

# Dizajn i simulacija, te analiza stacked patch antene.

---

**Radoš, Marko**

**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:200:502665>

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

*Download date / Datum preuzimanja:* **2025-03-12**

*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**

**DIZAJN I SIMULACIJA, TE ANALIZA STACKED  
PATCH ANTENE**

**Diplomski rad**

**Marko Radoš**

**Osijek, 2019.**

## SADRŽAJ

1.	UVOD .....	1
2.	ANTENE I PARAMETRI ANTENA .....	2
2.1	Parametri antena .....	3
2.1.1	Polarizacija .....	3
2.1.2	Dijagram zračenja .....	4
2.1.3	Impedancija antene .....	7
2.1.4	Usmjerenost .....	8
2.1.5	Dobitak .....	8
2.1.6	Efektivna duljina .....	8
2.1.7	Širina frekvencijskog opsega .....	9
3.	MIKROTRAKASTE ANTENE .....	10
3.1	Osnovna građa mikrotrakastih antena .....	10
3.2	Metode pobuđivanja mikrotrakastih antena .....	12
3.2.1	Pobuda putem mikrotrakaste linije .....	12
3.2.2	Pobuda putem koaksijalne linije .....	13
3.2.3	Pobuda putem proreza .....	14
3.2.4	Pobuda putem bliske sprege .....	14
3.3	Osnovni način rada mikrotrakaste antene .....	15
3.4	Proračun dimenzija jednoslojne pravokutne mikrotrakaste antene .....	17
3.5	Proračun dimenzija jednoslojne kružne mikrotrakaste antene .....	19
4.	DIZAJN STACKED PATCH ANTENE .....	21
4.1	Smjernice za dizajn .....	21
4.2	Pobuda stacked patch antene koaksijalnim kabelom .....	23
5.	REZULTATI SIMULACIJA .....	25
5.1	Simulacija jednoslojne kružne mikrotrakaste antene .....	25
5.2	Simulacija kružne stacked patch antene .....	28
5.3	Simulacija jednoslojne pravokutne mikrotrakaste antene .....	33
5.4	Simulacija pravokutne stacked patch antene .....	37
5.5	Pregled rezultata simulacija .....	41
6.	ZAKLJUČAK .....	42
7.	LITERATURA .....	43
	SAŽETAK .....	44
	ABSTRACT .....	45
	ŽIVOTOPIS .....	46



## 1. UVOD

Mikrotrakaste antene (eng. *Patch Antennas, Microstrip Antennas*), imaju raširenu primjenu zbog jednostavnosti i niskih troškova izrade. Izrađuju se u različitim oblicima kao linearno ili kružno polarizirane antene s nekoliko vrsta pobuda. Osnovna mikrotrakasta antena predstavlja strukturu od dvije tanke metalne površine između kojih se nalazi dielektrik određene debljine i iznosa dielektrične permitivnosti. Višeslojna mikrotrakasta antena (eng. *Stacked patch Antena*) dobije se dodavanjem jedne ili više metalnih površina na strukturu obične jednoslojne mikrotrakaste antene kako bi se poboljšale njene performanse, tj. širina frekvencijskog pojasa. Cilj ovog rada je opisati smjernice za dizajn stacked patch antene, dizajnirati i simulirati rad antene sa središnjom frekvencijom od 1,9 GHz u programskom paketu HFSS®.

Drugo poglavlje rada opisuje antene općenito te definira osnovne parametre kojima se određuju performanse rada antene.

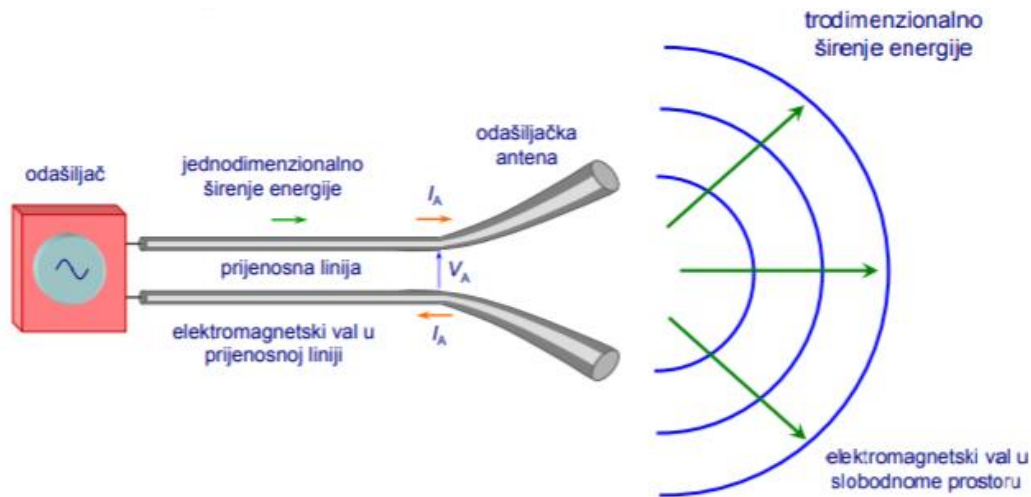
U trećem poglavlju opisane su mikrotrakaste antene, njihov način rada i vrste pobude. Dan je proračun dimenzija te smjernice dizajna jednoslojne kružne i pravokutne mikrotrakaste antene.

Četvrto poglavlje opisuje stacked patch antene, njihove vrste, izbor materijala za izradu i daje smjernice dizajna stacked patch antene.

U petom poglavlju izvršena je simulacija rada jednoslojnih mikrotrakastih antena i stacked patch modela antena sa središnjom frekvencijom od 1,9 GHz te su komentirani rezultati simulacija.

## 2. ANTENE I PARAMETRI ANTENA

Antena je naprava (sredstvo) koje služi za odašiljanje i primanje radijskih valova. Odašiljačka antena je pretvarač elektromagnetskog vala iz prijenosne linije u trodimenzionalni elektromagnetski val u slobodnom prostoru što je ilustrirano slikom 2.



*Slika 2.1 Odašiljačka antena i širenje EM vala [1]*

Prijemna antena služi kao pretvarač trodimenzionalnog elektromagnetskog vala iz slobodnog prostora u jednodimenzionalni val prijenosne linije. Dvije su osnovne funkcije antene:

- Prilagodba trodimenzionalnog vala iz slobodnog prostora u jednodimenzionalni val prijenosne linije i obratno
- Usmjeravanje energije u željenom smjeru unutar zadanog prostora. [1]

Antene su jedna od najkritičnijih komponenti bežičnih komunikacijskih sustava. Dobrim dizajnom antena moguće je poboljšati karakteristike cijelog komunikacijskog sustava. Antene poprimaju različite oblike i izvedbe, s osnovnom podjelom na: Žičane antene (eng. *Wire Antennas*), otvor antene (eng. *Aperture Antennas*), mikrotrakaste antene (eng. *Microstrip Patch Antennas*), reflektor antene (eng. *Reflector Antennas*), leća antene (eng. *Lens Antennas*), antenski nizovi (eng. *Array Antennas*). [3]

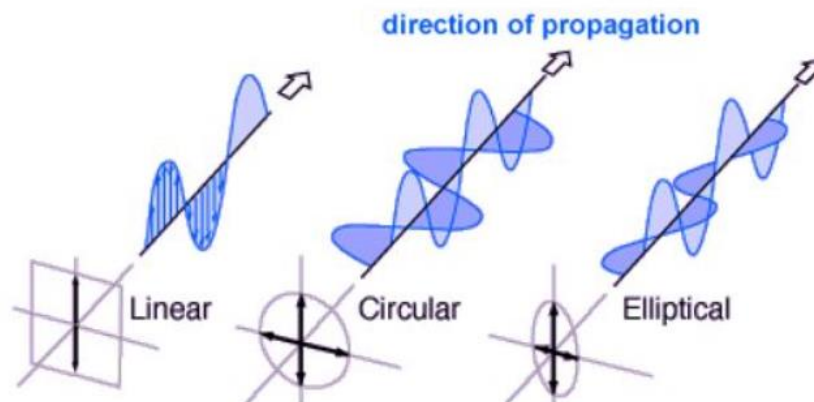
## 2.1 Parametri antena

Kako bi se opisalo performanse rada antene potrebno je definirati njene parametre. Neki od tih parametara su međusobno povezani tako da nije potrebno specificirati apsolutno sve parametre kako bi se u potpunosti opisalo performanse antene. Ti parametri vrijede prilikom odašiljačkog i prijemnog načina rada antene. Osnovni parametri opisani u ovom poglavlju su: polarizacija antene, dijagram zračenja, impedancija, usmjerenost, dobitak, efektivna duljina i širina opsega.

### **Polarizacija**

Polarizacija elektromagnetskog vala određena je krivuljom koja opisuje vrh vektora jakosti električnog polja u fronti ravnog vala. Na sličan način definira se i polarizacija antene. Polarizacija antene odgovara polarizaciji vala koji antena odašilje (zrači). Postoje tri vrste polarizacije: linearna, kružna (desna i lijeva) i eliptična (desna i lijeva). Polarizacija se definira isključivo za smjer maksimalnog zračenja antene. Nerijetko je u drugim smjerovima polarizacija različita od željene vrste polarizacije. Polarizacija se definira korištenjem sljedećih veličina:

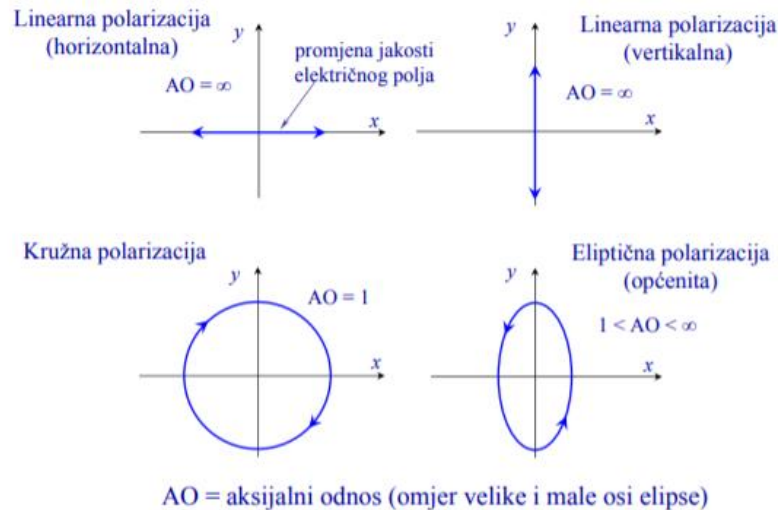
- Aksijalni odnos (kvocijent velike i male osi elipse kod eliptične polarizacije)
- Smjer (smjer vrtnje vektora električnog polja)
- Orijentacija (orijentacija velike osi elipse kod eliptične polarizacije). [1]



*Slika 2.2 Polarizacija elektromagnetskog vala [2]*

Slikom 2.2 prikazana je linearna, kružna i eliptična polarizacija. Za linearnu polarizaciju vrh vektora električnog polja opisuje pravac. Smjer linearne polarizacije definiran je u odnosu na

površinu Zemlje te se razlikuje linearna i horizontalna polarizacija. Kružna polarizacija može biti lijeva ili desna ovisno o smjeru vrtnje vrha vektora električnog polja. Vrh vektora električnog polja kod eliptične polarizacije opisuje elipsu.



Slika 2.3 Polarizacija EM vala i aksijalni odnos [1]

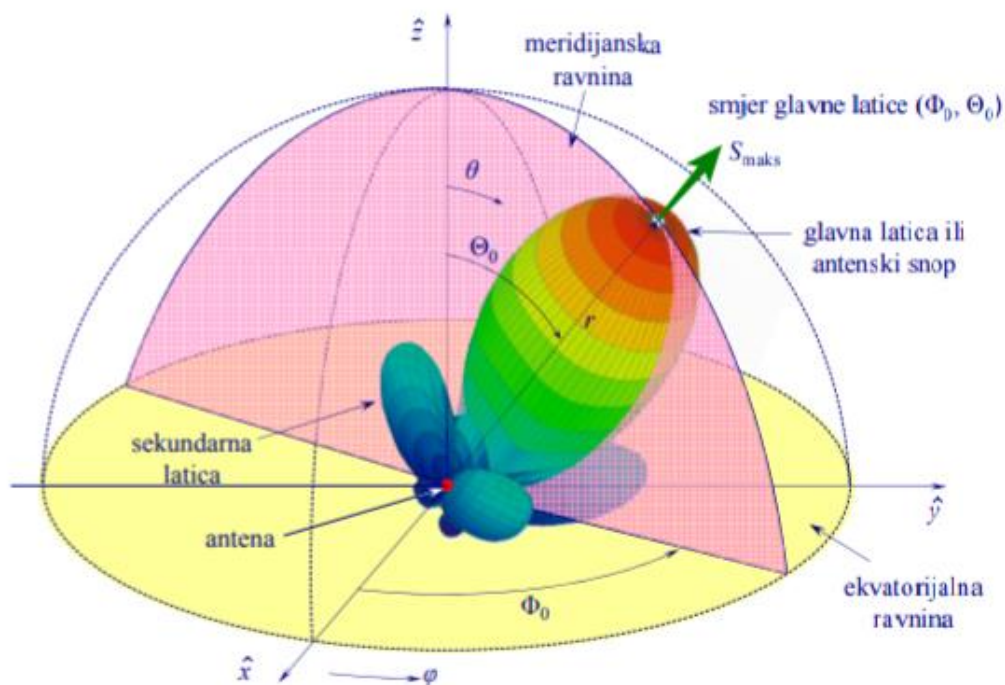
Slikom 2.3 prikazan je izgled pojedine polarizacije uz karakteristične vrijednosti aksijalnog odnosa za pojedinu polarizaciju.

## Dijagram zračenja

Primljena snaga antene funkcija je kutnog položaja antene i radijalne udaljenosti od antene. Pri velikim udaljenostima  $r$  od antene primljena snaga opada s kvadratom udaljenosti  $\frac{1}{r^2}$ . Dijagram zračenja predstavlja grafički prikaz promjene gustoće snage s kutnim položajem i ovisi o vrsti antene. Dijagram zračenja najčešće je prikazan u polarnom dijagramu te je jednak za prijamnu i odašiljačku antenu. Obično se prikazuju dva dijagrama zračenja u dvije ortogonalne ravnine, ravninu električnog i magnetskog polja ili u vertikalnoj i horizontalnoj ravnini. Kut u vertikalnoj ravnini predstavlja kut elevacije, a kut u horizontalnoj ravnini je kut azimuta. Kod komunikacijskih primjena obično se zahtjeva zračenje ili prijem samo u jednom smjeru pa tako antena najčešće ima jedan glavni snop (glavnu laticu dijagrama zračenja) i određen broj sekundarnih (sporednih) latica. Kod ispravno realiziranih antenskih sustava razine sekundarnih latica znatno su niže u odnosu na razinu glavne

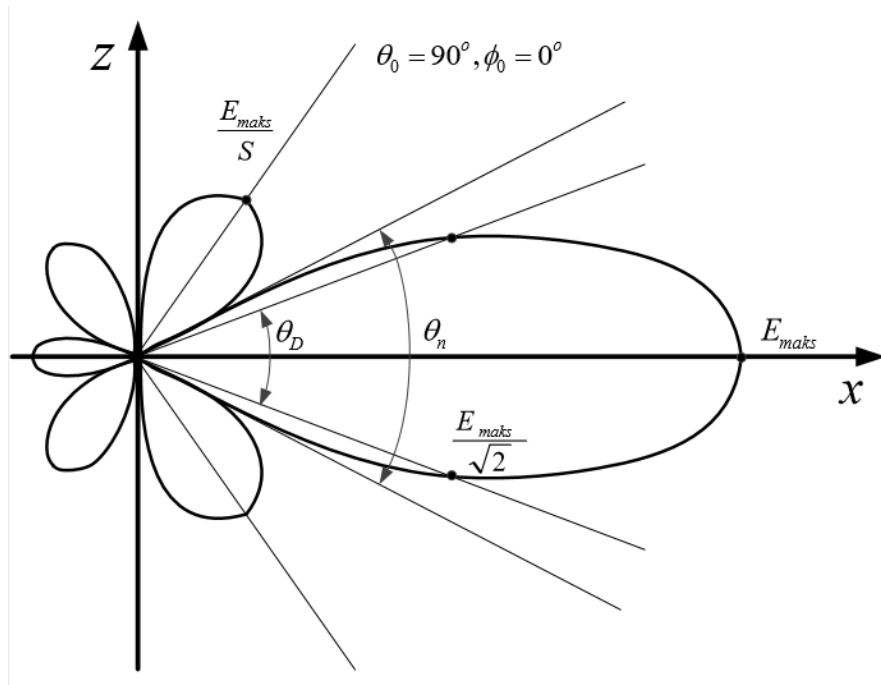


laticice. Dijagram zračenja može se oblikovati posebno za određenu primjenu ovisno o zahtjevima komunikacijskog sustava. [1]



**Slika 2.4** Prostorni dijagram zračenja s karakterističnim veličinama [1]

Slikom 2.4 prikazan je prostorni dijagram zračenja antene. Različitim bojama prikazan je intenzitet zračenja za pojedinu točku prostora, a antena je smještena u ishodište cilindričnog koordinatnog sustava. Budući da se iz dijagrama zračenja ne vidi polarizacija, najčešće se daje dijagram za dvije komponente električnog polja  $E_\theta$  i  $E_\phi$  (polarni i azimutalni). Takav vertikalni dijagram zračenja prikazan je slikom 2.5.



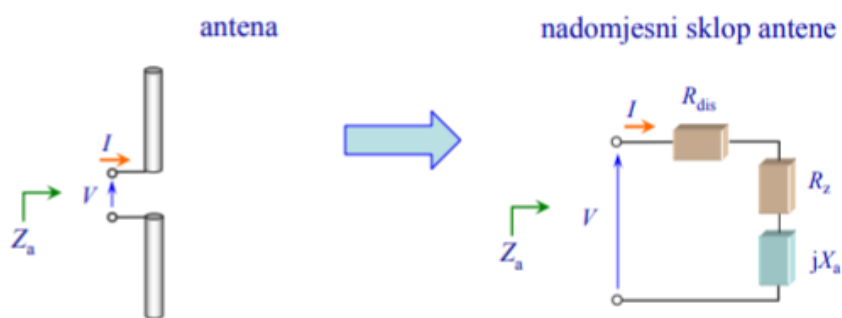
*Slika 2.5 Vertikalni dijagram zračenja s karakterističnim veličinama [4]*

Karakterističnim veličinama dijagrama zračenja smatraju se:

- smjer maksimalnog zračenja: smjer u kojem zračeno polje ima maksimalnu amplitudu
- kut usmjerenosti ( $\theta_D$ ): kut koji obuhvaća smjerove zračenja oko smjera maksimalnog zračenja unutar kojih polje ne pada za više od  $\frac{E_{maks}}{\sqrt{2}}$  (gustoća snage ne pada ispod polovice one snage koja se zrači u smjeru maksimalnog zračenja) ili za 3 dB
- širina glavne laticice ( $\theta_n$ ): kut između prvih nula u dijagramu zračenja oko smjera maksimalnog zračenja
- faktor potiskivanja sekundarnih laticica ( $s$ ): omjer polja u smjeru maksimalnog zračenja i polja u smjeru maksimalnog zračenja sekundarne laticice (ako je dijagram prikazan u decibelima onda se radi o razlici tih dviju veličina, a ne o omjeru)
- omjer naprijed-nazad: omjer polja u smjeru maksimalnog zračenja i polja u smjeru  $180^\circ$  u odnosu na smjer maksimalnog zračenja laticice (ako je dijagram prikazan u decibelima onda se radi o razlici tih dviju veličina, a ne o omjeru). [4]

## Impedancija antene

Antena se na vlastitim priključnicama ponaša kao impedancija električne mreže kao što prikazuje slika 2.6. Omjer fazora napona i fazora struje na tim priključnicama definira se kao impedancija antene.



Slika 2.6 Antena kao električni krug [1]

Ukoliko se antena nalazi posve sama u slobodnom prostoru tada se impedancija na priključnicama naziva vlastita impedancija antene  $Z_a$ .

$$Z_a = R_a + j \cdot X_a = R_z + R_{dis} + j \cdot X_a \quad (2-1)$$

Snagu izračenu u slobodan prostor od strane antene generator (odašiljač) percipira kao gubitak snage zbog toga što se ta snaga ne vraća u elektromagnetski sustav ukoliko ne postoji refleksija u prostoru blizu antene. Taj gubitak snage predstavljen je kao otpor zračenja  $R_z$ , a gubici vodiča i dielektričnih dijelova antene predstavljeni su otporom  $R_{dis}$ . Zbog gubitaka koji se javljaju u vodičima i dielektricima od kojih je antena napravljena stvarna antena ne može izračiti svu snagu koju prima iz generatora stoga se definira faktor učinkovitosti antene (zračenja)  $k_z$ :

$$k_z = \frac{R_z}{R_z + R_{dis}} \quad (2-2)$$

## Usmjerenost

Usmjerenost je broj koji pokazuje koliko puta izračena snaga izotropnog radijatora treba biti veća od izračene snage promatrane antene kako bi na jednakj udaljenosti gustoća snage izotropnog radijatora bila jednaka gustoći snage koju zrači usmjereni antena u smjeru maksimalnog zračenja. Izotropni radijator predstavlja idealiziranu antenu koja jednako zrači ili prima snagu u svim smjerovima. Usmjerenost  $D$  definira se kao omjer gustoće snage izračene u smjeru maksimalnog zračenja i srednje gustoće snage na istoj udaljenosti  $r$  od antene:

$$D = \frac{S_{r,maks}}{S_{r,sred}} = \frac{4 \cdot \pi \cdot r^2 \cdot S_{r,maks}}{P_z} = \frac{4 \cdot \pi \cdot S_{r,maks}}{\int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} S_r(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi} \quad (2-3)$$

## Dobitak

Dobitak je broj koji pokazuje koliko puta treba biti veća izračena snaga izotropnog radijatora u odnosu na privedenu snagu promatrane antene kako bi se na jednakj udaljenosti dobila ista gustoća snage koju usmjereni antena zrači u smjeru maksimalnog zračenja. Dobitak antene  $G$  definira se umnožak faktora učinkovitosti antene  $k_z$  i usmjerenosti  $D$ :

$$G = k_z \cdot D \quad (2-4)$$

## Efektivna duljina

Efektivna duljina odašiljačke antene  $l_{ef,0}$  jednaka je duljini nadomjesne linearne antene koja po cijeloj svojoj dužini ima konstantnu razdiobu struje jakosti  $I_0 = I_{z=0}$ . Efektivna duljina računa se integriranjem stvarne razdiobe struje  $I(z)$  uzduž antene: U relaciji (2-5)  $L$  predstavlja stvarnu duljinu antene,  $z$  koordinatu uzduž antene s ishodištem ( $z = 0$ ) na polovini antene duljine  $L$ . [1]

$$l_{ef,o} = \frac{1}{I_0} \cdot \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} I(z) dz. \quad (2-5)$$

## Širina frekvencijskog opsega

Širina frekvencijskog opsega (eng. *bandwidth*) je parametar antene koji opisuje raspon frekvencija u kojima antena radi (zrači ili prima energiju). Može se definirati i kao pojas frekvencija oko centralne tj. rezonantne frekvencije unutar kojeg karakteristike antene imaju prihvatljive vrijednosti. Širina opsega na dijagramu povratnih gubitaka (parametara  $S_{11}$ ) definirana je granicom od -10dB. Često je širina frekvencijskog opsega rada antene jedan od najvažnijih parametara koji se uzima u obzir prilikom dizajna. Povratni gubici govore o snazi koja se reflektirala nazad u izvor od priključnica antene zbog prilagođenja antene i prijenosne linije. Povratni gubici opisuju se preko koeficijenta refleksije  $S_{11}$  i izraženi su u decibelima (dB) te imaju negativne vrijednosti. Najnepovoljniji slučaj refleksije je kada je  $S_{11} = 0dB$  (reflektirana je sva snaga koja je poslana). S ovim gubicima povezan je naponski odnos stojnih valova VSWR (eng. *voltage standing wave ratio*). On predstavlja omjer između vršne vrijednosti amplitude napona uslijed vala na prijenosnoj liniji i minimalne amplitude. Vrijednosti VSWR-a pozitivni su brojevi veći od 1. U idealnom slučaju VSWR poprima vrijednost 1 (nema reflektirane snage na anteni), a smatra se da je antena dobro prilagođena za frekvencije rada pri kojima je  $VSWR < 3$ .  $S_{11}$  parametar jest koeficijent refleksije  $\Gamma$ . Odnos između koeficijenta refleksije i VSWR-a opisan je sljedećim relacijama: [3]

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2-6)$$

$$\Gamma = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (2-7)$$

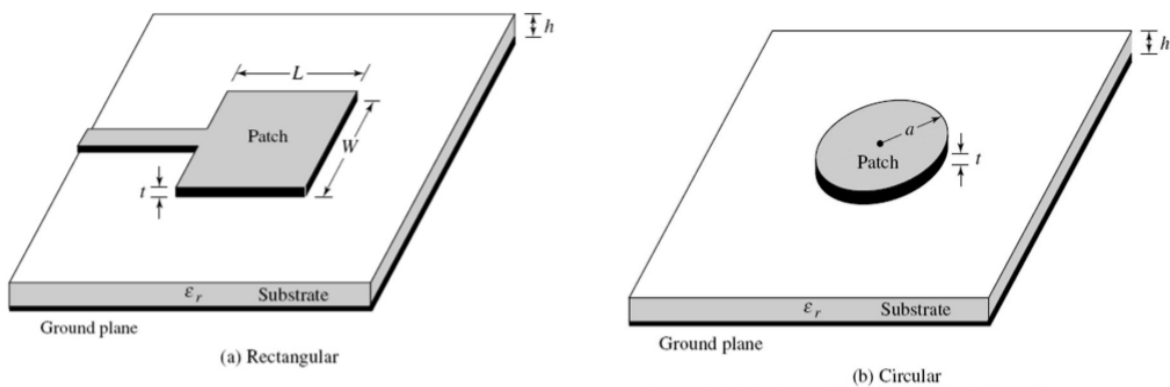
### 3. MIKROTRAKASTE ANTENE

Mikrotrakaste antene kao koncept predlaže G.A. Deshampes ranih 1950-ih, a nekoliko godina kasnije Gutton i Bassinot konstruiraju prvu mikrotrakastu antenu. Uslijed nedostatka kvalitetnijih supstrata i mogućnosti tehnološke izvedbe detaljnija istraživanja mikrotrakastih antena počinju tek 70-ih godina.

Osnovne prednosti mikrotrakastih antena su male dimenzije i težina, mogućnost izvedbe antena zakrivljenih oblika, niski troškovi proizvodnje zbog mogućnosti izvedbe na tiskanim pločicama, jednostavna integracija u elektroničke krugove, mogućnost linearne i kružne polarizacije, mogućnost rada u dva ili tri frekvencijska pojasa. Osnovni nedostaci mikrotrakastih antena su uzak frekvencijski pojas, mali dobitak i raspianje snage zbog pojave površinskog vala. Tipična širina frekvencijskog pojasa mikrotrakastih antena je 1-5% (oko rezonantne frekvencije). Osnovni cilj istraživanja mikrotrakastih antena je proširenje frekvencijskog pojasa. Pri tome se koriste razne tehnike pomoću kojih se u nekim slučajevima ostvarila širina pojasa od 70%. Ovim radom opisan je način proširenja frekvencijskog pojasa slaganjem (engl. *Stacking*) dodatnog radijatora (engl. *Patch*). [5]

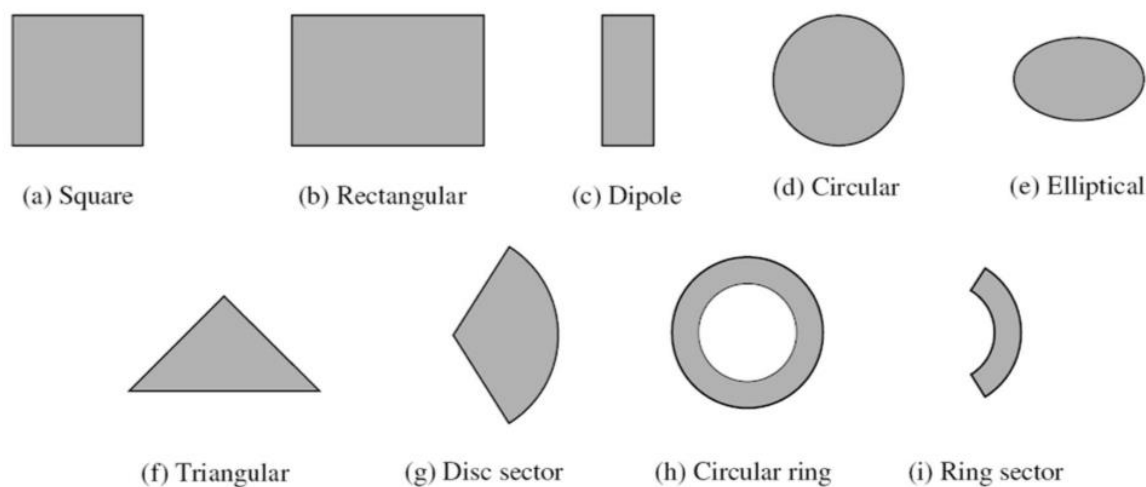
#### 3.1 Osnovna građa mikrotrakastih antena

Mikrotrakaste antene u osnovnoj strukturi se sastoje od uzemljene površine (engl. *Ground plane*) te površine zračenja odnosno radijatora između kojih se nalazi dielektrični supstrat. Patch i uzemljena površina najčešće se izvode od materijala vrlo visoke električne vodljivosti poput bakra ili zlata.



Slika 3.1 Jednostavna kvadratna i kružna mikrotrakasta antena [6]

Površina zračenja (patch) je vrlo tanka ( $t \ll \lambda_0$ ) gdje je  $\lambda_0$  valna duljina u slobodnom prostoru. Debljina supstrata  $h$  također je vrlo mala i kod osnovnih jednoslojnih mikrotrakastih antena poprima vrijednosti  $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$ . Patch je obično kružnog ili pravokutnog oblika, a može se izvesti i u drugim jednostavnim oblicima od kojih su neki prikazani slikom 3.2.



*Slika 3.2 Osnovni oblici radijatora (patcha) [6]*

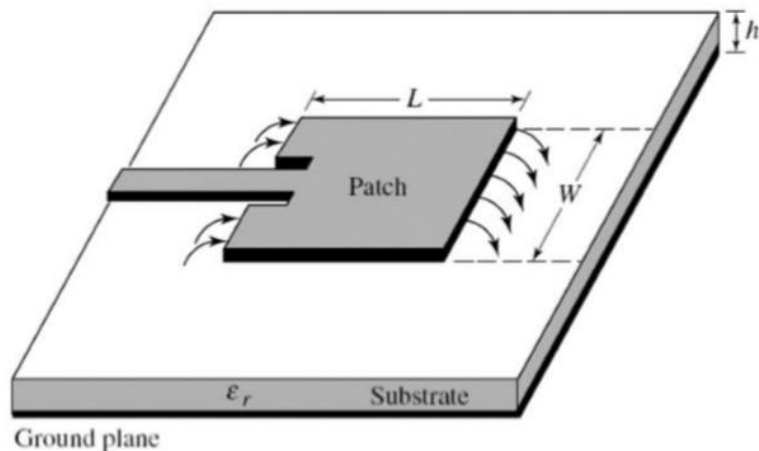
Pravokutnim i kvadratnim oblicima patcha postiže se najveća širina frekvencijskog pojasa te ih karakterizira visoka impedancija u odnosu na druge osnovne oblike. Pravokutni oblik mikrotrakaste antene kao sa slike 3.1 omogućuje kontroliranje rezonantne frekvencije antene promjenom duljine ( $L$ ) patcha, a širinom ( $W$ ) mijenja se frekvencijski opseg i impedancija antene s tim da antena mora biti izrađena na tankom supstratu. Kružne i elipsoidne oblike karakterizira manje pojačanje i uži frekvencijski opseg nego kvadratne i pravokutne izvedbe mikrotrakastih antena. Promjenom polumjera kružnog patcha mijenja se rezonantna frekvencija antene. Ostali oblici mikrotrakastih antena imaju još manje pojačanje i frekvencijski opseg u odnosu na pravokutne i kružne patcheve.

## 3.2 Metode pobuđivanja mikrotrakastih antena

Metoda pobuđivanja (napajanja) važan je parametar dizajna mikrotrakastih antena koji utječe na ulaznu impedanciju i ostale karakteristične parametre antene. Mikrotrakaste antene mogu se pobuđivati direktno (kontaktno) koaksijalnom linijom (kabelom) ili mikrotrakastom linijom te indirektno (bezkontaktno) putem bliske sprege i pobude putem proreza.

### ■ Pobuda putem mikrotrakaste linije

Pobuda putem mikrotrakaste linije (eng. *Microstrip line feed*) je direktni način napajanja mikrotrakastom linijom čija je širina obično puno manja od širine patcha. Jedan od najčešćih pristupa je s mikrotrakastom linijom širine  $\lambda/4$ . Primjer takvog napajanja pravokutne mikrotrakaste antene prikazan je slikom 3.3.



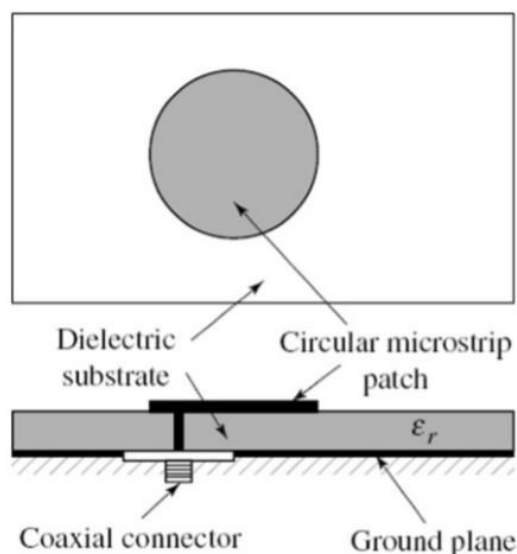
Slika 3.3 Pobuda mikrotrakastom linijom [6]

Prednost pobude mikrotrakastom linijom je jednostavnost načina izvedbe i prilagodbe impedancije za maksimalan prijenos snage. Obično se izvodi na tiskanim pločicama u planarnim strukturama. Nedostatak ovog načina pobude je taj što se povećanjem debljine supstrata povećavaju i gubici u prijenosnoj liniji što ograničava širinu pojasa (2-5%). U milimetarskom rasponu valnih duljina ovaj način pobude nije pogodan jer se dimenzije mikrotrakaste linije približavaju dimenzijama antene.



## Pobuda putem koaksijalne linije

Pobuda putem koaksijalne linije (engl. *Probe feed*) je direktna metoda napajanja u kojoj se jezgra koaksijalnog kabela spaja na patch (radijator), a vanjski vodljivi plašt kabela se spaja na uzemljenu površinu kako je prikazano slikom 3.4. za primjer pobude kružne mikrotrakaste antene.



Slika 3.4 Pobuda koaksijalnom linijom [6]

Glavna prednost ovog načina pobude je jednostavnost izvedbe i malo sporedno zračenje koje dolazi od samog kabela. Moguće je ostvariti dobro prilagođenje impedancije pronalaskom odgovarajuće lokacije za pobudu na patchu.

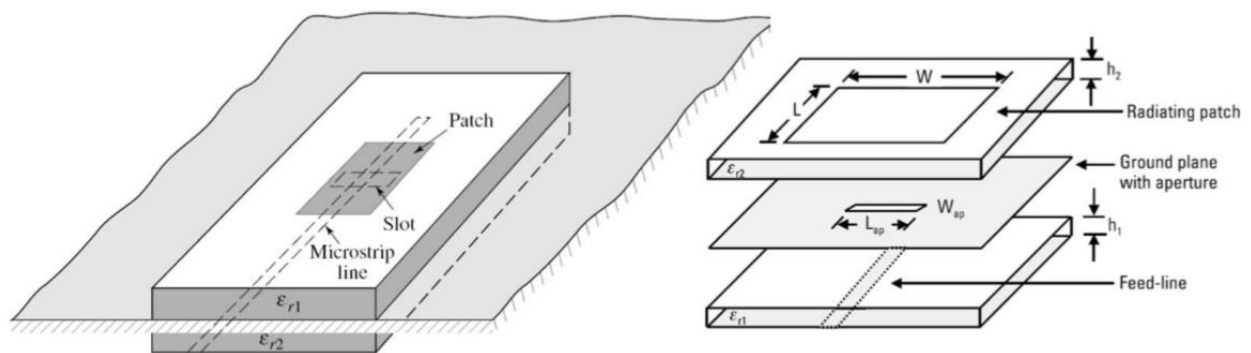
Glavni nedostatak je i dalje uski frekvencijski pojas rada. Kod korištenja debljih supstrata ( $h > 0,02\lambda$ ) izrada antene postaje zahtjevnija zbog teže ostvarive preciznosti radi bušenja rupe kroz supstrat za spajanje kabela. Također položaj same pobude narušava simetričnost cjelokupne strukture.

Problem kontaktnih metoda pobude (mikrotrakastom linijom i koaksijalnim kabelom) je nesimetričnost koju unose u strukturu što često uzrokuje stvaranje električnog polja neželjene polarizacije (engl. *Cross-polarization*). Kod debljih supstrata koji se obično koriste kod metoda za proširivanje frekvencijskog opsega javljaju se problemi u primjeni kontaktnih metoda pobuđivanja. Povećanjem duljine jezgre koaksijalnog kabela koji napaja patch ulazna impedancija poprima induktivni karakter čime prilagodba impedancije postaje teža. Korištenjem debljeg supstrata i

mikrtrakaste pobude mora se povećati i širina mikrotrakaste linije što dovodi do neželjenog zračenja od samog pobude. Korištenje indirektnih (bezkontaktnih) metoda pobuđivanja rješava navedene probleme.

## ■ Pobuda putem proreza

Pobuda putem proreza (eng. *Aperture coupling*) u osnovi se izvodi pomoću dva sloja supstrata ( $\epsilon_{r1}$  i  $\epsilon_{r2}$ ) razdvojena uzemljenom vodljivom površinom kako je prikazano na slici 3.5 za pravokutnu mikrotrakastu antenu.

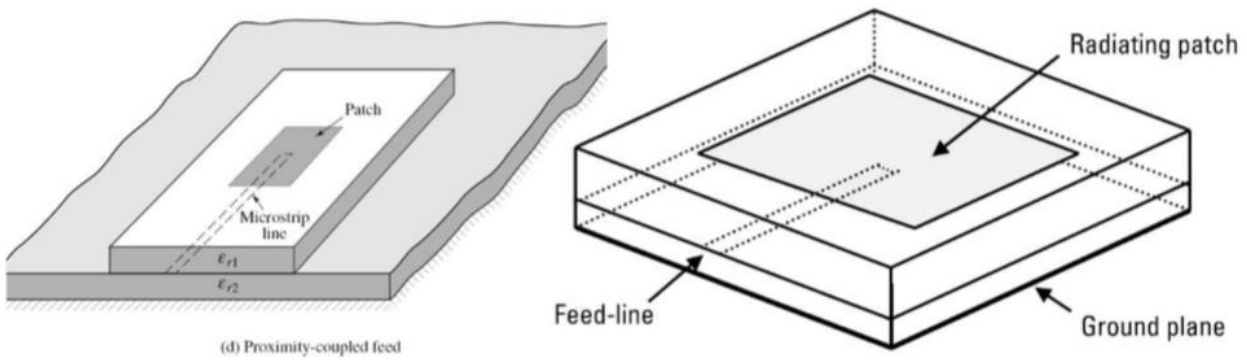


*Slika 3.5 Pobuda putem proreza [6]*

S donje strane nižeg supstrata proteže se mikrotrakasta linija pobude koja je elektromagnetski spregnuta s patchem kroz otvor koji se nalazi u vodljivoj površini koja razdvaja dva supstrata. Obično se za donji supstrat koristi materijal velike dielektrične konstante, a gornji sloj je deblji i koristi materijal male dielektrične konstante. Ovakvim pobuđivanjem prilagodba impedancije obično se vrši kontroliranjem širine mikrotrakaste linije i dužine proreza. Performanse antene su relativno neosjetljive na male pogreške u poravnanju različitih slojeva antene. Od četiri navedene metode pobuđivanja pobuda proreza je najkompliciranija za izradu i također je karakterizira uski frekvencijski pojas.

## ■ Pobuda putem bliske sprege

Kod pobude putem bliske sprege (engl. *Proximity coupling*) mikrotrakasta linija pobude smještena je između patcha i uzemljene površine kao što prikazuje slika 3.6 na primjeru pravokutne mikrotrakaste antene.

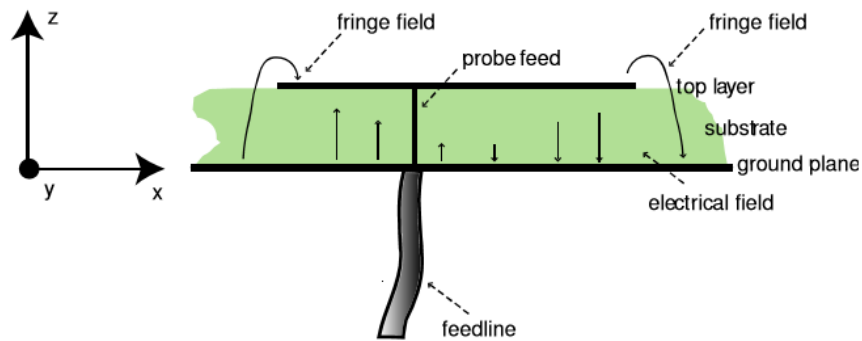


*Slika 3.6 Pobuda putem bliske sprege [6]*

Patch i uzemljena površina razdvojeni su pomoću dva sloja različitih dielektrika. Prilagodba impedancije regulira se promjenom duljine mikrotrakaste linije i dimenzija patcha. Prednost ovog načina pobuđivanja je eliminacija neželjenih sporedna zračenja. Od navedenih načina pobuđivanja ovom metodom se postiže najveća širina frekventijskog pojasa (do 13%) te je relativno jednostavna za izvedbu. Zahtjeva veliku preciznost pri slaganju slojeva, a veliki nedostatak je povećane debljine (visine) ukupne strukture. [6]

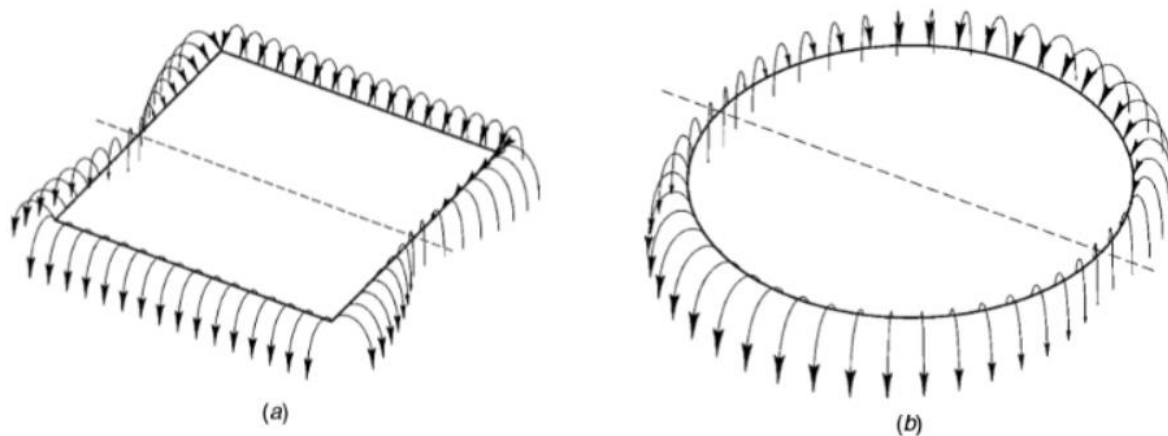
### 3.3 Osnovni način rada mikrotrakaste antene

Slika 3.7 prikazuje bočni presjek patch antene u njenoj osnovnoj formi. Debljina supstrata koji se nalazi između uzemljene vodljive površine (engl. *Ground plane*) i patcha te njegova elektrodinamička svojstva određuju širinu frekventijskog pojasa. Deblji supstrat može povećati dobitak antene do određene razine ali može i prouzročiti neželjene efekte u dijagramu zračenja. [5]



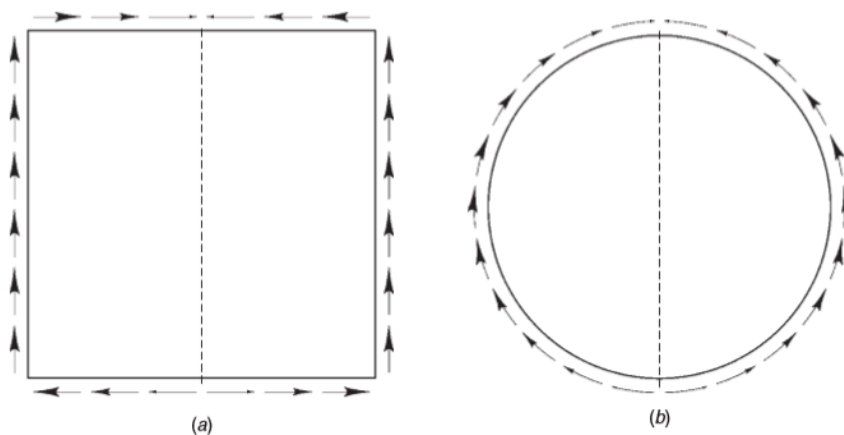
*Slika 3.7 Bočni presjek mikrotrakaste antene [9]*

Zračenje mikrotrakaste antene dolazi prvenstveno od rubnog zakrivljenog polja (engl. *Fringe field*) koje nastaje između rubova patcha i uzemljene površine. Efekt zakrivljenog polja na rubovima kvadratnog i kružnog patcha ilustriran je slikom 3.8.



*Slika 3.8* Efekt zakrivljenosti polja za **a)**kvadratini i **b)**kružni patch [7]

Vektorski zbroj polja u vertikalnom smjeru je nula jer je smjer polja različit s različitih polovica patcha kako prikazuje slika 3.7 Smjer magnetskog polja okomit je na električno polje i prostire se uzduž ruba patcha kako i prikazuje slika 3.9 za pravokutni i kružni patch.

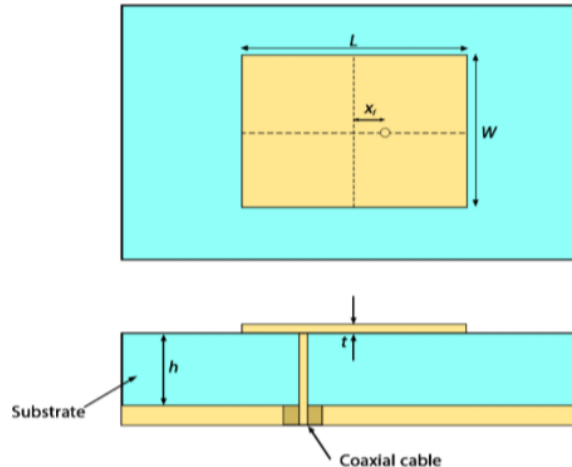


*Slika 3.9* Rubno magnetsko polje za **a)**pravokutni i **b)**kružni patch [7]

Ukupno magnetsko polje je jako malo jer se međusobno poništava na središnjem dijelu patcha. [7]

### 3.4 Proračun dimenzija jednoslojne pravokutne mikrotrakaste antene

Dužina  $L$  patcha (radijatora) ove antene obično poprima vrijednosti  $0,33 \cdot \lambda < L < 0,5 \cdot \lambda$ , debljina  $t$  patcha je mnogo manja od valne duljine ( $t \ll \lambda$ ), a debljina  $h$  supstrata nalazi se u rasponu  $0,003 \cdot \lambda < h < 0,05 \cdot \lambda$ . Dielektrična konstanta  $\epsilon_r$  supstrata nalazi se u rasponu  $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ . Antena s navedenim parametrima pobuđena koaksijalnim kabelom prikazana je slikom 3.10. [8]



*Slika 3.10 Tlocrt i bokocrt pravokutne jednoslojne mikrotrakaste antene s koaksijalnom pobudom [9]*

Pri dizajnu jednoslojne mikrotrakaste antene pravokutnog oblika prvo se specificiraju tri parametra:

- Dielektrična konstanta supstrata  $\epsilon_r$
- Rezonantna frekvencija  $f_r$  [Hz]
- Visina supstrata  $h$  [cm]. [9]

Širina patcha  $W$  određuje se iz sljedeće formule:

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_r} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3-1)$$

gdje je  $c$  brzina svjetlosti u vakuumu.

Nakon toga slijedi proračun efektivne dielektrične konstante  $\epsilon_{reff}$ :

$$\varepsilon_{\text{reff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (3-2)$$

Efektivna duljina patcha  $L_{\text{eff}}$  računa se pomoću formule:

$$L_{\text{eff}} = \frac{c}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{reff}}} \cdot \sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0}} - 2\Delta L \quad (3-3)$$

Gdje je  $2\Delta L$  korekcija duljine uslijed zakrivljenosti polja i iznosi:

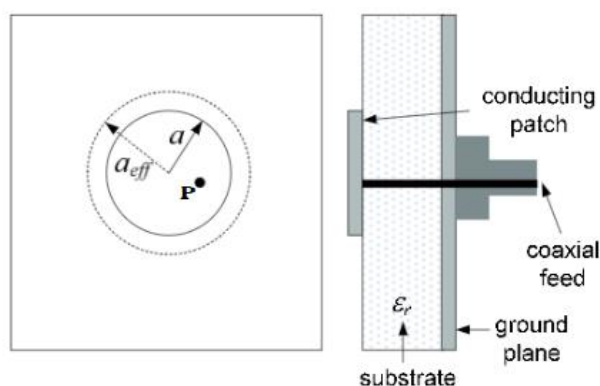
$$2\Delta L = 0,412 \cdot h \cdot \frac{(\varepsilon_{\text{reff}} + 0,3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\varepsilon_{\text{reff}} - 0,258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (3-4)$$

Smjernice za dizajn pravokutne jednoslojne mikrotrakaste antene:

- Kako bi se povećalo (smanjilo) rezonantnu frekvencije treba se smanjiti (povećati) duljinu patcha  $L$
- Širina pojasa može se povećati (smanjiti) povećanjem (smanjivanjem) širine patcha  $W$
- Kako bi se povećala širina pojasa može se povećati debljina supstrata i/ili smanjiti njegovu dielektričnu konstantu (što će također utjecati na rezonantnu frekvenciju i impedanciju) [5]

### 3.5 Proračun dimenzija jednoslojne kružne mikrotrakaste antene

Mikrotrakasta antena s kružnim oblikom patcha prikazana je slikom 3.11. Efektivni polumjer patcha  $a_{ef}$  predstavlja polumjer patcha antene koji je uslijed djelovanja rubnog zakrivljenog polja malo veći od stvarnog polumjera patcha  $a$ .



*Slika 3.11 Tlocrt i bokocrt kružne jednoslojne mikrotrakaste antene s koaksijalnom pobudom [12]*

Na rezonantnoj frekvenciji  $TM_{11}$  najniži je dominantni mod kružne patch antene koji uzrokuje linearnu polarizaciju. Rezonantna frekvencija  $f_r$  antene dana je sljedećom formulom:

$$f_r = \frac{1,841 \cdot c}{2 \cdot \pi \cdot a_{ef} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3-5)$$

- $c$  je brzina svjetlosti u vakuumu
- $a_{ef}$  efektivni polumjer antene
- $\epsilon_r$  dielektrična konstanta.

Formula za efektivni polumjer antene dobije se iz rezonantne frekvencije:

$$a_{ef} = \frac{1,841 \cdot c}{f_r \cdot 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3-6)$$

Glavni nedostatak prethodne formule je što se pri računanju polumjera ne uzima u obzir visina supstrata što bitno utječe na frekvenciju pri kojoj antena rezonira. Sljedeća formula pri računanju polumjera u obzir uzima i visnu supstrata  $h$ :

$$a = \frac{F}{\left\{1 + \frac{2 \cdot h}{\pi \cdot \epsilon_r \cdot F} \left[ \ln \left( \frac{\pi \cdot F}{2 \cdot h} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (3-7)$$

$$\text{gdje je } F = \frac{8,7941 \cdot 10^9}{f_r \cdot \sqrt{\epsilon_r}}.$$

S obzirom da se u (3-7) ne uzima u obzir zakrivljenost rubnog polja potrebno ju je uvrstiti u formulu za efektivni radijus (3-6):

$$a_{ef} = a \cdot \left\{1 + \frac{2 \cdot h}{\pi \cdot \epsilon_r \cdot F} \left[ \ln \left( \frac{\pi \cdot F}{2 \cdot h} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3-8)$$

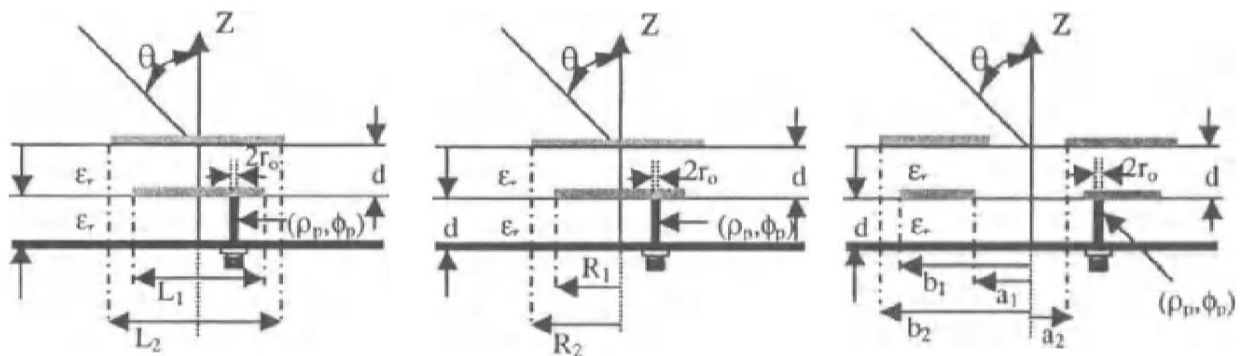
Smjernice za dizajn kružne jednoslojne mikrotrakaste antene:

- Povećanjem (smanjivanjem) polumjera patacha smanjuje (povećava) se rezonantna frekvencija
- Povećanje debljine supstrata povećava širinu frekvencijskog pojasa no u manjoj mjeri utječe i na smanjenje rezonantne frekvencije
- Povećanjem debljine supstrata povećava se i induktivni karakter impedancije ako se antena pobuđuje koaksijalnim kabelom
- Ulazna impedancija najbolje se prilagođava pretragom prostora za pojedinu točku pobude.[5]



## 4. DIZAJN STACKED PATCH ANTENE

Glavni nedostatak osnovnih patch antena s direktnim (kontaknim) pobuđivanjem je uzak frekvencijski pojas koji iznosi svega 2-5%. Vertikalnim slaganjem (eng. *Stacking*) dodatnog radijatora (eng. *Patch*) u antensku strukturu mikrotrakaste antene jedan je od načina proširenja frekvencijskog pojasa. S dodavanjem dodatnog (parazitnog) patcha dolazi i povećanje debljine supstrata. Dok obične mikrotrakaste antene kao supstrat koriste materijale s dielektričnom konstantom  $2 < \epsilon_r < 12$  pri dizajniranju stacked patch antena kao supstrati se koriste materijali s malom dielektričnom konstantom  $2 < \epsilon_r < 5$ . Stacked patch antene postoje najčešće kao kružne stacked patch, pravokutne stacked patch ili prstenaste stacked patch antene čiji su presjeci prikazani slikom 4.1. [7][13]



*Slika 4.1* Bočni presjek pravokutne, kružne i prstenaste stacked patch antene s koaksijalnom pobudom[13]

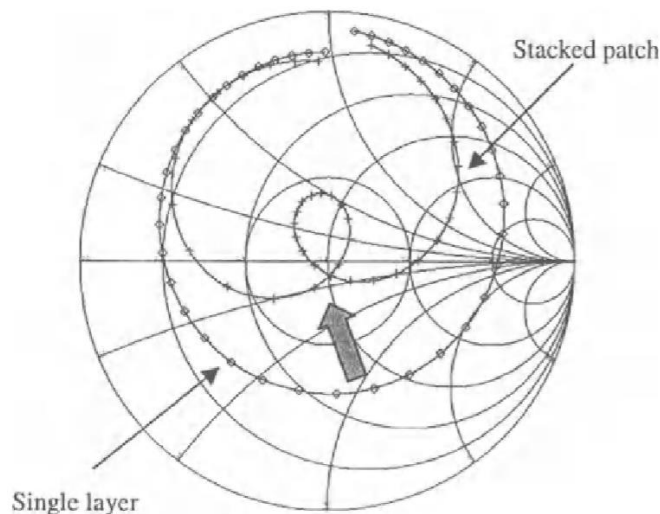
Prstenasta i pravokutna geometrija pružaju veće mogućnosti ugađanja za razliku od kružne stacked patch antene jer sadrže više varijabli dizajna koje se mogu mijenjati. To im omogućuje bolju kontrolu impedancije uz nešto užu frekvencijski pojas.

### 4.1 Smjernice za dizajn

Većina stacked patch antena sastoji se od dva patcha, odnosno dva sloja supstrata. Istraživanja su pokazala da deblji supstrati s malom dielektričnom konstantom daju najveće širine pojasa. Također je utvrđeno da se korištenjem različitih dielektrika u slojevima omogućava lakše upravljanje impedancijom. U dizajnu je najjednostavnije krenuti od izbora dva različita supstrata od kojih jedan ima nižu dielektričnu konstantu (npr.  $\epsilon_r \approx 2$ ), a drugi supstrat ima veću dielektričnu konstantu

(npr.  $\epsilon_r \approx 4$ ). U većini slučajeva za niži supstrat se odabire materijal s većom dielektričnom konstantom nego za gornji sloj supstrata ili rjeđe oba sloja mogu biti od istog materijala.

Debljina (visina) pojedinog sloja supstrata igra veliku ulogu pri dizajniranju. Debljim nižim slojem se postiže veća širina pojasa međutim treba paziti da donji patch treba imati jaku magnetsku spregu s vodljivom površinom, a da je gornji patch slabije elektromagnetski spregnut. Pri dizajniranju donji patch je potrebno projektirati tako da ima jako kapacitivnu karakteristiku pri željenoj rezonantnoj frekvenciji cijele antene. Dodavanjem parazitnog patcha u strukturu pomiče se smithov dijagram prema sredini kapacitivno projektirane jednoslojne antene kako prikazuje slika 4.2.



*Slika 4.2 Utjecaj dodavanja parazitnog patcha na impedanciju [13]*

Debljina gornjeg sloja  $d_2$  (Slika 4.1) uvelike ovisi o debljini  $d_1$ . Što je veća  $d_1$  manje su mogućnosti ugađanja debljine  $d_2$ . Istraživanja su pokazala da se maksimalna širina pojasa postiže ako vrijedi:

$$d_1 \approx 0,04 \cdot \lambda,$$

$$d_2 \approx 0,06 \cdot \lambda.$$

Dodavanje parazitnog patcha u antensku strukturu predstavlja iznimno kompliciran problem elektromagnetizma. Ne postoje formule kojima bi se optimizirao dizajn stacked patch antene već je to najčešće eksperimentalni proces u kojem se promjenom pojedinih parametara u geometriji antene nastoji postići što bolje performanse.[5][10][13]

## 4.2 Pobuda stacked patch antene koaksijalnim kabelom

Tri su moguća pristupa u pobuđivanju dvoslojne stacked patch antene putem koaksijalnog kabela:

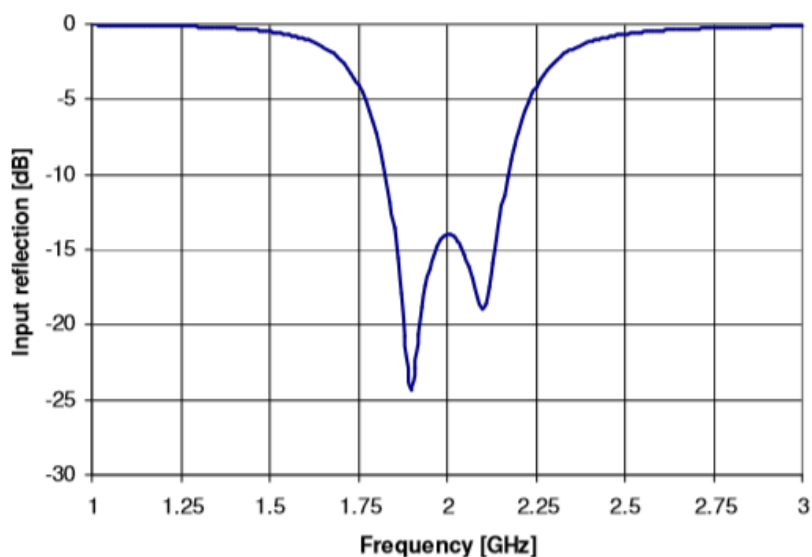
1. Pobuđivanje samo donjeg patcha (eng. *Shunt fed*)-proširuje frekvencijski opseg
2. Pobuđivanje samo gornjeg patcha (eng. *Series fed*)-antena radi u dva pojasa (eng. *dual band*)
3. Pobuđivanje oba patcha-antena radi u dva pojasa [11]

Pobuđivanje samo donjeg patcha kako prikazuje slika 4.3 je najbolja metoda za proširenje frekvencijskog pojasa.



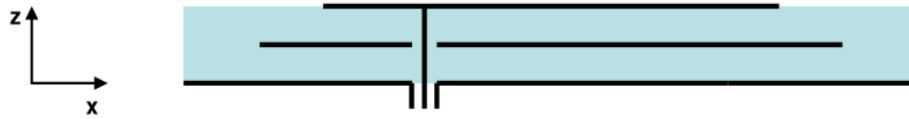
Slika 4.3 Pobuda samo donjeg patcha stacked patch antene [11]

Gornji patch je malo veći ili rijetko jednak donjem patchu. Primjer koeficijenta refleksije za ovako pobuđenu antenu koja inicijalno radi na 2 GHz prikazan je na slici 4.4.



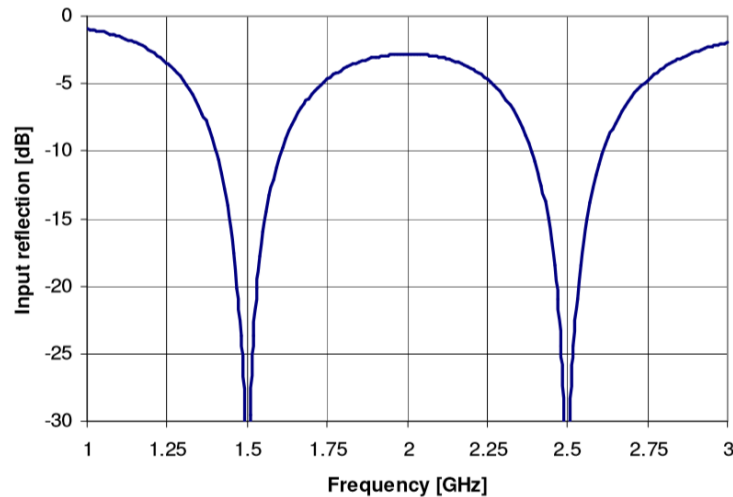
Slika 4.4 Primjer koeficijenta refleksije uz pobudu donjeg patcha stacked patch antene [11]

Pobuđivanje samo gornjeg patcha ilustrirano je slikom 4.4. To je klasičan način za realizaciju antene koja radi u dva pojasa. Obično niži frekvencijski pojas koristi donji (veći) patch dok je viši pojas definiran gornjim (manjim) patchem. [5]



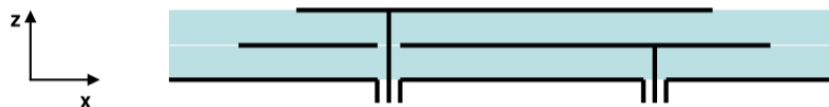
*Slika 4.5 Pobuda samo gornjeg patcha stacked patch anete [11]*

Primjer koeficijenta refleksije ovakve antene koja radi na 1,5 GHz i 2,5 GHz prikazan je na slici 4.6.



*Slika 4.6 Koeficijent refleksije s pobuđenim gornjim patchem stacked patch antene[11]*

Pobuđivanje oba patcha individualno sa slike 4.7 je unaprijeđena varijanta pobuđivanja samo gornjeg patcha čime se također ostvaruje rad u dva frekvencijska pojasa. Ovakav način pobuđivanja omogućava da patchevi imaju jednaku ili ortogonalnu polarizaciju.[5]



*Slika 4.7 Pobuda samo gornjeg patcha stacked patch antene [11]*

## 5. REZULTATI SIMULACIJA

U ovom poglavlju bit će prikazani rezultati simulacija za četiri antene. Simulirane su dvije jednoslojne mikrotrakaste antene s kružnim i kvadratnim oblikom patcheva te su simulirane dvije stacked patch antene s kružnim i kvadratnim patchevima. Za rezonantnu frekvenciju jednoslojnih patch antena odabrana je frekvencija od 1,9 GHz te su antene dizajnirane prema uputama za dizajn iz ovog rada. Stacked patch modelima antena nastoji se proširiti frekvenzijski pojas oko frekvencije 1,9 GHz. Simulira se koeficijent refleksije ( $S_{11}$  parametar) svake od četiri antene te se na njemu promatra širina frekvenzijskog pojasa, nakon toga su simulirani drugi relevantni parametri antena. Prilagodba impedancije pojedine antene izvedena je metodom pretrage prostora za pronalazak najbolje točke pobude pri kojoj antena ima najmanju refleksiju snage u izvor. Vrijednosti impedancije za pojedine pretražene točke prostora za svaku antenu dane su u prilogu rada. Simulacije se obavljaju korištenjem računalnog programa HFSS tvrtke Ansys.

### 5.1 Simulacija jednoslojne kružne mikrotrakaste antene

Prema uputama iz 3.5 dizajnira se jednoslojna mikrotrakasta antena s kružnim oblikom patcha. Početni parametri dizajna dani su u tablici 5.1

Tablica 5.1 Početni parametri dizajna kružne patch antene		
Frekvencija	Visina supstrata	Dielektrična konstanta
$f_r = 1,9 \text{ GHz}$	$h = 1 \text{ mm}$	$\epsilon_r = 3$ (Arlon CLTE-AT)

Koristeći formule (3-6), (3-7) i (3-8) slijedi proračun polumjera patcha:

$$F = \frac{8,79 \cdot 10^9}{f_r \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{8,791 \cdot 10^9}{1,9 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3}} = 2,671308535,$$

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2 \cdot h}{\pi \cdot \epsilon_r \cdot F} \left[ \ln \left( \frac{\pi \cdot F}{2 \cdot h} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{1/2}}$$

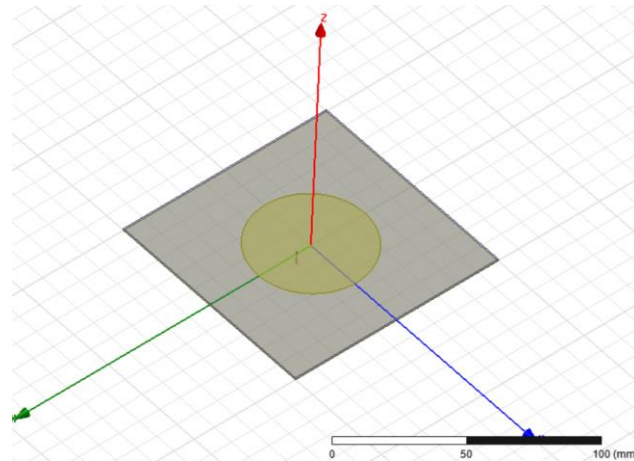
$$= \frac{2,671308535}{\left\{ 1 + \frac{2 \cdot 0,1}{\pi \cdot 3 \cdot 2,671308535} \left[ \ln \left( \frac{\pi \cdot 2,671308535}{2 \cdot 0,1} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{1/2}}$$

$$= 26,1477922 \approx 26,15.$$

$$a_{ef} = a \cdot \left\{ 1 + \frac{2 \cdot h}{\pi \cdot \epsilon_r} \cdot \left[ \ln \left( \frac{\pi \cdot a}{2 \cdot h} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}} =$$

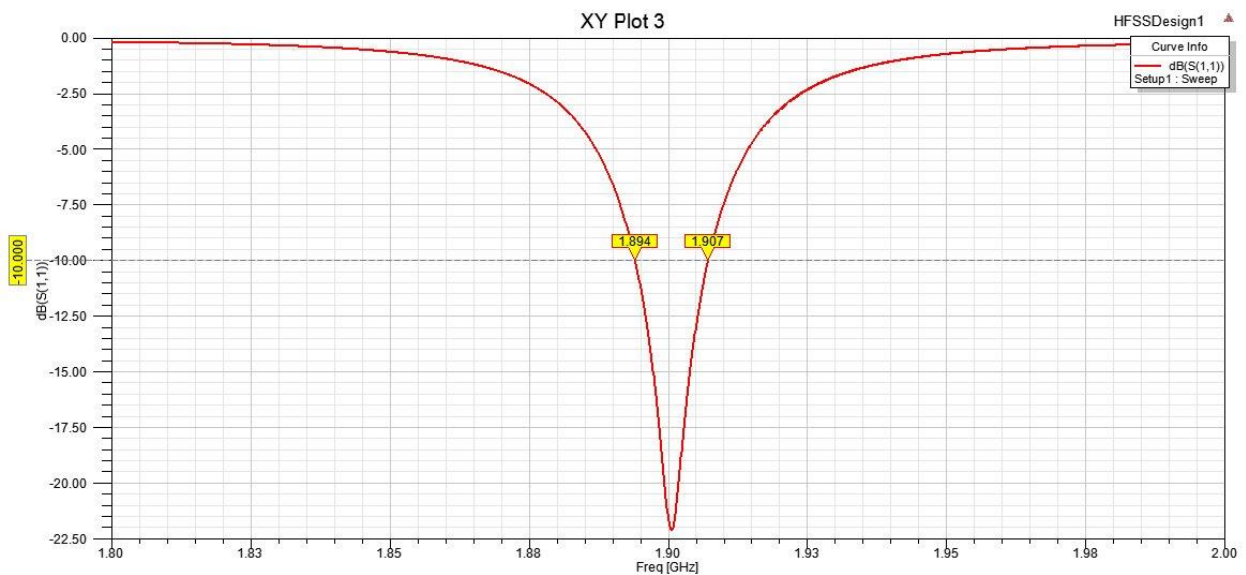
$$26,15 \cdot \left\{ 1 + \frac{2 \cdot 0,1}{\pi \cdot 3 \cdot 2,671308535} \left[ \ln \left( \frac{\pi \cdot 2,671308535}{2 \cdot 0,1} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}} = 27,2921692$$

Model proračunate antene realiziran je u HFSS-u i prikazan na slici 5.1.



*Slika 5.1 Jednoslojna kružna mikrotrakasta antena u HFSS-u*

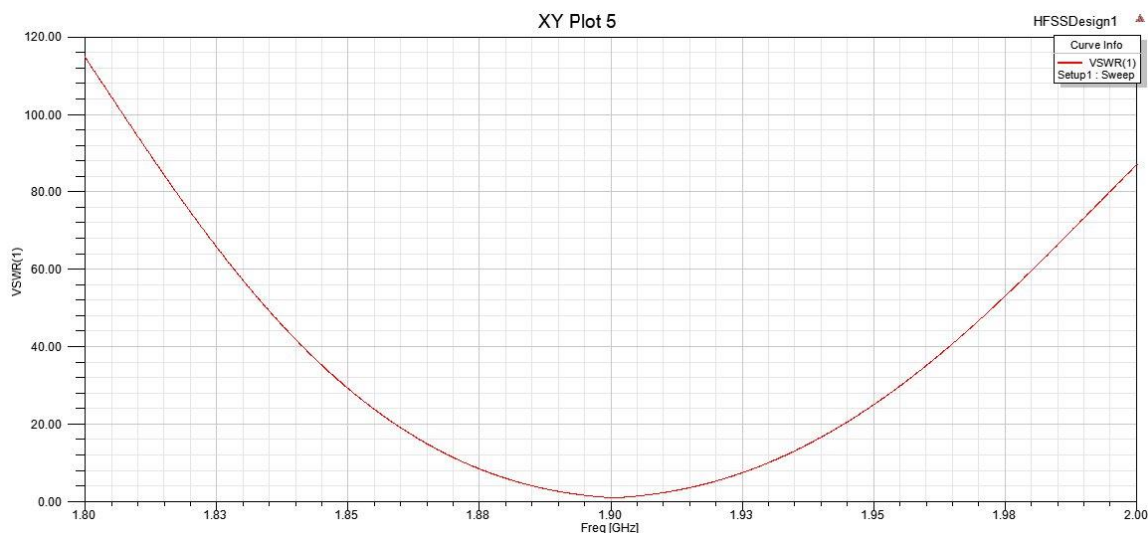
Prvo se vrši simulacija  $S_{11}$  parametra i na njemu se promatra širina frekventijskog pojasa (dio frekventijske karakteristike sa koeficijentom refleksije manjim od  $-10dB$ )



*Slika 5.2 Koeficijent refleksije jednoslojne kružne mikrotrakaste antene*

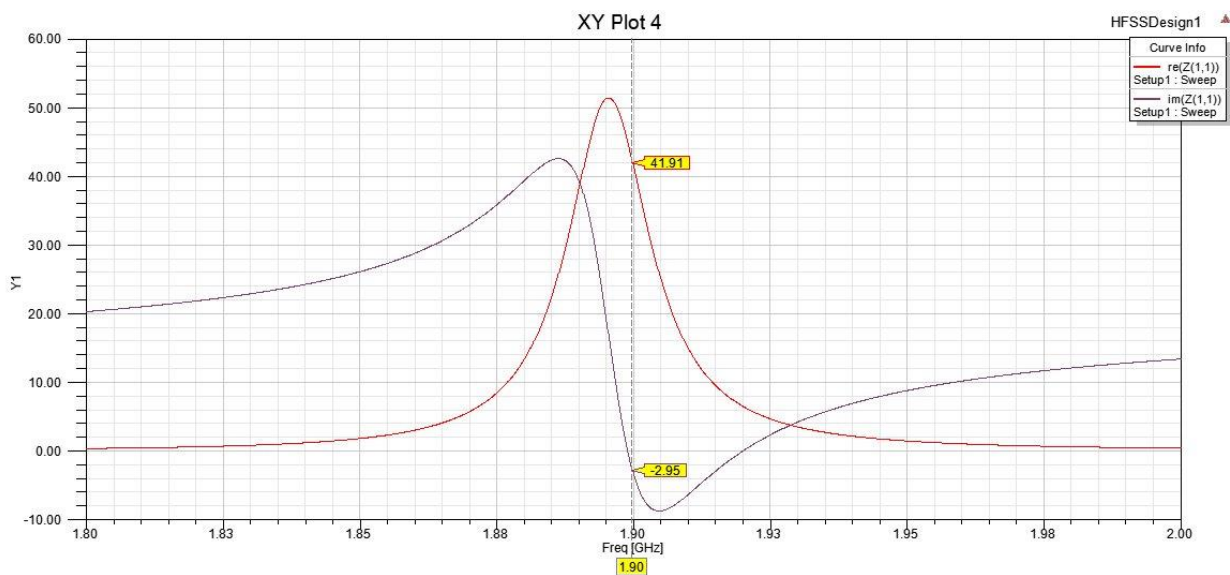
Sa slike je vidljivo da je širina frekvencijskog pojasa 13MHz odnosno 0,68% oko rezonantne frekvencije.  $S_{11}$  pri frekvenciji 1,9GHz iznosi  $-22\text{ dB}$  što pokazuje da se jako malo snage reflektira prema izvoru.

Slikom 5.3 prikazan je VSWR (odnos stojng vala) diagrama simulirane antene.



*Slika 5.3 VSWR (odnos stojng vala) jednoslojne kružne mikrotrakaste antene*

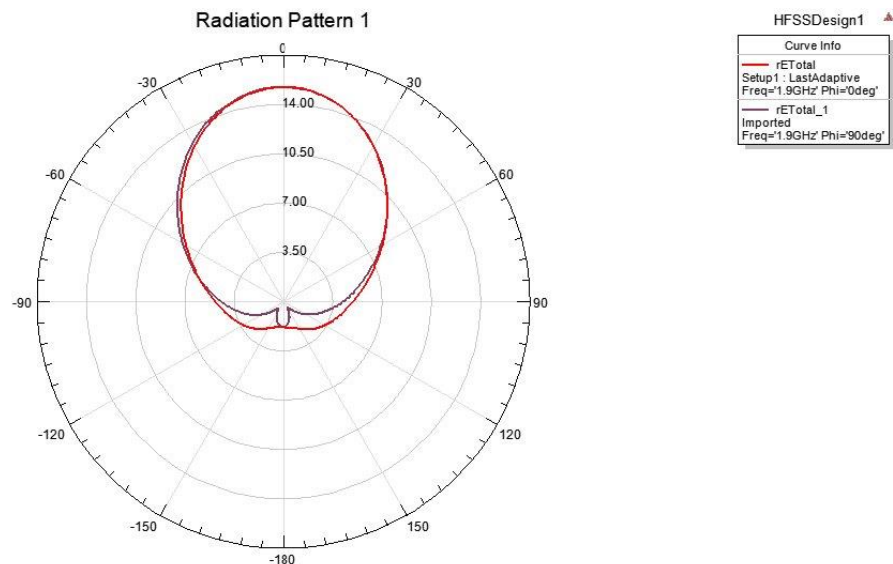
Poželjan je što manje iznos stojng vala. U idealnom slučaju  $VSWR=1$ , a prihvatljiva razina je  $VSWR<3$ . Impedancija antene prikazana je slikom 5.4.



*Slika 5.4 Impedancija jednoslojne kružne mikrotrakaste antene*

Impedancija antene na frekvenciji 1,9 GHz iznosi  $41.91 - j2.95 \Omega$  i približna je impedanciji od  $50 + j0 \Omega$  na koju se antena prilagođava kako bi se što manji izvor energije reflektirao natrag u izvor. Negativni predznak imaginarnog dijela ukazuje na blago kapacitivni karakter impedancije.

Prikaz dijagrama zračenja električnog polja u  $E$  i  $H$  ravnini dan je slikom 5.5.



Slika 5.5 Dijagram zračenja električnog polja u  $E$  i  $H$  ravnini jednoslojne kružne mikrotrakaste antene

## 5.2 Simulacija kružne stacked patch antene

Prema smjernicama iz 4.1 dizajnira se i simulira antena s kružnim oblikom patcha. Za početne parametre dizajna odabiru se središnja frekvencija rada oko koje se nastoji proširiti frekvencijski pojas te se odabiru materijali za niži i viši sloj supstrata kako je prikazano tablicom 5.2

Tablica 5.2 Početni parametri dizajna kružne stacked patch antene		
Frekvencija	Donji supstrat	Gornji supstrat
$f_r = 1,9 \text{ GHz}$	$\epsilon_r = 2.1 \text{ (TEFLON)}$	$\epsilon_r = 1.1 \text{ (zrak)}$

Budući da je dizajn stacked patch antene eksperimentalan proces u kojem se promjenom pojedinih varijabli dizajna (polumjer patcha, visina supstrata, položaj točke pobude) nastoji postići što bolje



performanse antene, u HFSS-u je kreiran model koji omogućava jednostavnu i brzu promjenu tih parametra kako i prikazuje slika 5.6

Local Variables

Value   
 Optimization   
 Tuning   
 Sensitivity   
 Statistics

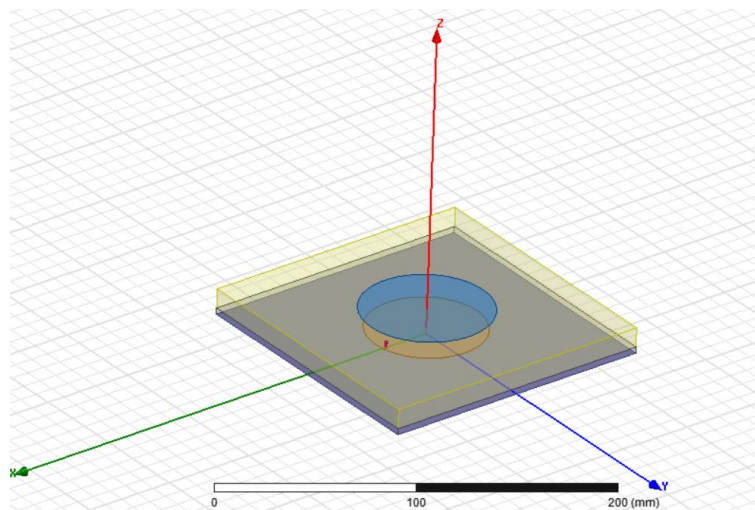
Name	Value	Unit	Evaluated Value	Type	Description
P1_r	31.65	mm	31.65mm	Design	polumjer donjeg patcha
P2_r	35	mm	35mm	Design	polumjer gornjeg patcha
gomji_sup_h	11	mm	11mm	Design	visina gornjeg supstrata
donji_sup_h	3.5	mm	3.5mm	Design	visina donjeg supstrata
h12	(donji_sup_h+gomji_sup_h)		14.5mm	Design	
P	25.21	mm	25.21mm	Design	položaj napajanja

  
   
   
   
 Show Hidden

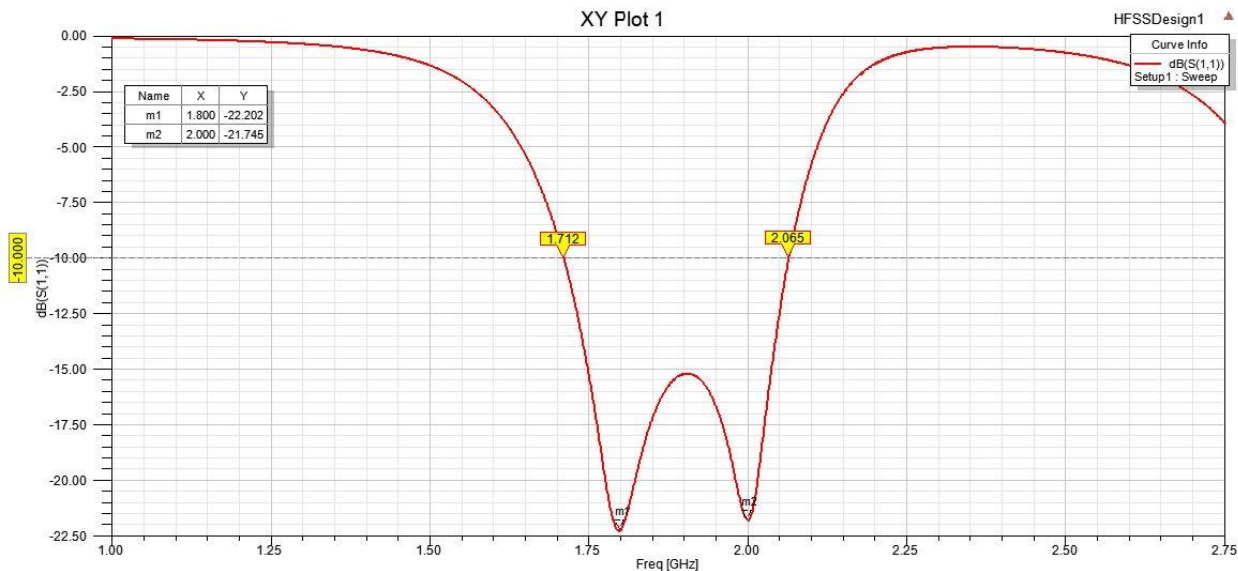
**Slika 5.6** Varijable dizajna u HFSS-u koje su se mijenjale pri dizajnu

Stacked patch antenna s kružnim patchevima kreirana u HFSS-u prema dimenzijama sa slike 5.6 prikazana je na slici 5.7



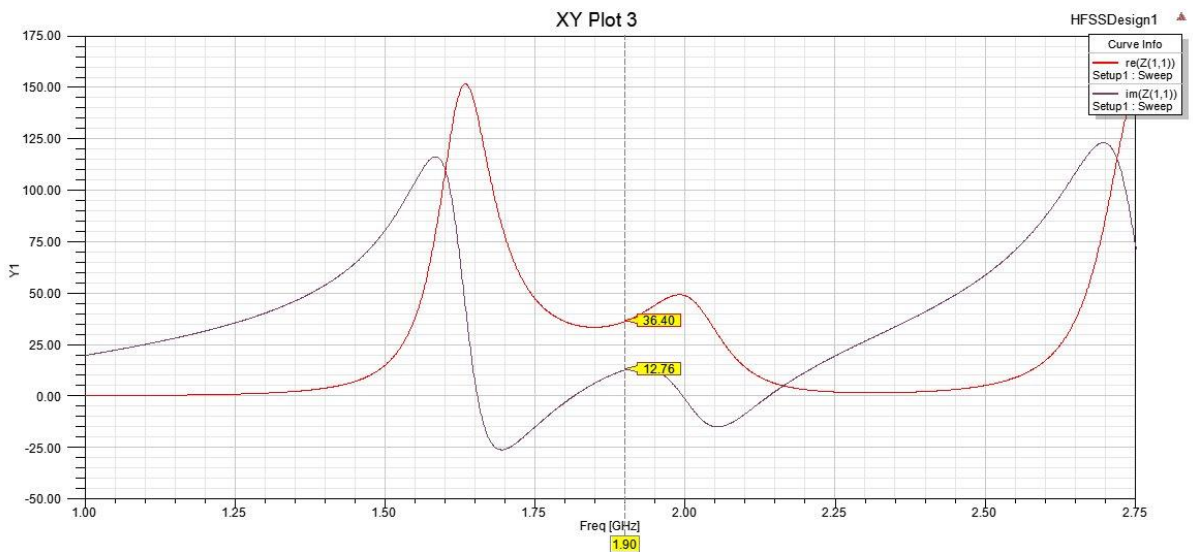
**Slika 5.7** Kružna stacked patch antenna u sučelju HFSS-a

Prvo je izvršena simulacija  $S_{11}$  parametra (koeficijent refleksije) i na njemu se promatra širina frekventijskog pojasa (dio karakteristike s koeficijentom nižim od  $-10\text{dB}$ ). Slika 5.8 prikazuje  $S_{11}$  parametar stacked patch antene.



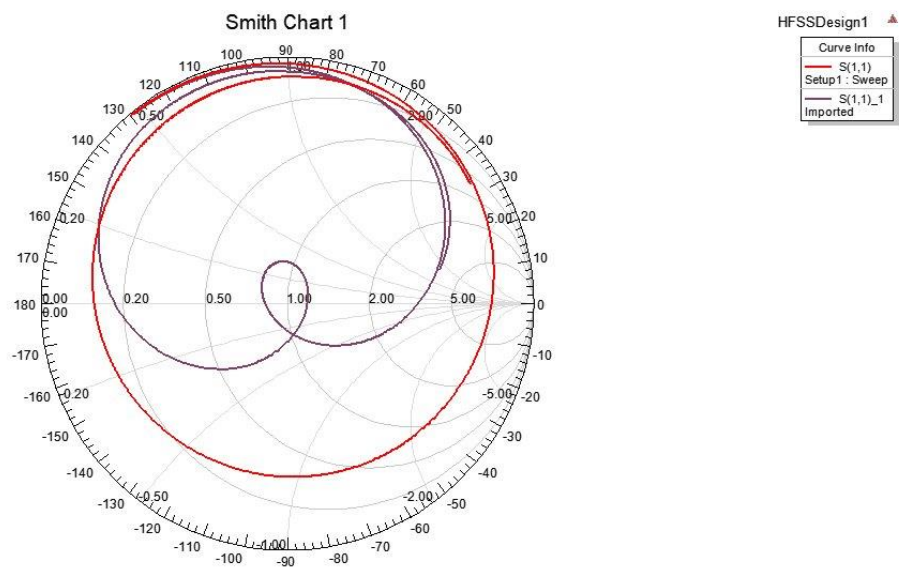
*Slika 5.8  $S_{11}$  parametar kružne stacked patch antene*

Markeri  $m1$  i  $m2$  označavaju bliske frekvencije pri kojima rezonira pojedini patch (1,8 GHz i 2,0 GHz). Može se očitati širina frekventijskog pojasa koja iznosi 353 MHz odnosno 18,6%. Impedancija antene prikazana je slikom 5.9. Na središnjoj frekvenciji od 1,9 GHz impedancija iznosi  $36,4 + j12,76 \Omega$ .



*Slika 5.9 Impedancija kružne stacked patch antene*

Zanimljivo je promotriti kako se impedancija ponaša bez gornjeg sloja supstrata i gornjeg patcha za istu točku pobude antene. To je prikazano na smithovom dijagramu sa slike 5.10.

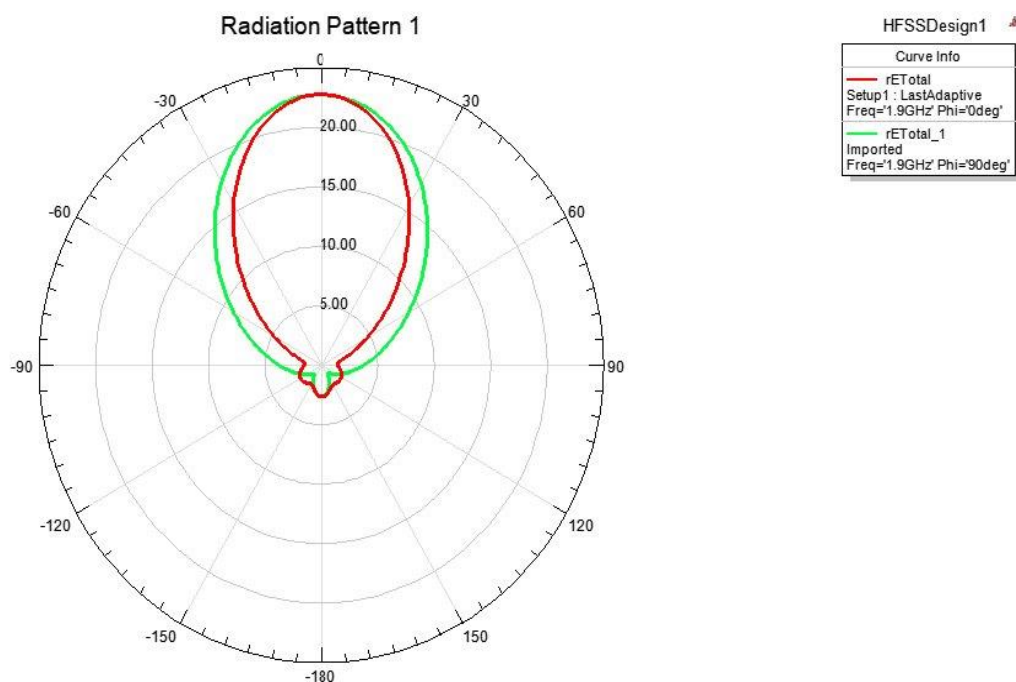


*Slika 5.10 Smithov dijagram sa i bez gornjeg patcha za istu točku pobude*

Sa smithovog dijagrama je vidljivo da dodavanje gornjeg patcha u strukturu unosi induktivni karakter impedancije i ostvaruje pomak dijagrama prema sredini. To se podudara sa smjernicom dizajna koja

sugerira da se jednoslojna patch antena projektira s jakim kapacitivnim svojstvom impedancije za željenu središnju frekvenciju stacked patch antene.

Dijagram zračenja električnog polja u  $E$  i  $H$  ravnini prikazan je na slici 5.11



*Slika 5.11* Dijagram zračenja električnog polja u  $E$  i  $H$  ravnini jednoslojne pravokutne patch antene

### 5.3 Simulacija jednoslojne pravokutne mikrotrakaste antene

Prema uputama iz 3.4 dizajnira se jednoslojna mikrotrakasta antena s pravokutnim oblikom patcha.

Početni parametri dizajna dani su u tablici 5.3.

Tablica 5.3 Početni parametri dizajna pravokutne mikrotrakaste antene		
Frekvencija	Visina supstrata	Dielektrična konstanta
$f_r = 1,9 \text{ GHz}$	$h = 0,1 \text{ cm}$	$\epsilon_r = 3$ (Arlon CLTE-AT)

Koristeći formule (3-1), (3-2), (3-3) i (3-4) slijedi proračun širine  $W$  i dužine  $L$  patcha:

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_r} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 1,9 \cdot 10^9} \cdot \sqrt{\frac{2}{3 + 1}} = 5,582 \text{ cm}$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} = \frac{3 + 1}{2} + \frac{3 - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{0,1}{5,582}\right)^{-\frac{1}{2}} = 2,907$$

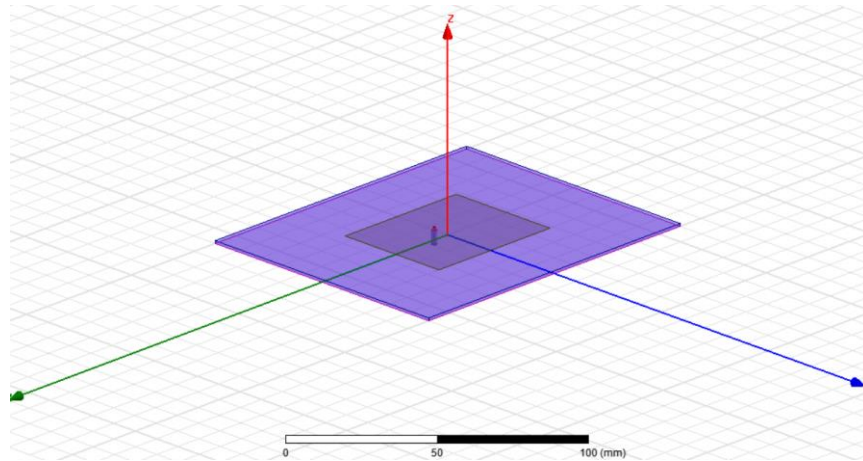
$$2\Delta L = 0,412 \cdot h \cdot \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} =$$

$$= 0,412 \cdot 0,1 \cdot \frac{(2,907 + 0,3) \cdot \left(\frac{5,582}{0,1} + 0,264\right)}{(2,907 - 0,258) \cdot \left(\frac{5,582}{0,1} + 0,8\right)} = 0,049 \text{ cm}$$

$$L = \frac{c}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\epsilon_{reff}} \cdot \sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0}} - 2\Delta L = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 1,9 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{0,049} \cdot \sqrt{1,11265 \cdot 10^{-17}}} - 0,049 =$$

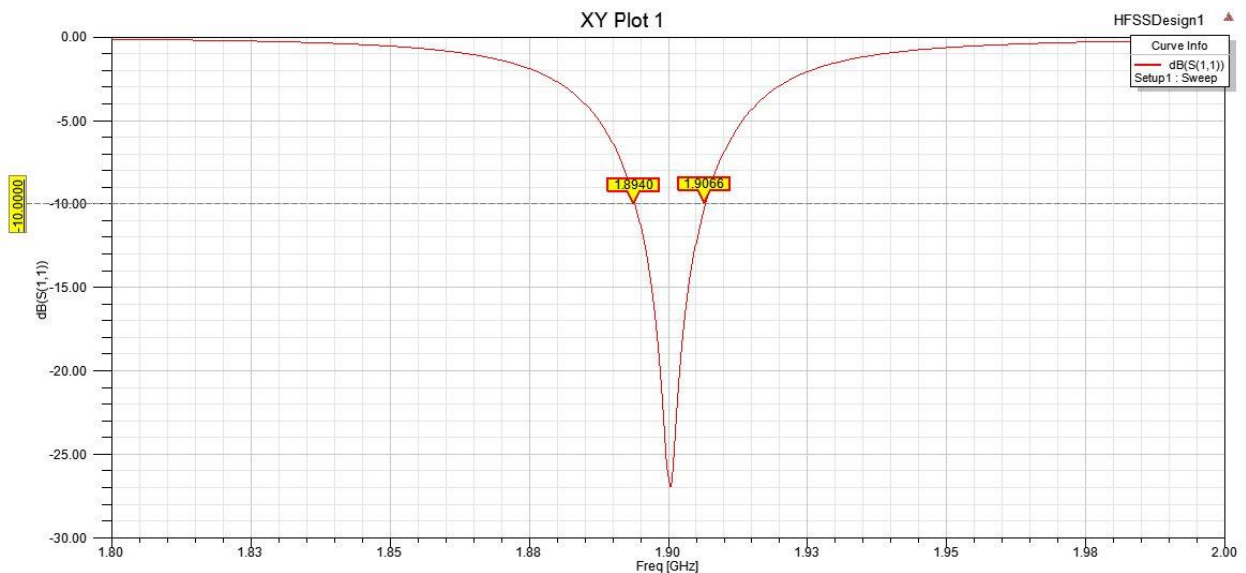
$$= 4,528 \text{ cm.}$$

Model proračunate antene realiziran je u HFSS-u i prikazan na slici 5.12.



*Slika 5.12 Jednoslojna kvadratna mikrotrakasta antena u sučelju HFSS-a*

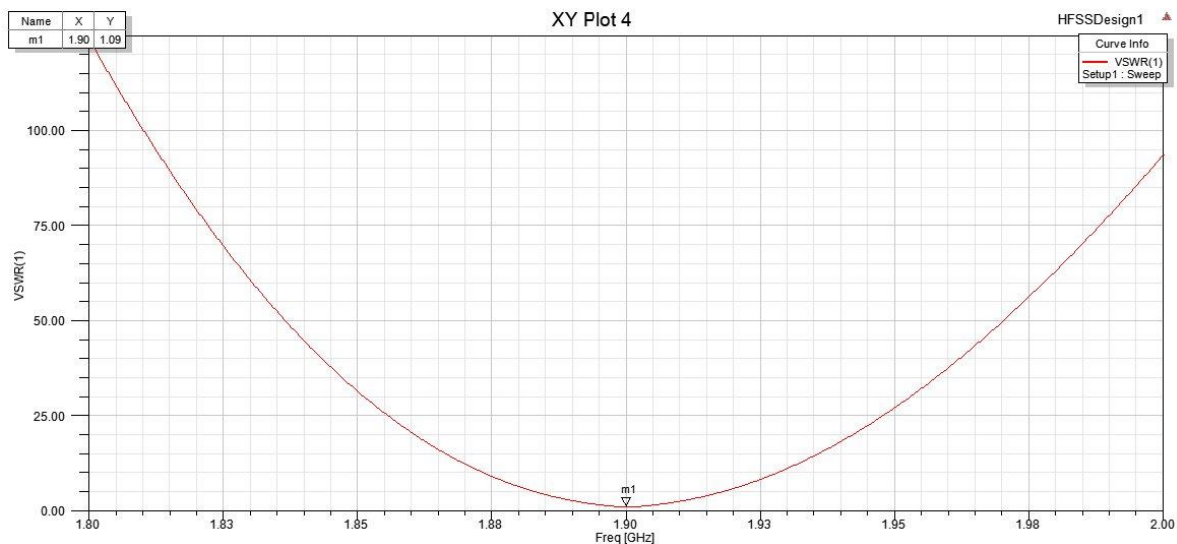
Prvo se vrši simulacija  $S_{11}$  parametra i na njemu se promatra širina frekvencijskog pojasa (dio frekvencijske karakteristike sa koeficijentom refleksije manjim od  $-10\text{dB}$ ).



*Slika 5.13  $S_{11}$  parametar (koeficijent refleksije) jednoslojne pravokutne mikrotrakaste antene*

Može se vidjeti da je najniži iznos koeficijenta refleksije  $S_{11}$  upravo na frekvenciji  $1,9\text{ GHz}$  i iznosi  $-27\text{ dB}$ . Sa slike je također vidljivo da je širina frekvencijskog pojasa  $12,6\text{ MHz}$  odnosno  $0,66\%$  oko rezonantne frekvencije.

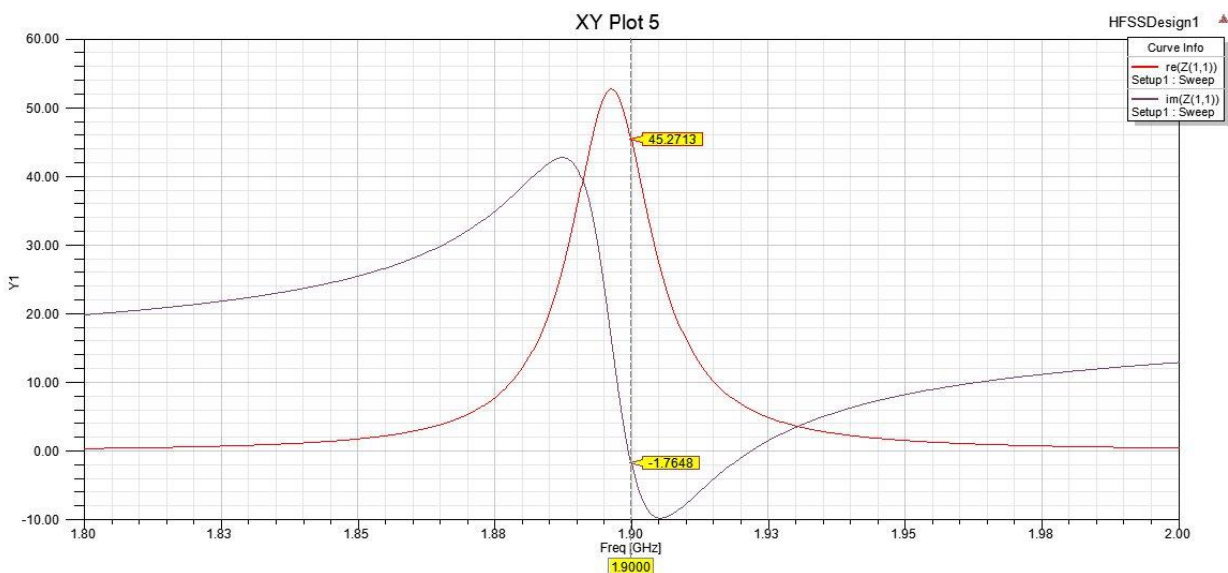
Slikom 5.14 prikazan je VSWR (odnos stojng vala) dijagrama simulirane antene



*Slika 5.14 VSWR (odnos stojnog vala) jednoslojne kvadratne mikrotrakaste antene*

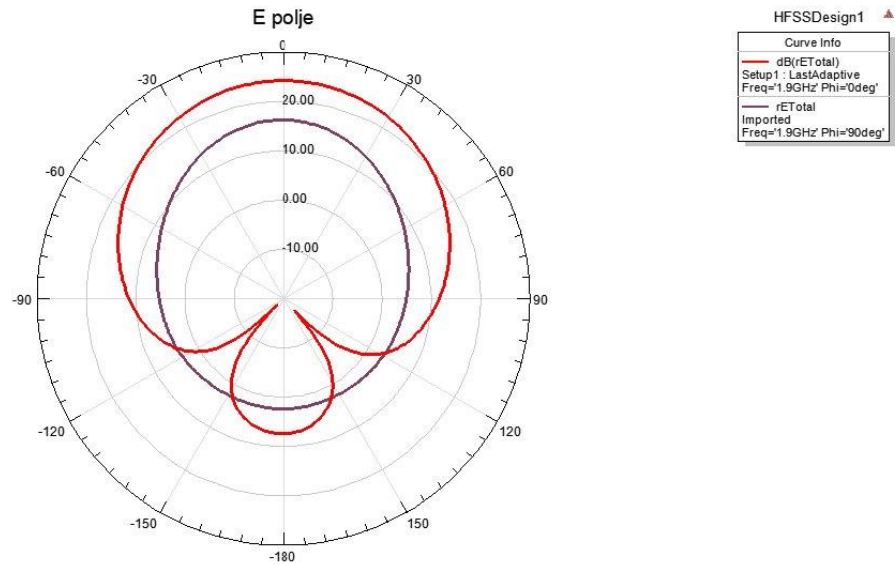
Poželjan je što manje iznos stojnog vala. U idealnom slučaju  $VSWR=1$ , a prihvatljiva razina je  $VSWR<3$ . Na frekvenciji od 1,9 GHz VSWR iznosi 1,09 što je gotovo idealna vrijednost i govori da praktički nema refleksije.

Impedancija antene prikazana je slikom 5.15.



*Slika 5.15 Impedancija jednoslojne pravokutne mikrotrakaste antene na frekvenciji 1,9 GHz*

Impedancija antene na frekvenciji 1,9 GHz iznosi  $45 - j1,76 \Omega$  i približna je impedanciji od  $50 + j0 \Omega$  na koju se antena prilagođava kako bi se što manje energije reflektirano natrag u izvor. Prikaz dijagrama zračenja električnog polja u  $E$  i  $H$  ravnini dan je slikom 5.16.

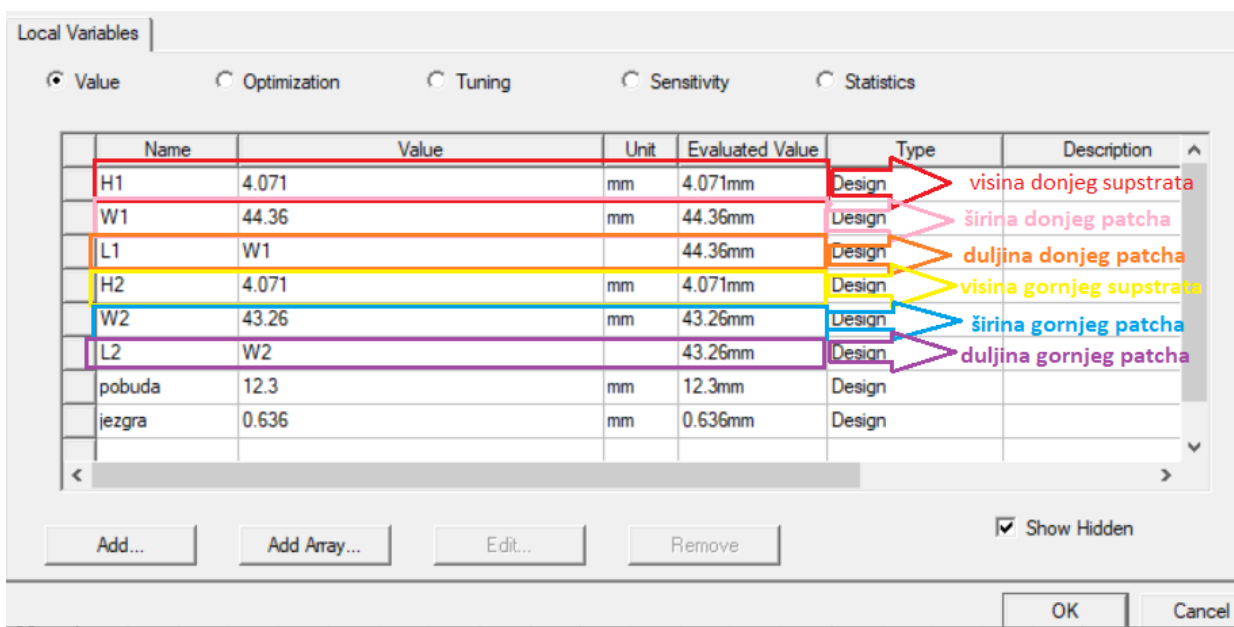


*Slika 5.16* Dijagram zračenja električnog polja u  $E$  i  $H$  ravnini jednoslojne pravokutne mikrotrakaste antene



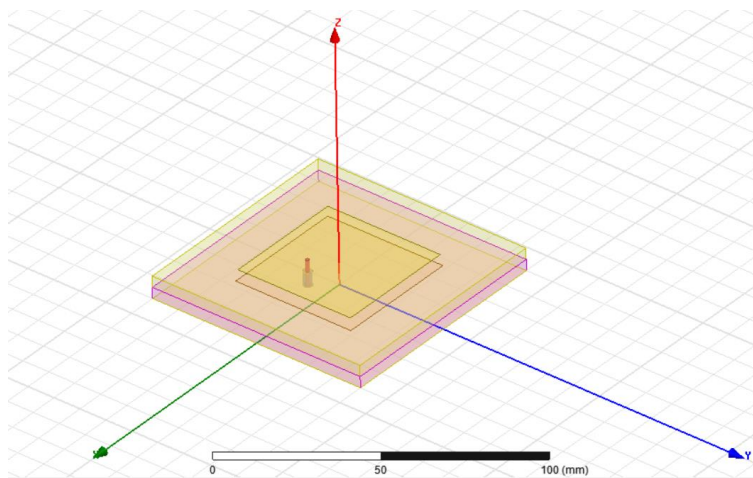
## 5.4 Simulacija pravokutne stacked patch antene

Budući da je dizajn pravokutne stacked patch antene eksperimentalan proces u kojem se promjenom pojedinih varijabli dizajna (dimenzije patcheva, visine supstrata) nastoji postići što bolje performanse antene, u HFSS-u je kreiran model koji omogućava jednostavnu i brzu promjenu tih parametra kako i prikazuje slika 5.17.



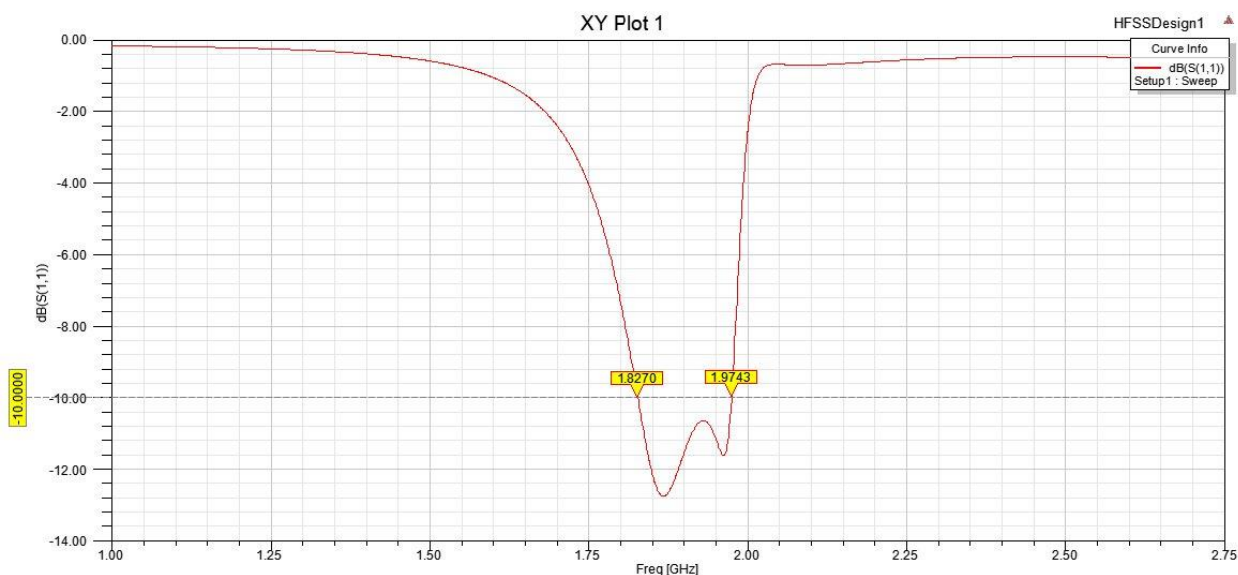
Slika 5.17 Varijable dizajna u HFSS-u koje su se mijenjale pri dizajnu

Pri dizajniranju ove antene korišteni su kvadratni oblici patcheva radi lakšeg upravljanja simetrijom antene. Za donji i gornji sloj supstrata korišten je materijal s dielektričnom konstantom  $\epsilon_r = 2,6$  (Arlon AD260A). Antena s dimenzijama sa slike 5.17 simulirana je u HFSS-u i njen izgled u sučelju prikazan je slikom 5.18.



*Slika 5.18 Pravokutna (kvadratna) stacked patch antena u sučelju HFSS-a*

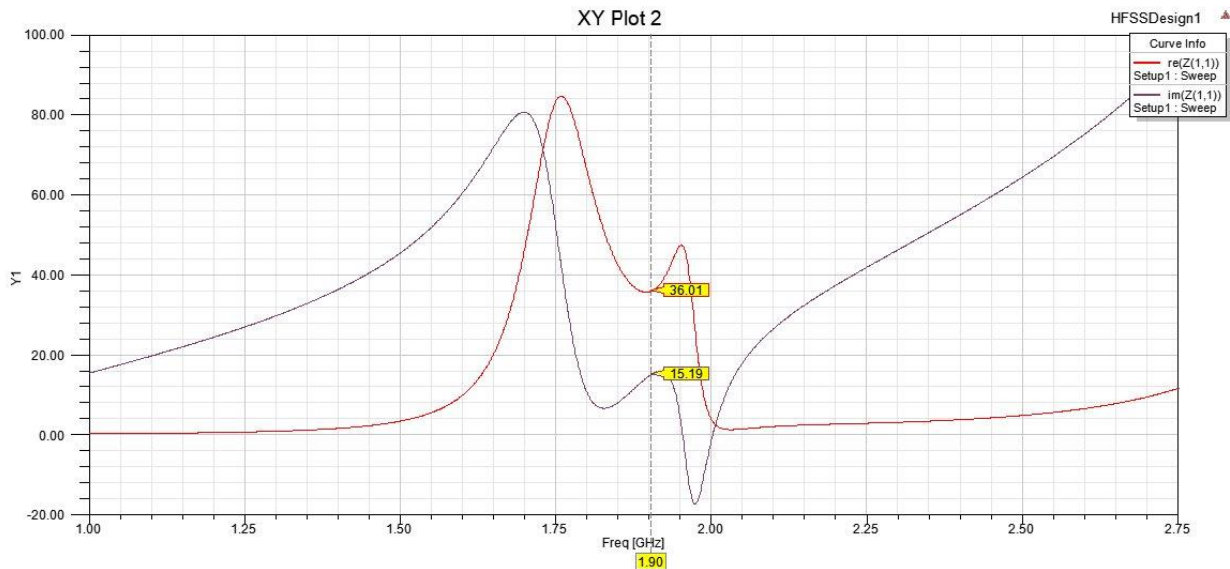
Prvo je izvršena simulacija  $S_{11}$  parametra (koeficijent refleksije) i na njemu se promatra širina frekvencijskog pojasa (dio karakteristike s koeficijentom nižim od  $-10\text{dB}$ ). Slika 5.19 prikazuje  $S_{11}$  parametar pravokutne stacked patch antene.



*Slika 5.19  $S_{11}$  parametar pravokutne stacked patch antene*

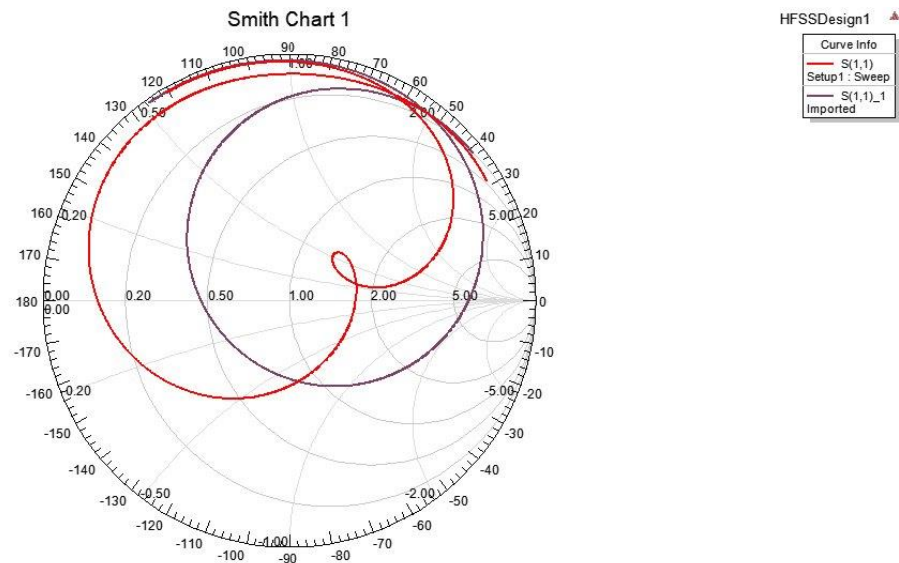
Može se očitati širina frekvencijskog pojasa koja iznosi 147 MHz odnosno 7,7%.

Impedancija pravokutne stacked patch antene prikazana je slikom 5.20. Na središnjoj frekvenciji od 1,9 GHz impedancija iznosi  $36,01 + j15,19 \Omega$  što nije idealno prilagođenje od  $50 + j0 \Omega$ , a pozitivni dio imaginarnog dijela impedancije govori o njenom induktivnom karakteru.



*Slika 5.20 Impedancija pravokutne stacked patch antene*

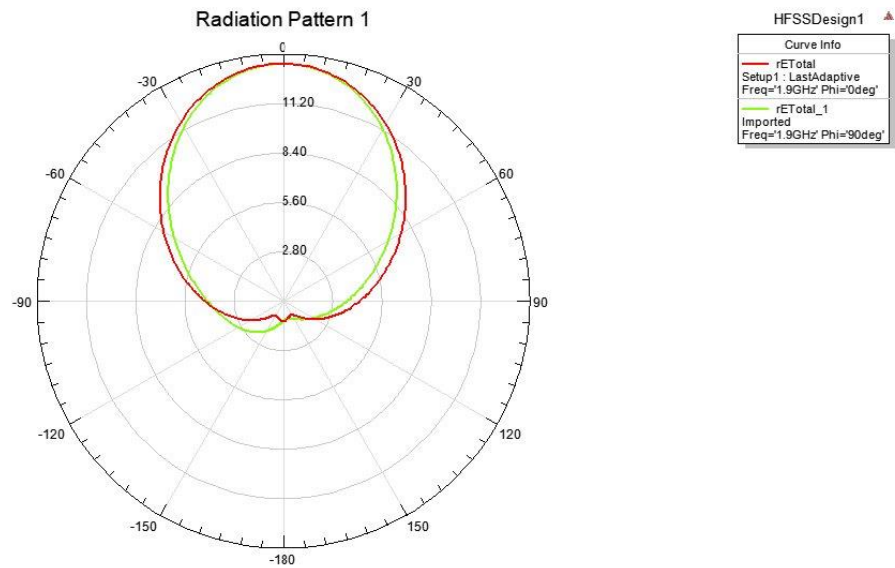
Zanimljivo je promotriti kako se impedancija ponaša bez gornjeg sloja supstrata i gornjeg patcha za istu točku pobude antene. To je prikazano na smithovom dijagramu sa slike 5.21.



*Slika 5.21 Smithov dijagram sa i bez gornjeg patcha za istu točku pobude pravokutne stacked patch antene*

Sa smithovog dijagrama je vidljivo da dodavanje gornjeg patcha u strukturu unosi induktivni karakter impedancije. Primjećuje se vrlo uska rezonantna petlja.

Dijagram zračenja električnog polja pravokutne stacked patch antene u  $E$  i  $H$  ravnini prikazan je na slici 5.22.



*Slika 5.22* Dijagram zračenja električnog polja u  $E$  i  $H$  ravnini kvadratne stacked patch antene

## 5.5 Pregled rezultata simulacija

Rezultati simulacija za dvije simulirane jednoslojne mikrotrakaste antene i dvije stacked patch antene dani su u tablici 5.4. Za svaku antenu sa središnjom frekvencijom od 1,9 GHz dana je širina frekvencijskog pojasa, iznos koeficijenta refleksije  $S_{11}$  na središnjoj frekvenciji, iznos VSWR-a na središnjoj frekvenciji te dobitak svake antene.

<b>Tablica 5.3</b> Pregled ostvarenih rezultata simulacija za četiri simulirane antene						
<b>Antena</b>	<b>Središnja frek. [GHz]</b>	<b>Širina frek. pojasa [MHz]</b>	<b>Širina frek. pojasa [%]</b>	<b><math>S_{11}</math> [dB]</b>	<b>VSWR</b>	<b>Dobitak [dB]</b>
Jednoslojna mikrotrakasta kružna	1,9	13	0,68	-22	1,25	7,25
Jednoslojna mikrotrakasta pravokutna	1,9	12,6	0,66	-27	1,09	6,43
Stacked patch kružna	1,9	353	18,6	-15,17	1,42	9,49
Stacked patch pravokutna	1,9	147	7,7	-11,43	1,72	5,14

Iz ovih rezultata je vidljivo da se pomoću stacked patch antena ostvaruje višestruko veća širina frekvencijskog pojasa u odnosu na obične jednoslojne mikrotrakaste antene. Kružnom stacked patch antenom uspješno se postići najveću širinu frekvencijskog pojasa od 353 MHz. Pravokutnom stacked patch antenom postigla se širina frekvencijskog pojasa od 147 MHz što predstavlja višestruko povećanje u odnosu na jednoslojne modele mikrotrakastih antena ali i znatno lošiji rezultat u odnosu na kružnu stacked patch antenu po svim parametrima tablice. Očekivano rezultati koeficijenta refleksije  $S_{11}$  i VSWR-a su nešto lošiji za stacked patch modele nego za njima ekvivalentne jednoslojne modele mikrotrakastih antena.

## 6. ZAKLJUČAK

Mikrotrakaste antene u svom osnovnom obliku kao jednoslojne antene su jednostavne antene za izvedbu koje se mogu realizirati s različitim oblikom patcheva (radijatora) u najčešćem frekvencijskom rasponu  $1GHz - 100GHz$ . Glavni nedostatak ovih antena je uzak frekvencijski pojas koji može ograničiti njihovu primjenu.

Jedan od načina proširenja frekvencijskog pojasa je korištenje stacked patch antena odnosno višeslojnim vertikalnim slaganjem patcheva u strukturu jednoslojne mikrotrakaste antene. Stacked patch antene uz dodatni patch koriste i deblje supstrate s nižim dielektričnim konstantama.

Analizirane su jednoslojne mikrotrakaste antene s kružnim i pravokutnim oblikom patcheva, opisan je njihov dizajn te analitički način proračuna dimenzija koji u obzir uzima debljinu supstrata te njegovu dielektričnu konstantu. Izvršena je simulacija rada te dvije jednoslojne mikrotrakaste antene sa frekvencijom rada od  $1,9GHz$  te su prikazani njihovi osnovni parametri. Širina frekvencijskog pojasa promatra se na parametru  $S_{11}$ . Simulirana širina frekvencijskog pojasa za jednoslojnu kružnu mikrotrakastu antenu iznosi  $13MHz$  ( $0,68\%$ ) oko središnje frekvencije, a za jednoslojnu pravokutnu mikrotrakastu antenu  $12,6MHz$  ( $0,66\%$ ) oko središnje frekvencije od  $1,9GHz$ .

Simuliranjem kružne stacked patch antene ostvarena je širina frekvencijskog pojasa od  $353MHz$  ( $18,6\%$ ) oko središnje frekvencije, a simulacijom pravokutne (kvadratne) stacked patch antene ostvarena je širina frekvencijskog pojasa od  $147MHz$  ( $7,7\%$ ) oko središnje frekvencije od  $1,9GHz$ .

Za razliku od jednoslojnih mikrotrakastih antena dizajn stacked patch antena nije analitički već potpuno eksperimentalni proces. Veliki broj međusobno ovisnih varijabli (veličina patcheva, visina supstrata, dielektrične konstante supstrata, položaj pobude) čine dizajn stacked patch antena znatno kompleksnijim u odnosu na jednoslojne mikrotrakaste antene.

Ovakve antene najčešće se izrađuju kao dvoslojne strukture no postoji mogućnost daljnjeg optimiziranja korištenjem višeslojnih struktura. Moguća je i izvedba ovih antena pobuđenih pomoću proreza kojom je moguće ostvariti široki pojas rada (eng. *Ultra Wide Band*).

## 7. LITERATURA

- [1] J.Barolić, *Daljinska istraživanja i radiometrija-predavanja*, Fakultet elektrotehnike i računarstva , Zagreb, 2011
- [2] <https://electronicsforu.com/resources/learn-electronics/antenna-polarisation> dostupno 20.05.2019
- [3] S.Rupčić, *Antene-predavanja*, Fakultet elektrotehnike, računarstva i informacijskih tehnologija, Osijek, 2018
- [4] S.Rimac-Drlje, *Mobilne komunikacije-predavanja*, Fakultet elektrotehnike, računarstva i informacijskih tehnologija, Osijek, 2018
- [5] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder J. Bahl, A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, 2001
- [6] Wang Junjun, *Antenna Theory and Design*, School of Electronic and Information Engineering, Beihang University
- [7] Thomas A. Milligan, *Modern Antenna Design*, John Wiley & Sons, 2005
- [8] Varsharani Mokal, S.R.Gagare, R.P.Labade, *Analysis of Micro strip patch Antenna Using Coaxial feed and Micro strip line feed for Wireless Application*, IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering, Svibanj-Lipanj 2017
- [9] Ashish Kumar, Reeta Verma, *Design Analysis of Different Types of Feed to Microstrip Patch Antenna*, IRE Journals, Prosinac 2017
- [10] Robert A. Sainati, *CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications*, Siječanj 1996
- [11] D. Orban and G.J.K. Moernaut, *The Basics of Patch Antennas*, RF Globalnet, Rujan 2009
- [12] Asim Egemen Yilmaz, *Fine-Tuning on the Effective Patch Radius Expression of the Circular Microstrip Patch Antennas*, Dept. of Electronics Engineering, Ankara University, Rujan 2010
- [13] R.B.Waterhouse, *Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guide*, Kluwer Academic Publishers, New York, 2003

## SAŽETAK

Diplomski rad analizira stacked patch antene koje se koriste umjesto običnih jednoslojnih mikrotrakastih antena za proširenje frekvencijskog pojasa rada. U radu su opisani osnovni parametri antena, načina napajanja mikrotrakastih antena te su dane smjernice za dizajn jednoslojnih mikrotrakastih i stacked patch antena. Korištenjem računalnog programa HFSS simulirane su dvije jednoslojne mikrotrakaste i dvije stacked patch antene čija širina frekvencijskog pojasa se promatra na parametru  $S_{11}$  oko središnje frekvencije  $1,9GHz$ .

Ključne riječi: patch, antena, stacked patch, mikrotrakasta, slaganje, dvoslojna, višeslojna,  $S_{11}$ , proširenje pojasa, supstrat, HFSS



## **ABSTRACT**

Graduate thesis analyzes stacked patch antennas used instead of ordinary single-layer microstrip antennas to extend the frequency band. The paper describes the basic parameters of antennas, methods to power microstrip antennas, and provides guidelines for the design of single-layer and stacked patch antennas. Using the HFSS computer program, two monolayer and two stacked patch antennas were simulated, whose bandwidth is observed via  $S_{11}$  parameter around the center frequency of 1.9GHz.

Keywords: patch, antenna, stacked patch, microstrip, stacking, two-layer, multilayer,  $S_{11}$ , broadbanding, substrate, HFSS

# ŽIVOTOPIS