

TLM MODELOVANJE I ANALIZA MIKROSTRIP ANTENA KRUŽNOG OBLIKA SA KOAKSIJALNOM POBUDOM

Jugoslav Joković¹, Tijana Dimitrijević¹, Nebojša Dončov¹, Bratislav Milovanović²

¹Elektronski fakultet Univerziteta u Nišu, ²Univerzitet Singidunum Beograd

Sadržaj: Antene kružnog oblika realizovane u mikrostrip tehnici sa koaksijalnom pobudom, analizirane su pomoću integralnog 3D TLM modela u cilindričnom sistemu. Ispitivane su mogućnosti metoda za modelovanje različitih konfiguracija kružne mikrostrip antene, realizovanih sa ciljem poboljšanja performansi antena sa aspekta veće efikasnosti i povećanja radnog opsega. Dobijeni rezultati upoređeni su sa odgovarajućim merenim vrednostima, analitičkim rezultatima na osnovu cavity modela, kao i sa numeričkim rezultatima dobijenim primenom TLM metoda u pravougaonom koordinatnom sistemu.

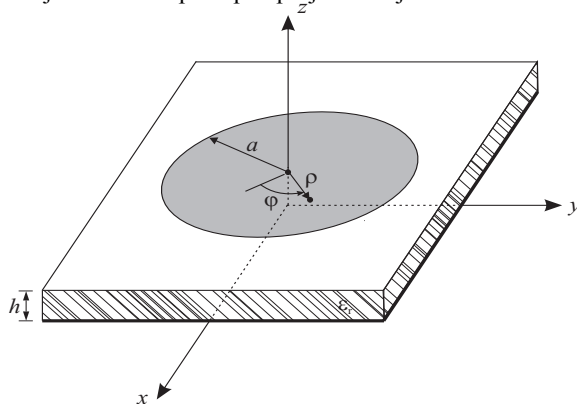
Glavne reči: Mikrostrip antena, koaksijalna pobuda, TLM metod, žičani model

1. Uvod

Zahvaljujući mnogobrojnim prednostima koje poseduju u poređenju sa tradicionalnim antenama [1, 2], mikrostrip *patch* antene nalaze široku primenu u komunikacionim sistemima u širokom frekvencijskom opsegu od ~100 MHz do ~100 GHz. Jednostavnost izrade, male dimenzije, mala težina, niska cena i kompatibilnost sa integrisanim sklopovima značajne su prednosti koje kompenzuju postojeće nedostatke mikrostrip antena, kao što su mali propusni opseg i malo pojačanje, koji su posledica tehnologije izrade. Tipične karakteristike *patch* antena čine ih veoma traženim u mnogim aplikacijama, kao što su [1-3]: telemetrija i komunikacioni sistemi za projekte, zbog malih dimenzija i planarne konfiguracije; satelitski linkovi, mobilne aplikacije i WLAN, zbog male snage i mogućnosti minijaturizacije; GPS (*Global Positioning Systems*) i GSM (*Global Systems for Mobile*), zahvaljujući mogućnosti rada u više frekvencijskih opsega. Pored mikrostrip *patch* antena pravougaone geometrije, u praksi su najzastupljenije antene kružnog i eliptičnog oblika, a jedan od primarnih razloga za istraživanje *patch* antena kružnog oblika bio je postojanje simetrije, čime je omogućeno efikasno istraživanje i optimizacija performansi antena složenije konfiguracije, a istovremeno izvedeni zaključci o karakteristikama antena mogli su se primeniti i na antene drugačije geometrije [4].

Najjednostavnija konfiguracija kružne mikrostrip *patch* antene, prikazana na Slici 1, sastoji se od dve međusobno paralelne metalne površi, čija je debljina značajno manja od talasne dužine ($h \ll \lambda_0$), između kojih se nalazi sloj dielektričnog supstrata. Kod mikrostrip antena kružnog oblika, rezonantni mod je određen površinom kružne zračeće površi na supstratu, pa prema tome, rezonantna frekvencija može se menjati promenom poluprečnika provodne površi, pri čemu redosled modova ostaje nepromenjen [1]. Pobuđivanje *patch* antena može se ostvariti na nekoliko načina, pri čemu su najzastupljeniji mikrostrip pobudna linija ili koaksijalni kabl. Uobičajeno, *patch* antene pobuđene na ove načine, nazivaju se ivično pobuđene (*end-fed*) i koaksijalno pobuđene (*coaxial-fed* ili *probe-fed*) antene, respektivno. U slučaju ivično pobuđene *patch* antene, za pobudu se koristi mikrostrip linija za napajanje koja je direktno povezana sa *patch* antenom. Ipak, najčešće korišćeni metod je koaksijalno pobuđivanje, kada žičani provodnik povezuje provodnu površ sa metalnom podlogom. Ovaj žičani provodnik predstavlja unutrašnji provodnik koaksijalnog kabla, koji

prolazi kroz dielektrični supstrat, dok je spoljašnji provodnik vezan za metalnu podlogu. Kod ovakvog načina pobuđivanja antene, pored jednostavnosti prilikom fabrikovanja, postoji nekoliko ključnih prednosti. Prvo, koaksijalno pobuđivanje je najefikasniji od svih metoda pobuđivanja, jer se direktnim kontaktom pobudnog elementa i antene minimiziraju bočni listovi u dijagramu zračenja [2]. Pored toga, promenom položaja pobude obezbeđuje se regulisanje impedanse sonde, što je značajno radi ostvarivanja prilagođenja impedansi provodnika i antene. Najzad, kod ovakve antene moguće je nezavisno vršiti optimizaciju svakog sloja, čime se značajno olakšava postupak projektovanja.



Slika 1. Kružna mikrostrip patch antena

Tokom poslednjih decenija, veliki broj istraživanja bio je fokusiran na kreiranje novog dizajna ili modifikovanje postojećih antena [2, 6-10], u cilju poboljšanja performansi antena u pogledu propusnog opsega, pojačanja ili mogućnosti rada u više frekvencijskih opsega. Imajući u vidu da su ovakvi problemi, generalno, veoma kompleksni, od izuzetnog je značaja pre praktične realizacije predvideti ponašanje odabranog modela.

U tom cilju, razvijene su različite tehnike za analizu mikrostrip antena, među kojima su najzastupljenije aproksimativne tehnike i tzv. *full-wave* numerički metodi. Grupi aproksimativnih tehnika pripada npr. *cavity* model [1, 11], koji pruža jasan fizički uvid u problem, ali ne uvek i dovoljnu preciznost, dok *full-wave* numerički metodi, iako kompleksniji i zahtevniji u pogledu vremena i računarskih resursa, obezbeđuju rezultate zadovoljavajuće preciznosti. Stoga, numeričko rešavanje pomoću *full-wave* metoda predstavlja pouzdan i sveobuhvatan aparat za analizu ne samo pojedinačnih elemenata, već i nizova, elemenata u kućištima, elemenata proizvoljnog oblika, kao i međusobne sprege [1].

TLM (*Transmission Line Matrix*) metod predstavlja jedan od najpouzdanijih numeričkih *full-wave* metoda i veoma je pogodan za modelovanje i analizu mikrostrip *patch* antena. Kod modelovanja mikrostrip *patch* antena kružnog oblika osnovnu prednost TLM metoda u cilindričnom koordinatnom sistemu u odnosu na uobičajeni TLM pristup u pravougaonom koordinatnom sistemu predstavlja mogućnost preciznog modelovanja kružnih graničnih površi koje određuju rezonantnu frekvenciju antene. TLM pristup u cilindričnim koordinatama je posebno pogodan kada je potrebno modelovati uzane prereze u obliku luka ili prstena u okviru provodne površi, a u cilju poboljšanja performansi antena. U cilju adekvatnog modelovanja mikrostrip antena i preciznog određivanja rezonantne frekvencije i prirode ulazne impedanse, neophodno je uzeti u obzir i uticaj pobudnog elementa, uključujući njegove realne dimenzije i položaj. Implementacijom kompaktnog žičanog modela u cilindrični TLM metod omogućeno je modelovanje pobudnog elementa u obliku koaksijalnog provodnika [12], a time i adekvatna analiza parametara mikrostrip *patch* antena sa koaksijalnom pobudom. Budući da su performanse antene određene transferom snage između pobudnog elementa i

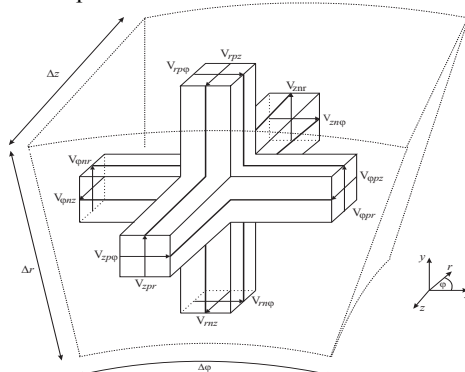
antene, u cilju ostvarivanja maksimalnog transfera snage postavlja se zahtev da ulazna impedansa antene bude prilagođena na impedansu izvora. Prema tome, sa stanovišta praktične realizacije antene dobrih performansi, primena relevantnog metoda koji uključuje adekvatno modelovanje žičane pobude, od posebne je važnosti u procesu projektovanja antene. Na taj način, simulacijama se mogu dobiti pouzdani rezultati koeficijenta refleksije ili ulazne impedanse antene na osnovu kojih se može utvrditi položaj pobudnog elementa koji obezbeđuje najbolje prilagođenje.

U ovom radu prikazani su rezultati primene integralnog cilindričnog TLM metoda za modelovanje i analizu različitih konfiguracija *patch* antena kružnog oblika sa koaksijalnom pobudom, koji su upoređeni sa rezultatima zasnovanim na TLM metodu u pravougaonom koordinatnom sistemu, kao i sa rezultatima dobijenim implementacijom analitičkog *cavity* modela u MATLAB-u. Pored toga, neke od razmatranih antena u ovoj disertaciji praktično su realizovane u cilju verifikacije realizovanog solvera poređenjem sa rezultatima dobijenim merenjima koeficijenta refleksije antena pomoću vektorskog analizatora spektra. Na osnovu postignutih rezultata, razmatrane su mogućnosti i prednosti integralnog cilindričnog TLM pristupa za analizu planarnih struktura u vidu mikrostrip antena. S obzirom da je TLM solverom u cilindričnim koordinatama, omogućen proračun S_{11} parametra i ulazne impedanse antene za odgovarajući položaj koaksijalne pobude, predstavljen je deo rezultata istraživanja koja su orijentisana ka projektovanju i analizi različitih konfiguracija *patch* antena sa ciljem da se istraže mogućnosti integralnog cilindričnog TLM metoda kada su u pitanju zahtevi za realizacijom složenijih antenskih struktura.

2. TLM model kružne mikrostrip antene sa koaksijalnom pobudom

U TLM metodu, raspodela EM polja u tri dimenzije, za odgovarajući mod oscilovanja u metalnom rezonatoru, modeluje se ispunjavajući prostor rezonatora mrežom transmisionih linija i pobuđujući odgovarajuću komponentu polja u mreži. Svaki čvor predstavlja deo medijuma u obliku kvadra ili kružnog isečka u zavisnosti od primenjenog koordinatnog sistema (pravougaonog/ cilindričnog) [13].

Za modelovanje cilindričnih struktura može se koristiti ortogonalna polarna mreža, koja se temelji na (φ, r, z) koordinatnom sistemu. Osnovna ćelija TLM mreže modelovanog prostora je simetrični kondenzovani čvor čija je struktura u cilindričnim koordinatama zajedno sa oznakama portova prikazana na Slici 2. Prikazana struktura sadrži 6 međusobno ukrštenih link linija, koje odgovaraju komponentama EM polja, ali se zbog neuniformnih ćelija u cilindričnom koordinatnom sistemu na svaki čvor dodaje još 3 otvorena i 3 kratkospojena staba. Kod tzv. hibridnog simetričnog kondenzovanog čvora, koji se koristi u cilju efikasnije simulacije, prisutna su samo 3 kapacitivna staba.

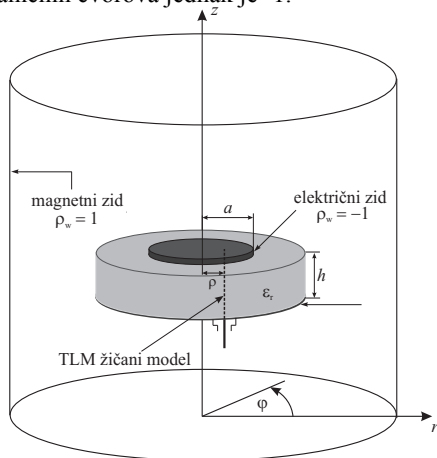


Slika 2. Simetrični kondenzovani čvor u cilindričnom koordinatnom sistemu

Osnovni TLM algoritam se sastoji iz četiri koraka. Nakon definisanja problema i početnih uslova, na osnovu incidentnih naponskih impulse i prethodno izračunatih impedansi i admitansi vodova i stabova vrši se proračun ekvivalentnih napona i struja za svaki čvor. Koristeći relevantne analogije, u ovom koraku je moguće odrediti željenu komponentu EM polja. Zatim slede procedura rasejanja i procedura povezivanja, koje predstavljaju srž TLM algoritma. U okviru procedure rasejanja, proračunavaju se reflektovani naponski impulse na osnovu incidentnih naponskih impulse, dok se u procedure povezivanja određuju novi incidentni naponski impulsi koji predstavljaju reflektovane naponske impulse u prethodnom vremenskom trenutku.

Za potrebe modelovanja interakcije EM polja sa prisutnim dielektrikom ili žičanim elementima, kao i za potrebe definisanja graničnih uslova, osnovni algoritam je dopunjen mogućnostima modelovanja nehomogenog medijuma, žičanih struktura i graničnih površi. U cilju modelovanja žičanih struktura, TLM žičani model, kojim se modeluje prostiranje signala duž žice i interakcija sa EM poljem, prilagođen je cilindričnom koordinatnom sistemu i implementiran u odgovarajući kod [12]. Kod ovog modela, žičane strukture se tretiraju kao novi elementi u mreži koji povećavaju kapacitivnost i induktivnost sredine u kojoj se nalaze, a predstavljene su preko posebne žičane mreže vodova i stabova ubačene unutar TLM čvorova [14].

Za adekvatnu realizaciju modela kružne mikrostrip antene primenom TLM metoda neophodno je uzeti u obzir da antena predstavlja tzv. otvoreni problem, zbog čega modelovani prostor oko antene treba proširiti za najmanje 30% od najveće dimenzije antene (Slika 3). Pri tome se spoljašnje granice modela predstavljaju apsorbujućim graničnim površima definisanim odgovarajućim koeficijentom refleksije. Uzemljena metalna podloga i kružna provodna površ, ukoliko se mogu smatrati savršeno provodnim, modeluju se unutrašnjim graničnim površima, koje predstavljaju električni zid, odnosno koeficijent refleksije odgovarajućih vodova graničnih čvorova jednak je -1.



Slika 3. TLM model kružne mikrostrip antene

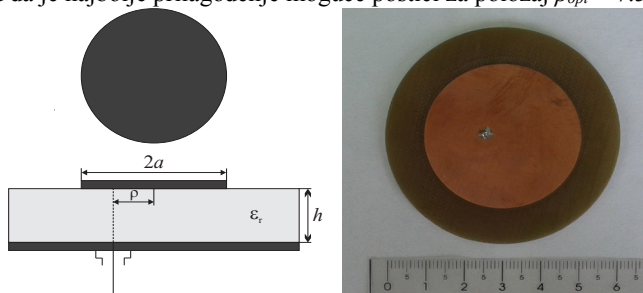
Imajući u vidu da se mikrostrip antena pobuđuje preko unutrašnjeg provodnika koaksijalnog kabla, koji povezuje uzemljenu metalnu podlogu i provodnu površ, za modelovanje žičanog elementa se primenjuje kompaktni žičani model, odnosno posebna žičana mreža inkorporirana u postojeću mrežu čvorova duž pravca prostiranja žičanog elementa. Odgovarajući portovi krajnjih čvorova žice, koji se završavaju na metalnim površima, opisuju se preko koeficijenta refleksije -1, dok je žičani provodnik, preko tzv. žičanog porta, povezan sa naponskim generatorom $V_g = 1V$ unutrašnje otpornosti $R_g = 50\Omega$.

Nakon definisanja modela antene, potrebno je odabrati odgovarajuću rezoluciju TLM mreže čvorova u koordinatnim pravcima primenjenog koordinatnog sistema, tako da se omogući očuvanje vremenskog sinhronizma u procesu rasejanja. To znači da dimenzija TLM ćelija, kojima se modeluje supstrat, treba da bude $\sqrt{\epsilon_r}$ puta manja od TLM ćelija primenjenih na modelovanje dela ispunjenog vazduhom. Izbor adekvatne rezolucije mreže posebno je delikatan kada se model antene predstavlja pravougaonom TLM mrežom. Naime, za razliku od cilindrične TLM mreže, koja omogućava precizno modelovanje kružnih površi nezavisno od primenjene rezolucije, kod pravougaone mreže treba posebno voditi računa o takvim površima, imajući u vidu da je za njihovo modelovanje potrebno koristiti aproksimaciju. Iz tog razloga, neophodno je primeniti odgovarajuću rezoluciju mreže kojom bi se smanjila numerička greška uzrokovana aproksimativnim modelovanjem kružnih površi i obezbedilo dobijanje pouzdanih rezultata.

3. Rezultati i analiza

U ovom odeljku, na osnovu opisanog TLM modela mikrostrip antene, uz odgovarajuće korekcije u skladu sa specifičnostima zadate antenske strukture, biće izvršeno istraživanje karakteristika nekoliko konfiguracija kružne *patch* antene primenom *3DTLMcyl_cw* solvera i odgovarajućim poređenjima.

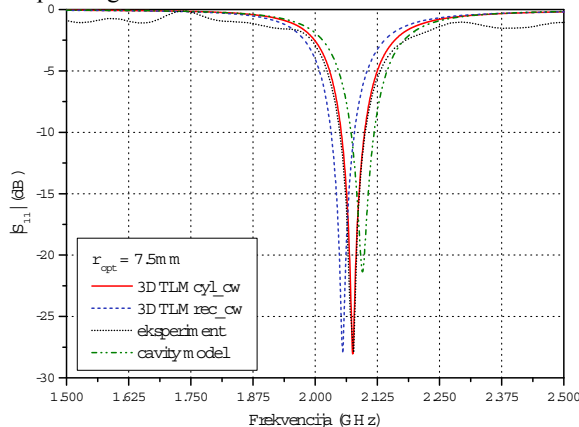
Poprečni presek i izgled kružne mikrostrip *patch* antene, koja je praktično realizovana na FR4 supstratu čija je permitivnost $\epsilon_r = 4.2$, tangens ugla gubitaka $\tan \delta = 0.02$, prikazani su na Slici 4. Poluprečnik provodne površi je $a = 20$ mm, debljina dielektričnog supstrata $h = 1.5$ mm dok poluprečnik uzemljene podloge iznosi $r = 30$ mm. Antena je pobuđena preko koaksijalne pobude prečnika $d_0 = 0.5$ mm. Pre praktične realizacije eksperimentalnog modela antene, bilo je neophodno utvrditi optimalni položaj pobude u kojem je ulazna impedansa antene prilagođena na impedansu žice. U tom cilju, izvršene su simulacije za različite položaje koaksijalne pobude, uključujući proračun S_{11} parametra za svaki položaj, a rezultati zavisnosti magnitude S_{11} parametra od normalizovanog položaja pobude pokazuju da je najbolje prilagođenje moguće postići za položaj $\rho_{opt} = 7.5$ mm.



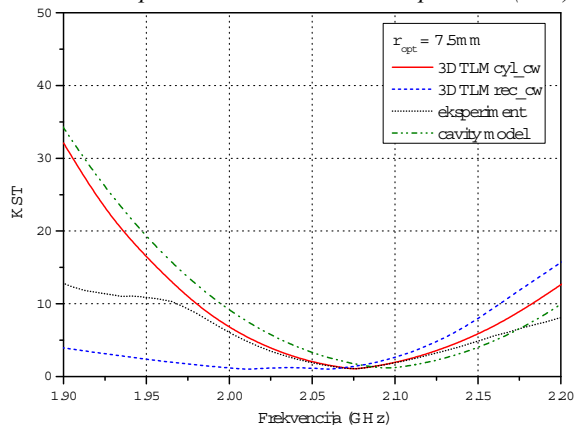
Slika 4. Poprečni presek i eksperimentalni model kružne mikrostrip *patch* antene (FR4)

Za simulacije modela antene primenom integralnog cilindričnog TLM metoda, kao i korišćenjem TLM pristupa u pravougaonim koordinatama, izabrane su mreže sledećih rezolucija: $(\phi \times r \times z) = (36 \times 60 \times 83)$ čvorova i $(x \times y \times z) = (120 \times 120 \times 83)$ čvorova, u cilindričnom i pravougaonom koordinatnom sistemu, respektivno. Numerička karakteristika refleksije, dobijena *3DTLMcyl_cw* solverom, upoređena je sa odgovarajućim karakteristikama zasnovanim na pravougaonoj TLM mreži i *cavity model*-u, kao i sa merenom karakteristikom refleksije, na Slici 5, dok su krive koje odgovaraju koeficijentu stojećeg talasa (KST) upoređene na Slici 6. Najzad, na Slici 7 prikazana je ulazna impedansa u bliskoj oblasti oko rezonantne frekvencije. U cilju poređenja, odgovarajuće vrednosti parametara antene, koje se odnose na rezonantnu frekvenciju, nivo modula S_{11} parametra i KST-a na rezonantnoj frekvenciji, date u Tabeli 1. Kao što se može uočiti na osnovu grafika i Tabele 1, postignuto je

zadovoljavajuće slaganje rezultata, pri čemu rezultat dobijen *3DTLMcyl_cw* softverom pokazuje najbolje slaganje sa merenim vrednostima. Na osnovu upoređivanja primenjenih mreža u cilindričnom i pravougaonom koordinatnom sistemu, zapaža se da, pri istim dimenzijama TLM ćelija ($\Delta r = \Delta x = \Delta y = 1$ mm u oblastima ispunjenim vazduhom), rezultate zadovoljavajuće preciznosti moguće je postići cilindričnom TLM mrežom sa manjim brojem čvorova u odnosu na pravougaonu mrežu.



Slika 5. S_{11} parametar kružne mikrostrip antene (FR4)

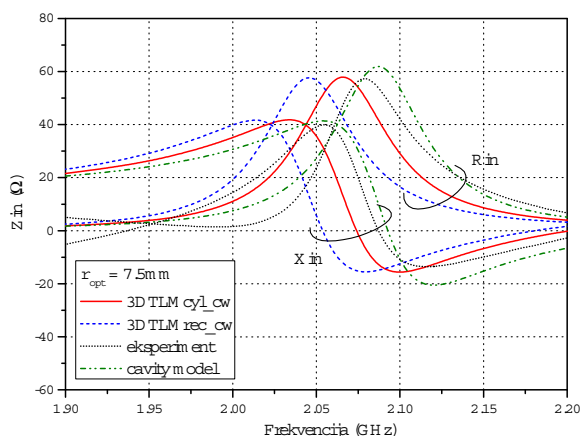


Slika 6 KST kružne mikrostrip antene (FR4)

Konfiguracija tzv. invertovane kružne mikrostrip antene (IMCP – *Inverted Microstrip Circular Patch*) nudi određene prednosti u odnosu na konvencionalnu kružnu antenu. Pre svega, ova konfiguracija je veoma pogodna za projektovanje aktivnih integrisanih antena, gde se željene aktivne komponente mogu smestiti u prostor između uzemljene podloge i provodne površi. Takođe, nije potrebno bušiti supstrat čime se pruža mogućnost eksperimentalne optimizacije uređaja ili pobudnog elementa koja nije destruktivna po model. Još jedna prednost ogleda se i u redukovanju površinskih talasa, čime se postiže povećanje propusnog opsega bez degradacije dijagrama zračenja i stepena korisnog dejstva antene [15, 16].

Invertovana kružna mikrostrip *patch* antena praktično je realizovana tako da se FR4 supstrat ($\epsilon_r = 4.2$, $\tan \delta = 0.02$) nalazi iznad provodne površi, dok je prostor između uzemljene metalne folije i provodne površi ispunjen vazduhom, kao što je prikazano na Slici

8.a. Poluprečnici uzemljene metalne podloge i provodne površi isti su kao u slučaju klasične *patch* kružne antene, odnosno, iznose $a = 20$ mm i $r = 30$ mm, respektivno, dok je rastojanje između provodne površi i uzemljene metalne podloge jednako visini supstrata i iznosi $h_1 = h_2 = 1.5$ mm. Optimalni položaj koaksijalne pobude, prečnika $d_0 = 0.5$ mm, utvrđen je na osnovu rezultata dobijenih TLM simulacijama u cilindričnom i pravougaonom koordinatnom sistemu. U skladu sa tim, koaksijalna pobuda je postavljena je na rastojanju $\rho_{opt} = 5.5$ mm od centra antene.

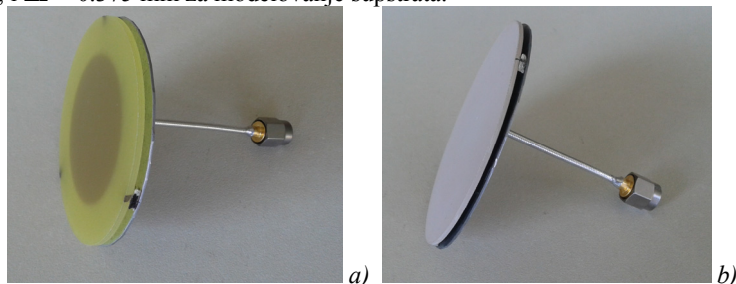


Slika 7. Ulazna impedansa kružne mikrostrip antene (FR4)

Tabela 1 Parametri kružne mikrostrip antene (FR4)

	Cavity model	3DTLMrec_cw	3DTLMcyl_cw	Merene vrednosti
f_r (GHz)	2.095	2.056	2.075	2.078
S_{11} (dB)	-21.37	-28.00	-28.05	-27.09
KST	1.81	1.02	1.08	1.08

Simulacije modela invertovane kružne mikrostrip antene sa koaksijalnom pobudom izvršene su primenom *3DTLMcyl_cw* solvera i TLM metoda u pravougaonim koordinatama, primenjujući mreže rezolucije $(\varphi \times r \times z) = (36 \times 60 \times 100)$ čvorova i $(x \times y \times z) = (120 \times 120 \times 100)$ čvorova, respektivno, gde je $\Delta r = \Delta x = \Delta y = 0.75$ mm, $\Delta z = 0.75$ mm, u delu ispunjenom vazduhom, i $\Delta z = 0.375$ mm za modelovanje supstrata.



Slika 8. Eksperimentalni model IMCP antene sa koaksijalnom pobudom:

a) FR4, b) RO3010

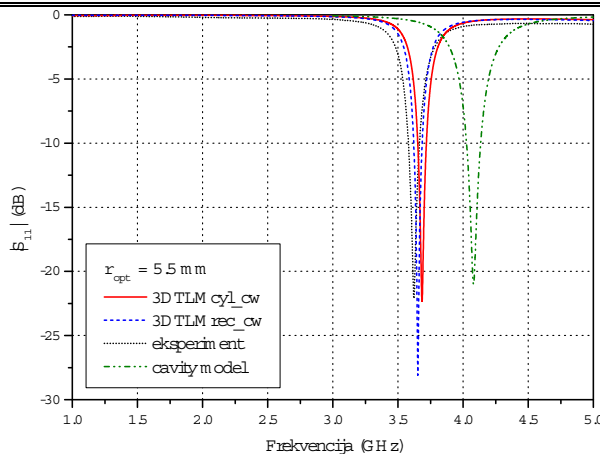
Merena karakteristika refleksije invertovane kružne mikrostrip antene upoređena je sa relevantnim simuliranim krivama na Slici 9, dok su odgovarajuće vrednosti rezonantnih frekvencija, S_{11} parametra i koeficijenta stojećeg talasa date u Tabeli 2. Poređenjem

prikazanih rezultata, zaključuje se da postoji veoma dobro slaganje između TLM numeričkih i merenih rezultata, dok rezultati dobijeni aproksimativnim *cavity model*-om pokazuju značajno odstupanje u pogledu vrednosti rezonantne frekvencije.

Još jedna prednost invertovane konfiguracije mikrostrip antena u odnosu na klasične vidi se u dodatnom stepenu slobode za podešavanje radne frekvencije antene. Naime, kod konvencionalne antene kružnog oblika, vrednost rezonantne frekvencije se menja jedino promenom poluprečnika provodne površi na zadatom supstratu. Sa druge strane, kod invertovane antene postoji još jedan stepen slobode koji se ogleda u promeni visine vazdušnog procepa radi postizanja željene radne frekvencije. Ova karakteristika invertovanih struktura istražena je na primeru prethodno razmatrane antene realizovane na supstratu FR4 antene. Slika 10 ilustruje uticaj rastojanja provodne površi i donje metalne podloge na rezonantnu frekvenciju i propusni opseg antene, dok su ostali parametri antene isti. Krive pokazuju da se rezonantna frekvencija smanjuje sa povećanjem visine antene, dok propusni opseg naglo raste do visine od 6 mm kada kriva ulazi u zasićenje. Konkretno, propusni opseg invertovane kružne FR4 antene se kreće od 1.79 %, koliko iznosi za $h_1 = 1.5$ mm, do 5.42 % za $h_1 = 8$ mm.

Tabela 2 Parametri invertovane kružne mikrostrip antene (FR4)

	<i>Cavity model</i>	<i>3DTLMrec_cw</i>	<i>3DTLMcyl_cw</i>	Merene vrednosti
f_r (GHz)	4.081	3.652	3.685	3.6225
S_{11} (dB)	-21.00	-28.10	-22.32	-22.11
KST	1.195	1.082	1.166	1.170

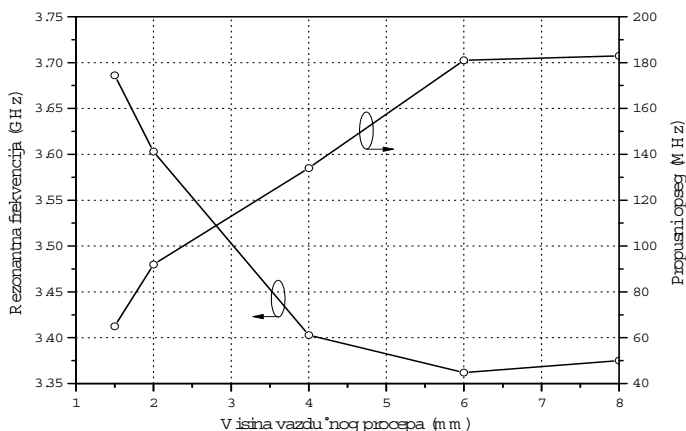


Slika 9. S_{11} parametar invertovane kružne mikrostrip antene (FR4)

Efekat redukovanja površinskih talasa u konfiguraciji invertovane mikrostrip antene, posebno dolazi do izražaja kod antena fabrikovanih na supstratu velike permitivnosti. Na taj način, invertovanjem provodne površi performanse kružne *patch* antene realizovane na supstratu RO3010 mogu značajno biti poboljšane, u smislu magnitude S_{11} parametra i dobitka. Izgled invertovane *patch* antene, poluprečnika provodne površi i uzemljene podloge 20 mm i 30 mm, respektivno, praktično realizovane primenom datog supstrata, prikazana je na Slici 8.b. Visina vazdušnog procepa jednaka je visini supstrata i iznosi $h_1 = h_2 = 1.28$ mm.

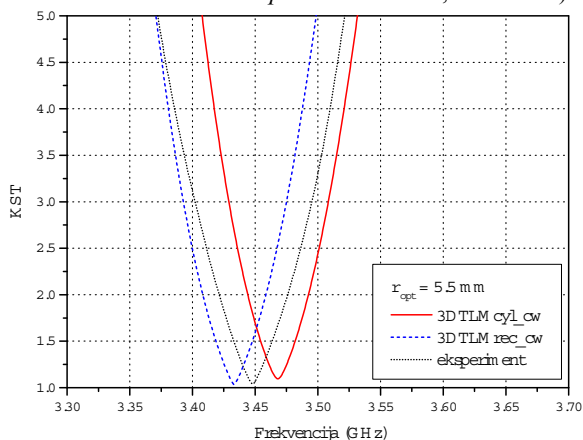
U cilju generisanja numeričkog modela razmatrane antene, dimenzije čvorova u cilindričnom i pravougaonom koordinatnom sistemu, podešene su da budu jednake $\Delta r = \Delta x = \Delta y = 1$ mm, dok je u z smeru korak diskretizacije menjan u skladu sa očuvanjem vremenskog sinhronizma, tako da je $\Delta z = 1$ mm u proširenom delu modela, $\Delta z = 0.32$ mm za

modelovanje supstrata i $\Delta z = 0.64$ mm u vazдушnom procepu. TLM simulacije su izvršene za različite položaje koaksijalne pobude, pri čemu su oba pristupa (cilindrični i pravougaoni) rezultovala istim optimalnim položajem $\rho_{opt} = 5.5$ mm. Numeričkim putem dobijen podatak o položaju pobude iskorišćen je prilikom realizacije eksperimentalnog modela razmatrane antene. Odgovarajući mereni rezultati u vidu koeficijenta stojećeg talasa - KST upoređeni su sa numeričkim rezultatima na Slici 11. Vrednost rezonantne frekvencije zasnovana na *cavity model-u*, $f_r = 4.107$ GHz, značajno odstupa od numeričkih i merene vrednosti tako da ovi rezultati nisu prikazani.



Slika 10. Zavisnost rezonantne frekvencije i propusnog opsega od visine vazdušnog procepa invertovane kružne mikrostrip antene (FR4)

Sa aspekta propusnog opsega antene, primećuje se blago poboljšanje sa povećanjem visine procepa, a performanse invertovanih *patch* antena mogu se dodatno poboljšati korišćenjem metalnih panela postavljenih duž ivice antene. Iz tog razloga, u nastavku će pažnja biti posvećena modelovanju invertovanih kružnih mikrostrip antena sa metalnim omotačem (*Cavity-Backed Inverted Microstrip Circular Patch*, CB-IMCP).



Slika 11. KST invertovane kružne mikrostrip antene (RO3010)

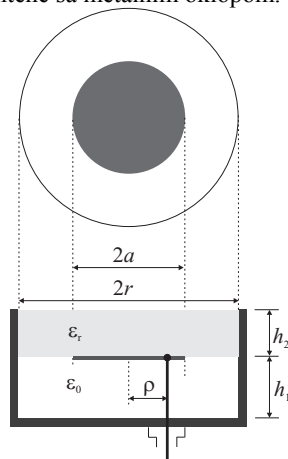
Poslednjih decenija, postoji veliko interesovanje za istraživanje i realizaciju mikrostrip *patch* antena sa metalnim oklopom, poznatih kao CB-IMCP (*Cavity-backed Inverted Microstrip Circular Patch*) antene, zbog brojnih prednosti koje imaju u odnosu na

konvencionalne antene. Neke od najznačajnijih prednosti su: male dimenzije, izolovanost od okoline, smanjen list zračenja unazad, mogućnost dodavanja slojeva supstrata velike permitivnosti radi postizanja većeg dobitka, potiskivanje površinskih talasa koji značajno smanjuju stepen korisnog dejstva antene, potiskivanje bočnih listova zračenja i dr. Takođe, primenom metalnih oklopa kod *patch* antena može se postići smanjenje dimenzija antena do 30% [17].

TLM solver baziran na cilindričnom koordinatnom sistemu je primenjen za modelovanje invertovane kružne *patch* antene sa metalnim oklopom kada je kao supstrat korišćen RO3010, čiji poprečni presek je prikazan na Slici 12. Poluprečnici provodne površi i metalne podloge iznose $a = 20$ mm i $r = 30$ mm, respektivno, dok je visina vazdušnog procepa jednaka visini supstrata i iznosi $h_1 = h_2 = 1.28$ mm. Optimalni položaj pobude, $\rho_{opt} = 6.5$ mm, utvrđen je na osnovu rezultata simulacija za različite položaje koaksijalne pobude.

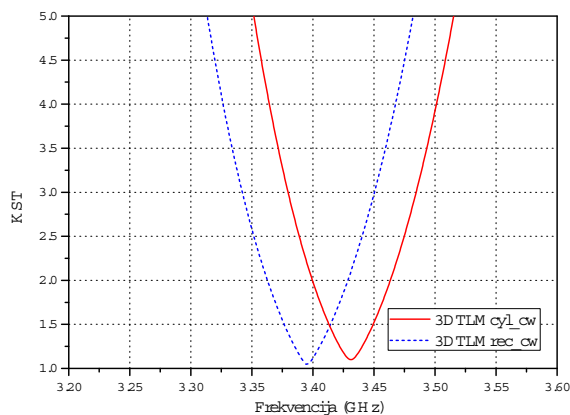
Numeričkim putem dobijene vrednosti, koje odgovaraju koeficijentu stojećeg talasa - KST-u invertovane kružne *patch* antene sa metalnim oklopom za optimalni položaj pobude, ilustrovane su na Slici 13. Grafici pokazuju veoma dobro slaganje rezultata postignutih primenom TLM metoda u cilindričnom koordinatnom sistemu sa TLM rezultatima baziranim na pravougaonoj mreži.

Mogućnost invertovanih konfiguracija mikrostrip antena, u pogledu postizanja manje radne frekvencije povećanjem efektivne visine antene, istražena je i na primeru invertovane antene realizovane na supstratu RO3010. Numerički model antene sa promenljivom visinom vazdušnog procepa u opsegu $h_1 = [1.28 \div 8.0]$ mm i konstantnom debljinom supstrata $h_2 = 1.28$ mm generisan je primenom cilindrične TLM mreže, tako da su simulacije izvršene primenom softvera *3DTLMcyl_cw*. Ovaj efekat je ilustrovan Slici 14, gde je prikazano kako se rezonantna frekvencija menja u funkciji visine vazdušnog procepa kod IMCP i CB-IMCP antene. Uočava se pomeranje rezonantnog moda ka nižim vrednostima frekvencija sa povećanjem visine procepa, pri čemu je ta promena približno dvostruko veća u slučaju invertovane kružne mikrostrip antene sa metalnim oklopom.

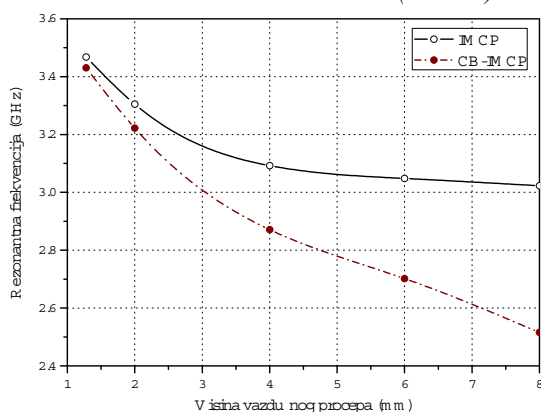


Slika 12. Poprečni presek CB-IMCP antene

Imajući u vidu da je za postizanje niže radne frekvencije kružnih *patch* antena potrebno povećati prečnik provodne površi, invertovanje provodne površi i uvođenje metalnog omotača doprinose značajnom redukovanju dimenzija antena. Takođe, osim što se povećanjem visine vazdušnog procepa dobija širi propusni opseg, uočava se da se uvođenjem metalnog omotača dodatno povećava propusni opseg.



Slika 13. KST CB-IMCP antene (RO3010)



Slika 14. Rezonantna frekvencija u funkciji visine vazdušnog procepa invertovane kružne patch antene sa i bez metalnog omotača

4. Zaključak

S obzirom da je prilikom projektovanja antena, jedan od osnovnih zadataka poboljšanje performansi antene, u smislu veće efikasnosti i šireg frekventijskog opsega, u ovom radu su prezentovani rezultati analize kružnih mikrostip antena sa koaksijalnom pobudom. Metod primenjen za analizu razmatranih antena koristi model baziran na TLM modelovanju antene u cilindričnom koordinatnom sistemu, uključujući kompaktni žičani model koji omogućava modelovanje žičanih provodnika odgovarajućih dimenzija i položaja.

Na osnovu prikazanih rezultata, dobijenih na primerima konvencionalne i invertovane kružne antene sa vazдушnim procepom, uključujući metalni oklop, može se zaključiti da je integralni TLM metod u implementiran cilindričnim koordinatama veoma pogodan za modelovanje koaksijalno pobuđenih antenskih struktura kružne geometrije. Postignuto je veoma dobro slaganje rezultata dobijenih TLM metodom i merenih parametara antena koje su praktično realizovane.

Razmatrani primeri *patch* antena predstavljaju konfiguracije pogodne za modelovanje primenom cilindrične TLM mreže, imajući u vidu da sadrže jednostavne kružne granične površi, ali TLM metod može se primeniti i za modelovanje složenih višeslojnih antenskih struktura, koje podrazumevaju prisustvo uzanih proreza u obliku prstena ili ugaonog isečka na provodnoj površi, koji se koriste za poboljšanje performansi antena u smislu proširenja frekventijskog opsega i rada u tzv. *dual band* režimu.

Literatura

- [1] C. A. Balanis, Antenna theory: analysis and design: John Wiley & Sons, 2012.
- [2] R. Garg, Microstrip Antenna Design Handbook: Artech House, 2001.
- [3] P. Bhartia, K. V. S. Rao, and R. S. Tomar, Millimeter-wave microstrip and printed circuit antennas: Artech House, 1991.
- [4] R. Waterhouse, Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guide: A Designer's Guide: Springer, 2003.
- [5] R. Garg, Microstrip Antenna Design Handbook: Artech House, 2001.
- [6] N. C. Karmakar, "Investigations into a cavity-backed circular-patch antenna," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 50, no. 12, pp. 1706-1715, 2002.
- [7] D. M. Kokotoff, R. B. Waterhouse, and J. T. Aberle, "Analysis and design of probe-fed printed annular rings," in Antennas and Propagation Society International Symposium, 1998. IEEE, 1998, pp. 904-907 vol.2.
- [8] D. Guha, and Y. M. M. Antar, "Circular Microstrip Patch Loaded With Balanced Shorting Pins for Improved Bandwidth," Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, vol. 5, no. 1, pp. 217-219, 2006.
- [9] K. L. Wong, Planar Antennas for Wireless Communications: Wiley, 2003.
- [10] K. L. Wong, Compact and Broadband Microstrip Antennas: Wiley, 2004.
- [11] A. G. Demeryd, "Analysis of the microstrip disk antenna element," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 27, no. 5, pp. 660-664, 1979.
- [12] T. Ž. Dimitrijević, J. J. Joković, B. D. Milovanović, N. S. Dončov, TLM Modelling of a Probe-coupled Cylindrical Cavity based on Compact Wire Model in the Cylindrical Mesh, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, John Wiley & Sons Inc., Wiley InterScience Periodicals, Vol.22, No. 2, pp. 184-192, 2012.
- [13] C. Christopoulos, The transmission-line modeling method: TLM: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1995.
- [14] V. Trenkic, A. J. Wlodarczyk, and R. A. Scaramuzza, "Modelling of coupling between transient electromagnetic field and complex wire structures," International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields, vol. 12, no. 4, pp. 257-273, 1999.
- [15] D. Guha, and J. Y. Siddiqui, "New CAD model to calculate the resonant frequency of inverted microstrip circular patch antennas," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 35, no. 6, pp. 434-437, 2002.
- [16] D. Guha, and Y. M. M. Antar, Microstrip and Printed Antennas: New Trends, Techniques and Applications: Wiley, 2011.
- [17] J. L. Volakis, and J. M. Jin, "A scheme to lower the resonant frequency of the microstrip patch antenna," Microwave and Guided Wave Letters, IEEE, vol. 2, no. 7, pp. 292-293, 1992.

Abstract: *The circular microstrip antennas with coaxial excitation were analyzed using the integral 3D TLM models in a cylindrical coordinate system. The possibilities of methods are considered based on modeling of various circular microstrip antenna configurations implemented with a view to improving performance antenna in terms of greater efficiency and the operating range increasing. The results were compared with the corresponding measured values, analytical results based on cavity model, as with the numerical results obtained using TLM method in a rectangular coordinate system.*

Keywords: *microstrip antenna, coaxial-fed, TLM cylindrical method, wire model*

TLM MODELLING AND ANALYSIS OF COAXIAL FED CIRCULAR MICROSTRIP ANTENNA

Jugoslav Joković, Tijana Dimitrijević, Nebojša Dončov, Bratislav Milovanović