

MODELOVANJE ELEKTROMAGNETNOG ZRAČENJA KOMPONENTI REALIZOVANIH U ŠTAMPANOJ TEHNICI

Bratislav Milovanović, Jugoslav Joković, Tijana Dimitrijević, Nebojša Dončov,
Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu

Sadržaj: *Prezentovane su mogućnosti primene TLM (Transmission Line Matrix) metoda za modelovanje elektromagnetnog zračenja PCB (Printed Circuit Board) elemenata smeštenih u oklopljenim metalnim kućičtima. Metod je primenjen za ispitivanje interakcije između PCB elemenata i kućišta, na primeru baziranom na modelovanju fizičkih i elektromagnetnih parametara opisanih pomoću kompaktnih TLM modela. Postupak je verifikovan poređenjem dobijenih rezultata sa odgovarajućim referentnim vrednostima, a zatim su analizirani pojedinačni efekti međusobnog uticaja PCB elemenata i kućišta u pogledu emisije EM polja.*

Ključne reči: *EM zračenje, PCB, TLM metod*

1. Uvod

Brz razvoj i primena naprednih digitalnih tehnika za obradu informacija i prenos u modernim komunikacionim sistemima doveli su do daljeg razvoja tehnologije poluprovodnika ka nanometarskom području. U današnjim komunikacionim sistemima može se naći veliki broj složenih komponenata i uređaja, uglavnom u pakovanjima velike gustine, što kao rezultat ima veoma interesantno okruženje kad je u pitanju elektromagnetno (EM) polje. Iz tog razloga, elektromagnetna kompatibilnost (EMC) [1] postala je jedno od glavnih pitanja pri dizajniranju ovih sistema, i to posebno delova kao što su štampane ploče (PCB) i integrisana kola (IC).

Sa dramatičnim povećanjem brzine obrade signala frekvencija takta na kome PCB rade danas je u opsegu GHz, pa je iz tog razloga, razmatrajući i samo par harmonika frekvencije, dizajn ovih kola u mikrotalasnom području. Sa druge strane, štampane ploče postaju sve složenije što otežava da se uticaj PCB elemenata kvantifikuje u EM smislu. Kako su dimenzije štampanih ploča u mikrotalasnom frekvencijskom području reda nekoliko talasnih dužina, štampane ploče postaju efikasni izvori zračenja i prijemnici EM energije. Takođe, pakovanje velike gustine, koje se često primenjuje pri dizajniranju štampanih ploča, može dovesti do značajne interferencije između susednih štampanih ploča, naročito ako su one smeštene u zatvorenom okruženju. Ovi efekti, u kombinaciji sa smanjivanjem nivoa naponskih signala, čine kvalitet i integritet signala, kao i zračenje

i prijem u smislu EMC, veoma kritičnim pitanjima u sledećoj generaciji sistema velike brzine.

Numerička analiza brojnih EM i EMC problema uobičajeno se vrši korišćenjem nekih od diferencijalnih numeričkih metoda, kao što su FD-TD (*Finite-Difference Time-Domain*) metod [2] i TLM (*Transmission Line Matrix*) metod [3]. Međutim, tzv. *full-wave* trodimenzionalna numerička simulacija, koja bi precizno odredila EM polje u okolini štampane ploče, obično zahteva značajne računarske resurse i duže trajanje simulacije. Iz tog razloga, predložena je efikasna tehnika bazirana na principu ekvivalentnog dipola [4], koja obezbeđuje pojednostavljene modele ekvivalentnog dipola u cilju preciznog predviđanja emitovanog zračenja, ne uzimajući u obzir tačne detalje štampane ploče [5]. Model je izveden na osnovu eksperimentalnog snimanja bliskog polja zračenja i pored pobude uzima u obzir i fizičke karakteristike štampane ploče, kao što su metalna podloga i dielektrični sloj, koje su od veoma velike važnosti u zatvorenom okruženju. Međutim, ovaj model može biti veoma složen i zahtevati puno vremena ukoliko se ugrađuje u konvencionalne FD-TD ili TLM metod.

Za potrebe modelovanja pojedinih, u geometrijskom smislu malih, ali u električnom veoma bitnih elemenata (tzv. finih elemenata), kao što su žičani elementi, otvori i prorezi, izvršeno je nekoliko poboljšanja TLM metoda [6-8]. Ovi kompaktni modeli implementirani su ili u obliku dodatne jednodimenzionalne mreže vodova ili u obliku ekvivalentnog kola sa skoncentrisanim parametrima, što omogućava uzimanje u obzir prisustva EM polja finih elemenata bez upotrebe veoma guste mreže oko njih. U poređenju sa konvencionalnim pristupom ovi modeli daju značajno poboljšanje u smislu potrebnih računarskih resursa.

Sličan kompaktni model moguće je razviti za probleme štampanih ploča, koji omogućava efikasnu implementaciju u TLM algoritam i precizan prikaz EM zračenja i sprege štampane ploče. Da bi se razvio takav model, potrebno je izvršiti proširenu tzv. *full-wave* analizu u cilju potpune karakterizacije EM polja štampane ploče bilo u slobodnom prostoru ili zatvorenom okruženju.

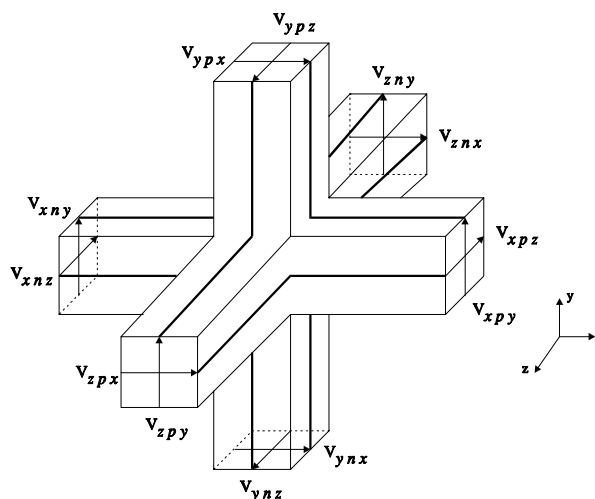
U ovom radu je razmatrana osnovna test štampana ploča smeštena u pravougaonom kućištu, koje predstavlja tipično zatvoreno okruženje štampane ploče. Štampana ploča se sastoji od mikrostrip trake u obliku slova L na supstratu FR4 [5]. Analiziran je uticaj emitovanog zračenja ove jednostavne strukture štampane ploče, sa koaksijalnom pobudom i detekcijom na njenim krajevima, na raspodelu EM polja unutar i izvan kućišta, pri čemu je uključen uticaji otvora koji se u praksi koristi za ubacivanje kabla, odnosno od PCB elementa. Ova analiza je izvršena primenom TLM metoda sa implementiranim kompaktnim žičanim modelom, a dobijeni rezultati su upoređeni sa referentnim rezultatima baziranim na merenjima i simulacijama primenom Metoda momenata (MoM) [5].

2. Modelovanje pomoću TLM metoda

U TLM metodu, raspodela EM polja u tri dimenzije u pravougaonom metalnom kućištu u kome je smepšten PCB, modeluje se ispunjavajući prostor unutar metalnog kućišta mrežom transmisionih linija i pobuđujući odgovarajuću komponentu polja u mreži. Generalno, elektromagnetne karakteristike medijuma u kućištu se modeluju mrežom međusobno povezanih TLM čvorova, gde svaki čvor predstavlja deo medijuma

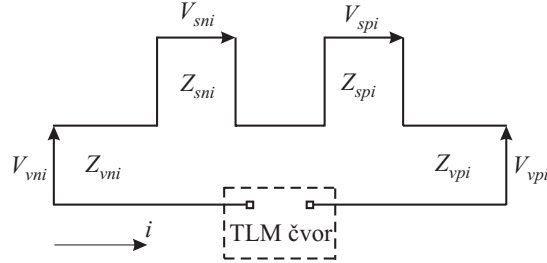
u obliku kocke ili kružnog isečka u zavisnosti od primenjenog koordinatnog sistema (pravougaonog/ cilindričnog) [3]. Korektno modelovanje nehomogenog medijuma podrazumeva primenu rezolucije mreže za modelovanje dielektrika koja je $\sqrt{\epsilon_r}$ puta veća od rezolucije mreže u prostoru ispunjenom vazduhom, u skladu sa uslovom ostvarivanja vremenskog sinhronizma u proceduri rasejanja.

Na Slici 1. prikazana je osnovna struktura simetričnog kondenzovanog čvora. U cilju postizanja većeg koraka vremenske diskretizacije, za potrebe modelovanja je upotrebljen hibridni simetrični kondenzovani čvor (*Hybrid Symmetrical Condensed Node HSCN*). Kako bi se dodatno ubrzao postupak simulacije, implementirani su najefikasniji TLM algoritmi za proračun matrice rasejanja i povezivanja, bazirani na primeni principa kontinuiteta električnog i magnetnog polja i održanja naelektrisanja i magnetnog fluksa.



Slika 1. Simetrični kondenzovani čvor

Kod žičanog TLM čvora, žičane strukture se tretiraju kao novi elementi u mreži koji povećavaju kapacitivnost i induktivnost sredine u kojoj se nalaze. Žičana mreža se formira od dodatnih električnih vodova i stabova čiji su parametri izabrani tako da modeluju rast kapacitivnosti i induktivnosti prouzrokovan prisustvom žice, održavajući u isto vreme sinhronizaciju sa drugim delom TLM mreže (Slika 2). Prostiranje signala duž žice i interakcija sa EM poljem se simulira pomoću posebne žičane mreže ugrađene u postojeću mrežu vodova TLM čvora. Na taj način olakšano je modelovanje žičanih struktura složene geometrije, ali je zato otežan postupak implementacije na računaru. Jedan od načina da se ovaj problem prevaziđe je uvođenje tzv. fiktivnog cilindra koji se može predstaviti nizom TLM čvorova unutar kojih se nalazi žica. Poluprečnik fiktivnog cilindra je nađen empirijski i njegova vrednost je različita za proračun kapacitivnosti i induktivnosti [6]. U pravougaonom koordinatnom sistemu poluprečnik fiktivnog cilindra ima istu vrednost za sve čvorove kroz koje prolazi žičani segment.



Slika 2. Konfiguracija žičane mreže za pravi žičani segment koji se prostire u i smeru

Ekvivalentni poluprečnici fiktivnog cilindra za proračun kapacitivnosti i induktivnosti, r_{Ci} i r_{Li} , respektivno, za žičani segment koji se pruža u i smeru ($i \in \{x, y, z\}$) su definisani kao:

$$r_{Ci} = k_{Ci} \Delta i_c \quad (1)$$

$$r_{Li} = k_{Li} \Delta i_c \quad (2)$$

pri čemu se Δi_c odnosi na usrednjene dimenzije poprečnog preseka čvora u i smeru (na primer, $\Delta x_c = (\Delta y + \Delta z)/2$), dok su k_{Ci} i k_{Li} faktori nađeni empirijski na osnovu poznatih karakteristika TLM mreže [6].

Nakon određivanja ekvivalentnih poluprečnika niza TLM čvorova, raspodeljena kapacitivnost i induktivnost po jedinici dužine, potrebne za modelovanje žičanih segmenata se mogu naći na sledeći način:

$$C_{zi} = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(r_{Ci} / r_z)}, \quad (3)$$

$$L_{zi} = \frac{\mu}{2\pi} \ln(r_{Li} / r_z) \quad (4)$$

gde je r_z stvarni poluprečnik žice.

Karakteristike spoljašnjih graničnih površina TLM mreže se mogu izraziti preko koeficijenta refleksije ρ_w , preko otpornosti ili skin efekta. Pri tome se otpornost može izraziti preko koeficijenta refleksije na osnovu dimenzije čvorova i impedanse sredine. Spoljašnje granične površine sa proizvoljnim koeficijentom refleksije, ρ_w , se modeluju u TLM metodu završavajući vodove na granicama modelovanog prostora odgovarajućim opterećenjem. Ako je karakteristična impedansa voda različita od impedanse sredine, ekvivalentni koeficijent refleksije TLM voda, ρ_{ij} , generalno je različit od ρ_w . Koeficijent refleksije voda, ρ_{ij} , se nalazi završavajući vod karakteristične impedanse Z_{ij} otpornošću R :

$$\rho_{ij} = \frac{R - Z_{ij}}{R + Z_{ij}} = \frac{(1 + \rho_w) - \hat{Z}_{ij}(1 - \rho_w)}{(1 + \rho_w) + \hat{Z}_{ij}(1 - \rho_w)}, \quad (5)$$

gde je $\hat{Z}_{ij} = Z_{ij} / Z_{ij}^s$ normalizovana karakteristična impedansa TLM voda,

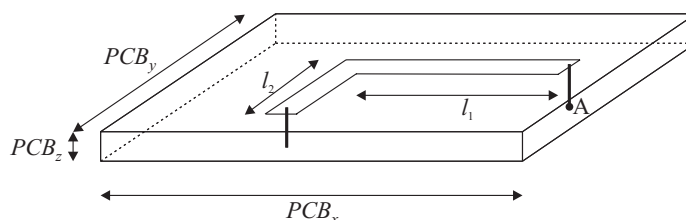
$R = Z_{ij}^s \frac{1 + \rho_w}{1 - \rho_w}$ otpornost potrebna da bi se završio vod u cilju dobijanja koeficijent

refleksije ρ_w . Ako spoljašnje granične površine predstavljaju električni ili magnetni zid važi da je $\rho_w = \rho_{ij}$. Za ostale vrednosti ρ_w, ρ_{ij} će zavisiti od Z_{ij} .

3. Rezultati i analiza

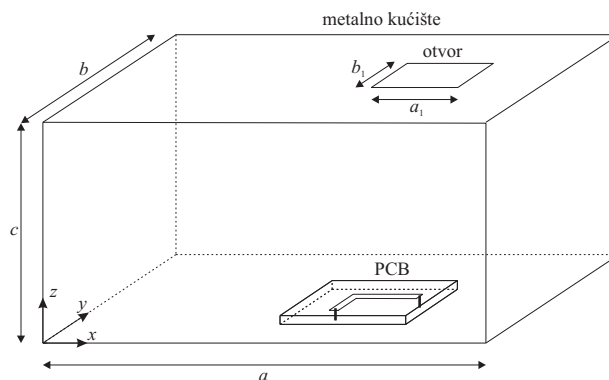
Rezultati prezentovani u ovom radu ilustruju mogućnosti TLM metoda za karakterizaciju zračenja osnovnog PCB elementa u obliku test ploče sa mikrostrip trakom štampanom na dielektričnom supstratu [5]. U cilju verifikacije, dobijeni numerički TLM rezultati upoređeni su sa referentnim rezultatima dobijenim primenom Metoda momenata, kao i sa merenim rezultatima [5].

Osnovni PCB test element se sastoji od mikrostrip trake u obliku slova L širine 2mm i odgovarajućih dužina ogranaka $l_1 = 40\text{mm}$ i $l_2 = 20\text{mm}$, koja se nalazi sa jedne strane ploče $\text{PCB}_x \times \text{PCB}_y \times \text{PCB}_z = (80 \times 50 \times 1.5)\text{mm}^3$ napravljene od supstrata FR4 dielektrične konstante $\epsilon_r = 4.5$. Izgled štampane ploče je prikazan na Slici 3.



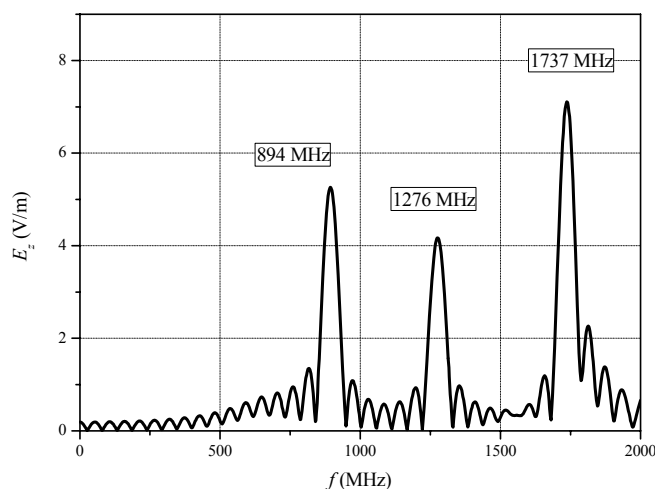
Slika 3. Izgled osnovnog PCB test elementa

PCB test element je smešten na dnu kućišta u obliku pravougaone metalne kutije dimenzija $a \times b \times c = (284 \times 204 \times 75)\text{mm}^3$. Otvor dimenzija $a_1 \times b_1 = (60 \times 10)\text{mm}^2$ je smešten na gornjem zidu kućišta iznad PCB elementa u skladu sa ekperimentalnom postavkom. PCB se napaja spoljašnjim RF signalima preko koaksijalnog kabla (prečnik unutrašnjeg provodnika je 0.5mm), koji se nalazi na jednom kraju mikrostrip trake (tačka A). Ova struktura, prikazana na Slici 4, omogućava precizno modelovanje kućišta preko koeficijenata refleksije granica, dok su RF provodnici modelovani pomoću kompaktnog žičanog modela, gde su uključeni generator i opterećenje preko TLM žičanih portova na krajevima mikrostrip ogranaka.



Slika 4. TLM model osnovnog PCB test elementa u metalnom kućištu sa otvorom

Kada je PCB element unutar kućišta, od posebnog značaja je ispitivanje EM zračenja u blizini rezonantnih frekvencija metalnog kućišta. S obzirom da PCB izaziva pomerenje frekvencija i takođe utiče na nivo polja, modelovanje PCB elemenata je esencijalno u simulacijama ovakvih struktura. S tim u vezi, analizirani su numerički rezultati rezonantnih frekvencija u modelovanoj zatvorenoj strukturi. Na Slici 5. prikazane su rezonantne frekvencije dobijene na osnovu vertikalne komponente električnog polja (E_z) u tački koja se nalazi 35 mm iznad PCB elementa ($x = 210\text{mm}$, $y = 108\text{mm}$).



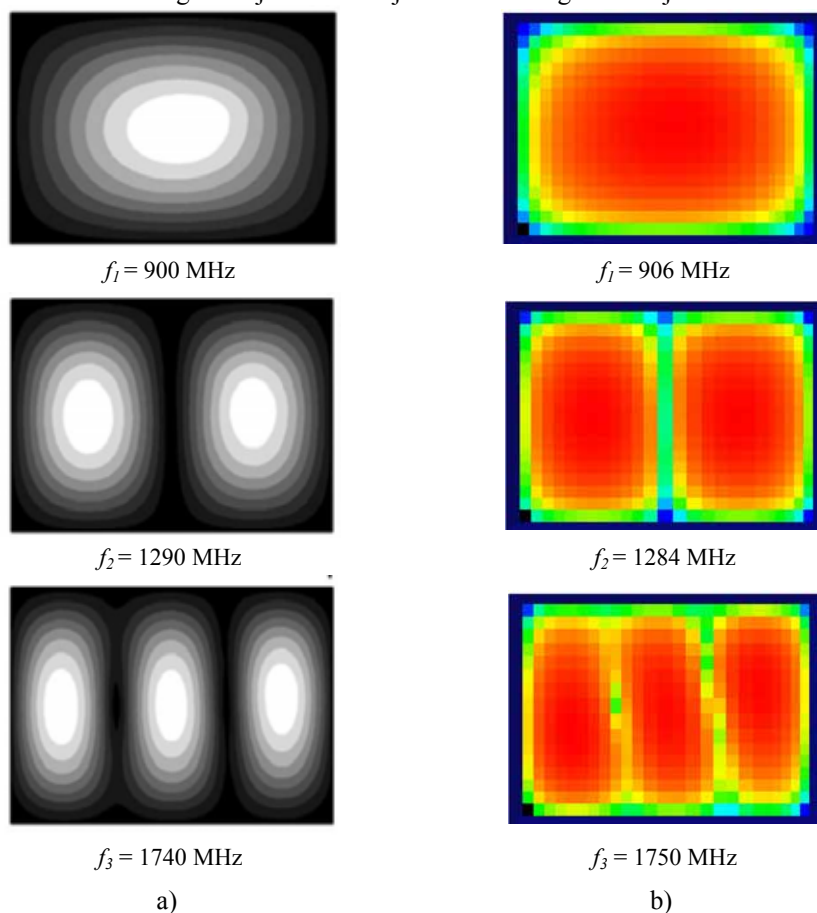
Slika 5. TLM numerički rezultati vertikalne komponente električnog polja osnovnog test PCB elementa smeštenog u metalnom kućištu sa otvorom

U Tabeli 1, vrednosti rezonantnih frekvencija dobijene TLM metodom upoređene su sa referentnim vrednostima dobijenih eksperimentalnim određivanjem amplitude polja unutar kućišta. U poređenju sa merenjima, rezultati simulacije test ploče pokazuju da uključivanje osnovnih elemenata, kao što je mikrostrip traka i supstrat, uz dodatne žičane elemente za pobudu i prijem, omogućavaju preciznu predikciju polja emitovanog EM zračenja u kućištu koje interaguje sa PCB elementom smeštenim unutar kućišta. Odstupanje vrednosti frekvencija je manje od 10MHz, a jedan od razloga može biti to što kućište koje se koristi u merenjima sadrži elemente koji nisu uključeni u numerički model, kao što je sonda za detekciju EM polja [5].

Tabela 1. Poređenje merenih i numeričkih rezultata

Rezonantne frekvencije (MHz)	Merene vrednosti [5]	TLM simulacije	
		Bez otvora	Sa otvorom
PCB element u kućištu	900	906	894
	1290	1284	1276
	1740	1750	1737

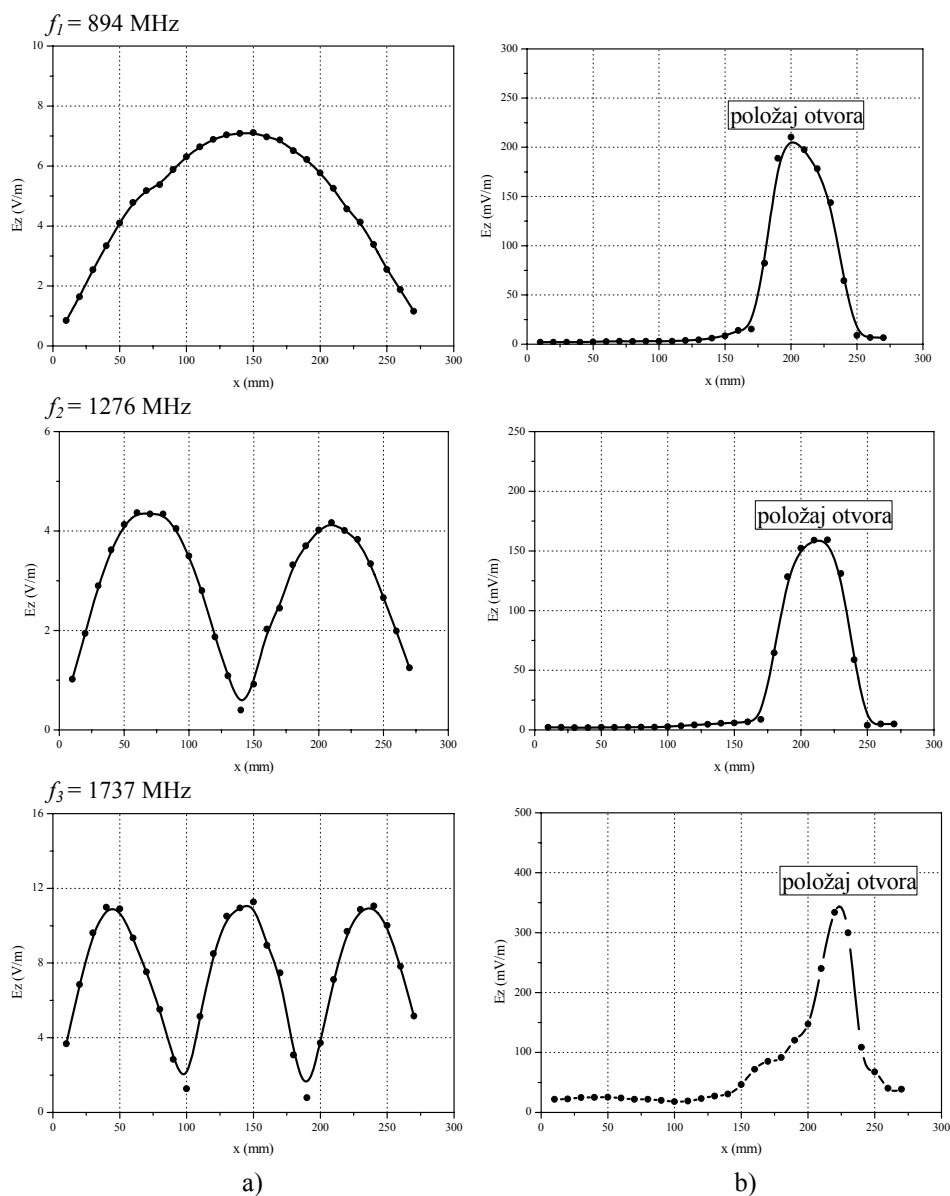
Slika 6. prikazuje E_z komponentu u ravni koja se nalazi na visini 35 mm od dna kućišta. Dobijeni TLM rezultati PCB elementa u kućištu su u dobroj saglasnosti sa odgovarajućim rezultatima dobijenim MoM [5]. Prikazani dijagrami potvrđuju da je modelovanje dielektrika i mikrostrip trake PCB elementa, kao i modelovanje žičanih elemenata od izuzetnog značaja u simulacijama zatvorenog okruženja.



Slika 6. Dijagrami raspodele E_z komponente polja na rezonantnim frekvencijama, dobijenih simulacijom PCB elementa u kućištu a) MoM, b) TLM metodom

Na Slici 7. prikazani su uporedni rezultati simulacije E_z komponente polja na rezonantnim frekvencijama duž dve linije u x smeru, semplovane u tačkama na visini $z = 35$ mm i $z = 90$ mm iznad PCB, koji predstavljaju EM zračenja unutar i van kućišta, respektivno. Dijagrami E_z komponentne dobijeni na osnovu TLM simulacije na rezonantnim frekvencijama (Slika 7.a), koji ilustruju raspodelu EM polja u kućištu usled fizičkog prisustva PCB i otvora, imaju veoma dobro slaganje sa odgovarajućim rezultatima baziranim na osnovu simulacija ekvivalentnih dipola i merenja [5]. Dobijeni dijagrami potvrđuju da je modelovanje substrata i metalnih traka PCB, kao i otvora kućišta, od suštinskog značaja u simulacijama PCB u oklopljenim metalnim kućištima.

Kako su rezultati E_z komponente polja na rezonantnim frekvencijama van kućišta (Slika 7.b), dobijenoj semplovanjem u tačkama koje se nalaze 15 mm iznad otvora, TLM mreža je proširena na prostoru iznad gornjeg zida kućišta, gde je smešten otvor. Može se videti da su nivoi zračenja EM polja izvan kućišta mnogo manji u poređenju sa nivoima na odgovarajućim rezonansama u kućištu.



Slika 7. Dijagrami E_z na rezonantnim frekvencijama, dobijeni TLM simulacijom PCB elementa u kućištu: a) unutar, b) izvan kućišta sa otvorom

Dobijeni rezultati, koji ilustruju dijagrame EM zračenja, potvrđuju da uticaj otvora nije kritičan za rezonanse (pomeranje frekvencija je manje od 1%) jer su njegove dimenzije mnogo manje od kućišta, tako da se ne remeti raspodela EM polja unutar kućišta. Samo u slučaju druge rezonanse (na 1276 MHz), koja ima pik na mestu odpoložaja otvora, $x = (180 \div 240)$ mm, nivo EM polja je nešto niži od prvog pika. Međutim, prisustvo otvora značajno povećava nivo EM zračenja izvan kućišta, koje treba uzeti u obzir kada se vrši standardni EMC test PCB. Dijagrami koji predstavljaju EM emisije van kućišta se razlikuju od odgovarajućih rezultata EM polja unutar kućišta i dominantno su određeni položajem samog otvora. Takođe, položaji pikova EM zračenja su različiti na pojedinačnim rezonansama i pomereni su od centra otvora ($x = 210$ mm) ka najbližem odgovarajućem piku amplitude polja unutar kućišta.

4. Zaključak

Imajući u vidu da je, kod testova elektromagnetske kompatibilnosti, jedno od glavnih polja interesovanja jačina i raspodela polja zračenja uređaja koji se testira (*Equipment Under Test* - EUT), u ovom radu su prezentovani rezultati zračenja osnovne PCB strukture. Metod primenjen za određivanje emitovanog zračenja PCB elementa koristi model baziran na TLM modelovanju test ploče u zatvorenom okruženju, koji uzima u obzir interakciju između fizičkog prisustva PCB elementa i kućišta. Analizirani su dijagrami EM zračenja na rezonantnim frekvencijama unutar i izvan kućišta sa otvorom, kao i uticaj otvora na EM zračenje.

Na osnovu prikazanih rezultata, dobijenih na primeru osnovne test štampane ploče u zatvorenom okruženju, može se zaključiti da je TLM metod veoma pogodan za modelovanje PCB struktura u obliku mikrostrip traka na ploči napravljenoj od supstrata i smeštenoj u kućištu. Kompaktni žičani TLM model omogućava modelovanje žičanih provodnika koji se koriste za povezivanje različitih slojeva PCB strukture. Postignuto je dobro slaganje rezultata dobijenih TLM metodom i referentnih rezultata baziranih na simulacijama i merenjima.

TLM metod se može primeniti i za modelovanje složenih višeslojnih PCB struktura, ali pri tome se moraju uzeti u obzir troškovi numeričke analize, rezolucija i preciznost. Takođe, zračenje malih elemenata PCB strukture i ivica zbog kućišta, zahteva posebno dobru karakterizaciju, zbog čega se može zahtevati uključivanje dodatnih parametara predstavljenih u ekvivalentnim modelima. Ipak, ovde je pokazano da se TLM metod može koristiti za karakterizaciju zračenja PCB struktura u realnim okruženjima i omogućava istraživanje parametara od interesa za EMC analizu.

Literatura

- [1] Christopoulos, C., *Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility*, 2nd edition, CRC Press, Boca Raton, FL, 2007.
- [2] Kunz, K. S., Luebbers, R. J., *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*, CRC Press, Boca Raton, FL, 1993.
- [3] Christopoulos, C., *The Transmission-Line Modelling (TLM) Method*, IEEE Press in association with Oxford University Press, Piscataway, NJ, 1995.

- [4] Balanis, C. A., *Antenna Theory - Analysis and Design*, John Wiley and Sons, New York, 1997.
- [5] Tong, X., Thomas, D.W.P., Nothofer, A., Sewell, P., Christopoulos, C., "Modeling Electromagnetic Emission From Printed Circuit Boards in Closed Environment Using Equivalent Dipoles", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 52, No. 2, May 2010, pp. 462-470.
- [6] Wlodarczyk, A. J., Trenkic, V., Scaramuzza, R., Christopoulos, C., "A Fully Integrated Multiconductor Model For TLM", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 46, No. 12, December 1998, pp. 2431-2437.
- [7] Trenkic, V., Scaramuzza, R., "Modelling of Arbitrary Slot Structures Using Transmission Line Matrix (TLM) Method", *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Zurich, Switzerland, 2001, pp. 393-396.
- [8] Dončov, N., Wlodarczyk, A. J., Scaramuzza, R., Trenkic, V., "Compact TLM Model of Air-vents", *Electronics Letters*, Vol. 38, No. 16, 2002, pp. 887-888

Zahvalnica

Prikazani rezultati dobijeni u okviru istraživanja na projektu III 44009 - Razvoj digitalnih tehnologija i umreženih servisa u sistemima sa ugrađenim komponentama, koje finansira MPNTR.

Abstract: *In this paper, possibilities and effectiveness of Transmission Line Matrix (TLM) method for modelling of electromagnetic emissions from a printed circuit board (PCB) in a closed environment are considered. The method is applied to account for interactions between the PCB and an enclosure by including basic physical features of the PCB. A basic test board, placed in the metallic enclosure, is modelled in configurations where feeding and terminations are realized through TLM wire ports. Also, effects of the PCB and enclosure used in experimental setup are considered. Verification of the numerical model has been carried out by comparison with reference results.*

Keywords: *EM emissions, PCB, TLM method*

MODELLING OF EM EMISSIONS FROM PCB

Bratislav Milovanović, Jugoslav Joković, Tijana Dimitrijević, Nebojša Dončov