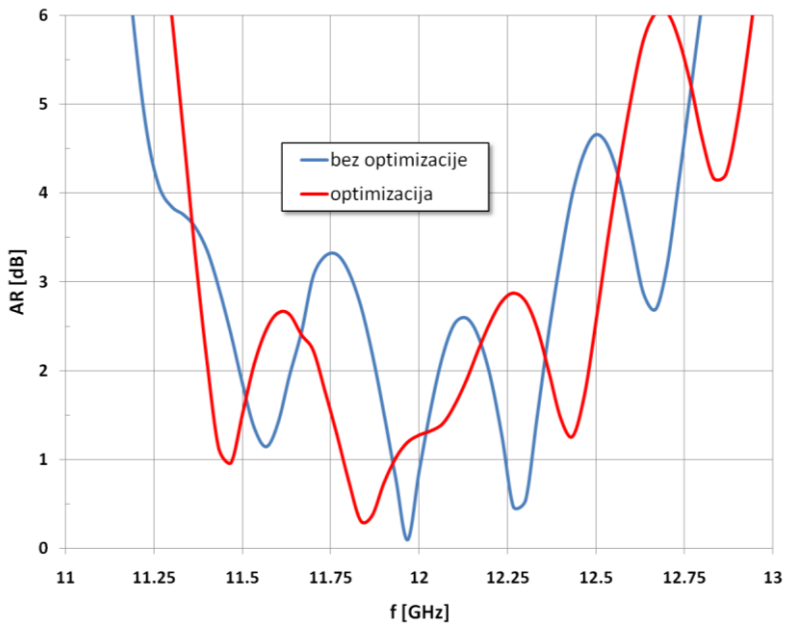
(c)

Slika 5.66. Simulirani dijagrami zračenja parabolične antene u vertikalnoj (θ) ravni za levu (LHCP) i desnu (RHCP) cirkularnu polarizaciju na centralnoj (a) i graničnim učestanostima (b,c) posmatranog opsega.

Na slici 5.67 su dati uporedni dijagrami ekscentriciteta cirkularne polarizacije (AR) antene primarnog radijatora (CBACP) i kompletne antenske strukture sa paraboličnim reflektorom gde se vidi da je propusni opseg AR ostao skoro nepromenjen, ali da na pojedinim frekvencijama njegova vrednost prevazilazi najčešće zahtevana 3 dB. Ukoliko je projektni cilj da antena u što širem propusnom opsegu ima *axial ratio* manji od te vrednosti, moguće je varijacijom pojedinih parametara antenske strukture optimizovati vrednost AR. Na sledećem primeru će biti pokazano kako se relativno jednostavno, korišćenjem iskustava iz poglavlja 5.2, može ispuniti taj zahtev uz značajnu uštedu kompjuterskog vremena. Na dijagramima 5.38 (f) i 5.38 (i) u poglavlju 5.2 je prikazan trend promene *axial ratio*-a antene u cilindričnoj šupljini sa varijacijom dužine proreza kod induktivnog dipola (s_2), odnosno širine trake kapacitivnog dipola (y_1), pa je bilo očekivano da će variranje ovih dimenzija imati sličan uticaj i na AR antene u paraboličnom reflektoru. Posle nekoliko iteracija, u kojima je dužina s_2 uvećana za oko 22%, a širina y_1 umanjena za približno 12%, postignut je željeni rezultat, odnosno vrednost ekscentriciteta cirkularne polarizacije je smanjena na ispod 3 dB u celom opsegu učestanosti u kome je i AR antene u cilindričnoj šupljini manji od 3 dB, slika 5.68.

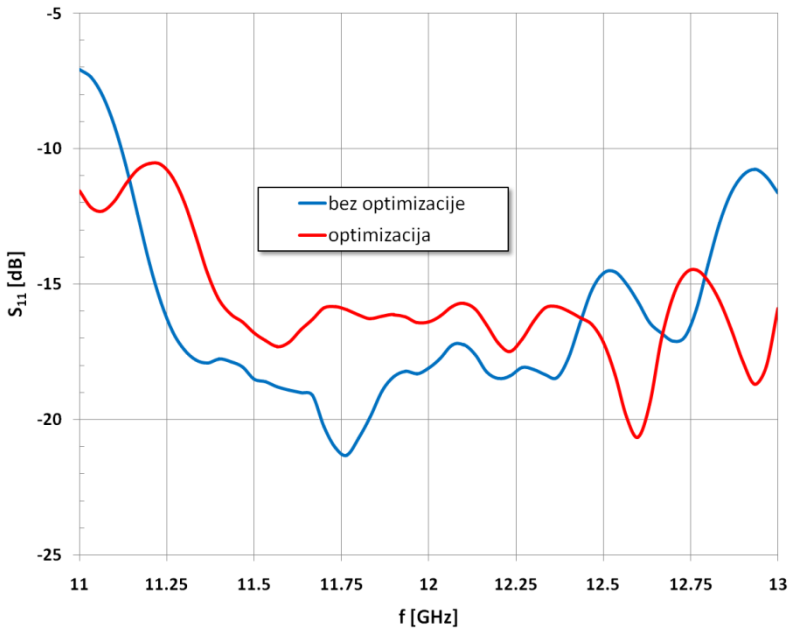


Slika 5.67. Simulirani uporedni dijagrami ekscentriciteta (AR) parabolične antene pre dodatne optimizacije i njenog primarnog radijatora (CBACP) u posmatranom opsegu učestanosti oko f=12 GHz.



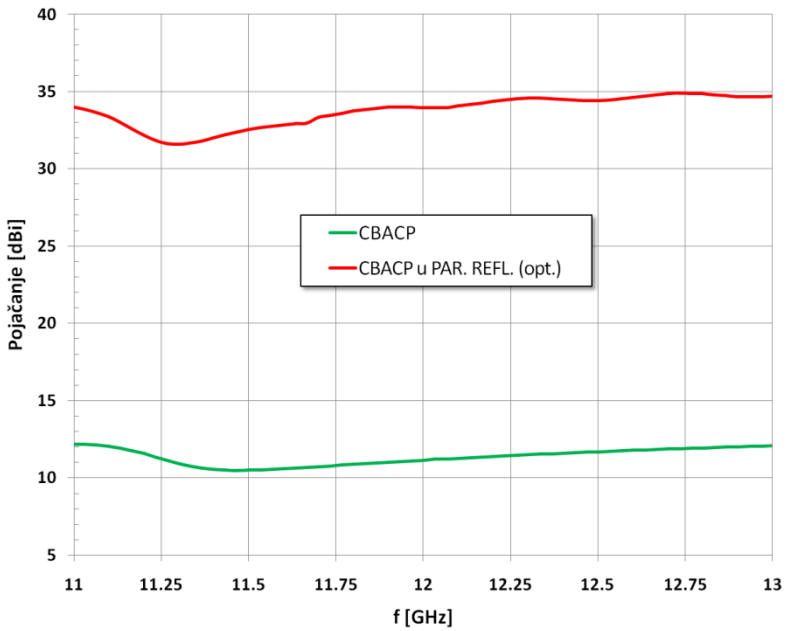
Slika 5.68. Simulirani uporedni dijagrami ekscentriciteta (AR) parabolične antene pre i posle optimizacije na minimalan AR u posmatranom opsegu učestanosti oko f=12 GHz.

Kao posledica optimizacije na minimalan *axial ratio*, došlo je do izvesne degradacije koeficijenta refleksije S_{11}, ali je on zadržao vrednost manju od -10 dB u oko 15% opsega oko centralne učestanosti, što se može videti na dijagramima prikazanim na slici 5.69.



Slika 5.69. Simulirani uporedni dijagrami koeficijenata refleksije (S_{11}) parabolične antene pre i posle optimizacije u posmatranom opsegu učestanosti oko f=12 GHz.

Dijagrami na slikama 5.68, 5.69, i 5.70 prikazuju uporedne vrednosti ekscentriciteta cirkularne polarizacije (AR), koeficijenta refleksije (S_{11}) i pojačanja, respektivno, za antenu primarni radijator (CBACP) i kompletnu antensku strukturu sa paraboličnim reflektorom.



Slika 5.70. Simulirani uporedni dijagrami pojačanja parabolične antene i njenog primarnog radijatora (CBACP) u posmatranom opsegu učestanosti oko f=12 GHz.

TABELA 5.4.I. SIMULIRANE KARAKTERISTIKE ANTENE U PARABOLIČNOM REFLEKTORU

f [GHz]	**11.4**	**12**	**12.5**
G [dBi]	32.0	33.96	34.43
F/B [dB]	31.8	32.4	32.8
$HPBW^E$ [°]	2.6	2.4	2.4
FN^E [°]	10 (-10)	8 (-8)	8 (-8)
FSL^E [°]	14 (-14)	10 (-10)	10 (-10)
$FSLA^E$ [dB]	29	31.2	33
$HPBW^H$ [°]	2.6	2.4	2.4
FN^H [°]	10 (-10)	8 (-8)	8 (-8)
FSL^H [°]	14 (-14)	10 (-10)	10 (-10)
$FSLA^H$ [dB]	29	31	33.5

G: pojačanje; **F/B**: odnos napred/nazad; **$HPBW^{E(H)}$**: trodecibelska širina snopa u E(H)-ravni; **$FN^{E(H)}$**: položaj prve nule u E(H)-ravni; **$FSL^{E(H)}$**: položaj prvog bočnog loba u E(H)-ravni; **$FSLA^{E(H)}$**: slabljenje prvog bočnog loba u E(H)-ravni.

U tabeli 5.4.I su date simulirane karakteristike antene u paraboličnom reflektoru na centralnoj i ivičnim učestanostima posmatranog frekvencijskog opsega: pojačanje, odnos napred/nazad, trodecibelske širine snopa zračenja, položaji prvih nula i bočnih lobova, kao i potiskivanje prvih bočnih lobova u E- i H-ravni.

Na osnovu dobijenih simulacionih rezultata može se zaključiti da prikazana antena u paraboličnom reflektoru ima veoma dobre karakteristike u opsegu (11.4 -12.5) GHz: *axial ratio* (AR) je manji od 3 dB u oko 9.2% opsega oko 12 GHz, pojačanje je u istom opsegu veće od 32 dBi, a koeficijent refleksije S_{11} manji od -10 dB u oko 15% propusnog opsega oko centralne frekvencije f=12 GHz. Takođe je postignuto odlično potiskivanje prvih bočnih lobova (od preko 29 dB) i odnos napred/nazad od oko 32 dB u obe ravni (E i H). Trodecibelska širina snopa zračenja je 2.4º-2.6º, zavisno od učestanosti.

Efikasnost aperture parabolične antene se može izračunati iz poznatog izraza za pojačanje antene:

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_f \eta_{ap} \tag{5.4-5}$$

gde je A_f fizička površina otvora parabole, λ talasna dužina, a η_{ap} efikasnost aperture antene.

Pošto je $A_f = \frac{d^2}{4}\pi$ (d je prečnik parabole), gornji obrazac se može napisati u obliku:

$$G = \left(\frac{d\pi}{\lambda}\right)^2 \eta_{ap} \tag{5.4-6}$$

ili u decibelima:

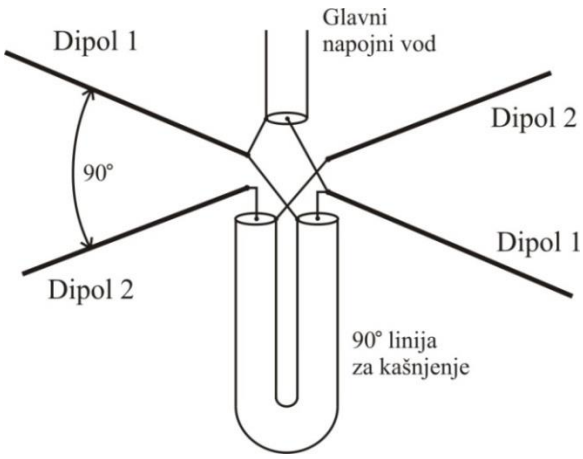
$$10log_{10}G = 20log_{10}\left(\frac{d}{\lambda}\right) + 9.94\ dB + 10log_{10}\eta_{ap} \tag{5.4-7}$$

Iz poslednjeg izraza se, uvrštavanjem poznatih vrednosti za G, d i λ, direktno dobija efikasnost aperture parabolične antene η_{ap}. Na centralnoj učestanosti f=12 GHz ona iznosi oko 0.54 (54%), što je tipična vrednost kod ove vrste antena. Kako je u ovom primeru bio cilj da se postigne što manja vrednost ekscentriciteta cirkularne polarizacije (AR) u što je moguće širem opsegu učestanosti, optimizacija na minimalan AR je uzrokovala izvesnu degradaciju drugih električnih karakteristika antene – koeficijenta refleksije i pojačanja, a time i pad efikasnosti aperture. Naravno da bi se, zavisno od projektnih zahteva, drugačijim optimizacionim kriterijumima favorizovale neke druge karakteristike antene (minimalan VSWR ili što veće pojačanje), što bi rezultovalo i većom efikasnošću aperture, ali i većom i konstrukciono složenijom antenskom strukturom.

Antene sa paraboličnim reflektorom predstavljaju posebnu klasu antena i detaljna analiza ili dalja optimizacija prikazanog simulacionog modela prevazilazi predviđeni okvir teze. Ovde se želelo pokazati da se struktura opisana u poglavlju 5.2. – antena formirana od štrampanih ukrštenih dipola smeštenih u cilindričnu šupljinu – može koristiti kao primarni radijator u paraboličnim relektorima zadržavajući dobre električne i polarizacione karakteristike, uz zanemarljivo blokiranje otvora paraboličnog reflektora. Korišćenjem rezultata analize sprovedene u poglavlju 5.2. je moguće jednostavno, varijacijom dimenzija antene na čije promene je zahtevana električna karakteristika najosetljivija, postići željeni rezultat. Uvođenje više promenljivih u optimizacioni proces bi vodilo poboljšanju vrednosti posmatranih karakteristika, ali svakako treba napraviti kompromis između postignutog rezultata i potrebnog računarskog vremena, odnosno kompjuterskih resursa.

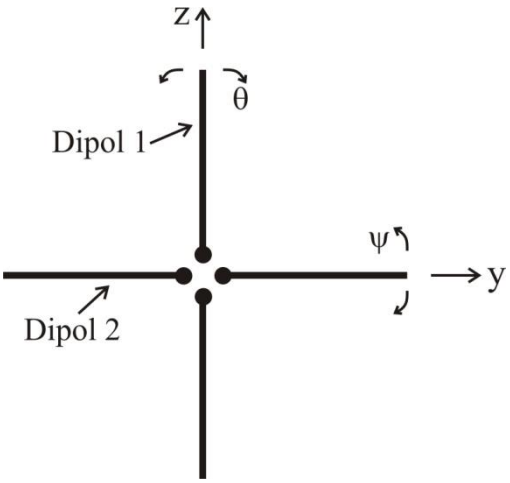
6 *Turnstile* antena

Turnstile antena predstavlja kombinaciju dva u prostoru ortogonalna dipola napajana strujama u kvadraturi, slika 6.1. Osim toga što zrači cirkularno polarizovan talas u pravcu normalnom na ravan u kojoj se nalaze dipoli, ovakva antena ima omnidirekcionu karakteristiku zračenja i horizontalnu linearnu polarizaciju u ravni dipola. U svim ostalim pravcima izračeni talas je eliptično polarizovan.



Slika 6.1. Koncept *turnstile* antene.

Posmatrajmo dva infinitezimalna dipola ukrštena pod pravim uglom koja se napajaju strujama jednakih intenziteta, ali međusobno fazno pomerenim za 90°, slika 6.2.



Slika 6.2. Dva ortogonalna dipola u *turnstile* konfiguraciji [63].

Kako je električno polje prvog infinitezimalnog dipola u ravni *y-z* (ravni u kojoj leže dipoli) dato izrazom [63]:

$$E_{\theta}^{(1)} = sin\theta \cos \omega t \tag{6-1}$$

a dipoli su ortogolni jedan u odnosu na drugi i napajani strujama u kvadraturi, onda se polje drugog dipola može opisati izrazom:

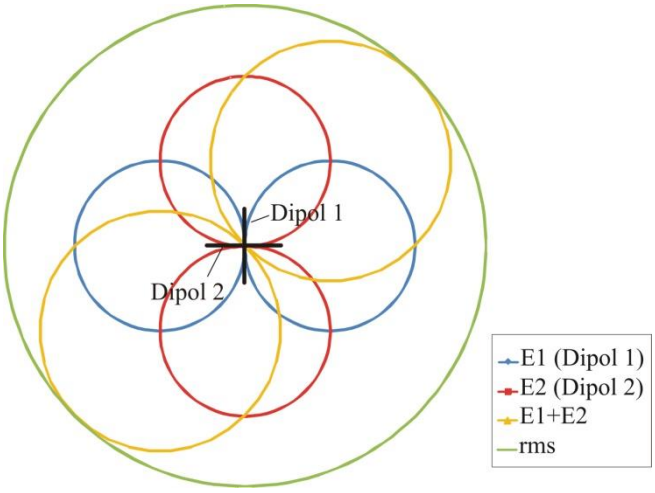
$$E_{\psi}^{(2)} = \sin \psi \cos \left(\omega t \pm \frac{\pi}{2}\right) = \pm \cos \theta \sin \omega t \tag{6-2}$$

pa se ukupno polje u ravni dipola dobija kao superpozicija električnih polja dva dipola:

$$E_{(\theta,t)} = \sin(\theta \pm \omega t) \tag{6-3}$$

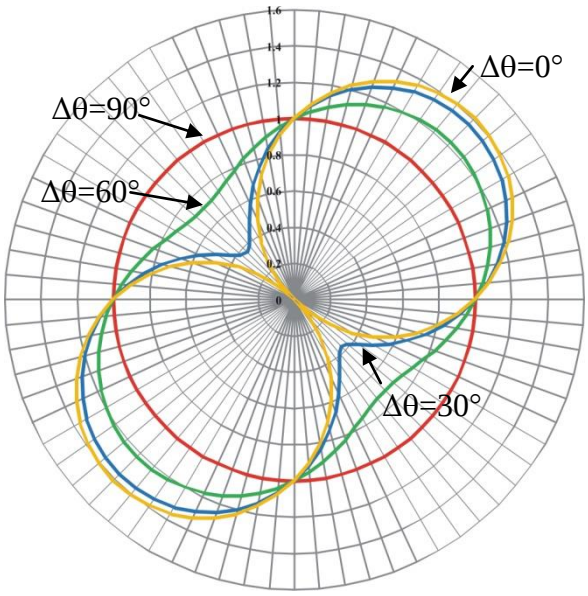
gde znak ± određuje smer rotacije električnog polja.

Za bilo koju vrednost θ električno polje će imati maksimalnu vrednost jednaku jedinici u određenom trenutku, što znači da *rms* dijagram E-polja ima oblik kruga, slika 6.3. U svakom vremenskom trenutku dijagram zračenja *turnstile* konfiguracije dipola ima oblik osmice (kao i usamljeni infinitezimalni dipol).



Slika 6.3. Dijagrami zračenja i rms dijagram dva ortogonalna infinitezimalna dipola u *turnstile* konfiguraciji.

Ako su intenziteti struja kojima se napajaju dipoli jednaki, ali fazna razlika između njih odstupa od 90°, oblik dijagrama zračenja u ravni dipola neće više biti krug, već će doći do njegove devijacije kako je predstavljeno na slici 6.4.



Slika 6.4. Normalizovani dijagrami zračenja dva ortogonalna infinitezimalna dipola u horizontalnoj ravni za različite fazne razlike (Δθ) između struja napajanja.

Polje u aksijalnom pravcu (pravcu normalnom na ravan dipola) ima konstantnu magnitudu datu izrazom:

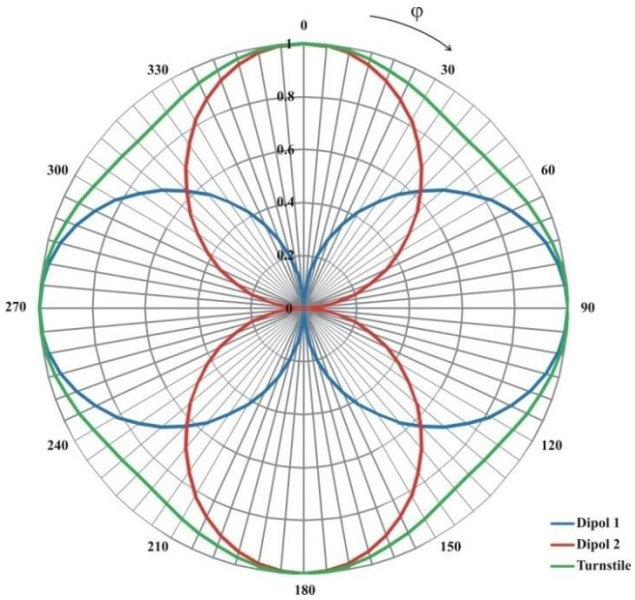
$$|E| = \sqrt{\cos^2 \omega t + \sin^2 \omega t} = 1 \tag{6-4}$$

što znači da je električno polje u tom pravcu cirkularno polarizovano.

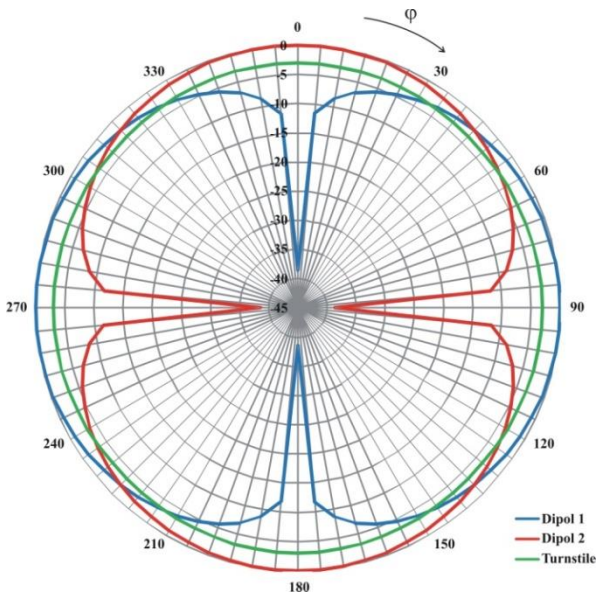
Ukoliko infinitezimalne dipole zamenimo realnim dipolima polutalasne dužine (λ/2) [64], dobićemo dijagram zračenja koji je približno jednak dijagramu zračenja ortogonalnih infinitezimalnih dipola, odnosno ima oblik koji neznatno odstupa od pravilnog kruga (za oko ±5%). Koristeći obrazac za električno polje polutalasnog dipola, na osnovu prethodno izloženog, dolazimo do izraza za ukupno polje koje proizvode ovakva dva ortogonalna dipola u ravni u kojoj su smešteni:

$$E_{(\theta,t)} = \frac{\cos(90° \cos\theta)}{\sin\theta}\cos\omega t + \frac{\cos(90° \sin\theta)}{\cos\theta}\sin\omega t \tag{6-5}$$

Dakle, dijagram zračenja će u ravni dipola imati oblik deformisanog kruga (slika 6.5), dok će u ravni normalnoj na dipole polarizacija izračenog talasa biti cirkularna pod uslovom da se dipoli napajaju strujama u faznoj kvadraturi.

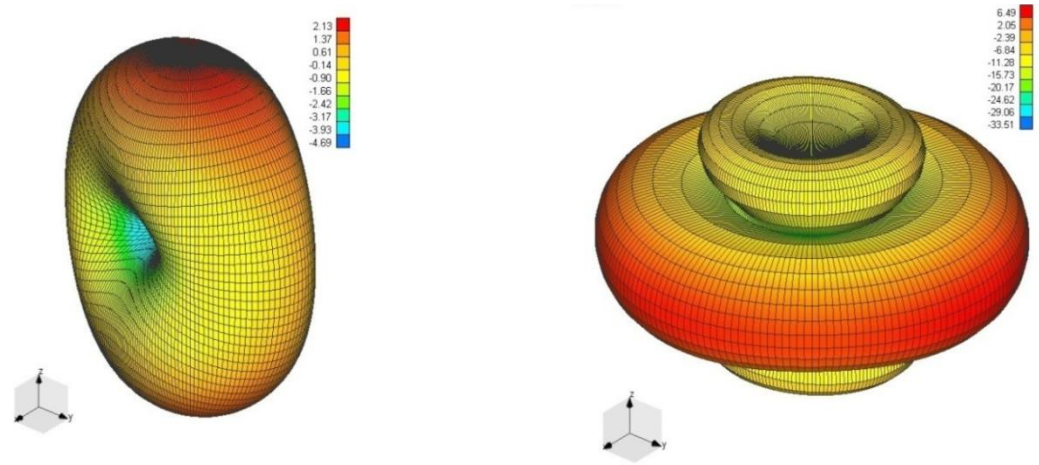


Slika 6.5. Normalizovani dijagrami magnitude E-polja u horizontalnoj ravni (θ=0°) dva ortogonalna polutalasna dipola pojedinačno i u *turnstile* konfiguraciji.

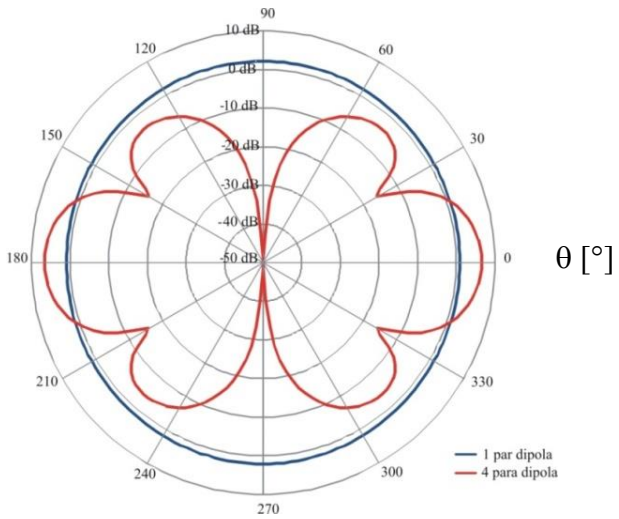


Slika 6.6. Normalizovani dijagrami zračenja u horizontalnoj ravni (θ=0°) dva ortogonalna polutalasna dipola pojedinačno i u *turnstile* konfiguraciji.

Pojačanje *turnstile* antene je za oko 3 dB manje od pojačanja usamljenog polutalasnog dipola u pravcu njegovog maksimalnog zračenja, slika 6.6. U cilju povećanja pojačanja, često se formiraju nizovi *turnstile* antena tako što se parovi ukrštenih dipola montiraju na vertikalni stub jedan iznad drugog na međusobnom rastojanju od pola talasne dužine. Ovakvom konfiguracijom se postiže da zračenje u vertikalnom pravcu svakog para dipola poništava deo zračenja ostalih parova u vertikalnom pravcu, što dovodi do pada izračene energije u tom pravcu i njenog povećanja u horizontalnoj ravni, a da se pritom ne narušava omnidirekciona karakteristika zračenja. Sa svakim dodatim parom dipola se tipično dobija dodatnih 2 dB pojačanja. Na slici 6.7. su prikazani trodimenzionalni dijagrami zračenja *turnstile* antena sa jednim i sa četiri para ukrštenih dipola, a na slici 6.8. je dat φ-presek, odnosno dijagram u θ-ravni za oba slučaja pri uglu φ za koji je zračenje u horizontalnom pravcu maksimalno.



Slika 6.7. 3D dijagrami zračenja *turnstile* antena sa jednim i četiri para ukrštenih dipola.



Slika 6.8. Dijagrami zračenja *turnstile* antena sa jednim i četiri para ukrštenih dipola u elevacionoj (θ) ravni za ugao φ pri kom se postiže maksimalno pojačanje u horizontalnoj ravni.

6.1 *Turnstile* antena sa ukrštenim dipolima čije su impedanse konjugovano-kompleksne

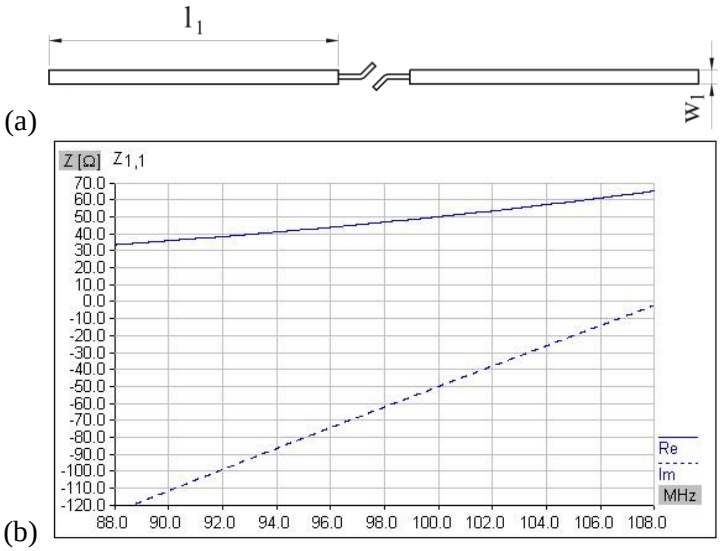
Turnstile antene se koriste u slučajevima kad postoji potreba za omnidirekcionim dijagramom zračenja sa horizontalnom polarizacijom, uglavnom na VHF i UHF opsezima učestanosti kod predajnika za radio i TV difuziju. Ovaj tip antena se najčešće realizuje sa konvencionalnim savijenim ili ukrštenim dipolima u horizontalnoj ravni ili sa tzv. *batwing* zračećim elementima koji se napajaju u faznoj kvadraturi [9,65].

U ovom poglavlju će biti prikazana primena koncepta ukrštenih dipola sa konjugovano-kompleksnim impedansama na primeru *turnstile* antene projektovane za FM opseg učestanosti (88 MHz–108 MHz). Dipoli se napajaju strujama istog intenziteta s međusobnom faznom razlikom od 90º, slično napajanju ortogonalnih dipola sa cirkularnom polarizacijom opisanom u poglavljima 4 i 5.

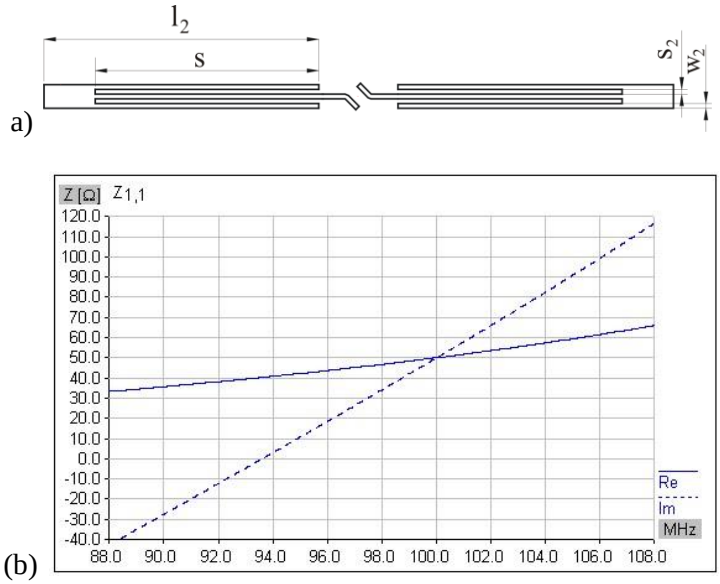
6.1.1 Koncept i dizajn

Kao i kod antena sa cirkularnom polarizacijom formiranih od ukrštenih dipola, i ovde ćemo koristiti isti koncept da bismo ostvarili napajanje u kvadraturi bez upotrebe faznog pomerača: ako se dva dipola koja imaju međusobno kompleksno-konjugovane impedanse napajaju u paraleli, a impedanse im imaju vrednost Z_{d1}=(50–j50) Ω i Z_{d2}=(50+j50) Ω, onda će rezultantna impedansa paralelne veze dva dipola biti Z=(50+j0) Ω.

Razmotrimo prvo slučaj kapacitivnog dipola D_1 čija je impedansa Z_{d1}=(50–j50) Ω dobijena pogodnim izborom dužine (l_1) i širine trake (w_1), slika 6.9 (a). Debljina aluminijumskog lima od kog su sačinjeni dipoli iznosi 2 mm. Na slici 6.9 (b) je dat dijagram promene njegove impedanse sa frekvencijom. Drugi, induktivni, dipol impedanse Z_{d2}=(50+j50) Ω je modelovan kao na slici 6.10 (a). Napojna traka ulazi između dva procepa izrezana na traci dipola. Dužine i širine ovih procepa (s, s_2), širina spoljnih traka prorezanog dipola (w_2), kao i dužina dipola D_2 (l_2) su optimizovane tako da se dobije zahtevana impedansa. Varijacija impedanse Z_{d2} sa frekvencijom je prikazana na slici 6.10 (b).



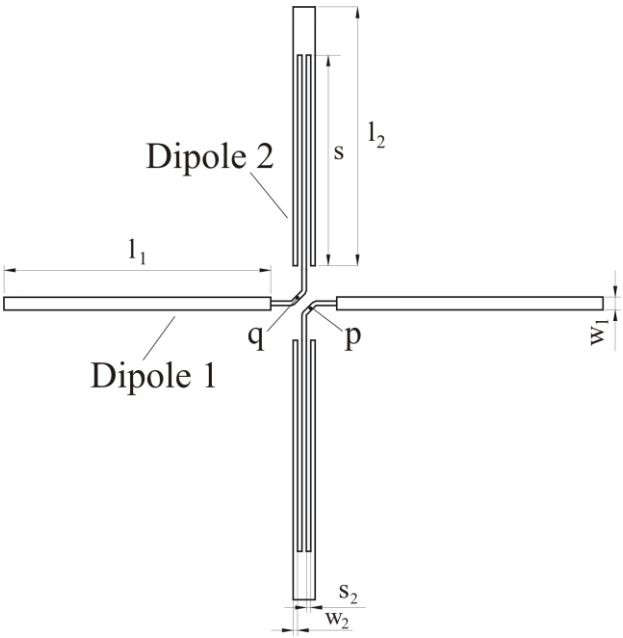
Slika 6.9. Skica dipola sa kapacitivnom reaktansom (a) i dijagram promene njegove impedanse sa frekvencijom (b).



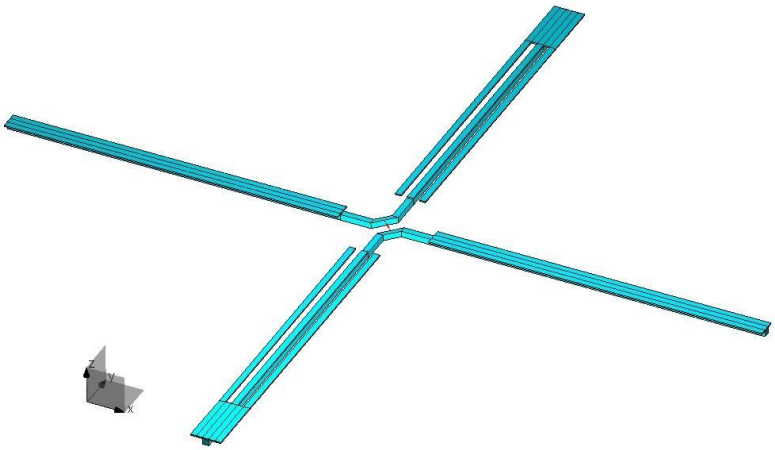
Slika 6.10. Skica dipola sa induktivnom reaktansom (a) i dijagram promene njegove impedanse sa frekvencijom (b).

Dipoli su optimizovani na centralnoj učestanosti f_c=100 MHz korišćenjem programskog paketa WIPL-D [29]. Kako je dužina kraka dipola na VHF opsegu oko 70 cm, neophodno je da se obezbedi robustnost i mehanička čvrstoća konstrukcije. Ovo je izvedeno pomoću aluminijumskih šipki kvadratnog poprečnog preseka, učvršćenih ispod traka dipola duž njihovih osa, koje su takođe uključene u simulacioni model.

Nakon optimizacije svakog od dipola posebno, napravljen je model kompletne antenske strukture koja se sastoji od ukrštenih dipola vezanih u paralelu. Skica strukture i odgovarajući WIPL-d model su prikazani na slikama 6.11 i 6.12, respektivno.



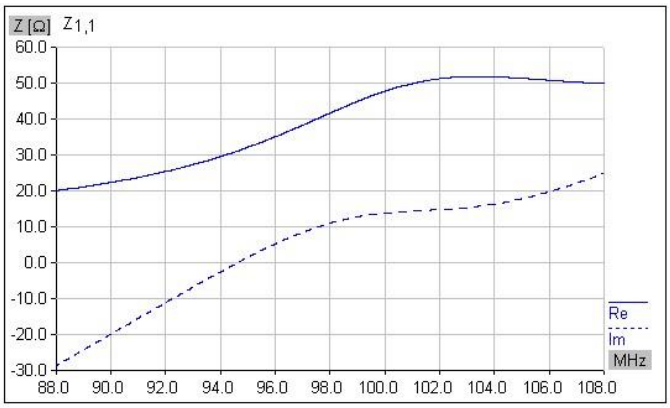
Slika 6.11. Skica dva ukrštena dipola koja formiraju *turnstile* antenu. Naznačene su dimenzije koje se optimizuju.



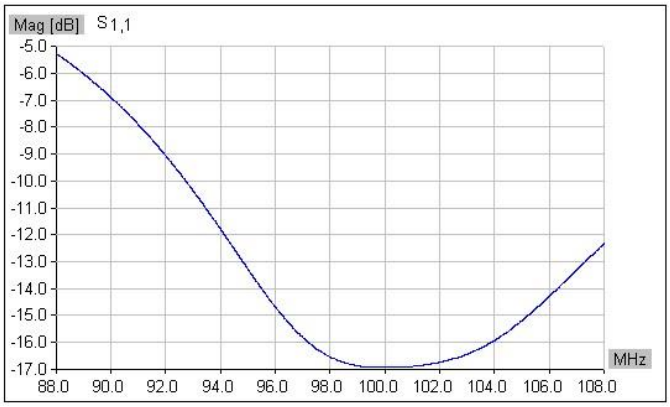
Slika 6.12. WIPL-d model *turnstile* antene sa aluminijumskim šipkama za ojačanje.

Ukupna ulazna impedansa Z_a (između tačaka *p* i *q*) iznosi oko 50 Ω, sa reaktivnim delom koji u izvesnoj meri odstupa od projektovane vrednosti 0 Ω na centralnoj frekvenciji, što se može objasniti međusobnom spregom napojnih traka u centru antenske strukture.

Varijacije impedanse Z_a, kao i koeficijenta refleksije sa frekvencijom su date na slikama 6.13 i 6.14.



Slika 6.13. Dijagram promene impedanse Z_a *turnstile* antene sa frekvencijom.

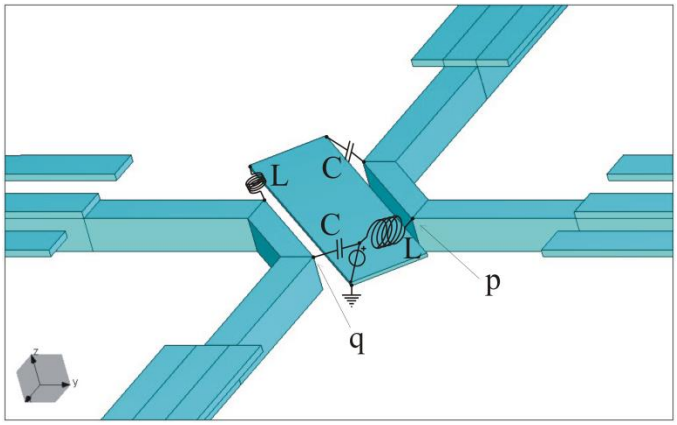


Slika 6.14. Simulirani koeficijent refleksije *turnstile* antene.

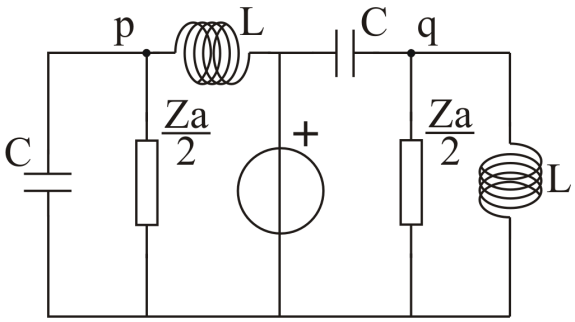
6.1.2 Problem napajanja

Kako je prikazana struktura simetrična, a napajanje se izvodi preko koaksijalnog kabla koji predstavlja nesimetričnu strukturu, potrebno je uvesti *bal-un*, odnosno prelaz sa simetrične na nesimetričnu strukturu, između tački napajanja (*p-q*) i napojnog voda. Odabran je *bal-un* sa koncentrisanim L-C parametrima [66,67], kako je pokazano na slici 6.15. U našem slučaju, na učestanostima oko 100 MHz, vrednosti kapacitivnosti (C) i induktivnosti

(L) su izračunate iz električne sheme *bal-una* prikazane na slici 6.16 : C=31.8 pF i L=79.6 nH.

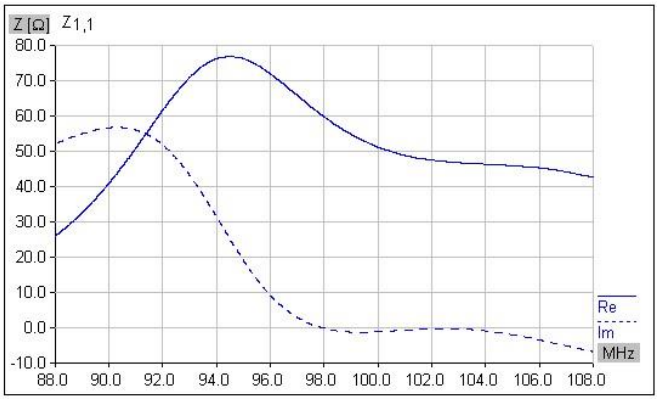


Slika 6.15. Detalj WIPL-d modela *turnstile* antene sa skicom L-C elemenata *bal-una* sa koncentrisanim parametrima.

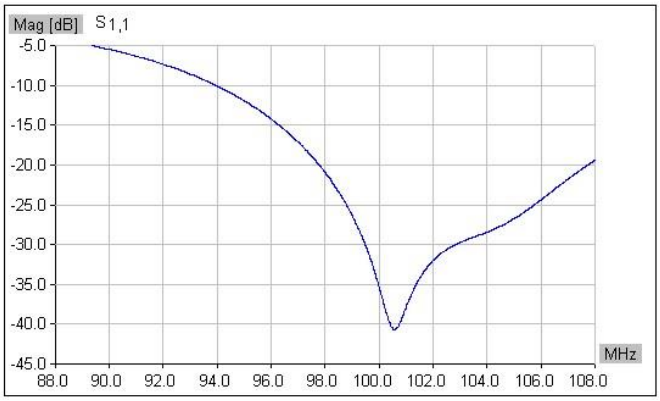


Slika 6.16. Električna shema *bal-un*a sa koncentrisanim parametrima koji se koristi kao prelaz sa antene na napojni koaksijalni vod.

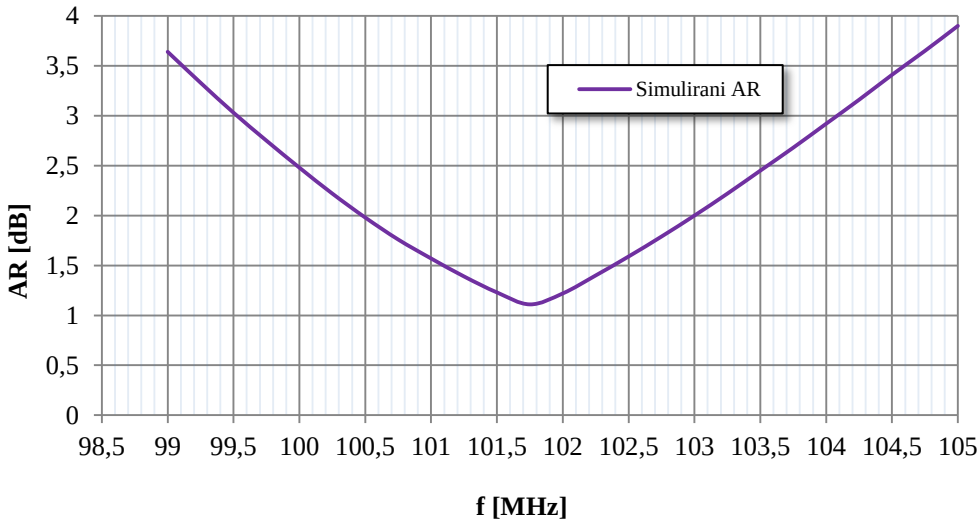
Posle simulacije kompletne antenske strukture zajedno sa *bal-unom*, dobijena je impedansa Z_a=(51.66–j1.11) Ω i koeficijent refleksije S_{11} oko –35 dB na f=100 MHz, što se može videti na slikama 6.17 i 6.18.



Slika 6.17. Simulirana impedansa kompletne antenske strukture sa *bal-unom.*

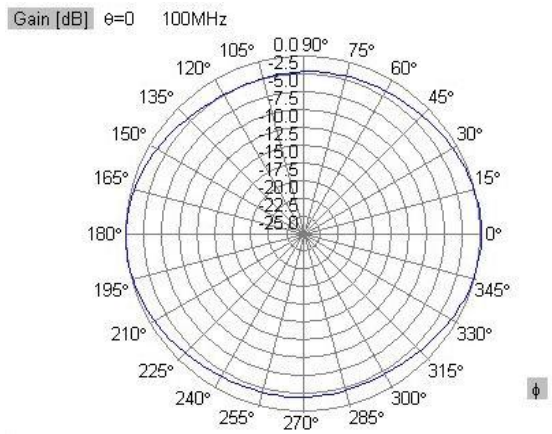


Slika 6.18. Simulirani koeficijent refleksije *turnstile* antene.

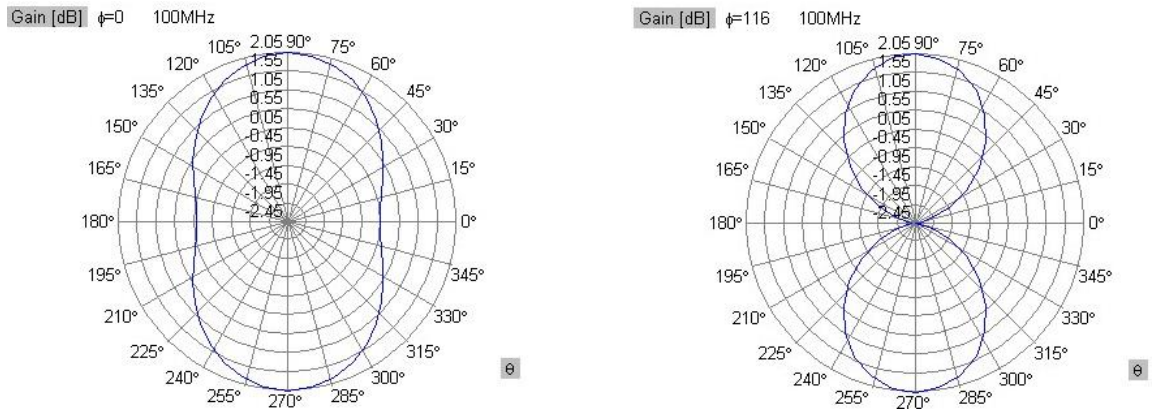


Slika 6.19. Simulirani *axial ratio turnstile* antene.

Izračunato pojačanje *turnstile* antene na 100 MHz je 0 dBi, dok je *axial ratio* (AR) oko 2.5 dB, slika 6.19. Propusni opseg axial ratio-a (za AR<3 dB) iznosi oko 4.5% (99.5-104.1 MHz) sa minimumom od 1.1 dB na učestanosti f=101.8 MHz. Slika 6.20 prikazuje dijagram zračenja na centralnoj učestanosti u horizontalnoj ravni (θ=0º), a slika 6.21 istu karakteristiku antene u vertikalnoj ravni za uglove pri kojima se dobija maksimalno (φ=0º), odnosno minimalno (φ=116º) pojačanje u horizontalnoj ravni.



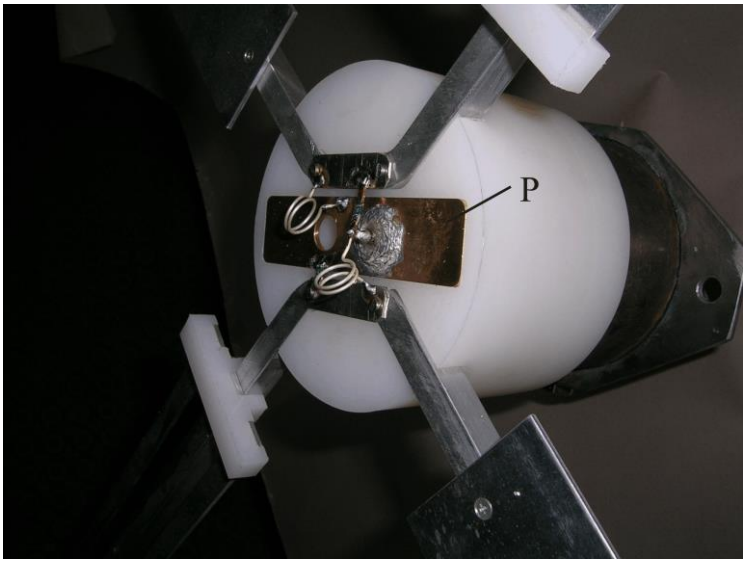
Slika 6.20. Simulirani dijagram zračenja *turnstile* antene u horizontalnoj (φ) ravni na centralnoj frekvenciji f=100 MHz.



Slika 6.21. Simulirani dijagrami zračenja *turnstile* antene u vertikalnoj (θ) ravni na centralnoj frekvenciji f=100 MHz za dva karakteristična azimutalna ugla: φ=0º (maksimalno pojačanje u horizontalnoj ravni) i φ=116º (minimalno pojačanje u horizontalnoj ravni).

6.1.3 Realizacija

Turnstile antena je realizovana od aluminijumskih traka debljine 2 mm i aluminijumskih šipki kvadratnog poprečnog preseka dimenzija (10x10) mm koje služe za ojačanje kraka dipola. Ukršteni dipoli koji formiraju antenu i *bal-un* su paralelno vezani sa koaksijalnim kablom za napajanje preko metalne pločice (P) koja je postavljena na plastični cilindar, slika 6.22. Plastični cilindar ujedno služi za pričvršćenje antene na vertikalni stub, kako je prikazano na slici 6.23.



Slika 6.22. Fotografija detalja *turnstile* antene: *bal-un* i pločica (P) preko kojih je povezana antena sa koaksijalnim kablom.

Slika 6.23. Fotografija realizovane *turnstile* antene montirane na vertikalni stub - nosač.

Izmereni dobitak realizovane *turnstile* antene je oko -3 dBi sa vršnim (*peak-to-peak*) varijacijama od oko 2 dB. Na slici 6.24 je dat izmereni koeficijent refleksije antene.

Slika 6.24. Izmereni koeficijent refleksije S_{11} realizovane *turnstile* antene.

Istraženi i realizovani koncept *turnstile* antene formirane od ukrštenih dipola sa konjugovano-kompleksnim impedansama je značajno jednostavniji od do sad poznatih antena istog tipa. Zahvaljujući jednostavnoj mehaničkoj obradi i cena proizvodnje je niska. Ukoliko bi postojala potreba za dodatnim dobitkom, moguće je formirati niz od nekoliko ovakvih antena pričvršćenih za zajednički stub jedna iznad druge na međusobnom rastojanju od $\lambda/2$. Jedan takav primer će biti prikazan u sledećem potpoglavlju.

6.2 Antenski niz od četiri *turnstile* antene za UHF opseg

Na bazi novog koncepta ukrštenih dipola sa konjugovano-kompleksnim impedansama prethodno proverenom na primeru jednog para ukrštenih dipola koji je realizovan na opsegu učestanosti koji se koristi za FM radiodifuziju (88 MHz -108 MHz), simuliran je i realizovan niz od četiri antene sa omnidirekcionom karakteristikom zračenja i linearnom horizontalnom polarizacijom na podopsegu (702 MHz–850 MHz) TV UHF opsega učestanosti [68]. Cilj realizacije je bila provera koncepta na višim frekvencijskim opsezima, kao i njegova primena u konfiguraciji sa više pari ukrštenih dipola (*turnstile* antena) koji bi obezbedio veće pojačanje antene.

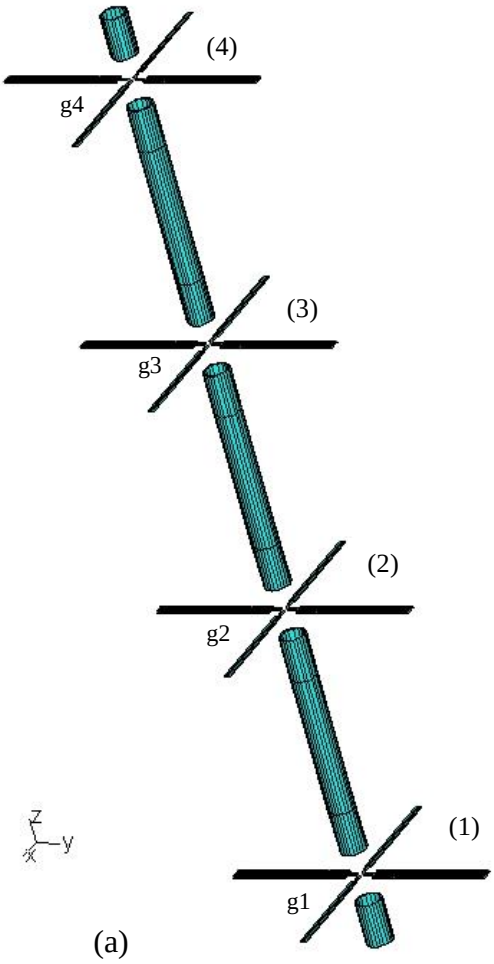
Delom su korišćena iskustva iz realizacije *turnstile* antene na FM opsegu (potpoglavlje 6.1), međutim simulacije i projektovanje su u ovom slučaju znatno složeniji zbog optimizacija kod kojih se uzimaju u obzir i međusobne impedanse ukrštenih dipola u nizu. Sem toga, i mehanička konstrukcija koja služi za nošenje ukrštenih dipola i njihovo napajanje preko razdelnika snage je kompleksnija nego u slučaju jedne *turnstile* antene.

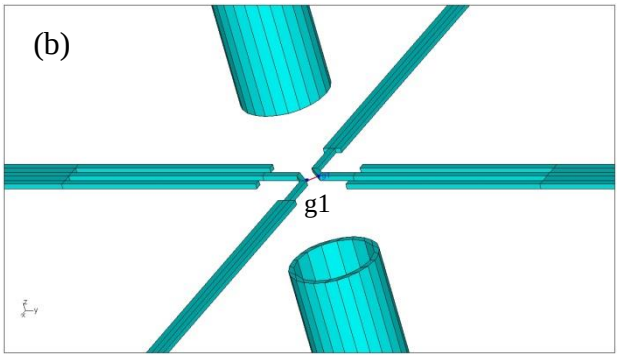
6.2.1 Simulacija i analiza niza od četiri *turnstile* antene

Prvi korak u simulaciji niza od četiri *turnstile* antene na UHF opsegu je bio modelovanje jedne antene, odnosno jednog para ukrštenih dipola sa konjugovano-kompleksnim impedansama na sličan način kao u slučaju opisanom u prethodnom potpoglavlju. Odabran je podopseg (702–850) MHz TV UHF opsega učestanosti. U smislu složenosti strukture pojedinačne antene, model za UHF opseg je nešto jednostavniji, pošto nisu korišćena mehanička ojačanja ukrštenih dipola čije su dimenzije dovoljno male (dužina kraka dipola je manja od 100 mm) tako da im sam materijal koji je odabran za izradu - mesingani lim debljine 1 mm - obezbeđuje zadovoljavajuću čvrstoću i robustnost.

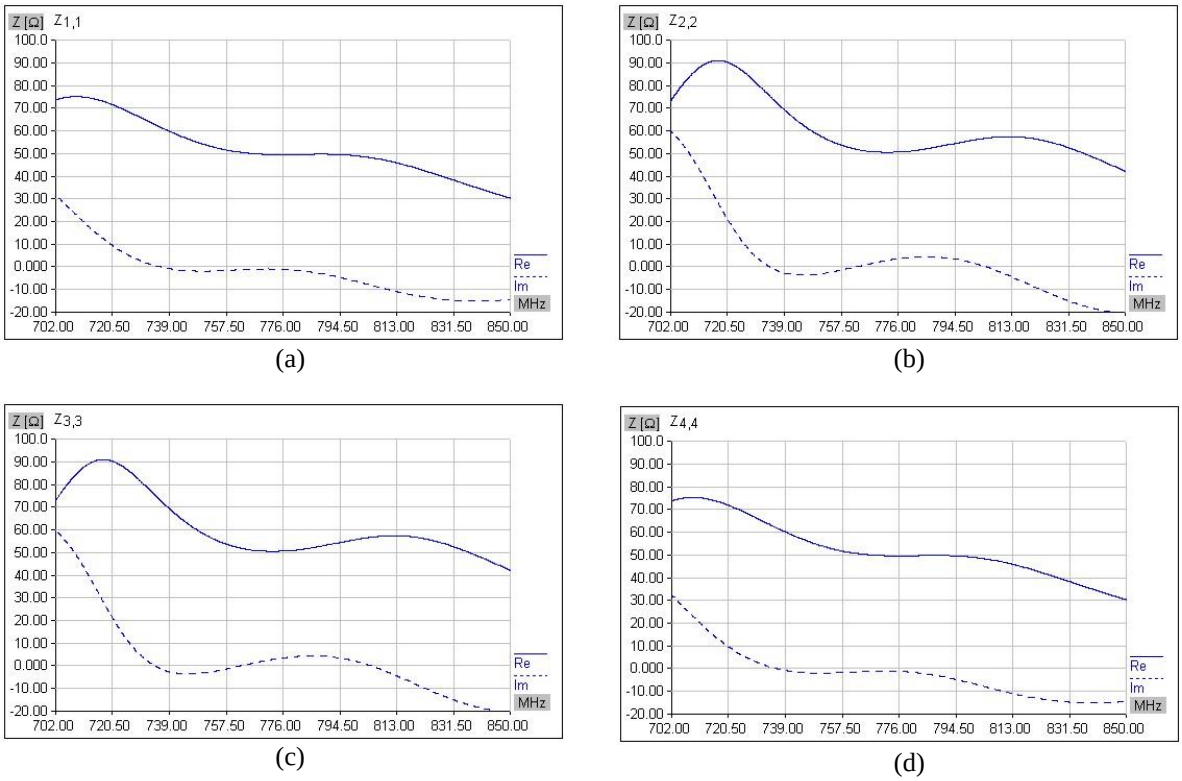
Simulacija je izvedena korišćenjem programskog paketa WIPL-D [29], a simulacioni model prikazan na slici 6.25 (a). Kriterijum optimizacije pojedinačnih dipola su, kao i ranije, bile zahtevane impedanse: (50+j50) Ω i (50–j50) Ω, a varirane su širine i dužine dipola, širina procepa između napojne trake i spoljne trake induktivnog dipola, širina spoljne trake

induktivnog dipola i dužina kojom napojna traka ulazi u induktivni dipol, slika 6.25 (b). Pošto su dobijeni zadovoljavajući rezultati, pristupilo se projektovanju niza od četiri ovakva ukrštena dipola sa dimenzijama dobijenim optimizacijom jednog para dipola. Na centralnoj učestanosti (f_c=772.5 MHz) opsega koji je izabran, rastojanje između susednih parova ukrštenih dipola je oko 194 mm (polovina talasne dužine u vazduhu). Model niza podrazumeva i noseću konstrukciju koja se sastoji od aluminijumskih cevi prečnika 25 mm i plastičnih cilindričnih nosača ukrštenih dipola, slike 6.37–6.39. Kako su simulacioni rezultati niza (impedanse dipola, koeficijent refleksije i *axial ratio* (mera devijacije dijagrama zračenja u horizontalnoj ravni u odnosu na idealno kružni), zbog međusobnih sprega, pokazali veća odstupanja od očekivanih, bilo je potrebno sprovesti dodatne optimizacije kako bi se za svaki pojedinačni par ukrštenih dipola dobila impedansa što približnija vrednosti (50+j0) Ω. Dijagrami na slikama 6.26 (a,b,c,d) i 6.27 (a,b,c,d) prikazuju simulirane impedanse (Z_{11}, Z_{22}, Z_{33}, Z_{44}) i koeficijente refleksije (S_{11}, S_{22}, S_{33}, S_{44}) pojedinačnih parova dipola u nizu.

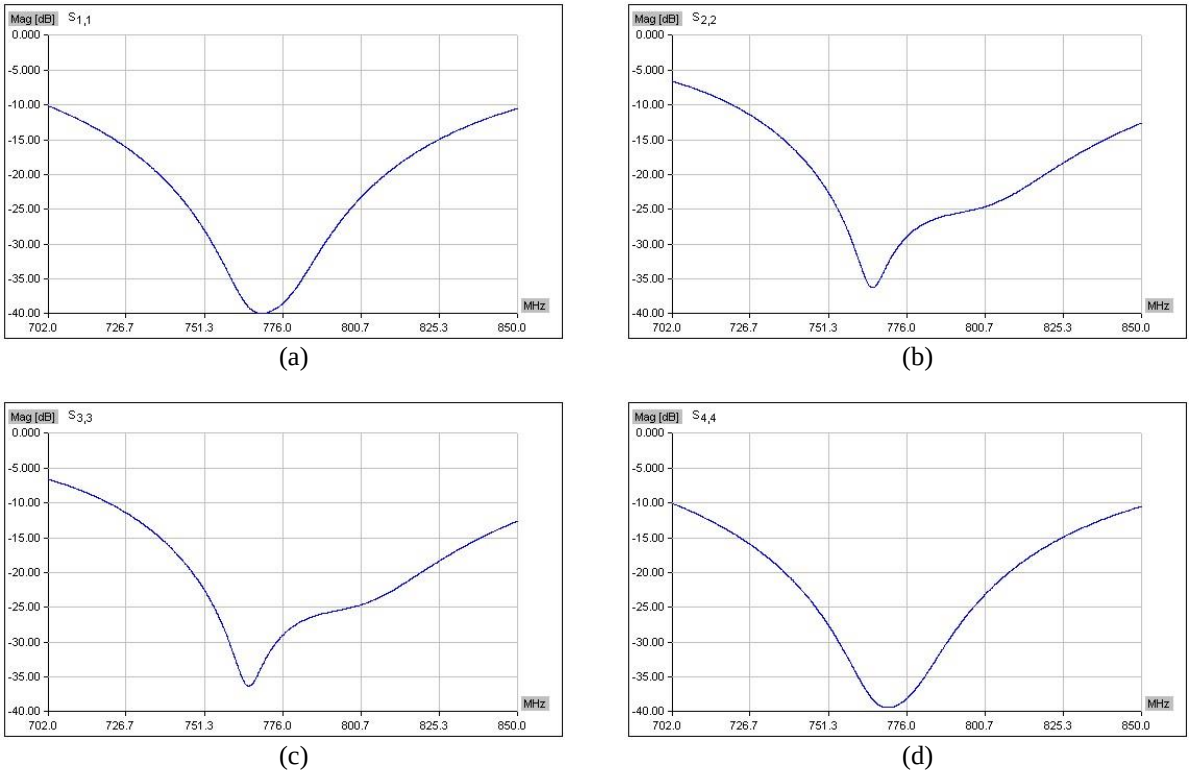




Slika 6.25. (a) WIPL model antenskog niza od četiri *turnstile* antene i (b) detalj istog simulacionog modela.

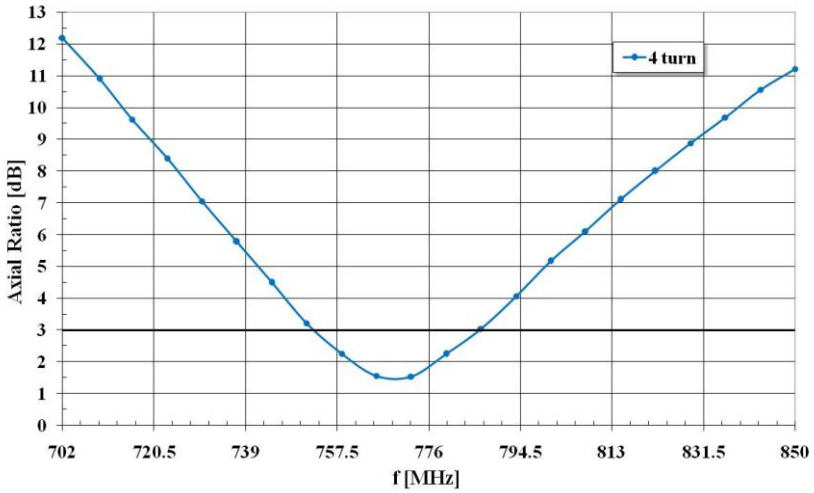


Slika 6.26. Simulirane impedanse pojedinih parova ukrštenih dipola (*turnstile* antena) iz niza od 4 *turnstile* antene.



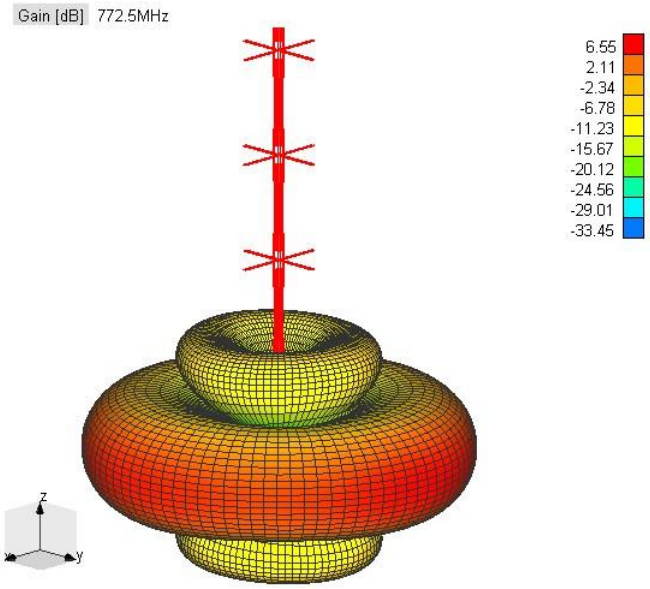
Slika 6.27. Simulirani koeficijenti refleksije pojedinih parova ukrštenih dipola (*turnstile* antena) iz niza od 4 *turnstile* antene.

Na slikama 6.28. i 6.29 su dati simulirani *axial ratio* niza u opsegu (702–850) MHz i dijagram zračenja u horizontalnoj ravni na centralnoj učestanosti f_c=772.5 MHz, respektivno.

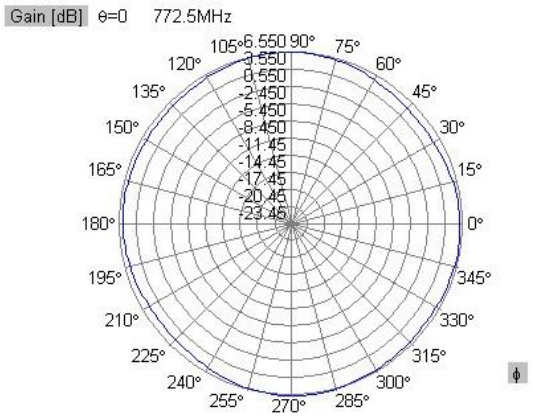


Slika 6.28. Simulirani *axial ratio* antenskog niza od 4 para ukrštenih dipola.

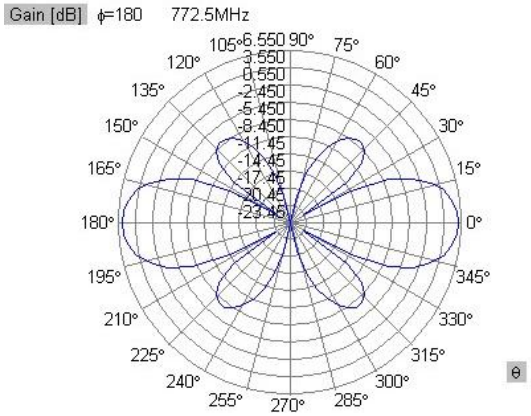
Iz gornjeg dijagrama se mogu očitati propusni opsezi za AR<3 dB i AR<6 dB i oni iznose 4.4%, odnosno 9% sa minimumom od 1.5 dB postignitim u okolini centralne učestanosti opsega. Na slici 6.29 (b) je dat presek dijagrama zračenja u horizontalnoj ravni (θ=0°) na centralnoj učestanosti gde se takođe vidi da je maksimalna devijacija dijagrama zračenja od idealno kružnog oblika oko 1.5 dB. Maksimalno simulirano pojačanje antenskog niza je oko 6.5 dBi (za uglove u horizontalnoj ravni φ=90°, 270°).



(a)



(b)



(c)

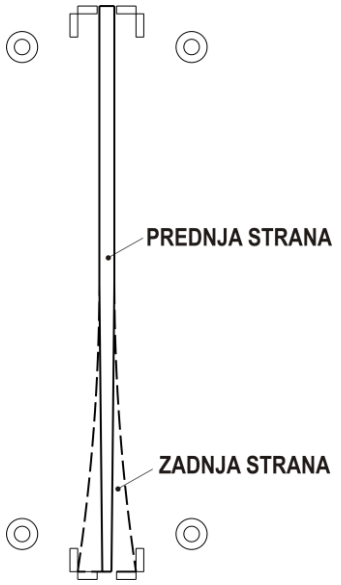
Slika 6.29. Simulirani dijagram zračenja niza od 4 *turnstile* antene na centralnoj učestanosti frekvencijskog opsega (702–850) MHz: u prostoru (a), u horizontalnoj (b) i u vertikalnoj ravni (c).

6.2.2 Projektovanje i realizacija eksponencijalno tejperovanog bal-una sa raspodeljenim parametrima

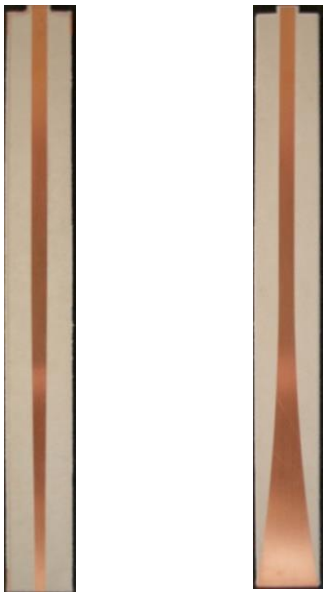
Kako ukršteni dipoli predstavljaju simetričnu strukturu, a koaksijalni kabl preko koga se napajaju nesimetričnu, potrebno je između njih uvesti *bal-un*, odnosno prelaz sa jedne strukturu na drugu. Eksponencijalno tejperovani *bal-un* [27,31], proveren u brojnim ranijim realizacijama, je realizovan u mikrostrip tehnici na dielektričnom supstratu Epsilam-10, dielektrične konstante ε_r=10.2 i debljine h=2.54 mm.

Na slikama 6.30 i 6.31 su prikazane skica i fotografija realizovanog *bal-una*. Da bi se izmerilo slabljenje koje unosi implementirani prelaz, izrađen je model istog prelaza, ali u

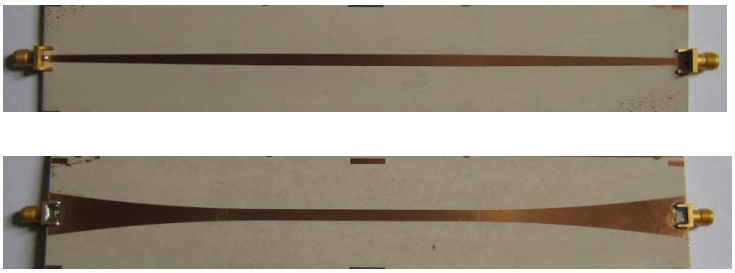
back-to-back konfiguraciji, slika 6.32. Može se smatrati da je uneseno slabljenje jednostrukog *bal-una* jednako polovini izmerenog slabljenja navedene konfiguracije, tj. u proseku oko 0.4 dB u celom posmatranom frekvencijskom opsegu, slika 6.33. Merenje je obavljeno analizatorom mreže *Agilent Technologies E8364A*.



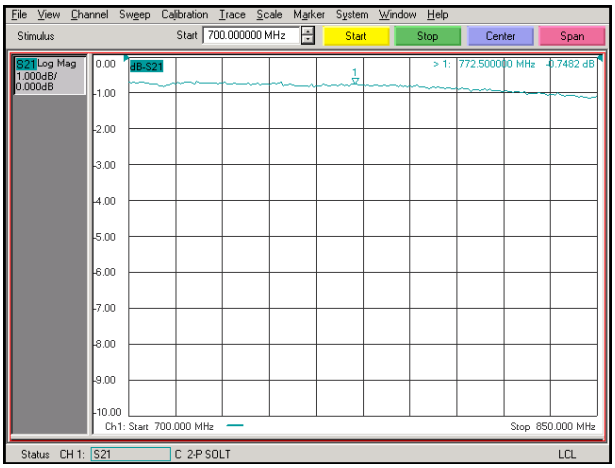
Slika 6.30. Skica eksponencijalno tejperovanog mikrotalasnog *bal-una*.



Slika 6.31. Fotografija realizovanog *bal-una* (prednja i zadnja strana štampe).



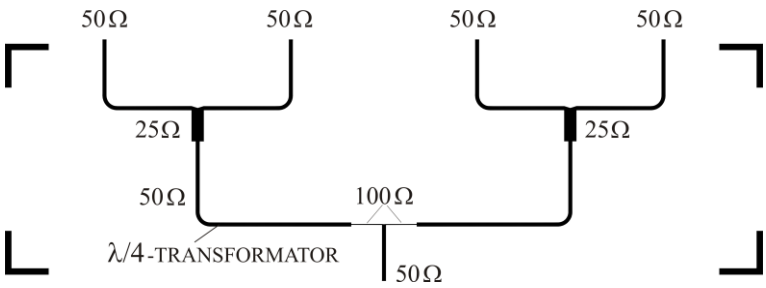
Slika 6.32. Fotografija prednje i zadnje strane *bal-una* u *back-to-back* konfiguraciji realizovanog za potrebu merenja unesenog slabljenja.



Slika 6.33. Izmereni dijagram unesenog slabljenja *bal-una* u *back-to-back* konfiguraciji.

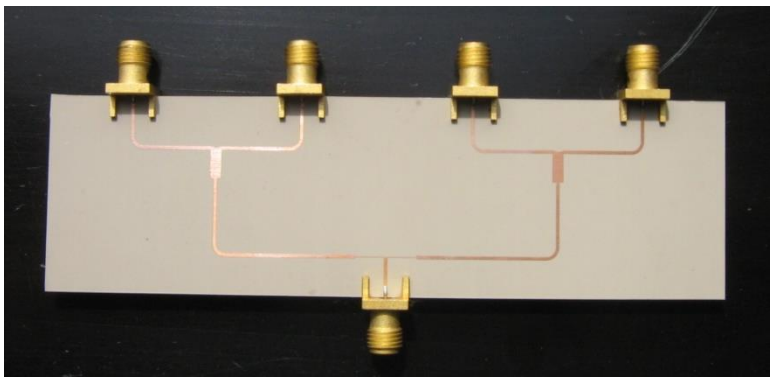
6.2.3 Projektovanje i realizacija razdelnika snage sa četiri izlaza za antenski niz sa četiri para ukrštenih dipola

Projektovan je razdelnik snage sa četiri izlaza za frekvencijski opseg (702-850) MHz. Ulazni pristup razdelnika se nastavlja na 50-omski mikrostrip vod koji se, u prvom koraku, preko T-spoja račva na dva 100-omska voda, a zatim svaki od njih preko λ/4-inskog transformatora impedanse prelazi na mikrostrip vodove impedanse 25 Ω koji se, u drugom stepenu razdelnika, ponovo račvaju (preko T-spojeva) na vodove impedanse 50 Ω, tj. izlazne pristupe razdelnika. Očekivani nivo izlazne snage na sva četiri izlaza je za 6 dB manji od nivoa snage na ulaznom pristupu. Skica modela razdelnika je data na slici 6.34.



Slika 6.34. Skica razdelnika snage za napajanje niza od 4 *turnstile* antene.

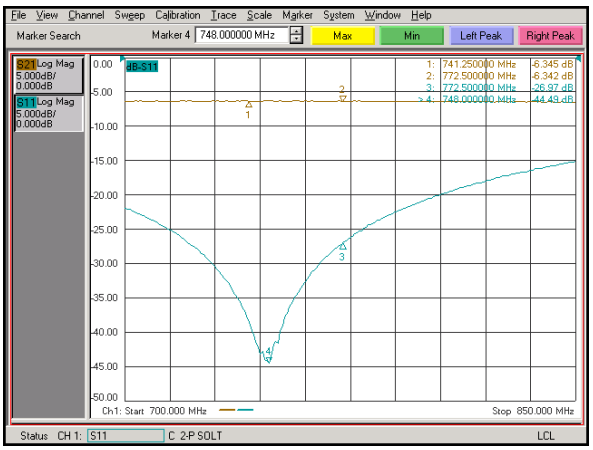
Razdelnik snage je realizovan fotolitografskim postupkom na dielektričnom supstratu Epsilam-10, dielektrične konstante ε_r=10.2 i debljine h=0.635 mm, slika 6.35.



Slika 6.35. Fotografija realizovanog razdelnika snage za napajanje niza od 4 *turnstile* antene.

Rezultati merenja na analizatoru mreže *Agilent Technologies E8364A* su prikazani na slici 6.36 i pokazuju veoma dobro slaganje sa simuliranim rezultatima. Dijagrami promene

koeficijenta refleksije (S_{11}) i transmisije (S_{21}) sa frekvencijom su praktično jednaki za sva četiri pristupa, pa su date karakteristike samo jednog izlaznog pristupa.

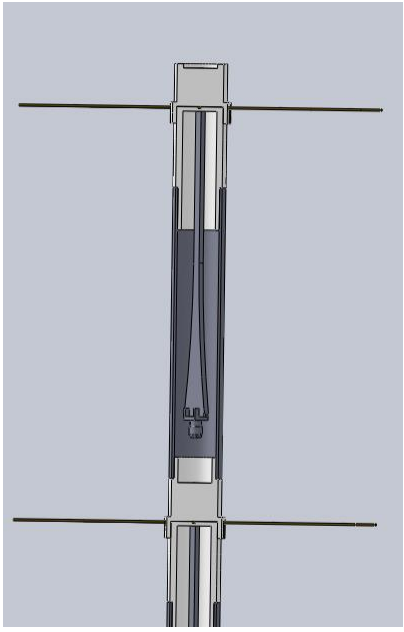


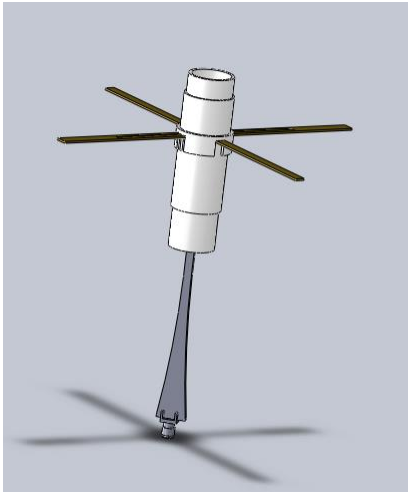
Slika 6.36. Izmereni koeficijentu refleksije (S_{11}) i transmisije (S_{21}) na jednom pristupu realizovanog razdelnika snage za napajanje niza od 4 *turnstile* antene.

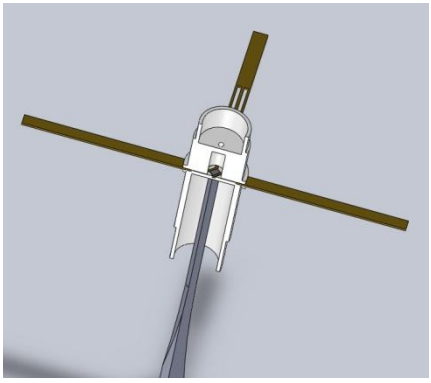
6.2.4 Projektovanje noseće konstrukcije za antenski niz sa četiri para ukrštenih dipola

Noseća konstrukcija je projektovana korišćenjem aluminijumskih cevi koje spajaju cilindrične nosače ukrštenih dipola i *bal-una* sačinjene od plastičnog materijala. Kroz plastične cilindrične nosače takođe prolaze koaksijalni kablovi koji povezuju razdelnik snage sa *bal-unima* preko kojih se napajaju ukršteni dipoli. Dužine ovih koaksijalnih kablova su $n \cdot \lambda_g$ (n – redni broj para ukrštenih dipola, λ_g – talasna dužina u koaksijalnom kablu) kako bi se obezbedilo sinfazno napajanje pojedinačnih parova ukrštenih dipola. Naravno, ukoliko bi postojala potreba za promenom elevacionog ugla antenskog snopa, moguće je podešavanjem dužina napojnih vodova na odgovarajući način podesiti faze napajanja pojedinih parova dipola.

Na slikama 6.37 (a, b i c) su prikazani elementi konstrukcije niza četiri *turnstile* antene za gornji deo UHF opsega: ukršteni dipoli izrađeni od mesinganog lima debljine 1 mm, *bal-uni*, plastični nosači, spojnice od aluminijumskih cevi i koaksijalni vodovi sa SMA konektorima.

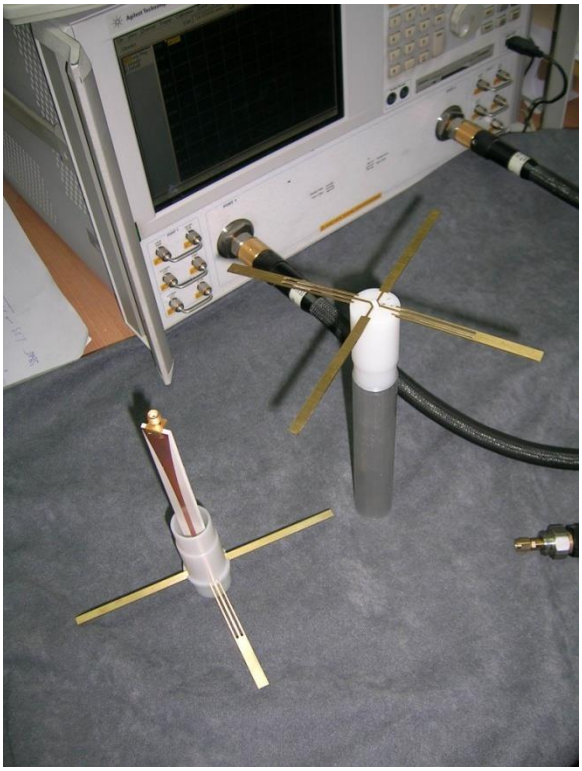
(a) 

(b) 

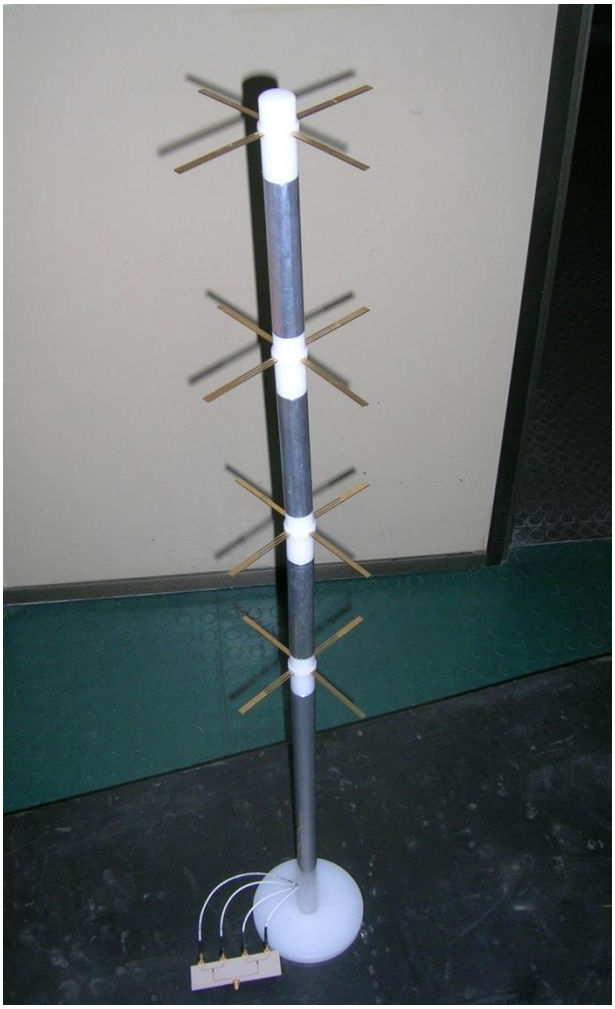
(c) 

Slika 6.37. (a) Podužni presek dela antenskog niza od 4 *turnstile* antene; (b) jedan segment niza sa ukrštenim dipolima, *bal-unom* i plastičnim elementima za povezivanje i (c) poprečni presek jednog segmenta antenskog niza.

Montaža elemenata se obavlja tako što se prvo formiraju četiri podsklopa koja sadrže: par ukrštenih dipola, plastični nosač i *bal-un* sa muškim koaksijalnim SMA konektorom. U prvom koraku montaže se formiraju 4 podsklopa sa ukrštenim dipolima i *bal-unima* na čijim se krajevima nalaze koaksijalni konektori koje nosi plastični cilindar. Zatim se mehanički spajaju sa metalnim cilindrima – prvo gornji segment antene sa susednim segmentom, i tako redom do donjeg (četvrtog). Pri tome se odgovarajući kablovi provlače kroz plastične i metalne cevi sa kojima se spajaju segmenti. Na kraju se montiraju ulazni konektori i povezuju sa razdelnikom snage. Na slikama 6.38 i 6.39 su date fotografije segmenata antenskog niza i kompletnog niza od četiri *turnstile* antene, respektivno.



Slika 6.38. Fotografija segmenata realizovanog antenskog niza sa ukrštenim dipolima, plastičnim elementima i aluminijumskim cevima za povezivanje konstrukcije.



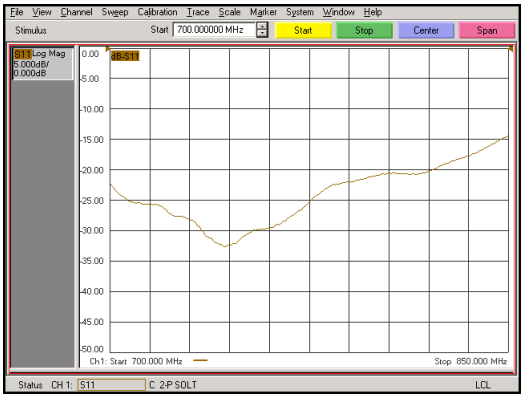
Slika 6.39. Fotografija montiranog antenskog niza od četiri *turnstile* antene.

6.2.5 Izmerene karakteristike antenskog niza sa četiri ukrštena dipola

Prvo su mereni koeficijenti refleksije na pojedinim parovima ukrštenih dipola tako što su koaksijalni vodovi za napajanje ostalih parova zatvoreni 50-omskim opterećenjima (zbog uticaja međusobnih impedansi između njih). Dobijene vrednosti koeficijenata S_{11}, S_{22}, S_{33} i S_{44} su prikazane na slici 6.40 (a,b,c,d). Zatim su kablovi za napajanje povezani sa razdelnikom snage i izmerena je refleksija kompletnog niza, slika 6.41.

(a)

(b)



(c)

(d)

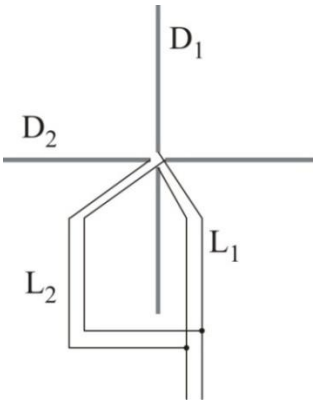
Slika 6.40. Izmereni koeficijenti refleksije za pojedinačne *turnstile* antene u nizu: (a) S_{11}, (b) S_{22}, (c) S_{33} i (d) S_{44}.

Slika 6.41. Izmereni koeficijent refleksije niza od 4 *turnstile* antene.

6.3 Poređenje karakteristika antena sa kružnim dijagramom zračenja u horizontalnoj ravni formiranih od dva identična ukrštena dipola napajana preko faznog pomerača od 90º i dipola čije su impedanse konjugovano-kompleksne

Analiza je sprovedena na primerima *turnstile* antene na FM-opsegu učestanosti [67], opisane u poglavlju 6.1, realizovane na bazi novog koncepta (sa ukrštenim dipolima čije su impedanse konjugovano-kompleksne) i konvencionalne *turnstile* antene formirane od dva identična ukrštena dipola napajana u kvadraturi preko faznog pomerača od 90º.

Kod konvencionalne metode cirkularna polarizacija se dobija tako što se dipoli napajaju strujama jednakih intenziteta preko dva voda čije se električne dužine razlikuju za λ/4 (90º), slika 6.42.



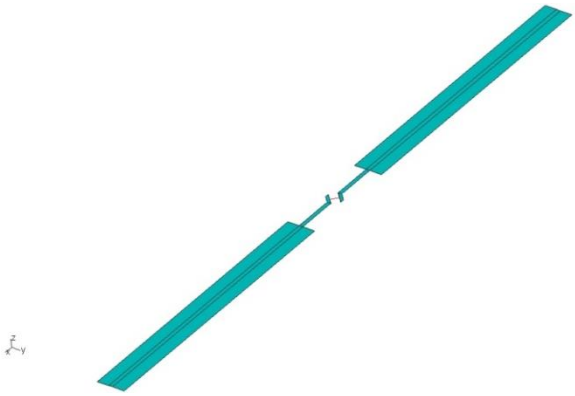
Slika 6.42. Skica ukrštenih dipola D1 i D2 napajanih u kvadraturi preko vodova dužine: L1=L i L2=L+λ/4.

Na frekvencijama koje se razlikuju od centralne, kod oba koncepta antena dolazi do degradacije kvadraturnog napajanja zbog faznih grešaka. Kod koncepta baziranog na konjugovano-kompleksnim impedansama, pored faznih, postoje i amplitudske greške zbog različitih varijacija impedansi dipola sa frekvencijom, odnosno različitih intenziteta napajanja jednog i drugog dipola. Posledica navedenih devijacija kod oba koncepta je pogoršanje bitnih parametara antene: neprilagođenje, odnosno povećanje VSWR-a, kao i deformacija kružnog oblika cirkulacije vektora **E** u elipsu, odnosno povećanje *axial ratio*-a (AR) kod antena sa cirkularnom polarizacijom. Slično se dešava i kada se ukršteni dipoli koriste kao antene sa horizontalnom polarizacijom i kružnim dijagramom zračenja – dolazi do povećanja VSWR-a i deformacije kružnog dijagrama zračenja [69]. Pošto se ove antene najčešće koriste kod

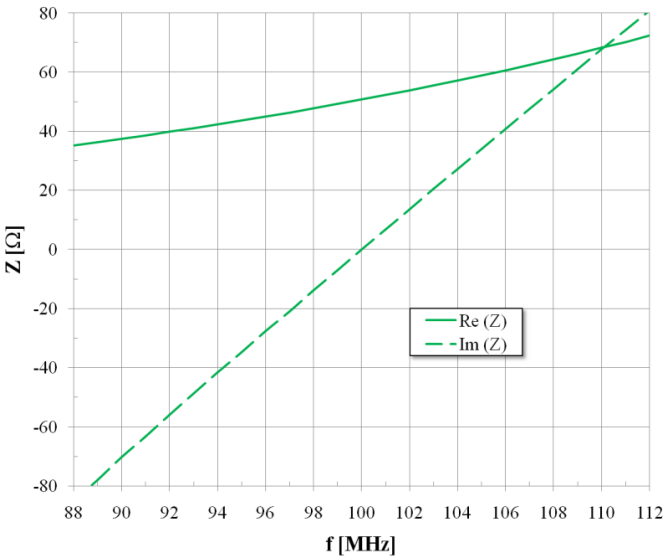
radiodifuznih i TV predajnika kod kojih su snage relativno visoke, veoma je važno da gubici budu što manji, odnosno VSWR što niži.

6.3.1 Analiza ekscentriciteta kod antena gde se koriste fazni pomerači

Formirana je antena sa dva identična ukrštena dipola kao na slici 6.43, koje čine provodne trake sa uvodnicima. U cilju pojednostavljenja modela i uštede računarskog vremena odabrane su beskonačno tanke provodne trake. Optimizovane su širine i dužine dipola, kao i širine i dužine napojnih traka, tako da se dobiju pojedinačne impedanse dipola od (50+j0) Ω na centralnoj frekvenciji od 100 MHz, slika 6.44.

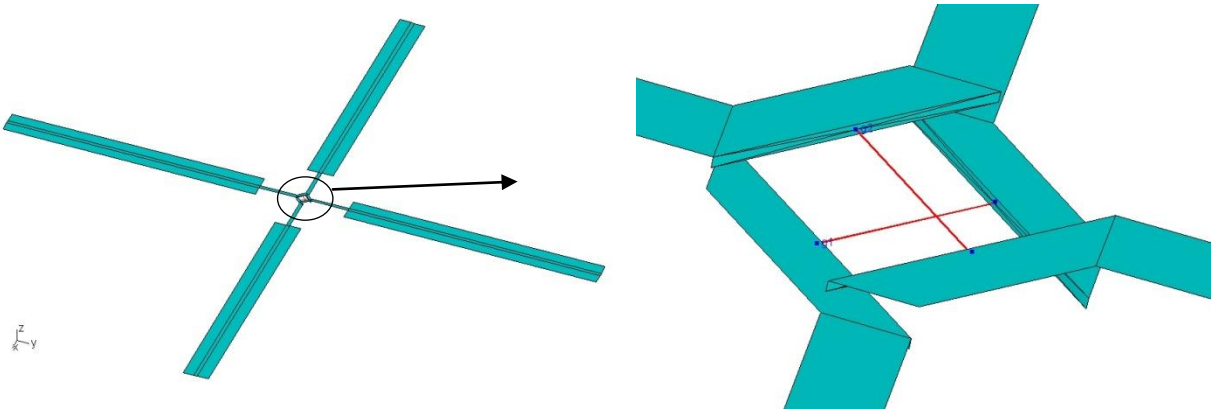


Slika 6.43. WIPL-D model pločastog dipola impedanse (50+j0) Ω.



Slika 6.44. Promena impedanse sa frekvencijom za dipol impedanse (50+j0) Ω na centralnoj frekvenciji.

Da bi se dobilo napajanje u kvadraturi, kao što je već rečeno, dužina napojnog voda prvog dipola treba da je L_1=L, a dužina odgovarajućeg napojnog voda drugog dipola L_2=L+λ/4, na centralnoj frekvenciji (slika 6.42). Simulirana je promena frekvencije od ± 12% u okolini centralne u koracima od 1 MHz. Zatim su analitički dobijene fazne razlike i intenziteti pobude, odnosno napajanja ukrštenih dipola na frekvencijama u pomenutom opsegu. Pri tome su zanemareni gubici u vodovima, pošto su u praksi u ovim slučajevima mali, a i nemaju značajniji uticaj na krajnji rezultat analize. Na slici 6.45 je prikazan WIPL-D model [29] dva ukrštena dipola koja se napajaju generatorima međusobno fazno pomerenim za 90º. Ova fazna razlika, međutim, samo na centralnoj frekvenciji ima znosi 90º, dok se na ostalim frekvencijama opsega javlja fazna greška, tj. odstupanje od kvadraturnog napajanja.



Slika 6.45. a) Dva identična dipola impedansi (50+j0) Ω ukrštena pod pravim uglom i napajana generatorima (g1 i g2) sa međusobnim faznim pomerajem i b) detalj antenske strukture sa naznačenim napajanjima.

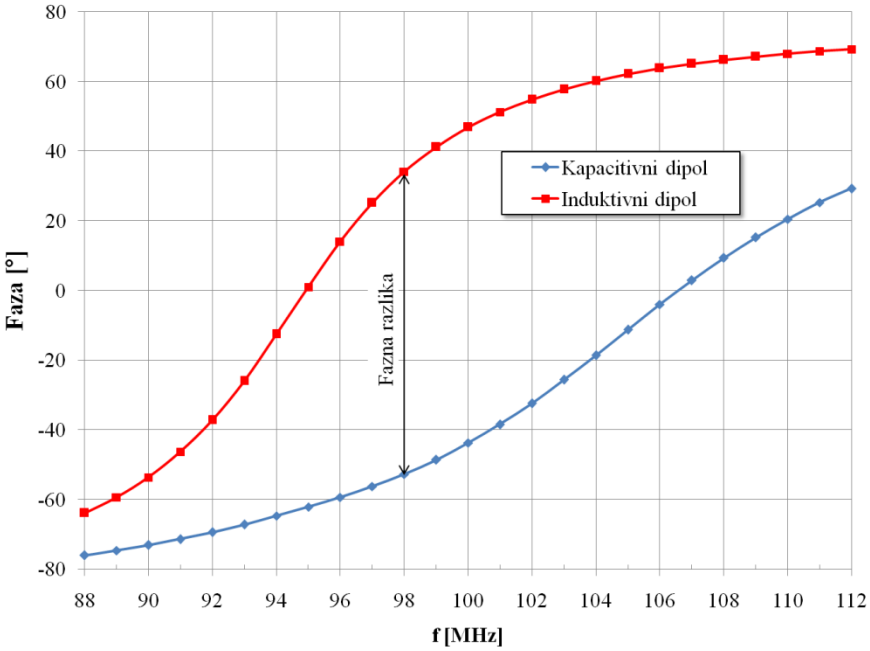
Iz relacije za fazu:

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda} l \text{ i } l = \frac{\lambda_c}{4} \Rightarrow \theta = \frac{\pi}{2}\frac{\lambda_c}{\lambda} \tag{6.3-1}$$

gde je λ talasna dužina na određenoj frekvenciji, a λ_c talasna dužina na centralnoj frekvenciji, možemo izračunati fazne pomeraje, odnosno odstupanje od kvadraturne fazne razlike (faznu grešku) između napajanja dva dipola na odgovarajućoj frekvenciji, slika 6.47. Amplitudske

greške, gledano strogo teorijski, ne postoje, pošto impedanse oba dipola variraju na isti način sa učestanošću.

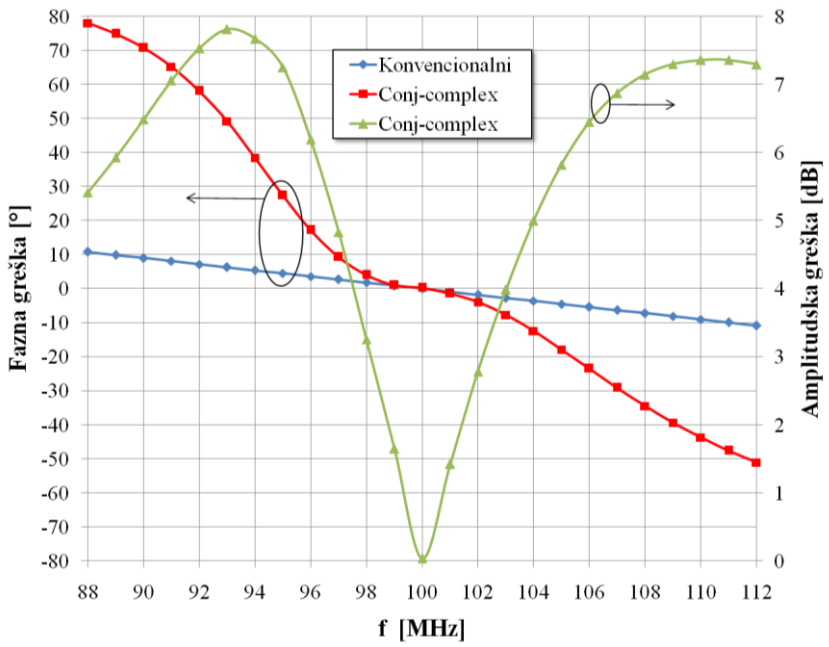
Kod koncepta sa konjugovano-kompleksnim impedansama dipola, fazne greške se mogu odrediti na osnovu varijacije faza impedansi kapacitivnog i induktivnog dipola pojedinačno kao odstupanje fazne razlike od 90°. Kao i u slučaju identičnih ukrštenih dipola, slično su modelovani u programskom paketu WIPL-D induktivni i kapacitivni dipol od beskonačno tankih provodnih traka i optimizovani tako da su im impedanse na centralnoj učestanosti (50+j50) Ω i (50-j50) Ω, respektivno. Na slici 6.46 su prikazane faze impedansi pojedinih dipola, odakle se može očitati fazna razlika između njih.



Slika 6.46. Faze impedansi kapacitivnog i induktivnog dipola simuliranih korišćenjem programskog paketa WIPL.

Sem faznih grešaka, kod primene koncepta sa konjugovano-kompleksnim impedansama javljaju se i amplitudske greške, i one su posledica različitih devijacija kapacitivne i induktivne impedanse sa frekvencijom, usled čega intenziteti struja napajanja pojedinih dipola na učestanostima van centralne nisu više jednaki. Iz WIPL-D modela ukrštenih dipola sa konjugovano-kompleksnim impedansama, na osnovu izračunatih vrednosti $\mathbf{E}_\varphi$ komponenata polja za oba dipola, tj. odnosa magnituda $|E_\varphi|$ kapacitivnog i induktivnog dipola, direktno se dobija amplitudska greška kao:

$$Amp.err = 20log\left|\frac{E_{\varphi CAP}}{E_{\varphi IND}}\right| \tag{6.3-2}$$

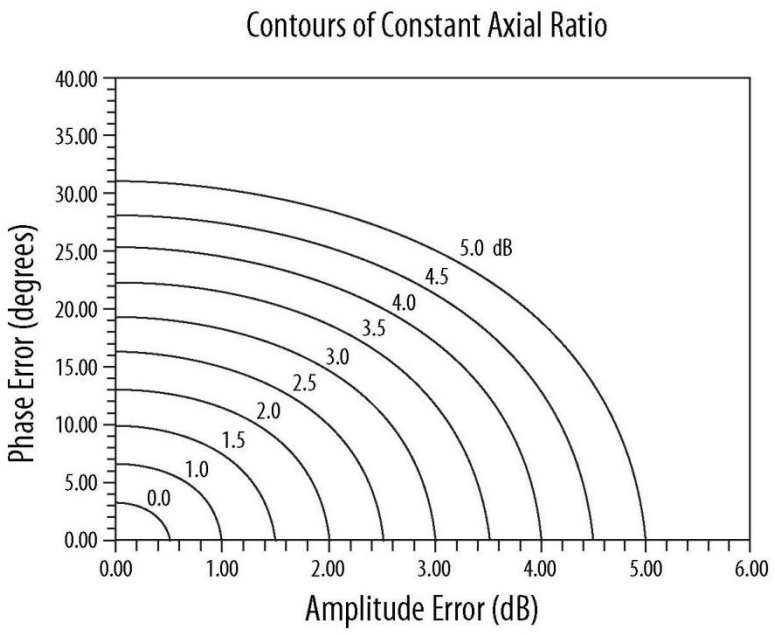


Slika 6.47. Fazne i amplitudska greška kod konvencionalnog i koncepta sa konjugovano-kompleksnim impedansama dipola.

U [3] je dat obrazac za izračunavanje AR (ekscentriciteta) u kom figurišu E_x i E_y komponente električnih polja i fazna razlika (θ) između njih:

$$AR\ [dB] = 10log\frac{E_x^2 + E_y^2 + \sqrt{E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2E_y^2\cos(2\theta)}}{E_x^2 + E_y^2 - \sqrt{E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2E_y^2\cos(2\theta)}} \tag{6.3-3}$$

Zamenom vrednosti za magnitude električnih polja i faznu razliku za oba slučaja (konvencionalni i kompleksno-konjugovani metod) su dobijene krive “ [70]” na dijagramu prikazanom na slici 6.49. Slične vrednosti za AR se mogu očitati i sa dijagrama datom u [70] koji je grafička interpretacija obrasca (6.3-3), slika 6.48.



Slika 6.48. Krive konstantnog *axial ratio*-a u zavisnosti od fazne i amplitudske greške [70].

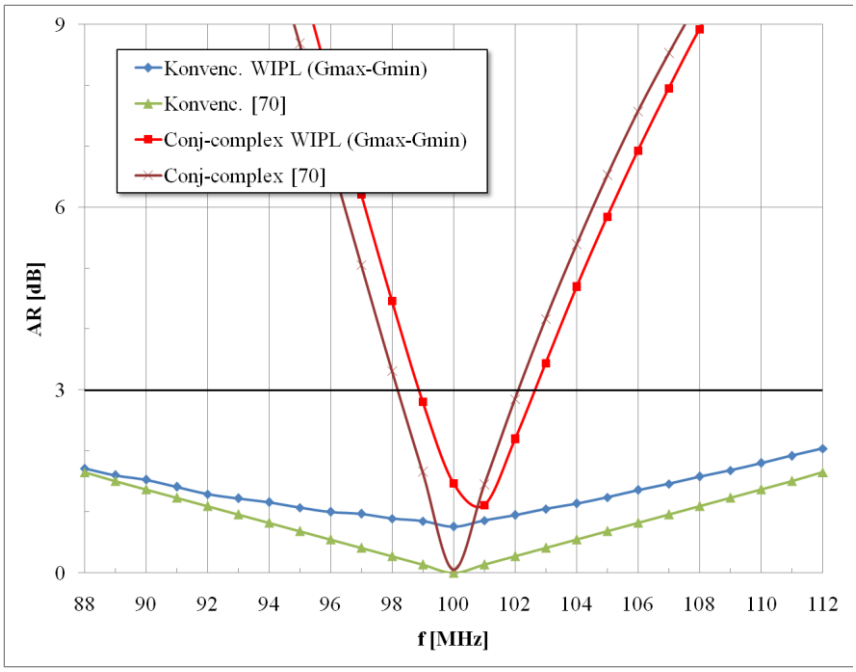
Gornji dijagram može biti veoma koristan pri projektovanju antena sa cirkularnom polarizacijom, pošto se iz njega direktno određuje vrednost AR ukoliko su nam poznate amplitudske i fazne greške ili se, što je od većeg interesa, mogu proceniti dozvoljene granice grešaka za zahtevani AR (na primer, da bi se postigao AR bolji od 3 dB potrebno je da je amplitudska greška manja od 3 dB, a istovremeno fazna greška manja od 19°). Takođe, iz dijagrama se vidi da je u slučaju kada je fazna greška nula, *axial ratio* jednak amplitudskoj greški.

Iz simulacionih WIPL modela ukrštenih dipola baziranih na konvencionalnom i konjugovano-kompleksnom konceptu dobijeni su dijagrami zračenja u horizontalnoj ravni (θ=0º) u posmatranom opsegu učestanosti i iz njih je izračunato odstupanje od idealno kružnog oblika (AR) kao razlika između maksimalnog i minimalnog pojačanja (G_{max}-G_{min}) na posmatranoj frekvenciji, slika 6.49. Vidi se da kod oba koncepta postoji izvesno odstupanje od rezultata dobijenih korišćenjem obrasca (6.3-3), što je i očekivano s obzirom na to da je u slučaju konvencionalnog koncepta usvojeno da su vrednosti električnog polja E_x i E_y jednake, pa se izraz za AR (6.3-3) svodi na:

$$AR\ [dB] = 10log\frac{2+\sqrt{2+2\cos(2\theta)}}{2-\sqrt{2+2\cos(2\theta)}} \tag{6.3-4}$$

tj. u njemu figuriše samo fazna razlika između dipola.

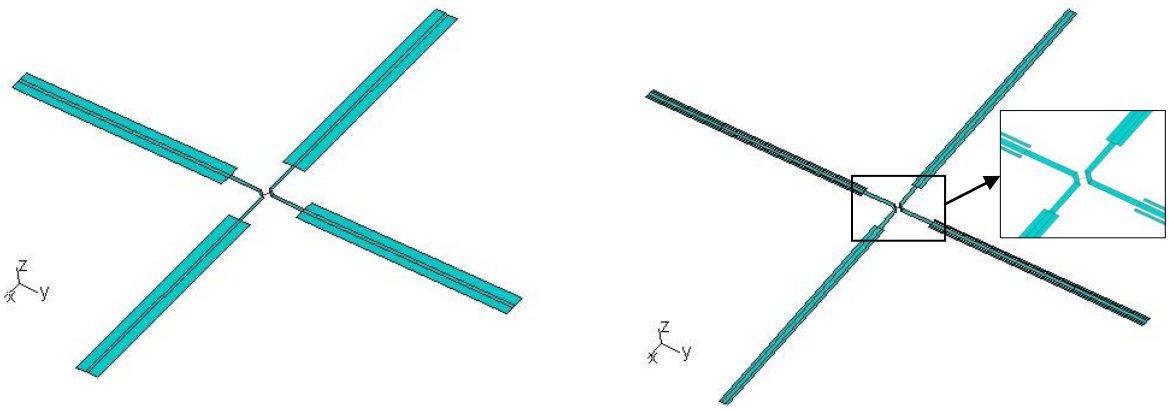
U primeru s novim konceptom su analizirani u WIPL-u kapacitivni i induktivni dipol, ukršteni i postavljeni jedan iznad drugog na malom rastojanju i svaki je napajan posebnim generatorom (g_1=g_2). Zatim su vrednosti magnituda i faza E-polja za oba dipola, i to za uglove φ gde je $\varphi_{IND}=\varphi_{CAP}+90°$, unete u izraz (6.3-3). U tom smislu, krive dobijene na osnovu [70] predstavljaju više teorijski rezultat.



Slika 6.49. Uporedni rezultati odstupanja dijagrama zračenja u horizontalnoj ravni od idealno kružnog oblika za konvencionalni koncept ukrštenih dipola i koncept sa konjugovano-kompleksnim impedansama.

6.3.2 Analiza prilagođenja (VSWR-a) kod antena gde se koriste fazni pomerači

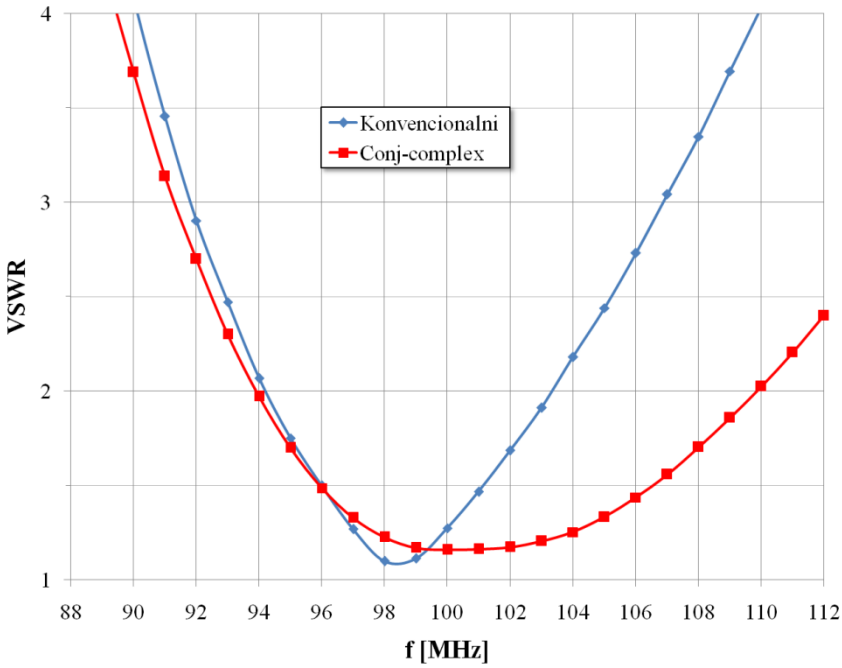
U analizi prilagođenja antene sa identičnim ukrštenim dipolima, prethodno optimizovani pločasti dipoli na impedansu od 50 Ω na centralnoj učestanosti su vezani u paralelu, pa je impedansa paralelne veze 25 Ω, slika 6.50 (a). Da ne bismo u WIPL model antene uvodili transformator impedanse na 50 Ω, VSWR je računat u odnosu na referentnu impedansu od 25 Ω.



a) b)

Slika 6.50. Paralelna veza a) dva identična dipola od 50 Ω i b) dva dipola sa konjugovano-kompleksnim impedansama.

Na slici 6.50 (b) je prikazan WIPL model antene sa ukrštenim dipolima konjugovano-kompleksnih impedansi: (50-j50) Ω i (50+j50) Ω, a na slici 6.51 dobijeni VSWR.



Slika 6.51. Uporedni dijagram koeficijenta stojećeg talasa (VSWR) kod konvencionalnog i konjugovano-kompleksnog koncepta.

Iz dijagrama na slici 6.51 je očigledno da koncept sa konjugovano-kompleksnim impedansama ima prednost nad konvencionalnim konceptom sa identičnim dipolima i faznim pomeračem u pogledu propusnog opsega VSWR-a. Takođe, analiza pokazuje da

konvencionalne antene imaju znatno širi propusni opseg kada je u pitanju ekscentricitet, odnosno axial ratio (AR). Kako je najčešća primena ovih tipova antena kod difuznih radio i TV predajnika kod kojih su snage relativno visoke (reda kW ili desetina kW), gubici predstavljaju vrlo važan parametar. Zbog toga bi VSWR trebalo da bude maksimalno 1.1 (reflektovana snaga predajnika od 1 kW je u tom slučaju oko 48 W), što favorizuje koncept sa dipolima konjugovano-kompleksnih impedansi.

U praksi se kod konvencionalnog koncepta najčešće koriste dva odvojena, međusobno ortogonalna dipola, koji imaju posebne *bal-une* i posebne držače koji su povezani sa zajedničkim nosačem. Tipičan primer je *Kathrein* antena realizovana sa savijenim (*folded*) dipolima, prikazana na slici 6.52. Dipoli se napajaju koaksijalnim kablovima čije se dužine razlikuju za $\lambda_g/4$ da bi se dobio fazni pomeraj od 90º.

Slika 6.52. Izgled komercijalne Kathrein *turnstile* antene za FM opseg učestanosti [71].

Što se tiče realizacije, u slučaju koncepta sa konjugovano-kompleksnim impedansama ukrštenih dipola koji su napravljeni od ojačanih aluminijumskih traka, imamo zajednički držač i nosač na kome se nalazi *bal-un* sa koncentrisanim L-C komponentama (poglavlje 6.1, slika 6.22), pa je cela konstrukcija značajno jednostavnija.

Na osnovu sprovedene analize, može se zaključiti da je za ostvarivanje cirkularne polarizacije ili kružnog dijagrama zračenja u horizontalnoj ravni, posebno na višim frekvencijama u mikrotalasnom i milimetarskom opsegu, znatno praktičnije i višestruko jeftinije u proizvodnji korišćenje koncepta sa dipolima čije su impedanse konjugovano-kompleksne.

7 Mogućnosti realizacije antena sa cirkularnom polarizacijom baziranih na konceptu opisanom u tezi na višim frekvencijskim opsezima

Većina modernih mikrotalasnih struktura, a posebno antenskih, se danas realizuje fotolitografskim postupcima na tzv. mekim ili tvrdim dielektričnim podlogama (supstratima). Meke dielektrične podloge su najčešće na bazi teflona (PTFE – politetrafluoroetilen), a tvrde na bazi alumine (Al_2O_3) koja je pogodnija kad je potrebna velika čvrstina strukture ili efikasno odvođenje toplote, pošto poseduje značajno veću termalnu provodnost nego meki supstrati.

Prvi korak u projektovanju štampanih antena je izbor odgovarajućeg dielektričnog supstrata. Supstrat prvenstveno služi kao mehanička podrška za metalizaciju tj. štampanu strukturu, ali takođe čini sastavni deo antenske strukture, pa ima značajan uticaj na njene električne performanse. Stoga on mora da zadovolji određene kako mehaničke, tako i električne kriterijume. Kako bi se napravio odgovarajući izbor supstrata potrebno je razmotriti njegove različite karakteristike: relativnu dielektričnu konstantu, odnosno permitivnost (ε_r), tangens ugla gubitaka ($\tan\delta$) i njihovu varijaciju sa temperaturom i frekvencijom, homogenost, izotropnost, kao i uniformnost debljine supstrata. Takođe, i mehaničke karakteristike, kao što su otpornost na naprezanje, udar i vibracije, fleksibilnost, lakoća obrade i lemljenja ili bondovanja i dugoročno ponašanje u nepovoljnim uslovima okoline igraju važnu ulogu u izboru dielektrične podloge [72].

Danas je na tržištu dostupan veliki izbor dielektričnih materijala, tako da je moguće odabrati onaj koji će u najvećoj meri zadovoljiti zahteve konkretne primene. Tako, na primer, konformne antene se moraju realizovati na mekim-fleksibilnim supstratima, dok su za primene na nižim učestanostima pogodniji supstrati sa visokom dielektričnom konstantom da bi se dimenzije strukture minimizovale (dimenzije strukture su proporcionalne sa $1/\sqrt{\varepsilon_r}$). Dielektrični materijali sa niskom dielektričnom konstantom su poželjni kada je prioritet smanjenje troškova proizvodnje, a takođe i u primenama na višim mikrotalasnim i milimetraskim opsezima gde dimenzije strukture, zbog visoke učestanosti, teško mogu biti realizovane u praksi, a standardne tolerancije u izradi u tom slučaju unose procentualno veću grešku u realizovanim dimenzijama [18].

Debljina (h) dielektričnog materijala je još jedan od faktora koji treba uzeti u obzir prilikom izbora dielektrika. Korišćenje supstrata male debljine je praćeno (uz zadržavanje iste karakteristične impedanse) suženjem vodova, pa tolerancije u izradi postaju strožije. Tanki supstrati su, sem toga, osetljiviji na udare i istezanje koji mogu dovesti do devijacije njihovih karakteristika.

Iz izloženog možemo zaključiti da su kriterijumi koje treba ispuniti pri izboru dielektričnog supstrata često oprečni, pa se može reći da ne postoji idealan materijal, već da treba imati u vidu konkretnu primenu štampane strukture. Generalno važi da odabrani supstrat treba da ima vrednost dielektrične permitivnosti (ε_r) takvu da na datoj radnoj frekvenciji dimenzije štampane strukture budu u razumnim granicama, odnosno da dužine i širine vodova ne budu ni previše velike, ali da se ni ne približavaju donjoj granici tehnološke izvodljivosti. Drugi značajan faktor su gubici u dielektriku, odnosno disipacija ($\tan\delta$). Ukoliko je za konkretno štampano kolo važno da ima male gubitke (što je npr. slučaj kod antena), svakako treba birati dielektrični materijal sa što manjim disipacionim faktorom.

Za mnoge primene, a naročito za one na višim frekvencijama, su pogodniji supstrati sa niskim ε_r zbog većih dimenzija štampane strukture, koja je time manje osetljiva na greške u realizaciji što se, naravno, povoljno odražava na ponovljivost izrade.

Sloj metala iznad dielektrika ima debljinu (t) najčešće približno između 4 μ i 40 μ. Sa povećavanjem debljine metalizacije raste i greška u dimenzijama tokom fotolitografske obrade, ali se povećava mehanička čvrstoća i smanjuju gubici u metalu. Kod standardnih dielektričnih ploča uobičajena debljina metala je između 15 μ i 20 μ.

Fotolitografski postupak je proces kojim se lik prethodno izrađen na filmu (maski) prenosi na dielektričnu podlogu. On se sastoji iz nekoliko faza: nakon pripreme površine, tj. uklanjanja nečistoća, na metalizaciju se nanosi tanak sloj fotorezist a (hemikalije koja pod dejstvom UV zračenja menja svoj hemijski sastav) preko kog se postavlja film kroz koji se vrši eksponiranje UV zracima. Zatim se primenjuje razvijač koji uklanja rezist sa delova površine koja je bila izložena zračenju, tj. nije bila zaštićena maskom, a onda se ecovanjem, odnosno nagrizanjem kiselinom, odstranjuje i metalizacija na tim delovima dielektrične podloge. U svim pomenutim fazama dolazi do izvesnih grešaka zbog kojih se javlja odstupanje od projektovanih karakteristika, čemu takođe doprinosi i gore navedena debljina

metalizacije zbog tzv. „podecovanja“ – većeg nagrizanja delova metalnog sloja koji su bliži površini dielektrika.

Sa porastom zadate frekvencije se proporcionalno smanjuju dimenzije antenske strukture, tako da navedeni efekti tolerancije imaju procentualno sve veći udeo u relativnim greškama, koje imaju za posledicu degradaciju bitnih parametara antene.

Za klasu i primenu antena koje su predmet ove teze, koristiće se najčešće meke dielektrične podloge gde je dielektrik na bazi teflona sa relativnom dielektričnom konstantom ε_r=2.1 i faktorom disipacije tan $\delta \approx 4\times10^{-4}$.

7.1 Tehnološka ograničenja i uticaji uobičajenih tolerancija na višim mikrotalasnim frekvencijama na karakteristike antena koje su predmet teze

Odstupanje efektivnih električnih dimenzija od projektovanih vrednosti, kao što je već rečeno, kod štampanih antena može dovesti do degradacija njihovih električnih karakteristika. Uzroci ove pojave obuhvataju varijacije relativne dielektrične konstante supstrata na kom je antena realizovana ili neuniformnost njegove debljine, kao i greške u realizovanim fizičkim dimenzijama antene, a njihov efekat je naročito izražen u slučajevima uskopojasnih antena (kao što su, na primer, *patch* antene).

Tolerancije dielektrične konstante ($\Delta\varepsilon_r$) i debljine dielektrika (Δh) koje su specificirane od proizvođača su različite za supstrate sa niskom ($2.1< \varepsilon_r <2.6$) i one sa višom dielektričnom konstantom. Kod prvih, kao što su teflon, polipropilen i polistiren, tipične proizvođačke tolerancije relativne dielektrične konstante su ±1%, a tolerancije debljine dielektričnog supstrata ±3%. Za supstrate sa višom dielektričnom konstantom (na primer, Alumina) one iznose ±2%, odnosno ±4%, respektivno.

Ipak, većina grešaka prilikom izrade štampanih antena potiče od netačnosti realizovanih dimenzija, tj. grešaka generisanih u fotolitografskom procesu. Greške se mogu javiti u bilo kojoj fazi fotolitografije počevši od neprecizno izrađenog filma (maske), preko neoptimizovane količine UV zračenja koja deluje na fotorezist (posledica je ili podeksponiran

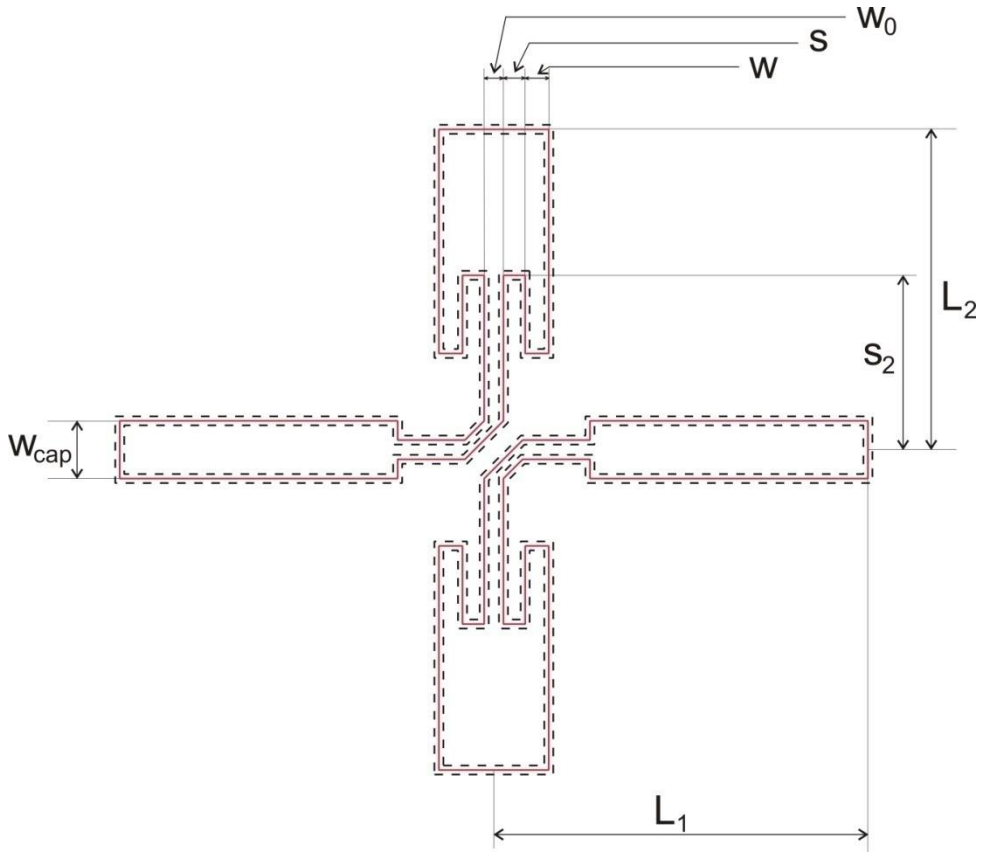
ili preeksponiran rezist, pa su ivice lika ili nedovoljno oštre ili su iskrzane) i nekvalitetnog razvijača kojim nije kompletno uklonjen rezist, pa do neodgovarajuće dužine trajanja ecovanja. Preciznost ecovanja zavisi kako od toka samog procesa, tako i od hemikalija koje se koriste u procesu ecovanja. Sem toga, debljina metalizacije i glatkoća metalizovane površine imaju uticaj na tačnost ecovanja. Tipično se usvaja da je tolerancija dimenzija prilikom ecovanja jednaka debljini metalizacije supstrata (t).

U analizi koja sledi sprovedeno je ispitivanje uobičajenih tolerancija u izradi i njihov uticaj na relevantne električne karakteristike antena formiranih od štampanih ukrštenih dipola sa konjugovano-kompleksnim impedansama postavljenim iznad reflektorske ploče na udaljenosti od $\lambda/4$, na tri mikrotalasna opsega učestanosti: oko 10 GHz, 20 GHz i 30 GHz, kako bi se ustanovila granica izvodljivosti ovako koncipiranih antenskih struktura. Simulirani su modeli sa unetim uobičajenim tolerancijama (oko ±20 μ) i sa tolerancijama od ±50 μ koje se mogu postići bez posebnih mera predostrožnosti. Pri tome je vođeno računa da se dimenzije sa unetim greškama nalaze u tehnološki ostvarljivim granicama, tj. da širina traka, odnosno procepa nije manja od 80 μ. Upravo ovo tehnološko ograničenje određuje frekvenciju do koje bi realizacija bila moguća u standardnim fotolitografskim postupcima. Ukoliko bi se uveo postupak sa znatno manjim tolerancijama, maksimalna radna frekvencija bi se mogla povećati, ali bi to podrazumevalo i značajno višu cenu proizvodnje.

Na slici 7.1 je data skica ukrštenih dipola sa označenim projektovanim dimenzijama čije su vrednosti date u tabeli 7.1.I za sva tri razmatrana opsega učestanosti.

TABELA 7.1.I. DIMENZIJE UKRŠTENIH DIPOLA NA TRI POSMATRANA FREKVENCIJSKA OPSEGA

		Dimenzije dipola [mm]						
		w_0	w	s	L_1	L_2	s_2	w_{cap}
Centralna učestanost [GHz]	**~10**	0.3	0.368	0.338	5.836	4.995	2.718	0.534
	~20	0.15	0.184	0.169	2.918	2.497	1.36	0.269
	~30	0.1	0.123	0.113	1.942	1.665	0.906	0.18



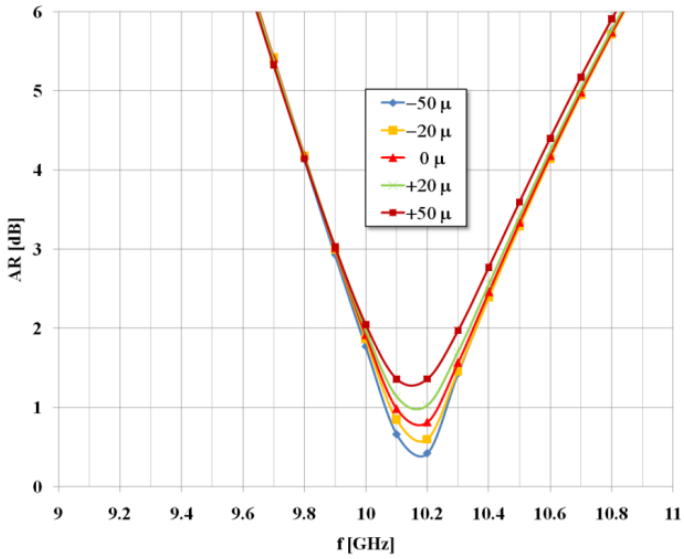
Slika 7.1. Skica ukrštenih dipola sa naznačenim projektovanim dimenzijama (crvena kontura) i ±tolerancijama (isprekidana kontura).

Posmatran je slučaj kada su sve dimenzije, odnosno širine traka dipola i procepa na njima, kao i dužine dipola pretrpele devijaciju i kako se taj efekat odražava na najvažnije parametre antene: ekcentricitet (*axial ratio* – AR), koeficijent refleksije (S_{11}) i pojačanje.

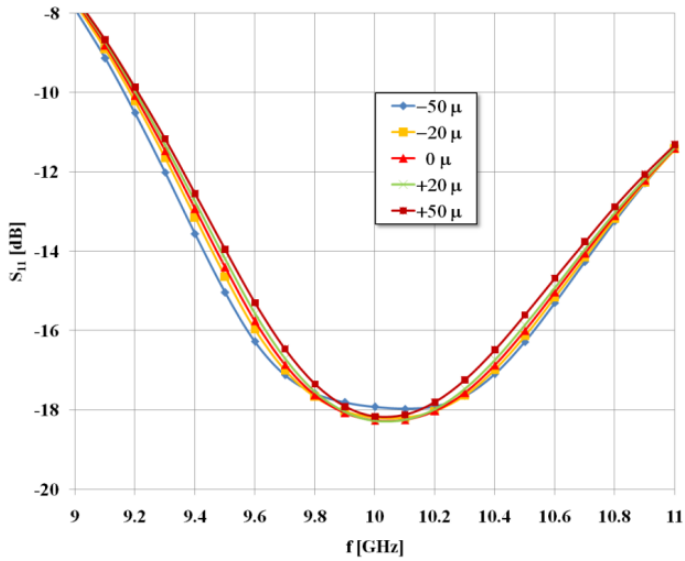
Na osnovu rezultata simulacije se može zaključiti da je ekscentricitet antene (AR) najosetljiviji na tolerancije dimenzija, dok je uticaj na njeno pojačanje neznatan. Poslednje važi i za koeficijent refleksije koji, iako pokazuje varijacije sa devijacijom fizičkih dimenzija antene, ne degradira u smislu širine propusnog opsega. Naravno, treba napomenuti da su varijacije svih posmatranih karakteristika antene izraženije na višim učestanostima.

Dijagrami na slikama 7.2 -7.10 prikazuju rezultate analize na frekvencijskim opsezima oko 10, 20 i 30 GHz.

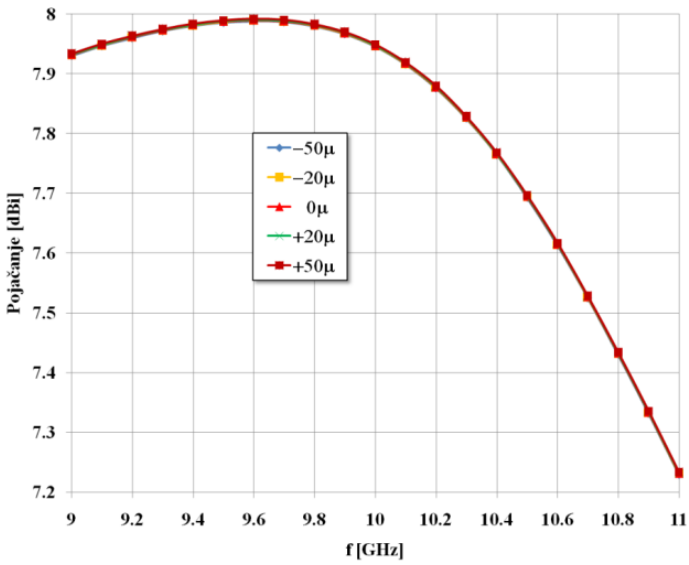
Opseg oko 10 GHz



Slika 7.2. Varijacija axial ratio-a (AR) u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 10 GHz.

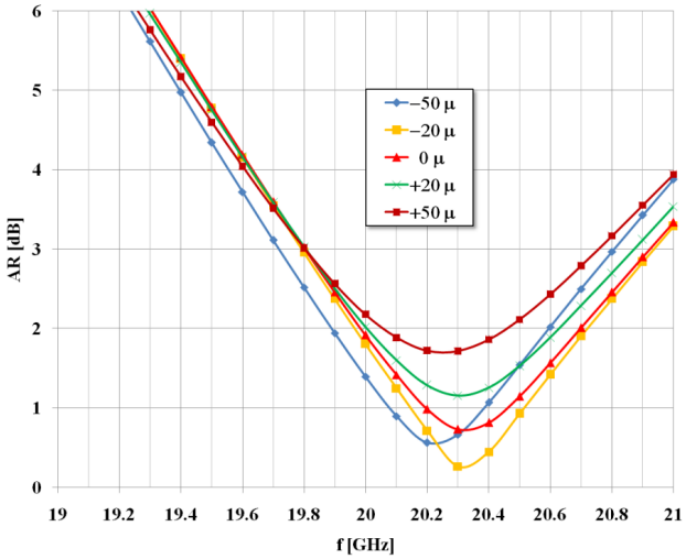


Slika 7.3. Varijacija koeficijenta refleksije S_{11} u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 10 GHz.

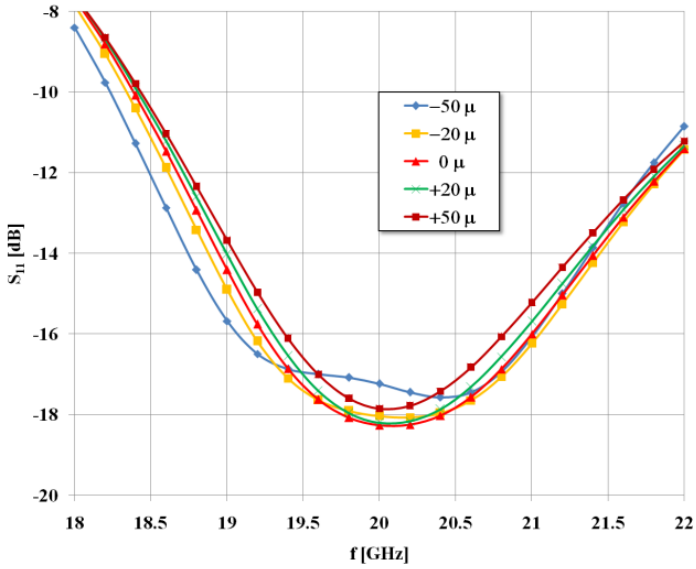


Slika 7.4. Varijacija pojačanja u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 10 GHz.

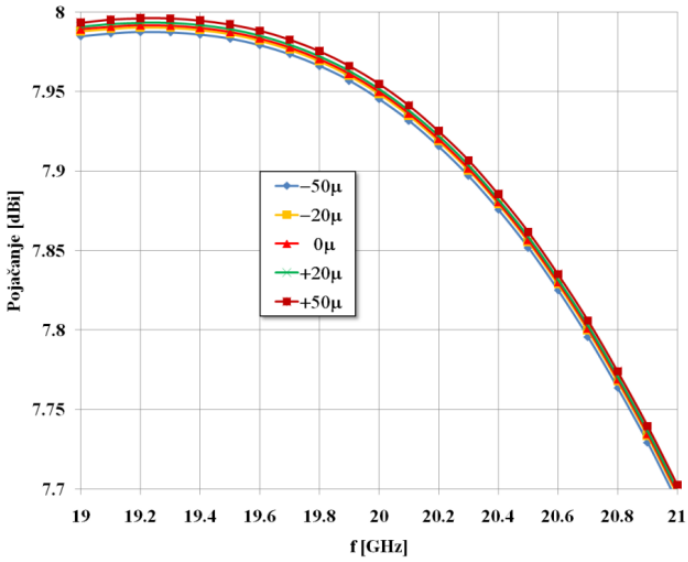
Opseg oko 20 GHz



Slika 7.5. Varijacija axial ratio-a (AR) u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 20 GHz.

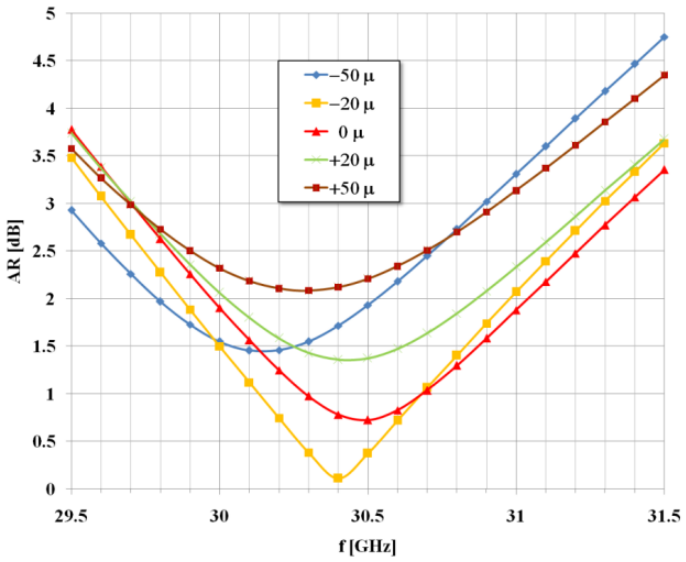


Slika 7.6. Varijacija koeficijenta refleksije S_{11} u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 20 GHz.

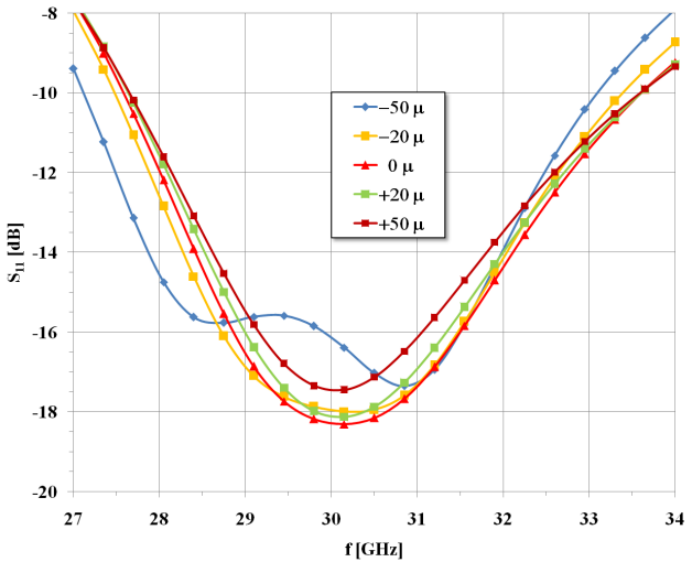


Slika 7.7. Varijacija pojačanja u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 20 GHz.

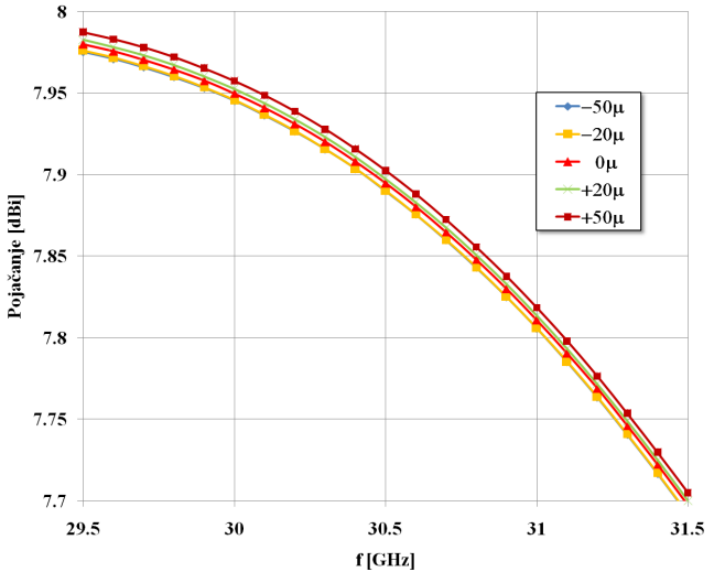
Opseg oko 30 GHz



Slika 7.8. Varijacija axial ratio-a (AR) u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 30 GHz.

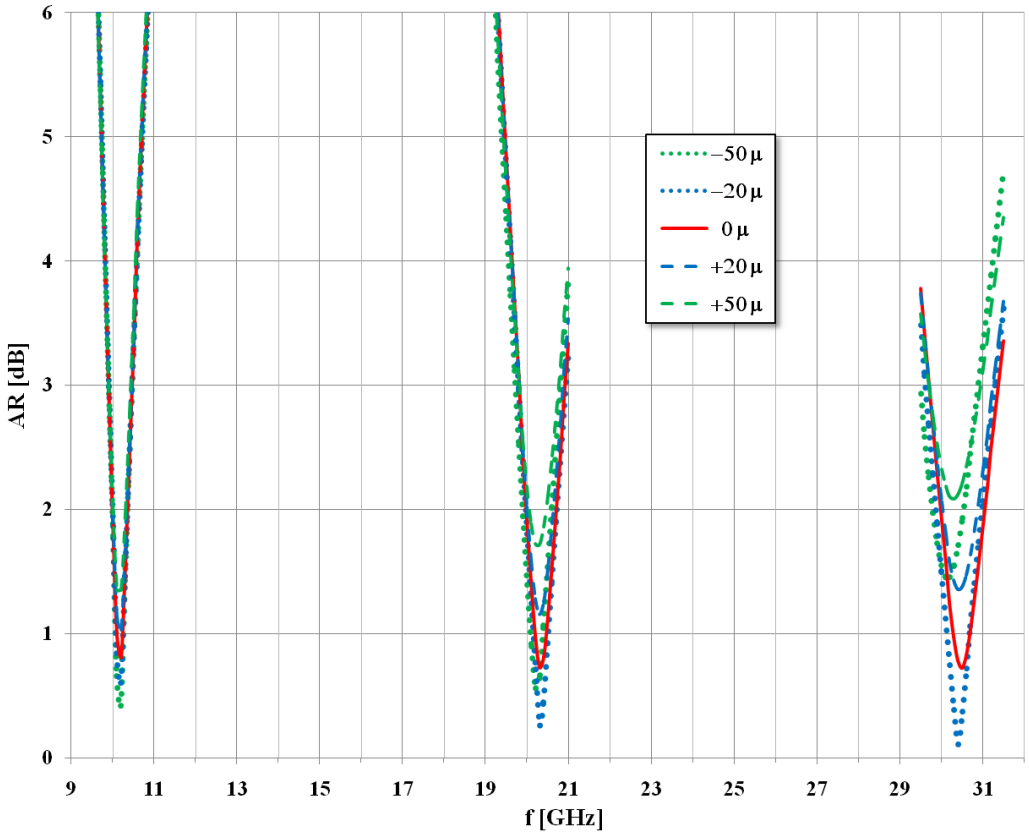


Slika 7.9. Varijacija koeficijenta refleksije S_{11} u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 30 GHz.



Slika 7.10. Varijacija pojačanja u zavisnosti od tolerancija relevantnih dimenzija ukrštenih dipola na opsegu oko 30 GHz.

Izračunati su propusni opsezi za *axial ratio* ($BW_{AR<3dB}$) za navedena odstupanja (±20 μ i ±50 μ) od projektovanih fizičkih dimenzija štampanih ukrštenih dipola na sva tri razmatrana opsega. Rezultati pokazuju da je njegova devijacija od vrednosti dobijene u slučaju kada nema grešaka u realizaciji najmanja kod modela optimizovanog za opseg oko 10 GHz (<0.5%), dok se na opsegu oko 30 GHz ona kreće do 1.5%. Tipično je da devijacija u ovom kontekstu predstavlja suženje propusnog opsega AR. Takođe je karakteristično da se za veću grešku (±50 μ) kriva *axial ratio*-a pomera frekvencijski naniže, što je najočiglednije na primeru simuliranom na najvišem opsegu (30 GHz). Uporedni dijagram varijacije AR na sva tri frekvencijska opsega (10, 20 i 30 GHz) je dat na slici 7.11.



Slika 7.11. Uporedni dijagram devijacije ekscentriciteta (AR) na tri opsega učestanosti u zavisnosti od tolerancije dimenzija.

8 Zaključak

U ovoj doktorskoj disertaciji je prikazan niz originalnih naučnih rezultata istraživanja i realizacija antena sa cirkularnom polarizacijom, kao i antena sa omnidirekcionom karakteristikom zračenja u horizontanoj ravni (*turnstile*), formiranih od ukrštenih dipola koji imaju međusobno kompleksno-konjugovane impedanse.

Generisanje cirkularno polarizovanog talasa kod pomenutih antena se najčešće ostvaruje korišćenjem ukrštenih dipola koji se napajaju strujama jednakih intenziteta sa fazama u kvadraturi. Ovaj efekat se obično postiže korišćenjem napojnih vodova različitih dužina ili neke druge strukture koja obezbeđuje faznu razliku od 90°. Jedna od interesantnih ideja, koja se odnosi na metodu dobijanja cirkularne polarizacije pomoću para ukrštenih dipola napajanih bez faznog pomerača, je objavljena u [5] i odnosi se na *turnstile* antenu namenjenu FM radio-difuziji. Međutim, realizacija ovakve strukture, formirane od metalnih cevi, je bila relativno komplikovana i zahtevala je podešavanja u nekoliko koraka pre montiranja antene. Pretpostavlja se da zbog ovih poteškoća, koje su uglavnom bile posledica tehnoloških ograničenja, pomenuti koncept nije bio konkurentan tadašnjim realizacijama za slične namene, a do 1996. godine nije bilo konkretnih rešenja baziranih na njemu, kao ni publikacija koje su se bavile daljim razvojem i ispitivanjem njegovih mogućnosti.

Krajem 90-ih godina u Institutu IMTEL, na osnovu ideje o ukrštenim dipolima sa konjugovano-kompleksnim impedansama, smo istraživali mogućnost projektovanja štampane antenske strukture kod koje bi problemi realizacije u staroj 3D tehnologiji bili potpuno prevaziđeni. 1996. godine je realizovana jednostavna i jeftina monoprint štampana antena formirana od ukrštenih dipola čije su impedanse konjugovano-kompleksne (odnosno, ispunjava uslov za generisanje cirkularno polarizovanog talasa) i sa ekstremno jednostavnom, takođe štampanom, napojnom strukturom [26]. Kako je antena pokazala dobre merene električne karakteristike, nastavili smo sa istraživanjem njenih potencijala u različitim varijantama i na različitim frekvencijskim opsezima, pa je tokom niza godina razvijeno više derivata pomenute štampane antenske strukture sa karakteristikama posebno interesantnim za savremene komunikacione sisteme, a koje su imale prednosti u odnosu na postojeća rešenja: antene sa cirkularnom polarizacijom i konusnim dijagramom zračenja sa ravnom reflektorskom pločom, antene sa cirkularnom polarizacijom u cilindričnoj šupljini, antene sa

cirkularnom polarizacijom i savijenim dipolima u cilindričnoj šupljini, kao i antene i antenski nizovi sa kružnim dijagramom zračenja i horizontalnom polarizacijom - *turnstile* antene. Poslednje pomenute su u potpunosti ili pretežno mehaničke konstrukcije, tj. ne pripadaju klasi štampanih antena.

Posle publikovanja prvih realizacija antena baziranih na konceptu konjugovano-kompleksnih impedansi dipola krajem devedesetih godina, pojavio se relativno veliki broj radova u kojima su prikazana različita rešenja antena sa cirkularnom polarizacijom koja koriste isti osnovni koncept kao antenska struktura razvijena u Institutu IMTEL. Sem u [6], gde se u prijemnoj anteni koriste istovetni dipoli (autori rada se referenciraju na rad autora iz IMTEL-a [49]), ostale publikacije najčešće prezentuju realizacije CP antena sa trougaonim (*bow-tie*) dipolima, kao u [47,73]. Interesantno rešenje je, takođe, dato u [48] gde se cirkularna polarizacija generiše pomoću kružnog peča sa prorezima u obliku ukrštenih dipola sa modifikovanim krajevima, ali se i ovde, kao i u [47,73], koncept antene zasniva na konjugovano-kompleksnim impedansama zračećih elemenata. Međutim, ono što karakteriše pomenuta rešenja je složenost konstrukcije kako zračećih elemenata, tako i struktura za njihovo napajanje. Sem toga, i optimizacija ovakvih dipola na zahtevane impedanse se odvija u više koraka, tj. nakon preliminarne optimizacije pojedinačnih dipola je potrebno sprovesti još dodatnih optimizacija, pošto postoji značajna međusobna sprega između kapacitivnog i induktivnog dipola u obliku trougla, zbog blizine njihovih kraka kada se postave u konfiguraciju „krsta“. Ova sprega može u velikoj meri da degradira rezultantnu impedansu i narušava uslov za cirkularnu polarizaciju.

Ono što odlikuje koncept kojim se bavi ova disertacija i što čini njen najznačajniji doprinos je ekstremna jednostavnost predložene antenske strukture, odnosno forma ukrštenih dipola koja dozvoljava nezavisnu optimizaciju pojedinačnih dipola (pošto su im raspodele električnih polja međusobno ortogonalne, pa su interakcije između njih zanemarljive), uz male korekcije kada se vežu u paralelu. Pogodnost ovoga je da se tokom simulacija lakše može pratiti i kontrolisati varijacija impedanse dipola i dobiti informacija o udelu svakog fizičkog parametra dipola na vrednost njegove impedanse. Takođe, veoma značajnu prednost svih rešenja prikazanih u tezi predstavlja korišćena napojna struktura.

U poglavljima 4-6 su detaljno prikazane sve do sada istražene i realizovane varijante antenskih struktura koje se sastoje od ukrštenih planarnih dipola sa međusobno konjugovano-kompleksnim impedansama.

Poglavlje 4 daje opis simulacije i realizacije antene formirane od ukrštenih štampanih dipola na dielektričnoj podlozi sa reflektorskom pločom na rastojanju od $\lambda_0/4$ od pločice sa dipolima. Antena je namenjena za frekvencijski opseg oko 5 GHz i ima cirkularnu polarizaciju i konvencionalni dijagram zračenja (sa maksimumom u *broadside* pravcu, tj. pri $\theta=0^o$). Takođe su ispitana dva različita načina napajanja strukture – u ravni dipola i u ravni normalnoj na ravan u kojoj se nalaze dipoli. Izmereno pojačanje u pravcu maksimalnog zračenja na centralnoj učestanosti opsega iznosi oko 8 dBi. Izmeren je *axial ratio* u opsegu (4.5–5.8) GHz za $\theta=0°$. Njegova minimalna vrednost (oko 1 dB) je na f=4.92 GHz, dok je propusni opseg za AR<3 dB oko 6% (4.78 GHz–5.10 GHz), a za AR<6 dB oko 13% (4.68 GHz–5.32 GHz). Mereni koeficijent stojećeg talasa (VSWR) je manji od 2 u opsegu (4.5–5.8) GHz.

Potpoglavlje 5.1 predstavlja nastavak istraživanja i proširivanje primene usvojenog koncepta na štampane antene, takođe u kombinaciji sa reflektorom, ali sa maksimumima u dijagramu zračenja koji nisu u *broadside* pravcu, već pri uglu u elevacionoj ravni koji je u otklonu od njega. Dubina minimuma, koji se u ovom slučaju ispoljava na $\theta=0^o$, direktno se kontroliše rastojanjem reflektorske ploče od ravni dipola. U realizovanom primeru je ostvareno pojačanje od 6 dBi u pravcu $\theta=50^o$ sa dubinom minimuma od oko 12 dB u pravcu zenita. Dalje je pokazano analizom da se ista antenska struktura, pogodno optimizovana, može koristiti u oba opisana slučaja, jednostavnim prebacivanjem antenske strukture iz jedne u drugu poziciju u odnosu na reflektorsku ploču. Problem pokrivanja što većeg prostornog ugla se uglavnom rešavao antenama sa konvencionalnom karakteristikom zračenja (tj. sa maksimumom u pravcu zenita) i sa širokim snopom zračenja, dok se ovde jednom antenom, koja ima zadovoljavajuće električne karakteristike u dva položaja, postiže proširenje ugla pokrivanja signalom u elevacionoj ravni do $\theta=\pm68°$. Ovo je od izuzetnog značaja u satelitskim komunikacijama gde se sateliti ne nalaze u pravcu zenita, već pod uglom koji je otklonu od njega.

U potpoglavljima 5.2 i 5.3 je kao novina uvedena cilindrična metalna šupljina u koju se postavljaju ukršteni dipoli, u cilju postizanja većeg pojačanja i izolovanja antene od uticaja okoline. Istražene su i realizovane dve varijante ovog tipa antena – sa pravim i sa dvostruko savijenim dipolima, obe u frekvencijskom opsegu oko 5.9 GHz. U slučaju antene sa pravim dipolima, dobijeni su izmereni rezultati koji su uporedivi ili bolji od rezultata ostvarenih u tri uspešna slično koncipirana rešenja antena sa cirkularnom polarizacijom u cilindričnoj šupljini

[47,48,74]. Ostvareno je pojačanje antene u celom posmatranom opsegu učestanosti (5.5–6.3) GHz od oko 10–11 dBi, što je u granicama uobičajenih vrednosti za ovu klasu antena, dok je VSWR manji od 2 u još širem opsegu od posmatranog (19% oko centralne učestanosti). U drugom slučaju je, sem dobijenih očekivanih karakteristika antene (pojačanje 8–9.5 dBi, ekscentricitet AR<3 dB u nešto više od 5% opsega oko f_c=5.9 GHz, VSWR<2 u oko 20% propusnog opsega), postignuto smanjenje površine aperture antene za 38%.

Takođe je u ovim poglavljima data i analiza uticaja parametara antene na njene električne karakteristike da bi se utvrdilo o kojim dimenzijama antenske strukture treba naročito voditi računa u realizaciji da ne bi došlo do značajnije degradacije performansi. Sem toga, pošto neke karakteristike pokazuju određenu pravilnost devijacije pri varijaciji pojedinih dimenzija strukture, rezultati sprovedene analize mogu biti korisni u naknadnom „ručnom“ podešavanju parametara optimizovane strukture i skraćenju optimizacionog procesa.

U potpoglavlju 5.4 je prikazana još jedna interesantna primena predloženog koncepta antene formirane od ukrštenih štampanih dipola smeštene u cilindričnu šupljinu (CBACP) – kao primarnog radijatora kod paraboličnih reflektorskih antena, odnosno u primenama gde je potrebno veliko pojačanje antene i cirkularna polarizacija izračenog talasa. U odnosu na CP antene koje se uobičajeno koriste kao primarni radijatori (heliksi, levkaste antene, ali i štampane spiralne i peč antene), predstavljena antenska struktura ima značajnih prednosti, kako u pogledu električnih karakteristika, tako i u smislu konstrukciono-mehaničke jednostavnosti. Vrednosti pojačanja parabolične antene sa CBACP kao primarnim radijatorom dobijene simulacijom u posmatranom frekvencijskom opsegu (11.4–12.5) GHz su u rasponu 32–34.5 dBi, odnos napred/nazad je veći od 32 dB, potiskivanje prvih bočnih lobova u obe ravni (E i H) je preko 29 dB, a trodecibelska širina snopa zračenja oko 2.4°. Značajno je, takođe, i to da predstavljena CBACP minimalno blokira otvor (aperturu) paraboličnog reflektora, što je čest problem kod ovog tipa reflektorskih antena kod kojih je primarni radijator lociran u žiži paraboličnog reflektora i za posledicu ima gubitak pojačanja antene i povećanje nivoa bočnih lobova i krospolarizacije, odnosno pad efikasnosti aperture. Koliko je poznato, u literaturi do sada nije naveden ovakav primer primarnog radijatora.

Šesto poglavlje obrađuje primenu prikazanog koncepta u *turnstile* konfiguraciji dipola, kad antena formirana od njih treba da ima omnidirekcionu karakteristiku zračenja i linearnu polarizaciju u horizontalnoj ravni. Opisane su dve realizacije ovakvih antena – sa jednim parom ukrštenih dipola (6.1) i niz koji obrazuju četiri ovakva para (6.2), namenjenih za FM

opseg (88−108) MHz i TV UHF podopseg (702−850) MHz, respektivno. Za razliku od primera prikazanih u prethodna dva poglavlja, ove antenske strukture nisu štampane, ali su planarne i realizovane su, u celini ili delimično, od tankog lima. Ovim je pokazana mogućnost implementacije koncepta ukrštenih dipola sa konjugovano-kompleksnim impedansama u konfiguraciji antenskih nizova, a i u realizacijama koje nisu bazirane na štampanoj tehnologiji. Oba primera pokazuju dobro slaganje izmerenih sa simulacionim rezultatima svih bitnih parametara antene, a odstupanja od idealne kružne karakteristike zračenja u horizontalnoj ravni ne prevazilaze 2.5 dB, odnosno 1.5 dB.

U potpoglavlju 6.3 je, na primeru *turnstile* antene formirane od usamljenog para ukrštenih dipola, analitički izvršeno poređenje usvojenog koncepta sa konjugovano-kompleksnim impedansama dipola i konvencionalnog koncepta sa identičnim dipolima i faznim pomeračem. Konstatovano je da konvencionalne antene imaju znatno širi propusni opseg kada je u pitanju ekscentricitet, odnosno *axial ratio*. Međutim, u pogledu propusnog opsega VSWR-a koncept sa konjugovano-kompleksnim impedansama ima prednost nad konvencionalnim konceptom. Kako je najčešća primena ovih tipova antena kod difuznih radio i TV predajnika kod kojih su snage relativno visoke (reda kW ili desetina kW), gubici predstavljaju vrlo važan parametar, pa je poželjno da VSWR ima što manju vrednost. Pored toga, antene sa konvencionalnim ukrštenim dipolima i faznim pomeračem su konstrukciono komplikovanije od antena formiranih od dipola konjugovano-kompleksnih impedansi.

Konačno, u poglavlju 7 su ispitivane mogućnosti realizacije antena sa cirkularnom polarizacijom na bazi predstavljenog koncepta na višim frekvencijskim opsezima, korišćenjem standardne fotolitografske tehnologije. Razmatran je uticaj uobičajenih tolerancija (±20 μ) i tolerancija od ±50 μ na relevantne električne karakteristike antena formiranih od štampanih ukrštenih dipola sa konjugovano-kompleksnim impedansama postavljenim iznad reflektorske ploče na udaljenosti od λ/4, na tri mikrotalasna opsega učestanosti: oko 10 GHz, 20 GHz i 30 GHz kako bi se ustanovila granica tehnološke izvodljivosti ovako koncipiranih antenskih struktura. Naravno, ukoliko bi se uveo postupak sa znatno manjim tolerancijama, maksimalna radna frekvencija bi se mogla povećati, međutim to bi podrazumevalo i značajno višu cenu proizvodnje. Pokazano je da je ekscentricitet antene (AR) najosetljiviji na tolerancije dimenzija, dok je njihov uticaj su druga dva važna parametra – koeficijent refleksije i pojačanje neznatan. Varijacije svih posmatranih karakteristika antene su očekivano izraženije na višim učestanostima.

Poslednjih godina veoma atraktivnu temu u oblasti antena predstavljaju tzv. rekonfigurabilne antene, tj. antene sa mogućnošću kontrolisane promene električnih performansi, bilo da je to radna frekvencija/opseg, oblik dijagrama zračenja ili polarizacija. Na ovaj način jedna antena može da zameni dve ili više antena koje ispunjavaju različite projektne zahteve.

Antena opisana u 5.1.4 bi bio jedan primer rekonfigurabilne antene kod koje se mehaničkim putem (pomeranjem antene iz jedne pozicije u drugu u odnosu na reflektorsku ploču) varira oblik karakteristike zračenja iz konvencionalne u konusnu.

8.1 Budući rad

Buduća istraživanja cirkularno polarizovanih antena baziranih na konceptu obrađenom u tezi mogla bi biti usmerena ka polarizacionoj rekonfigurabilnosti opisane strukture, odnosno mogućnosti promene tj. kontrole smera cirkularne polarizacije (RHCP/LHCP i obrnuto). Polarizacioni diverziti ima značajnu ulogu u modernim bežičnim komunikacionim sistemima pošto omogućava smanjenje uticaja fedinga usled višestrukog prostiranja i time doprinosi poboljšanju performansi celog sistema. Promena smera cirkularne polarizacije se izvodi korišćenjem prekidačkih komponenti, najčešće pomoću PIN dioda koje imaju dobre karakteristike – malo uneseno slabljenje, dobru izolaciju, veliku brzinu (reda ns), pouzdanost i nisku cenu. Takođe bi trebalo napomenuti da se umesto PIN dioda mogu koristiti RF MEMS (*Micro-Electro-Mechanical Systems*) prekidači koji pripadaju novoj generaciji prekidača, a odlikuju ih manji gubici (uneseno slabljenje je reda 0.1 dB i do učestanosti od 100 GHz) i znatno bolja izolacija (zbog veoma niske kapacitivnosti u isključenom stanju) i linearnost nego u slučaju PIN dioda, kao i mala potrošnja energije [75]. Sem toga, minijaturne dimenzije čine ove komponente pogodnim za korišćenje i na milimetraskim talasima, a zbog jednostavnosti kola za polarizaciju lako se integrišu sa antenom. Loše strane MEMS prekidača su visok aktivacioni napon i manja brzina rada (reda μs) što može biti neprihvatljivo u pojedinim slučajevima.

U primerima opisanim u disertaciji bi se polarizacioni diverziti postigao tako što bi u centralnom delu antenske strukture, odnosno na mestu gde se ukrštaju kapacitivni i induktivni dipol, postojala fizička veza između sva četiri kraka (u originaloj konfiguraciji su mikrostrip

trakama spojeni po jedan krak induktivnog i kapacitivnog dipola), a na svakom od četiri spojna trakasta voda bi bila montirana PIN dioda. Naizmeničnim uključivanjem i isključivanjem po dve diode (naspramne jedna drugoj) menjala bi se topologija antene, tj. u zavisnosti od toga da li je levi (ili desni) krak horizontalno postavljenog dipola kratko spojen sa gornjim ili donjim krakom vertikalnog dipola, dobijale bi se cirkularne polarizacije obrnutih smerova rotacije. Na pločici na kojoj se nalazi antena bi se morala realizovati i kola za polarizaciju PIN dioda što bi celu antensku strukturu, realizovanu u tehnici mikrostripa, učinilo složenijom. Međutim, ovaj problem bi mogao da se prevaziđe korišćenjem strukture realizovane preko proreznih vodova (*slotline*). Sem toga što bi na ovaj način bila omogućena lakša i jednostavnija montaža komponenata (dioda i kola za njihovu polarizaciju), već bi se, u slučaju potrebe, mogla iskoristiti i donja strana pločice, koja nosi slot antenu, za realizaciju drugih mikrostrip kola koja se integrišu sa antenom. Dobra strana slot antena je i to što su manje osetljive na tolerancije u izradi, pa su pogodnije za masovnu proizvodnju [76], [18].

Prema Bukerovoj relaciji [77], koja predstavlja proširenje Babineovog principa [9], dipol i slot antena predstavljaju komplementarne strukture, a ukoliko su im dimenzije (širine i dužine) jednake, njihove ulazne impedanse se nalaze u odnosu $Z_d \cdot Z_s = \eta_0^2/4$, gde su Z_d i Z_s impedanse dipola, odnosno slota, a η_0 impedansa slobodnog prostora ($\eta_0 = 120\pi$). Zbog obrnute proporcionalnosti ovih impedansi, jasno je da će polutalasni slot imati visoku vrednost ulazne impedanse, odnosno da bi slot sa ulaznom impedansom oko 50 Ω trebalo da ima dužinu blizu cele talasne dužine. Iz aspekta napajanja ovakvo rešenje bi bilo prihvatljivije zbog prilagođenja na napojni vod, međutim kod slotova ovih (ili većih) dužina dolazi do deformacije dijagrama zračenja (povećava se broj lobova), tako da, u pogledu radijacione karakteristike, a i veličine cele antenske strukture, mnogo bolje rešenje predstavlja slot polutalasne ili približno polutalasne dužine. Kako su se u svim primerima prikazanim u ovoj tezi koristili ukršteni dipoli sa konjugovano-kompleksnim impedansama (50–j50) Ω i (50+j50) Ω, sledi da bi komplementarni slotovi imali impedanse oko (355+j355) Ω, odnosno (355–j355) Ω. U obzir bi došle i nešto niže vrednosti impedansi (200 Ω–250 Ω), ali je očigledno da bi u antenskoj strukturi realizovanoj sa slotovima bio neophodan transformator impedansi kojim bi se visoka ulazna impedansa ovakvih ukrštenih dipola prilagodila na impedansu napojnog voda koja je najčešće 50 Ω. Realizacija transformatora i strukture za napajanje ukrštenih slotova je poseban problem koji izlazi iz okvira istraživanja u tezi, ali svakako predstavlja interesantnu temu za budući rad.

Još jedan od mogućih pravaca daljeg istraživanja bi bila frekvencijska rekonfigurabilnost antenske strukture sa ukrštenim dipolima konjugovano-kompleksnih impedansi. Frekvencijska rekonfigurabilnost, odnosno fekvencijski diverziti, podrazumeva da antena zadržava zadovoljavajuće električne karakteristike na svim frekvencijskim opsezima za koje je projektovana. Uslov da antena radi na više opsega učestanosti bi se ispunio promenom efektivne dužine kraka dipola koja bi se izvela korišćenjem PIN dioda montiranih između krajeva kraka originalne konfiguracije i dodatih štampanih segmenata trake iste širine u produžetku kraka. Ukoliko su diode u „ON“ stanju, štampani segmenti će biti kratko spojeni sa kracima dipola, pa će rezonantna učestanost strukture sa dužim kracima biti niža. Produženi dipol ne bi trebalo da bude veći od jedne talasne dužine da ne bi došlo do povećanja broja lobova u dijagramu zračenja. U slučaju kad su diode inverzno polarisane, struktura zadržava prvobitne dimenzije. Ovo je samo načelan koncept izvođenja frekvencijske rekonfigurabilnosti, a detaljna analiza ovakvog rešenja podrazumeva i projektovanje kola za polarizaciju PIN dioda tako da one i u provodnom i u neprovodnom stanju imaju dobru RF–DC izolaciju, kao i malo uneseno slabljenje i zadovoljavajuću RF izolaciju koji se kontrolišu strujom direktne polarizacije i naponom inverzne polarizacije. Takođe se može očekivati i neprilagođenje ulazne impedanse nove antenske strukture i uticaj prisustva kola za polarizaciju na degradiranje dijagrama zračenja, tako da je potrebno sve ove parametre uzeti u obzir prilikom simulacije i optimizacije modela. Realizacija ovakvog rešenja bi bila, kao i u slučaju prethodno opisane polarizaciono rekonfigurabilne antene, znatno jednostavnija ukoliko bi se izvela u tehnici proreznih vodova gde bi kola za polarizaciju dioda bila smeštena na površini mase koja okružuje slot antenu, čime bi se značajno umanjio njihov degradirajući efekat na performanse antene. Treba uzeti u obzir i to da sve prekidačke komponente i kola koja se integrišu sa antenom u cilju postizanja rekonfigurabilnosti, osim toga što povećavaju složenost cele antenske strukture i unose gubitke, dodatno utiču i na porast potrošnje snage celog sistema.

Još atraktivnije rešenje u smislu rekonfigurabilnosti predstavlja kombinovanje više rekonfigurabilnih tehnika, što bi rezultovalo operabilnošću antene na više radnih frekvencija sa istovremenom mogućnošću promene polarizacije i/ili oblika dijagrama zračenja. Iako je bazični princip projektovanja ovakvih, tzv. složeno rekonfigurabilnih antena, isti kao kod antena sa jednim tipom rekonfigurabilnosti, jasno je da će dizajn i realizacija biti daleko kompleksniji [78,79]. Krajnji cilj u projektovanju pomenutih antena je postizanje nezavisnog selektovanja radne frekvencije (opsega), polarizacije i karakteristike zračenja, što najčešće

nije lak zadatak. Međutim, kako projektni zahtevi za moderne telekomunikacione sisteme sve više uključuju i njihovu multifunkcionalnost, rekonfigurabilnost primenjenih antena je postala veoma važna i poželjna karakteristika. Zbog svega navedenog, istraživanje u polju rekonfigurabilnih antena, a posebno struktura baziranih na opisanom konceptu konjugovano-kompleksnih impedansi, predstavlja izazov i motivaciju za dalji rad autora ove teze.

Literatura

[1] G. A. Dechamps, "Microstrip Microwave Antennas," in *3rd USAF Symposium on Antennas*, 1953.

[2] H. Gutton and G. Bassinot, "Flat Aerial for Ultra High Frequencies," *French Patent No. 70313*, 1955.

[3] J. Q. Howell, "Microstrip Antennas," in *IEEE AP-S Int. Symp. Digest*, 1972, pp. 177-180.

[4] R. E. Munson, "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays," *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, vol. AP-22, pp. 74-78, 1974.

[5] G. H. Brown and J. Epstein, "A Pretuned Turnstile Antenna," *Electronics*, no. 18, pp. 102-107, June 1945.

[6] P. M. Izdebski, H. Rajagopalan, Y. Rahmat-Samii, "Conformal Ingestible Capsule Antenna: A Novel Chandelier Meandered Design," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 57, pp. 900-909, April 2009.

[7] A. Nešić, I. Radnović, D. Nešić, "Antena sa horizontalnom polarizacijom i kružnim dijagramom zračenja," *patent br. 52611, Glasnik intelektualne svojine, 2013/2*, p. 474, 30.04.2013.

[8] Steven (Schichang) Gao, Qi Luo, Fuguo Zhu, *Circularly Polarized Antennas*.: John Wiley & Sons Ltd., 2014.

[9] John D. Kraus, *Antennas*, 2nd ed.: McGraw-Hill, Inc., 1988.

[10] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed.: John Wiley and Sons, Inc., 2005.

[11] http://www.tscm.com/polariza.pdf,.

[12] http://www.antenna-theory.com/basics/polarization.php,.

[13] John. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed.: McGraw-Hill, 2007.

[14] J. L. Wong and H. E. King, "Broadband Quasi-Taper Helical Antennas," *Aerospace Corp. Tech, Rep. TR-0077(2724-01)-2, DDC AD A046067 (September 30, 1977); and IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-27, pp. 72-78, January 1979.

[15] H. Nakano, J. Yamauchi, and H. Mimaki, "Tapered Balanced Helices Radiating in the Axial Mode," in *Dig. Int. Symp. Antennas Propagat.*, 1980, pp. 700–703.

[16] D. J. Angelakos and D. Kajfez, "Modifications on the Axial-Mode Helical Antenna," in *IEEE Proc.,vol. 55*, April 1967, pp. 558–559.

[17] J. D. Kraus, "A 50-Ohm Input Impedance for Helical Beam Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat*, vol. AP-25, no. 6, p. 913, November 1977.

[18] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*.: Artech House, 2001.

[19] Richard C. Johnson, Ed., *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed.: McGraw-Hill Inc., 1993.

[20] J. Huang, "Circularly Polarized Conical Patterns from Circular Microstrip Antennas," *IEEE*

Trans. Antennas Propagat., vol. AP-32, no. 9, pp. 991-994, September 1984.

[21] A. G. Derneryd, "The circular microstrip antenna element," in *Proc. Int. Conf. Antennas Propagation (IEE)*, Nov. 1978, pp. 307–310.

[22] W. L. Langston and D. R. Jackson, "Impedance, Axial-Ratio, and Receive-Power Bandwidths of Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, pp. 2769–2773, October 2004.

[23] W. F. Richards, Y. T. Lo, and P. Simon, "Design and theory of circularly polarized microstrip antennas," in *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, June 1979, pp. 117–120.

[24] W. F. Richards, Y. T. Lo, and D. D. Harrison, "An improved theory for microstrip antennas and applications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, pp. 38–46, Jan. 1981.

[25] M. F. Bolster, "A New type of Circular Polarizer Using Crossed Dipoles," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 9, no. 5, pp. 385-388, Sept. 1961.

[26] A. Nešić, I. Radnović, M. Mikavica, "Printed Antenna and Array With Circular Polarisation," *Electronics Letters*, vol. 32, no. No.9, pp. 785-786, April 1996.

[27] A. Nešić, I. Radnović, M. Mikavica, S. Dragaš, M. Marjanović, "New Printed Antenna with Circular Polarization," in *Conference Proceedings, 26th EuMC '96, Vol. II*, Prague, October 1996, pp. 569-573.

[28] Aleksandar Nešić and Ivana Radnović, "Printed Antenna Structures with Circular Polarization," *Informator Jugoslovenske IEEE MTT sekcije*, no. 3, pp. 23-28, June 1996.

[29] WIPL-D Pro v.10.0 software package, www.wipl-d.com, WIPL-D d.o.o.: Belgrade, Serbia, 2012.,.

[30] Aleksandar Nešić, Ivana Radnović, "New Broadband Printed Antenna Array," *Facta Universitatis*, vol. 7, no. 1, pp. 67-72, 1994.

[31] Sang-Gyu Kim and Kai Chang, "Ultrawide-Band Transitions and New Microwave Components Using Double-Sided Parallel-Strip Lines," *Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 9, pp. 2148-2152, Sept. 2004.

[32] A. Nešić, V. Branković and I. Radnović, "Circularly Polarised Printed Antenna with Conical Beam," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 12, pp. 1165-1167, June 1998.

[33] A. Nešić, V. Branković and I. Radnović, "New Circularly Polarized Planar Printed Antenna with Conical Radiation Pattern," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1998 Digest, Vol. 3*, Atlanta, Georgia, USA, June 1998, pp. 1438-1441.

[34] A. Nešić, V. Branković and I. Radnović, "Circularly Polarized Planar Printed Antenna with Conical Beam," in *28th European Microwave Conference, Conference Proceedings, Vol. 2*, Amsterdam, The Netherlands, October 1998, pp. 607-611.

[35] I. Radnović, A. Nešić and D. Nešić, "Printed Antenna with Circular Polarization and a Tunable Elevation Angle," *Microwave Review*, vol. 20, no. 1, pp. 32-36, September 2014.

[36] Nemai Chandra Karmakar, "Investigations Into a Cavity-Backed Circular-Patch Antenna," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 12, pp. 1706-1715, December 2002.

[37] J. M. Baracco and P. Brachat, "Shielded microstrip subarrays with large bandwidth and low cross polarization," in *IEEE AP-S Int.Symp.* , Chicago, IL, July 1992, pp. 293–296.

[38] J. T. Aberle, "On the use of metallized cavities backing microstrip antennas," in *IEEE AP-S Int.*

Symp. Dig., 1993, pp. 60–63.

[39] M. Lye, R. B. Waterhouse, D. Novak, F. Zavosh, and J. T. Aberle, "Design and development of printed antenna remote units for optically distributed mobile communications," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 8, pp. 432–434, Dec. 1998.

[40] M. E. Bialkowski, S. T. Jellett, and R. Varnes, "An electronically steered antenna system for the Australian mobilesat™," in *Proc. Inst. Elect. Eng. Microwaves Antennas Propagat., vol. 143, no. 4*, Aug. 1996, pp. 347–352.

[41] F. Zavosh and J. T. Aberle, "Improving the performance of microstrip patch antennas," *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 38, pp. 7-12, Aug. 1996.

[42] Frank Zavosh and James T. Aberle, "Design of high gain microstrip antennas," *Microwave Journal*, vol. 42, no. 9, pp. 138–148, Sept. 1999.

[43] S. Noghanian and L. Shafai, "Control of microstrip antenna radiation characteristics by ground plane size and shape," in *Proc. Inst. Elect. Eng. Microwave Antennas Propagat, vol 145, no.3*, June 1998, pp. 207-212.

[44] M.A. Gonzalez de Aza, J. Zapata, "Broad-Band Cavity-Backed and Capacitively Probe-Fed Microstrip Patch Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 5, pp. 784-789, May 2000.

[45] J. L. Volakis and J. M. Jin, "A scheme to lower the resonant frequency of the microstrip patch antenna," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 2, pp. 292–293, July 1992.

[46] A. Nešić, I. Radnović and N. Vojnović, "New type of cavity-backed antenna with circular polarization," in *International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service - TELSIKS*, 2011, DOI: 10.1109/TELSKS.2011.6143232.

[47] Shi-Wei Qu, Chi Hou Chan, and Quan Xue, "Wideband and High-Gain Composite Cavity-Backed Crossed Triangular Bowtie Dipoles for Circularly Polarized Radiation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 10, pp. 3157-3164, October 2010.

[48] RongLin Li, Dane C. Thompson, John Papapolymerou, Joy Laskar, and Manos M. Tentzeris, "A Circularly Polarized Short Backfire Antenna Excited by an Unbalance-Fed Cross Aperture," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 3, pp. 852-859, March 2006.

[49] A. Nesic, S. Jovanovic, and I. Radnovic, "Wideband printed antenna with circular polarization," in *IEEE Antennas Propag. Symp.*, 1997, pp. 1882–1885.

[50] A. Nešić, M. Ilić i I. Radnović, "Cirkularno polarisana antena sa ukrštenim dvostruko savijenim dipolima u cilindričnoj šupljini," in *Zbornik radova LVI konferencije ETRAN-a, MT4.1*, Zlatibor, 11.-14. jun 2012.

[51] I. Radnović, A. Nešić, M. Ilić and D. Nešić, "Antenna with circular polarization composed of bent crossed dipoles in a cylindrical cavity," in *11th International Conference on Telecommunication in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS), Vol.2*, 2013, pp. 440-444.

[52] Satish K. Sharma, Sudhakar Rao, Lotfollah Shafai, *Handbook of Reflector Antennas, Vol. 1: Theory and Design*.: Artech House, 2013.

[53] Satish K. Sharma, Sudhakar Rao, Lotfollah Shafai, *Handbook of Reflector Antennas and Feed Systems, Vol. 2: Feed Systems*, Artech House, Ed., 2013.

[54] Yahya Rahmat-Samii, *Reflector Antennas, Antenna Engineering Handbook (Chapter 15)*, 4th ed., John L. Volakis, Ed.: McGraw-Hill, 2007.

[55] Paul Wade, *The W1GHZ Online Microwave Antenna Book, Chapter 6: Feeds for parabolic Dish Antennas, W1GHZ (ex N1BWT)*., 1994, 1995, 1996, 1997, 1998, 1999, 2000, 2001, 2002, 2003, 2005,2006.

[56] Thomas A. Milligan, *Modern Antenna Design*, 2nd ed.: John Wiley & Sons Inc., 2005.

[57] Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 3rd ed.: John Wiley and Sons, 2012.

[58] M.L. Meeks, *Methods of Experimental Physics, Vol.12, Part B, Astrophysics, Radio Telescopes*.: Academic Press, Inc. (London) Ltd., 1976.

[59] M. Barakat, C. Delaveaud, F. Ndagijimana, "Circularly Polarized Antenna on SOI for the 60 GHz Band," in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP*, 2007, pp. 1-6.

[60] S. B. Sharma, D. A. Pujara, S. B. Chakrabarty, V. K. Singh, "Removal of Beam Squinting Effects in a Circularly Polarized Offset Parabolic Reflector Antenna Using a matched Feed," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 7, pp. 105-114, 2009.

[61] R. Galuscak, P. Hazdra, M. Mazanek, "Compact Circular/Linear Polarization Dual-Band Prime-Focus Feed for Space Communication," *Int. Journal for Antennas and Propagation, Hindawi Publishing Corporation*, vol. 2012, doi:10.1155/2012/860951.

[62] Michel Clenet, "Design of a UHF Circularly Polarized Patch Antenna as a Feed for a 9.1 metre Parabolic Reflector," *Defence R&D Canada – Ottawa, Technical Memorandum, DRDC Ottawa TM 2004-139*, June 2004.

[63] http://educypedia.karadimov.info/library/tr003.pdf,.

[64] G. H. Brown, "The Turnstile Antenna," *Electronics*, no. 9, April 1936.

[65] H. Kawakami, G.Sato, R.W. Masters, "Characteristics of TV Transmitting Batwing Antennas," *IEEE Trans on Antenna and Propagation*, vol. AP-323, no. 12, Dec. 1984.

[66] Winfried Bakalski, Werner Simburger, Herbert Knapp, Hans-Dieter Wohlmuth, Arpad L. Scholtz, "Lumped and Distributed Lattice-Type LC-Baluns," in *IEEE International Microwave Symposium*, Seattle, WA, June 3-7, 2002, pp. 209-212.

[67] I. Radnović, A. Nešić and B. Milovanović, "A New Type of Turnstile Antenna," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 52, no. 5, pp. 168-171, October 2010.

[68] A. Nešić, I. Radnović, I. Jovanović et al. : Inovacioni projekat „Nova turnstile antena za VHF i UHF opsege“, finansiran od Ministarstva za nauku i tehnološki razvoj; realizator: IMTEL Mikro-Opt d.o.o., evidencioni broj: 391-00-00027/2009-02-IP, tip 1/53.,.

[69] Ivana Radnović, Aleksandar Nešić, "Poređenje karakteristika antena sa cirkularnom polarizacijom formiranih od dva ukrštena dipola napajanih sa faznim pomeračem od 90 stepeni i antena čije su impedanse dipola konjugovano-kompleksne," in *18. Telekomunikacioni forum TELFOR*, Beograd, 23-25 Nov. 2010.

[70] David M. Pozar, Steven Targonski, "Axial Ratio of Circularly Polarized Antennas with Amplitude and Phase Errors," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, pp. 45-46, October 1990.

[71] http://kathreinusa.com/wp-content/uploads/2015/09/FMO-50N.pdf,.

[72] J.R. James, P.S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*. London, United Kingdom: Peter

Peregrinus Ltd., 1989.

[73] Shashank D. Kulkarni and Sergey N. Makarov, "A circularly polarized UHF antenna at 550-700 MHz," in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007, pp. 2981-2984.

[74] M. Javid Asad, M. Zafrullah, and Mian Shahzad Iqbal, "Reconfigurable Circularly Polarized Compact Short Backfire Antenna," *World Academy of Science, Engineering & Technology*, no. 41, p. 662, May 2010.

[75] http://www.digikey.com/en/articles/techzone/2012/jul/choosing-an-rf-switch,.

[76] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, 2nd ed.: Artech House, Inc., 1996.

[77] H. G. Booker, "Slot Aerials and Their Relation to Complementary Wire Aerials," *Journal of the IEE (London)*, vol. 93 Part IIIA, no. 4, pp. 620-627, March-May 1946.

[78] Jeniffer T. Bernhard, *Reconfigurable Antennas*.: Morgan & Claypool Publishers, 2007.

[79] Debatosh Guha and Yahia M.M. Antar, Ed., *Microstrip and Printed Antennas: New Trends, Techniques and Applications*.: John Wiley & Sons, 2010.

[80] Bee Yen Toh, Member, IEEE, Robert Cahill, and Vincent F. Fusco, Senior Member, IEEE, "Understanding and Measuring Circular Polarization," *IEEE Transactions on Education*, vol. 46, no. 3, August 2003.

[81] H. Schrank and T. Milligan, "Polarization Loss in a Link Budget When Using Measured Circular-Polarization Gains of Antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine (Antenna Designer's Notebook)*, vol. 38, no. 1, pp. 56-58, Feb. 1996.