

Dielektrik - rezonator antena

Ujhazi, Christian

Master's thesis / Diplomski rad

2019

Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj: **Josip Juraj Strossmayer University of Osijek, Faculty of Electrical Engineering, Computer Science and Information Technology Osijek / Sveučilište Josipa Jurja Strossmayera u Osijeku, Fakultet elektrotehnike, računarstva i informacijskih tehnologija Osijek**

Permanent link / Trajna poveznica: <https://um.nsk.hr/um:nbn:hr:200:168075>

Rights / Prava: [In copyright](#) / [Zaštićeno autorskim pravom](#).

Download date / Datum preuzimanja: **2025-01-30**

Repository / Repozitorij:

[Faculty of Electrical Engineering, Computer Science and Information Technology Osijek](#)



SVEUČILIŠTE JOSIPA JURJA STROSSMAYERA U OSIJEKU

**FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, RAČUNARSTVA I
INFORMACIJSKIH TEHNOLOGIJA**

SVEUČILIŠNI STUDIJ

DIELEKTRIČNI-REZONATOR ANTENA

DIPLOMSKI RAD

Christian UJHAZI

Osijek, 2019.

ZAHVALA

Posebno bih se zahvalio gospodinu izv.prof.dr.sc. Slavku Rupčiću za njegovu pomoć i savjete pri izradi diplomskog rada.

SADRŽAJ

1. UVOD	4
1.1 Zadatak diplomskog rada	5
2. REZONATORSKA ANTENA S DIELEKTRIKOM - DRA	5
2.1 Rezonantni modovi.....	8
2.2 Cilindrična DRA.....	9
2.3 Pravokutna DRA.....	12
3. METODE POBUĐIVANJA DRA.....	15
3.1 Pobuda spregom preko proreznog otvora.....	15
3.2 Pobuda spregom s koaksijalnom pobudom.....	17
3.3 Pobuda spregom s mikrotrakastom linijom.....	18
4. SIMULACIJA RADA DRA	21
4.1 Simulacija rada pravokutne DRA.....	20
4.1.1 Rezultati simulacija rada pravokutne DRA.....	22
4.2 Simulacija rada cilindrične DRA.....	30
4.2.1 Rezultati simulacija rada cilindrične DRA.....	30
5. USPOREDNA ANALIZA REZULTATA SIMULACIJE	40
6. ZAKLJUČAK.....	45
7. LITERATURA	46
8. SAŽETAK.....	47
9. ABSTRACT	47
10. ŽIVOTOPIS.....	48

1. UVOD

Zadnjih nekoliko godina, rezonantni dielektrik (RD) ima veću ulogu u današnjim tehnologijama zahvaljujući evoluciji modernih tehnologija sa ciljem smanjenja dimenzije antene, težine te povećanja frekvencije i širine frekvencijskog opsega.

Dielektrični rezonator antena (DRA) je antena koja se najčešće koristi u području visokih i mikrovalnih frekvencija. Napravljena je od dielektričnog bloka različitih oblika i montirana na vodljivu površinu (eng. ground plane). Radio val se uvede u rezonantni materijal od predajnika i propagira se naprijed i nazad između rezonantnog zida stvarajući stojni val. Zid rezonatora je djelomično transparentan za radio valove, što dozvoljava zračenje EM energije u okolni prostor.

Kod dielektričnih rezonatora faktor kvalitete je vrlo visok, što omogućuje visoko filtriranje, odnosno odabir širine frekvencijskog opsega, te također može ispuniti svrhu multipleksiranja u radio stanicama u radiotelefoniju ili još može služiti za separaciju između emitiranja i primanja u mobilnim sustavima kao što su: GSM (Global System Mobile), UMTS (Universal Module Telecommunication System) i GPS (Global Positioning System).

Prednost DRA je nepostojanje metala, odnosno bilo kojeg oblika vodljivog materijala koji uzrokuje gubljenje snage na visokim frekvencijama, dakle takav tip antena ima manji gubitak što je učinkovitije nego kod klasičnih antena na visokim frekvencijama.

Pojam dielektrični rezonator se prvi put pojavio kada je Robert Richtmyer 1939. pokazao da neki dielektrični objekti bez vodljivih materijala mogu funkcionirati kao rezonantni element. Tek kasnije 1953., Schlike je otkrio materijale koji mogu dostići visoku permitivnost ϵ_r , veću od 1000.

Početkom 60-te Okaya i Barash su opisali distribuciju i propagaciju modova vala (TE_{xyz} i TM_{xyz}).

Ovo otkriće je omogućilo razvoj novih uređaja koji se sastoje od novih dielektričnih materijala koji imaju veću prednost od klasičnih uređaja u odnosu na uređaje sa šupljinom i/ili valovodom.

U nastavku će se proučiti neke od glavnih karakteristika takvih uređaja.

1.1 Zadatak diplomskog rada

Opisati način rada dielektrika rezonator antena (DRA), načiniti simulacije rada antena u programu HFSS, te usporediti simulacije različitih oblika i materijala koje čine DRA.

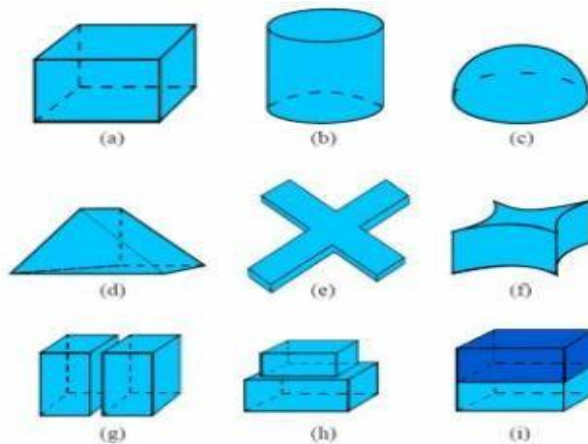
2. REZONATORSKA ANTENA S DIELEKTRIKOM - DRA

Rezonatorska antena s dielektrikom – DRA je naziv za sve one antene koje su izvedene kao pobuđeni dielektrični rezonatori koje u prostor oko sebe zrače energiju na svojim rezonantnim frekvencijama.

Glavnih karakteristika DRA :

- Visoki faktor kvalitete(eng. Quality factor) Q, odnosno interna energija koja se disipira unutar antene
- Male dimenzije: Dimenzija DRA je opisana s: $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$, dakle visoka permitivnost omogućuje drastične redukcije dimenzija antena
- Velika stabilnost prilikom velikim promjena temperatura
- Jednostavna implementacija
- Rezonantni modovi čije su frekvencije determinirane prilikom odabira dimenzijama.
- Oblici rezonator antena :

Odabir oblika DRA nam omogućuje fleksibilnost prema potrebi i daje nam određeni dijagram zračenja ovisno o dimenzijama i dielektričnoj konstanti. Postoje razni oblici dielektrika. Slika 1. nam pokazuje različite oblike dielektrika koji se mogu koristiti kao rezonator. Neki od oblika DRA su prikazani na slici 2.1, a u tablici 2.1. su prikazani različiti tipovi materijala koji se koriste u izradi DRA.



Slika 2.1. Različiti oblici DRA [4]

Tablica 2.1. – Materijali i dielektrične konstante materijala za izradu DRA[2]

Company	Material	Dielectric Constant
Countis Laboratories	CD-Series (solid state solutions of magnesium, calcium, silicon, and titanium oxides)	6.3 – 140.0
Emerson & Cuming (Materials not specified)	Eccostock	3 – 30
Hiltek Microwave Ltd.	Magnesium Manganese Aluminum Iron Ferrite	9.2 (+/- 0.46)
	Magnesium Titanate	16.0 (± 0.8)
	Lithium Ferrite	20.0 (± 1)
	Zirconium Tin Titanate	37.0 (± 1)
	Titania Ceramic	80 – 100
Morgan Electro Ceramics	Zr, Sn titanate	37
	Mg, Ca titanate	20
	Ba, Nd titanate	88
	Ba, Zn titanate	30
	Steatite	6
Murata (Materials not specified)	U series	36.6 – 38.9 (± 0.5)
	M series	37.7 – 39.2 (± 1)
	V series	33.5 – 35.1 (± 0.5)
	R series	29.7 – 31.5 (± 0.8)
	B series	27.9 ± 0.5
	E series	24.2 – 24.9 (± 0.4)
	F series	23.8 – 24.2 (± 0.5)
	Dielectric substrate	38 – 92 (± 1)
Pacific Ceramics, Inc. (Materials not specified)	PD-Series	6.5 – 270
Temex Components & Temex Telecom	(Zr, Sn, Ti) O ₄	37.3 – 37.7
	Ba, Zn, Ta, O	29.5 – 32
	Ba, Sm, Ti	78 ± 0.5
Trans-Tech	Zirconium titanate based	44.7 – 46.2
	Ba, Zn, Ta-oxide	29.0 – 30.7
	Barium titanate	35.0 – 36.5
	Ba, Zn, Ta-oxide (perovskite)	29.5 – 31.0

U nastavku slijede opći izrazi za magnetsko i električno polje te relacija za izračun rezonantne frekvencije dielektričnog rezonatora.

Jakost magnetskog polja opisuju slijedeće relacije:

$$H_x = \frac{(k_y^2 + k_z^2)}{j\mu_0\omega} \cos k_x x \cos k_y y \cos k_z z \quad (2-1)$$

$$H_y = \frac{(k_y \cdot k_x)}{j\mu_0\omega} \sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \quad (2-2)$$

$$H_z = \frac{(k_y \cdot k_x)}{j\mu_0\omega} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \quad (2-3)$$

Slijede formule za jakost električnog polja:

$$E_x = 0 \quad (2-4)$$

$$E_y = k_z \cos(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \quad (2-5)$$

$$E_z = -k_y \cos(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \quad (2-6)$$

Za pravokutni DRA za TE_{mnp} modove rezonantna frekvencija se određuje prema relaciji:

$$f_r = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2} \quad (2-7)$$

$$m = 1, 2, 3, \dots; \quad n = 1, 2, 3, \dots; \quad p = 1, 2, 3, \dots$$

Gdje su :

f_r : rezonantna frekvencija pravokutnog dielektričnog rezonatora za TE_{mnp} mod

a : širina DR-a

b : duljina DR-a

c : visina DR-a

ϵ_r : dielektrična konstanta dielektrika

c : brzina svjetlosti $3 \cdot 10^8$ m/s

Rezonantna frekvencija dielektrika ovisi o dimenzijama dielektrika te o dielektričnoj konstanti. Ta frekvencija je obrnuto proporcionalna sa dimenzijama, a upravo proporcionalna

sa vrijednošću dielektrične konstante. Valna duljina je jedan bitan parametar dielektričnog regulatora i definirana je sljedećim izrazom:

$$\lambda = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}$$

Drugim riječima, DRA je rezonantni sklop koji uskladištava elektromagnetsko polje sa što manje gubitaka energije unutar rezonatora, odnosno jedna „šupljina“ s velikim faktorom Q_U .

2.1. Rezonantni modovi

U svakoj rezonantnoj šupljini može se pojaviti (pobuditi) veliki broj modova. Postoje tri glavne kategorije modova:

- Transverzalni električni modovi (TE),
- Transverzalni magnetski modovi (TM) te
- Hibridni modovi: HE te HM

Kod TE i TM modova nema azimutalne ovisnosti dok hibridni posjeduju takvu ovisnost koja je definirana s varijablom φ .

U hibridnim modovima HEM kao što smo prethodno naveli, postoje dvije podvrste. Prva HE koja je slična TM, odnosno transverzalne komponente magnetskog polja postoje dok je longitudinalna (H_z ako je smjer EM vala z smjer) magnetskog polja H zanemariva u odnosu na E_z komponentu električnog polja E .

Druga kategorija koju smo naveli posjeduje također sličnosti prve kategorije, odnosno električna komponenta E_z polja E je zanemariva u odnosu na H_z polja H .

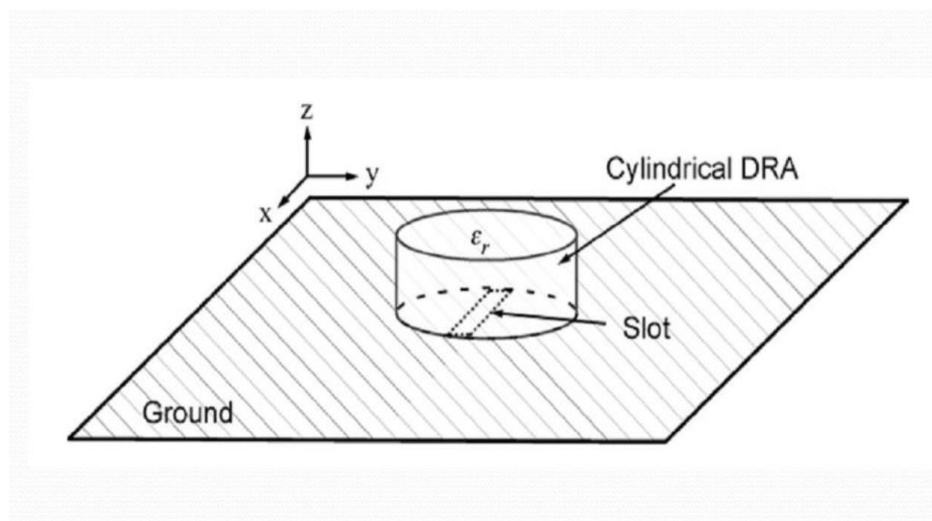
Prostorna konfiguracija električnog polja spomenutog moda je definirana pomoću tri varijable: m , n te p , koje predstavljaju broj varijacija polja unutar cilindra, odnosno:

- m ($m=0,1,2,\dots$) predstavlja broj varijacija u azimutalnom smjeru (φ)
- n ($n=0,1,2,\dots$) predstavlja broj varijacija radijalnom smjeru (r)
- p ($p=0,1,2,\dots$) predstavlja broj varijacija longitudinalnog polja (z)

Broj varijacija longitudinalnog polja je teško za odrediti, te se zbog toga pojavljuje jedan realni broj δ koji je definiran tako da je $0 < \delta < 1$, što znači da je treći indeks odnosno varijabla p definirana sljedećim izrazom: $p + \delta$, te dobiveni modovi su $TE_{nmp+\delta}$, $TM_{nmp+\delta}$ i $HEM_{nmp+\delta}$. Bitno je napomenuti da modovi TE i TM ne posjeduju azimutnu ovisnost, dakle $m=0$. Kod električnog moda $TE_{nmp+\delta}$ E_z komponenta je jednaka nuli, te također kod moda $TM_{nmp+\delta}$ komponenta H_z je isto jednaka nuli. Što se tiče modova $HEM_{nmp+\delta}$ koji se sastoji od šest komponenti mogu se definirati tri fundamentalna moda, a to su: $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$ te $HEM_{11\delta}$.

2.2. Cilindrična DRA

Jedan od oblika koji će se proučiti u ovom radu se naziva cilindrični DRA, odnosno rezontar u obliku cilindra. Slika cilindra DRA je prikazana na slici 2.



Slika 2.2. Skica cilindrične DRA[2]

Slika 2.2. prikazuje cilindrične DRA. DRA je sastavljen od cilindričnog rezonatora (DR), koji se definira visinom h , promjerom a , te dielektričnom konstantom ϵ_r , pri čemu je DR postavljena u zemljenu ravninu.

Rezonantna frekvencija moda koja podržava ovaj DRA je definirana s sljedećim izrazom:

$$f_{TE_{np}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{X_{np}}{a}\right)^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi}{2h}\right)^2} \quad (2-8)$$

$$f_{TM_{np}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{X'_{np}}{a}\right)^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi}{2h}\right)^2} \quad (2-9)$$

gdje X_{np} i X'_{np} označavaju korjene Besselovih funkcija prvog reda i korijene njihove prve derivacije – prikazani su u Tablicama 2.2. i 2.3.

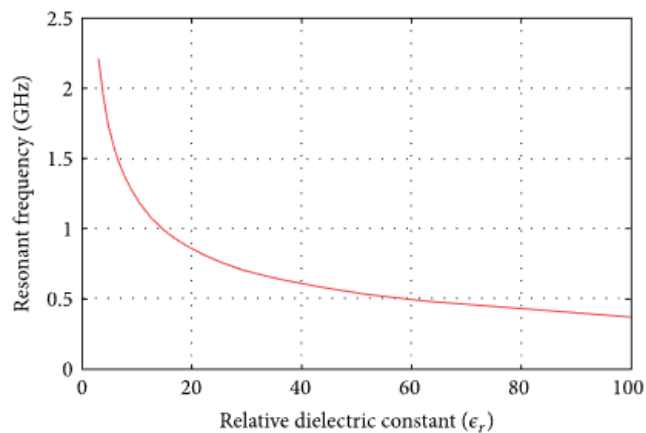
Tablica 2.2. Korijeni derivacije Besselove funkcije prvog reda[1]

p	n				
	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$	$n = 5$
$p = 0$	2.404	5.520	8.653	11.791	14.930
$p = 1$	3.831	7.015	10.173	13.323	16.470
$p = 2$	5.135	8.417	11.619	14.795	17.959

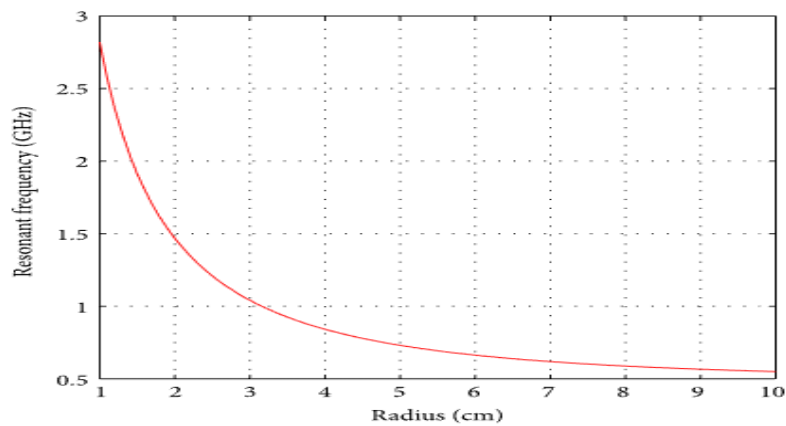
Tablica 2.3. Korijeni Besselove funkcije prvog reda[1]

p	n				
	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$	$n = 5$
$p = 0$	3.831	7.015	10.173	13.323	16.470
$p = 1$	1.841	5.331	8.536	11.706	14.863
$p = 2$	3.054	6.706	9.969	13.170	16.347

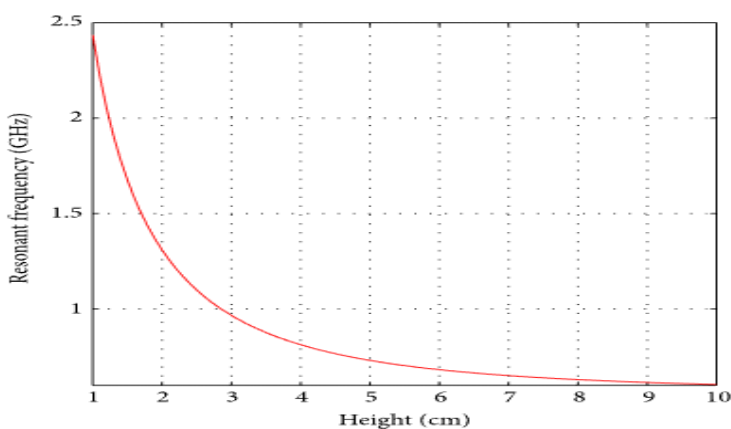
Posljedica geometrijskog oblika cilindričnog DRA (visina i polumjer) je da rezonantna frekvencija pada s rastom vrijednosti dielektrične konstante « ϵ_r » kao što je prikazano na slici 2.3. Nadalje, ako se povećava radijus « a » ili visina « h » pada vrijednost rezonantne frekvencije kao što je prikazano na slici 2.4.



Slika 2.3. Ilustrativni prikaz rezonantne frekvencije od cilindričnog DRA za $a=2.5$ i $h=5$ cm kao funkcija dielektrične konstante ϵ_r [1]



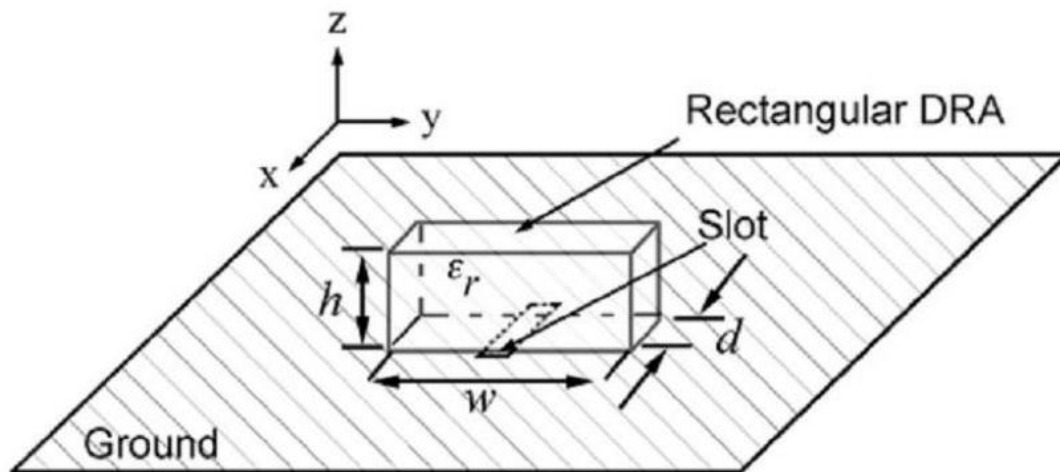
(a)



Slika 2.4. Rezonantne frekvencije cilindričnog DRA sa $\epsilon_r = 10$ kao funkcija: a) radijusa i b) visine (h) [1]

2.3.Pravokutna DRA

U ovom dijelu će se proučiti karakteristike pravokutnog DRA. Karakteristika ove antene je ovisnost rezonantne frekvencije o tri varijable: visine (h), duljine (w) i širine(d), što omogućuje veću fleksibilnost pri izradu pravokutnog DRA u odnosu na cilindrični DRA. Glavna karakteristika pravokutnog DRA je njegova niska poprečna polarizacija, inače bitan parametar koji nam ne omogućava cilindrični DRA. Slika 2.5. prikazuje grafički prikaz pravokutnog DRA.



Slika 2.5. – Skica pravokutne DRA[2]

Kod ovog modela rezonantna frekvencija električnog moda TE_{111} je definirana slijedećim izrazom:

$$fr = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2} \quad (2-10)$$

Gdje su :

$$k_x = \frac{\pi}{d}; k_y = \frac{\pi}{w} \text{ te } k_z = \frac{\pi}{h}$$

i gdje je ϵ_r relativna dielektrična konstanta materijala od kojeg je napravljen rezonator.

Opći izraz za rezonantnu frekvenciju je definiran kao:

$$f = \frac{2\pi f_0 \sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (2-11)$$

Gdje su:

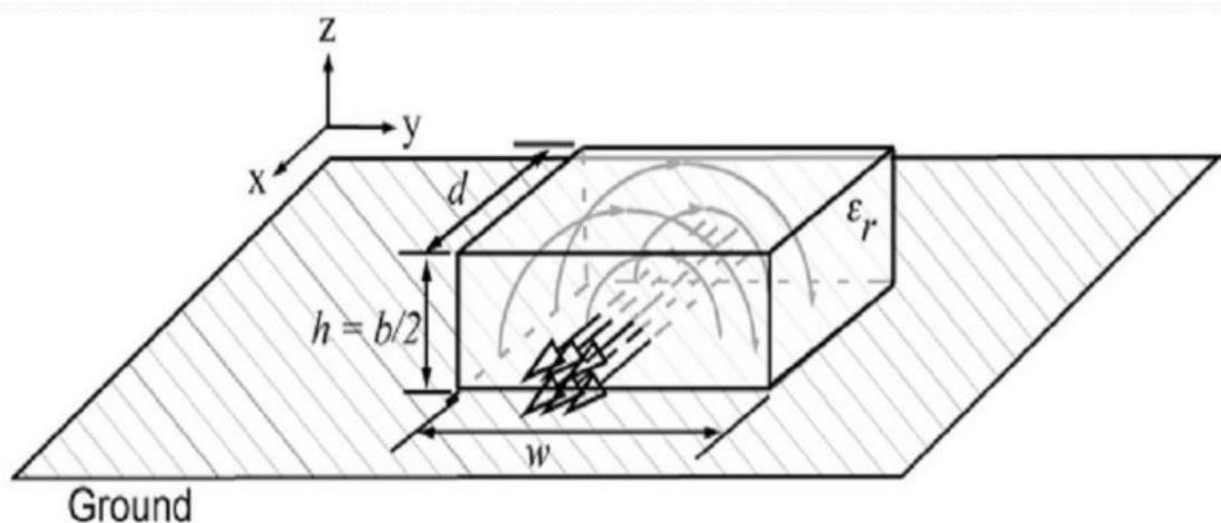
f : frekvencija

ϵ_r : relativna permeabilnost

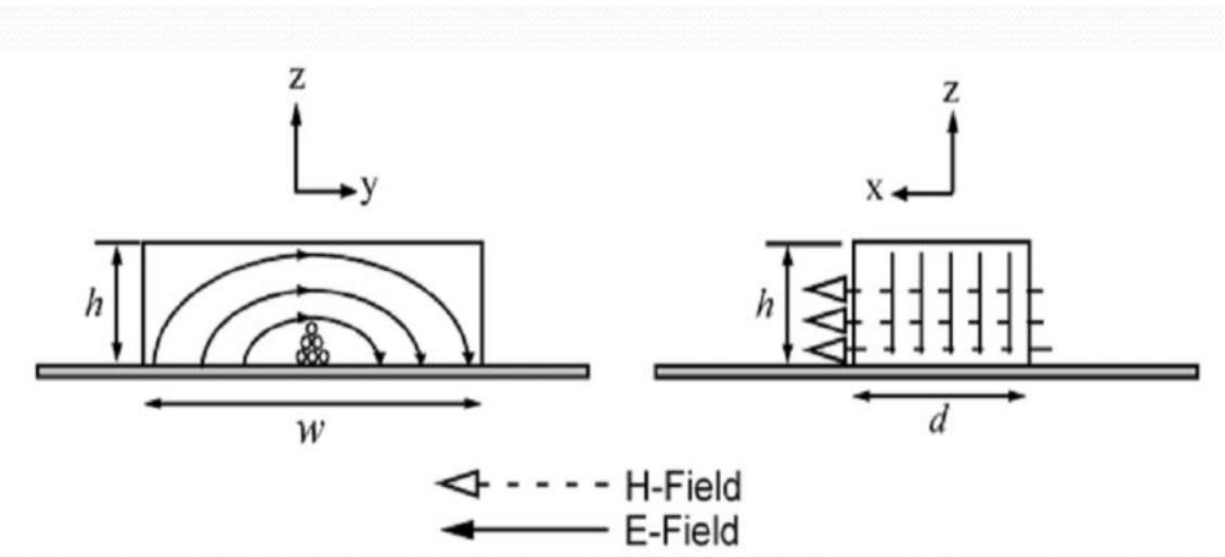
c : brzina svjetlosti

Konačan izraz za rezonantnu frekvenciju je : $f_0 = \frac{f c}{2\pi \sqrt{\epsilon_r}}$

Može se također predočiti ponašanje magnetskog i električnog polja za ovu varijantu DRA kako je prikazano na slikama 2.6 i 2.7.



Slika 2.6. Prikaz magnetskog i električnog polja za pravokutni DRA[2]



Slika 2.7. Prikaz magnetskog i električnog polja za pravokutni DRA[2]

Kako je prikazano na slikama 2.6 i 2.7. , može se vidjeti da je ovdje H_x magnetskog polja dominantan u blizini centra DRA, dok električno polje, odnosno E_y i E_z cirkulira oko H_h komponente.

Q faktor ili radijacijski faktor DRA definiran je sljedećim izrazom :

$$Q = \frac{2\omega W\epsilon}{P_{rad}} \quad (2-12)$$

Gdje su $W\epsilon$ i P_{rad} uskladištena energija i izračena snaga koje su zadane sljedećim izrazima:

$$W\epsilon = \frac{\epsilon_0\epsilon_rabd}{32} \left(1 + \frac{\sin k_z}{k_z d}\right) (k_x^2 + k_y^2) \quad (2-13)$$

$$P_{rad} = 10k_0^4 |P_m|^2 \quad (2-14)$$

P_m je magnetski dipol od DRA koji je definiram prema:

$$P_m = \frac{-j\omega\delta\epsilon_0(\epsilon_r-1)}{k_x k_y k_z} \sin(k_z d/2) z \quad (2-15)$$

Širina opsega (BW) DRA se može aproksimirati pomoću Q faktora, odnosno:

$$BW = \frac{S-1}{Q\sqrt{S}} \quad (2-16)$$

Gdje S predstavlja odnos VSWR ili drugim riječima odnos naponskih stojnih valova .

3. METODE POBUĐIVANJA DRA

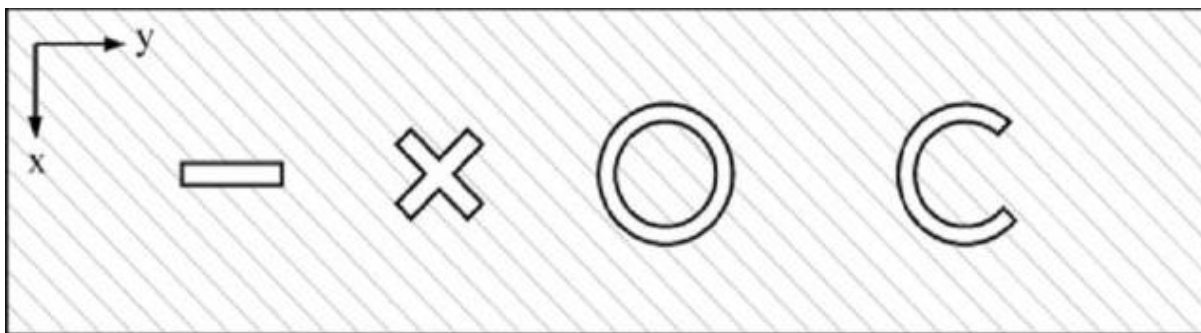
U ovome dijelu rada riječ će biti o raznim metoda napajanja. DRA može biti napajana različite načine - metode. Svaka od metoda ima svoje prednosti i mane. U ovome radu ćemo se fokusirati na tri poznate metode koje su: napajanje preko koaksialnog kabela, sprege preko proreza te sprege preko mikrotrakaste linije. Detaljnije će se proučiti svaka od tri spomenute metode na primjeru pravokutnog i cilindričnog DRA.

3.1.Pobuda spregom preko proreznog otvora

Pobuda sprežanjem preko otvora prokazan je na slikama 3.1.i 3.2. Slika 3.1. prikazuje pravokutni DRA sa „otvorom“ pobudom, odnosno pobudom preko proreznog otvora.

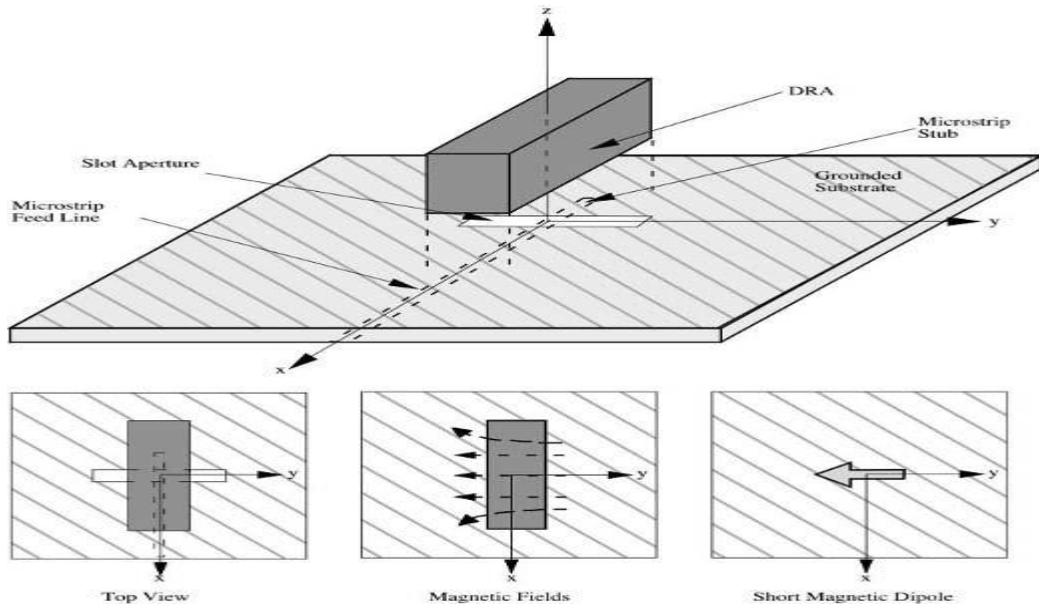
Otvor se ponaša kao magnetska struja koja teče paralelno po dužini slot-a, koja pobudi magnetsko polje unutar DRA. Otvor se sastoji od proreza u uzemljenoj ravnini i pobude preko mikrotrakaste liniju ispod uzemljenog ravnine. Prednost ovog mehanizma je da je mreža locirana ispod uzemljene ravnine te se na taj način izbjegava nepotrebno zračenje.

Mikrotrakasti dodatni krak (eng. stub) može se oblikovati tako da poništava reaktivnu komponentu proreza, čime omogućava prilagođenje impedancije DRA. Ovaj postupak omogućuje integriranje DRA s printanom pobudnom strukturom.Slika 3.1. prikazuje primjere oblika proreznog otvora pri pobuđivanju DRA spregom preko proreza.

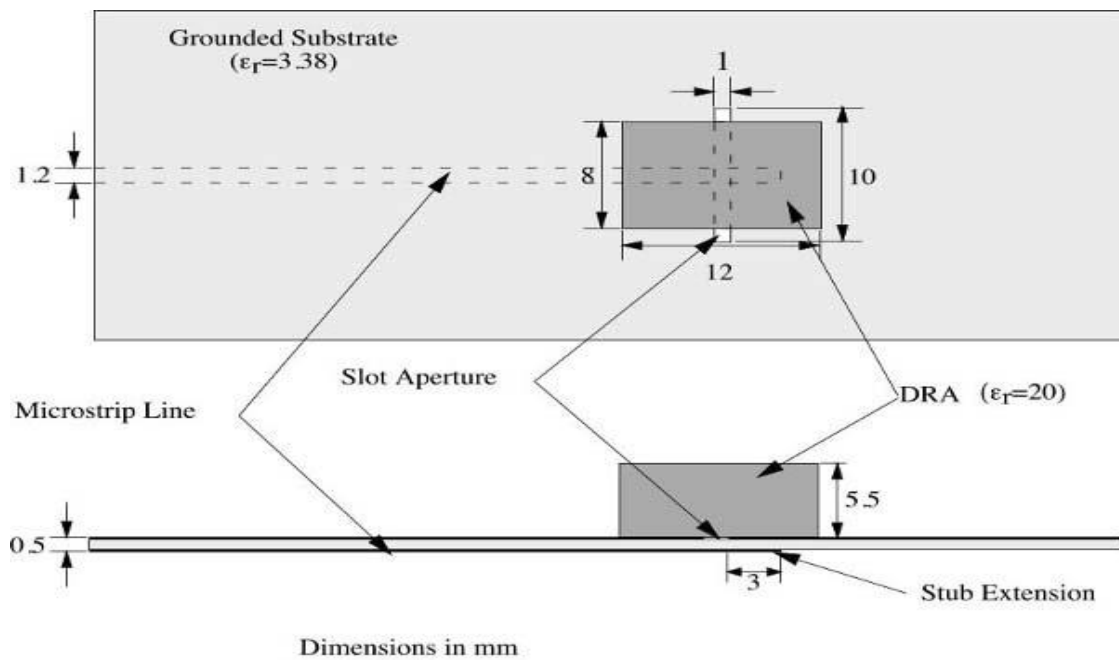


Slika 3.1. Skica oblika proreza

U nastavku ovog poglavlja obrazložit će se ova metoda napajanja (preko proreza) na primjeru pravokutnog DRA kako je prikazano na slici 3.2. i 3.3.



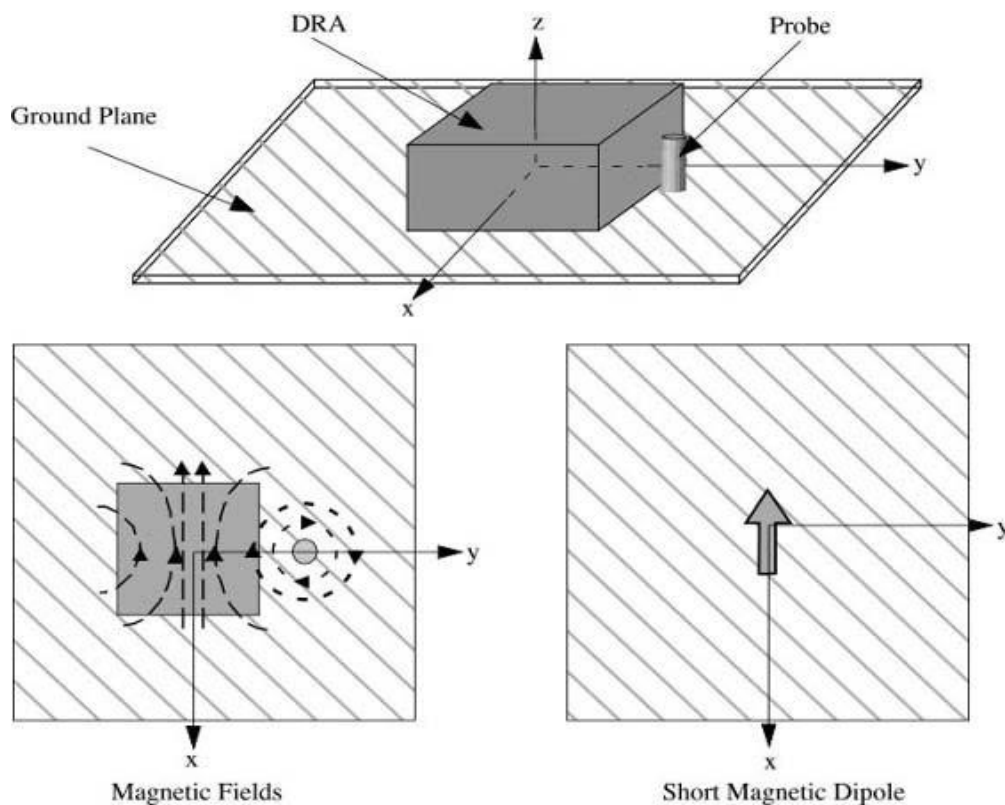
Slika 3.2. Ilustrativni prikaz oblika prorez otvora



Slika 3.3. Prikaz metode pobude preko prorez otvora

3.2. Pobuda spregom s koaksijalnom probom

Sljedeća metoda se naziva pobuda spregom s koaksijalnom probom. Ona se zasniva na pobuđivanju preko koaksijalnog priključka koji dovodi energiju do DRA. Slika 3.4. prikazuje kako izgleda napajanje preko koaksijalnog priključka. Koaksijalni priključak može biti lociran na dva moguća mjesta. Prvo mjesto je pokraj DRA, a druga pozicija je kada je proba ugrađena unutar DRA. Količina energije koja se dovodi može se regulirati pomoću promjene visine ili premještanjem lokacije DRA. Također ovisno o lokaciji priključka mogu biti pobuđeni razni modovi.



Slika 3.4. – Prikaz metode pobude preko koaksijalne probe

Za prvi slučaj kao što je prikazano na slici 3.4, na primjeru pravokutnog DRA je pobuđen je TE_{11} mod, što rezultira zračenjem kao kod horizontalnog dipola. Ako je pobuda locirana u centru cilindričnog DRA tada je mod TE_{001} pobuđen na način da zrači kao vertikalni dipol. Prednost

ove metode pobude ja ta da nije potrebno napraviti prilagođenje impedancije te se može odmah priključiti na sustavu od 50 ohma.

3.3.Pobuda spregom s mikrotrakastom linijom

Zadnja metoda napajanja koja se obrađuje u ovom radu je pobuda spregom preko mikrotrakaste linije. Slika 3.5. prikazuje grafički prikaz spomenute metode. Microstip coupling metoda uzbuđuje magnetsko polje unutar DRA, što uzrokuje kratki horizontalni magnetski dipol moda. Razina sprega se može postaviti na način da se podešava lateralna pozicija DRA, ali pri tome treba uzeti u obzir dielektričnost DRA. Za niske vrijednosti dielektričnosti (koje su nam potrebne za veću širini opsega) sprega je generalno mala. Dakle da bi dobili efikasno zračenje, potrebno je načiniti niz više DRA. Mana ove metode je da je polarizacija niza DRA diktirana prema orijentaciji mikrotrakaste linije, kao što je prikazano na slici 3.5. , odnosno smjer magnetskog polja unutar DRA će biti paralelan u odnosu na mikrotrakastu liniju.

Općenito, ova metoda je najatraktivnija u usporedbi s koaksijalnim priključkom zbog toga što omogućava dobru prilagodbu impedancije dok je preko koaksijalnog priključka potrebno napraviti prilagodbu impedancije, što otežava posao.

Dužina otvora je odabrana tako da bude što veća, odnosno da dovoljna količina energije postoji, ali u što manjim količina mada ne bi došlo do rezonancije. Dužina otvora se može računati prema sljedećoj formuli:

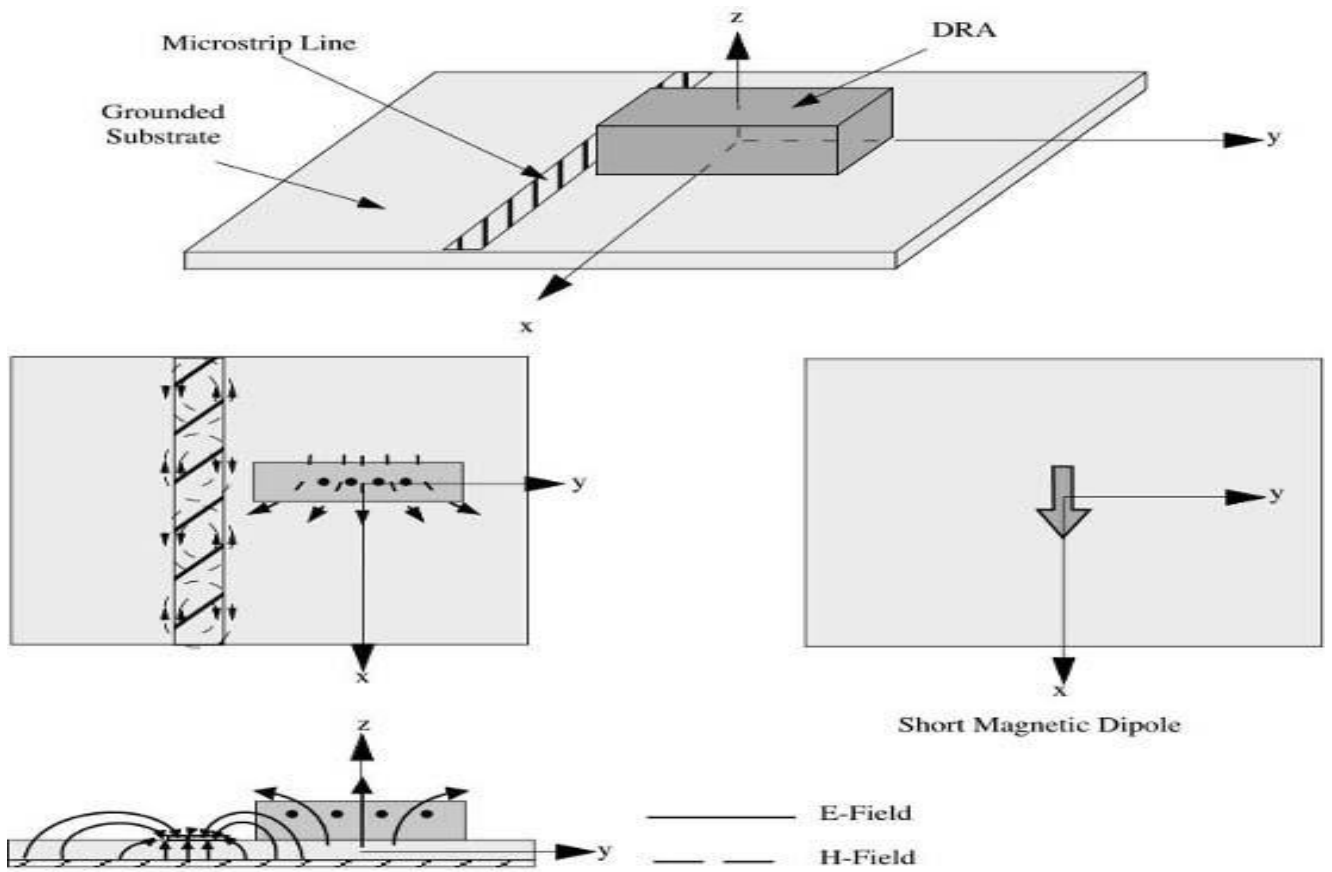
$$l_s = \frac{0.4\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (3-1)$$

Nadalje, može se definirati faktor kvalitete Q_U , koji predstavlja internu disipiranu energiju unutar DRA. Definiran je sljedećim izrazom:

$$Q_U = \frac{\text{Ukupna uskladištena energija}}{\text{Disipirana energija po radianu na rezonantnoj frekvenciji}} \quad (3-2)$$

Te faktor kvalitet Q_E koji predstavlja energija koja se disipira izvan DRA. Zadnji pojam koji je važan je ukupni faktor kvalitete opterećenja Q_L koji uzima u obzir sve izvore zbog kojih nastaje disipacija energije. Q_L faktor je definiran sljedećom jednažbom:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_U} + \frac{1}{Q_E} \quad (3-4)$$



Slika 3.5. Prikaz pobude DRA mikrotrakastom linijom

4. SIMULACIJE RADA DRA

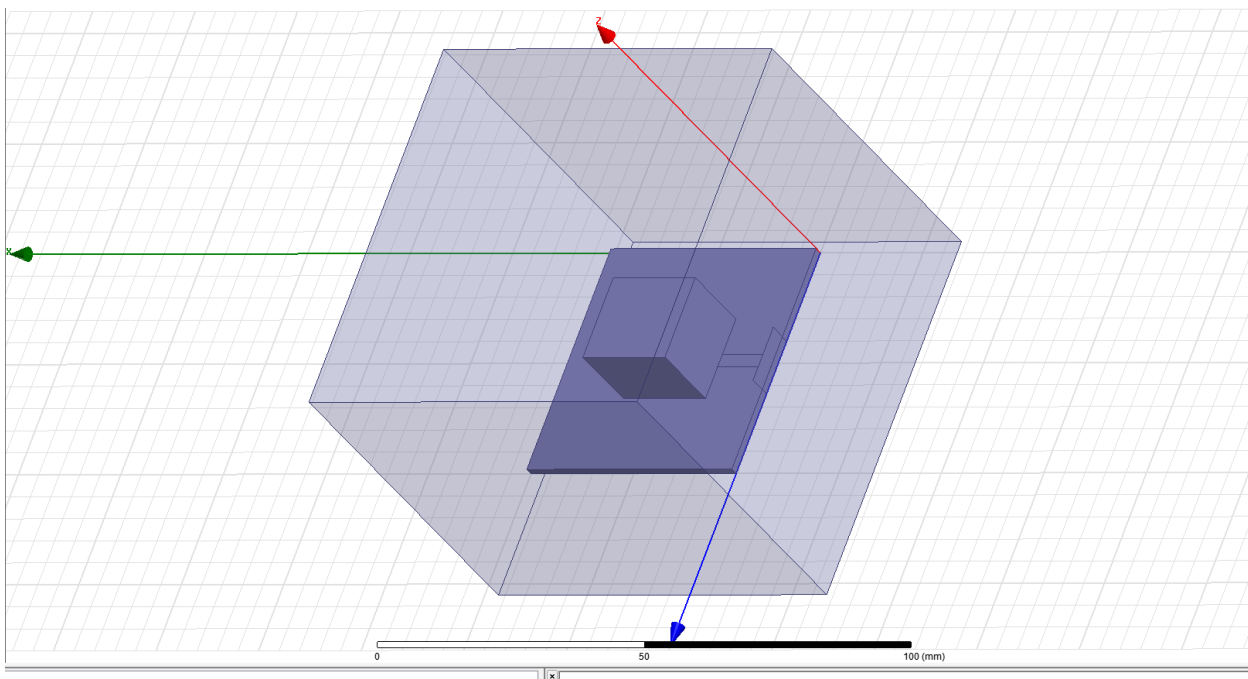
U ovom dijelu rada proučiti će se i komentirati simulacije vezane uz DRA. U ovom dijelu rada, za svaku analiziranu DRA antenu prikazat će se njen oblik (cilindrični i pravokutni) odraditi određeni broj simulacija s različitih vrijednosti relativne dielektrične konstante osnovnog dielektrika antene ϵ_r i komentirati rezultate.

4.1. Simulacija rada pravokutne DRA

Simulacija rada pravokutnog DRA izvedena je korištenjem programskog paketa HFSS. Pri tome su načinjene slijedeće simulacije:

1. Simulacija parametra refleksije u opsegu frekvencija od 0,5 do 10 GHz;
2. Simulacija SMITH-ovog dijagrama u opsegu frekvencija od 0,5 do 10 GHz;
3. Simulacija dijagrama zračenja za dvije ortogonalne ravnine 0° i 90° za opseg kuteva od 0° do 360° i frekvenciju 6 GHz.

Simulacije su izvedene za različite vrijednosti relativne dielektrične konstante osnovnog dielektrika antene sa diskretnim vrijednostima: 1; 10,2; 30 i 50. Svaka od ovih simulacija prikazana je na odgovarajućim dijagramima, a na kraju ja načinjena usporedba svih antena ovim izmijenjenim parametrima.



Slika 4.1. Skica pravokutne DRA pobuđene mikrotrakastom linijom – HFSS simulacija

Tablica 4.1. Geometrijski parametri pravokutne DRA napajanje mikrotrakastom pobudnom linijom (eng. microstrip line)

Pravokutna DRA	Podloga	Uzemljena ravnina	Mikrotrakasta linija
d=18mm	d=50mm	d=80mm	d=33mm
w=20mm	w=50mm	w=80mm	w=2.9mm
h=15mm	h=1.6mm	h=70mm	h=0mm

U tablici 4.1. navedeni su svi geometrijski parametri pravokutne DRA napajanje mikrotrakastom pobudnom linijom koji su korišteni u simulaciji rada ove antene.

4.1.1. Rezultati simulacija rada pravokutne DRA

Rezultati simulacije obuhvaćaju izračun i prikaz slijedećih antenskih parametara:

1. Koeficijenta refleksije antene S_{11} ;
2. Polarni dijagram zračenja antene u dvije ortogonalne ravnine (E ravnina uz $\varphi=0^0$, H ravnina uz $\varphi=90^0$);
3. Smithov dijagram antene.

Nadalje, važno je napomenuti i to da su simulacije izvedene sa 4 različita dielektrika. Pri tome je jedini parametar dielektrika koji je bio predmet promjene – relativna dielektrična konstanta sa diskretnim vrijednostima: 1; 10,2; 30 i 50.

Za svaku strukturu simulacija je obuhvatila i Smithov dijagram. Snimljene vrijednosti (iz Smithova dijagrama) daju realne (Re) i imaginarnu (Im) vrijednosti parametra S_{11} . Kako je Smithov dijagram izveden za određivanja ulazne impedancije antene, (realni i imaginarni dio te apsolutna vrijednost i kut, korištene su formule pretvorbe za određivanje vrijednosti realnog i imaginarnog dijela ulazne impedancije.

$$Zul(real) = Z_0 * \frac{1-R^2-X^2}{(1-R)^2+X^2} \quad (4-1)$$

$$Zul(imag) = Z_0 * \frac{2X}{(1-R)^2+X^2} \quad (4-2)$$

Relacija (4-2) korištena je za određivanje realnog dijela ulazne impedancija, a formula (4-1) korištena je za računanje imaginarnog dijela ulazne impedancije gdje je:

Z_0 – karakteristična impedancija kabela (50Ω);

R – realni dio koeficijenta refleksije S11;

X – imaginarni dio koeficijenta refleksije S11;

Nakon izračuna realnog i imaginarnog dijela, apsolutna vrijednost ulazne impedancije se računa prema izrazu (4-3), a fazni kut prema izrazu (4-4).

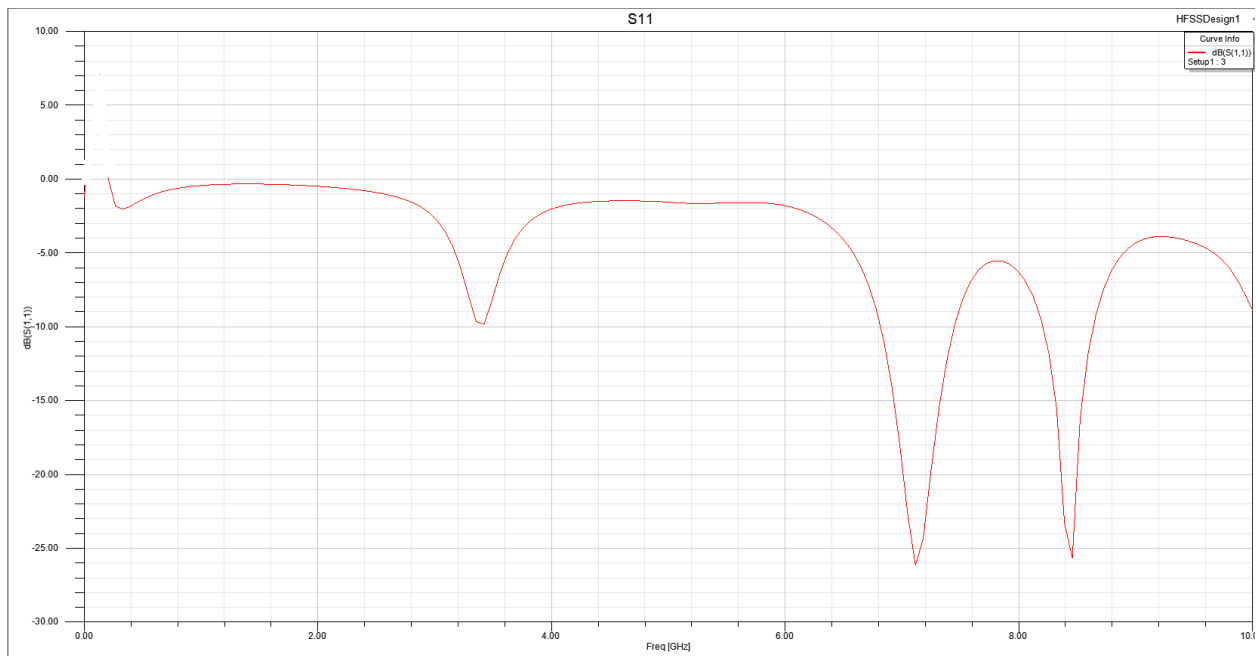
$$|Z| = \sqrt{(Zul(real))^2 + (Zul(imag))^2} \quad (4-3)$$

$$\Phi = \arctg \frac{Zul(imag)}{Zul(real)} \quad (4-4)$$

Rezultati simulacije rada prikazani su na slikama 4.2. do 4.13.

Rezultati za pravokutnu DRA sa $\epsilon_r = 1$

S₁₁ parametar :



Slika 4.2. Parametar S11 pravokutne DRA pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 1$ u ovisnosti o frekvenciji.

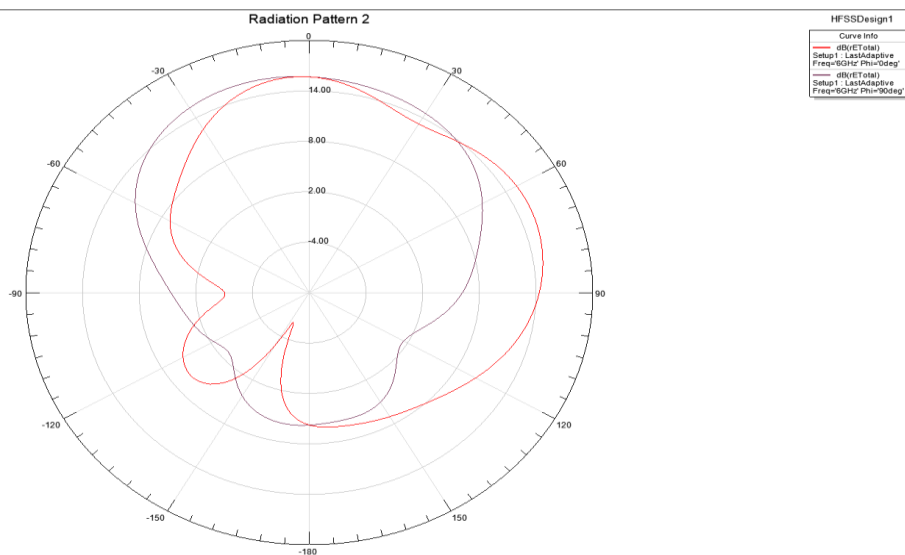
Iz koeficijenta refleksije S_{11} pravokutne DRA geometrije prema tablici 4.1., pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 1$ prema slici 4.2. može se utvrditi da ova antena ima dva opsega rada:

- prvi na centralnoj frekvenciji od 7,11 GHz sa minimalnom refleksijom od -26 dB i širinom oko 550 MHz te
- drugi na centralnoj frekvenciji od 8,39 GHz sa minimalnom refleksijom od -25,5 dB i širinom opsega oko 400 MHz.

Ova struktura koja nema izraženi dielektrik koji se razlikuje od okruženja, ne može se niti tretirati kao DRA, ali je ovdje navodimo kao referencu za DRA koje se u nastavku ovog rada obrađuju. Ova struktura se može tretirati kao monopol antena iznad uzemljene ravnine, dimenzija navedenih u tablici 4.1. Identičan zaključak je moguće izvesti i iz dijagrama zračenja prema slici 4.3.

Dijagram zračenja u ravnini $\varphi=0^0$ ima izraženu glavnu laticu latice usmjerene u smjeru $+75^0$ i - od 16 dB dok u ravnini $\varphi=90^0$ postoji glavna latica koja je usmjerena je u smjeru 0^0 vrlo velike širine od oko 110^0 (eng. Beamwidth) .

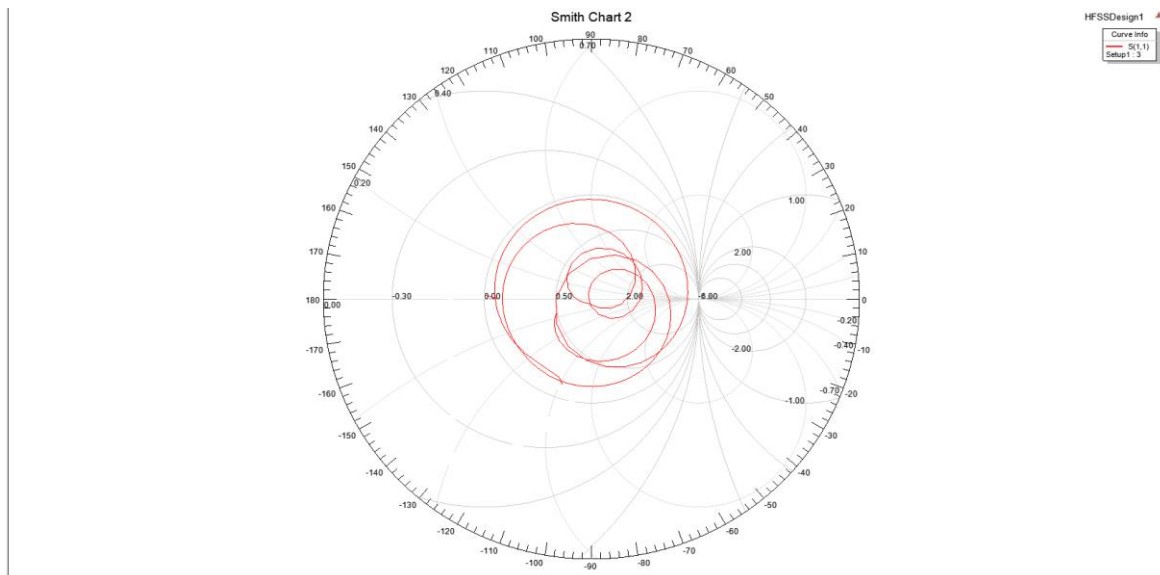
Dijagram zračenja:



Slika 4.3. Polarni dijagram zračenja pravokutne DRA pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 1$.

Smithov dijagram pokazuje dvije presječne točke sa realnom osi i to za frekvencije 7,11 GHz i 8,39 GHz. Za frekvenciju 7,11 GHz vrijednost realnog dijela ulazne impedancije iznosi $48,99 \Omega$, a imaginarnog $-4,77 \Omega$. Za frekvenciju 8,39 GHz vrijednost realnog dijela ulazne impedancije iznosi $49,59 \Omega$, a imaginarnog $-0,68 \Omega$.

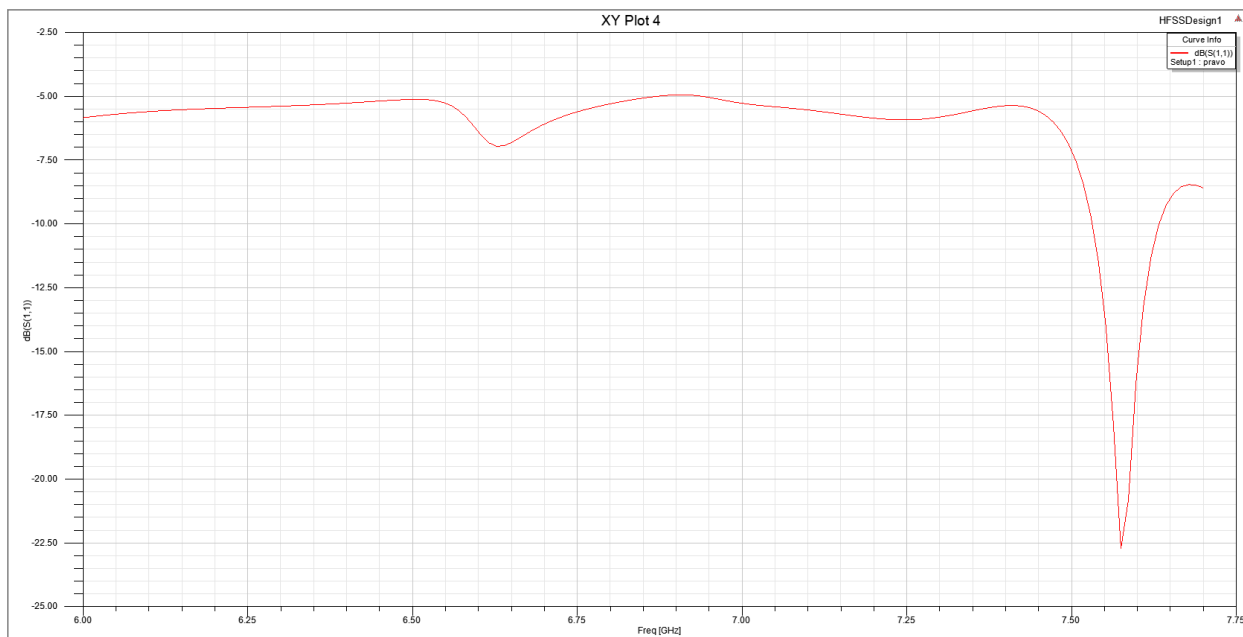
Smithov dijagram :



Slika 4.4. Smithov dijagram pravokutne DRA pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 1$.

Rezultati za pravokutnu DRA sa $\epsilon_r = 10,2$

S_{11} parametar :



Slika 4.5. Parametar S_{11} pravokutne DRA pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 10,2$ u ovisnosti o frekvenciji.

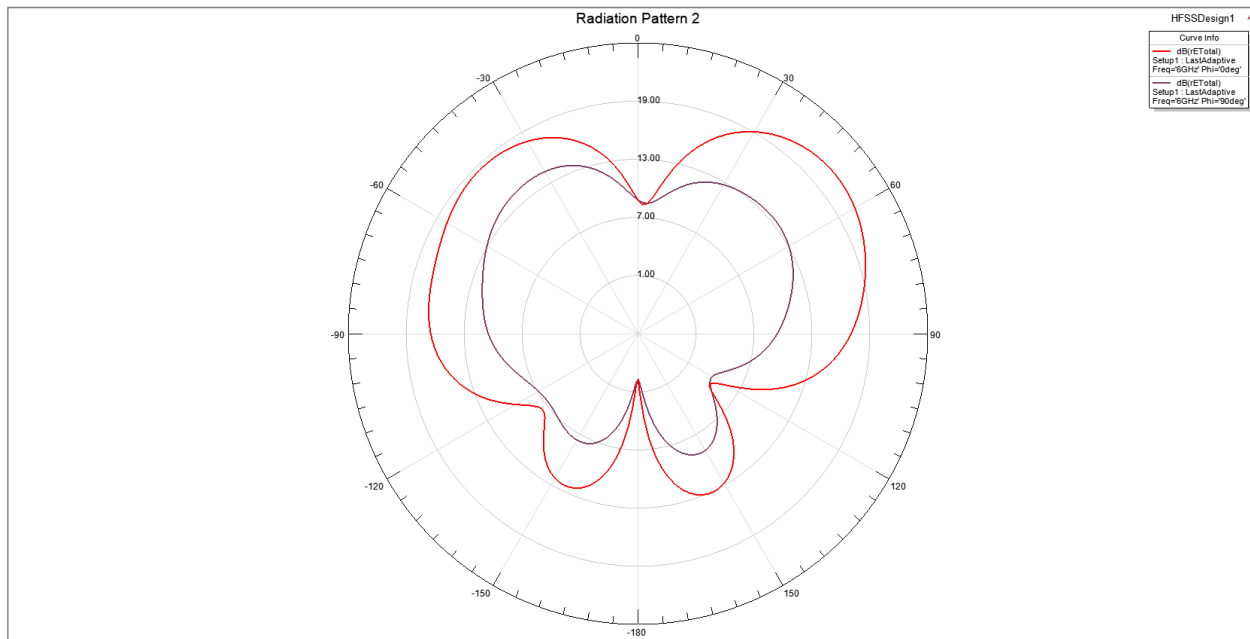
Iz koeficijenta refleksije S_{11} pravokutnog DRA geometrije prema tablici 4.1., pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 10,2$ prema slici 4.5.

može se utvrditi da ova antena ima jedan opseg rada na centralnoj frekvenciji od 7,58 GHz sa minimalnom refleksijom od -23 dB i širinom opsega oko 100 MHz.

Dijagram zračenja u obje ravnine je nešto izobličen (u odnosu na prethodnu antenu) na način da je na nultom kutu (obje ravnine) došlo do smanjenja razine jakosti električnog polja te se ističu dvije „glavne“ latice usmjerene u smjeru $+60^{\circ}$ i -60° od 22dB u ravnini $\varphi=0^{\circ}$, te od 13 dB u ravnini $\varphi=90^{\circ}$.

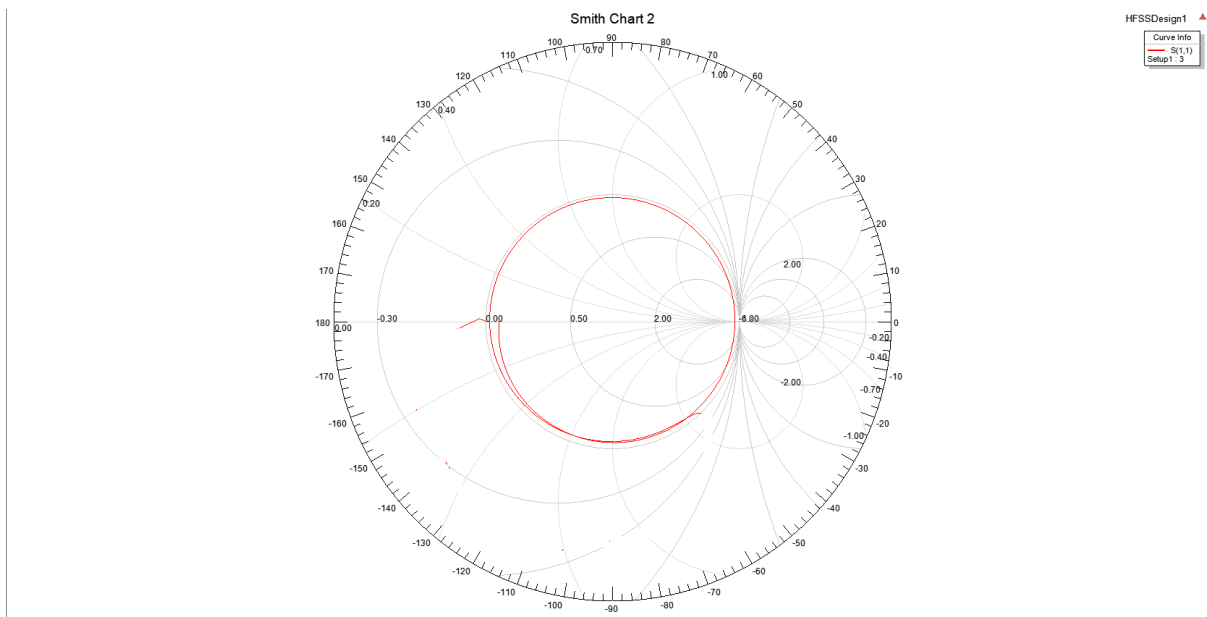
Smithov dijagram za frekvenciju minimalne vrijednosti koeficijenta refleksija od 7,58 GHz pokazuje vrijednost realnog dijela ulazne impedancije u iznosu od 47,64 Ω , a imaginarnog +13,99 Ω .

Dijagram zračenja :



Slika 4.6. Polarni dijagram zračenja pravokutne DRA pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 10,2$.

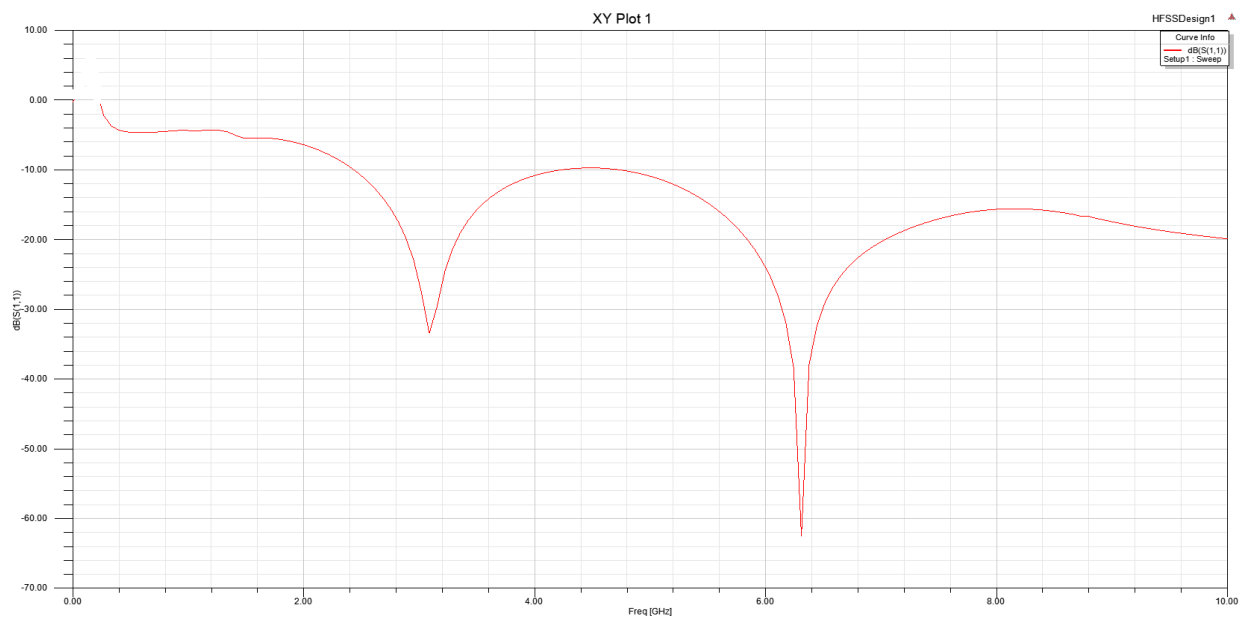
Smithov dijagram :



Slika 4.7. Smithov dijagram pravokutne DRA pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 10,2$.

Rezultati za pravokutnu DRA sa $\epsilon_r = 30$ (eng. Light dielectric material)

S_{11} parametar :



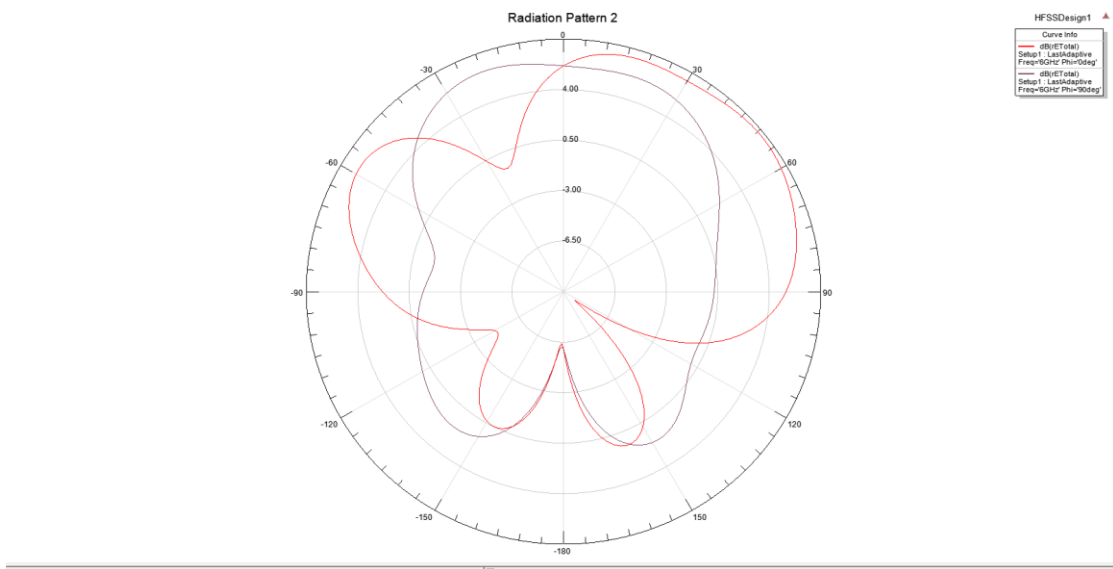
Slika 4.8. Parametar S_{11} pravokutne DRA pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 30$ u ovisnosti o frekvenciji.

Iz koeficijenta refleksije S_{11} pravokutne DRA geometrije prema tablici 4.1., pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 30$ prema slici 4.8. može se utvrditi da ova antena ima dva opsega rada:

- prvi na centralnoj frekvenciji od 2,95 GHz sa minimalnom refleksijom od -34 dB i širinom oko 1700 MHz te
- drugi na centralnoj frekvenciji od 6,31 GHz sa minimalnom refleksijom od -62 dB i širinom opsega većom od 5600 Mhz (gornja granična frekvencija nije u opsegu simulacijskog izračuna.

Smithov dijagram za dvije rezonantne frekvencije s minimalnim vrijednostima koeficijenta refleksija 2,95 GHz i 6,31 GHz pokazuje dobro prilagođenje. Za frekvenciju 2,95 GHz vrijednost realnog dijela ulazne impedancije iznosi $60,43\Omega$, a imaginarnog $-6,51\Omega$. Za frekvenciju 6,31 GHz vrijednost realnog dijela ulazne impedancije iznosi $46,73\Omega$, a imaginarnog $4,48\Omega$.

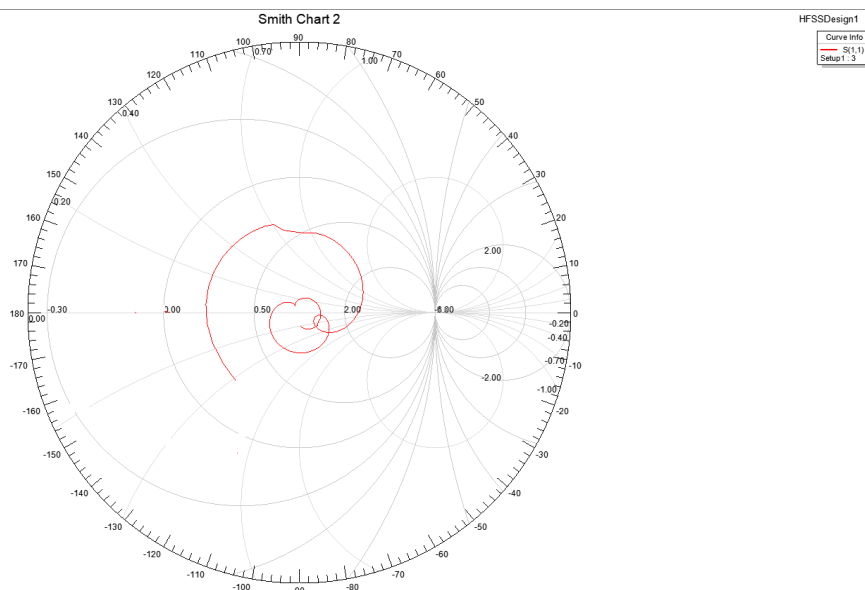
Dijagram zračenja :



Slika 4.9. Polarni dijagram zračenja pravokutne DRA pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 30$.

Dijagram zračenja u ravnini $\varphi=0^\circ$ izražena je jedna glavna latica u smjeru $+45^\circ$ od 7dB te jednu bočnu značajnu laticu od 5,5dB u smjeru -60° te dvije manje latice u povratnom smjeru. U ravnini od $\varphi=90^\circ$, uz glavnu laticu u smjeru 0° od 5,5 dB, stvorile su se dvije bočne latice niskog iznosa od 1dB u smjeru -140° te od 1dB u smjeru 150° .

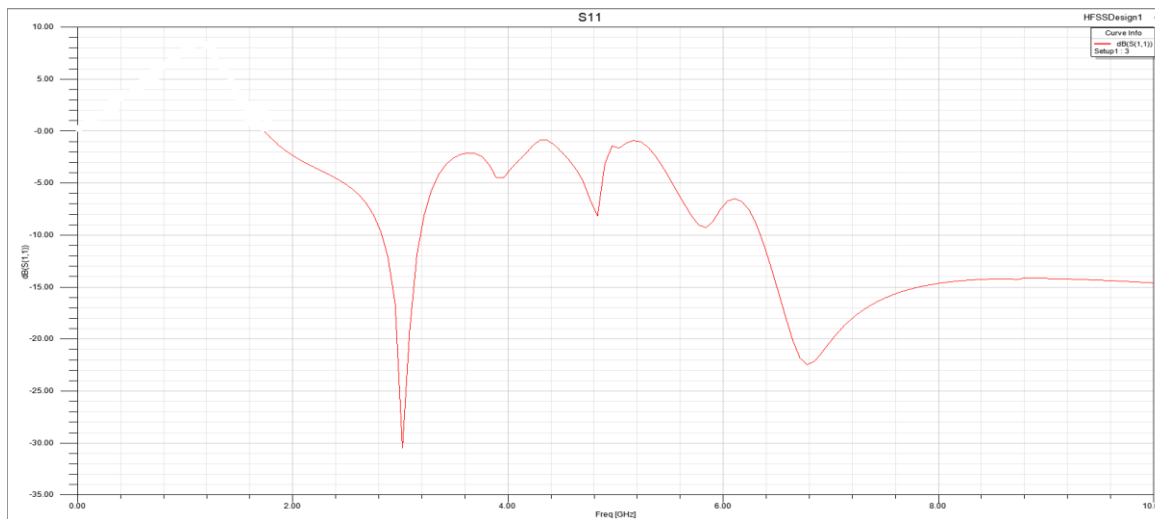
Smithov dijagram :



Slika 4.10. Smithov dijagram pravokutne DRA pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 30$.

Rezultati za pravokutnu DRA sa $\epsilon_r = 50$

S_{11} parametar

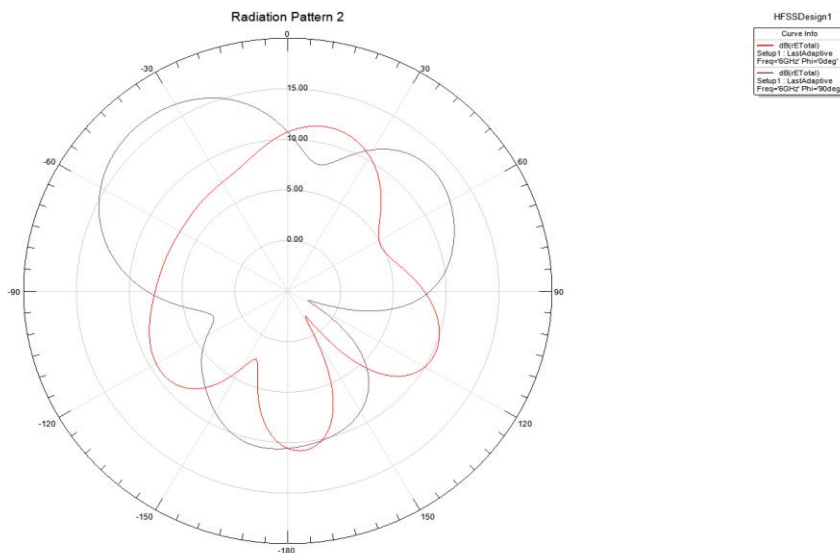


Slika 4.11. Parametar S_{11} pravokutne DRA pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 50$ u ovisnosti o frekvenciji.

Iz koeficijenta refleksije S_{11} pravokutne DRA geometrije prema tablici 4.1., pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 50$ prema slici 4.11. može se utvrditi da ova antena ima rezonanciju na 3,09 Ghz sa minimalnom refleksijom od -30dB

i širinom oko 400 MHz te jedan opseg koji započinje od 6,31 GHz dok gornja frekvencija opsega nije u području simulacije, sa minimumom na oko 6,8 GHz i znosa -22 dB.

Dijagram zračenja :

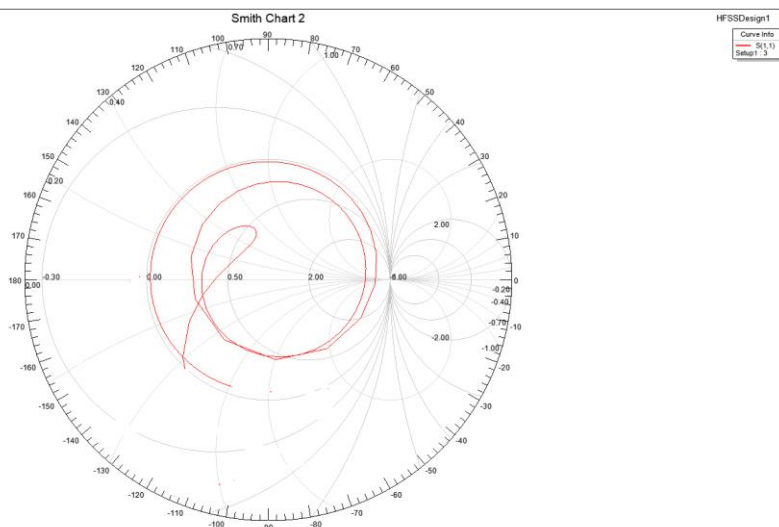


Slika

4.12. Polarni dijagram zračenja pravokutnog DRA pobuđenog mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 50$.

Dijagram zračenja u ravnini $\varphi=0^0$ nema izražene glavne laticе. U ravnini $\varphi=90^0$ se ističe jedna glavna latica od 17dB u smjeru -45^0 te dvije bočne laticе, prva u smjeru 60^0 od 13dB, te druga u smjeru -180^0 od 11dB.

Smith :



Slika 4.13. Smithov dijagram pravokutnog DRA pobuđenog mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 50$.

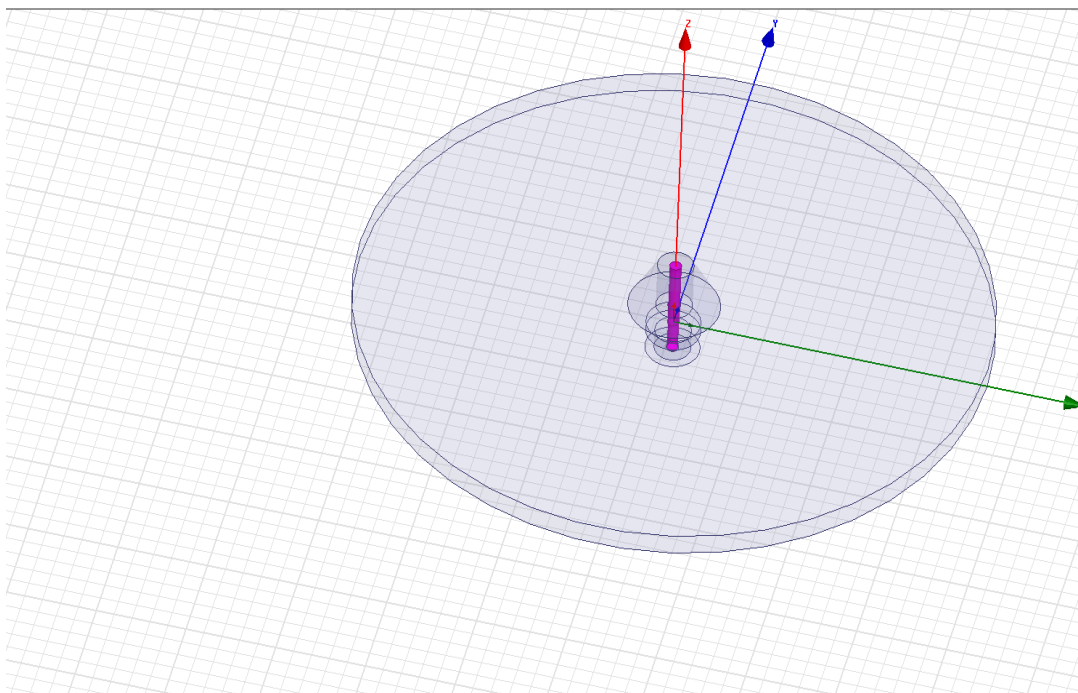
Smithov dijagram za dvije rezonantne frekvencije s minimalnim vrijednostima koeficijenta refleksija 3,09 GHz i 6,31 GHz pokazuje dobro prilagođenje. Za frekvenciju 3,09 GHz vrijednost realnog dijela ulazne impedancije iznosi 49,61 Ω , a imaginarnog -6,34 Ω . Za frekvenciju 6,31 GHz vrijednost realnog dijela ulazne impedancije iznosi 40,13 Ω , a imaginarnog -26,29 Ω .

4.2. Simulacija rada cilindričnog DRA

Simulacija rada cilindričnog DRA izvedena je korištenjem programskog paketa HFSS. Pri tome su načinjene slijedeće simulacije:

1. Simulacija parametra refleksije S_{11} u opsegu frekvencija od 0,5 do 9,91 (14,86) GHz;
2. Simulacija SMITH-ovog dijagrama u opsegu frekvencija od 0,5 do 9,91 (14,86) GHz;
3. Simulacija dijagrama zračenja za dvije ortogonalne ravnine 0° i 90° za opseg kuteva od 0° do 360° i frekvenciju 4,75 GHz.

Simulacije su izvedene za različite vrijednosti dielektrične konstante osnovnog dielektrika antene sa diskretnim vrijednostima: 1; 10,2; 30 i 50. Svaka od ovih simulacija prikazana je na odgovarajućim dijagramima, a na kraju je načinjena usporedba svih ovih simuliranih parametara.



Slika 4.14. Skica pravokutne DRA pobuđene mikrotrakastom linijom – HFSS simulacija

Tablica 4.2. Geometrijski parametri cilindričnog DRA pobuđenog mikrotrakastom pobudnom linijom (eng. microstrip line)

Radijus	Visina
r=35mm	h=2mm

4.2.1. Rezultati simulacija rada cilindrične DRA

Rezultati simulacije obuhvaćaju izračun i prikaz slijedećih antenskih parametara:

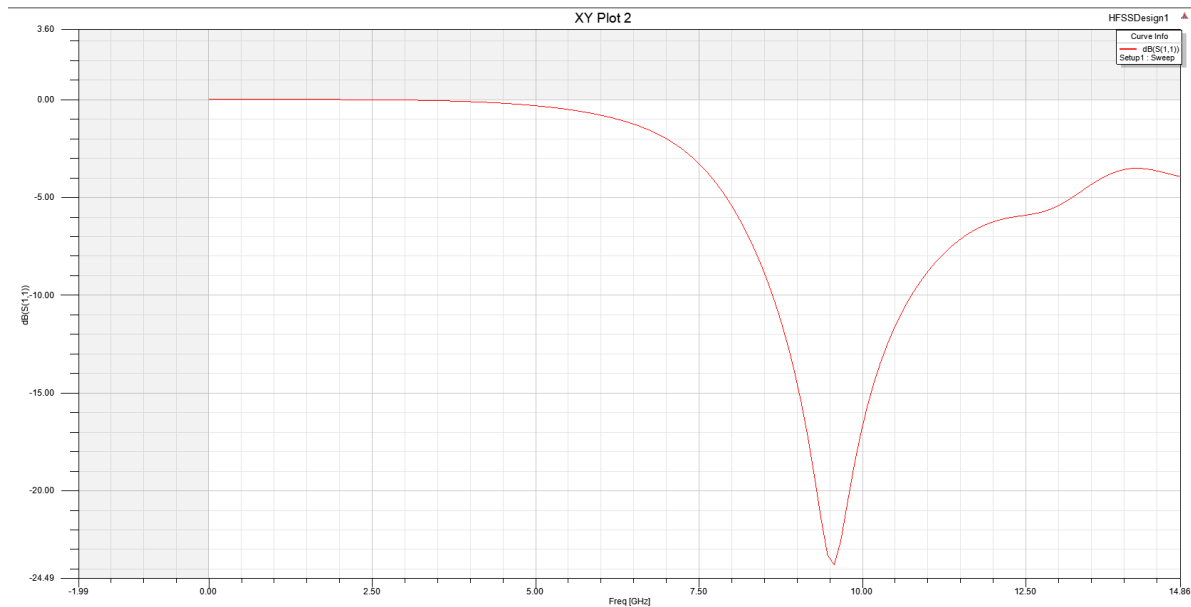
1. Koeficijenta refleksije antene S_{11} ;
2. Polarni dijagram zračenja antene u ortogonalnu ravninu (E ravnina uz $\varphi=0^\circ$)
3. Smithov dijagram.

Nadalje, važno je napomenuti i to da su simulacije izvedene sa 4 različita dielektrika. Pri tome je jedini parametar dielektrika koji je bio predmet promjene – relativna dielektrična konstanta sa diskretnim vrijednostima: 1;10,2; 30;te 45.

Rezultati simulacije rada prikazani su na slikama 4.15. do 4.26.

Rezultati za cilindrični DRA sa $\epsilon_r = 1$

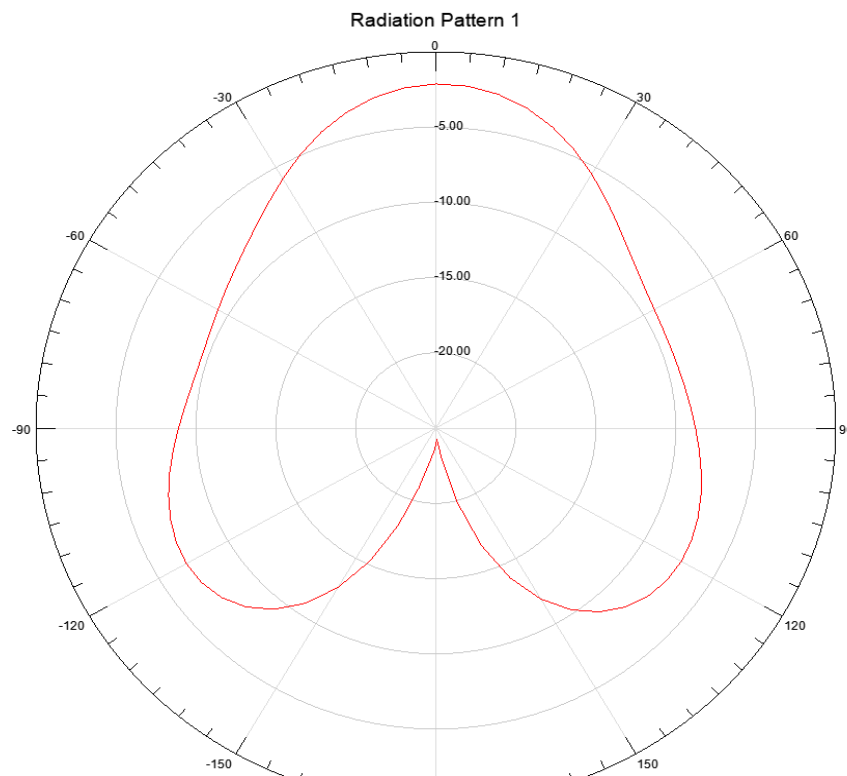
S11



Slika 4.15. Parametar S_{11} cilindričnog DRA pobuđenog monopolom preko koaksijalnog porta sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 1$ u ovisnosti o frekvenciji.

Iz koeficijenta refleksije S11 cilindričnog DRA geometrije prema tablici 4.2., pobuđenog mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 1$ prema slici 4.15. može se utvrditi da ova antena ima jedan opseg rada na centralnoj frekvenciji od 9,80 GHz sa minimalnom refleksijom od -24,3 dB i širinom opsega oko 2200 MHz.

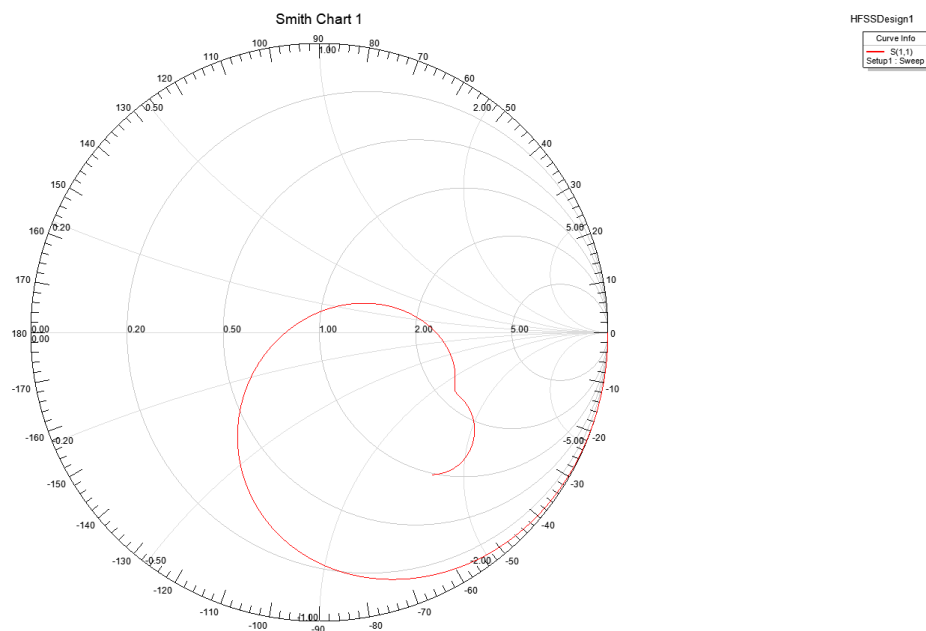
Dijagram zracenja :



Slika 4.16. Polarni dijagram zračenja cilindričnog DRA pobuđenog monopolom preko koaksijalnog porta sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 1$ u ravnini $\varphi=0$.

Dijagram zračenja u ravnini $\varphi=0$, prikazuje da je na nultom kutu došlo do povećanja razine jakosti električnog polja, gdje se stvorila jedna glavna latica iznosa polja od -3dB. Osim nje postoje i dvije sekundarne latice usmjerene u smjeru $+120^\circ$ i -120° od -7,5dB.

Smithov dijagram :

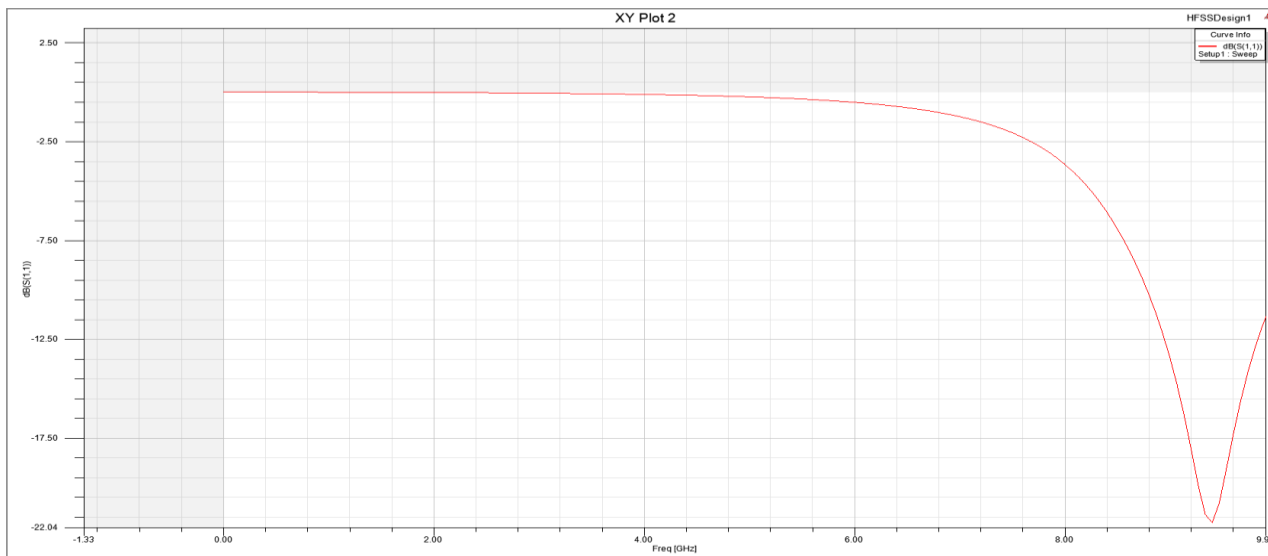


Slika 4.17. Smithov dijagram cilindričnog DRA pobuđenog monopolom preko koaksijalnog porta sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 1$.

Smithov dijagram za frekvenciju minimalne vrijednosti koeficijenta refleksija od 9,80 GHz pokazuje vrijednost realnog dijela ulazne impedancije u iznosu od $58,09\Omega$, a imaginarnog $1,29\Omega$.

Rezultati za cilindrični DRA sa $\epsilon_r = 10,2$

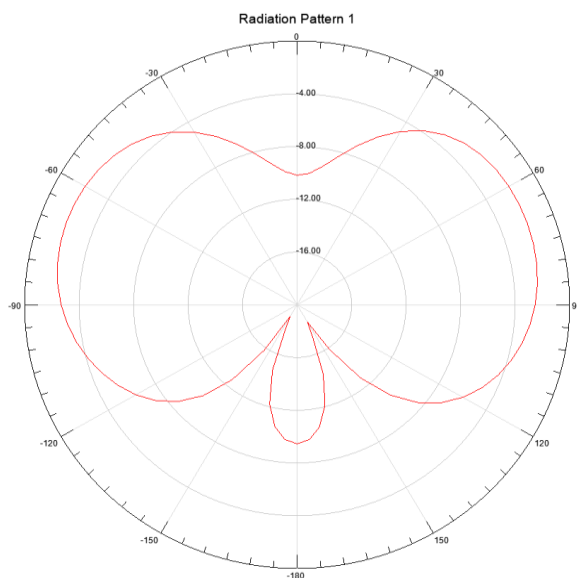
S11 :



Slika 4.18. Parametar S_{11} cilindrične DRA pobuđene monopolom preko koaksijalnog porta sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 10,2$ u ovisnosti o frekvenciji.

Iz koeficijenta refleksije S_{11} pravokutne DRA geometrije prema tablici 4.2., pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 10,2$ prema slici 4.5. može se utvrditi da ova antena ima jedan opseg rada na centralnoj frekvenciji od 8,70 GHz sa minimalnom refleksijom od -22 dB i širinom opsega oko 1200 MHz.

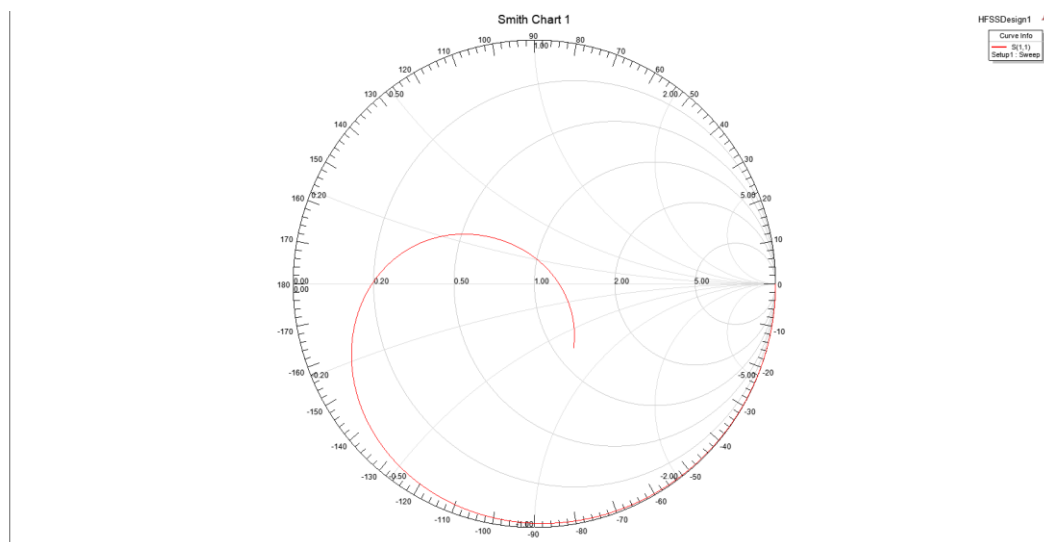
Dijagram zračenja :



Slika 4.19. Polarni dijagram zračenja cilindrične DRA pobuđene monopolom preko koaksijalnog porta sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 10.2$ u ravnini $\varphi=0$.

Dijagram zračenja u ravnini $\varphi=0$, prikazuje dvije glavne latice usmjerene u smjeru $+80^\circ$ i -80° od -2 dB te sekundarna latica u smjeru -180° od -10 dB.

Smithov dijagram

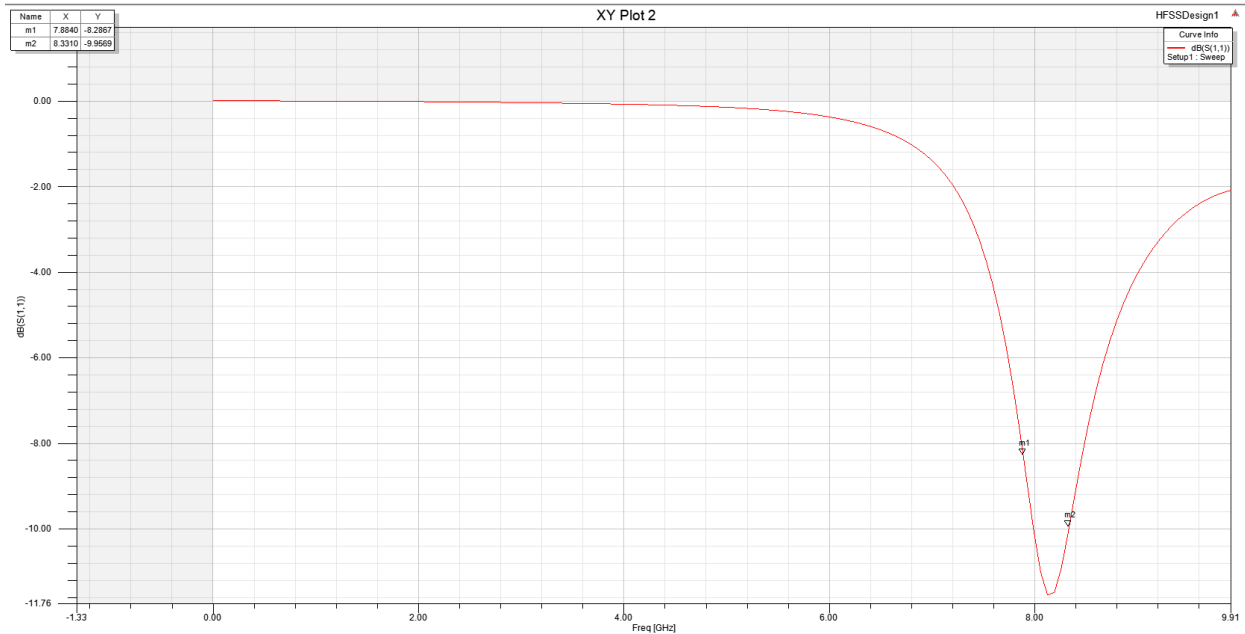


Slika 4.20. Smithov dijagram cilindričnog DRA pobuđenog monopolom preko koaksijalnog porta sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 10,2$.

Smithov dijagram za frekvenciju minimalne vrijednosti koeficijenta refleksija od 8,70 GHz pokazuje vrijednost realnog dijela ulazne impedancije u iznosu od 77,98 Ω , a imaginarnog 2,55 Ω .

Rezultati za cilindričnu DRA sa $\epsilon_r = 30$

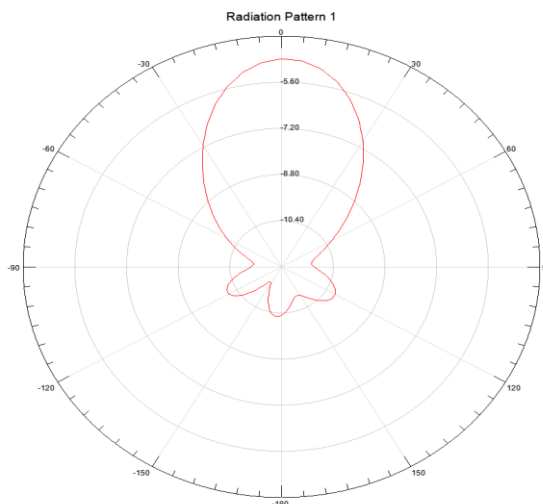
S11



Slika 4.21. Parametar S11 cilindrične DRA pobuđene monopolom preko koaksijalnog porta sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 30$ u ovisnosti o frekvenciji.

Iz koeficijenta refleksije S11 pravokutne DRA geometrije prema tablici 4.2., pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 30$ prema slici 4.5. može se utvrditi da ova antena ima jedan opseg rada na centralnoj frekvenciji od 8,10 GHz sa minimalnom refleksijom od -11,5 dB i širinom opsega oko 380 MHz.

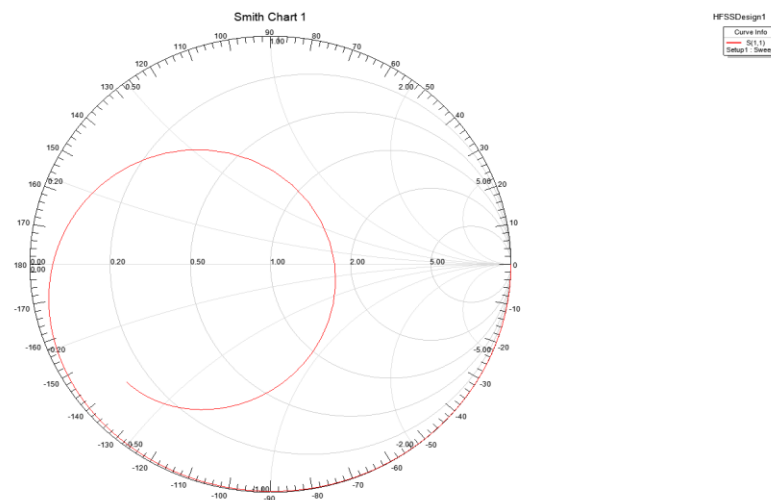
Dijagram zračenja :



Slika 4.22. Polarni dijagram zračenja cilindrične DRA pobuđene monopolom preko koaksijalnog porta sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 30$ u ravni $\phi=0$.

Dijagram zračenja u smjeru maksimalnoj zračenja je usmjerenije (u odnosu na prethodnu antenu) odnosno sada je nastala samo jedna „glavna“ latica i to u nultom kutu „0⁰“ od -3dB te stvorile su se tri „sekundarne latice“ usmjerene u smjeru -120⁰, -190 i +120⁰ od oko -9dB.

Smithov dijagram :

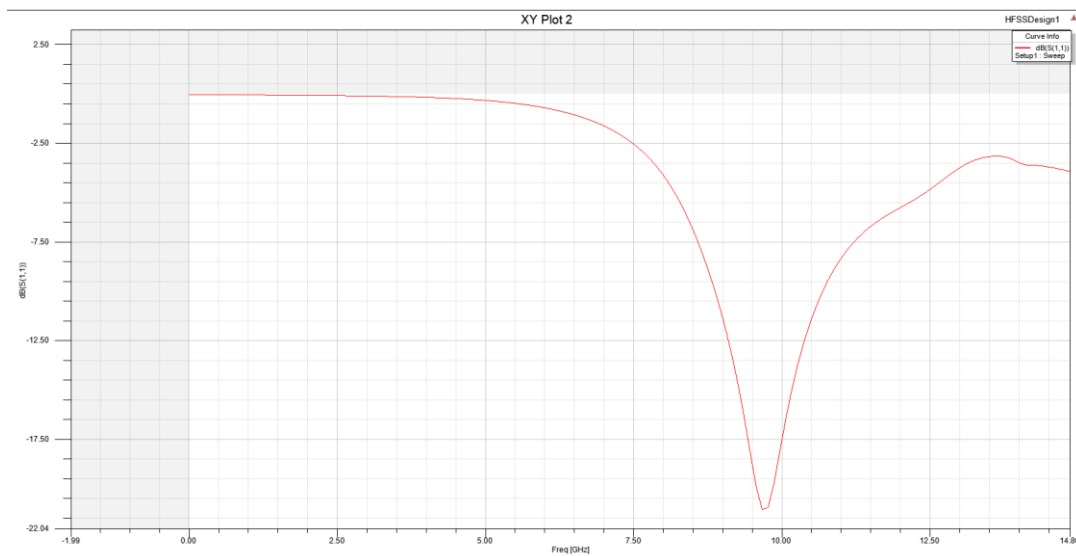


Slika 4.23. Smithov dijagram cilindrične DRA pobuđene monopolom preko koaksijalnog porta sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 30$.

Smithov dijagram za frekvenciju minimalne vrijednosti koeficijenta refleksija od 8,10 GHz pokazuje vrlo loše prilagođenje. Presječna točka sa realnom osi vrlo je daleko od vrijednosti 1 (nalazi se na oko 1,87). To je vidljivo i na dijagramu koeficijenta refleksije S11.

Rezultati za cilindrični DRA sa $\epsilon_r = 50$

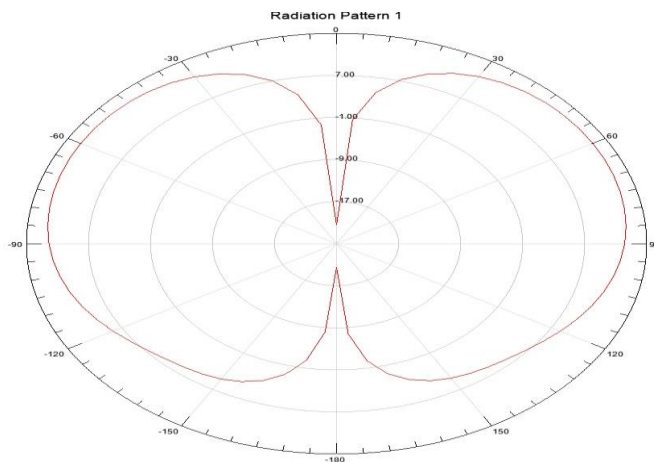
S11 :



Slika 4.24. Parametar S11 cilindrične DRA pobuđene monopolom preko koaksijalnog porta sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 50$ u ovisnosti o frekvenciji.

Iz koeficijenta refleksije S11 pravokutne DRA geometrije prema tablici 4.2., pobuđene mikrotrakastom linijom sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 50$ prema slici 4.24. može se utvrditi da ova antena ima jedan opseg rada na centralnoj frekvenciji od 9,85 GHz sa minimalnom refleksijom od -22 dB i širinom opsega oko 1250 MHz.

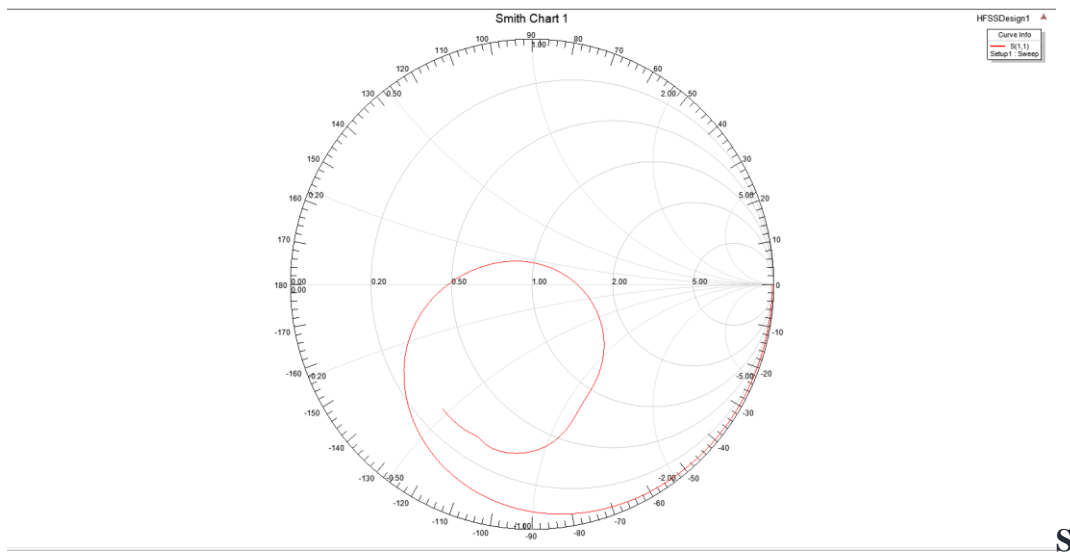
Dijagram zračenja :



Slika 4.25. Polarni dijagram zračenja cilindričnog DRA pobuđenog monopolom preko koaksijalnog porta sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 50$ u ravnini $\phi=0$.

Dijagram zračenja vrlo nalikuje dijagramu zračenja dipol antene. Na njemu se ističu dvije „glavne“ latice usmjerene u smjeru $+90^{\circ}$ i -90° od 9 dB.

Smithov dijagram:



Slika 4.26. Smithov dijagram cilindričnog DRA pobuđenog monopolom preko koaksijalnog porta sa dielektrikom relativne dielektrične konstante $\epsilon_r = 50$.

Smithov dijagram za frekvenciju minimalne vrijednosti koeficijenta refleksija od 9,85 GHz pokazuje vrlo loše prilagođenje. Presječna točka sa realnom osi vrlo je daleko od vrijednosti 1 (nalazi se na oko 1,45). To je vidljivo i na dijagramu koeficijenta refleksije S11.

5. USPOREDNA ANALIZA REZULTATA SIMULACIJE

Nakon obrade simulacije, sljedeći korak je usporedba rezultata simulacije, gdje će se detaljnije usporediti svaki parametar spomenute varijante DRA.

5.1 $\epsilon_r = 1$

Kod pravokutne DRA za S_{11} parametar može se utvrditi da ova antena ima dva opsega rada:

- prvi na centralnoj frekvenciji od 7 GHz s minimalnom refleksijom od -26 dB i širinom oko 550 MHz te
- drugi na centralnoj frekvenciji od 8,45 GHz s minimalnom refleksijom od -25,5 dB i širinom opsega oko 400 MHz.

Dok kod cilindrične DRA ova antena ima jedan opseg rada na centralnoj frekvenciji od 9.80 GHz s minimalnom refleksijom od -24.3 dB i širinom opsega oko 2200 MHz.

Odnosno, u odnosu na prvu varijantu povećala se rezonantna frekvencija te se smanjila širina frekvencijskog opsega.

Dijagram zračenja kod pravokutne varijante u ravnini $\varphi=0$ ne posjeduje konkretne karakteristike, dok kod cilindrične varijante DRA u ravnini $\varphi=0$ jedna „glavna“ latica je usmjerena u nultom kutu „0“ -3dB, te se ističu dvije „sekundarne“ latice usmjerene u smjeru $+120^0$ i -120^0 od -7,5dB.

Kod pravokutne DRA, Smithov dijagram pokazuje dvije presječne točke sa realnom osi i to za frekvencije 7,11 GHz i 8,39 GHz. Za frekvenciju 7,11 GHz vrijednost realnog dijela ulazne impedancije iznosi 48,99 Ω a imaginarnog -4,77 Ω . Za frekvenciju 8,39 GHz vrijednost realnog dijela ulazne impedancije iznosi 49,59 Ω a imaginarnog -0,68 Ω .

Kod cilindrične DRA Smithov dijagram za frekvenciju minimalne vrijednosti koeficijenta refleksija od 9,80 GHz pokazuje vrijednost realnog dijela ulazne impedancije u iznosu od 58,09 Ω a imaginarnog 1,29 Ω .

5.2 $\epsilon_r = 10.2$

Kod pravokutne DRA za S_{11} parametar može se utvrditi da ova antena ima jedan opseg rada na centralnoj frekvenciji od 7,575 GHz, s minimalnom refleksijom od -23 dB i širinom opsega oko 100 MHz, dok kod cilindrične DRA antena ima jedan opseg rada na centralnoj frekvenciji od 9.75 GHz s minimalnom refleksijom od -22 dB i širinom opsega oko 1200 MHz.

Dakle, znatno se povećala rezonantna frekvencija, i širina opsega za od prilike 1100Mhz.

Pravokutni dijagram zračenja u obje ravnine je nešto izobličen, na način da je na nultom kutu (obje ravnine) došlo do smanjenja razine jakosti električnog polja te se ističu dvije „glavne“ latice usmjerene u smjeru $+60^{\circ}$ i -60° od 22dB u ravnini $\varphi=0^{\circ}$, te od 13 dB u ravnini $\varphi=90^{\circ}$.

Kod cilindrične DRA, dijagram zračenja u obje ravnine prikazuje dvije glavne latice usmjerene u smjeru $+90^{\circ}$ i -90° od -2dB, te sekundarnu laticu u smjeru -180° od -10dB.

Dakle, može se zaključiti da je kod cilindričnog oblika DRA došlo do „usmjeravanja energija“ te se stvorila jedna „sekundarna latica“ u smjeru -180° , u odnosu na pravokutnu varijantu.

Kod pravokutne DRA, Smithov dijagram za frekvenciju minimalne vrijednosti koeficijenta refleksija od 7,58 GHz pokazuje vrijednost realnog dijela ulazne impedancije u iznosu od 47,64 Ω a imaginarnog +13,99 Ω .

Dok kod cilindrične DRA Smithov dijagram za frekvenciju minimalne vrijednosti koeficijenta refleksija od 9,80 GHz pokazuje vrijednost realnog dijela ulazne impedancije u iznosu od 58,09 Ω a imaginarnog 1,29 Ω .

5.3 $\epsilon_r = 30$

Kod pravokutne DRA za S_{11} parametar može se utvrditi da ova antena ima dva opsega rada:

- a) prvi na centralnoj frekvenciji od 3 GHz s minimalnom refleksijom od -34 dB i širinom oko 1700 MHz te
- b) drugi na centralnoj frekvenciji od 6.25 GHz s minimalnom refleksijom od -60 dB i širinom veći od 5600MHz.

Kod cilindrične DRA za S_{11} parametar ova antena ima jedan opseg rada na centralnoj frekvenciji od 8.20 GHz s minimalnom refleksijom od -11.5 dB i širinom opsega oko 350 MHz.

Dakle, može se zaključiti da je razlika u odnosu na prvu varijantu da se povećala refleksija, ali se povećala rezonantna frekvencija, te je širina pala za 250MHz, na prvoj centralnoj frekvenciji, dok se znatno povećala na drugoj centralnoj frekvenciji.

Dijagram zračenja za pravokutnu varijantu u ravnini $\varphi=0^{\circ}$ izražena je jedna glavna latica u smjeru $+45^{\circ}$ od 7dB te jednu bočnu značajnu laticu od 5,5dB u smjeru -60° . U ravnini od $\varphi=90^{\circ}$, stvorile su se dvije bočne latice niskog iznosa od 0,5dB u smjeru -150° te od 1dB u smjeru 65° .

Što se tiče dijagram zračenja za cilindričnu varijantu u smjeru maksimalnog zračenja, ono je usmjerenije (u odnosu na prethodnu antenu), odnosno sada je nastala samo jedna „glavna“ latica i to u nultom kutu „0⁰“ te su se stvorile dvije „sekundarna laticice“ usmjerene u smjeru -120⁰ i +120⁰ od -9dB.

Kod pravokutne DRA, Smithov dijagram za dvije rezonantne frekvencije s minimalnim vrijednostima koeficijenta refleksija 2,95 GHz i 6,31 GHz pokazuje dobro prilagođenje. Za frekvenciju 2,95 GHz vrijednost realnog dijela ulazne impedancije iznosi 60,43Ω a imaginarnog -6,51Ω. Za frekvenciju 6,51 GHz vrijednost realnog dijela ulazne impedancije iznosi 46,73Ω a imaginarnog 4,48 Ω.

Kod cilindrične DRA, Smithov dijagram za frekvenciju minimalne vrijednosti koeficijenta refleksija od 8,10 GHz pokazuje vrlo loše prilagođenje. Presječna točka sa realnom osi vrlo je daleko od vrijednosti 1 (nalazi se na oko 1,87).

5.4 $\epsilon_r = 50$

Kod cilindrične DRA za S_{11} parametar može se utvrditi da ova antena ima jedan opseg rada na centralnoj frekvenciji od 9.85 GHz s minimalnom refleksijom od -22 dB i širinom opsega oko 1500 MHz, dok se kod pravokutnog oblika DRA za S_{11} parametar može utvrditi da ova antena ima opsega rada od 3 GHz s minimalnom refleksijom od -30 dB i širinom oko 350 MHz.

Drugim riječima, centralna frekvencija se povećala u odnosu na pravokutnu varijantu, refleksija se smanjila za -8 dB, te je širina pala za 1150Mz.

Dijagram zračenja :

Dijagram zračenja za pravokutnu varijantu u ravnini $\varphi=0^0$ izražena jedna glavna latica u smjeru +20⁰ od 11 dB, te tri bočne laticice od 10dB u smjeru +115⁰, 11dB u smjeru +175⁰ te konačno od 9dB. U ravnini $\varphi=90^0$ se ističe jedna glavna latica od 17dB u smjeru -45⁰ te dvije bočne laticice, prva u smjeru 45⁰ od 13dB, te druga u smjeru -180⁰ od 11dB.

Dijagram zračenja za cilindričnu varijantu je nešto izobličen na način da je na nultom kutu (za $\varphi=0^0$) došlo do povećanje razine jakosti električnog polja te se ističu dvije „glavne“ laticice usmjerene u smjeru +90⁰ i -90⁰ od 9 dB te je dijagram zračenja poprimio sličan oblik monopola anteni.

Možemo zaključiti da u odnosu na prvu varijantu imamo dvije „glavne“ laticice te je dijagram nešto izobličen, ali za drugu varijantu su se stvorile dvije „glavne“ laticice te je dijagram usmjereniji u odnosu na prvu .

Kod pravokutne DRA, Smithov dijagram za dvije rezonantne frekvencije s minimalnim vrijednostima koeficijenta refleksija 3,09 GHz i 6,31 GHz pokazuje dobro prilagođenje. Za frekvenciju 3,09 GHz vrijednost realnog dijela ulazne impedancije iznosi 49,61 Ω a imaginarnog -6,34 Ω . Za frekvenciju 6,31 GHz vrijednost realnog dijela ulazne impedancije iznosi 40,13 Ω a imaginarnog -26,29 Ω .

Kod cilindrične DRA, Smithov dijagram za frekvenciju minimalne vrijednosti koeficijenta refleksija od 9,85 GHz pokazuje vrlo loše prilagođenje. Presječna točka sa realnom osi vrlo je daleko od vrijednosti 1 (nalazi se na oko 1,45). To je vidljivo i na dijagramu koeficijenta refleksije S11.

Tablica 4.3. Rezultati simulacije cilindričnog oblika DRA pobuđenog monopolom preko koaksijalnog porta i pravokutnog oblika DRA pobuđenog mikrotrakastom linijom.

Pravokutni DRA						Cilindrični DRA					
ϵ_r	S_{11} , dB	$f_{s11 \text{ min}}$ GHz	Band MHz	Z_{UL} , Ω	Beam W, (°) $\varphi=0^0$ $\varphi=90^0$	ϵ_r	S_{11} , dB	$f_{s11 \text{ min}}$ GHz	Band MHz	Z_{UL} , Ω	Beam W(°) $\varphi=0^0$
1	-26,0	7,11	550	$Z_{ul}=-48,99-j4,77$	80	1	-24,3	9,80	2200	$Z_{ul}=-58,09+j1,29$	50
	-25,5	8,39	400	$Z_{ul}=-49,59-j0,68$	110						
10,2	-23,0	7,58	100	$Z_{ul}=47,64+j13,99$	50 (60)	10,2	-22,0	8,70	1200	$Z_{ul}=77,98+j2,55$	90
					70 (80)						
30	-34,0	2,95	1700	$Z_{ul}=60,43-j6,51$	100	30	-11,5	8,10	380	-	90
	-62,0	6,31	> 5600	$Z_{ul}=-46,73+j4,48$	100						
50	-30,0	3,09	400	$Z_{ul}=49,61-j6,34$	-	50	-22,0	9,85	1250	-	85
	-22,0	6,80	> 3600	$Z_{ul}=40,13-j26,29$	65						

6. ZAKLJUČAK

U radu je obrađena dieletrična rezonator antena (DRA) koja predstavlja antenu koja se najčešće koristi u području visokih i mikrovalnih frekvencija. Napravljena je od dielektričnog bloka (različitih oblika) i postavljena na vodljivu površinu. Na parametre ovih antena najveći utjecaj imaju: a) vrijednosti dielektrične konstante dielektrika antene ϵ_r , te b) oblik i dimenzije antene. Za rad antene i značajnu ulogu ima i metoda pobuđivanja. U radu su izvedene simulacije za dvije varijante DRA, odnosno pravokutnu i cilindričnu s konusom, u svrhu usmjeravanje energije. Analiza njihovog rada obuhvaća sljedeće parametre: S_{11} (koeficijent refleksije), Smithov dijagram i dijagram zračenja. U konačnici smo usporedili sve te simulacije. Pobuda je izvedena kao pobuda mikrotrakastom linijom za pravokutni DRA te pobuda koaksijalnom probom za cilindrični DRA. Razlog ovakve pobude je prikladnost pobuđivanja (pobudnog elementa) koji prati oblik strukture koju pobuđuje (mikrotraksta linija – pravokutni DRA te koaksijalni kabel – cilindrični DRA). Kod pravokutnih DRA izvedba sa $\epsilon_r = 10,2$ rezultira sa najužim opsegom rada od 100 MHz uz nisku refleksiju od -23 dB (na 7,58 GHz), dobro prilagođenje i ulaznu impedanciju od $Z_{ul}=47,64+j13,99$ dok je najširi opseg rada postignut sa $\epsilon_r = 30,0$ uz izuzetno nisku refleksiju od -62 dB (na 6,31 GHz), odlično prilagođenje i ulaznu impedanciju od $Z_{ul}=46,73+j4,48$.

Kod cilindričnih DRA izvedba sa $\epsilon_r = 30,0$ rezultira sa najužim opsegom rada od 380 MHz uz lošu refleksiju od $-11,5$ dB (na 8,10 GHz), tako da je i prilagođenje vrlo loše, dok je najširi opseg rada od 1250 MHz postignut sa $\epsilon_r = 50,0$ uz izuzetno refleksiju od $-22,0$ dB (na 9,85 GHz).

Sa stanovišta širine glavne latice, najuža širina glavne latice realizirana je pravokutnom DRA sa $\epsilon_r = 50,0$ uz širinu glavne latice od 65 stupnjeva. Širina glavne latice DRA sa $\epsilon_r = 10,2$ navedena u tablici 4.3. odnosi se na jednu od dvije izražene „glavne“ latice. U ovom zaključku nisu navođene vrijednosti DRA sa $\epsilon_r = 1,0$. Ova antena je referentna.

Zaključno možemo reći da se zbog jednostavne izvedbe i malih dimenzija, DRA može lako implementirati u postojeće sustave. Kod DRA se može jednostavno izvesti prilagođenje impedancije u ovisnosti o dielektričnoj konstanti dielektrika antene. Promjena dielektrika značajno mijenja sve parametre antene: dijagram zračenja, rezonantna frekvencija i ulazna impedancija, širina opsega rada te kutevi usmjerenosti.

Zavisno od dimenzije, oblika i materijala dielektrika, spomenute antene mogu koristiti frekvencijsko područje od 0 do 12 GHz, odnosno iskoristiti L,S,C i X band .

7. LITERATURA

- [1] K.M.Luk, K.W.Leung Dielectric Resonator Antennas,Baldock,UK.: Research studies,2003 (14.2.2018)
- [2] S.Keyrouz, D.Caratelli Dielectric Resonator Antennas: Basic Concepts, Design Guidelines, and Recent Developments at Millimeter-Wave Frequencies. (14.2.2018)
- [3] Gitano, dielectric rezonator antena,<https://www.slideserve.com/gitano/dielectric-resonator-antenna> (14.4.2019)
- [4] N.Gupta, S. K. Rout, K. Sivaji Characteristics of Cylindrical Dielectric resonator Antenna.https://www.researchgate.net/publication/236589138_Characteristics_of_Cylindrical_Dielectric_resonator_Antenna (18.6.2019)

8. SAŽETAK

U ovom radu smo definirali što je DRA, kako se dizajnira, što predstavlja i kako izračunati rezonantnu frekvenciju. Cilj ovoga rada je proučiti kako se ponaša DRA, u ovisnosti dimenzija, oblika, te dielektricne konstante.

Ključne riječi :

Elektromagnetsko polje(EM), Radio Frekvencije (RF), Snaga, DRA, Dijagram zračenja, Smithov dijagram, Rezonantna frekvencija, antena.

9. ABSTRACT

This paper present the dielectric resonator antenna (DRA), what does it mean, how to design it, how do we calculate the resonant frequency.

While designing DRA with the toolkit HFSS, the main goal was to present how to design a DRA, and to see how to achieve specific needs by manipulating the dielectric constant or the dimensions of the DRA.

Keyword:

Electromagnetic wave, Radio frequency, Energy, DRA, Radiation pattern, smith chart, resonance frequency, antenna.

10. ŽIVOTOPIS

Christian Ujhazi rođen je 11. prosinca 1990. u Francuskoj u Parizu. 2006. godine upisan je u elektrotehničku srednju školu Lycée Diderot. Završio je srednjoškolsko obrazovanje 2010. godine, gdje je iste godine upisao fakultet Ecole informatique ECTEI/Groupe ECE stručni studij informatike. 2013. godine upisan je na Elektrotehnički fakultet u Osijeku. Redovni studij završava 2019. Godine, a za temu završnog rada uzima „**Dielektrični-rezonator antena**“ kod mentora izv.prof.dr.sc Slavka Rupčića.

Potpis:
