



UNIVERZITET U NIŠU
ELEKTRONSKI FAKULTET



Vesna M. Milutinović

**RAZVOJ I PRIMENA POSTUPAKA ZA
EFIKASNU KARAKTERIZACIJU
ELEKTROMAGNETSKE SPREGE
OSTVARENE POSREDSTVOM OTVORA U
OKLOPLJENIM KUĆIŠTIMA**

doktorska disertacija

Niš, 2014.



UNIVERSITY OF NIS
FACULTY OF ELECTRONIC
ENGINEERING



Vesna M. Milutinović

**DEVELOPMENT AND APPLICATION OF
METHODS FOR EFFECTIVE
CHARACTERIZATION OF
ELECTROMAGNETIC COUPLING
ACHIVED THROUGH APERTURES IN
SHIELDED ENCLOSURES**

Doctoral Dissertation

Nis, 2014.

Podaci o mentoru i članovima komisije

Mentor:

Redovni profesor, prof. dr Bratislav Milovanović, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet

Članovi komisije:

1. Redovni profesor, prof. dr Nebojša Dončov, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet;
2. Redovni profesor, prof. dr Vera Marković, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet;
3. Redovni profesor, prof. dr Jovan Radunović, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet;
4. Redovni profesor, prof. dr Olivera Pronić - Rančić, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet;
5. Vanredni profesor, prof. dr Nataša Maleš-Ilić, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet

Datum odbrane: _____

ZAHVALNICA

Ova doktorska disertacija je rađena pod rukovodstvom prof. dr Bratislava Milovanovića, kome se zahvaljujem, na opredeljenju za izbor teme, na korisnim sugestijama i savetima tokom izrade ove doktorske disertacije.

Za sticanje znanja o nauci u vezi elektromagnetske kompatibilnosti, modelovanju i dugogodišnjoj uspešnoj saradnji, izuzetnu zahvalnost dugujem prof. dr Nebojši Dončovu, redovnom profesoru Elektronskog fakulteta u Nišu.

Zahvaljujem se drugim članovima komisije na saradnji, stručnoj pomoći, kao i na sadržajnim sugestijama pri konačnom formulisanju ove teze.

Tokom izrade disertacije bila sam stipendista Regulatorne agencije za elektronske komunikacije i poštanske usluge u kojoj sam zaposlena i na tome se zahvaljujem rukovodstvu.

Posebno se zahvaljujem svojoj porodici, kolegama i prijateljima.

Podaci o doktorskoj disertaciji

Naslov:

Razvoj i primena postupaka za efikasnu karakterizaciju elektromagnetske sprege ostvarene posredstvom otvora u oklopljenim kućištima

Rezime:

Elektromagnetska kompatibilnost (electromagnetic compatibility – *EMC*) kao vid ponašanja opreme na način na koji je ona otporna na određeni nivo smetnji iz spoljašnje sredine i koja u isto vreme emituje prihvatljivi nivo *EM* zračenja, od suštinskog je značaja za projektovanje i rad elektronskih sistema u realnom vremenu. Performanse elektronskih sistema sa *EMC* gledišta zavise dominantno, pored karaktera pobudnog *EM* zračenja i konfiguracije žičanih i dielektričnih struktura unutar sistema, od postojanja i prirode sprežnih puteva preko kojih se ostvaruje sprega *EM* energije izvora i osetljivih elektronskih sistema. Glavnu ulogu pri eliminisanju ili redukovanju ovih sprežnih puteva imaju oklopljena kućišta. Ova kućišta napravljena od provodnih materijala odgovarajuće debljine i sa različitim *EM* karakteristikama, utiču na nivo *EM* zračenja koje dopire do električnog kola iz spoljašnje sredine, ali takođe i određuju koliko se energije od strane kola izrači u spoljašnju sredinu. Kako oklopi neizbežno poseduju pojedinačne otvore, koji se obično koriste za pristup sistemu (konektori, napojni/odvodni kablovi, CD/DVD ROM-ovi i dr.) i/ili više otvora istog oblika za hlađenje i odvođenje viška toplote iz sistema (npr. ventilacioni otvori), *EM* zračenje preko otvora prodire u prostor unutar i izvan oklopa, degradirajući osnovnu funkciju oklapanja.

Uloga oklopljenog kućišta je da zavisno od frekvencije, debljine i *EM* karakteristika materijala od kojih je izrađeno, redukuje količinu *EM* energije koja prodire u prostor unutar i izvan oklopa i obično se izražava preko veličine koja se naziva efikasnost zaštite oklopa (shielding effectiveness - *SE*). Ova veličina se najčešće definiše kao odnos u dB između nivoa incidentnog polja u odgovarajućoj tački unutar sistema bez prisustva oklopa i u prisustvu oklopa i može se definisati kako za električno (tzv. električna efikasnost) tako i za magnetsko polje (tzv. magnetska efikasnost).

Cilj doktorske disertacije jeste analiza uticaja različitih efekata kao što su: povećanje debljine prednjeg metalnog zida sa otvorima, broja otvora, promena oblika i dimenzija otvora, kao i njihovog međusobnog rastojanja na električnu efikasnost zaštite oklopa na primeru kućišta određenih dimenzija u određenom frekvencijskom opsegu. Pri tome su

razmatrani kako pojedinačni tako i ventilacioni otvori sa različitim oblicima (pravogaoni, kružni i kvadratni) koji se najčešće sreću u oklopljenim kućistima. Pored ravanskog incidentnog talasa razmatran je i oblikovan talas kod koga je promenjen ugao polarizacije, azimuta i elevacije, kao i proračun vrednosti za *SE* u različitim tačkama posmatranja unutar oklopa. Za većinu praktičnih *EMC* problema, pobuda u vidu ravanskog talasa predstavlja samo aproksimaciju realne pobude i uglavnom se koristi za proračun efikasnosti zaštite oklopa. Kada je potrebno numeričkom metodom proceniti nivo *EM* emisije koji se izrači iz oklopljenog sistema i stepen njenog uticaja na ostale elektronske sisteme u okruženju, pobuda se smešta unutar kućišta. U disertaciji je razmatrana i unutrašnja pobuda u oklopu predstavljenja izvorom u obliku žice i kako ona utiče na spoljašnje okruženje za različit oblik otvora na prednjem zidu izračunavanjem električnog polja u dalekom polju.

Imajući u vidu da se za potrebe izvođenja merenja koristi prijemna antena, neophodno je voditi računa i o uticaju prijemne antene koja se nalazi unutar kućišta na *SE* oklopa. Naime, prijemna antena konačnih dimenzija može značajno promeniti prostiranje *EM* polja unutar kućišta i prema tome uticati na rezultat za *SE* oklopa. U doktorskoj disertaciji razmatran je efekat prisustva prijemne dipol, odnosno monopol antene na *SE* oklopa, u smislu kako promena parametara antene kao što su poluprečnik i dužina antene, položaj unutar oklopa i njena orijentacija utiče na *SE* oklopa.

Metode istraživanja koje se primenju u ovoj disertaciji jesu: analitički metod modelovanja pomoću ekvivalentnog talosovodnog kola i numerički metod modelovanja pomoću električnih vodova (Transmission Line Matrix - *TLM*). Metod ekvivalentnog kola je korišćen za *SE* analizu, radi razmatranja više otvora na više strana oklopa i oblikovanog incidentnog talasa, i poboljšan je od strane autora radi razmatranja prisustva prijemne antene unutar kućišta koja se u merenjima koristi radi proračuna *SE*. Stoga je glavni predmet istraživanja ove doktorske disertacije razvoj analitičkog modela, odnosno razvoj ekvivalentnog modela radi proračuna *SE* oklopa sa otvorima. Osnovna prednost ovako unapređenog analitičkog modela ogleda se u mogućnosti preciznog modelovanja antene unutar oklopa. Naime, u određenoj tački unutar oklopa prijemna antena je predstavljena odgovarajućom impedansom u posmatranoj tački ekvivalentnog modela. Iz tog razloga, u disertaciji su predstavljeni rezultati koji se dobijaju za ulaznu impedansu prijemne antene za dobijeni ekvivalentni model. Radi sagledavanja prisustva prijemne antene u mernom procesu je korišćen i *TLM* metod sa kompaktnim žičanim modelom, dok je u slučaju kada oklop ima ventilacione otvore primenjen tzv. kompaktni *TLM* model za ventilacione otvore na metalnim

zidovima, radi proračuna raspodele *EM* polja oko velikog broja otvora. Analitički i numerički model su u disertaciji upoređeni u smislu njihove sposobnosti proračuna različitog broja ventilacionih otvora sa različitim razmakom otvora na prednjem zidu.

Rezultati poređenja analitičkih i numeričkih rezultata sa dobijenim mernim rezultatima su detaljno prikazani u cilju verifikacije i ispitivanja mogućnosti primene predloženog metoda za potrebe modelovanja prijemne antene. Efikasnost predloženog analitičkog metoda je razmatrana na primeru oklopa sa otvorima na prednjem zidu i prijemne antene postavljene u različitim tačkama unutar oklopa. Tačnost metoda je verifikovana poređenjem sa numeričkim vrednostima, za različite dužine i prečnike prijemne antene i sa odgovarajućim merenim rezultatima. U tom kontekstu, u disertaciji je pokazano u kojoj meri se razlikuju rezultati dobijeni analitičkim i numeričkim modelom, zavisno od dimenzija prijemne antene. Odgovarajući numerički rezultati, koji predstavljaju efikasnost zaštite oklopa, za nekoliko različitih prečnika žice upotrebljene kao prijemna antena, su ilustrovani u okviru disertacije.

Među očekivanim rezultatima, koji predstavljaju originalni naučni doprinos disertacije, može se izdvojiti sledeće:

- proračun uticaja različitih faktora: broja i oblika otvora, njihovog međusobnog rastojanja, debljine zidova, promene pobudnih parametara ravanskog *EM* talasa, na električnu *SE* oklopa korišćenjem diferencijalne numeričke metode u vremenskom domenu za analizu praktičnih *EMC* problema;
- proračun uticaja pobude u obliku žice unutar oklopa na *EM* polje u dalekom polju korišćenjem numeričke metode;
- primena poboljšanog *TLM* metoda sa kompaktnim žičanim modelom za generisanje numeričkog modela radi analize uticaja prijemne dipol antene na električnu *SE*;
- primena analitičkog i numeričkog modela radi proračuna *SE* oklopa sa otvorima i prijemnom mernom antenom neizbežnom u mernom procesu posebno na rezonantnim frekvencijama;
- proračun *SE* oklopa sa i bez prijemne antene različitih prečnika korišćenjem poboljšanog numeričkog i analitičkog modela.

Zaključci se baziraju na analizama i proračunima, pri čemu su istaknute najvažnije karakteristike i prednosti predloženih metoda. Ukazano je na razlike analitičkog i numeričkog

modela sa i bez prijemne antene različitih prečnika koja se tokom eksperimentalne *SE* karakterizacije mora uzeti u obzir, da bi se korektno proračunao nivo *SE* oklopa i položaj rezonantnih frekvencija.

Ključne reči: oklapanje, efikasnost zaštite, kućište, elektromagnetska kompatibilnost, sprega, otvor, analitički metod, *TLM* metod, prijemna antena

Naučna oblast: elektrotehnika i računarstvo

Uža naučna oblast: Telekomunikacije

UDK broj: _____

Doctoral dissertation data

Title:

Development and application of methods for effective characterization of electromagnetic coupling achieved through apertures in shielded enclosures

Abstract:

Electromagnetic compatibility (*EMC*) is essential for the design and operation of electronic systems in real time, as a form of equipment behavior in such a way that it is resistant to a certain level of interference from the environment, and which at the same time emits an acceptable level of *EM* radiation. From *EMC* point of view performance of electronic systems dominantly depend on the existence and nature of interconnecting paths, through which the coupling between *EM* energy sources and sensitive electronic systems is achieved dominantly, in addition to the character of excited *EM* radiation and configuration of wire and dielectric structures within the system. Major role in the elimination or reduction of these interconnecting paths have shielded enclosures. These enclosures, made of conductive material with adequate thickness and with different *EM* characteristics, affect on the level of *EM* radiation that reaches the electric circuit from the environment, but also determine how much energy is radiated by the circuit to the environment. Because enclosures have individual apertures inevitably, which are commonly used to access the system (connectors, power supply/shortening cables, CD/DVD-ROM, and others), and/or more apertures of the same shape for cooling and removal of excess heat from the system (e.g. air-vent apertures), *EM* radiation penetrates through the apertures in the space inside and outside the enclosure, degrading the basic function of shielding.

The role of the shielded enclosure is that depending on the frequency, thickness and *EM* material characteristics of which is made, reduces the amount of *EM* energy which penetrates into the space inside and outside the enclosure and is usually expressed in term, which is called the shielding effectiveness (*SE*). This measure is usually defined as the ratio in dB between the level of the incident field in the corresponding point in the system in the absence of enclosure and in the presence of enclosure and it can be defined as well as for the electric (the so-called electric shielding effectiveness) and for the magnetic field (the so-called magnetic effectiveness).

The aim of the doctoral dissertation is to analyze the influence of different effects such as: increasing the thickness of the front metal wall with apertures, a number of apertures, changing the shape and size of apertures, as well as their mutual distance on the shielding effectiveness of enclosure, on the example of enclosure of certain size in a certain frequency range. Accordingly, both individual apertures and air-vent apertures were considered with different shapes (rectangular, circular and square), which are usually located on the walls of shielded enclosures. In addition to the incident plane wave, an oblique wave in which the angle of polarization, azimuth and elevation is changed, was discussed also, as well as calculated values for *SE* in the different observation points within the enclosure. For most practical *EMC* issues, excitation in the form of a plane wave is only an approximation of the real excitation and is mainly used for the calculation of the shielding effectiveness. An excitation is placed inside the enclosure, when it is necessary to estimate the level of *EM* emissions, using numerical simulation, which is radiated from the shielded enclosure and the degree of its impact on other electronic systems in the environment. The internal excitation in enclosure, in the form of wire, was examined in the doctoral dissertation and how it affects on the external environment for the different shape of the apertures on the front wall calculating the electric field in the far field.

Considering that for the purposes of conducting measurement a receiving antenna is being used, which is located inside the enclosure, it is necessary to take into account the impact of receiving antenna on the *SE*. The receiving antenna of finite size can significantly change the propagation of *EM* fields inside the enclosure and thus affects on the result of the *SE*. The effect of the presence of the receiving dipole, as well as monopole antenna on the *SE* was examined in this doctoral dissertation, in terms of how changes in antenna parameters, such as the radius and the length of the antenna position within the enclosure and its orientation, affect on the enclosure *SE*.

Research methods that were applied in this doctoral dissertation are: analytical method for modeling using equivalent circuit and numerical modeling method using electrical lines (Transmission Line Matrix - *TLM*). The method of equivalent circuit was used for the analysis, in order to consider more apertures at many walls and oblique incident wave, and it was enhanced by the author to consider the presence of the receiving antenna inside the enclosure, which is used in the measurements process for calculating *SE*. Therefore, the main subject of this doctoral dissertation is development of analytical model and the development of equivalent model in order to calculate *SE* of enclosure with apertures. The basic advantage

of this improved analytical model is his ability to precisely modeling antennas inside the enclosure. In fact, at some point within the enclosure receiving antenna was presented with appropriate impedance in the observing point of equivalent model. From this reason, the obtained results for the input impedance of a receiving antenna, for obtained equivalent model, were presented in the doctoral dissertation. The *TLM* method with the compact wire model was used also, for consideration of the receiving antenna presence in the measurement process, while in the case when an enclosure have air-vents, so-called a compact *TLM* model for the air vents on the metal walls, was applied, owing to calculate distribution of the *EM* field around a large number of apertures. Analytical and numerical model were compared in the dissertation in terms of their ability to calculate a different number of air-vent apertures, with a different mutual spacing on the front wall.

A comparison of analytical and numerical results with the obtained measurement results was presented in detail, in order to verify and investigate the possibility of applying the proposed method for modeling the receiving antenna. The efficiency of the proposed analytical method was discussed in the example of enclosure with apertures on the front wall and the receiving antenna located at different points within the enclosure. The accuracy of the method was verified by comparison with numerical values, for a different length and diameter of the receiving antenna and with the corresponding measurement results. In this context, to what extent there is a difference between results obtained by analytical and numerical model, was shown in the doctoral dissertation, depending on the size of the receiving antenna. The corresponding numerical results, which represent the shielding effectiveness of enclosure, for a number of different wire diameters used as a receiving antenna, were illustrated in the framework of the doctoral dissertation.

Among the expected results, which represent the original scientific contribution of the dissertation, can be extricate as following:

- computation of impact for various factors: the number and shape of apertures, their mutual spacing, wall thickness, changes in the excitation parameters of plane *EM* wave, on the *SE* using numerical differential method in time-domain for analysis of practical *EMC* problems;
- computation of excitation influence in the form of wire inside the enclosure on the *EM* field in the far field using numerical method;

- application of improved *TLM* method with compact wire model for generating a numerical model in order to analyze the impact of the receiving dipole antenna on the *SE*;
- application of analytical and numerical models for calculation the *SE* of enclosure with apertures and receiving antenna inevitable in the measurement process especially at the resonant frequencies;
- calculation of the *SE* with and without receiving antenna with different diameters using improved numerical and analytical models.

The conclusions are based on analyzes and calculations, in which it was highlight the most important features and advantages of the proposed methods. It was indicated on the differences of analytical and numerical models with and without receiving antenna of various diameters, that must be taken into account during the experimental characterization, in order to correctly calculate the level of *SE* and the position of resonant frequencies.

Key words: shielding, shielding effectiveness, enclosure, electromagnetic compatibility, coupling, aperture, analytical method, *TLM* method, receiving antenna

Scientific field: Electrical Engineering and Computer Science

Scientific subfield: Telecommunications

UDC number: _____

SADRŽAJ

1. Uvod.....	1
2. Elektromagnetska kompatibilnost.....	8
2.1 Uvod u elektromagnetsku kompatibilnost.....	8
2.2 Oklapanje.....	9
2.2.1 Mehanizmi oklapanja u zavisnosti od položaja izvora zračenja.....	11
2.2.2 Mehanizmi oklapanja u zavisnosti od vrste sprege.....	18
2.2.3 Korišćenje proreza i otvora u oklopljenom kućištu.....	24
3. Metode modelovanja.....	28
3.1 Modelovanje pomoću ekvivalentnog talasovodnog kola - analitički metod.....	32
3.2 Poboljšan analitički metod – uključivanje prijemne antene.....	34
3.3 Modelovanje pomoću električnih vodova	39
3.3.1 Kompaktni <i>TLM</i> model ventilacionih otvora.....	40
3.4 Kompaktni <i>TLM</i> žičani metod	42
4. Analiza uticaja otvora na efikasnost zaštite kućišta.....	48
4.1 Analiza uticaja debljine metalnog zida sa otvorima na <i>SE</i> kućišta.....	48
4.2 Analiza uticaja međusobne sprege dva pojedinačna otvora na <i>SE</i> kućišta.....	51
4.3 Analiza uticaja rastojanja između otvora na <i>SE</i> kućišta.....	52
4.3.1 Otvori na jednom zidu kućišta.....	52
4.3.2 Otvori na susednim zidovima kućišta.....	59
4.4 Analiza uticaja pobude u obliku žice na <i>EM</i> polje u dalekom polju.....	65
5. Analiza uticaja promene parametara ravanskog incidentnog talasa na efikasnost zaštite kućišta sa kružnim otvorima - Numerički rezultati.....	68
5.1 Analiza uticaja promene polarizacije ravanskog talasa.....	68

5.2	Analiza uticaja promene pravca prostiranja ravanskog talasa u elevacionoj ravni.	71
5.3	Analiza uticaja promene pravca prostiranja ravanskog talasa u azimutnoj ravni...	74
6.	Analiza prisustva prijemne antene na efikasnost zaštite kućišta.....	78
6.1	Numerički rezultati – analiza efekta prisustva dipol antene.....	78
6.2	Poređenje numeričkih rezultata i rezultata dobijenih pristupom ekvivalentnog kola - analiza efekta prisustva dipol antene.....	85
6.3	Poređenje numeričkih rezultata i rezultata dobijenih pristupom ekvivalentnog kola - analiza efekta prisustva dipol antene za oblikovani incidenti ravanski talas	88
6.4	Poređenje numeričkih rezultata i rezultata dobijenih pristupom ekvivalentnog kola sa i bez dipol antene sa merenim rezultatima.....	91
6.5	Poređenje numeričkih rezultata i rezultata dobijenih pristupom ekvivalentnog kola sa i bez monopol antene sa merenim rezultatima.....	102
6.6	Analiza uticaja prisustva prijemne antene na <i>SE</i> – model ventilacionih otvora.....	116
7.	Zaključak.....	120
8.	Literatura.....	124
9.	Biografija autora.....	135

1. UVOD

U današnje vreme digitalni i analogni elektronski sistemi postaju sve složeniji i samim tim osetljiviji na brojne elektromagnetske (*EM*) smetnje. Takođe, sa naglom ekspanzijom u oblasti radio i mobilnih komunikacija, broj izvora *EM* smetnji u spoljašnjem okruženju je u stalnom porastu. Ovi kao i drugi faktori (npr. korišćenje plastičnih materijala umesto metala u realizaciji sistema, kao i tendencija smanjivanja njegovih dimenzija u cilju kompaktnosti) ukazuju na potrebu analize elektromagnetske kompatibilnosti (*electromagnetic compatibility* – *EMC*) u toku projektovanja sistema u realnom vremenu kako bi se obezbedio njegov normalan rad i zadovoljile stroge međunarodne regulative. Pod *EMC* se podrazumeva projektovanje i rad elektronskih sistema na način na koji su oni otporni na određeni nivo smetnji iz spoljašnje sredine i koji u isto vreme emituju prihvatljivi nivo *EM* zračenja [1]. Kao rezultat ove definicije može se zaključiti da je opseg *EMC* interesovanja jako širok i da obuhvata gotovo sve sisteme koji se napajaju električnom energijom. Pri tome je frekvencijski opseg od interesa za analizu obično reda do nekoliko GHz. U izvesnim delovima tog spektra postoji strogo definisana nacionalna i međunarodna regulativa koja ima za cilj da obezbedi normalno funkcionisanje sistema u uslovima postojanja spoljašnjeg *EM* polja, kao i da kontroliše njegov uticaj na ostale sisteme u okruženju.

Performanse elektronskih sistema sa *EMC* gledišta zavise dominantno, pored karaktera pobudnog *EM* zračenja i konfiguracije žičanih i dielektričnih struktura unutar sistema, i od postojanja i prirode sprežnih puteva preko kojih se ostvaruje sprega *EM* energije izvora i osetljivih elektronskih sistema. *EM* zračenje žičanih i dielektričnih struktura unutar elektronskih sistema takođe ima karakteristike pobude. Glavnu ulogu pri eliminisanju ili redukovanju ovih sprežnih puteva imaju oklopljena kućišta. Ova kućišta napravljena od provodnih materijala odgovarajuće debljine, sa različitim *EM* karakteristikama i geometrije, utiču na nivo *EM* zračenja koje dopire do električnog kola iz spoljašnje sredine, ali takođe i određuju koliko se energije od strane kola izrači u spoljašnju sredinu. Kako oklopi neizbežno poseduju pojedinačne otvore bilo zbog tehnoloških ograničenja u postupku njihove izrade, bilo zbog potrebe da se pristupi sistemu (konektori, napojni/odvodni kablovi, CD/DVD ROM-vi i dr.) i/ili više otvora istog oblika za hlađenje i odvođenje viška toplote iz sistema (npr. ventilacioni otvori), *EM* zračenje preko otvora prodire u prostor unutar i izvan oklopa, degradirajući osnovnu funkciju oklapanja. Pored ovog načina sprege postoji i sprega putem difuzije kroz nesavršeno provodne zidove oklopa, kao i zračenje koje potiče od kablova. Sve

ove komponente sprege utiču na karakteristike oklopa, a samim tim i na ukupnu otpornost sistema. Pod realnom pretpostavkom da je provodnost zidova oklopa velika, kao i da su kablovi oklopljeni, *EM* sprege putem otvora dominantno utiče na rad elektronskih sistema budući da otvori svojim prisustvom mogu značajno povećati nivo *EM* emisije kroz oklop.

Uloga oklopljenog kućišta je da zavisno od frekvencije, debljine i *EM* karakteristika materijala od kojih je izrađeno, redukuje količinu *EM* energije koja prodire na prethodno opisane načine u prostor unutar i izvan oklopa i obično se izražava preko veličine koja se naziva efikasnost zaštite (shielding effectiveness - *SE*). Ova veličina se najčešće definiše kao odnos u dB između nivoa incidentnog polja u odgovarajućoj tački unutar sistema bez prisustva oklopa i u prisustvu oklopa i može se definisati kako za električno (tzv. električna efikasnost zaštite), tako i za magnetsko polje (tzv. magnetska efikasnost zaštite). Postoji širok opseg različitih tehnika koje su dostupne za proračun *SE*, od analitičkih metoda do numeričkih metoda. Uticaj prisustva otvora na performanse oklapanja kućišta je opsežno proučavan u [2], dok je zračenje kroz mrežu otvora takođe značajno i prikazano je u [3, 4] korišćenjem metode momenata (*MoM*). Kvantitativna veza između *EM* interferencije i broja otvora i njenih dimenzija je data u [5]. Analiza oblika otvora i njenog položaja, kao i međusobnog razmaka na *SE* je data u [6]. Neke analitičke tehnike su predložene u [7-10], dok je rešenje predloženo u [10] poboljšano u [11] radi mogućnosti razmatranja oblikovanog incidentnog talasa, proizvoljne polarizacije, azimuta i incidencije i proizvoljnog položaja otvora u odnosu na prostiranje ravanskog talasa. Numeričke metode se takođe koriste radi proračuna *SE* kao što su: metod konačnih razlika u vremenskom domenu (*FDTD* - finite-difference time domain) opisan u [12, 13] i metod momenata (*MoM* - methods of moments) prikazan u [14, 15], koje imaju mogućnost da zadati problem rešavaju pomoću analize kompletnog talasa. Metod transmisijnih linija (*TLM* - transmission line matrix) prikazan u [16-19] je numerička tehnika za modelovanje koja se bazira na modelovanju interakcija između pobuđenih *EM* polja sa geometrijski malim, ali u električnom smislu značajnim strukturama (tanke žičane strukture, kompleksna žičana kola, prorezi, otvori i dr.). Zahvaljujući primeni diferencijalnih numeričkih metoda u vremenskom domenu, *FDTD* i *TLM*, konvencionalni pristup baziran na opisu fine mreže struktura, kao što su prorezi i otvori korišćen je u [13] i [18]. U disertaciji je prikazano kako različiti faktori kao što su oblik otvora, dimenzija otvora i njihov broj [19-24], kao i orijentacija zidova kućišta sa otvorima u odnosu na pravac prostiranja ravanskog talasa utiču na *SE*. U [25] je prikazano kako se *SE* menja u zavisnosti od promene jedne od dimenzija oklopa, dok je u [26] razmatrana sprega putem otvora na cilindričnom oklopu.

Pored navedenog razmatran je i uticaj promene parametara pobudnog talasa na efikasnost zaštite oklopa sa više otvora [27-29]. Da bi se procenilo zračenje putem otvora u [30] su korišćenjem simulacija i merenja određena tangencijalna električna polja, a zatim primenjeni principi ekvivalentnosti.

Tema ove doktorske disertacije je razvoj postupaka za efikasnu karakterizaciju elektromagnetske sprege posredstvom otvora u oklopljenim kućistima i proračun efikasnosti zaštite oklopa. Prvi postupak je izveden u analitičkom obliku na bazi ekvivalentnog talasovodnog kola, koji je u literaturi razvijen sa slučaj oklopa sa jednim otvorom postavljenim u centru prednjeg zida oklopa i pobude u obliku ravanskog talasa čiji je vektor električnog polja normalan na dužu stranicu otvora (najkritičniji slučaj sa stanovišta efikasnosti zaštite oklopa) i pretpostavljeni TE_{10} mod prostiranja [10]. U ekvivalentnom kolu oklop se modeluje kao kratkospojeni talasovod duž koga se prostire TE_{10} mod, dok se otvor predstavlja kao koplanarna strip linija kratkospojena na oba kraja. Ekvivalentno kolo je u disertaciji modifikovano na način da uključi i ostale modove prostiranja i da se može primeniti za slučaj većeg broja otvora koji se mogu naći na susednim zidovima oklopa [11]. Takođe, razmatrana je i pobuda u vidu ravanskog talasa sa proizvoljnom orijentacijom polarizacionog vektora i proizvoljnim pravcem prostiranja u odnosu na ravan zidova sa otvorima.

Drugi postupak je baziran na primeni diferencijalne numeričke tehnike u vremenskom domenu - metode modelovanja pomoću električnih vodova (Transmission Line Matrix - *TLM*). Kada je reč o *TLM* metodi, nekoliko kompaktnih modela, implementiranih lokalno unutar jednog ili više čvorova (tzv. integralni pristup), je do sada razvijeno za potrebe efikasnijeg modelovanja žičanih struktura [31], proreza [32] i ventilacionih otvora [33]. U poređenju sa konvencionalnim pristupom, ovi modeli su obezbedili značajne uštede po pitanju potrebnih računarskih resursa za numeričko rešavanje *EMC* problema. Ovaj metod koristi analogiju između električnih kola i elektromagnetskih pojava, tako da se rešavanje problema elektromagnetskih talasa svodi na rešavanje problema prostiranja napona i struje kroz električni vod. Primena ove numeričke metode za analizu praktičnih *EMC* problema zahteva detaljno opisivanje geometrijskih i *EM* karakteristika problema u prostornom domenu mrežom međusobno povezanih *TLM* čvorova, numeričku simulaciju njihovog odziva na realnu pobudu u vremenskom domenu i proračun odgovarajućih parametara u frekvencijskom opsegu od interesa.

Kako bi se izvršila adekvatna numerička karakterizacija količine *EM* energije koja putem otvora prodire u prostor unutar i van oklopa i procenila efikasnost zaštite, u ovoj disertaciji je primenjen *TLM* metod. Pri tome su razmatrani kako pojedinačni otvori tako i ventilacioni otvori kvadratnog i kružnog poprečnog preseka, koji se najčešće sreću u oklopljenim kućištima. Za modelovanje pojedinačnih otvora je primenjen konvencionalni *TLM* pristup baziran na primeni numeričke mreže velike rezolucije (naročito u prostoru unutar i oko otvora) kako bi se adekvatno opisalo *EM* prisustvo otvora. U slučaju ventilacionih otvora ovaj pristup čini njihovu računarsku simulaciju veoma zahtevnom u pogledu potrebne memorije i dužine simulacije, budući da svaki otvor treba pojedinačno modelovati. Stoga je u slučaju ventilacionih otvora primenjen tzv. kompaktni air-vent *TLM* model, kojim se metalni zid oklopa sa većim brojem otvora istih dimenzija opisuje odgovarajućim ekvivalentnim kolom sa koncentrisanim parametrima. Ovaj model, razvijen u [33] za kvadratne i kružne otvore, proširen je i na pravougaone otvore u [34]. Karakterizacija količine *EM* energije koja putem jednog usamljenog otvora ili veće grupe tzv. ventilacionih otvora prodire u prostor unutar i van oklopa, prezentovana je u [13, 35, 36] u cilju procene njihovog uticaja na efikasnost zaštite. Numerički *TLM* model kućišta sa otvorima je moguće primeniti za proizvoljnu poziciju otvora u zidovima kućišta, kao i za proizvoljne parametre pobudnog ravanskog talasa. Rezultati numeričke analize u odgovarajućem frekvencijskom opsegu obuhvataju sve modove prostiranja.

Verifikacija tačnosti oba postupka izvršena je poređenjem sa eksperimentalnim rezultatima koji su dostupni u literaturi [10, 11]. Oba postupka su zatim iskorišćena u disertaciji za kvantitativnu i kvalitativnu analizu uticaja različitih faktora na efikasnost zaštite u odgovarajućem frekvencijskom opsegu: debljina zidova sa otvorima, broj otvora, oblik i dimenzije otvora, kao i njihovo međusobno rastojanje. Pored toga, razmatrano je kako parametri pobude u vidu ravanskog incidentnog talasa (polarizacija i pravac prostiranja definisan u azimutnoj i elevacionoj ravni) utiču na proračun efikasnosti zaštite u različitim tačkama posmatranja unutar oklopa. Kako za većinu praktičnih *EMC* problema, pobuda u vidu ravanskog talasa predstavlja samo aproksimaciju realne pobude i uglavnom se koristi za proračun efikasnosti zaštite, to postoji potreba da se uključi u razmatranje i pobuda unutar oklopa kako bi se procenio i nivo *EM* emisije koji se izrači iz oklopljenog sistema i stepen njenog uticaja na ostale elektronske sisteme u okruženju. U disertaciji je pobuda unutar oklopa realizovana preko odgovarajuće pobudne žičane sonde modelovane u numeričkom

TLM pristupu, korišćenjem tzv. kompaktnog žičanog modela koji sondu odgovarajućeg poluprečnika modeluje dodatnom mrežom električnih vodova.

Imajući u vidu da se u postupku eksperimentalne karakterizacije karakteristike oklapanja metalnog oklopa najčešće koristi prijemna antena, neophodno je adekvatno proceniti njen uticaj na nivo detektovanog *EM* polja unutar kućišta. Naime, prijemna antena konačnih dimenzija može značajno uticati na raspodelu *EM* polja unutar kućišta i prema tome uticati na izmereni nivo efikasnosti zaštite. Stoga je jedan od ključnih rezultata ove doktorske disertacije uključivanje prisustva prijemne dipol antene u prethodno opisane postupke, kao što je prikazano u [37, 38, 40]. Druge antene se takođe koriste za merenje efikasnosti zaštite kućišta kao što je spiralna antena prikazana u [39]. U ekvivalentnom talasovodnom modelu oklopa sa otvorima dipol antena je uključena preko ekvivalentnog kola sa koncentrisanim parametrima čija ulazna impedansa odgovara impedansi zračenja dipol antene [40, 45]. U numeričkom *TLM* modelu oklopa sa otvorima prijemna monopol [41], odnosno dipol antena [37, 42, 43] je opisana korišćenjem prethodno pomenutog kompaktnog žičanog modela. Uticaj parametara prijemne antene kao što su: poluprečnik i dužina antene, njen položaj unutar oklopa i njena orijentacija u odnosu na vektor polarizacije i pravac prostiranja incidentnog ravanskog talasa, na nivo *EM* polja koji se detektuje antenom, odnosno na efikasnost zaštite, je detaljno istražen korišćenjem oba modifikovana postupka [38, 40]. Takođe, efekat pomeranja rezonantnih frekvencija oklopljenog kućišta (na kojima je efikasnost zaštite najmanja) usled prisustva prijemne dipol, odnosno monopol antene je posebno istražen [40, 41], a prikazan je i u [44]. Prisustvo prijemne antene konačnih dimenzija i njeno povezivanje sa koaksijalnim kablom može značajno uticati na prostiranje *EM* polja, a samim tim i na rezultat za *SE*, kao što je prikazano u [46].

Disertacija se može podeliti na dva dela: uvodni deo i deo sa doprinosima. Prvi deo se odnosi na osnove elektromagnetske kompatibilnosti, mehanizme oklapanja i pregled postojećih analitičkih i numeričkih tehnika koje se koriste za modelovanje. U glavi 2 dati su mehanizmi oklapanja u zavisnosti od položaja izvora zračenja i od vrste sprege. Radi pristupa određenom sistemu u cilju napajanja, odvođenja viška toplote i hlađenja sistema, oklopljena metalna kućišta mogu da poseduju otvore, tako da je razmatrano i korišćenje proreza i otvora u oklopljenom kućištu. Njihovim prisustvom nastaje sprega između spoljašnjih i unutrašnjih polja čime se degradiraju željene performanse oklopa.

U glavi 3 su izložene numeričke i analitičke metode modelovanja, s posebnim osvrtom na modelovanje na bazi ekvivalentnog talasovodnog kola sa posebnim osvrtom na poboljšan analitički metod i korišćen kompaktan *TLM* žičani metod. Naime, ekvivalentni model je poboljšan od strane autora radi razmatranja prisustva prijemne antene unutar kućišta, koja se u merenjima koristi radi proračuna *SE*. Pored modelovanja pomoću električnih vodova, prikazan je i kompaktan *TLM* model ventilacionih otvora i kompaktan *TLM* žičani metod, koji su primenjeni radi kreiranja numeričkog modela oklopa radi efikasnog opisivanja ventilacionih otvora i prisustva prijemne antene.

Drugi deo sačinjavaju glave 4, 5 i 6 u kojima su izloženi doprinosi u razvoju dva postupka, jednog izvedenog u analitičkom obliku na bazi ekvivalentnog talasovodnog kola i drugog baziranog na numeričkoj *TLM* metodi, za efikasnu karakterizaciju elektromagnetske sprege ostvarene posredstvom otvora u oklopljenim kućištima.

Glava 4 sadrži analizu uticaja parametara otvora: broja i oblika otvora, njihovog međusobnog rastojanja i debljine zidova na kojima se otvori nalaze, na efikasnost zaštite korišćenjem oba razvijena postupka. Posebno je razmatran uticaj međusobne sprege dva pojedinačna otvora na *SE*, koristeći konvencionalni *TLM* pristup. Analiza uticaja pobude u obliku žice unutar oklopa, na *EM* polje u dalekom polju korišćenjem numeričkog postupka je izvršena u slučaju postojanja različitih oblika otvora, kružnih i pravougaonih na prednjem zidu kućišta.

U glavi 5 je izvršena analiza uticaja promene parametara ravanskog incidentnog talasa na efikasnost zaštite korišćenjem numeričkog *TLM* pristupa. Nivo *EM* zračenja koji se putem otvora prenosi u prostor unutar i izvan oklopa, osim od geometrije otvora i njihovog međusobnog rastojanja, može i da značajno varira u zavisnosti od polarizacije i pravca prostiranja pobudnog talasa u odnosu na ravan zida sa otvorima. Prikazani su rezultati za *SE* za različite tačke posmatranja unutar kućišta, dobijeni analizom uticaja promene polarizacije ravanskog talasa, zatim pravca prostiranja ravanskog talasa u elevacionoj ravni i pravca prostiranja ravanskog talasa u azimutnoj ravni.

Glava 6 sadrži analizu uticaja parametara prijemne antene: poluprečnika i dužine antene, kao i njene pozicije unutar kućišta, na efikasnost zaštite u postupku eksperimentalne karakterizacije karakteristika oklopljenih kućišta korišćenjem numeričkog postupka. Korišćenjem numeričke metode analiziran je efekat prisustva prijemne antene različitog poluprečnika na *SE*, u zavisnosti od broja i veličine otvora za ravanski talas normalne

polarizacije, u različitim tačkama posmatranja unutar kućišta. Detaljno je opisano uključivanje prijemne antene u ekvivalentno talasovodno kolo oklopa sa kružnim ili pravougaonim otvorom i upoređeni su rezultati za *SE* dobijeni numeričkim i ekvivalentnim metodom, kada je prijemna antena prisutna i kada nije u kućištu. Takođe, dati su rezultati koji se odnose na analizu uticaja parametara pobudnog ravanskog talasa (polarizacija i pravac prostiranja definisan u azimutnoj i elevacionoj ravni) na efikasnost zaštite korišćenjem oba razvijena postupaka u slučajevima kada je prijemna antena prisutna i kada nije u kućištu, za kućište sa kružnim ili pravougaonim otvorom. Izvršeno je poređenje numeričkih rezultata i rezultata dobijenih pristupom ekvivalentnog kola sa i bez dipol antene sa merenim rezultatima [11] za kućište sa pravougaonim otvorom. Analiziran je uticaj promene poluprečnika dipol antene na efikasnost zaštite i pomeraj rezonantnih frekvencija oklopa korišćenjem ekvivalentnog i numeričkog modela, kao i uticaj prisustva impedanse koaksijalnog kabla na *SE*, koji se koristi radi povezivanja dipol antene na analizator spektra radi merenja nivoa *EM* polja korišćenjem ekvivalentnog modela. Numerički model sa kompaktnim žičanim modelom koji opisuje dipol antenu je takođe iskorišćen radi proračuna *SE* za različite dužine antene smeštene unutar kućišta. Razmatrano je i poređenje numeričkih rezultata i rezultata dobijenih pristupom ekvivalentnog kola sa i bez monopol antene različitih poluprečnika sa merenim rezultatima [10] za kućište sa pravougaonim otvorom različitih veličina. Analiziran je uticaj promene poluprečnika i dužine monopol antene na efikasnost zaštite i pomeraj rezonantnih frekvencija oklopa korišćenjem ekvivalentnog i numeričkog modela. Konačno, numerički rezultati za *SE* kućišta, sa otvorom na prednjem zidu i monopol ili dipol antenom, su upoređeni u smislu sposobnosti numeričkog modela da tačno proračunava *SE*. Zatim su ekvivalentni i numerički model upoređeni u smislu njihove sposobnosti da se vrednost za *SE* dobije proračunom različitog broja tzv. ventilacionih otvora međusobno različitog razmaka na zidu kućišta.

U glavi 7 su na bazi izvršenih analiza i proračuna istaknute najvažnije karakteristike i prednosti svakog od razvijenih postupaka za karakterizaciju *EM* sprege posredstvom otvora u oklopljenim kućištima i proračun efikasnosti zaštite. Pored navedenog, izneti su zaključci, izvedeni na osnovu ostvarenih rezultata, kao i pravci budućih istraživanja. Prezentovani rezultati su publikovani u jednom internacionalnom i jednom domaćem časopisu, kao i na pet internacionalnih i dve nacionalne konferencije.

2. ELEKTROMAGNETSKA KOMPATIBILNOST

2.1 Uvod u elektromagnetsku kompatibilnost

Elektromagnetska kompatibilnost je sposobnost uređaja da zadovoljavajuće funkcioniše u svom elektromagnetskom okruženju u smislu njegove imunosti na određenu količinu elektromagnetske interferencije istovremeno održavajući generisanu interferenciju u određenim granicama. Frekvencijski opseg od interesa je od nekoliko kHz do nekoliko GHz i za određene delove spektra postoji internacionalni regulatorni okvir koji reguliše imunost proizvoda na elektromagnetsku interferenciju (*EMI*) i kontrolu emisije. U svim delovima projektovanja posebna pažnja se mora posvetiti *EMC* da bi proizvod funkcionisao ispravno u skladu sa međunarodnim *EMC* standardima [1].

EMC se može posmatrati kroz dva različita pravca. Pre projektovanja proizvoda, radi predikcije elektromagnetske strukture i spoljašnjih generisanih smetnji, izvodi se kompletna *EMC* studija, ali okruženje u kome će se koristiti proizvod nije uvek striktno definisano. *EMC* se mora shvatiti kao osobina uređaja koja utiče na električne, elektronske i mehaničke aspekte dizajna, koji se sastoji od većeg broja međuzavisnih podsistema kroz signalne i napojne kablove ili kroz reaktivne (kapacitivne i/ili induktivne) ili radijativne mehanizme.

Iako je poznato ponašanje podsistema, *EMC* ponašanje kompletnog sistema se ne može unapred predvideti tako da se sadašnja istraživanja odnose na neophodne metodologije i sredstva da bi se to postiglo. Većina *EMC* problema nastaje usled generisanja interferencije u samom proizvodu. U integrisanom sistemu u kome postoji različiti broj tipova proizvoda različitih proizvođača svaka jedinica mora da zadovolji određene *EMC* nivoe, kao i sam sistem u smislu nivoa elektromagnetskih uticaja.

Da li sistem zadovoljava određene *EMC* nivoe specificirane u nacionalnim i međunarodnim standardima određuje se merenjima u specijalnim uslovima. Obično se vrše testovi emisija *EM* interferencije proizvoda i takođe proverava osetljivost ili imunost proizvoda na spoljašnju generisanu interferenciju. U *testu emisije* u zavisnosti od pojedinačnog standarda, proizvod se postavlja unutar ekranizovane prostorije ili na otvorenom prostoru i vrše se merenja elektromagnetskih polja na određenoj udaljenosti koristeći prijemnike određenog opsega u datom frekvencijskom opsegu. Polarizacija i tip korišćenih antena se takođe specificiraju radi ponavljanja merenja. Ovaj tip merenja se naziva

izračeni test emisije, radi razlikovanja od *testa emisije provodnika* kod koga se meri napon elektromagnetske interferencije (*EMI*) na provodnicima [1].

U testiranju imunosti, proizvod mora ostati u funkcionalnom stanju i nakon njegovog izlaganja određenom spoljašnjem generisanom polju ili interferentnim strujama ubačenim u provodnike. Može se uključiti i testiranje proizvoda na elektrostatička i kratkotrajna pražnjenja usled dejstva pulsnih elektromagnetskih signala. Testiranje imunosti će biti teško za kompleksne sisteme sa većim brojem modova rada.

Radi definisanja normalnih radnih karakteristika, veličine, dizajna i težine, generisana interferencija na izvoru se svodi na minimum, dok se odgovarajućim layout-om, filtriranjem, oklapanjem i uzemljenjem smanjuje ili eliminiše sprega putanja [47]. Korišćenjem softverskih alata čitav sistem treba da predstavlja funkcionalni integritet. Cilj istraživanja elektromagnetske kompatibilnosti jeste razvijanje metodologija i alata koji omogućavaju optimalne *EMC* procedure projektovanja, koje će biti inkorporisane u proces izgradnje od samog početka. Jedna od novijih tehnika modelovanja *EM* analize pravougaonog metalnog kućišta predstavljen je u [48], koja se oslanja na ekvivalentni princip površine (*SEP* - surface equivalent principle) i integralne jednačine.

2.2 Oklapanje

Oklapanje se vrši nakon sagledavanja svih aspekata postojanja interferencije, pri čemu je izbor materijala i dizajna veoma važan. Vrlo osetljiva oprema npr. mora biti zaštićena od bliskih radara velike snage. Prilikom projektovanja oklopa moraju se sagledati različiti izvori interferencije različitih nivoa snage, kao i njihova lokacija i frekvencijski spektar koji može biti od 1 kHz do 40 GHz.

U elektromagnetici efikasnost zaštite (shielding effectiveness - *SE*) je parametar koji određuje performanse oklapanja i predstavlja odnos polja u određenoj tački u oklopu kada je oklop prisutan i kada njega nema. Postoje različiti standardi koji su usvojeni za merenje ili određivanje performansi date strukture oklopa [1]. Veoma je važno utvrditi tačnu konfiguraciju sistema ili izvora zračenja, kao i postaviti granice i opisati elektromagnetski problem u matematičkoj formi. Pošto se elektromagnetska kompatibilnost definiše kao sposobnost elektronske opreme ili sistema da funkcioniše u određenom elektromagnetskom

okruženju, tada elektromagnetsko (*EM*) oklapanje predstavlja postupak sa ciljem da se smanje *EM* emisije sistema i da se poveća njihova *EM* imunost na spoljašnja *EM* polja.

Analiza oklapanja započinje analizom topologije oklopa, kao i sprežnih puteva između unutrašnjosti i spoljašnosti oklopa, koji nastaju usled prisustva otvora različitih dimenzija, veličina, broja i dimenzija, kao i karakteristika izvora, kao što je dato u [49-52]. Otvori, prerezi, otvori za kablove, neiskorišćeni portovi za konektore značajno utiču na *SE* oklopa. U [53] je prikazano kako se određujući impedansu zračenja otvora mogu predvideti efekti sprege otvora.

Sve elektronske komponente velikih brzina su u određenoj formi oklopljene. Računari, mobilni telefoni, video igrice, industrijski mehanizmi, automobilski i avio sistemi itd. su uglavnom uskladišteni u metalnom ili metaliziranom oklopu ili imaju oklope postavljene direktno preko određenih komponentata na njihovim štampanim kolima [54, 55]. U [56] je prikazano kako štampana ploča (PCB - printed circuit board) utiče na *SE* oklopa, dok je u [57, 58] prikazana *EM* analiza usled prisustva integrisanih štampanih kola, kablova ili žice unutar oklopa.

Oklopljena kućišta koja su propisno projektovana i instalirana mogu biti veoma efikasna u oslabljivanju izračenih emisija i zaštiti proizvoda od spoljašnjih izvora interferencije. U [59] je radi poboljšanja *SE* korišćen dupli zid sa otvorima. U suprotnom isti sistem može zračiti više i biti osetljiviji nego postavljen sistem bez kućišta. Oklopi funkcionišu tako što reflektuju, apsorbuju ili preusmeravaju električna i/ili magnetna polja. Nije uvek potrebno da se određeni sistem potpuno zatvori da bi kućište bilo efikasno. Npr., kućišta koja nisu potpuno zatvorena često se koriste radi preusmeravanja polja na ili iznad izvora kola radi izolovanja od drugih kola ili radi zaštite od sprege sa kablovima ili antenama.

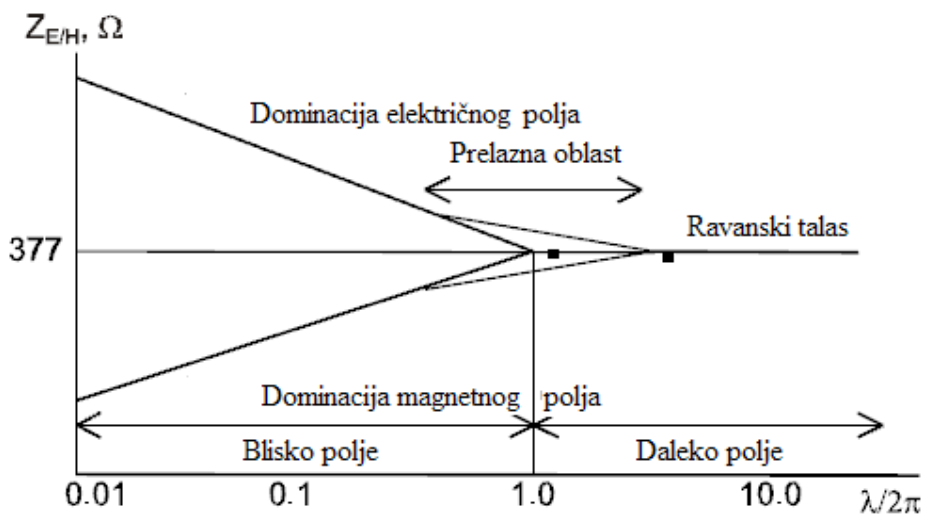
Odabir povoljne lokacije, orijentacije i materijala za oklop zahteva poznavanje tipa polja koje se oklapa i sadržaj oklopa. U sledećim poglavljima je detaljno opisana teorija oklapanja koja se bazira na Maksvelovim jednačinama. Trenutno prihvaćena teorija oklapanja bezgranično provodne tanke ravni bazira se na relacijama izvedenih od strane Schelkunoff-a 1943. godine [60]. Dalji razvoj pomenute teorije sa mnogim praktičnim primenama se može naći u radu Shulz, Plantz and Brush [61].

2.2.1 Mehanizmi oklapanja u zavisnosti od položaja izvora zračenja

U zavisnosti od karakteristika izvora zračenja i sredine koja treba da se zaštititi koriste se različiti mehanizmi oklapanja. Najpre će se razmatrati slučaj kada ravanski talas nailazi na beskonačno provodnu ravan koja deli prostor na dva dela, dok će se u drugom slučaju razmatrati ravan konačne debljine [62-64]. U oba slučaja razmatraće se izvor zračenja u dalekom polju, pri čemu se pretpostavlja da se u tom slučaju prostire ravanski talas.

Oblast oko izvora *EM* zračenja se može podeliti na tri karakteristične oblasti kao na Sl.2.1:

- oblast dalekog polja, u kojoj se posmatra ravanski talas i gde osobine polja zavise od okoline kroz koju se prostiru;
- oblast bliskog polja, u kojoj osobine polja zavise prvenstveno od osobina izvora interferencije i od okruženja;
- prelazna oblast na granici između oblasti bliskog i dalekog polja.

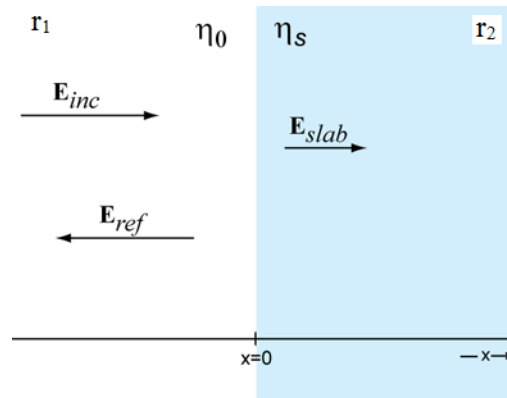


Slika 2.1 Karakteristične oblasti oko izvora *EM* interferencije

Teoretska granica između dalekog i bliskog polja je $r = \lambda/2\pi$, gde je λ talasna dužina od interesa u slobodnom prostoru. U praksi kada se govori o dalekom polju, razdaljina je $r > 5\lambda/2\pi$.

Jedan od karakterističnih parametara koji opisuje EM polje je odnos komponente električnog E i magnetnog polja H , poznata kao impedansa talasa $Z = E/H$. U dalekom polju u slobodnom prostoru ova impedansa iznosi 377Ω . U bliskom polju, ova impedansa zavisi od osobina izvora EM polja, razdaljine izvora do merne tačke i osobina prostiranja u sredini.

U prvom slučaju kada ravanski talas nailazi na beskonačno provodnu ravani kada je izvor smešten u prostoru r_1 , on proizvodi određeno polje u prostoru r_2 . Kada se EM talas prilikom prostiranja susretne sa materijalom drugačijih električnih osobina, jedan deo energije talasa se reflektuje, a drugi se prostire kroz novi materijal. U slučaju prostiranja EM ravanskog talasa $\mathbf{E}_{inc}$ u slobodnom prostoru ($\eta_0 = 377 \Omega$) u x pravcu, koji je incidentan na planarnu ravan unutrašnje impedanse η_s , kao na Sl. 2.2, nastaju reflektovan talas $\mathbf{E}_{ref}$ i talas koji se prenosi u drugu sredinu $\mathbf{E}_{slab}$.



Slika 2.2 Ravanski talas incidentan na materijal oklopa [63]

U ravanskom talasu magnetno polje je normalno u odnosu na električno polje i ima amplitudu:

$$|H_{inc}| = |E_{inc}| / \eta_0 \quad (2.1)$$

gde je $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$ impedansa prostiranja u slobodnom prostoru (377Ω).

Kada ravanski talas dopre do prepreke, nastaju reflektovan talas, $\mathbf{E}_{ref}$, i prenešeni talas, $\mathbf{E}_{slab}$. Magnetno polje u materijalu koje se koristi za oklapanje je povezano sa električnim poljem kao u jednačini (2.2),

$$|H_{slab}| = |E_{slab}| / \eta_s, \quad (2.2)$$

pri čemu je $\eta_s = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}}$ impedansa prostiranja u materijalu koji ima svoju permeabilnost μ , permitivnost ϵ i konduktivnost σ .

Granični uslovi na površini $x=0$ zahtevaju da,

$$E_x = 0^- = E_x = 0^+ \quad (2.3)$$

$$i \quad H_x = 0^- = H_x = 0^+ \quad (2.4)$$

gde podznakov $x=0^-$ i $x=0^+$ označavaju polja, neposredno desno i levo od površine $x=0$. Da bi jednačine (2.1) i (2.4) bile zadovoljene, amplituda reflektovanog polja mora zadovoljavati jednačinu:

$$|E_{ref}| = |E_{inc}| \Gamma_E, \quad (2.5)$$

gde je Γ_E koeficijent refleksije električnog polja,

$$\Gamma_E = \frac{\eta_s - \eta_0}{\eta_s + \eta_0}. \quad (2.6)$$

Amplituda prenešenog polja, E_{slab} , je:

$$|E_{slab}| = |E_{inc}| T_{E1} \quad (2.7)$$

gde je

$$T_{E1} = \frac{2\eta_s}{\eta_s + \eta_0} \quad (2.8)$$

koeficijent transmisije električnog polja.

Kada koeficijent transmisije raste i koeficijent refleksije opada, tada se η_s približava vrednosti η_0 . Ako je $\eta_s = \eta_0$, prenosi se celokupno incidentno polje.

Ako je materijal sa Slike 2.2 sa gubicima, (npr. $\sigma \neq 0$), amplituda prenešenog talasa prilikom prostiranja će opadati,

$$|E_{slab}(x)| = |E_{slab}(x=0)| e^{-x/\delta}, \quad (2.9)$$

gde je δ konstanta slabljenja materijala. Za materijale sa visokim gubicima,

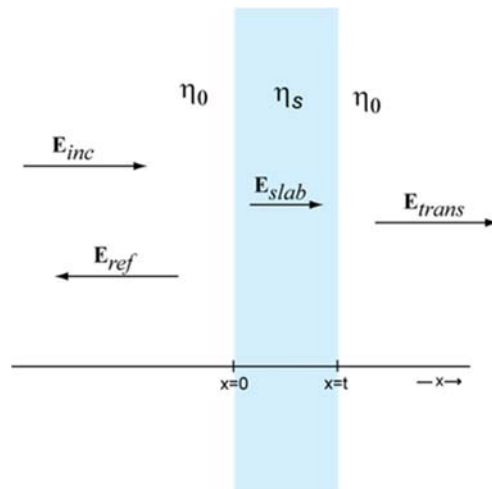
$$\delta \approx \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}. \quad (2.10)$$

U drugom slučaju kada se posmatra materijal oklopa konačne debljine na Slici 2.3, incidentno polje, E_{inc} , dopire do površine oklopa, tako da se deo polja reflektuje, a određeni deo prodire kroz materijal. Deo polja koji prolazi kroz materijal je oslabljen pre nego što dopre do površine $x=t$, gde još jednom dolazi do slabljenja polja tako da se unutar oklopa prostire polje E_{trans} . Ako je slabljenje visoko, reflektovana snaga na drugom kraju materijala $x=t$ je absorbovana i polje koje se prenosi u oblast slobodnog prostora udesno od prepreke je,

$$|E_{trans}| = |E_{slab}(x=t)| T_{E_2}, \quad (2.11)$$

gde je

$$T_{E_2} = \frac{2\eta_0}{\eta_0 + \eta_s}. \quad (2.12)$$



Slika 2.3 Ravanski talas incidentan na materijal oklopa konačne debljine [63]

Kombinovanjem jednačina (2.7), (2.8), (2.9), (2.11) i (2.12) dobija se izraz za prenešeno električno polje u formi incidentnog polja,

$$|E_{trans}| = |E_{inc}| \frac{2\eta_s}{\eta_0 + \eta_s} \left(\frac{2\eta_0}{\eta_0 + \eta_s} \right) e^{-\gamma/\delta}. \quad (2.13)$$

Ovaj izraz se primenjuje na bilo koji materijal oklopa koji je mnogo deblji od debljine površinskog sloja. Obično, najbolji oklopi ravanskog talasa biće dobri provodnici visoke provodljivosti, $\sigma \gg \omega\epsilon$. Za dobre provodnike, je prema tome:

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \approx \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{\sigma}} e^{j\pi/4}. \quad (2.14)$$

Za ove materijale, $\eta_s \ll \eta_0$ i jednačina (2.13) se svodi na,

$$|E_{trans}| = |E_{inc}| \frac{4\eta_s}{\eta_0} e^{-\gamma/\delta}. \quad (2.15)$$

Ako se SE prepreke definiše kao,

$$SE = 20 \log \frac{E_{inc}}{E_{trans}}, \quad (2.16)$$

tada se SE beskonačne ploče dobrog provodnika može pisati u formi,

$$SE = 20 \log \frac{\eta_0}{4\eta_s} + 20 \log e^{\gamma/\delta} = R(dB) + A(dB) \quad (2.17)$$

gde se SE sastoji od dva sabirka. Prvi, $R(dB)$, predstavlja slabljenje usled refleksije snage na granične površine. Drugi, $A(dB)$, se odnosi na slabljenje usled snage pretvorene u toplotu prostiranjem talasa kroz materijal.

Gubitak usled refleksije je nezavistan od debljine oklopa i samo zavisi od neslaganja između unutrašnje impedanse oklopa i unutrašnje impedanse slobodnog prostora. Absorpcioni gubitak je direktno proporcionalan debljini oklopa izražen u debljini površinskog sloja i predstavlja se kao:

$$A(dB) = 20 \log e^{\gamma/\delta} \approx 8.7 \left(\frac{t}{\delta} \right) dB. \quad (2.18)$$

U praksi većina test opreme ima maksimalni dinamički opseg od oko 80 - 120 dB. Prema tome vrednost za SE koja je mnogo veća od 100 dB ukazuje na to da je materijal praktično

neprobojan. Materijal sa proračunatim SE od 154 dB nije bolji ili lošiji od materijala sa proračunatim SE od 120 dB.

Ako materijal sa Sl. 2.3 nije debeo u odnosu na debljinu površinskog sloja, određena količina energije na drugom kraju zida (na $x=t$) se prostire natrag kroz prepreku i reflektuje se unutar prvog kraja zida (na $x=0^+$). Ova energija će ponovo dospeti do drugog kraja zida i neki deo biće prenešen, dodat ukupno prenešenoj snazi smanjujući SE . Talas se može vratiti i nazad i dalje više puta pre slabljenja do tačke gde više ne doprinosi značajno prenešenom polju. Ako je absorpcioni gubitak u izrazu (2.17) manji od 15 dB, procena tačnosti SE je ugrožena ovim višestrukim refleksijama.

Za provodne materijale koji su električno tanki (za $t \ll \lambda$), može se podesiti izraz (2.17) dodavajući treći sabirak radi proračuna višestrukih refleksija u opštem izrazu za SE ravanskog talasa [62],

$$SE = 20 \log \frac{\eta_0}{4\eta_s} + 20 \log e^{1/\delta} + 20 \log |1 - e^{-2/\delta}| = R(dB) + A(dB) + B(dB) \quad (2.19)$$

Izraz za gubitak usled višestrukih refleksija ima negativnu vrednost i smanjuje ukupnu SE . Ovaj izraz se ponekad koristi radi manjih ispravki u izrazu (2.17), ali može biti netačan za tanke ili materijale sa malim gubicima (npr. kada je $t < \delta$). Ako se faktor gubitka usled višestruke refleksije može uporediti sa gubitkom usled refleksije, tada ni proračun za SE u jednačinama (2.17) ili (2.19) nije tačan.

Oklapanje bliskog polja

Teorija oklapanja ravanskog talasa omogućava proračun vrednosti za SE bilo kog materijala oklopa koji se zasniva na osobinama materijala i debljini. Nažalost, u praksi oklopi nikad nisu locirani u dalekom polju izvora i kola prijemnika. Zbog toga, propagacija ravanskog talasa na obe strane materijala neće biti zastupljena i proračunata SE neće odgovarati bilo čemu što se može meriti, osim sa specijalno dizajniranom test opremom.

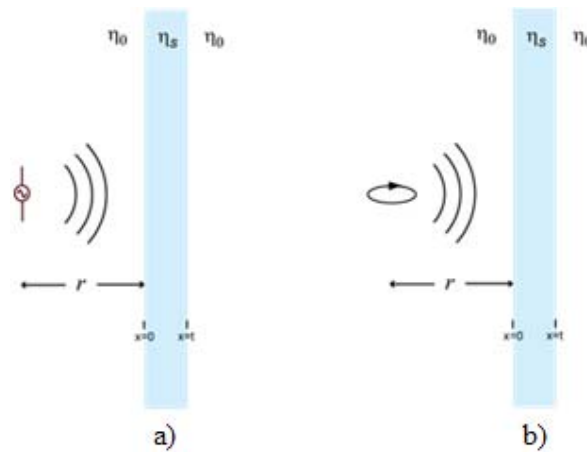
Da bi se spoznala razlika između oklapanja bliskog polja i oklapanja ravanskog talasa, razmatraće se konfiguracija sa Slike 2.4. Na Sl. 2.4a, incidentni ravanski talas je zamenjen malim izvorom električnog dipola i materijal oklopa je smešten u bliskom polju izvora. Na Sl.2.4b, izvor je magnetni dipol, predstavljen malom petljom električne struje.

U bliskom polju ($r \ll \lambda$), izvor električnog dipola ima jako električno polje. Impedansa talasa u bliskom polju je približno,

$$Z_{W_E} = \frac{|E|}{|H|} \approx \frac{I}{2\pi f \epsilon_0 r} . \quad (2.20)$$

U bliskom polju izvora magnetnog dipola dominira magnetno polje i impedansa talasa u bliskom polju je približno,

$$Z_{W_H} = \frac{|E|}{|H|} \approx 2\pi f \mu_0 r . \quad (2.21)$$



Slika 2.4 Električni i magnetni dipoli izvora oklopa [63]

SE sa Sl. 2.4, se može dobiti zamenom talasne impedanse ($Z_W = Z_{W_H}$) za unutrašnju impedansu slobodnog prostora, η_0 , u (2.17), tako da je novi izraz za gubitak usled refleksije:

$$R(dB) \approx 20 \log \frac{Z_W}{4\eta_s} . \quad (2.22)$$

Izrazi za apsorbcioni gubitak i gubitak usled višestruke refleksije su nepromenjeni. Iako je ovaj tip proračuna jednostavna aproksimacija koja ne odgovara ni jednoj posebnoj test strukturi, on može omogućiti uvid u performanse različitih materijala oklopa u realnim situacijama. U ovom slučaju apsorbcioni gubitak ima veliki uticaj na SE. Na niskim frekvencijama blizu izvora magnetnog polja, talasna impedansa je niska i prema tome gubitak usled refleksije usled provodljivosti oklopa je značajno manja. Absorbcioni gubitak takođe opada sa opadanjem frekvencije, ali ne tako brzo kao gubitak usled refleksije.

2.2.2 Mehanizmi oklapanja u zavisnosti od vrste sprege

Sa stanovišta elektromagnetske kompatibilnosti, osobine elektronskih sistema zavise od izvora *EM* zračenja, konfiguracije žičanih i dielektričnih struktura unutar sistema i od sprežnih puteva koji predstavljaju vezu između izvora *EM* energije i elektronskih sistema. Radi eliminisanja ili redukovanja sprežnih puteva koriste se **oklopljena metalna kućišta** koja predstavljaju sloj provodnog materijala koji delimično ili potpuno okružuje odgovarajuće kolo. Kućište utiče na količinu energije koja se izrači u spoljašnju sredinu od strane kola, ali i na količinu energije koja dođe do njega iz spoljašnje sredine.

Za pristup sistemu ili hlađenje koriste se odgovarajući **otvori** na kućištima preko kojih *EM* zračenje prodire u prostor unutar oklopa indukujući struje i napone na unutrašnjim provodnicima. Zbog toga je veoma važno znati efikasnost zaštite kućišta u prisustvu ovih otvora. Efikasnost zaštite *SE* se definiše kao logaritamski odnos električnog polja ravanskog talasa *E_i* koji je incidentan na beskonačno veliki sloj metala debljine *t* i električnog polja u nekoj tački sa druge strane metala *E_t*.

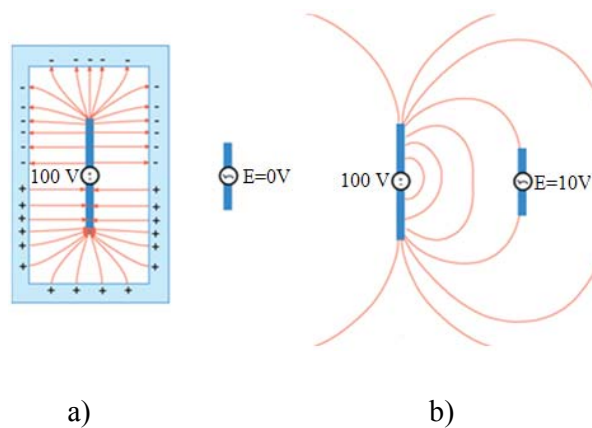
$$SE = 20 \log \left| \frac{E_i}{E_t} \right| (dB). \quad (2.23)$$

Ovako definisana efikasnost zaštite ne zavisi od geometrijskog oblika oklopa, već samo od frekvencije, debljine i elektromagnetskih karakteristika materijala i uslovljena je količinom elektromagnetske energije koja prodire putem otvora u prostor unutar oklopa. Ta energija zavisi od maksimalne linearne dimenzije otvora, talasne impedanse *EM* polja i frekvencije polja. Činjenica da maksimalna linearna dimenzija, a ne površina otvora određuje količinu *EM* energije koja prodire u oklop se može objasniti pristupom teorije kola na oklapanje. Prema ovom pristupu incidentno *EM* polje uvodi struju u oklop koja generiše dodatno polje. Novo polje poništava originalno polje u nekim oblastima prostora, posebno u oblasti na suprotnoj strani oklopa od incidentnog polja. Da bi došlo do poništavanja polja, indukovana struja mora teći bez prekida kako je i indukovana. Ako otvor primora indukovanu struju da teče po različitoj putanji, tada generisano polje neće potpuno poništiti originalno polje i *SE* će se smanjiti. Što više struja zaobilazi veći će biti pad *SE*.

Oklapanje možemo podeliti na tri kategorije u zavisnosti od vrste sprege koju treba sprečiti: oklapanje električnog polja, oklapanje magnetnog polja i oklopljena kućišta.

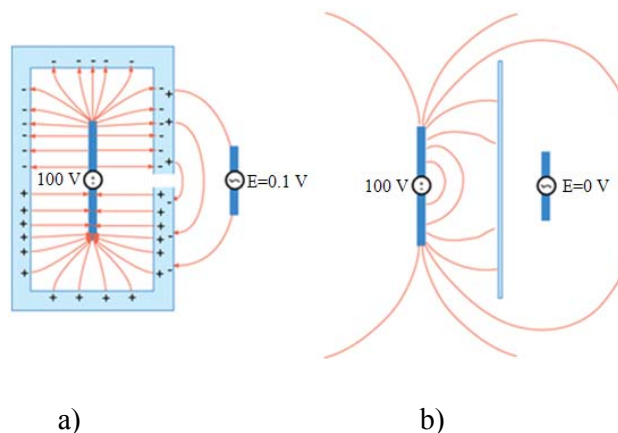
Oklapanje električnog polja

Provodno kućište koje kompletno okružuje određenu sredinu štiti njenu unutrašnjost od električne sprege ka bilo čemu izvan nje, kao što je prikazano u [62, 64]. Ovaj tip kućišta se naziva Faradejev kavez. Električna polja generisana unutar te sredine su ograničena ili na objektima unutar kućišta ili na unutrašnjoj površini zidova kućišta, kao što je prikazano na Slici 2.5a. Slobodno pražnjenje na oklopu se samo pomera po potrebi da bi tačno otkazalo polja u unutrašnjosti ili spoljašnosti oklopa.



Slika 2.5 Oklapanje/sprezanje električnog polja [64]

Na Sl. 2.5b nema kućišta i linije polja mogu se završiti na drugim provodnicima, rezultirajući u razlici potencijala između ovih provodnika. Štaviše, oklop sa otvorom prikazan na Sl. 2.6a ili čak jednostavna metalna površina na Sl. 2.6b može značajno smanjiti ove potencijale izmenom putanje linija električnog polja i sprečavajući jača polja da dostignu “ugroženo” kolo.

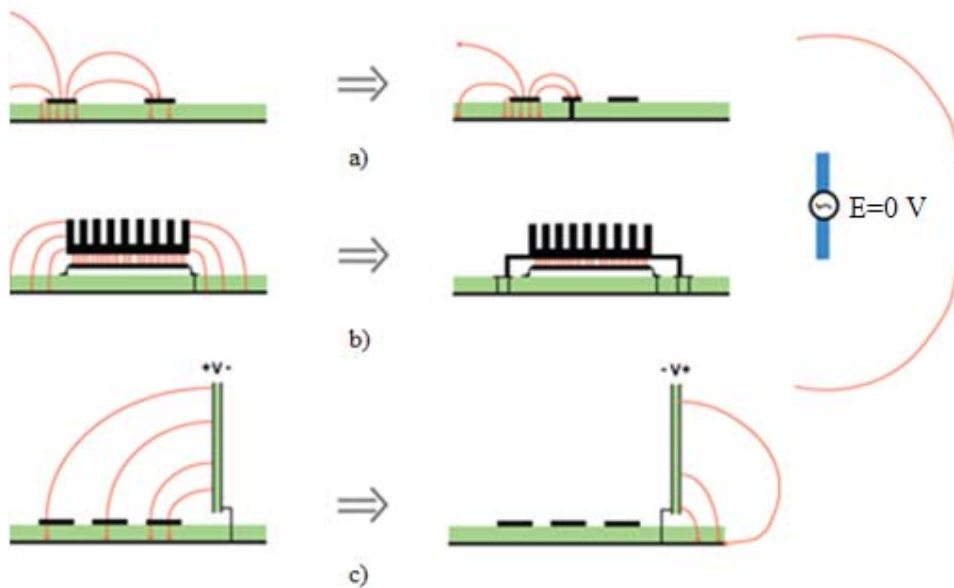


Slika 2.6 Delimično oklapanje električnog polja [64]

Radi praktičnog oklapanja električnog polja najvažnije je izabrati lokaciju koja će prekinuti linije jačeg polja i izabrati pogodan provodni materijal za oklop. Kolika provodljivost materijala treba biti zavisi od frekvencije ili brzine promene polja u vremenu. Sve dok su pražnjenja u mogućnosti da se pomeraju dovoljno slobodno da bi se mogla sama preusmeriti tako brzo kao što se polje menja, postići će se poništenje spoljašnjih polja.

Za statična električna polja, gotovo bilo koji materijal će izgledati kao provodnik, jer se slobodno pražnjenje može samostalno slobodno smestiti. Štaviše, za visoko-frekvencijska električna polja, provodljivost materijala oklopa mora biti dovoljno visoka da bi pražnjenje moglo brzo da se pomera napred-nazad. Usmeravanje linija električnog polja sa provodnim oklopom je prvenstveno stvar vizualizacije linija polja koja su potencijalno odgovorna za neželjenu spregu i pozicioniranje oklopa tako da blokira ova polja. Nekoliko primera dato je na Sl. 2.7.

Slika 2.7a ilustruje vođenu liniju koja se koristi radi redukcije sprege između dve paralelne linije na štampanoj ploči. Slika 2.7b prikazuje kako uzemljenje hladnjaka oslabljuje električno polje između hladnjaka i uzemljenja štampane ploče. Slika 2.7c demonstrira kako orijentacija dodatne kartice utiče na spregu snage šuma sabirnice na komponente matične ploče. Linije polja se završavaju na provodniku što podrazumeva da postoji negativno pražnjenje indukovano u toj tački. Na mestima gde linije polja napuštaju provodnik postoji pozitivno pražnjenje. Ako se polje u vremenu menja, postojaće struja na površini provodnika pošto se ova pražnjenja pomeraju napred-nazad.



Slika 2.7 Primeri oklapanja električnog polja [64]

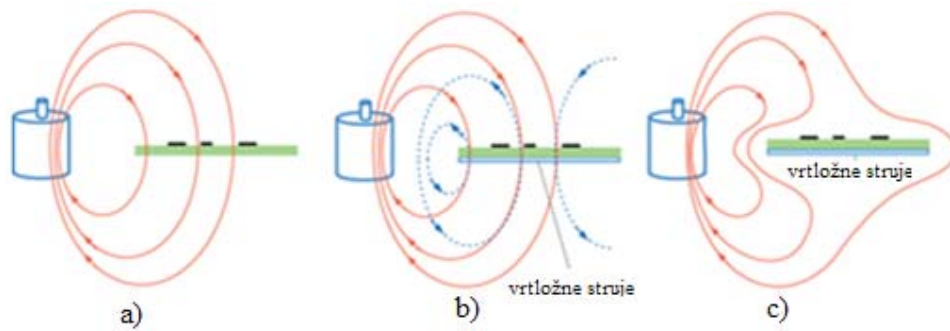
Oklapanje magnetnog polja

Zato što ne postoji slobodno magnetno pražnjenje, nije moguće ograničiti linije magnetnog fluksa na oklop. Štaviše, i dalje je moguće preusmeriti linije magnetnog fluksa radi sprečavanja neželjene sprege. To se može postići indukovanim električnim strujama u električno provodnom oklopu ili menjanjem putanje linija magnetnog fluksa koristeći propusne materijale. Na Sl. 2.8a vertikalno magnetno polje iz električnog motora se spreže sa malom štampanom pločom, tako da se dobija smetnja. Sl. 2.8b pokazuje istu konfiguraciju sa aluminijumskom pločom ispod male štampane ploče. Ako se definiše bilo kakva putanja zatvorene petlje na površini ploče koja dopire do incidentnog magnetnog polja, po Faradejevom zakonu električno polje mora da postoji na površini tako da je:

$$\oint E dl = \frac{\partial \Phi}{\partial t}, \quad (2.24)$$

pri čemu je na desnoj strani jednačine data brzina promene vremena ukupnog magnetnog fluksa koji spreže petlju. Štaviše, bilo koje električno polje na površini dobrog provodnika izazvaće struje da teku u provodniku. Ove struje će generisati sopstveni magnetni fluks koji se suprotstavlja incidentnom fluksu. U savršenom provodniku, fluks generisan ovim strujama

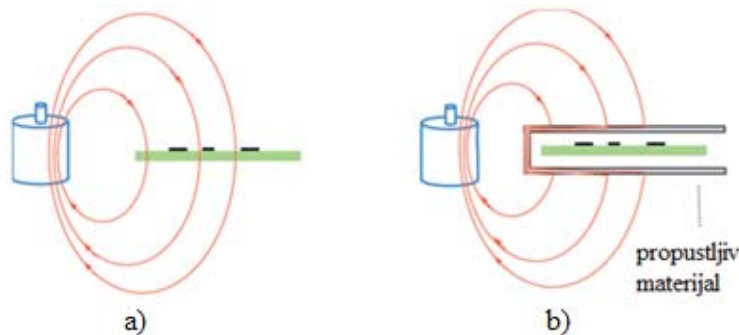
će potpuno otkazati incidentni fluks uzrokujući da obe strane jednačine (2.24) budu jednake nuli (fluks ne prodire kroz provodnik i nema tangencijalnog električnog polja na površini).



Slika 2.8 Otklapanje magnetnog polja sa dobrim provodnicima [64]

Struje indukovane u provodnom materijalu vremenski promenljivim magnetnim poljem na ovaj način nazivaju se vrtložne struje. Incidentno i magnetno polje koje nastaje usled vrtložnih struja prikazano je na Sl. 2.8b, dok je zbir oba polja prikazan na Sl. 2.8c. Vrtložne struje izazivaju magnetni fluks koji se preusmerava oko ploče i značajno smanjuje spregu ka kolu.

Da bi se skrenulo magnetno polje sa provodne površine, važno je razviti održive vrtložne struje. Pošto su vrtložne struje vođene vremenski promenljivim poljima, provodna ploča ne može da skrene statički magnetno polje. Čak i ako je polje sporo promenljivo, gubici u provodnoj ploči će izazvati rasipanje vrtložnih struja, dozvoljavajući magnetnom fluksu da prodre kroz površ. Zbog ovog razloga, provodni materijali nisu dobri magnetni oklopi na niskim frekvencijama (ispod nekoliko stotina kHz). Provodljivi magnetni oklopi su takođe neefikasni ako imaju proreze ili otvore koji prekidaju tok vrtložnih struja.



Slika 2.9 Otklapanje magnetnog polja magnetnim materijalima [64]

Na frekvencijama reda kHz ili nižim, potrebno je koristiti propustljive magnetne materijale radi skretanja magnetnih polja. Pošto ovi materijali imaju otpor koji je mnogo manji od vazduha, linije magnetnog polja mogu biti značajno preusmerene omogućavajući alternativnu putanju kroz propustljiv materijal kao što je gvožđe. Slika 2.9 ilustruje kako oklop napravljen od propustljivog materijala može da se koristi radi zaštite kola u prethodnom primeru. Značajno je da oklop od magnetnog materijala preusmerava magnetni fluks svuda oko objekta koji se štiti. Ploča od magnetnog materijala ispod ili iznad štampane ploče uopšte neće obezbediti zaštitu.

Oklopljena kućišta

Na visokim frekvencijama moguće je da indukovane struje na oklopu zrače isto kao originalni izvori polja i tada je važno da se kompletno izvor oklopi, pri čemu se mora obratiti velika pažnja na bilo koji otvor, prerez ili proreze za kablove koji mogu uticati da se *EM* energija oslobodi. U [65] je prikazano kako ograničiti površinske struje korišćenjem posebnih struktura sa elektromagnetskim propusnim procesom (EBG- electromagnetic band gap).

Idealno oklopljeno kućište savršene provodljivosti i bez prekida će potpuno izolovati sve ono što se nalazi unutar oklopa od spoljašnjih uticaja. Čak i oklop sa konačnom, ali visokom provodljivošću (npr. bakar, aluminijum ili čelik), u većini praktičnih primera će omogućiti dobru izolaciju ako nema proreza, otvora ili proreza za kablove. Međutim, oklop mora posedovati otvore jer električni ili elektronski uređaji sa komponentama unutar oklopa, uvek vrše međusobno električno delovanje sa sredinom u kojoj se nalaze.

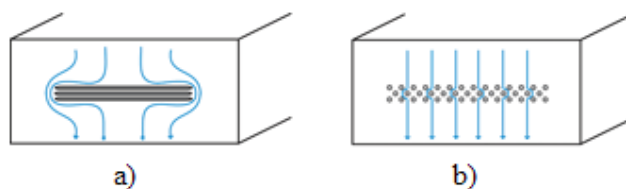
Najbolje je prilikom projektovanja započeti sa perfektnim oklopom i zatim pažljivo razvijati svaki prorez, otvor ili prorez za kabl radi obezbeđivanja da značajni signali interferencije neće prodrati u oklop. Radi pristupa određenom sistemu u cilju napajanja, odvođenja viška toplote i hlađenja sistema, oklopljena metalna kućišta mogu da poseduju otvore. Prorezi i otvori u metalnim zidovima oklopljenih kućišta se karakterišu naglim promenama elektromagnetskog polja, tako da se koriste razni modeli za simulaciju u vremenskom domenu za modelovanje ovih geometrijski malih, ali u električnom smislu važnih struktura. Uticaj otvora postaje dominantan u obezbeđivanju elektromagnetske sprege između spoljašnjeg okruženja i strukture unutar kućišta.

2.2.3 Korišćenje proreza i otvora u oklopljenom kućištu

Model *proreza* se koristi radi modelovanja uskih otvora na tankoj metalnoj površini. On se pridodaje tankoj metalnoj površini i njegova dužina i debljina moraju biti definisane kao pozitivni brojevi. Prema Babinet-ovom principu uski prorez se ponaša kao kratki dipol, tako da do maksimalnog zračenja dolazi kada je njegova dužina jednaka polovini talasne dužine [66, 67].

Otvori su šupljine u oklopljenom kućištu potrebni radi ventilacije, optičkih displeja, plastičnih komponenata ili mehaničke podrške. Da bi kućište omogućilo oklapanje, struje moraju nesmetano teći na površini. Otvori, sa najvećom dimenzijom koja je mnogo manja od talasne dužine, obezbeđuju veoma malu impedansu protoku struja na provodnoj površini. Iz ovog razloga, ako je potrebno obezbediti određen otvoren prostor (npr. za protok vazduha), mnogo je bolje ovo postići sa više manjih otvora nego sa nekoliko većih. Otvori za vazduh mogu biti preko celog ili dela tankog metalnog panela. Površine sa otvorima su slabo provodne na elektromagnetska polja, za frekvencije na kojima je dužina pojedinačnog otvora mnogo manja od polovine talasne dužine.

Tok struja koje teku oko dve ventilacione mreže prikazan je na Slici 2.10. Na Sl. 2.10a tok struje je prekinut mnogo naglašenije u odnosu na oblik otvora sa Sl. 2.10b, jer je otvor u obliku proreza kod koga je jedna dimenzija otvora mnogo veća od druge dimenzije otvora. U pogledu elektromagnetskog oklapanja, oblik otvora sa Sl. 2.10b je mnogo efikasniji i ako je ukupna površina otvora oba oblika otvora slična. Oklapanje može biti mnogo efikasnije čak i kada postoji značajan broj otvora, pri čemu poseban otvor treba biti mnogo manji od talasne dužine [64].



Slika 2.10 Dva oblika otvorana zidu kućišta a) prorezi, b) kružni otvori [64]

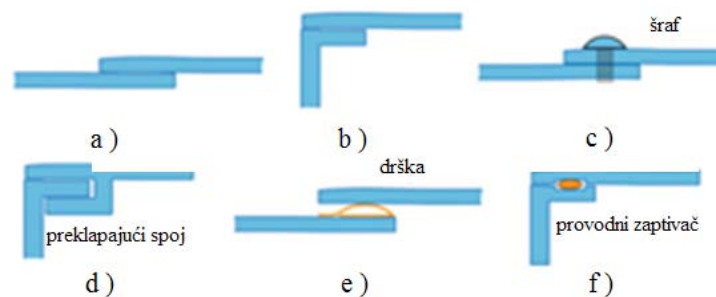
Količina energije koja prolazi kroz male otvore je neznatna u odnosu na energiju koja prolazi kroz proreze, veće otvore i mesta prolaza provodnika. Ako je otvor dobro zaptiven i ako je potrebno da se dodatno smanji količina energije koja prolazi kroz otvore, tada otvori sa dodatnom debljinom mogu omogućiti smanjenje izračenih emisija. Produžavanjem otvora u

kućištu stvara se mali talosovod. Za otvore sa malim poprečnim presekom, frekvencije izvora unutar kućišta verovatno će biti znatno ispod granične frekvencije talosovoda.

Spojevi

Spojevi nastaju na mestima gde se dva dela oklopa povezuju i često su zbog njihove veće dužine značajniji izvor curenja od otvora. Spoj koji je reda veličine polovine talasne dužine može biti veoma značajan izvor zračenja, slično kao rezonantni polutalasni dipol. Moguće je napraviti nedelotvorne antene (kao što je električno mala žica ili loop antena) zatvarajući ih u metalno kućište sa rezonantnim prorezom ili spojem koje zrače mnogo efikasnije.

Spoj koji vizuelno izgleda dobro može često značajno poremetiti tok struje izazivajući glavni problem u oklapanju. Na Slikama 2.11a i 2.11b prikazane su dve metalne površine koje su jednostavno pritisnute jedna na drugu retko pružajući dovoljno pouzdan kontakt na visokim frekvencijama. Površinska oksidacija, korozija i savijanje na metalnim pločama smanjuju kvalitet električnog kontakta. Šrafovi ili zaptivci mogu omogućiti dobar električni kontakt Sl. 2.11c, ali ih ne mogu poboljšati na mestima između zavrtnja. Jedna od tehnika za smanjenje impedanse spojeva je preklapanje obe strane ploča kao na Sl. 2.11d. Drugo jednostavno rešenje je uvođenje drške ili zaptivača kao što je prikazano na Sl. 2.11e i 2.11f.



Slika 2.11 Spojevi u oklopljenim kućištima [64]

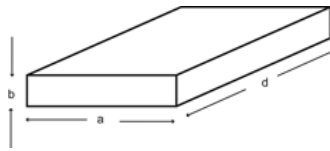
Ponekad je potrebno da kućište poseduje veliki broj otvora radi ventilacije. U velikim kućištima koja moraju ispunjavati veoma stroge zahteve u pogledu oklapanja i toplote, možda će biti potrebno i dalje smanjiti količinu energije koja prolazi kroz otvor. Ovo se postiže povećanjem dubine otvora slično malom talosovodu. Na frekvencijama na kojima su dimenzije poprečnog preseka otvora relativno male u odnosu na polovinu talasne dužine,

energija koja prolazi kroz otvor biće smanjena na isti način kao što je smanjena energija koja prolazi kroz talosovod ispod granične frekvencije.

Energija se neće prenositi u talosovodu na frekvencijama ispod granične frekvencije. Umesto toga, polja opadaju eksponencijalno. Jednostavna aproksimativna formula za količinu slabljenja za otvor debljine d i maksimalne visine ili širine a , je:

$$slabljenje = 30 \frac{d}{a} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c} \right)^2}^2 \text{ dB} , \quad (2.25)$$

gde je f frekvencija polja i f_c granična frekvencija otvora. Granična frekvencija je približna frekvencija na kojoj je maksimalna visina ili širina a jednaka polovini talasne dužine. Za pravougaoni talosovod visine b , širine a i dužine d , mod prostiranja za najnižu graničnu frekvenciju je TE₁₀ mod.



Slika 2.12 Geometrija pravougaonog talosovoda

Propagaciona konstanta za TE₁₀ mod je data sledećom jednačinom:

$$\beta = \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 - \left(\frac{\pi}{a} \right)^2} . \quad (2.26)$$

Na frekvencijama gde je izraz ispod korena negativan, propagaciona konstanta je imaginarna i nema prostiranja polja kada je $\lambda > 2a$. Granična talasna dužina za TE₁₀ mod je $\lambda_c = 2a$. Granična frekvencija je:

$$f_c = \frac{v}{\lambda_c} = \frac{v}{2a} , \quad (2.27)$$

gde je v brzina prostiranja u dielektričnom talosovodu (3×10^8 m/s u vazduhu).

Ispod granične frekvencije, veličina polja u talosovodu opada eksponencijalno:

$$E(z) = E_0 e^{-|\beta|z} . \quad (2.28)$$

Ukupno slabljenje polja na rastojanju d , izraženo u dB, je tada:

$$slabljenje(dB) = 20 \log e^{-|\beta|d} = 8,7|\beta|d \quad (2.29)$$

ili kombinovanjem jednačine 2.24, 2.27 i 2.29 dobija se da je:

$$slabljenje(dB) \approx 27 \frac{d}{a} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c} \right)^2} . \quad (2.30)$$

3. METODE MODELOVANJA

Radi rešavanja problema prostiranja elektromagnetskih talasa i njihove interakcije sa strukturama kao što su antene ili drugi nehomogeni materijali, koriste se razne tehnike koje mogu biti analitičke ili numeričke. Numeričke tehnike se baziraju na numeričkim modelima elektromagnetskog prostiranja i pobude, dok se kod analitičkih tehnika polazi od pretpostavki o načinu i obliku elektromagnetske interakcije.

Brojne numeričke simulacione tehnike opisane u [17, 68, 69] značajno olakšavaju proces projektovanja elektronske opreme u cilju ispunjavanja važećih *EMC* standarda. Ove tehnike omogućavaju procenu stepena sprege i interferencije između sistema i podsistema i ukazuju na optimalnu strategiju u dizajniranju opreme sa tačke gledišta *EMC*-a pre početka izrade prototipa. Numeričke tehnike, kao što su metod konačnih razlika u vremenskom domenu (*FDTD*) [5, 70-74], metod momenata (*MOM*) [30, 75, 76] i metod konačnih elemenata (*FEM*) [77-80] ili hibridni metod koji predstavlja kombinaciju *MOM*-a i *FDTD* metoda [81], zahtevaju rešavanje problema korišćenjem kompletne talasne analize i moćnih softverskih alata i to većina njih za frekventijski opseg do 1 GHz. Iznad 1 GHz sprega između elektromagnetskog talasa i otvora postaje dominantna. U [82] je prikazana tehnika korišćenjem veštačkih neuronskih mreža radi predikcije *EM* polja u oklopljenom kućištu.

Još jedna od metoda je numerička metoda *TLM* metod ili metod transmisionih linija, baziran na vremenskom i prostornom deljenju *EM* polja. Pošto je incidentan talas najčešće širokopojasni signal, numeričke metode u vremenskom domenu, kao što su *TLM* ili *FDTD* metode su najadekvatniji za rešavanje *EMC* problema u širokom frekventijskom opsegu. *FDTD* metod je moćna numerička tehnika koja se koristi za analizu različitih problema kao što su prostiranje i rasejanje *EM* polja, oklapanje, itd. Ovaj metod zahteva velike memorijske resurse i veliko vreme trajanja simulacije što predstavlja ograničavajuće faktore radi rešavanja *EMC* problema struktura sa rezonantnim karakteristikama, kao što su oklopi sa električno malim otvorima [74], tako da je u disertaciji od numeričkih metoda korišćen kompaktni *TLM* metod radi proračuna *SE*.

Problemi elektromagnetske kompatibilnosti mogu se rešavati i korišćenjem različitih analitičkih metoda koje su ograničene na slučajeve jednostavnih geometrijskih struktura [7, 10, 83]. Mendez [7] je analitički formulisao *SE* oklopa sa električno malim otvorima koristeći dvostruku Green-ovu funkciju i teoriju rasejanja. U [10] metod ekvivalentnog kola je

korišćen za *SE* analizu, ali su korišćenjem ovog metoda postojala ograničenja u smislu položaja i broja otvora (jedan otvor na sredini prednje strane oklopa), ugla i polarizacije incidentnog talasa (incidentni ravanski talas) i moda prostiranja (TE_{10}). Pomenuti metod je modifikovan u [11] radi razmatranja više otvora na više strana oklopa i oblikovanog incidentnog talasa, dok je u [40] poboljšan od strane autora radi razmatranja prisustva prijemne antene unutar kućišta koja se u merenjima koristi radi proračuna *SE*.

Prilikom modelovanja moraju se uzeti u obzir sledeći aspekti:

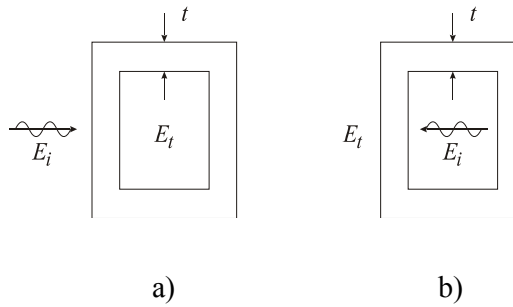
- *Topologija sistema* – sagledavaju se oblik, dimenzije, konfiguracija opreme i sistema, kao i mesto i udaljenost od izvora *EM* zračenja. Metod koji se primenjuje mora omogućiti projektovanje različitih oblika kućišta sa otvorima i žičanim strukturama koje se koriste za oklapanje;

- *Osobine materijala* – opis materijala sa različitim provodnim, električnim i magnetnim osobinama. U mnogim slučajevima moraju se modelovati nehomogeni materijali, kao što su kablovi sa izolacionim omotačima, sredine sa provodnim materijalima i dielektricima u kućištu;

- *Fizičke proporcije* – sagledavanje najveće i najmanje fizičke dimenzije strukture koja se modeluje;

- *Frekvencijski opseg* – sagledavanje frekvencijskog opsega od interesa za *EMC* analizu.

Performanse elektronskih sistema sa *EMC* stanovišta zavise, pored karaktera izvora pobudnog *EM* zračenja i konfiguracije žičanih i dielektričnih struktura unutar sistema, i od postojanja i prirode sprežnih puteva preko kojih se ostvaruje spreaga *EM* energije izvora i osetljivih elektronskih sistema. Kao što je već rečeno glavnu ulogu pri eliminisanju ili redukovanju ovih sprežnih puteva imaju oklopljena metalna kućišta, sastavljena od različitih materijala, različite debljine [84-88]. Nezavisno od toga da li je *EM* izvor unutar ili izvan oklopljenog kućišta, karakteristike oklapanja ostaju iste. Na Slici 3.1a prikazana je jednostavna fizička reprezentacija mehanizma oklapanja. Talas E_i koji reprezentuje spoljašnje *EM* smetnje je incidentan na oklop debljine t . Uloga metalnog oklopljenog kućišta je u sprečavanju uticaja incidentnog talasa na električno kolo unutar oklopa, tj. u minimiziranju polja E_t . Slična situacija je prikazana na Slici 3.1b gde se *EM* smetnje sada generišu iz prostora unutar oklopa, te je zadatak oklopa u tom slučaju da minimizira polje van oklopa.



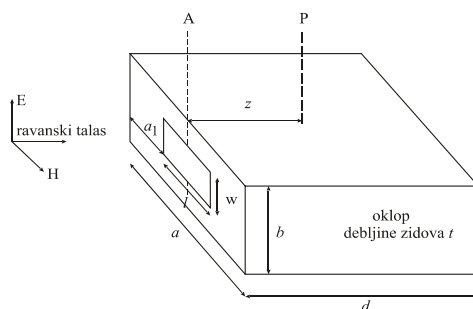
Slika 3.1 Mehanizam oklapanja [1]

SE se definiše kao odnos incidentnog polja E_i koje obično predstavlja incidentan talas na jednoj strani beskonačnog sloja provodnog materijala kojim se realizuje oklop debljine t i prenetog polja E_t koje predstavlja polje u nekoj tački sa druge strane materijala. Ovaj odnos u dB može se izraziti kao [1]:

$$SE = 20 \log |E_i / E_t| \quad (3.1)$$

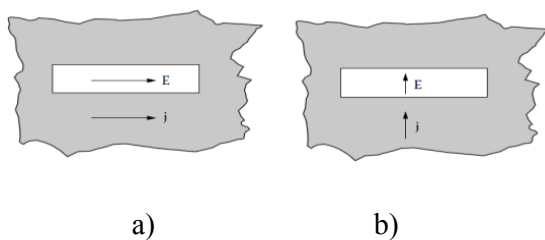
Ovako definisana SE zavisi od frekvencije, debljine i EM karakteristika materijala korišćenih za oklapanje, ali ne uzima u obzir geometrijski oblik oklopa. Stoga se vrlo često upotrebljava alternativna definicija za SE kao dB odnos nivoa incidentnog polja u odgovarajućoj tački unutar sistema bez prisustva oklopa (E_i) i u prisustvu oklopa (E_t). SE se može definisati i preko magnetskog polja pri čemu ove dve definicije ne daju uvek istu vrednost, naročito na niskim frekvencijama. Takođe, SE zavisi od pozicije unutar oklopa za koju se proračunava. Vrednost od 20 dB je minimalna potrebna vrednost za SE , dok je efikasnost zaštite od 50 dB do 60 dB zadovoljavajuća za većinu EMC problema.

Tipična ilustracija sprege putem otvora u oklopljenim kućištima je prikazana na Slici 3.2. Spoljašnje EM polje, obično u vidu ravanskog talasa, je incidentno na zid oklopa sa otvorom. Incidentni talas se delom reflektuje, a delom prenosi putem otvora i uspostavlja EM polje unutar oklopa. Teškoće u proračunu SE oklopa sa otvorima prouzrokovane su time da tangencijalna polja na otvoru nisu poznata unapred, kao i da polje unutar oklopa ima jako rezonantno ponašanje. Stoga se SE u slučaju sprege putem otvora uglavnom proračunava primenom neke od brojnih numeričkih tehnika, mada je u slučaju jednog usamljenog otvora pravilne geometrije i uz odgovarajuća pojednostavljenja moguće primeniti jednostavan model koji je prikazan u nastavku ovog poglavlja.



Slika 3.2 Oklopljeno kućište pravougaonog poprečnog preseka sa jednim pravougaonim otvorom

Pri proračunu SE se obično analizira najkritičniji slučaj sa stanovišta polarizacije incidentnog talasa u odnosu na ravan zida sa otvorom. Naime, u slučaju pravougaonog otvora sa Slike 3.2 čija je dužina l znatno veća od širine w (tzv. prorez), moguće je razmatrati dva slučaja: incidentno električno polje polarizovano paralelno dužoj stranici otvora (Slika 3.3a) i polarizovano normalno na dužu stranicu otvora (Slika 3.3b).



Slika 3.3 Prostiranje EM talasa kroz pravougaoni otvor za slučaj: a) horizontalne i b) vertikalne polarizacije [1]

U oba slučaja dolazi do refleksije budući da se struja j indukuje u zidu oklopa sa otvorom na takav način da generiše reflektovano električno polje koje poništava incidentno polje tako da je zadovoljen granični uslov na zidu ($E_t=0$). U prvom slučaju, otvor svojim prisustvom ne remeti tok indukovane struje, tako da zid obezbeđuje potpunu refleksiju i nema značajnije transmisije polja kroz otvor. Međutim, u drugom slučaju, otvor ima značajnog uticaja na tok indukovane struje što dovodi do smanjene refleksije i većeg prodora incidentnog polja kroz otvor.

3.1 Modelovanje pomoću ekvivalentnog talasovodnog kola - analitički metod

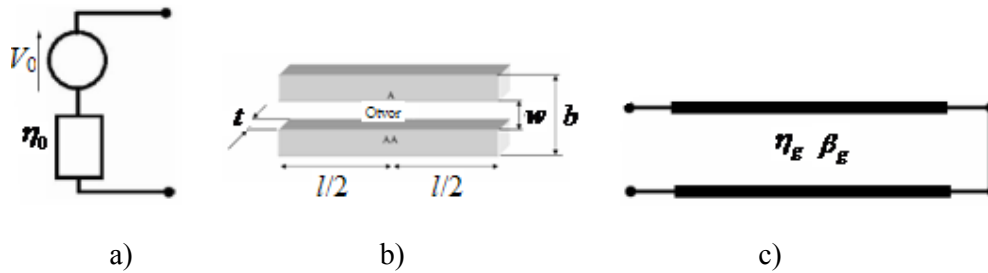
U slučaju oklopa sa jednim pravougaonim otvorom postavljenim u centru prednjeg zida (Slika 3.2, $a_1=(a-l)/2$), moguće je kreirati jednostavan model u cilju proračuna *SE* [1, 10]. Incidentni ravanski talas može se predstaviti preko *Thevenin*-ovog ekvivalentnog kola kao što je prikazano na Slici 3.4a. Naponski izvor predstavlja jačinu incidentnog polja, a η_0 impedansu slobodnog prostora (377Ω). Tačna vrednost napona V_0 za proračun *SE* nije od važnosti jer se *SE* izražava kao odnos dva polja. Pravougaoni otvor može se predstaviti kao koplanarna strip linija kratkospojena na oba kraja (Slika 3.4b), čija je karakteristična impedansa:

$$Z_{0cs} = 120\pi^2 \left[\ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{1 - (2w_e/b)^2}}{1 - \sqrt{1 - (2w_e/b)^2}} \right) \right]^{-1} \quad (3.2)$$

pri čemu je:

$$w_e = w - \frac{5t}{4\pi} \left(1 + \ln \left(\frac{4\pi w}{t} \right) \right) \quad (3.3)$$

Ukupna širina koplanarne strip linije je jednaka visini oklopa b , dok je rastojanje između stripa jednako širini otvora w i debljina zida oklopa sa otvorom t . Poslednji element ovog modela je kućište koje je pobuđeno poljem generisanim na otvoru i kratkospojeno na drugom kraju kao što je prikazano na Slici 3.4c.



Slika 3.4 Tri elementa modela oklopa sa otvorom: a) izvor *EM* smetnje, b) otvor i c) kućište

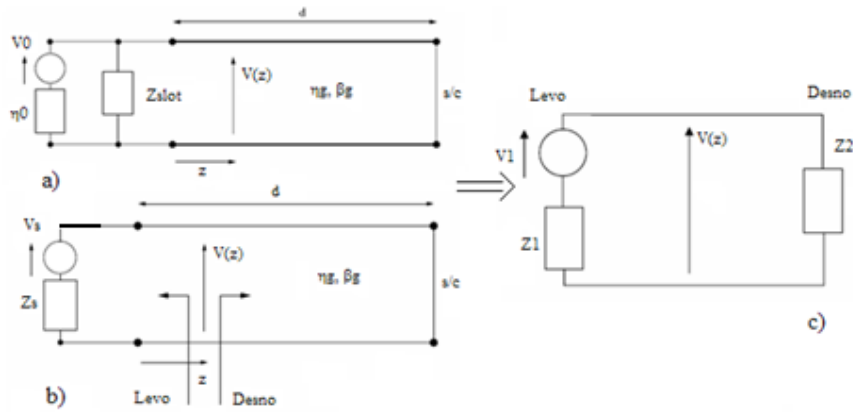
Oklop se dakle predstavlja kao kratkospojeni pravougaoni talasovod u kome je prostiranje duž z -ose. Pod pretpostavkom da se u talasovodu prostire TE_{10} mod, karakteristična impedansa i fazna konstanta prostiranja u talasovodu mogu se izraziti kao:

$$\eta_g = \eta_0 / \sqrt{1 - (\lambda / 2a)^2} \quad (3.4)$$

$$\beta_g = \beta_0 \sqrt{1 - (\lambda / 2a)^2} \quad (3.5)$$

Ekvivalentno kolo kompletnog problema prikazano je na Slici 3.5a, pri čemu su ulazne impedanse dve kratkospojene sekcije koplanarne strip linije dužine $\ell/2$, gledano levo i desno od centra otvora, respektivno, preslikane u šantnu impedansu otvora, Z_{slot} :

$$Z_{slot} = \frac{1}{2} \frac{\ell}{a} j Z_{0cs} \tan\left(\frac{\beta_0 \ell}{2}\right) \quad (3.6)$$



Slika 3.5 Ekvivalentno kolo kompletnog problema

Proračun električnog polja unutar oklopa na rastojanju z od zida oklopa sa otvorom svodi se na proračun napona $V(z)$ u ekvivalentnom kolu. Ekvivalentno kolo može da se dalje transformiše u Thevenin-ovo ekvivalentno kolo sa Slike 3.5b, gde su V_s i Z_s njegove komponente koje predstavljaju incidentno polje i impedansu otvora sa Slike 3.5a. Konačno, redukcija Thevenin-ovog ekvivalentnog kola, gledajući levo i desno od koordinate z unutar kućišta daje kolo sa Slike 3.5c, čiji su elementi:

$$V_1 = \frac{V_s}{\cos(\beta_g z) + j Z_s \sin(\beta_g z) / \eta_g} \quad (3.7)$$

$$Z_1 = \frac{Z_s + j \eta_g \tan(\beta_g z)}{1 + j Z_s \tan(\beta_g z) / \eta_g} \quad (3.8)$$

$$Z_2 = j \eta_g \tan[\beta_g (d - z)] \quad (3.9)$$

Napon na rastojanju z je:

$$V(z) = V_1 Z_2 / (Z_1 + Z_2) \quad (3.10)$$

Kako je u odsustvu oklopa električno polje u istoj tački jednako polovini napona V_0 , to se za SE dobija konačan izraz:

$$SE = 20 \log \left(\frac{V_0}{2V(z)} \right) \quad (3.11)$$

Turner et al. [89] je pokazao da je koeficijent oklapanja (shielding coefficient) za kružni otvor približno isti kao za kvadratni otvor iste površine. Prema tome, može se pokazati da se prethodno date jednačine mogu primeniti i za proračun SE oklopa sa jednim kružnim otvorom poluprečnika r , postavljenim u centru prednjeg zida, uz sledeću aproksimaciju:

$$l = w = \sqrt{\pi} r \quad (3.12)$$

Nažalost, ograničenje prethodno opisanog modela, osim što ne uzima u obzir prisustvo drugih EM struktura unutar oklopa, je i u tome da omogućava proračun SE oklopa sa samo jednim otvorom postavljenim u centru zida koji je upravan na pravac prostiranja incidentnog ravanskog talasa. U slučaju kada otvor nije u centru zida, kada postoje dva ili više otvora na istom ili različitim zidovima oklopa ili kada incidentni talas nailazi pod nekim uglom u odnosu na ravan zida sa otvorima, potrebno je primeniti složenije numeričke tehnike. Samo tako je moguća kompletna analiza uticaja ovih faktora na SE oklopa. U ovoj disertaciji je za potrebe analize uticaja promene rastojanja dva otvora, pozicioniranih na istom zidu u horizontalnom ili vertikalnom pravcu, na električnu SE , primenjen numerički TLM metod i rezultati su prikazani u narednom poglavlju.

3.2 Poboljšan analitički metod – uključivanje prijemne antene

Radi što tačnijeg proračuna SE , u analitički model pravougaonog oklopa sa otvorima uključena je i prijemna dipol antena koja se koristi u praksi za merenje nivoa EM polja u nekim tačkama unutar oklopa. U praksi, kada se izvode EMC merenja [90-93], najčešće u anehoičnoj sobi, radi eksperimentalnog određivanja SE oklopa, mala dipol antena se smešta unutar oklopa kao prijemna antena. Ona je koaksijalnim kablom, koji prolazi kroz zid oklopa,

povezana sa mernim prijemnikom koji se nalazi izvan oklopa. Takva antena se koristi radi merenja nivoa EM polja koje je prisutno usled postojanja izvora spoljašnje interferencije (u eksperimentalnim podešavanjima predstavljena predajnom antenom u dalekom polju), a koje putem otvora dospeva u oklop. Radi proračuna SE merenje se vrši u nekoliko tačaka unutar oklopa. Prisustvo prijemne antene konačnih dimenzija i koaksijalnog kabla može značajno uticati na prostiranje EM polja unutar oklopa i na rezultat SE , kao što je prikazano u [37, 38, 40, 41].

Analitički model, koji je opisan u poglavlju 3.1, osim što ne uzima u obzir prisustvo drugih EM struktura unutar oklopa, poseduje ograničenje koje se ogleda i u tome da omogućava proračun SE oklopa sa samo jednim otvorom postavljenim u centru zida koji je upravan na pravac prostiranja incidentnog ravanskog talasakola [10]. Modifikacijom pomenutog analitičkog modela u [11] predloženo je da se SE oklopa sa otvorima na jednoj ili više strana može jednostavno izračunati superpozicijom jednodimenzionalnih rezultata i tada se problem izračunavanja SE rešava uzimajući u obzir polje sa proizvoljnom incidencijom i polarizacionim uglom pomoću vektorske dekompozicije. Električno polje E može biti rastavljeno na x -, y - i z - komponente jednostavnom vektorskom analizom [94]:

$$\begin{aligned} E = & \hat{x}(-\cos\phi\cos\theta\cos\psi - \sin\phi\sin\psi)E_0 + \\ & \hat{y}(-\sin\phi\cos\theta\cos\psi + \cos\phi\sin\psi)E_0 \\ & + \hat{z}(\sin\theta\cos\psi)E_0 \end{aligned} \quad (3.13)$$

gde je E_0 amplituda E . U ovoj jednačini, konstante E su definisane kao faktori polarizacije F_{px} , F_{py} i F_{pz} , koje se koriste za proračun SE . Jedan od slučajeva koji će se razmatrati u ovoj disertaciji je pobuda ravanskim talasom sa vertikalnom polarizacijom (duž z -ose) tako da je $E = \hat{z}E_0$.

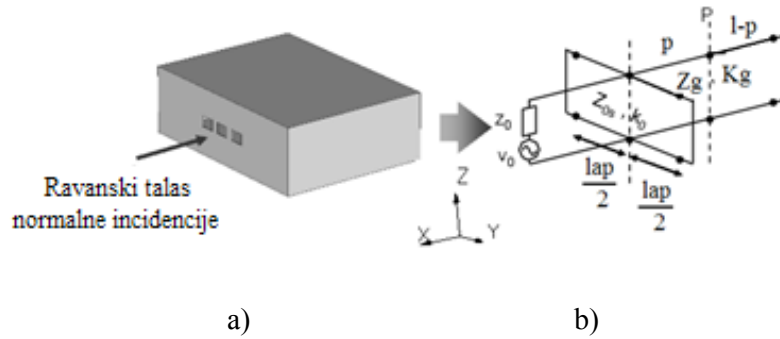
Propagacioni vektor β je dat kao [11]:

$$\beta = \hat{x}(-\cos\phi\sin\theta)\beta_0 + \hat{y}(-\sin\phi\sin\theta)\beta_0 + \hat{z}(-\cos\theta)\beta_0 \quad (3.14)$$

gde je β_0 amplituda propagacionog vektora i konstante β su definisane kao faktori incidencije F_{ix} , F_{iy} i F_{iz} za svaki pravac. Za slučaj normalne incidencije (prostiranje duž x -ose), kao što je prikazano na Sl. 3.6a, $\beta = -\hat{x}\beta_0$.

Jačina polja odgovarajućeg moda proizvoljne pozicije u oklopu može biti izračunata koristeći factor F_m definisan kao:

$$F_m = \sin(m_1 \pi p_1 / l_1) \cos(m_2 \pi p_2 / l_2) \quad (3.15)$$



Slika 3.6 a) Pravougaoni oklop sa otvorima na prednjem zidu, pobuđen normalnim incidentnim talasom sa vertikalnom polarizacijom i b) ekvivalentni model oklopa [11]

gde m_1 , p_1 i l_1 znači broj moda, razdaljinu posmatrane tačke i dužinu talosovoda za pravac polja, ali ne pravac prostiranja (indeks '1' znači pravac polja ali ne pravac prostiranja i indeks '2' znači pravac normalan na pravac polja). Primenjujući ovaj faktor, može se izračunati SE za više modove rezonansi. Rezonantna frekvencija oklopa sa Sl. 3.6a (f_{mnl}) je:

$$f_{mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon_r}} \sqrt{(m\pi/l_x)^2 + (n\pi/2l_y)^2 + (l\pi/2l_z)^2} \quad (3.16)$$

gde je m broj moda x -dimenzije, n broj moda y -dimenzije i l broj moda z -dimenzije.

Električna SE na razdaljini p od otvora dobija se iz napona u tački P u ekvivalentnom kolu, dok struja u P daje magnetsku SE . Izvor zračenja je predstavljen naponom V_0 i impedansom $Z_0=377\Omega$ i oklop je predstavljen kratkospojenim talosovodom čija je karakteristična impedansa i konstanta prostiranja Z_{gx} i k_{gx} . Najpre se izračunava ekvivalentna impedansa otvora, a zatim se koristeći teoriju transmisionih linija svi naponi i impedanse transformišu u tački P . SE je proračunata za z -orijentaciju SE_z za talas prostiranja u x -pravcu. Efektivna širina w_{ex} [11] je data kao:

$$w_{ex} = w_{apx} - (5t/4\pi)(1 + \ln(4\pi w_{apx}/t)) \quad (3.17)$$

gde je w_{apx} dužina otvora na y - z ravni (duž x -pravca) i t je debljina zida oklopa. Karakteristična impedansa preseka, koja je predstavljena kao dužina koplanarne strip transmisione linije je data od strane Gupta et al. [95], gde je:

$$Z_{0sx} = 120\pi^2 \left[\ln \left(2 \frac{1 + \sqrt[4]{1 - (2w_{ex}/lz)^2}}{1 - \sqrt[4]{1 - (2w_{ex}/lz)^2}} \right) \right]^{-1} \quad (3.18)$$

Impedansa otvora koja je proračunata transformacijom kratkospojenih kola na krajevima otvora u razdaljinu $l_{apx}/2$ u centru, uključujući faktor l_{apx}/l_x radi proračuna sprege između otvora i oklopa je:

$$Z_{apx} = (1/2)(l_{apx}/l_x)jZ_{0sx}\tan(k_0 l_{apx} x n_{apx}/2) \quad (3.19)$$

gde je $k_0 = 2\pi/\lambda$ i n_{apx} broj otvora na y - z ravni (duž x -pravca).

U modelu ekvivalentnog kola prikazanom na Slici 3.6b, oklop je predstavljen kao kratkospojeni pravougaoni talosovod u kojem je prostiranje duž x -ose čija je karakteristična impedansa i propagaciona konstanta Z_{gx} i k_{gx} , respektivno. Izvor zračenja je predstavljen naponom v_0 i impedansom $Z_0 = 377\Omega$. Jedan otvor na zidu oklopa je predstavljen kao koplanarna strip transmisionalna linija dužine l_{ap} i karakteristične impedanse Z_{0s} i fazne konstante k_0 . Transformišući kratkospojena kola na oba kraja u centar otvora, kao što je prikazano u [10], može se dobiti impedansa jednog otvora Z_{ap} . Ukupna impedansa za n otvora na yz -ravni zida oklopa normanog na prostiranje ravanskog talasa, Z_{apx} , je proračunata jednostavnim množenjem impedanse Z_{ap} sa n . Za TE_{10} mod i druge više modove prostiranja, karakteristična impedansa i fazna konstanta u talosovodu se izražava, respektivno, kao:

$$Z_{gx} = Z_0 / \sqrt{1 - (n\lambda / 2l_y)^2 - (l\lambda / 2l_z)^2} \quad (3.20)$$

$$k_{gx} = k_0 \sqrt{1 - (n\lambda / 2l_y)^2 - (l\lambda / 2l_z)^2} \quad (3.21)$$

Proračun električnog polja unutar oklopa na razdaljini p_x od zida sa otvorima se svodi na proračun napona v_{px} u ekvivalentnom kolu. Radi izračunavanja SE , vrši se proračun odgovarajućih napona i impedansi kao u [11]:

$$v_{1x} = v_0 \frac{Z_{apx}}{Z_0 + Z_{apx}} \quad (3.22)$$

$$Z_{1x} = \frac{Z_0 \times Z_{apx}}{Z_0 + Z_{apx}} \quad (3.23)$$

$$v_{2x} = \frac{v_1 x}{\cos(k_{gx} p_x) + jZ_{1x} \sin(k_{gx} p_x) / Z_{gx}} \quad (3.24)$$

$$Z_{2x} = \frac{Z_{1x} + jZ_{gx} \tan(k_{gx} p_x)}{1 + jZ_{1x} \tan(k_{gx} p_x) / Z_{gx}} \quad (3.25)$$

$$Z_{3x} = jZ_{gx} \tan[k_{gx} (l_x - p_x)] \quad (3.26)$$

Prijemna antena se modeluje impedansom Z_{ant} , tako da će impedansa biti:

$$Z_{4x} = Z_{3x} \frac{Z_{ant}}{Z_{3x} + Z_{ant}} \quad (3.27)$$

Iz ovih jednačina, napon u posmatranoj tački P u prisustvu oklopa, kao na Sl. 3.7 je:

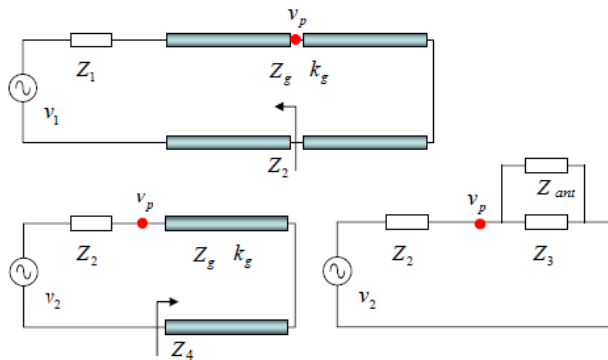
$$v_{px} = v_{2x} \frac{Z_{4x}}{Z_{2x} + Z_{4x}} \quad (3.28)$$

i bez prisustva oklopa je:

$$v_{p\cdot} = v_0 / 2 \quad (3.29)$$

Odnos napona kao se_{zx} , što znači linearnu proporciju SE z -orijentacije prostiranja talasa u x -pravcu za proizvoljnu poziciju unutar oklopa definiše se kao:

$$se_{zx} = Fm_x \frac{2v_{px}}{v_0} \quad (3.30)$$



Slika 3.7 Napon u posmatranjoj tački

Ukupna se_{zx} dobija se sumiranjem se_{zx} za (n, l) mod, koja je funkcija n i l , i množenjem sa faktorom polarizacije Fp_z i faktorom incidencije Fi_x . Ukupna se_{zx} je:

$$se_{zx} \text{ total} = F_p F_k \sum_n \sum_l SE_{zx}(n, l). \quad (3.31)$$

Za ekvivalentno kolo radi proračuna se_z za prostiranje talasa u y -pravcu, primenjujemo iste procedure. Konačno, SE za z -orijentaciju dobija se superpozicijom se_{zx} i se_{zy} :

$$se_z = |se_{zx} \text{ total}| + |se_{zy} \text{ total}| \quad (3.32)$$

$$SE_z = -20 \log_{10} |se_z| \quad (3.33)$$

Korišćenjem predloženog modela, može se proračunati i SE za x -orijentaciju (SE_x) i SE za y -orijentaciju (SE_y).

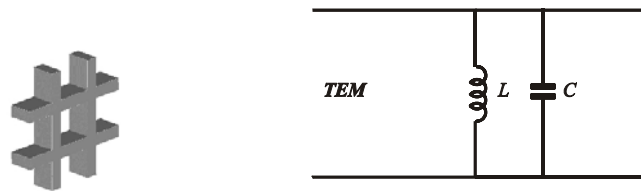
3.3 Modelovanje pomoću električnih vodova

Metod modelovanja pomoću električnih vodova (*TLM* – Transmission-Line Matrix) je jedan od najčešće korišćenih metoda koji se koristi za modelovanje struktura složene geometrije i spada u diferencijalne numeričke tehnike [17]. *TLM* metod [17] je numerička tehnika za modelovanje koja se zasniva na vremenskom i prostornom uzorkovanju *EM* polja. U *TLM* metodi, trodimenzionalno prostiranje (3D) *EM* polja je modelovano ispunjavajući prostor mrežom transmisionih linija i pobuđujući pojedinačnu komponentu polja u mreži.

Kod *TLM* metoda su principi rasejanja, bazirani na Huygens-ovom modelu propagacije talasa, implementirani zamenom modelovane sredine mrežom električnih vodova povezanih u čvorovima, pri čemu su naponi i struje na vodovima analogni komponentama elektromagnetskog polja u prostoru, pri čemu mreža transmisionih linija predstavlja propagacioni prostor. Električna i magnetna polja su ekvivalentna naponima i strujama na mreži, respektivno. Simulacija započinje pobuđivanjem mreže naponskim impulsima u karakterističnim tačkama prateći prostiranje ovih impulsa kroz mrežu pri čemu se oni rasejavaju na nodovima i granicama.

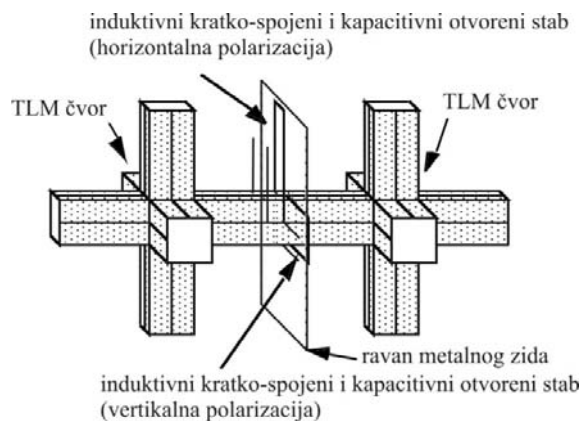
Tipična struktura *TLM* čvora je poznata kao simetrični kondenzovani čvor (*SCN* – Symmetrical Condensed Node) u kojoj svaki čvor predstavlja deo medijuma u obliku kocke kod pravougaonog koordinatnog sistema, kao na Sl. 3.8.

ventilacionioh otvora, u formi ekvivalentnog LC kola (Sl. 3.9), ugrađen u inače gruboj TLM mreži, uveden je radi tačnog i efikasnog uračunavanja EM prisustva otvora.



Slika 3.9 Kompaktni model ventilacionih otvora zasnovan na LC mreži

Empirijski pronađena kapacitivnost i induktivnost ekvivalentnog kola za svaku polarizaciju je implementirana u konvencionalnoj TLM mreži koristeći dodatne kratkospojene i otvorene stabove kola na interfejsu između dva TLM noda (Sl. 3.10). U [35] model je proširen radi razmatranja pravougaonih i šestougaoih, pored kvadratnih i kružnih otvora koji su razmatrani u [33]. Model ventilacionih otvora je ograničen na frekvencije na kojima su otvori odvojeni bliže polovini talasne dužine i gde nema struktura unutar kratkotrajnog polja iza otvora.



Slika 3.10 Implementiran LC model na interfejsu između dva TLM čvora

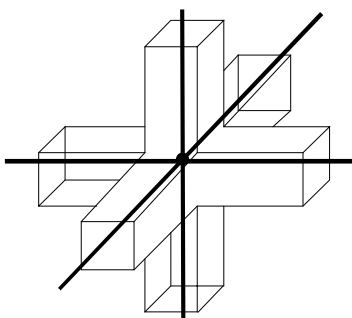
U [96] prikazano je modelovanje elektromagnetske sprege putem otvora u metalnim zidovima oklopljenih kućišta, pri čemu su opisani TLM modeli električno malih otvora.

3.4 Kompaktni *TLM* žičani metod

Poboljšan *TLM* metod sa kompaktnim žičanim modelom [31], radi efikasnog opisivanja prijemne antene, je primenjen radi kreiranja numeričkog modela oklopa koji može da zameni eksperimentalno podešavanje radi merenja *SE* oklopa. Ravanski talas koji se prostire u pravcu koji je normalan na prednji zid sa otvorima predstavlja zračenje antene u dalekom polju koji u eksperimentalnom podešavanju predstavlja signal spoljašnje interferencije.

Modelovanje tankih žica je veoma zahtevno zbog korišćenja diferencijalnih numeričkih metoda za modelovanje. Korišćenje kratkospojenih nodova ili kratkospojenih link-linija koji se graniče sa površinom žice [17] je najjednostavnije rešenje za modelovanje žica, pri čemu dolazi do 'greške rezonanse', odnosno pomeraja rezonansi 5-10% ka nižim frekvencijama. Usled ograničenja računarskih resursa i geometrijskog neslaganja između modelovanog prostora i finih karakteristika *EMC* problema formira se donekle neprecizni model žice pravougaonog oblika.

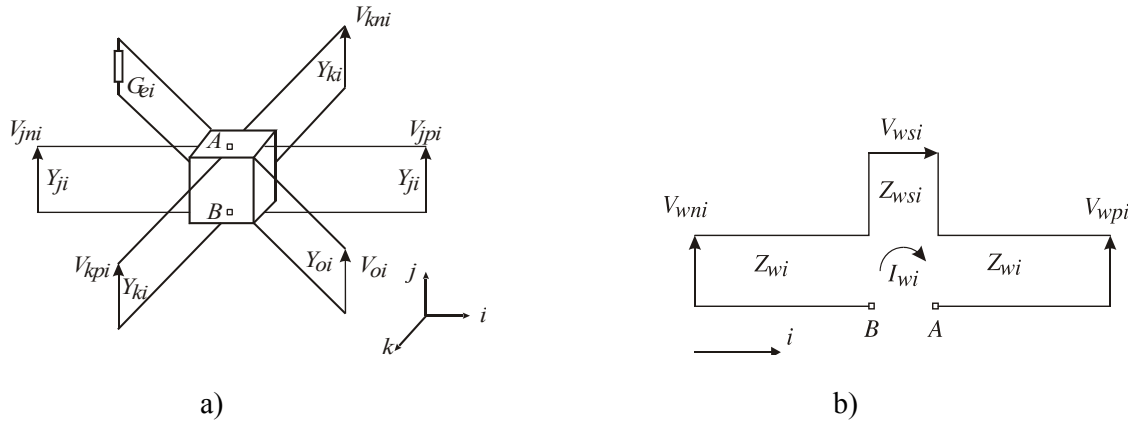
Tačnije rešenje u formi kompaktnog žičanog modela ili žičanog noda, koji omogućava tačno modelovanje žica sa značajno manjim prečnikom od veličine noda, je prikazan u [31, 97]. Ono koristi specijalnu žičanu mrežu smeštenu između nodova (Sl. 3.11) radi modelovanja prostiranja signala duž žica, koristeći specijalnu žičanu mrežu formiranu koristeći dodatne linkove i linije stabova (Sl. 3.12b) sa parametrima karakteristične impedanse. Oni su izabrani radi modelovanja kapacitivnosti i induktivnosti uvećanu usled prisustva žice, održavajući istovremeno sinhronizaciju sa ostatkom mreže transmisionih linija.



Sl. 3.11 Segmenti žičane mreže ugrađeni u *TLM* nod

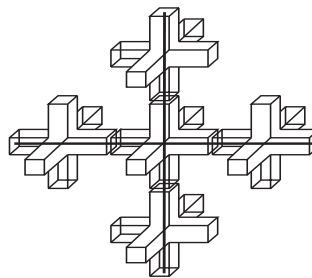
Primer najjednostavnijeg žičanog noda koji sadrži *i*-usmereni pravolinijski žičani segment prikazan je na Slici 3.12. Ovaj prav žičani segment spreže se sa komponentom električnog polja koja je paralelna njegovom pravcu i kao rezultat, prvo podkolo žičanog

noda (Sl. 3.12a) sadrži samo obične *TLM* portove udružene sa E_i komponentom polja. Ovo su portovi sa link linija polarizovani u i -pravcu (impulsi V_{jni} , V_{jpi} , V_{kni} i V_{kpi} , i karakteristične admitanse Y_{ji} i Y_{ki}) i sa staba otvorenog kola spregnutog sa E_i (impuls V_{oi} i karakteristična admitansa Y_{oi}). Šantna provodnost G_{ei} je uključena na Sl. 3.12a i odnosi se na gubitke medijuma.



Slika 3.12 Podkola jednostavnog žičanog *TLM* noda za žicu u i pravcu: a) sprega običnih portova noda sa E_i komponentom polja, b) žičana mreža za žicu u i -smeru

Jedna kolona *TLM* nodova, kroz koju prolazi žičani provodnik, može se upotrebiti radi aproksimativnog formiranja fiktivnog cilindra, koji predstavlja kapacitivnost i induktivnost žice po jedinici dužine. Njegov efektivni dijametar, različit za kapacitivnost i induktivnost, može biti izražen kao proizvod faktora dobijen empirijski, koristeći poznate karakteristike *TLM* mreže i prosečnih dimenzija poprečnog preseka noda u pravcu žice [31].



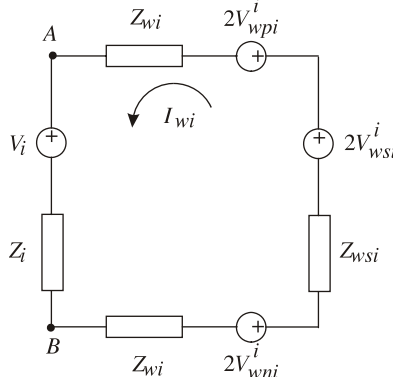
Slika 3.13 Žičana mreža učvršćena između *TLM* nodova

U prvom koraku, žičano podkolo je rešeno korišćenjem ekvivalentnog kola prikazanog na Sl. 3.14. Radi jednostavnosti, portovi običnog noda sa Sl. 3.12.a mogu biti zamenjeni Thevenin-ovim ekvivalentnim kolom, povezanim između tačaka A i B , sa parametrima:

$$Z_i = (2Y_{ji} + 2Y_{ki} + Y_{oi} + G_{ei})^{-1} \quad (3.34)$$

$$V_i = \frac{2(V_{jni}^i + V_{jpi}^i)Y_{ji} + 2(V_{kni}^i + V_{kpi}^i)Y_{ki} + 2V_{oi}^i Y_{oi}}{2(Y_{ji} + Y_{ki}) + Y_{oi} + G_{ei}} \quad (3.35)$$

gde je $\{i, j, k\} \in \{x, y, z\}$ i $i \neq j, k$.



Slika 3.14 Thevenin-ovo kolo za jednostavni žičani nod

Struja, žice i naponi reflektovani u tačke žice se sada lako proračunavaju kao:

$$I_{wi} = \frac{2(V_{wni}^i + 2V_{wsi}^i - 2V_{wpi}^i - V_i)}{2Z_{wi} + Z_{wsi} + Z_i} \quad (3.36)$$

$$\begin{aligned} V_{wni}^r &= V_{wni}^i - I_{wi}Z_{wi} \\ V_{wpi}^r &= V_{wpi}^i + I_{wi}Z_{wi} \\ V_{wsi}^r &= V_{wsi}^i - I_{wi}Z_{wsi} \end{aligned} \quad (3.37)$$

Korektna aproksimacija kapacitivnosti i induktivnosti između žice i udaljenih objekata dobija se korišćenjem *TLM* žičanog modela, odnosno modelovanjem kapacitivnosti i induktivnosti žice po jedinici dužine određenih u odnosu na tačku u beskonačnosti [96]. Kada je reč o kapacitivnosti, rezultujuća serijska kapacitivnost jednaka je zahtevanoj kapacitivnosti žice određivanjem kapacitivnosti jednog *TLM* čvora u odnosu na tačku u beskonačnosti, a zatim proračunavanjem kapacitivnosti koja mora biti vezana na red sa njom. Ova proračunata kapacitivnost se zatim dodeljuje žičanom segmentu koji prolazi kroz centar razmatranog čvora. Na sličan način se određuje induktivnost po jedinici dužine, koju treba vezati paralelno sa induktivnošću koja je pridodata *TLM* čvoru, kako bi se ostvarilo korektno modelovanje induktivnosti žice po jedinici dužine u odnosu na tačku u beskonačnosti.

Ovi proračuni su međutim jako komplikovani imajući u vidu da je kapacitivnost po jedinici dužine cilindra, konačne dužine i proizvoljnog prečnika, u odnosu na tačku u

beskonačnosti uvek jednaka nuli, dok induktivnost po jedinici dužine teži beskonačnosti. Jedan od načina da se ovaj problem prevaziđe je u definisanju pojma ekvivalentni poluprečnik. Ovo rešenje se bazira na uvođenju tkz. fiktivnog cilindra koji se može predstaviti nizom *TLM* čvorova unutar kojih se nalazi žica. Pri tome je zahtevana kapacitivnost/induktivnost žičanog segmenta jednaka kapacitivnosti/induktivnosti žice van ekvivalentnog poluprečnika ovog niza *TLM* čvorova. Poluprečnik fiktivnog cilindra je nađen empirijski i njegova vrednost je različita za proračun kapacitivnosti i induktivnosti.

Empirijski proračun ekvivalentnih poluprečnika korišćenih za određivanje kapacitivnosti i induktivnosti žice u slobodnom prostoru je izvršen na *TLM* modelu koaksijalnog voda konstruisanog na mrežama različite rezolucije [96]. Kapacitivnost po jedinici dužine između unutrašnjeg provodnika (modelovanog nizom *TLM* čvorova ispunjenih metalom) i udaljenog spoljašnjeg provodnika je numerički proračunata i upoređena sa analitičkim izrazom za kapacitivnost koaksijalnog voda. Za poznatu vrednost poluprečnika spoljašnjeg provodnika može se odrediti ekvivalentni poluprečnik niza čvorova za proračun kapacitivnosti. Ekvivalentni poluprečnik niza čvorova za proračun induktivnosti je dobijen primenom četvrt-talasnog rezonatora koaksijalnog voda i određivanjem brzine prostiranja na vodu. Kombinacijom ove brzine i prethodno nađene kapacitivnosti dobija se induktivnost, a samim tim i ekvivalentni poluprečnik za proračun induktivnosti. Na sličan način je moguće odrediti ekvivalentne poluprečnike potrebne za određivanje kapacitivnosti i induktivnosti žice iznad zemlje.

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

$$r_{Ci} = k_{Ci} \Delta i_c, \quad (3.38)$$

$$r_{Li} = k_{Li} \Delta i_c, \quad (3.39)$$

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, kao što je već prethodno objašnjeno. Za žicu koja se nalazi u slobodnom prostoru ovi parametri su:

$$k_{Ci} = 0.051 k_i^2 + 0.0194 k_i + 0.617, \quad (3.40)$$

$$k_{Li} = 0.34, \quad (3.41)$$

gde se parametar k_i definiše preko vremenskog koraka Δt i elektromagnetskih karakteristika sredine (ϵ, μ) na sledeći način:

$$k_i = \frac{2\Delta t}{\sqrt{\epsilon\mu}\Delta i_c}. \quad (3.42)$$

Za žicu koja se nalazi iznad zemlje, empirijski faktori su:

$$k_{Ci} = 0.0223 k_i^2 + 0.024 k_i + 0.606, \quad (3.43)$$

$$k_{Li} = 0.347. \quad (3.44)$$

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:

$$C_i = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(r_{Ci}/r_s)}, \quad (3.45)$$

$$L_i = \frac{\mu}{2\pi} \ln(r_{Li}/r_s), \quad (3.46)$$

gde je r_s stvarni poluprečnik žice.

Kako bi se modelovale karakteristike sredine, parametri žičane mreže se moraju tako izabrati kako bi impulsi na njima putovali u sinhronizmu sa ostalim delom *TLM* mreže. U tom cilju se uvode dodatni vodovi i stabovi (Slika 3.12b). Ukupna kapacitivnost polovine žičanog segmenta može se modelovati pomoću električnih vodova. Da bi se obezbedio vremenski sinhronizam mora biti zadovoljena sledeća jednačina:

$$C_i \frac{\Delta i}{2} = Z_{vi}^{-1} \frac{\Delta t}{2}, \quad (3.47)$$

što daje zahtevanu karakterističnu impedansu električnog voda žičane mreže kao:

$$Z_{vi} = \frac{\Delta t}{\Delta C} C_i^{-1}. \quad (3.48)$$

Induktivnost modelovana preko vodova, $Z_{vi}\Delta t/2$, obično je nedovoljna pa se dodatno zahteva induktivnost kratkospojenog staba karakteristične impedanse Z_{si} , vezane na red sa električnim vodovima, kako bi se modelovala ukupna induktivnost:

$$L_i \frac{\Delta i}{2} = Z_{vi} \frac{\Delta t}{2} + Z_{si} \frac{\Delta t}{2}. \quad (3.49)$$

Na osnovu ove jednačine je moguće izraziti impedansu Z_{si} u obliku:

$$Z_{si} = L_i \frac{\Delta i}{\Delta t} - Z_{vi}. \quad (3.50)$$

4. ANALIZA UTICAJA OTVORA NA EFIKASNOST ZAŠTITE KUĆIŠTA

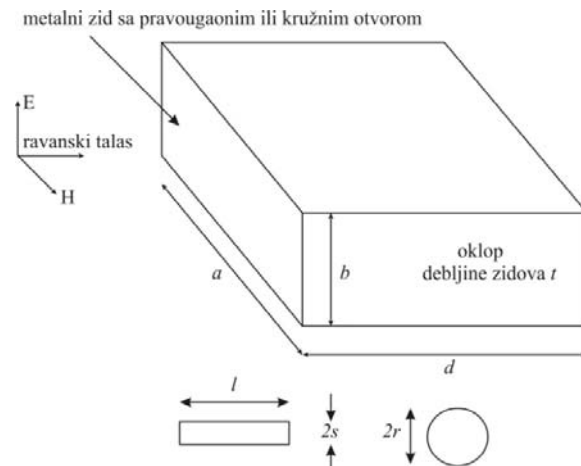
Proračun SE u ranoj fazi projektovanja omogućava identifikaciju potencijalnih problema, kao što su interferencija iz okruženja, položaj i međusobna sprega otvora na oklopu, osetljivost opreme unutar oklopa i sl. U ovoj glavi je prikazano kako otvori postavljeni na zidu sa različitim debljinama (tzv. dubina otvora), zatim njihovo međusobno rastojanje (povećavanje rastojanja u vertikalnom ili horizontalnom pravcu) i oblik otvora (pravougaoni ili kružni otvori) utiču na efikasnost zaštite kućišta. Takođe, prikazano je kako se SE razlikuje i u zavisnosti od položaja posmatrane tačke unutar kućišta.

Karakterizacija količine EM energije koja putem jednog usamljenog otvora ili veće grupe tzv. ventilacionih otvora prodire u prostor unutar i van oklopa, prezentovana je u [5, 7, 10, 35] u cilju procene njihovog uticaja na efikasnost zaštite. U slučaju dva bliska otvora međusobna sprega između njih može takođe uticati na krivu SE kao što je ilustrovano u [20]. Kako je u praksi vrlo moguće da na jednom zidu oklopa budu dva bliska otvora namenjena kablovskom pristupu i/ili konektorima, istražen je uticaj promene rastojanja u horizontalnom ili vertikalnom pravcu dva kružna ili dva pravougaona otvora, pozicioniranih na istom zidu, na električnu SE u frekvencijskom opsegu od 0 do 2 GHz. Kao pobuda korišćen je ravanski talas koji se prostire u pravcu koji je upravan na zid oklopa sa otvorima. Za potrebe analize primenjen je TLM metod, pri čemu su na osnovu dobijenih numeričkih rezultata izvedeni odgovarajući zaključci, sa stanovišta uticaja međusobne sprege otvora na SE .

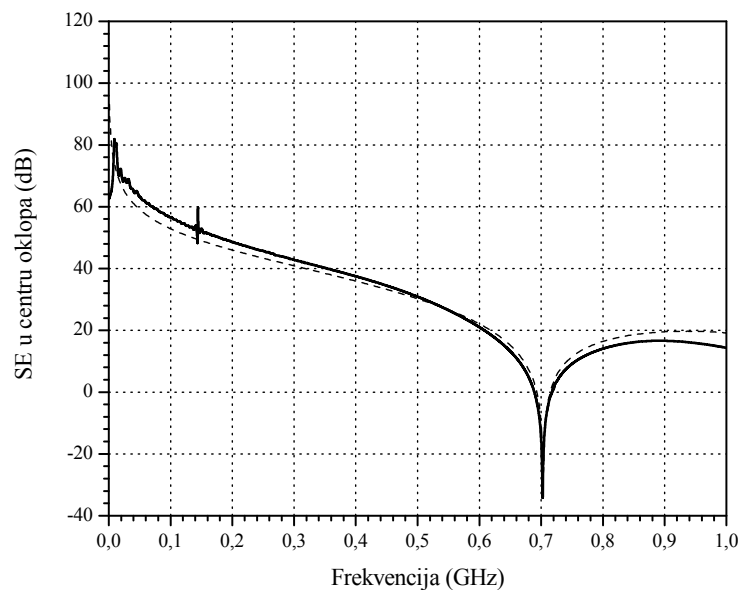
4.1 Analiza uticaja debljine metalnog zida sa otvorima na SE kućišta

Radi analize uticaja povećanja debljine prednjeg metalnog zida proračunata je SE kućišta pravougaonog poprečnog preseka dimenzija: $a=300$ mm, $b=120$ mm i $d=300$ mm sa jednim otvorom na prednjem zidu (zid na koji nailazi pobudni ravanski talas) (Sl. 4.1). Pretpostavljeno je da su zidovi kućišta savršeno provodni i da su debljine $t=0.5$ mm. Korišćena je pobuda u obliku ravanskog talasa čiji je pravac prostiranja normalan na ravan prednjeg zida sa otvorom čiji je centar u tački $(a/2, b/2)$. Za pravougaoni otvor dimenzija $l \times s = (100 \times 5)$ mm, odnosno kružni otvor prečnika $2r=20$ mm, električna SE oklopa proračunata konvencionalnim TLM pristupom u centru oklopa je prikazana na Slikama 4.2 i

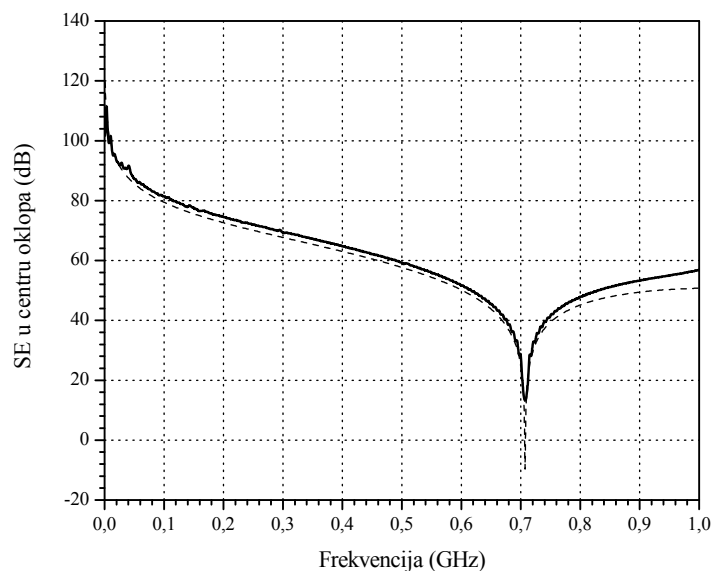
4.3, respektivno. U odgovarajućim ravnima primenjeni su električni i magnetski zid kako bi se zbog simetrije problema redukovala potrebna numerička mreža. Sa slika se može uočiti odlično slaganje numeričkih *TLM* rezultata za električnu *SE* oklopa sa rezultatima dobijenim analitičkim postupkom koji je razvijen u frekvencijskom domenu na bazi ekvivalentnog kola za oklop sa jednim otvorom [10]] i koji je opisan u glavi 3.



Slika 4.1 Metalno kućište sa jednim pravougaonim ili kružnim otvorom postavljenim u centru prednjeg zida

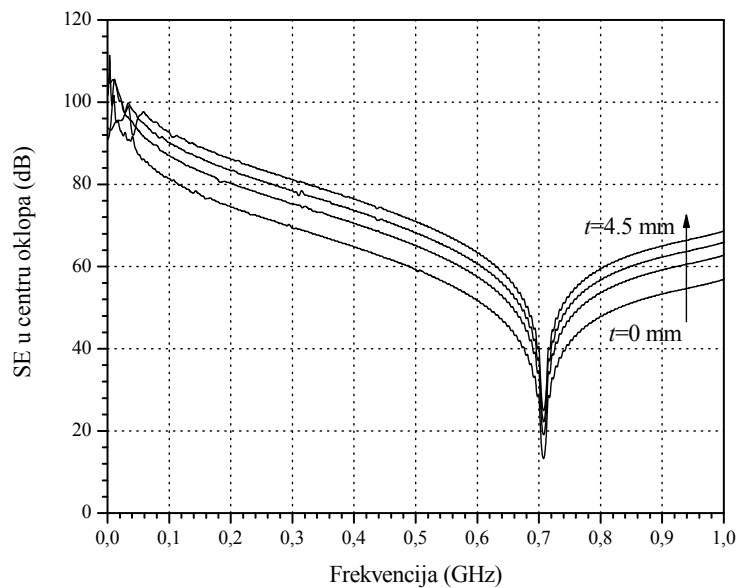


Slika 4.2 *SE* oklopa sa jednim pravougaonim otvorom proračunata u centru oklopa koristeći: a) konvencionalni *TLM* pristup (puna linija), b) analitički postupak opisan u glavi 3 (isprekidana linija)



Slika 4.3 *SE* oklopa sa jednim kružnim otvorom proračunata u centru oklopa koristeći:
a) konvencionalni *TLM* pristup (puna linija), b) analitički postupak opisan u glavi 3
(isprekidana linija)

Efekat povećanja debljine prednjeg metalnog zida koji sadrži otvor na *SE* oklopa razmatran je na primeru kućišta sa Slike 4.1 sa kružnim otvorom u centru prednjeg zida i ilustrovan je Slici 4.4.

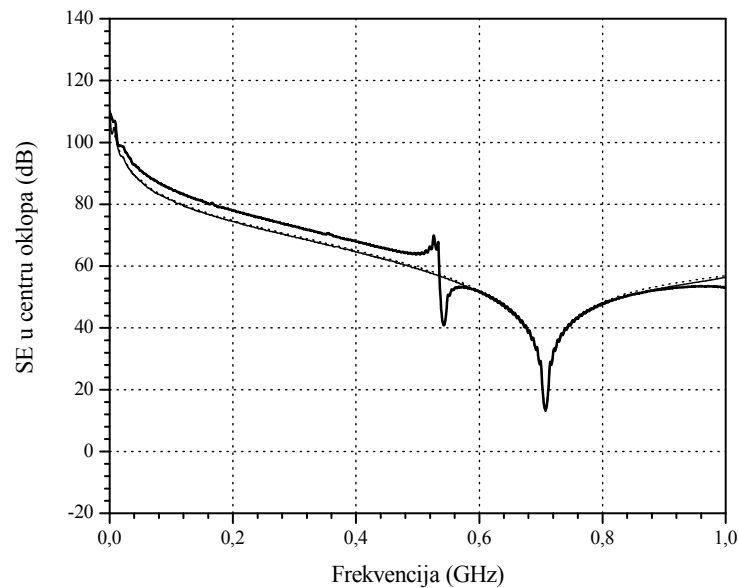


Slika 4.4. *SE* oklopa sa jednim kružnim otvorom proračunata u centru oklopa za različite debljine metalnog zida koristeći konvencionalni *TLM* pristup

Pri tome je debljina metalnog zida povećavana u koracima od po 0.5 mm do maksimalno 4.5 mm (do 22.5% od $2r$). Može se uočiti da se sa povećanjem debljine zidova kriva električne efikasnosti pomera ka većim vrednostima, zadržavajući pri tome svoj oblik što ukazuje na to da sa povećanjem debljine zidova sa otvorima dolazi do većeg slabljenja pobudnog polja prilikom prostiranja kroz unutrašnjost otvora. Povećanje debljine zida sa otvorima dakle poboljšava funkciju oklapanja kućišta koja je narušena prisustvom otvora u zidu, ali treba imati u vidu da se time povećava ukupan gabarit i težina kućišta, što ograničava veću primenu ovog efekta u praksi. U razmatranom frekvencijskom opsegu do 1 GHz, prisutna je samo fundamentalna rezonantna frekvencija oklopa. Slični rezultati se dobijaju i za slučaj oklopa sa pravougaonim otvorom [20].

4.2 Analiza uticaja međusobne sprege dva pojedinačna otvora na *SE* kućišta

Efekat međusobne sprege dva pojedinačna otvora ilustrovan je na primeru oklopljenog kućišta sa Slike 4.1, debljine zidova $t=1.5$ mm. Na Slici 4.5. prikazana je proračunata električna *SE* u centru oklopa primenom konvencionalnog *TLM* pristupa.



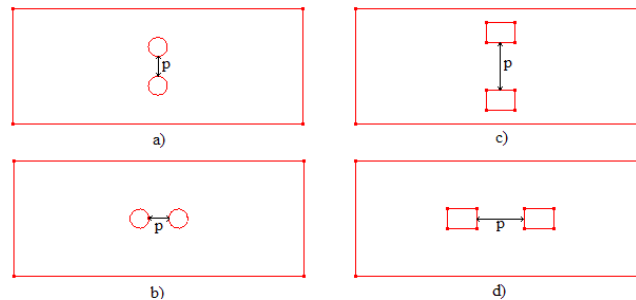
Slika 4.5 *SE* oklopa proračunata u centru oklopa koristeći konvencionalni *TLM* pristup za: a) dva pojedinačna otvora prečnika $2r$ na rastojanju 30 mm (isprekidana linija), b) jedan veći otvor poluprečnika $r_e = r\sqrt{2}$ (puna linija), c) dva pojedinačna kružna otvora prečnika $2r$ na rastojanju 20 mm (boldirana puna linija)

Razmatrana su dva pojedinačna kružna otvora, svaki prečnika $2r = 20$ mm, postavljena simetrično u odnosu na centar metalnog zida i na međusobnom rastojanju od 30 mm, odnosno 20 mm, kao i jedan veći kružni otvor postavljen u centru zida i čiji je poluprečnik izabran tako da površina prednjeg metalnog zida pod otvorima bude ista u oba slučaja ($r_e = r\sqrt{2}$). Uočava se da se za međusobno rastojanje koje je veće od njihovog prečnika, ova dva otvora ponašaju nezavisno i da je električna *SE* ista kao i u slučaju zida sa jednim većim otvorom. Do sprege između otvora dolazi na međusobnom rastojanju koje je jednako njihovom prečniku i manifestuje se u dodatnom piku koji se javlja pored fundamentalne rezonantne frekvencije oklopa. Ovo je u skladu sa zaključkom opisanim u referenci [5] u kome se kaže da se sprega između otvora može zanemariti u slučaju kada je njihovo međusobno rastojanje veće od veličine otvora (ali značajno manje u poređenju sa talasnom dužinom od interesa).

4.3 Analiza uticaja rastojanja između otvora na *SE* kućišta

4.3.1 Otvori na jednom zidu kućišta

Numeričkom metodom proračunata je električna *SE* oklopa, pravougaonog poprečnog preseka dimenzija: $a=300$ mm, $b=120$ mm i $d=300$ mm, sa dva kružna ili dva pravougaona otvora na prednjem zidu (Slika 4.1).



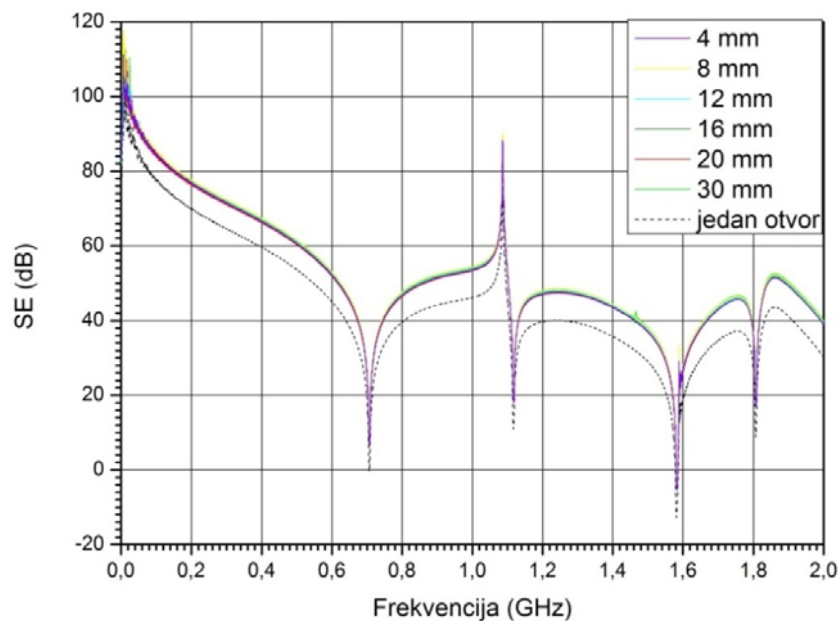
Slika 4.6 Promena rastojanja na prednjem zidu kućišta između: a) dva kružna otvora u vertikalnom pravcu, b) dva kružna otvora u horizontalnom pravcu, c) dva pravougaona otvora u vertikalnom pravcu, d) dva pravougaona otvora u horizontalnom pravcu

Otvori su, simetrično u odnosu na centar zida, postavljeni jedan iznad drugog (Sl. 4.6.a i Sl. 4.6.c), odnosno promena rastojanja p između otvora je vršena u vertikalnom pravcu ili jedan do drugog (Sl.4.6.b i Sl. 4.6.d), pri čemu je promena rastojanja p između otvora vršena

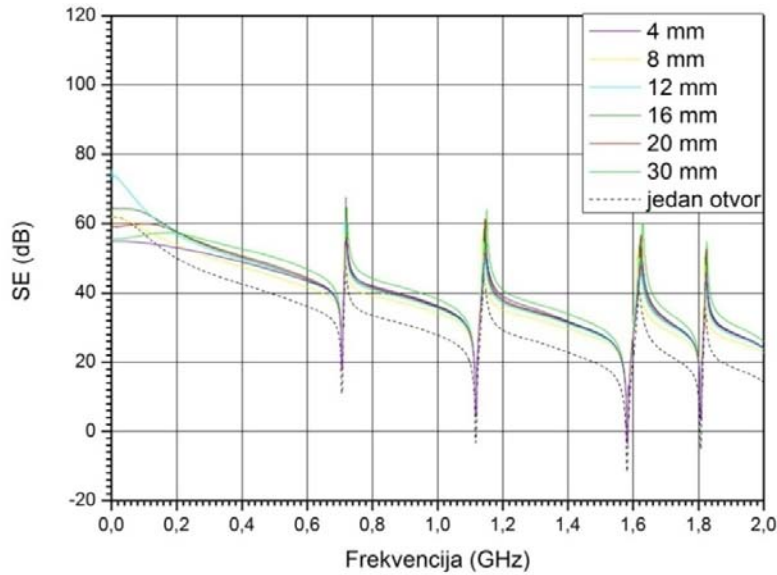
u horizontalnom pravcu. Debljina savršeno provodnih metalnih zidova sa kružnim i pravougaonim otvorima je $t=2$ mm i $t=3$ mm, respektivno. Korišćena je pobuda u obliku ravanskog talasa čiji je pravac prostiranja normalan na ravan prednjeg zida sa otvorima. Kružni otvori su prečnika $2r=20$ mm, a pravougaoni otvori su dimenzija $l \times s = (30 \times 20)$ mm.

Efekat povećanja rastojanja između otvora u vertikalnom pravcu na električnu SE ilustrovan je na primeru kružnih otvora u tački u centru oklopa (Slika 4.7a) i u tački bližoj otvorima (Slika 4.7b). Pri tome je međusobno rastojanje između kružnih otvora povećavano od 4 mm do maksimalno 20 mm, u koracima od po 4 mm, a razmatran je i slučaj za vertikalno rastojanje između otvora od 30 mm, kao i specijalan slučaj jednog većeg kružnog otvora iste površine kao razmatrana dva manja kružna otvora.

Sa Slike 4.7a se može uočiti da se, za različite vrednosti rastojanja između otvora, krive električne SE , proračunate u centru oklopa, delimično poklapaju pri čemu je SE najmanja za jedan veći otvor iste površine kao dva manja otvora. Nivo krive zavisnosti za međusobna rastojanja između otvora je: $SE(p=8 \text{ mm}) > SE(p=30 \text{ mm}) > SE(p=16 \text{ mm}) = SE(p=12 \text{ mm}) > SE(p=4 \text{ mm}) > SE(p=20 \text{ mm})$. Oblik krive SE sa promenom rastojanja ostaje isti što ukazuje na to da razmatrana rastojanja samo utiču na slabljenje pobudnog polja prilikom prostiranja kroz unutrašnjost otvora. Za slučaj jednog otvora veće površine uočava se najmanja vrednost električne SE , što ukazuje na to da je električna SE veća u slučaju više manjih otvora koji su iste površine kao jedan veći otvor.



a)

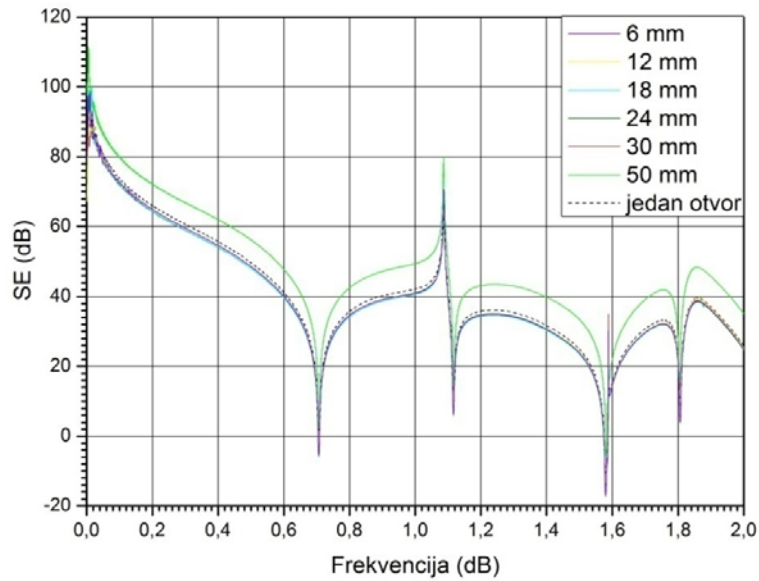


b)

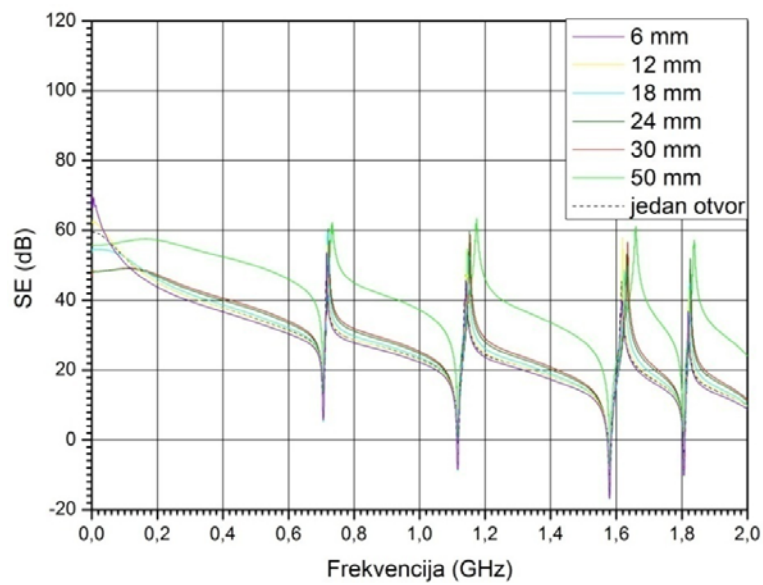
Slika 4.7 *SE* oklopa, sa dva kružna otvora prečnika $2r$ postavljenih jedan iznad drugog i za jedan veći otvor poluprečnika $r_e = r\sqrt{2}$, proračunata u: a) centru oklopa, b) tački bližoj otvorima

U tački bližoj otvorima (Slika 4.7b) najmanja *SE* je za jedan veći otvor, a najveća za međusobno rastojanje između otvora 30 mm. Nivo krive zavisnosti *SE* za međusobna rastojanja između otvora je: $SE(p=30 \text{ mm}) > SE(p=20 \text{ mm}) > SE(p=4 \text{ mm}) > SE(p=16 \text{ mm}) > SE(p=12 \text{ mm}) > SE(p=8 \text{ mm})$ za frekvenijski opseg od 0.2 do 2 GHz.

Efekat povećanja rastojanja između otvora u vertikalnom pravcu na električnu *SE* ilustrovan je na primeru pravougaonih otvora u tački u centru oklopa (Slika 4.8a) i u tački bližoj otvorima (Slika 4.8b). Međusobno rastojanje između pravougaonih otvora povećavano je od 6 mm do maksimalno 30 mm, u koracima od po 6 mm, pri čemu je razmatran i slučaj za vertikalno rastojanje između otvora od 50 mm i slučaj jednog većeg pravougaonog otvora iste površine kao razmatrana dva manja pravougaona otvora. Može se uočiti da se za različite vrednosti rastojanja između otvora krive električne *SE*, proračunate u centru oklopa (Slika 4.8a), delimično poklapaju pri čemu je ustanovljeno da je *SE* najmanja za rastojanje otvora od 18 mm. Nivo krive zavisnosti *SE* za međusobna rastojanja između otvora je: $SE(p=18 \text{ mm}) = SE(p=24 \text{ mm}) = SE(p=30 \text{ mm}) < SE(p=12 \text{ mm}) = SE(p=6 \text{ mm}) < SE(\text{jedan veći otvor}) < SE(p=50 \text{ mm})$. Krive *SE* zadržavaju svoj oblik prilikom promene rastojanja. Najveća *SE* kućišta se dobija pri vertikalnom rastojanju između otvora od 50 mm.



a)



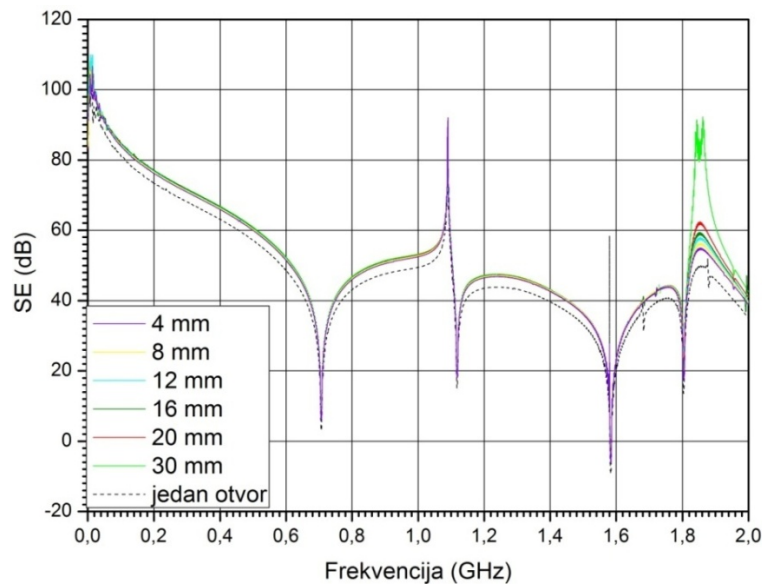
b)

Slika 4.8 *SE* oklopa, sa dva pravougaona otvora dimenzija (30x20) mm postavljenih jedan iznad drugog i za jedan veći otvor dimenzija (30x40) mm, proračunata u: a) centru oklopa, b) tački bližoj otvorima

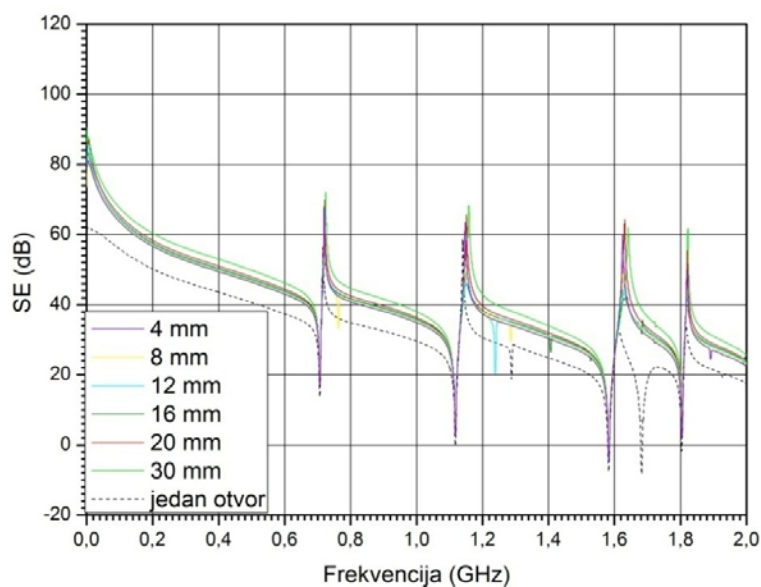
U tački bližoj otvorima (Slika 4.8b) najmanja *SE* je za međusobno vertikalno rastojanje između otvora 6 mm, a najveća za međusobno rastojanje između otvora 50 mm. Nivo krive zavisnosti *SE* za međusobna rastojanja između otvora je: $SE(p=50 \text{ mm}) > SE(p=30 \text{ mm}) >$

$SE(p=24\text{ mm}) > SE(p=18\text{ mm}) > SE(p=12\text{ mm}) > SE(\text{jedan veći otvor}) > SE(p=6\text{ mm})$ za frekvencijski opseg od 0.14 do 2 GHz.

Efekat povećanja rastojanja između otvora u horizontalnom pravcu na električnu SE u tački u centru oklopa (Slika 4.9a) i u tački bližoj otvorima (Slika 4.9b), ilustrovan je najpre na primeru kružnih otvora. Pri tome je međusobno rastojanje između kružnih otvora povećavano od 4 mm do maksimalno 20 mm, u koracima od po 4 mm, pri čemu je razmatran i slučaj za rastojanje od 30 mm i slučaj jednog većeg kružnog otvora iste površine kao razmatrana dva manja kružna otvora. SE , proračunata u centru oklopa (Slika 4.9a) je najmanja za jedan otvor površine kao dva manja otvora, a najveća za rastojanje od 30 mm. Nivo krive zavisnosti SE za međusobna rastojanja između otvora: $SE(p=30\text{ mm}) > SE(p=20\text{ mm}) > SE(p=16\text{ mm}) > SE(p=12\text{ mm}) > SE(p=8\text{ mm}) > SE(\text{jedan veći otvor})$. U tački bližoj otvorima (Slika 4.9b) najmanja SE je za jedan veći otvor, a najveća za međusobno rastojanje između otvora 30mm. Nivo krive zavisnosti SE za rastojanja je: $SE(p=30\text{ mm}) > SE(p=20\text{ mm}) > SE(p=16\text{ mm}) > SE(p=12\text{ mm}) > SE(p=8\text{ mm}) > SE(p=4\text{ mm}) > SE(\text{jedan veći otvor})$.



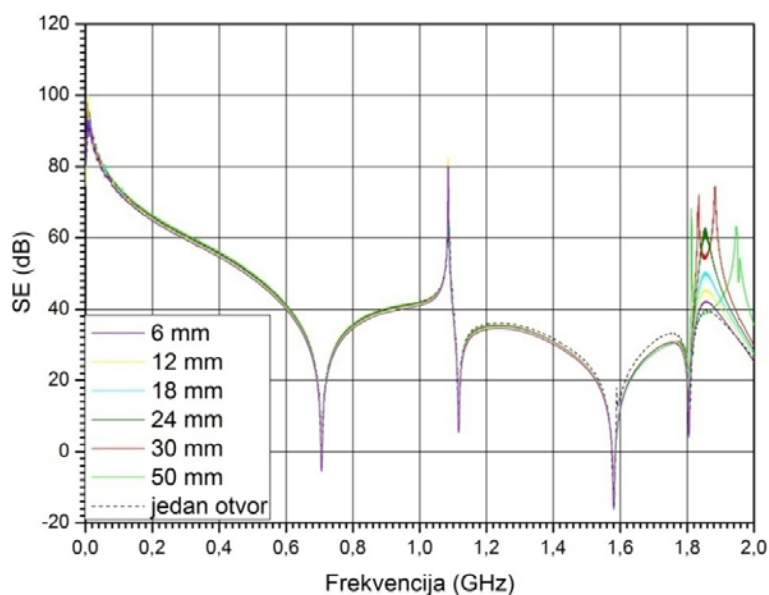
a)



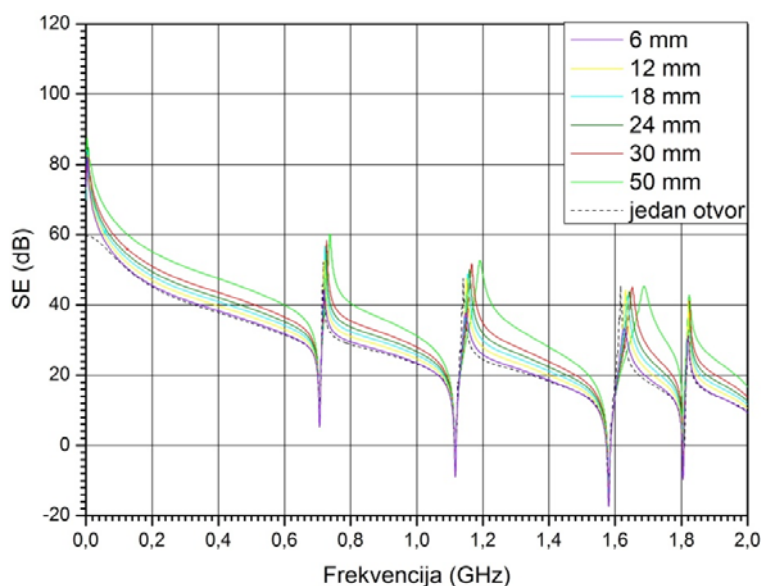
b)

Slika 4.9 *SE* oklopa, sa dva kružna otvora prečnika $2r$ postavljenih jedan pored drugog i za jedan veći otvor poluprečnika $r_e = r\sqrt{2}$, proračunata u: a) centru oklopa, b) tački bližoj otvorima

Efekat povećanja rastojanja između otvora u horizontalnom pravcu na električnu *SE*, koja je proračunata u centru oklopa (Slika 4.10a) i u tački bližoj otvorima (Slika 4.10b) ilustrovan je takođe na primeru pravougaonih otvora.



a)



b)

Slika 4.10 *SE* oklopa, sa dva pravougaona otvora dimenzija (30x20) mm postavljenih jedan pored drugog i za jedan veći otvor dimenzija (30x40) mm, proračunata u: a) centru oklopa, b) tački bližoj otvorima

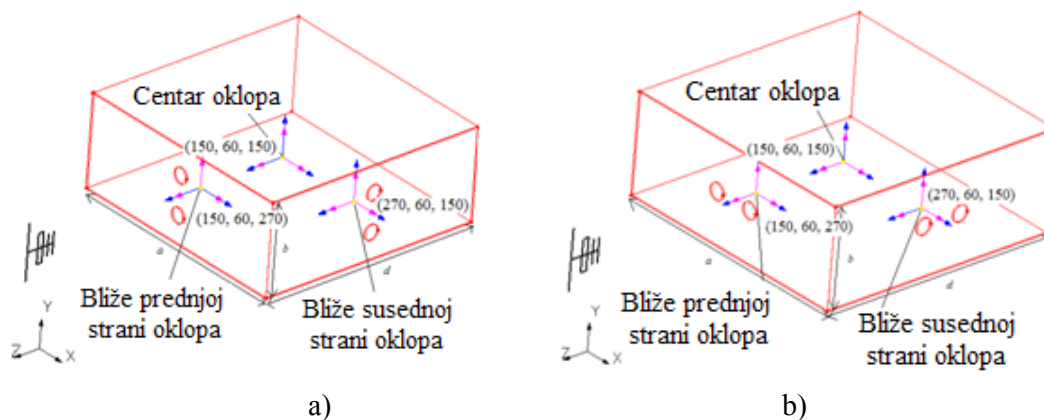
Međusobno rastojanje između pravougaonih otvora povećavano je od 6 mm do 30 mm u koracima od po 6 mm, pri čemu je razmatran i slučaj za rastojanje od 50 mm i slučaj jednog većeg pravougaonog otvora iste površine kao razmatrana dva manja pravougaona otvora. Sa Slike 4.10a se uočava da je za slučaj jednog otvora veće površine, *SE* oklopa identična onoj koja se dobija za međusobno rastojanje otvora od 30 mm do druge rezonantne frekvencije, a da se od druge rezonantne frekvencije najveća *SE* dobija za jedan otvor površine kao dva manja otvora, a najmanja za rastojanje od 6 mm. Nivo krive zavisnosti *SE* za rastojanja je: $SE(p=30\text{ mm}) = SE(p=24\text{ mm}) = SE(p=18\text{ mm}) > SE(p=50\text{ mm}) > SE(p=2\text{ mm}) > SE(p=6\text{ mm})$. U tački bližoj otvorima (Slika 4.10b) najmanja *SE* je za jedan otvor površine kao dva manja otvora, a najveća za međusobno rastojanje između otvora 50 mm. Nivo krive zavisnosti *SE* za rastojanja je: $SE(p=50\text{ mm}) > SE(p=30\text{ mm}) > SE(p=24\text{ mm}) > SE(p=18\text{ mm}) > SE(p=12\text{ mm}) > SE(p=6\text{ mm}) > SE(\text{jedan veći otvor})$.

Može se zaključiti da promena rastojanja između dva kružna otvora od 2 mm do 30 mm u vertikalnom pravcu ne utiče u velikoj meri na *SE*, s tim da je pomenuti efekat izraženiji u tački bližoj oklopu naročito na nižim frekvencijama do 200 MHz, kao i da je *SE* manja u slučaju da se koristi jedan veći otvor iste površine i to za 5 dB. Kod promene rastojanja između dva pravougaona otvora od 6 mm do 50 mm u vertikalnom pravcu može se zaključiti

da je SE najveća za slučaj rastojanja od 50 mm, dok se kriva SE za jedan veći otvor iste površine, poklapa sa krivama koje se odnose na ostala rastojanja. Kod promene rastojanja u horizontalnom pravcu najveći efekat u promeni SE se ogleda na visokim frekvencijama i to iznad 1.8 GHz. U slučaju kružnih otvora primećuje se da je SE najmanja za slučaj jednog otvora.

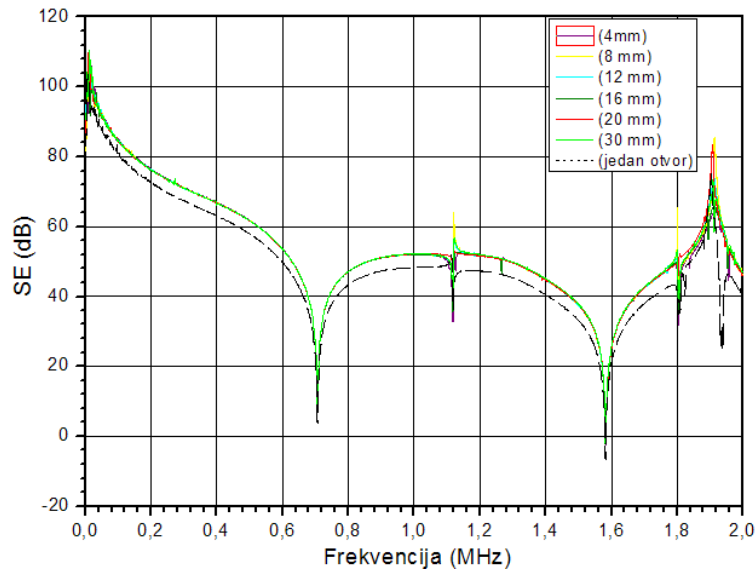
4.3.2 Otvori na susednim zidovima kućišta

Da bi se izvršila analiza uticaja povećanja rastojanja između dva kružna otvora na prednjem i susednom zidu na električnu SE razmatran je oklop pravougaonog poprečnog preseka dimenzija: $a=300$ mm, $b=120$ mm i $d=300$ mm (Sl. 4.11) koristeći numerički metod. Kružni otvori prečnika $2r=20$ mm su postavljeni na metalnim zidovima debljine $t=2$ mm. Uticaj povećanja rastojanja između otvora na električnu SE je prikazan za različite tačke posmatranja: u centru oklopa i u tačkama bližim otvorima na prednjem i susednom zidu za vertikalnu (Sl. 4.11a) i horizontalnu polarizaciju (Sl. 4.11b). Razmak između kružnih otvora je povećavan u koracima od 4 mm do 20 mm, a razmatran je i slučaj kada je rastojanje 30 mm, odnosno veće od prečnika otvora. Analiziran je i slučaj kada je prisutan jedan veći kružni otvor na zidovima kućišta iste površine kao razmatrana dva manja otvora. Pobuda je u formi ravanskog talasa čiji je pravac prostiranja normalan na ravan prednjeg zida sa otvorima.

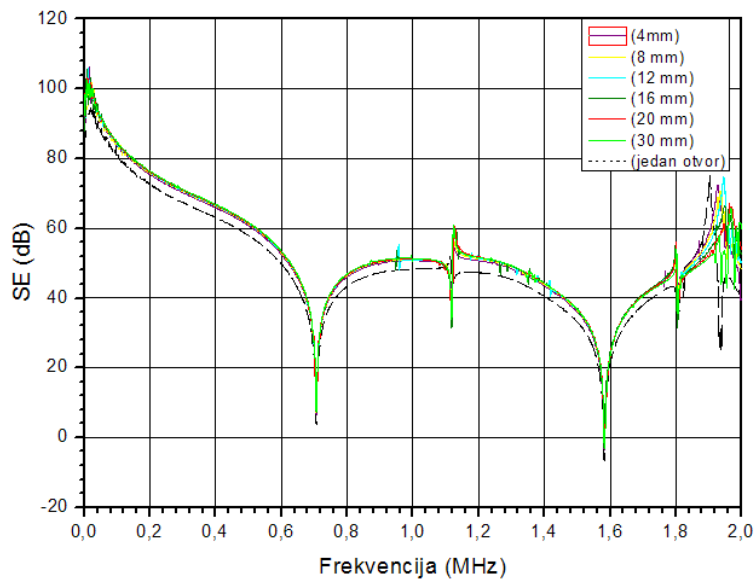


Slika 4.11 Oklop sa dva kružna otvora na dva zida

Sa Slika 4.12a i 4.12b može se videti, da se za različite vrednosti rastojanja između otvora, krive za električnu SE , proračunate u centru oklopa, delimično preklapaju, dok je minimum SE za jedan veći otvor iste površine kao dva manja otvora.



a)



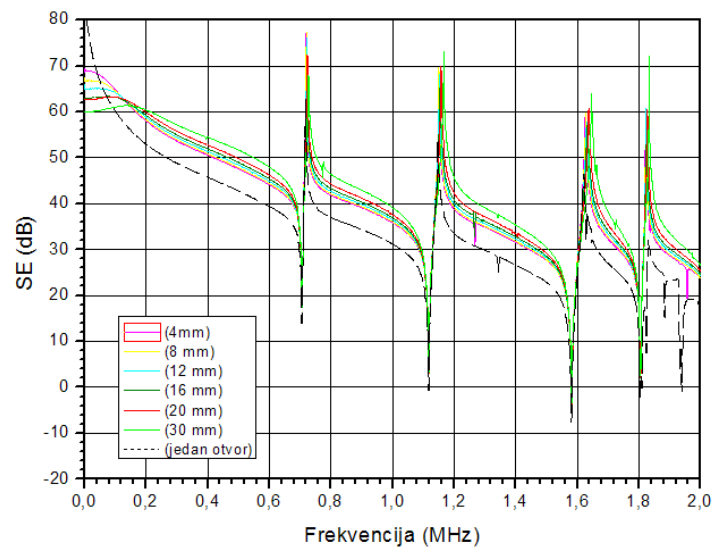
b)

Slika 4.12 SE oklopa u centralnoj tački, sa dva otvora smeštena: a) jedan iznad drugog, b) jedan pored drugog

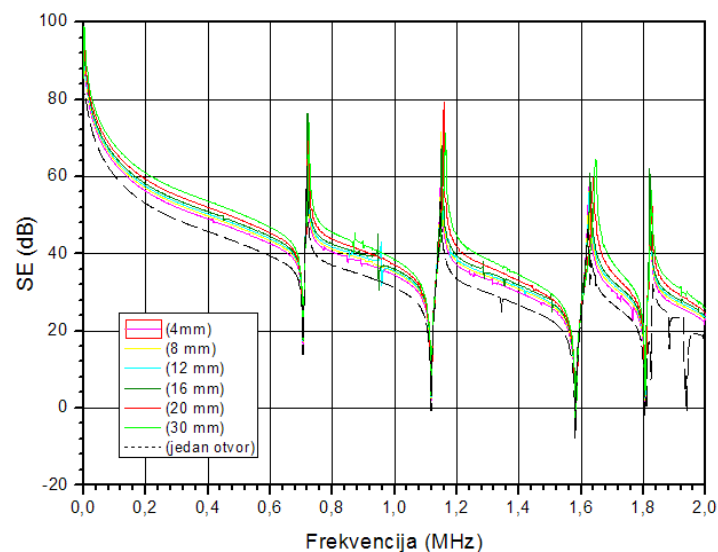
Oblik krivih sa promenom rastojanja ostaje isti, što ukazuje na to da rastojanje samo utiče na slabljenje polja tokom prostiranja kroz unutrašnjost otvora. Minimalna vrednost

električne SE dobijena je i za slučaj jednog većeg otvora, što ukazuje na to da je SE oklopa veća u slučaju kada postoji više manjih otvora, nego jedan veći otvor iste površine kao više manjih otvora.

U tački bližoj otvorima na prednjem zidu (Sl. 4.13), minimalna vrednost za SE je dobijena za jedan veći otvor i maksimalna za otvore na rastojanju od 30 mm. Pored toga, SE krive progresivno opadaju sa smanjenjem vertikalnog ili horizontalnog rastojanja između otvora. Veće vrednosti za SE dobijene su za otvore smeštene jedan pored drugog.



a)



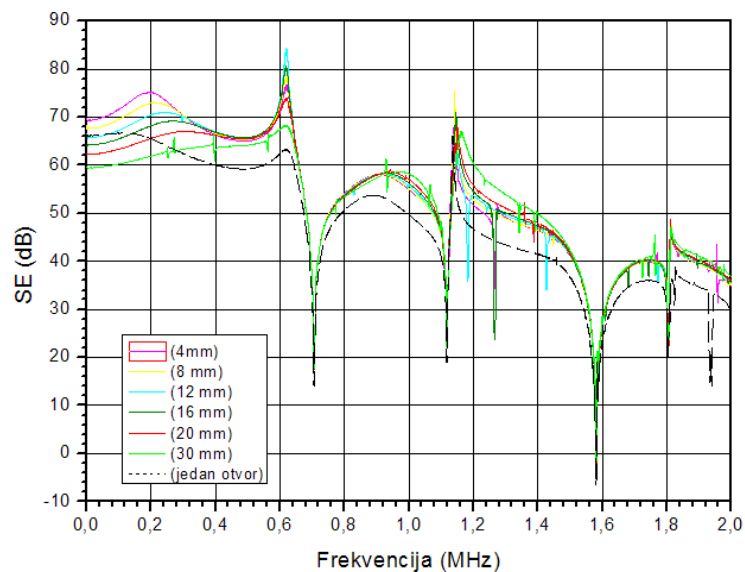
b)

Slika 4.13 SE oklopa u tački bližoj prednjem zidu, sa dva otvora smeštena: a) jedan iznad drugog, b) jedan pored drugog

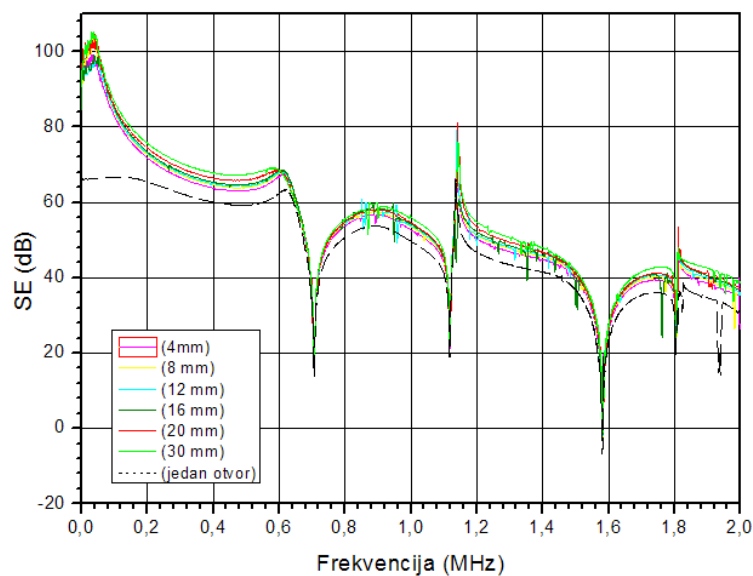
U tački bližoj otvorima na susednom zidu (Sl. 4.14), minimalna vrednost za *SE* je dobijena za jedan veći otvor za frekvencijski opseg od 0 MHz do 0.6 GHz. *SE* krive progresivno rastu sa smanjenjem vertikalnog razmaka između otvora, dok se od 0.6 GHz do 2 GHz krive za *SE* delimično preklapaju. Sa druge strane, *SE* krive za horizontalni razmak između otvora se delimično preklapaju u razmatranom frekvencijskom opsegu. Minimalna vrednost za *SE* je dobijena za slučaj jednog većeg otvora.

Sagledavajući promenu rastojanja između otvora, čiji su prečnici mnogo manji od talasne dužine, može se zaključiti da se sa promenom razmaka od 4 mm do 30 mm u vertikalnom pravcu ne menja značajno *SE*, s tim da je unapred pomenuti efekat izraženiji u tački bližoj otvorima posebno na nižim frekvencijama do 200 MHz i da je manja *SE* kućišta sa većim otvorom jednake površine kao dva manja otvora za oko 5 dB. Kada se rastojanje između otvora menja u horizontalnom pravcu najveći uticaj na promenu *SE* može se videti na visokim frekvencijama i iznad 1.8 GHz.

Prema prikazanim rezultatima oklop rezonira na 4 frekvencije. Iako razmak između otvora ima mali uticaj na poziciju rezonantnih frekvencija, on ima značajan uticaj na vrednost za *SE* oklopa na rezonantnim frekvencijama, posebno na višim frekvencijama. Sa Sl. 4.15 može se videti da *SE* ne menja svoju vrednost sa promenom vertikalnog razmaka između otvora za I i III rezonantnu frekvenciju. Za druge rezonantne frekvencije oklopa, *SE* se menja sa promenom rastojanja između otvora.

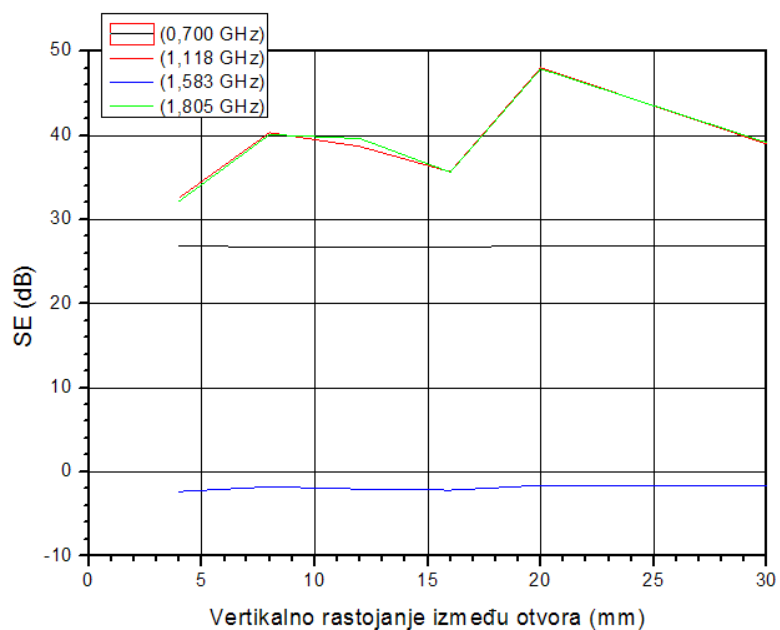


a)



b)

Slika 4.14 *SE* oklopa u tački bližoj susednom zidu, sa dva otvora smeštena: a) jedan iznad drugog, b) jedan pored drugog

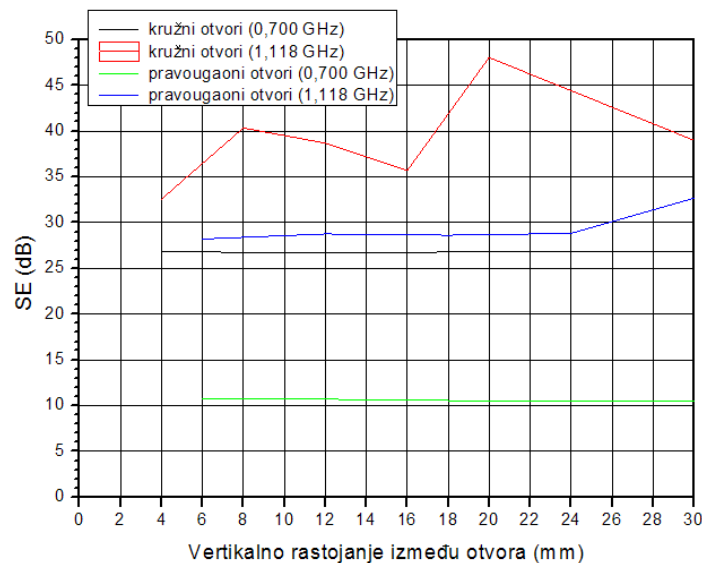


Slika 4.15 *SE* za različite rezonantne frekvencije u zavisnosti od razmaka između otvora za posmatranu tačku u centru oklopa

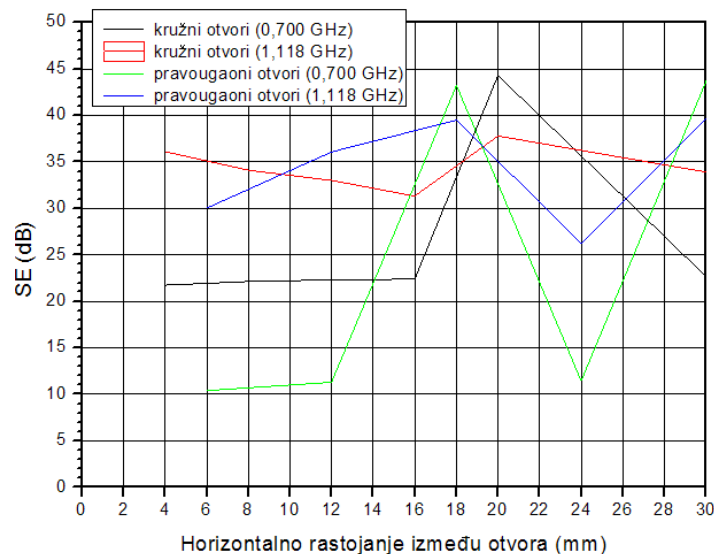
Pravougaoni oklop poprečnih dimenzija: $a=300$ mm, $b=120$ mm i $d=300$ mm i sa kružnim ili pravougaonim otvorima na dva susedna zida je razmatran radi analize efekta promene rastojanja između otvora u horizontalnom ili vertikalnom pravcu na *SE* (Sl. 4.11). Debljina savršeno provodnih metalnih zidova sa kružnim otvorima prečnika $2r=20$ mm ili

pravougaonim otvorima dimenzija $l \times s = (30 \times 20)$ mm je 2 mm i 3 mm, respektivno. Ravanski talas se koristi kao pobuda sa pravcom prostiranja koji je normalan na ravan prednjeg zida.

Efekat promene međusobnog rastojanja između otvora u svakoj grupi, bilo u horizontalnom ili vertikalnom pravcu, na *SE* prikazan je na Sl. 4.16 i Sl. 4.17, respektivno. Sa Sl. 4.16 se može zaključiti da *SE* ne menja svoju vrednost sa promenom vertikalnog razmaka na prvoj rezonantnoj frekvenciji bilo da se koriste kružni ili pravougaoni otvori. Za drugu rezonantnu frekvenciju oklopljenog kućišta, *SE* se menja sa promenom rastojanja između otvora i ta promena je izraženija u slučaju prisustva kružnih otvora. Sa Sl. 4.17 može se videti da *SE* menja svoju vrednost sa promenom horizontalnog rastojanja između otvora za obe rezonantne frekvencije, bilo da se koriste kružni ili pravougaoni otvori. Za rastojanje između kružnih otvora u horizontalnom pravcu maksimalna vrednost za *SE* se dobija za razmak između otvora koji je jednak prečniku otvora. Razmak između otvora ima neznatan uticaj na poziciju rezonantnih frekvencija, ali ima značajan uticaj na *SE* na rezonantnim frekvencijama. Proučavanje rezonantnog delovanja je važno, jer ono može pomoći izbegavanju rezonantnih pojava u *EMC* procesu projektovanja [75].



Slika 4.16 *SE* oklopa proračunata u centru oklopa za različite rezonantne frekvencije u zavisnosti od vertikalnog razmaka između otvora



b)

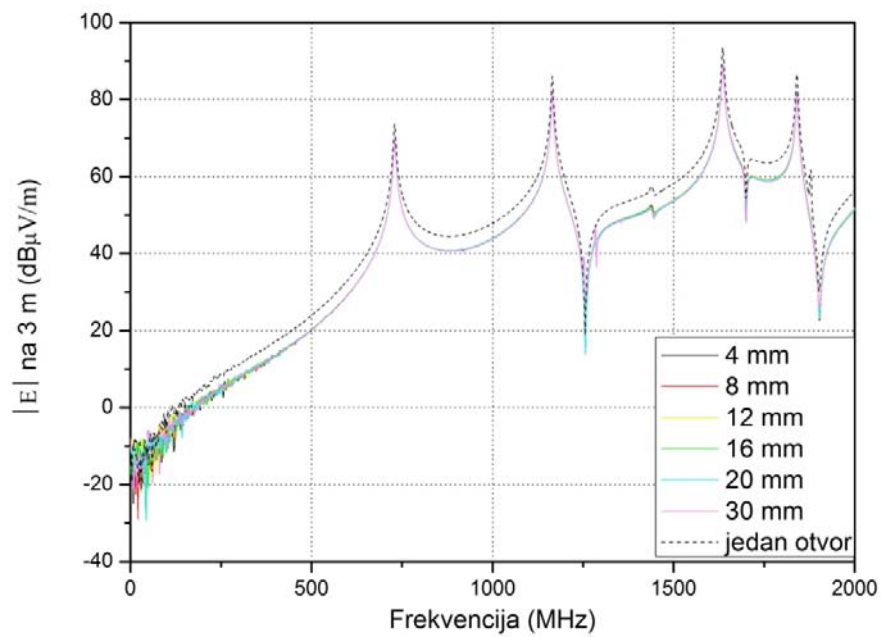
Slika 4.17 SE oklopa proračunata u centru oklopa za različite rezonantne frekvencije u zavisnosti od horizontalnog razmaka između otvora

4.4 Analiza uticaja pobude u obliku žice na EM polje u dalekom polju

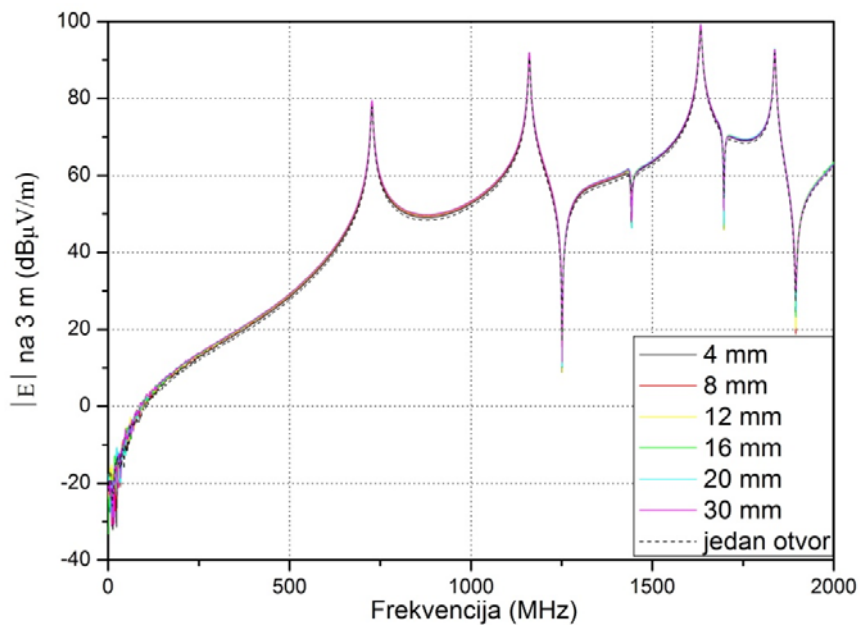
Zračenje izvan kućišta sa Sl. 4.1, pobuđeno žičanim izvorom u kućištu, razmatrano je radi proračuna nivoa električnog polja u dalekom polju izračunavanjem električnog polja na 3 m od otvora. Debljina savršeno metalnih zidova je 2 mm sa dva kružna otvora prečnika $2r=20$ mm ili dva pravougaona otvora dimenzija $lx2s=(31.4x10)$ mm (iste ukupne površine kao dva kružna otvora) smeštena jedan iznad drugog simetrično u odnosu na centar prednjeg zida. Razmak između otvora u vertikalnom pravcu se menja od 4 mm do 20 mm, sa korakom od po 4 mm, pri čemu je razmatran i razmak od 30 mm. Kao pobuda koristi se žica dužine 12 cm u y -smeru, poluprečnika 0.08 cm, čija je pozicija unutar kućišta definisana tačkama (15, 0, 5) cm i (15, 12, 5) cm. Izvor napona 1 V i unutrašnje otpornosti 50Ω je postavljen u tački žice (15, 12, 5) cm dok su oba kraja žice povezana na x - z zidove kućišta.

Sa Sl. 4.18a i Sl. 4.18b može se videti da se nivo električnog polja u dalekom polju značajno ne menja sa promenom razmaka između otvora bilo da se koriste kružni ili pravougaoni otvori. Sa stanovišta oblika otvora može se zaključiti da je nivo električnog polja veći u slučaju kada su postavljeni pravougaoni otvori. Oblik krivih u razmatranom frekvencijskom opsegu za EM polje je isto za razmatrane oblike i razmake, što ukazuje na to

da je snaga izračena kroz otvore samo mali deo snage izračene u kućištu i da nema rezonansi otvora u razmatranom frekvencijskom opsegu.



a)



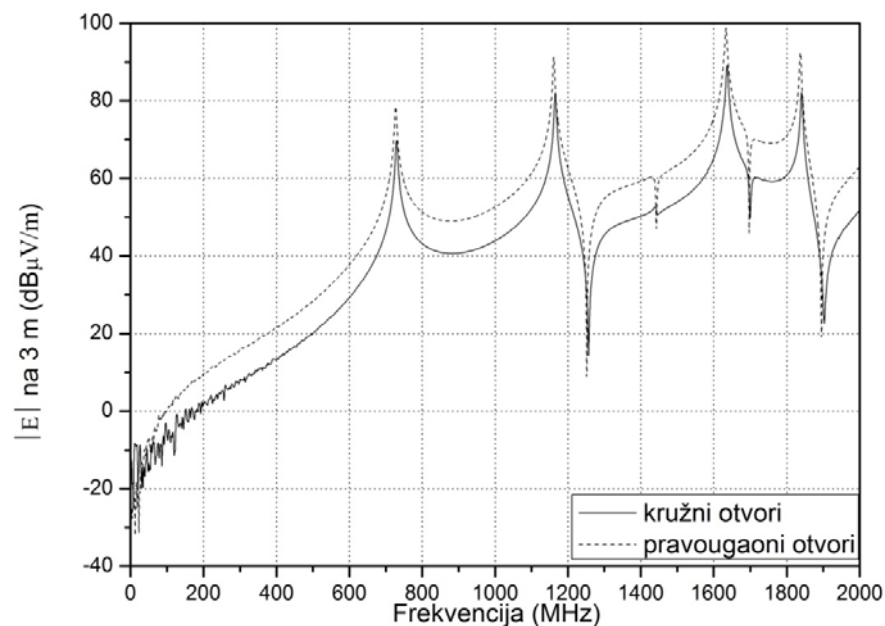
b)

Slika 4.18 Električno polje na 3 m od prednjeg zida za različite vertikalne razmake između: a) kružnih otvora, b) pravougaonih otvora

Na Sl. 4.18a nivo zračenja u dalekom polju, u slučaju jednog većeg kružnog otvora površine kao dva manja otvora je veći nego u slučaju dva manja kružna otvora smeštena na prednjem zidu. Ovo nije slučaj za jedan veći pravougaoni otvor (Sl. 4.18b) iste površine kao dva manja pravougaona otvora, što se i očekuje s obzirom na orijentaciju pobudne žice unutar kućišta.

Sa Sl. 4.19 može se videti da je za međusobni razmak od 4 mm između kružnih i pravougaonih otvora, nivo električnog polja na 3 m od prednjeg zida u slučaju kružnih otvora manji nego u slučaju pravougaonih otvora iste površine.

Uspešna primena diferencijalnih numeričkih metoda u vremenskom domenu za analizu problema sprege putem otvora, zahteva tačnu i efikasnu karakterizaciju količine *EM* energije koja putem pojedinačnih ili ventilacionih otvora prodire u prostor unutar i van oklopa. Pri tome je potrebno uzeti u obzir broj otvora, njihov oblik i električnu veličinu, međusobnu spregu kao i debljinu zidova u kojima se nalaze. Svi ovi faktori, kao što je u disertaciji ilustrovano, manje ili više utiču na *SE* oklopa i nivo curećeg *EM* zračenja tako da je, u zavisnosti od raspoloživih računarskih resursa i prirode problema, potrebno primeniti odgovarajući numerički (konvencionalni i/ili integralni) pristup u cilju njihovog kompletnog sagledavanja.



Slika 4.19 Električno polje na 3 m od prednjeg zida za vertikalni razmak 4 mm između dva kružna otvora i dva pravougaona otvora

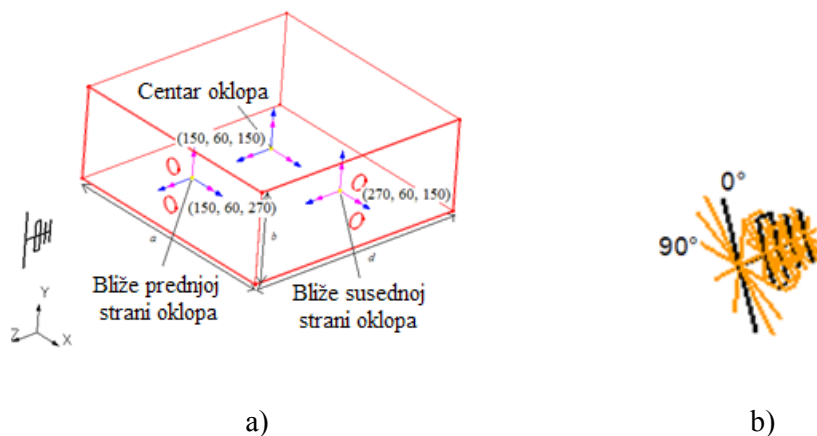
5. ANALIZA UTICAJA PROMENE PARAMETARA RAVANSKOG INCIDENTNOG TALASA NA EFIKASNOST ZAŠTITE KUĆIŠTA SA KRUŽNIM OTVORIMA -

Numerički rezultati

Nivo *EM* zračenja koji se putem otvora prenosi u prostor unutar i izvan oklopa, osim od geometrije otvora i njihovog međusobnog rastojanja, može i da značajno varira u zavisnosti od polarizacije i pravca prostiranja pobudnog talasa u odnosu na ravan zida sa otvorima [27-29]. Da bi se izvršila analiza uticaja promene parametara ravanskog incidentnog talasa na električnu *SE* oklopa razmatran je oklop pravougaonog poprečnog preseka dimenzija: $a=300$ mm, $b=120$ mm i $d=300$ mm sa dva kružna otvora prečnika $2r=20$ mm na prednjem i susednom zidu (Sl. 5.1a) koristeći numerički *TLM* metod. Otvori su smešteni jedan iznad drugog simetrično u odnosu na centar zida na međusobnom rastojanju jednakom njihovom prečniku 20 mm, dok je debljina savršeno provodnih metalnih zidova $t=2$ mm. Najpre je izvršena promena polarizacije pobude koja je u formi ravanskog talasa, zatim je promenjen ugao elevacije i razmatran je slučaj promene azimuta pobudnog ravanskog talasa.

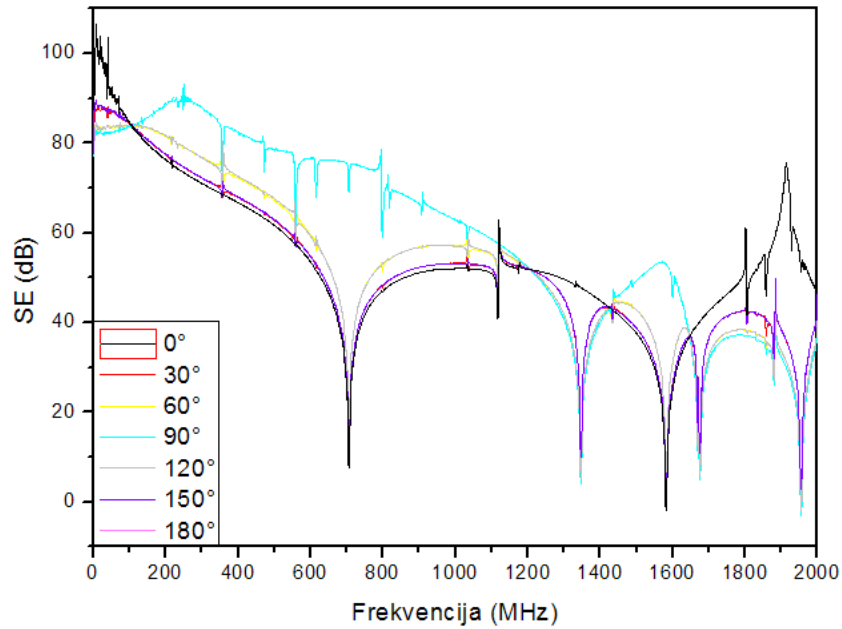
5.1 Analiza uticaja promene polarizacije ravanskog talasa

Promena ugla polarizacije vektora električnog polja je izvršena u odnosu na ravan otvora za slučaj kada se pobudni ravanski talas prostire u pravcu koji je upravan na zid oklopa sa otvorima.

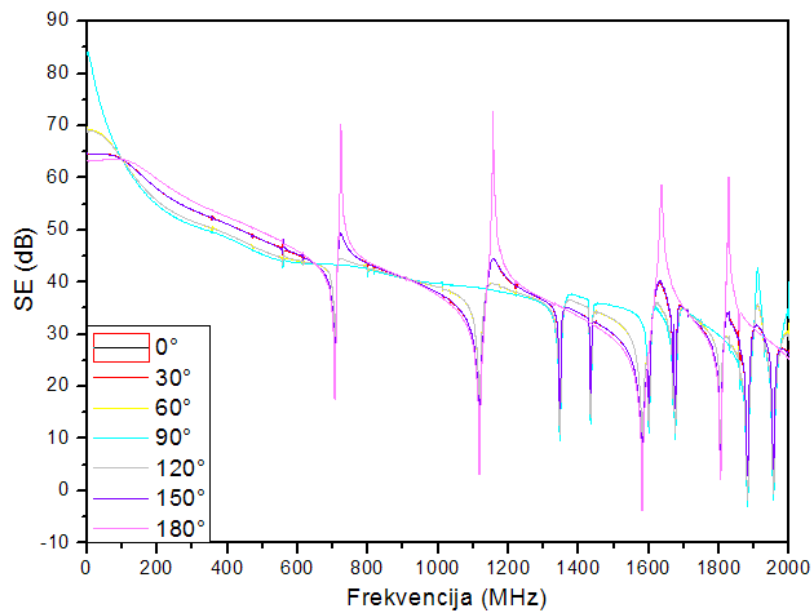


Slika 5.1 a) Oklop sa dva kružna otvora na dva zida, b) promena ugla polarizacije ravanskog incidentnog talasa

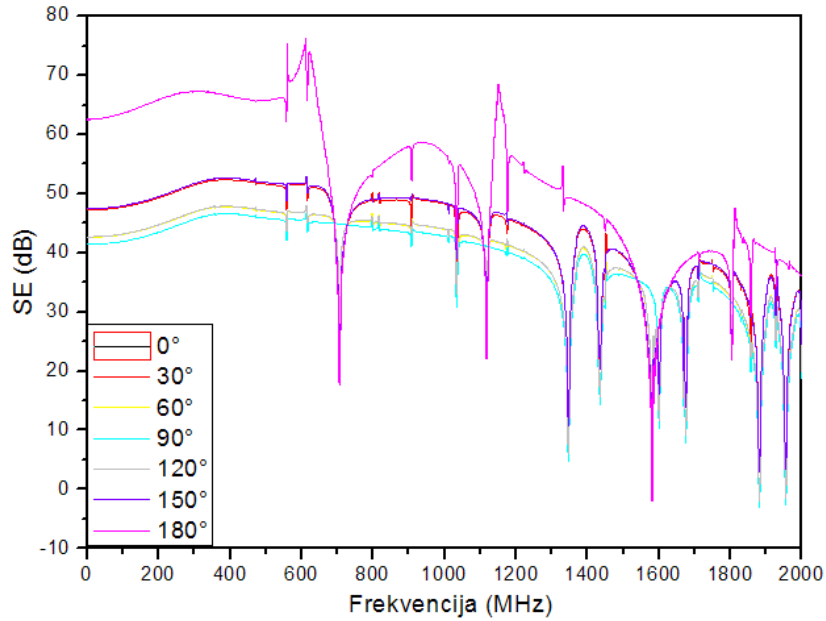
Efekat promene ugla polarizacije vektora električnog polja u opsegu od 0° (električno polje ima samo y komponentu, Sl. 5.1b) do 180° , sa koracima od 30° , na električnu SE ilustrovan je u tački u centru oklopa (Sl. 5.2a), u tački bližoj otvorima na prednjem zidu (Sl. 5.2b) i u tački bližoj otvorima na susednom zidu (Sl. 5.2c) u frekvencijskom opsegu do 2 GHz.



a)



b)

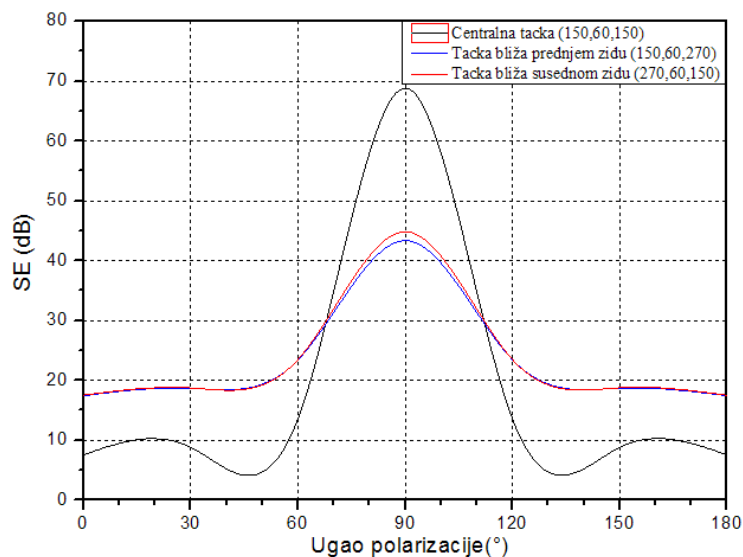


c)

Slika 5.2 SE oklopa u zavisnosti od promene ugla polarizacije u: a) centralnoj tački, b) tački bližoj otvorima na prednjem zidu i c) tački bližoj otvorima na susednom zidu

Sa Sl. 5.2a za slučaj centralne tačke može se uočiti da sa promenom ugla polarizacije vektora električnog polja od 0° do 180° , SE raste i da je najveća vrednost za SE za ugao polarizacije 90° (električno polje ima samo x komponentu). Sa daljom promenom ugla polarizacije vektora električnog polja do 180° , vrednost SE opada tako da je najmanja za 0° i 180° , odnosno važi da je $SE_{0^\circ} < SE_{30^\circ} < SE_{60^\circ} < SE_{90^\circ} > SE_{120^\circ} > SE_{150^\circ} > SE_{180^\circ}$. Može se uočiti i preklapanje krivih za SE za vrednosti uglova polarizacije 0° i 180° , 30° i 150° , i 60° i 120° . Za tačke posmatranja bliže otvorima na prednjem i susednom zidu (Sl. 5.2b i Sl. 5.2c), SE ima najveću vrednost u slučaju ugla polarizacije vektora električnog polja od 0° , odnosno 180° . SE ima najmanju vrednost u slučaju ugla polarizacije vektora električnog polja od 90° . Kao u tački u centru oklopa krive za SE se poklapaju za polarizacione uglove ravanskog talasa 0° i 180° , 30° i 150° , i 60° i 120° , a za ostale uglove polarizacije važi sledeća zavisnost $SE_{0^\circ} > SE_{30^\circ} > SE_{60^\circ} > SE_{90^\circ} < SE_{120^\circ} < SE_{150^\circ} < SE_{180^\circ}$.

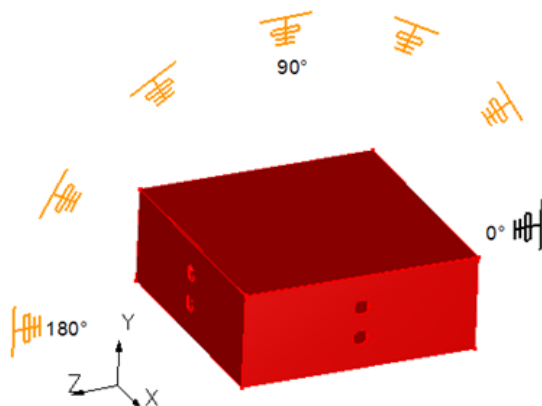
Na Sl. 5.3 prikazana je promena krive za SE u zavisnosti od ugla polarizacije vektora električnog polja za kućište sa Sl. 5.1a, na prvoj rezonantnoj frekvenciji oklopa. Može se uočiti da je SE najveća za ugao polarizacije od 90° , za sve tri tačke posmatranja i da ima najveću vrednost za tačku posmatranja u centru kućišta za frekvencijski opseg od 70° - 110° .



Slika 5.3 *SE* oklopa u zavisnosti od ugla polarizacije ravanskog talasa na I rezonantnoj frekvenciji

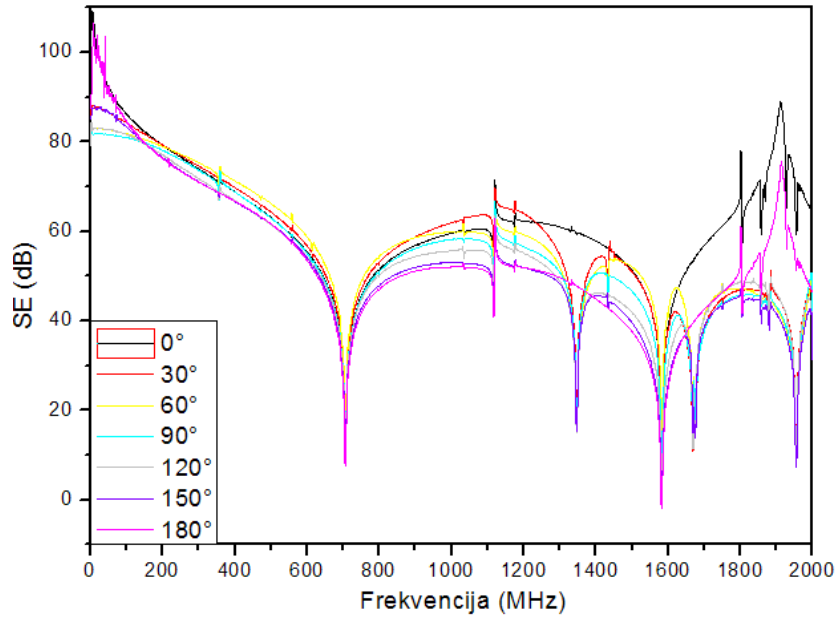
5.2 Analiza uticaja promene elevacije ravanskog talasa

Radi analize uticaja promene elevacije ravanskog talasa razmatrano je kućište sa Sl. 5.1a. Promena ugla elevacije vektora električnog polja (Sl. 5.4) je izvršena u opsegu od 0° , kada je pobuda u vidu električnog polja vertikalne polarizacije u odnosu na zadnji zid sa otvorima, do 180° , kada je pobuda u vidu električnog polja vertikalne polarizacije u odnosu na prednji zid, sa koracima od 30° .

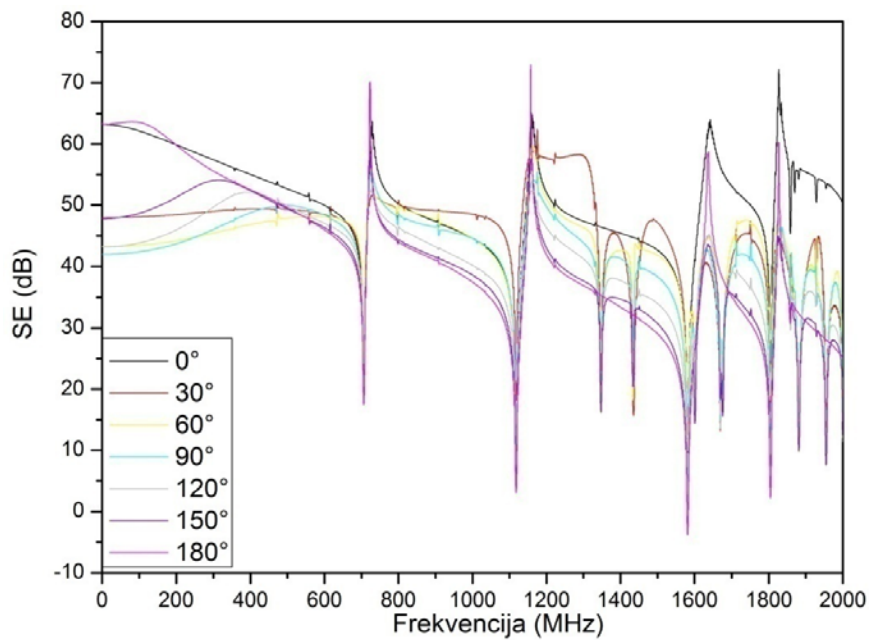


Slika 5.4 Oklop sa dva kružna otvora na dva zida - promena ugla elevacije ravanskog incidentnog talasa

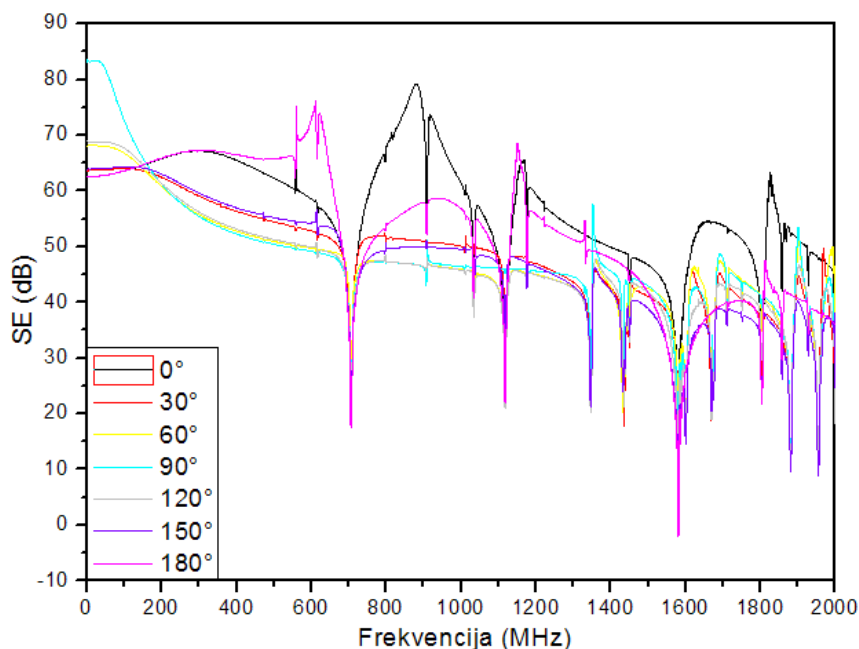
Zavisnost SE u razmatranom frekvencijskom opsegu do 2 GHz ilustrovana je u tački u centru oklopa (Sl. 5.5a), u tački bližoj otvorima na prednjem zidu (Sl. 5.5b) i u tački bližoj otvorima na susednom zidu (Sl. 5.5c).



a)



b)

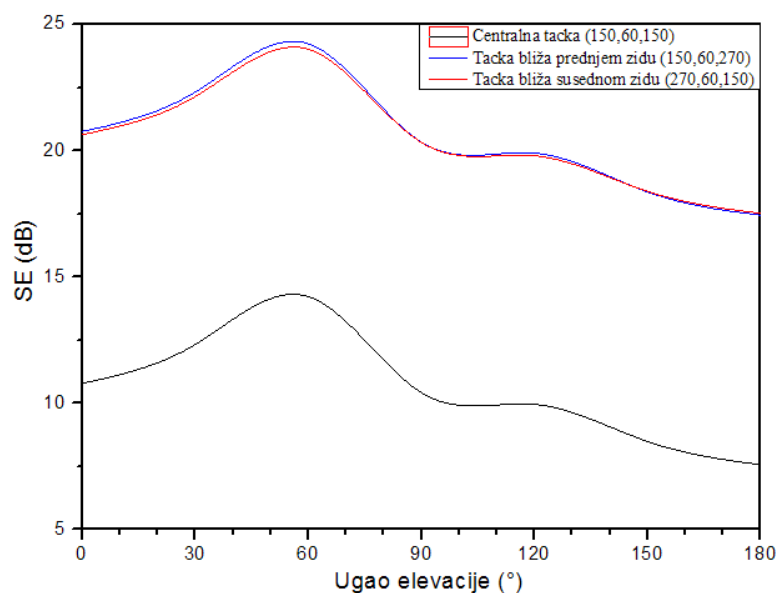


c)

Slika 5.5 *SE* oklopa u zavisnosti od promene ugla elevacije u: a) centralnoj tački, b) tački bližoj otvorima na prednjem zidu i c) tački bližoj otvorima na susednom zidu

Sa Sl. 5.5a za slučaj centralne tačke može se uočiti da sa promenom ugla polarizacije vektora električnog polja od 0° do 180° sa korakom od 30° , *SE* se različito menja u zavisnosti od frekvencijskog opsega. Može se uočiti da u tački u centru kućišta do 100 MHz, kriva za *SE* je najveća za ugao od 180° , od 100 do 200 MHz za 0° , od 200 do 900 MHz za ugao od 60° , od 900 MHz do 1.25 GHz za ugao od 30° , od 1.25 GHz do 1.45 GHz za 0° , od 1.45 GHz do 1.65 GHz za 60° , a od 1.65 do 2 GHz za 0° . U tački bližoj otvorima na prednjem zidu, do 200 MHz kriva za *SE* je najveća za ugao od 180° , od 200 MHz do 800 MHz za 0° , od 800 MHz do 1.3 GHz za 30° i za frekvencije od 1.3 do 2 GHz za 0° , sem u opsegu od 1.45 do 1.6 GHz u kome je kriva za *SE* najveća za 30° . U tački bližoj otvorima na susednom zidu, do 200 MHz kriva za *SE* je najveća za ugao od 90° , od 200 MHz do 700 MHz za 180° , od 700 MHz do 2 GHz za 0° .

Na Sl. 5.6 prikazana je promena krive za *SE* u zavisnosti od ugla elevacije vektora električnog polja za kućište sa Sl. 5.4, na prvoj rezonantnoj frekvenciji oklopa. Može se uočiti da je *SE* najveća za ugao elevacije od oko 60° , za sve tri tačke posmatranja i da ima najmanju vrednost za tačku posmatranja u centru kućišta na I rezonantnoj frekvenciji.



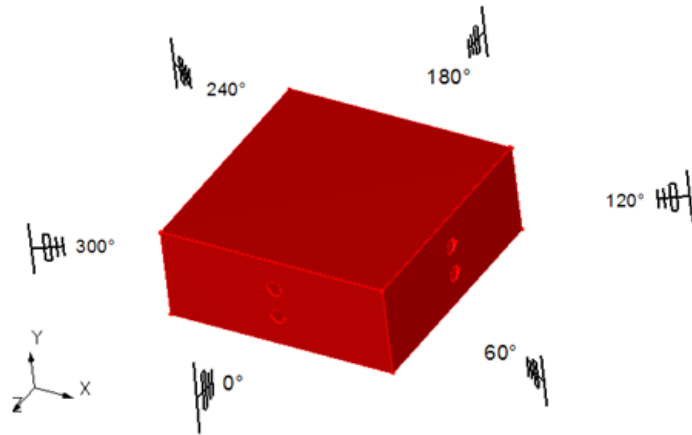
Slika 5.6 SE oklopa u zavisnosti od ugla elevacije ravanskog talasa na I rezonantnoj frekvenciji

5.3 Analiza uticaja promene azimuta ravanskog talasa

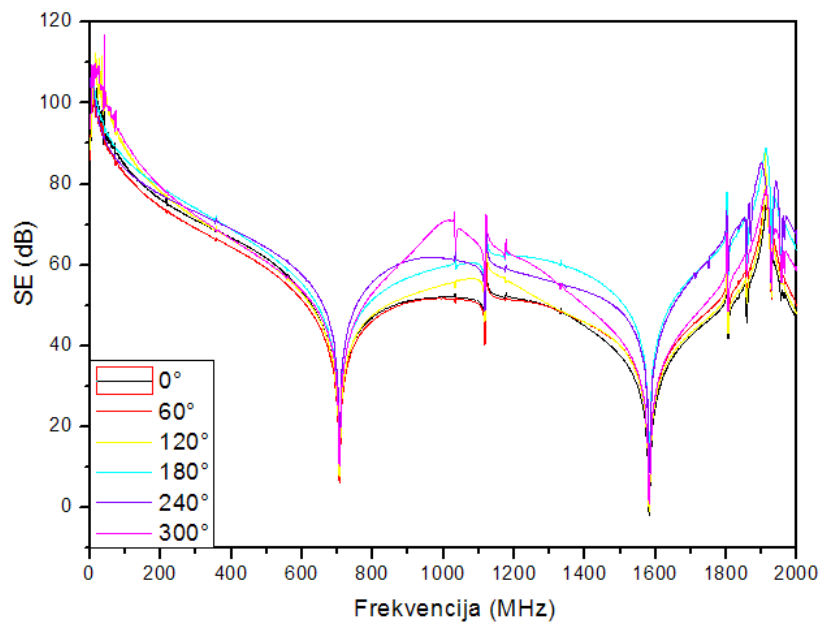
Radi analize uticaja promene azimuta ravanskog talasa razmatrano je kućište sa Sl. 5.1a. Promena azimuta vektora električnog polja (Sl. 5.7) je izvršena u opsegu od 0° , kada je pobuda u vidu električnog polja vertikalne polarizacije u odnosu na prednji zid sa otvorima, zatim 60° i 120° kada je pobuda u vidu električnog polja vertikalne polarizacije postavljena naspram susednog zida sa otvorima, zatim 180° kada je pobuda u vidu električnog polja vertikalne polarizacije postavljena naspram zadnjeg zida, do 300° , sa koracima od 60° . Zavisnost SE u razmatranom frekvencijskom opsegu do 2 GHz ilustrovana je u tački u centru oklopa (Sl. 5.8a), u tački bližoj otvorima na prednjem zidu (Sl. 5.8b) i u tački bližoj otvorima na susednom zidu (Sl. 5.8c).

Sa Sl. 5.8a za slučaj centralne tačke može se uočiti da sa promenom azimuta vektora električnog polja od 0° do 300° sa korakom od 60° , SE se različito menja u zavisnosti od frekvencijskog opsega. Može se uočiti da u tački u centru kućišta do 200 MHz, kriva za SE je najveća za ugao od 300° , od 200 do 350 MHz za 180° , od 350 do 850 MHz za ugao od 240° , od 850 MHz do 1.15 GHz za ugao od 300° , od 1.15 GHz do 1.7 GHz za 180° , od 1.7 GHz do 2 GHz za 240° , osim u opsegu od 1.9 do 1.95 GHz u kome je kriva za SE najveća za ugao za 180° . U tački bližoj otvorima na prednjem zidu, do 200 MHz kriva za SE je najveća za ugao

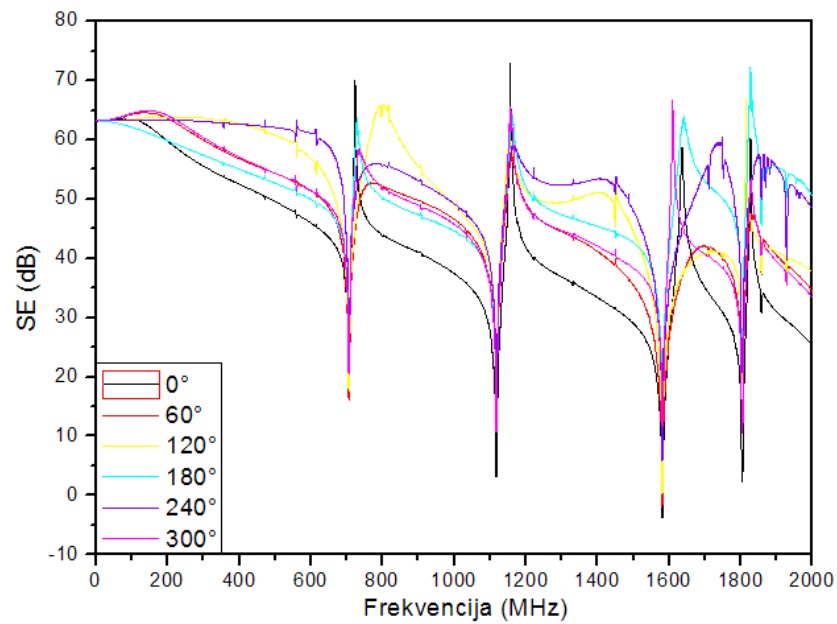
od 300° , od 200 MHz do 400 MHz za 120° , od 400 MHz do 700 MHz za 240° , od 700 MHz do 950 MHz za 120° i za frekvencije od 950 MHz do 1.8 GHz za 240° , sem u opsegu od 1.6 do 1.7 GHz i od 1.8 do 2 GHz u kome je kriva za *SE* najveća za 180° . U tački bližoj otvorima na susednom zidu, do 700 MHz kriva za *SE* je najveća za ugao od 0° , od 700 MHz do 2 GHz za 180° , sem u opsegu od 1.55 do 1.6 GHz i od 1.62 do 1.64 GHz u kome je kriva za *SE* najveća za 300° , odnosno 240° , respektivno.



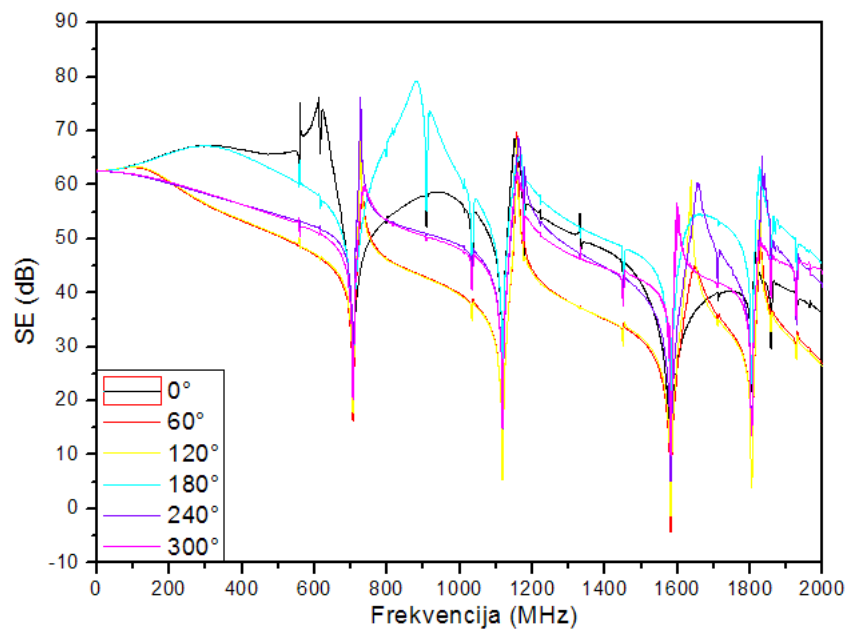
Slika 5.7 Oklop sa dva kružna otvora na dva zida - promena azimuta ravanskog incidentnog talasa



a)



b)

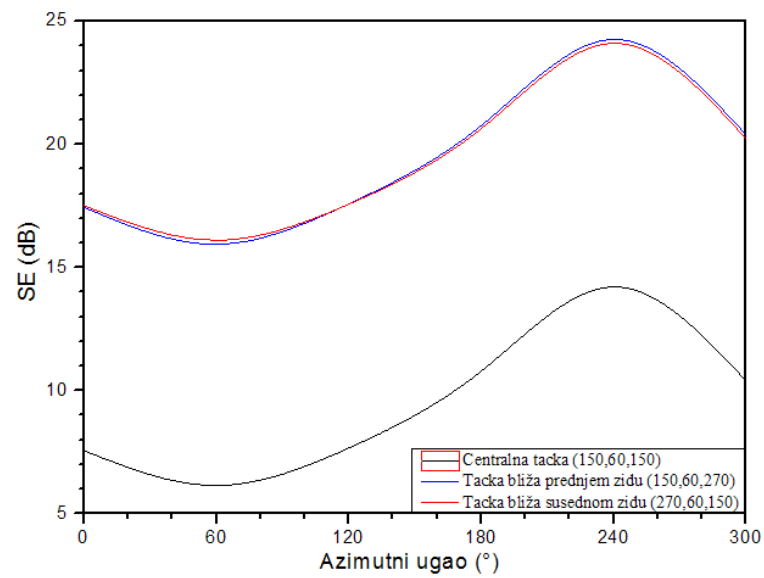


c)

Slika 5.8 *SE* oklopa u zavisnosti od promene azimuta u: a) centralnoj tački, b) tački bližoj otvorima na prednjem zidu i c) tački bližoj otvorima na susednom zidu

Na Sl. 5.9 prikazana je promena krive za *SE* u zavisnosti od azimuta vektora električnog polja za kućište sa Sl. 5.7, na prvoj rezonantnoj frekvenciji oklopa. Može se uočiti da je *SE*

najveća za azimut od 240° , za sve tri tačke posmatranja i da ima najmanju vrednost na I rezonantnoj frekvenciji za tačku posmatranja u centru kućišta.



Slika 5.9 *SE* oklopa u zavisnosti od azimuta ravanskog talasa na I rezonantnoj frekvenciji

6. ANALIZA PRISUSTVA PRIJEMNE ANTENE NA EFIKASNOST ZAŠTITE KUĆIŠTA

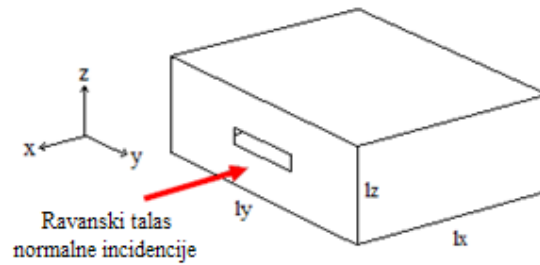
U ovom poglavlju prikazan je uticaj male prijemne dipol, odnosno monopol antene koja se koristi u eksperimentalnom podešavanju radi merenja nivoa *EM* polja u nekim karakterističnim tačkama u kućištu na *SE*. Različite vrste antena se mogu koristiti u merenjima efikasnosti zaštite kućišta kao što je na primer spiralna antena predstavljena u [39], monopol antena opisana u [10,98] i dipol antenna korišćena u [11]. Antena konačnih dimenzija može značajno uticati na prostiranje *EM* polja u zatvorenom prostoru, kao što je eksperimentalno prikazano u [44] za rezonantni oklop baziran na mikrotalasnim aplikatorima. *TLM* metod, koji uključuje kompaktni žičani model predstavljen u [31], je iskorišćen radi kreiranja numeričkog modela koji može uzeti u obzir prisustvo antene i njenu poziciju, a samim tim i njihov uticaj na *SE*. U metalnom kućištu, ovaj efekat na rezultat za *SE* je numerički ilustrovan u [37, 41-43].

Da bi se sagledao uticaj detektovanog nivoa *EM* polja tokom eksperimentalnog merenja *SE* i odredio postojeći nivo *SE* oklopljenog kućišta, pored numeričkog primenjen je i analitički/ekvivalentni model predstavljen u [10, 11] radi uključivanja prisustva prijemne antene. Pomenuti ekvivalentni model razvijen je radi efikasnog proračuna *SE* kućišta za oblikovani incidentni ravanski talas proizvoljne polarizacije, azimuta i elevacije i proizvoljne lokacije otvora na zidovima kućišta, ali ne uzima u razmatranje prisustvo prijemne antene. Na ovo ograničenje modela je ukazano u [11] kao jedan od mogućih uzroka nekih razlika između analitičkog/ekvivalentnog modela i izmerenih rezultata za *SE*. U poglavlju su oba pomenuta modela upoređena za slučaj postojanja mreže otvora sa različitim međusobnim rastojanjem na jednom zidu kućišta, pri čemu je numerički model dodatno poboljšao sa kompaktnim modelom za ventilacione otvore predstavljenog u [33, 35]. Sprega koja nastaje usled prisustva otvora na kućištu i dvožičane transmisionne linije prikazana je u [99].

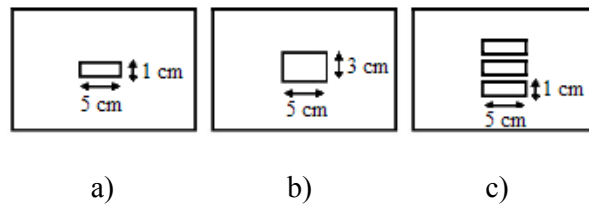
6.1 Numerički rezultati – analiza efekta prisustva dipol antene

Razmatran je oklop dimenzija $l_x = 30$ cm, $l_y = 40$ cm i $l_z = 20$ cm prikazan na Sl. 6.1. sa pravougaonim otvorima različitih oblika na prednjem zidu debljine 2 mm (Sl. 6.2.) Kao

pobuda se koristi ravanski talas normalan na prednji zid sa vertikalnom (z) električnom polarizacijom.

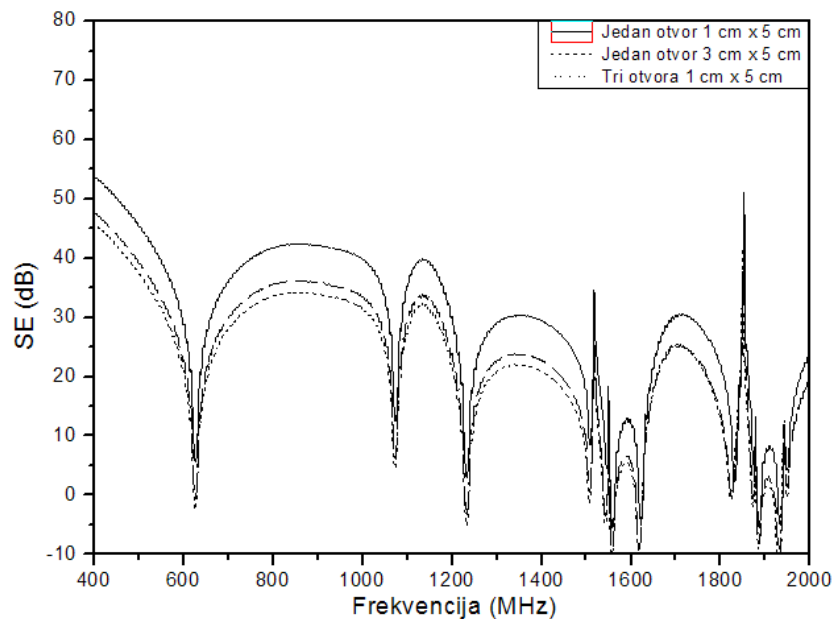


Slika 6.1 Pravougaoni oklop sa pravougaonim otvorom



Slika 6.2 Prednji zid sa jednim ili tri otvora različite veličine

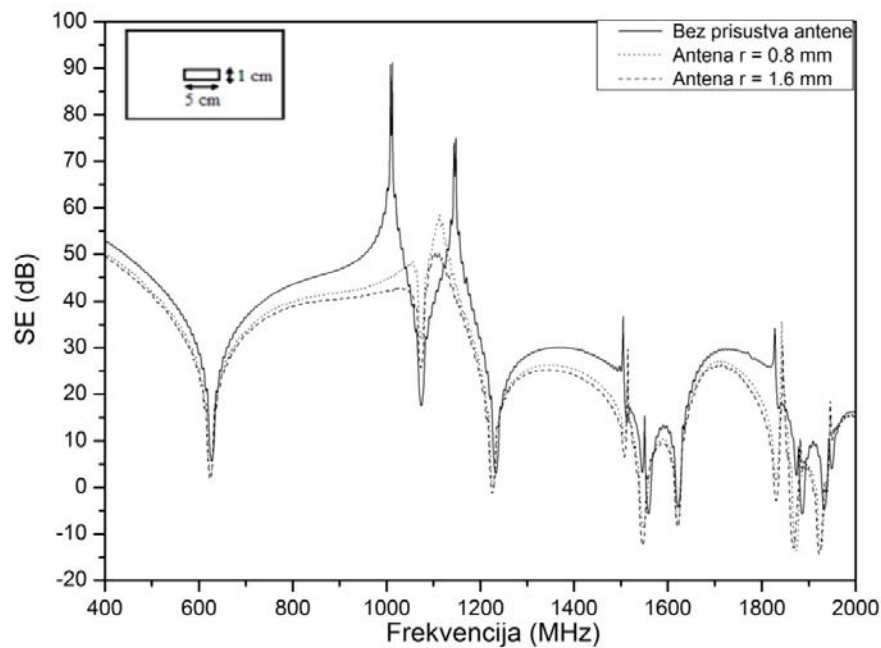
Najpre je razmatran slučaj kada je prisustvo antene zanemareno u numeričkom modelu (prazan oklop) koji je prikazan na Sl. 6.3.



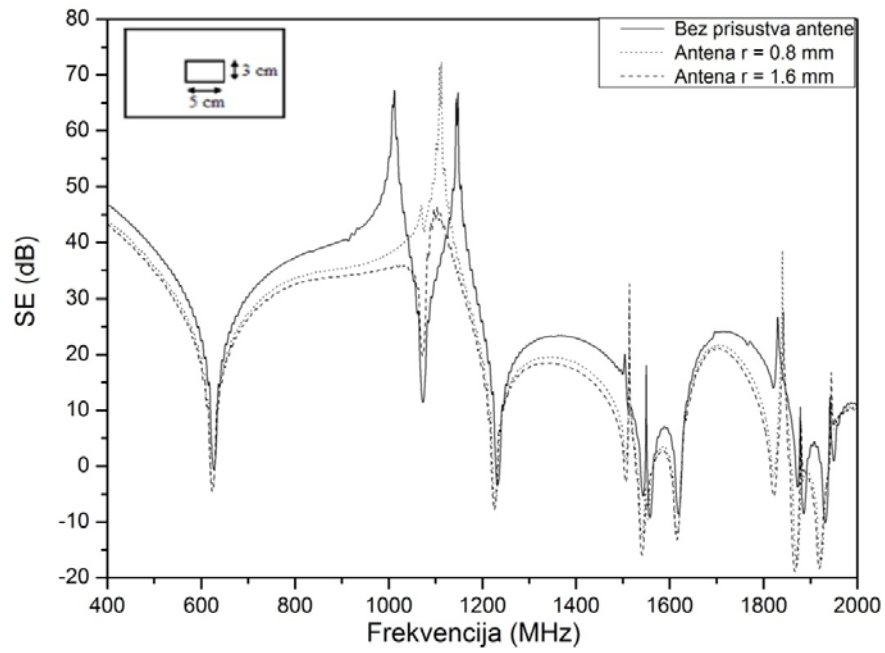
Slika 6.3 Numerički rezultati za SE u tački (14.5, 20, 10) cm oklopa bez prisustva antene

SE je proračunata u tački (14.5, 20, 10) cm za sva tri razmatrana oblika otvora sa Slike 6.2 koristeći konvencionalni TLM metod. Sa Slike 6.3 može se videti da oblik krivih za sva tri razmatrana slučaja ostaje isti, uključujući i vrednosti rezonantnih frekvencija. Može se zaključiti da oblik i broj razmatranih otvora utiče samo na nivo slabljenja kome je EM polje koje se prostire kroz otvore izloženo. Nivo SE raste sa smanjivanjem prednje površine pokrivene otvorima. Kada se razmatra slučaj kada je antena prisutna u numeričkom modelu oklopa koristeći kompaktni žičani model opisan u glavi 3 dobijaju se rezultati koji se razlikuju u odnosu na slučaj kada antena nije prisutna u oklopu.

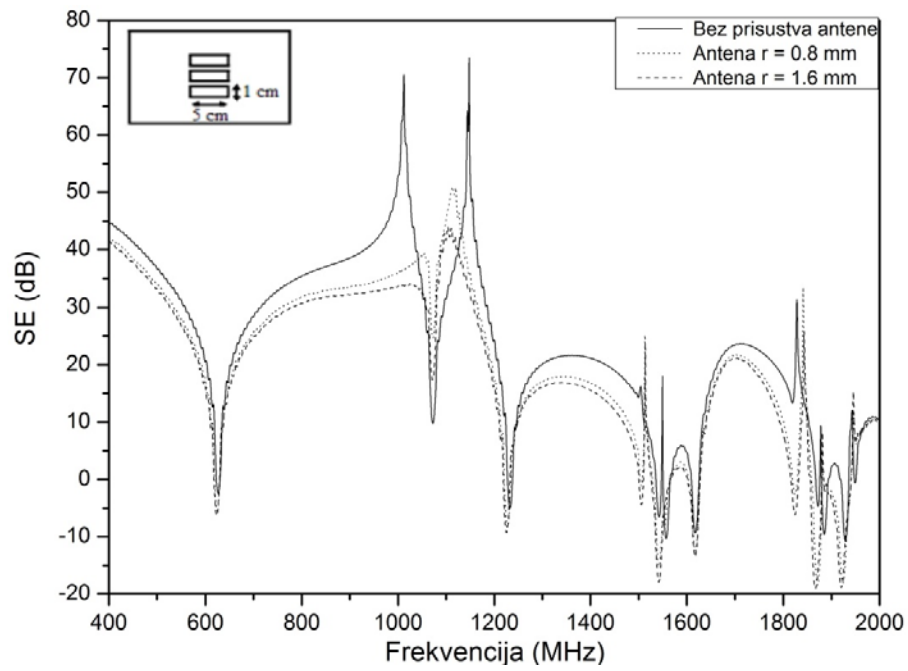
Kada je antena prisutna u kućištu razmatran je slučaj za dva poluprečnika antene. Antena je modelovana 10 cm dugom žicom u z -pravcu sa dva poluprečnika: 0.08 cm i 0.16 cm. Njena pozicija unutar oklopa je definisana tačkama (14.5, 20, 5) cm i (14.5, 20, 15) cm. Numerički rezultati za SE oklopa su dobijeni u dve tačke: centru prijemne dipol antene (14.5, 20, 10) cm prikazani na Sl. 6.4 i u centru oklopa (15, 20, 10) cm prikazani na Sl. 6.5 za sva tri razmatrana oblika otvora. Može se videti da prisustvo prijemne antene smanjuje nivo SE i da je SE manja kada se koristi žica sa većim poluprečnikom. Takođe, uočava se i tendencija pomeraja nekih od rezonantnih frekvencija oklopa.



a)



b)

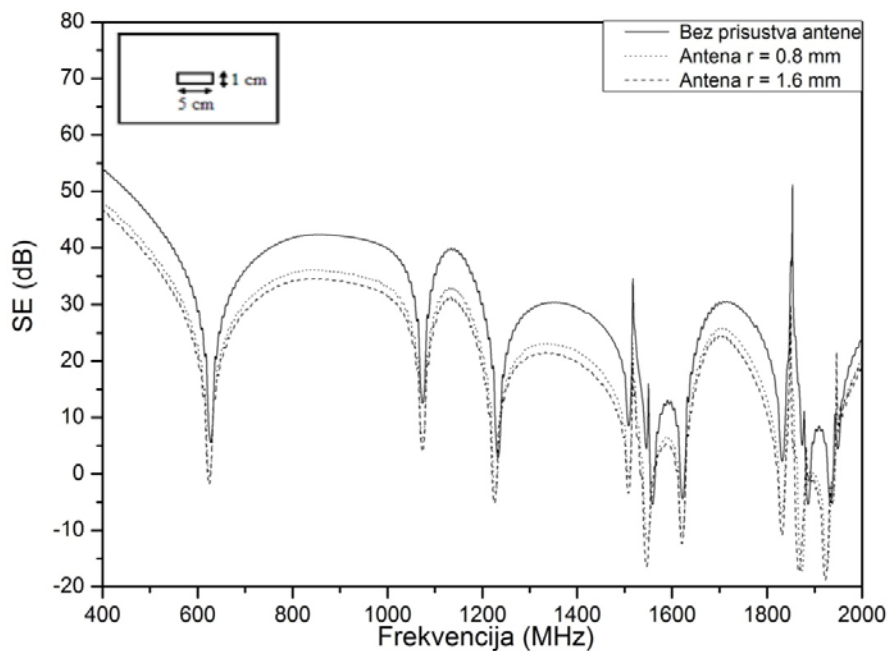


c)

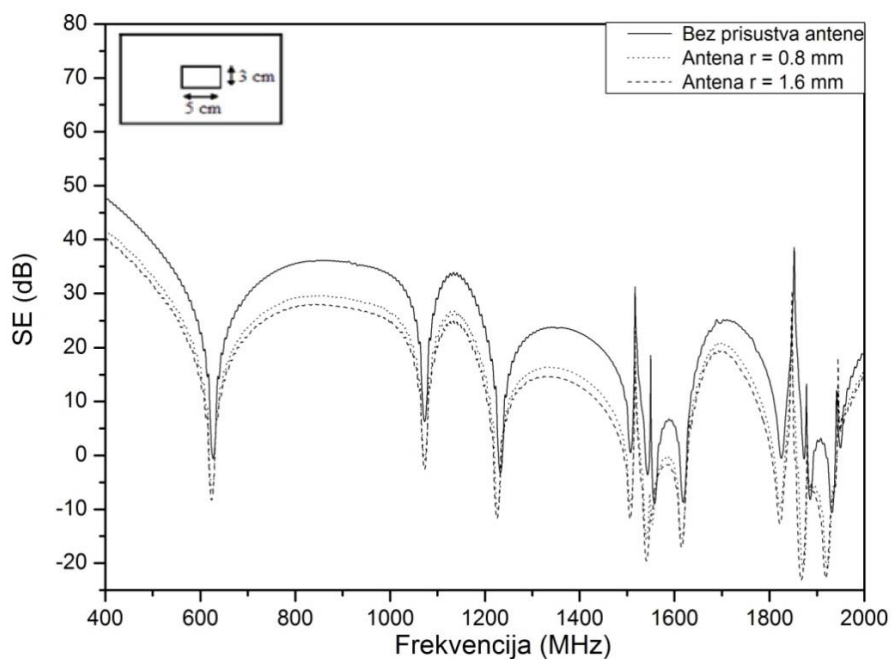
Slika 6.4 Numerički rezultati za *SE* kućišta u centralnoj tački (15, 20, 10) cm sa:

a) otvorom (1x5) cm, b) otvorom (3x5) cm i c) tri otvora (1x5) cm

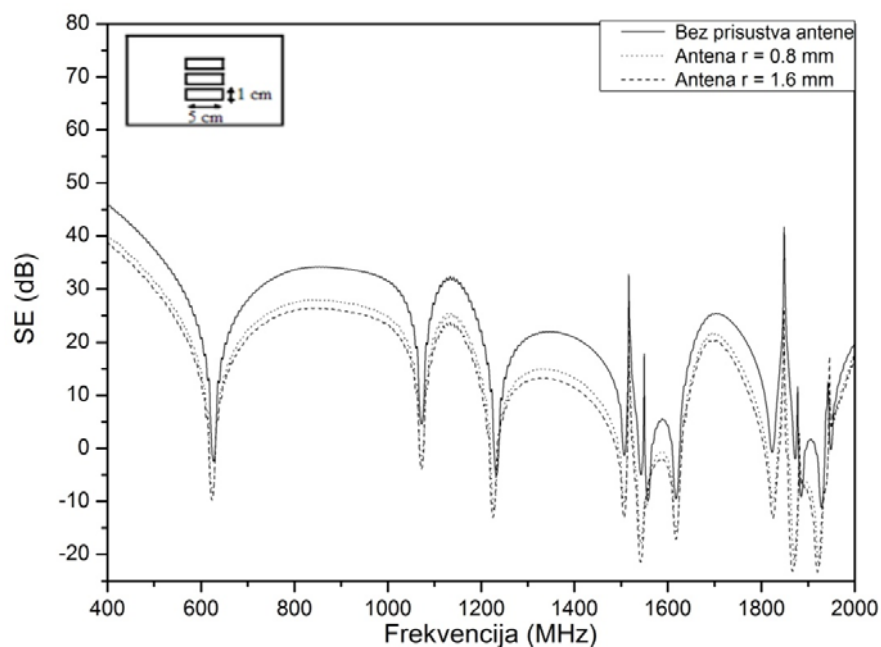
Dati primeri potvrđuju da prisustvo prijemne antene utiče na prostiranje EM polja unutar kućišta, a samim tim i na rezultat nivoa za SE , kao i na lokaciju rezonantnih frekvencija u posmatranom frekvencijskom opsegu, što će biti prikazano u narednim poglavljima.



a)



b)

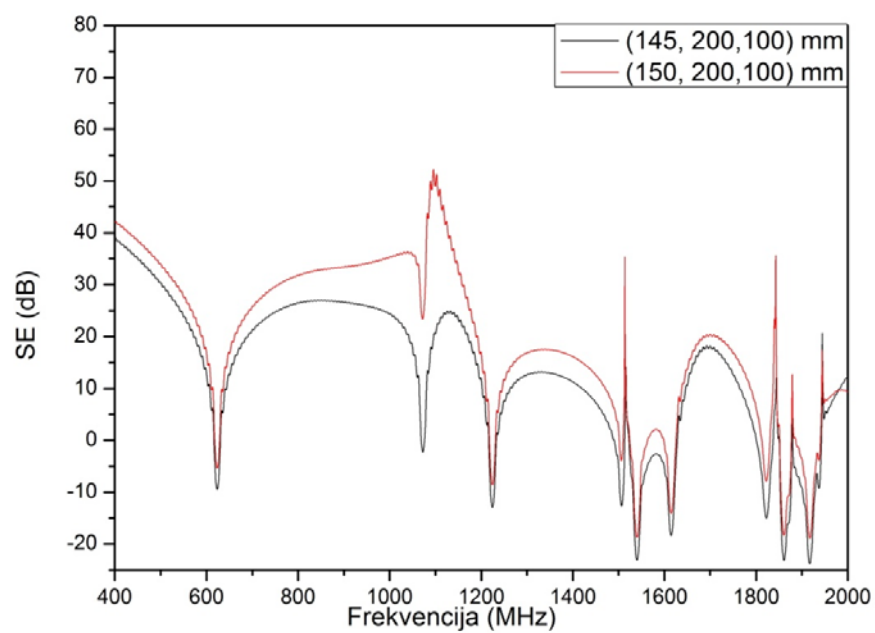


c)

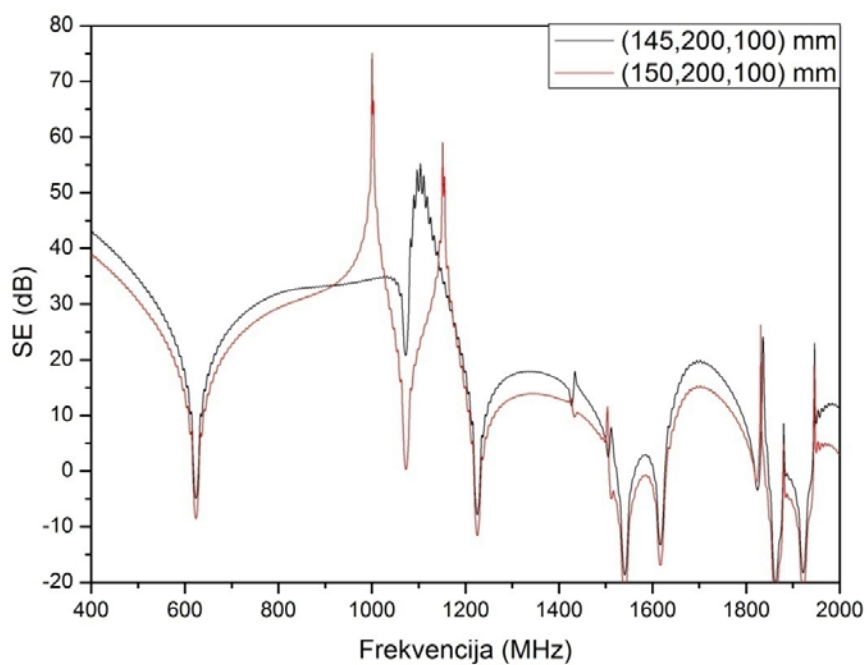
Slika 6.5 Numerički rezultati za *SE* kućišta u tački (14.5, 20, 10) cm sa:

a) otvorom (1x5) cm, b) otvorom (3x5) cm i c) tri otvora (1x5) cm

Naime, različit položaj prijemne antene unutar kućišta takođe utiče na nivo *SE* kao što je već prikazano u [37]. Razmatrani su rezultati za *SE* oklopa sa otvorom (3x5) cm dobijeni za dve različite pozicije prijemne antene poluprečnika 1.6 mm kada je antena definisana tačkama (15, 20, 5) cm i (15, 20, 15) kao na Sl. 6.6a i kada je definisana tačkama (14.5, 20, 5) cm i (14.5, 20, 15) kao na Sl. 6.6b. Na svakoj slici označena je dodatna tačka posmatranja u bliskom polju (5 mm u *x*-pravcu od antene). Može se videti da *SE* uvek ima nižu vrednost u posmatranoj tački gde je smeštena antena u kućištu u poređenju sa posmatranom tačkom udaljenoj 5 mm od antene, bez obzira na njihovu poziciju u odnosu na zid kućišta sa otvorom, osim za delove frekvencijskog opsega oko 1 GHz i 1.15 GHz za slučaj kada je antena definisana tačkama (15, 20, 5) cm i (15, 20, 15) cm.



a)

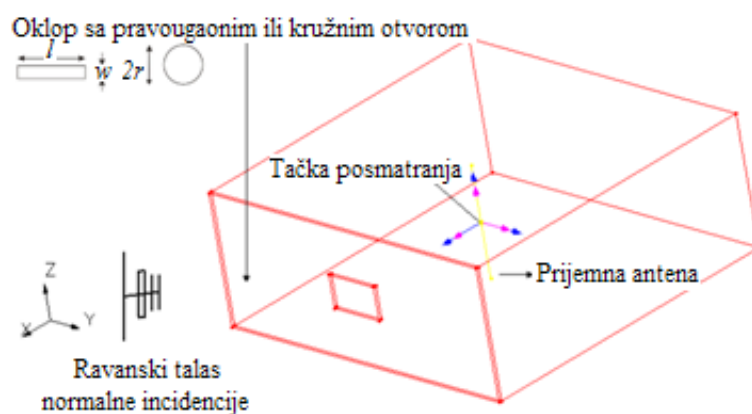


b)

Slika 6.6 Numerički rezultati za *SE* kućišta sa otvorom (3x5) cm u tačkama (14.5, 20, 10) cm i (15, 20, 10) cm kada je antena definisana tačkama: a) (14.5, 20, 5) cm i (14.5, 20, 15) cm i b) (15, 20, 5) cm i (15, 20, 15) cm

6.2 Poređenje numeričkih rezultata i rezultata dobijenih pristupom ekvivalentnog kola - analiza efekta prisustva dipol antene

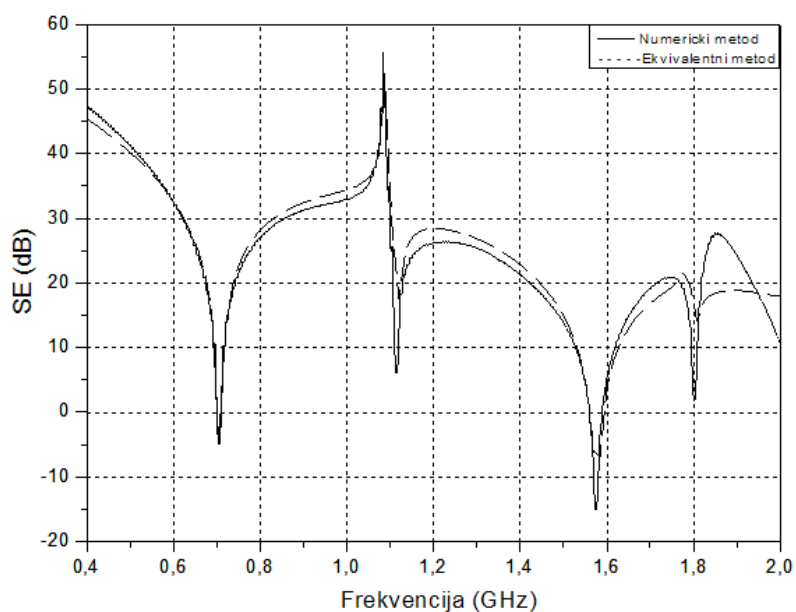
Razmatran je oklop dimenzija $l_x=30$ cm, $l_y=30$ cm i $l_z=12$ cm sa pravougaonim ili kružnim otvorom na prednjem zidu debljine 3 mm kao na Sl. 6.7. Kao pobuda se koristi ravanski talas normalan na prednji zid sa vertikalnom (z) električnom polarizacijom. Najpre je razmatran slučaj kada je prijemna antena izostavljena (prazan oklop). SE je proračunata u tački oklopa (155, 150, 60) mm za razmatrane oblike otvora: jedan otvor (50x30) mm i kružni otvor poluprečnika 10 mm, koristeći metod ekvivalentnog kola i numerički *TLM* model.



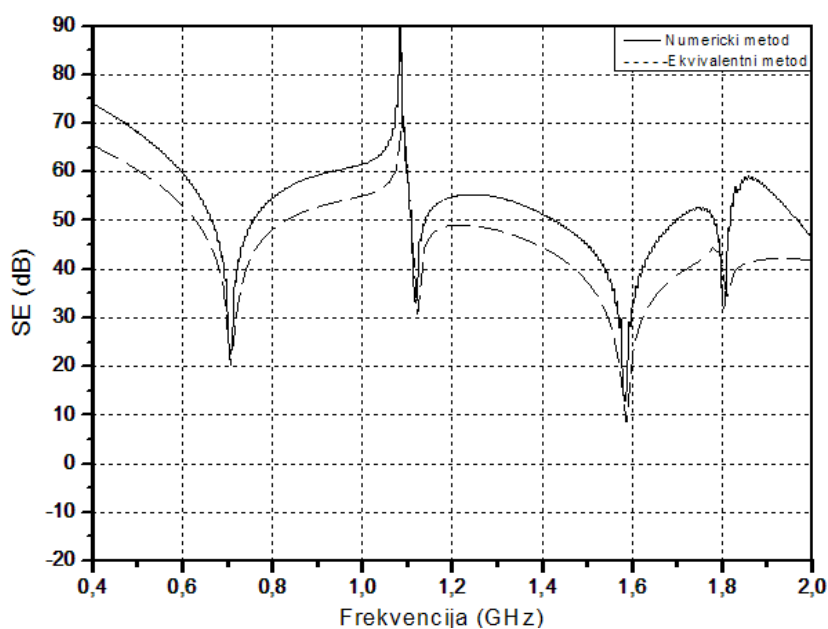
Slika 6.7 Pravougaoni oklop sa pravougaonim ili kružnim otvorom

Kao što se može videti sa Slike 6.8 i Slike 6.9 oblik SE krivih za razmatrane oblike otvora ostaje isti uključujući vrednosti rezonantnih frekvencija. Ovo ukazuje da oblik i broj otvora samo utiče na nivo slabljenja kome je EM polje koje se prostire kroz otvore izloženo. Nivo za SE je veći u slučaju kružnog otvora, jer je površina kružnog manja od površine pravougaonog otvora.

Za oklop sa pravougaonim otvorom dimenzija (50x30) mm, rezultati dobijeni numeričkom metodom i metodom ekvivalentnog kola za SE bez prisustva antene se delimično preklapaju u razmatranom frekvencijskom opsegu. Rezultati za SE dobijeni numeričkom metodom, za oklop sa kružnim otvorom poluprečnika 10 mm, su za oko 7 dB veći od rezultata koji su dobijeni metodom ekvivalentnog kola za SE bez prisustva antene, osim na rezonantnim frekvencijama na kojima se vrednosti za SE poklapaju.

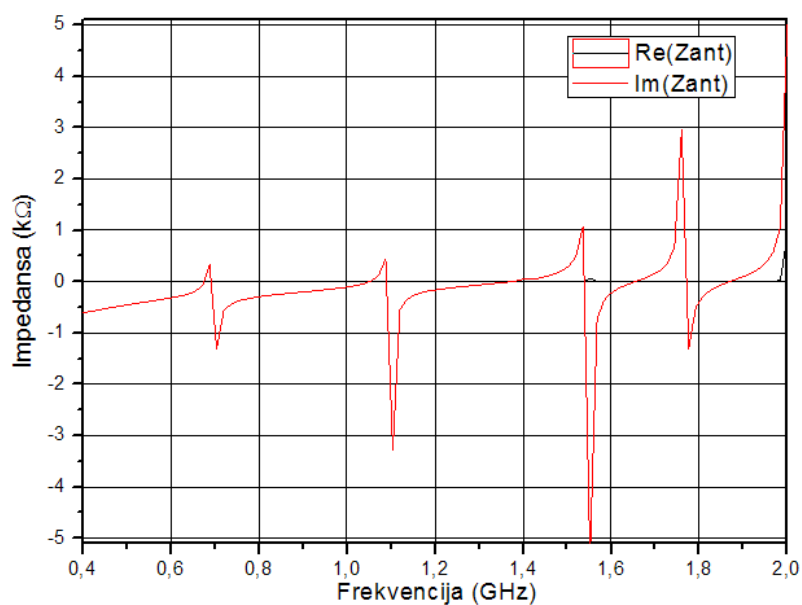


Slika 6.8 Rezultati dobijeni numeričkom metodom i metodom ekvivalentnog kola za *SE* bez prisustva antene za oklop sa pravougaonim otvorom dimenzija (50x30) mm



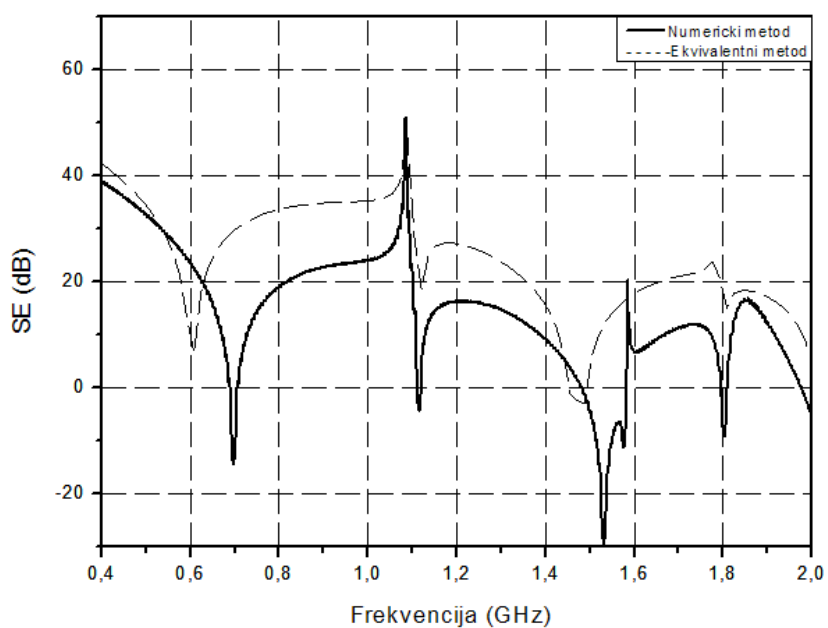
Slika 6.9 Rezultati dobijeni numeričkom metodom i metodom ekvivalentnog kola za *SE* bez prisustva antene za oklop sa kružnim otvorom poluprečnika 10 mm

U slučaju kada je antena prisutna u metodi ekvivalentnog kola i numeričkom modelu dobijaju se drugačiji rezultati. U metodi ekvivalentnog kola impedansa dipol antene je dobijena korišćenjem softvera WIPL-D [45], kao na Slici 6.10.

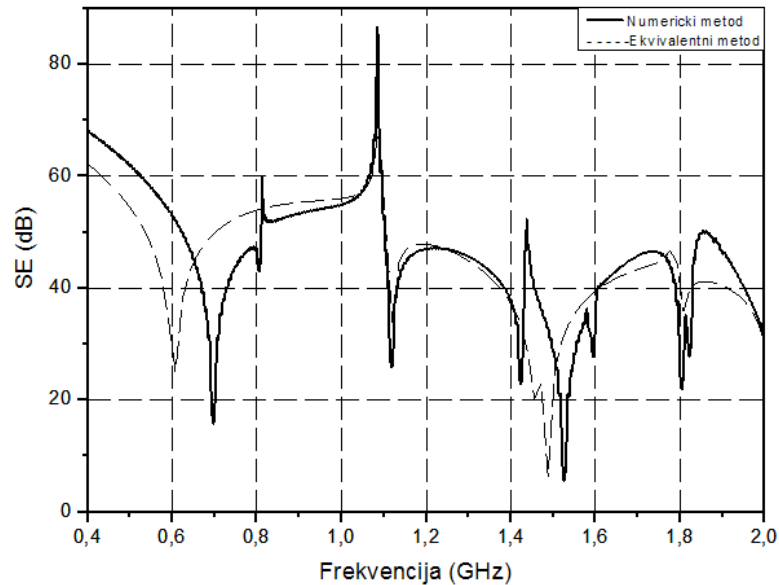


Slika 6.10 Impedansa dipol antene dobijena softverom WIPL-D

Prijemna antena je u numeričkom *TLM* modelu predstavljena 100 mm dugom žicom poluprečnika 1.6 mm u *z*-pravcu. Njena pozicija unutar oklopa je definisana tačkama (155, 150, 10) mm i (155, 150, 110) mm.



Slika 6.11 Rezultati dobijeni numeričkom metodom i metodom ekvivalentnog kola za *SE* sa prisustvom antene za oklop sa pravougaonim otvorom dimenzija (50x30) mm



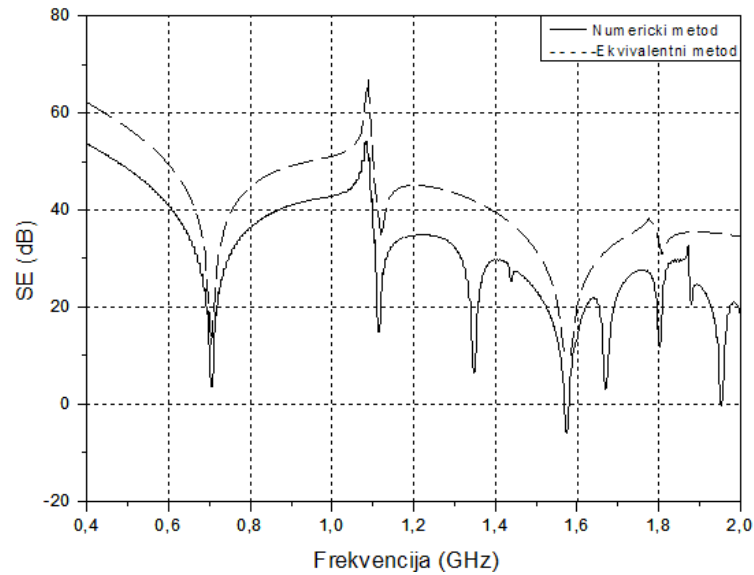
Slika 6.12 Rezultati dobijeni numeričkom metodom i metodom ekvivalentnog kola za SE sa prisustvom antene za oklop sa kružnim otvorom poluprečnika 10 mm

Rezultati sa Slika 6.11 i 6.12 prikazuju da se rezultati dobijeni metodom ekvivalentnog kola slažu sa onima dobijenim numeričkom TLM metodom u slučaju oblika krivih. Može se uočiti da je prva rezonantna frekvencija pomerena. Kako površina otvora postaje veća, postoji veće neslaganje između rezultata dobijenih metodom ekvivalentnog kola i onih dobijenih numeričkom TLM metodom. Razlika između vrednosti za SE oklopa, dobijenih korišćenjem oba modela, postaju izraženiji kako frekvencija opada, posebno oko I rezonantne frekvencije.

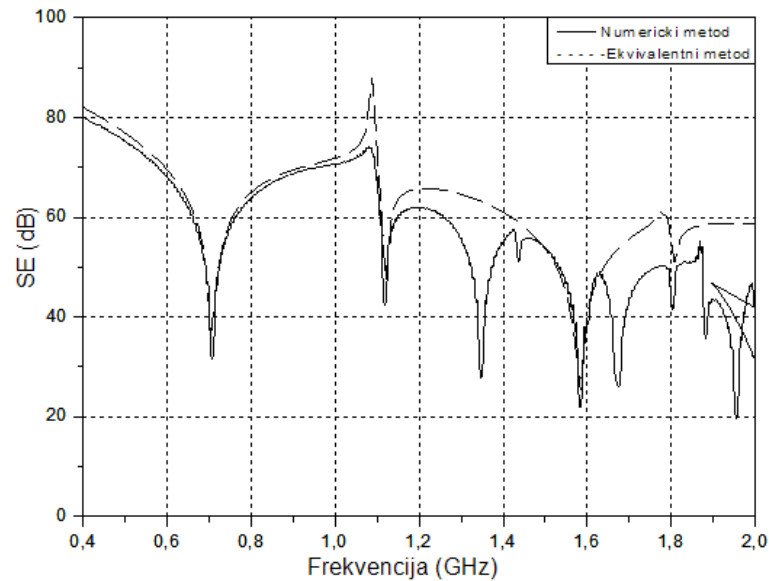
6.3 Poređenje numeričkih rezultata i rezultata dobijenih pristupom ekvivalentnog kola - analiza efekta prisustva dipol antene za oblikovani incidenti ravanski talas

Razmatran je pravougaoni oklop sa istim otvorima kao na Sl. 6.7, ali različitim incidentnim talasom i to: azimutom 60° , elevacionim uglom 90° i polarizacionim uglom 30° . Numerički rezultati za SE , dobijeni u tački (155, 150, 60) mm korišćenjem ekvivalentne i numeričke metode sa i bez antene, su prikazani na Sl. 6.13-6.14 i 6.15-6.16, respektivno. Sa Slika 6.13 i 6.14 može se videti da krive za SE za razmatrane otvore ostaju iste, kao i vrednosti rezonantnih frekvencija, u slučaju kada antena nije prisutna u oklopu. Rezultati za SE dobijeni numeričkom metodom, za oklop sa pravougaonim otvorom, su za oko 10 dB manji od rezultata koji su dobijeni metodom ekvivalentnog kola za SE bez prisustva antene,

osim na rezonantnim frekvencijama na kojima se vrednosti za SE poklapaju. Za oklop sa kružnim otvorom, rezultati dobijeni numeričkom metodom i metodom ekvivalentnog kola za SE bez prisustva antene se delimično preklapaju do 1.1 GHz, dok se u ostalom delu frekvencijskog opsega razlikuju.

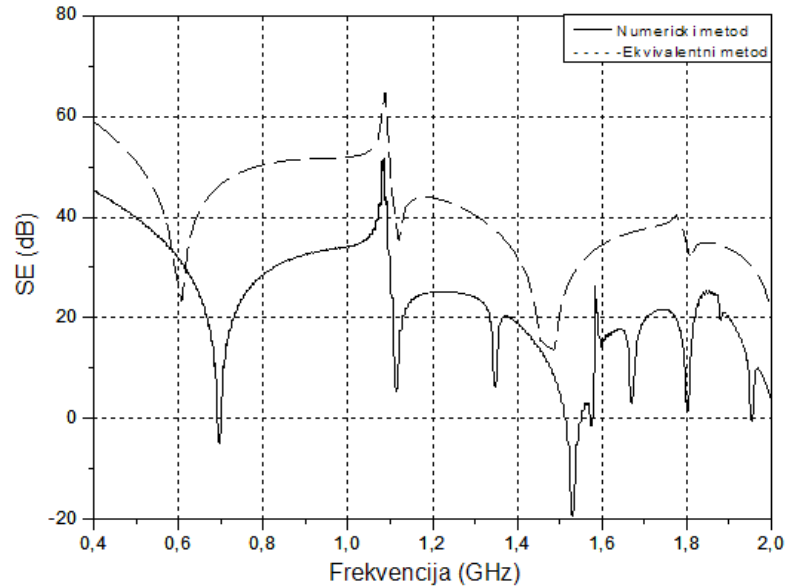


Slika 6.13 SE oklopa bez prijemne antene sa jednim pravougaonim otvorom za oblikovani incidenti ravanski talas

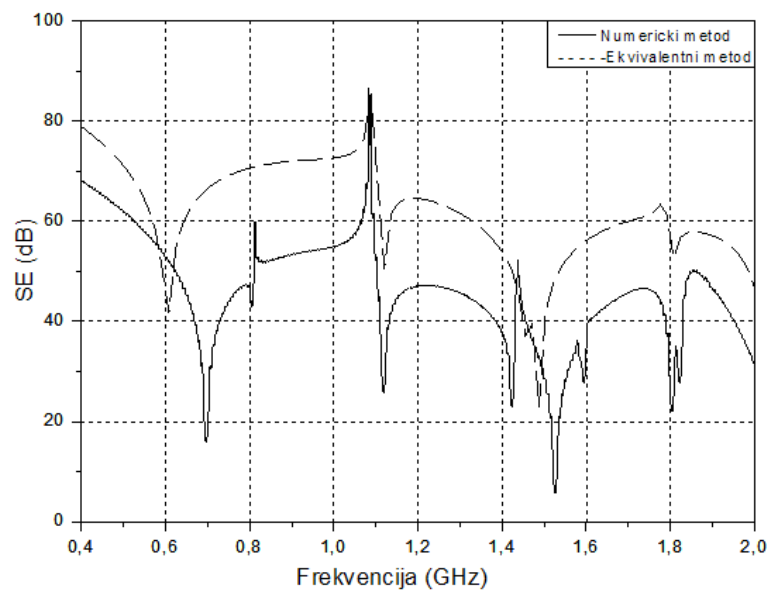


Slika 6.14 SE oklopa bez prijemne antene sa jednim kružnim otvorom za oblikovani incidenti ravanski talas

Sa Slika 6.15 i 6.16 može se videti da prisustvo prijemne antene značajno smanjuje vrednost SE oklopa i da rezultati dobijeni ekvivalentnim modelom imaju veću vrednost od onih koji su dobijeni numeričkim modelom.



Slika 6.15 SE oklopa sa prijemnom antenom sa jednim pravougaonim otvorom za oblikovani incidenti ravanski talas



Slika 6.16 SE oklopa sa prijemnom antenom sa jednim kružnim otvorom za oblikovani incidenti ravanski talas

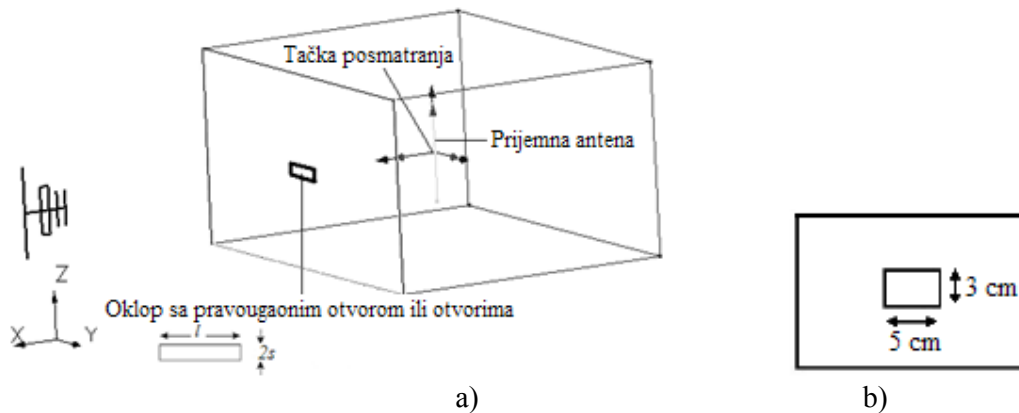
Iz ovih rezultata može se zaključiti da je način modelovanja veoma važan radi dobijanja tačnih rezultata za razmatrani frekvencijski opseg. Takođe, *EM* sprega za oblikovani incidentni ravanski talas ima izraženiji efekat na *SE* nego u slučaju normalnog incidentnog talasa. Naime, u slučaju kada antena nije prisutna u kućištu za pravougaoni otvor u slučaju normalne polarizacije rezultati za *SE* se delimično poklapaju korišćenjem oba modela, dok u slučaju oblikovanog talasa rezultat za *SE* ima veću vrednost za oko 10 dB korišćenjem ekvivalentnog modela od rezultata dobijenih numeričkim modelom u razmatranom frekvencijskom opsegu. Za kružni otvor, u slučaju normalne polarizacije rezultat za *SE* ima veću vrednost za oko 10 dB korišćenjem numeričkog modela od rezultata dobijenih ekvivalentnim modelom u razmatranom frekvencijskom opsegu, dok se u slučaju oblikovanog talasa rezultati za *SE* delimično poklapaju korišćenjem oba modela od 0 do 1.1 GHz, dok u preostalom frekvencijskom opsegu postoji razlika od oko 5 dB u dobijenim rezultatima.

U slučaju kada je antena prisutna u kućištu za pravougaoni otvor za slučaj normalne polarizacije dolazi do pomeraja prve rezonantne frekvencije za *SE* koja se dobija ekvivalentnim modelom i razlika između rezultata za *SE* je manja nego u slučaju oblikovanog ravanskog talasa, čijom primenom takođe dolazi do pomeraja prve rezonantne frekvencije za ekvivalentni model koji daje veću vrednost za *SE* od numeričkog modela. Za slučaj kružnog otvora i normalne polarizacije takođe dolazi do pomeraja prve rezonantne frekvencije za *SE* koja se dobija ekvivalentnim modelom i rezultati se delimično poklapaju od 1 GHz do 2 GHz. U slučaju oblikovanog talasa za kružni otvor rezultati dobijeni ekvivalentnim modelom su veći za oko 17 dB, ali do prve rezonantne frekvencije koje se poklapaju postoji i velika promena u rezultatu za *SE*. Pouzdano poređenje oba korišćena modela sa stanovišta tačnosti je moguće dati samo ako su dostupni i mereni rezultati za razmatrane dimenzije kućišta.

6.4 Poređenje numeričkih rezultata i rezultata dobijenih pristupom ekvivalentnog kola sa i bez dipol antene sa merenim rezultatima

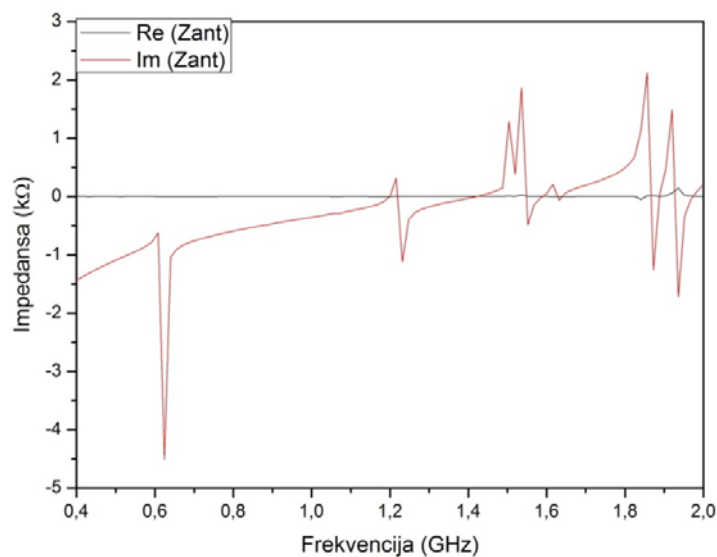
Pravougaono metalno kućište dimenzija (300x400x200) mm (Sl. 6.17a) je razmatrano u ovom poglavlju radi dobijanja numeričkih rezultata i rezultata pristupom ekvivalentnog kola za *SE*. Jedan pravougaoni otvor $lx2s = (50x30)$ mm je postavljen na prednjem zidu debljine 0.2 mm u u *zy*-ravni (Sl. 6.17b), simetrično u odnosu na centar prednjeg zida. Kao pobuda se koristi ravanski talas normalne incidencije vertikalne električne polarizacije u odnosu na

prednji zid. Radi merenja nivoa EM polja unutar oklopa koristi se dipol antena dužine 100 mm, orjentisana duž z -ose. Izbor geometrije i dimenzija kućišta i otvora, tipa pobude, lokacije antene (5 mm od centra kućišta u x -pravcu) i njene dužine uzeta je kao prikazano eksperimentalno podešavanje u [11] radi poređenja sa dobijenim mernim rezultatima. Mora se naglasiti da u [11] nije specificiran poluprečnik dipol antene koja se koristi u merenjima, kao ni karakteristike baluna koji je smešten između antene i kabla radi povećanja efikasnosti antene.



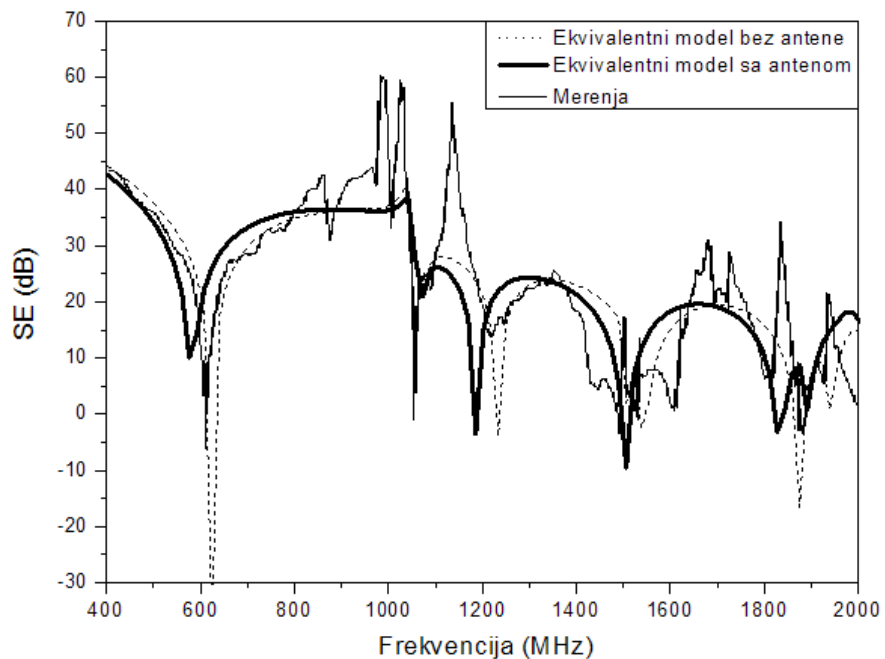
Slika 6.17 a) Pravougaono metalno kućište sa prijemnom dipol antenom, b) prednji zid sa jednim pravougaonim otvorom

Najpre je analiziran uticaj prijemne dipol antene na EM polje unutar oklopa koristeći predloženi modifikovani model ekvivalentnog kola. Pretpostavlja se da je poluprečnik žice koja se koristi kao dipol antena 0.08 mm. Radi proračuna njene ulazne impedanse koristi se WIPL-D softver [45] za slučaj 100 mm duge žice orjentisane duž z -ose (radi detekcije vertikalno polarisanog E polja) i smeštene unutar pravougaonog oklopa dimenzija (300x400x200) mm. Radi proračuna uticaja različitog poluprečnika žice na ulaznu impedansu izvršeno je više numeričkih proračuna. Kao ilustracija, ulazna impedansa dipol antene, koja se sastoji od otpora zračenja (realni deo) i reaktanse (imaginarni deo), predstavljena je kao 100 mm duga žica poluprečnika 0.08 mm i prikazana je na Slici 6.18.



Slika 6.18 Impedansa dipol antene poluprečnika 0.08 mm dobijena softverom WIPL-D

Rezultati ekvivalentnog modela za SE_z , dobijeni za pravougaoni otvor (50x30) mm na prednjem zidu i za slučajeve kada je dipol antena isključena i kada je uključena u ekvivalentni model, upoređeni su sa mernim rezultatima datim u [11] i prikazani su na Sl.6.19.



Slika 6.19 SE_z oklopa sa otvorom (50x30) mm na prednjem zidu – ekvivalentni model i merenja [11]

Može se videti da za oba razmatrana slučaja (bez i sa antenom) rezultati ekvivalentnog modela veoma dobro prate krivu eksperimentalnih rezultata. Postoji veoma mala razlika između nivoa za SE za ova dva slučaja što može biti objašnjeno time da je razmatrana antena veoma tanka. Takođe, rezonantne frekvencije su pomerene ka nižim frekvencijama kada je antena uključena u ekvivalentni model. Slični zaključci mogu se izvesti i za druga dva oblika otvora (jedan pravougaoni otvor dimenzija $lx2s = (50 \times 10)$ mm i tri pravougaona otvora dimenzija $lx2s = (50 \times 10)$ mm na prednjem zidu, razmatrana u [11].

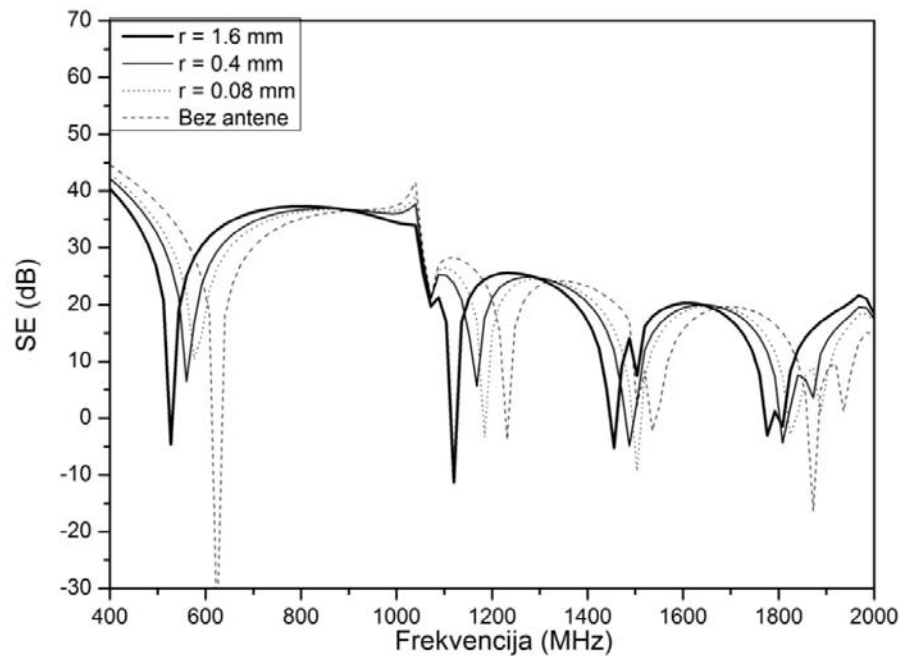
Poređenje između izmerenog nivoa ($SE_{mer.}$) i nivoa za SE ekvivalentnog modela bez antene (SE_1) i sa antenom (SE_2) je prikazan u Tabeli 6.1. Prosečna vrednost razlike između izmerenih vrednosti i vrednosti rezultata ekvivalentnog modela datih u Tabeli 6.1 je oko 5.5 dB u razmatranom frekvencijskom opsegu.

Tabela 6.1 Poređenje između izmerenog nivoa ($SE_{mer.}$) i nivoa za SE ekvivalentnog modela bez antene (SE_1) i sa antenom (SE_2)

f (MHz)	$SE_{mer.}$ (dB)	SE_1 (dB)	SE_2 (dB)	$ SE_{mer.}-SE_1 $ (dB)	$ SE_{mer.}-SE_2 $ (dB)
400	43.51	44.58	42.98	1.07	0.53
500	35.92	37.8	34.41	1.88	1.51
600	12.02	21.62	22.5	9.60	10.48
700	28.47	30.51	33.72	2.04	5.25
800	36.06	35.1	36.29	0.96	0.23
900	38.51	36.48	36.7	2.03	1.81
1000	45.79	37.72	36.69	8.07	9.10
1100	28.19	28.19	26.51	0.00	1.68
1200	19.33	21.05	15.2	1.72	4.13
1300	22.43	23.36	24.5	0.93	2.07
1400	18.21	23.18	20.88	4.97	2.67
1500	17.65	2.12	-9.25	15.53	26.90
1600	1.76	15.65	18.68	13.89	16.92

1700	22	19.65	19.3	2.35	2.70
1800	6.84	15.83	9.67	8.99	2.83
1900	5.34	9.05	8.41	3.71	3.07
2000	2.19	14.9	16.85	12.71	14.66

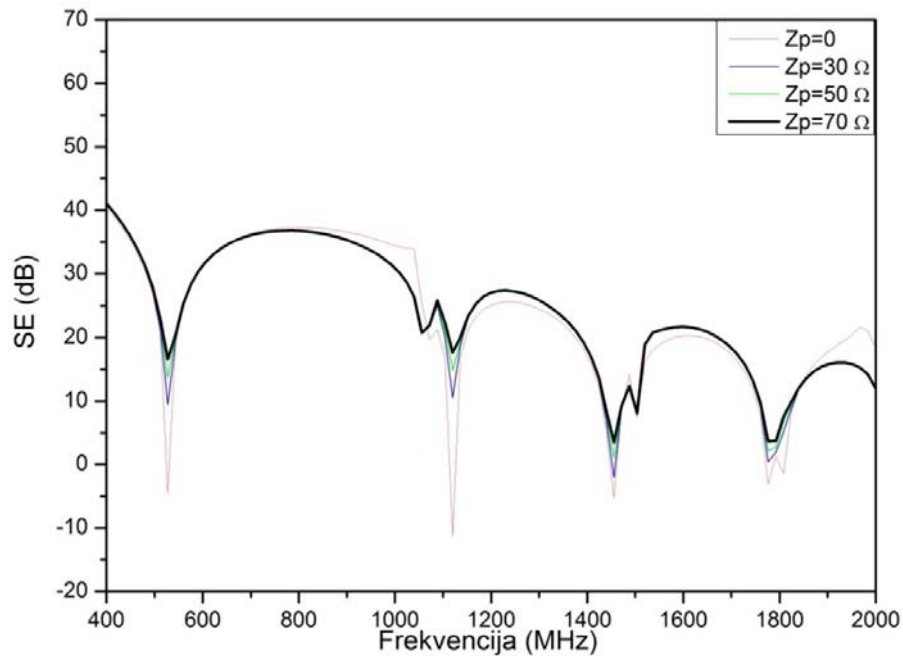
Uticaj poluprečnika antene na SE kućišta, koristeći ekvivalentni model, je prikazan na Slici 6.20 za jedan pravougaoni otvor (50x30) mm na prednjem zidu.



Slika 6.20 Rezultati ekvivalentnog modela za SE_z oklopa sa otvorom (50x30) mm na prednjem zidu – različiti poluprečnici antene

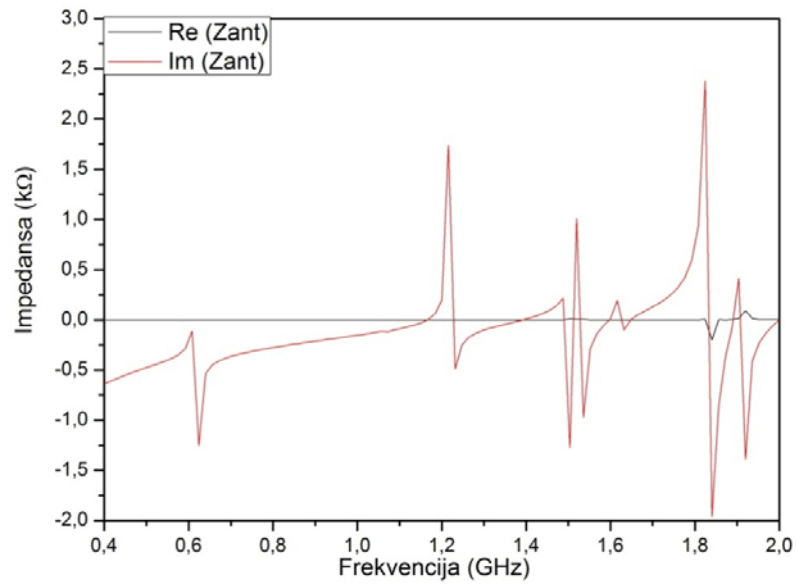
Kao što se može videti kada poluprečnik žice opada rezonantne frekvencije se približavaju slučaju kada antena nije prisutna u ekvivalentnom modelu. Oko ovih rezonantnih frekvencija nivo za SE je veoma mali tako da se tokom izvršavanja eksperimentalnih merenja SE kućišta pomeraj rezonantnih frekvencija usled prisustva antene mora uzeti u obzir. Npr. na prvoj rezonantnoj frekvenciji postoji razlika od oko približno 15 dB između rezultata za SE dobijenih korišćenjem ekvivalentnog modela sa antenom poluprečnika 0.08 mm i antenom sa 20 puta većim poluprečnikom (1.6 mm). Razlika između vrednosti prve rezonantne frekvencije za ova dva poluprečnika je oko 48 MHz.

Koaksijalni kabl se koristi radi povezivanja dipol antene na analizator spektra radi merenja nivoa EM polja. Uticaj impedanse koaksijalnog kabla Z_p , koja je dodata ulaznoj impedansi prijemne dipol antene poluprečnika 1.6 mm i 100 mm dužine, prikazan je na Sl. 6.21 za slučaj pravougaonog otvora (50x30) mm na prednjem zidu kućišta.



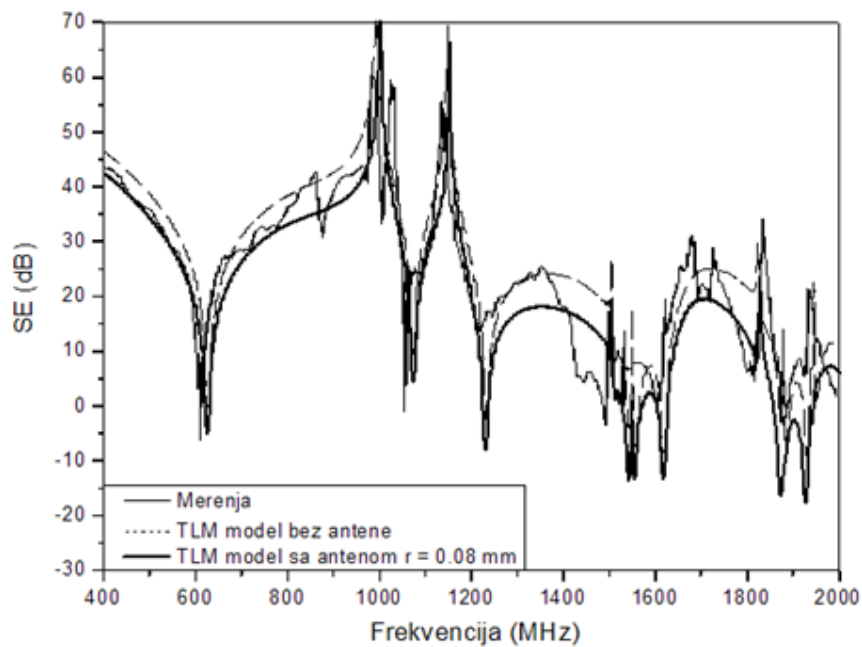
Slika 6.21 Rezultati ekvivalentnog modela za SE_z oklopa sa otvorom (50x30) mm na prednjem zidu – različite vrednosti impedanse koaksijalnog kabla

Radi proračuna njene ulazne impedanse koristi se WIPL-D softver, koja se sastoji od otpora zračenja (realni deo) i reaktanse (imaginarni deo) i prikazana je na Slici 6.22. Može se videti da na rezonantnim frekvencijama SE ima veću vrednost kada se koristi veća impedansa kabla i da se u ostatku frekvencijskog opsega SE krive delimično preklapaju.



Slika 6.22 Impedansa dipol antene poluprečnika 1.6 mm dobijena softverom WIPL-D

Numerički model koji uključuje kompaktni *TLM* žičani model dipol antene, je takođe iskorišćen radi proračuna *SE* razmatranog kućišta. Rezultati za *SE*, dobijeni korišćenjem *TLM* modela bez i sa antenom, za jedan otvor (50x30) mm na prednjem zidu, prikazani su na Sl. 6.23 kao i merni rezultati [11].



Slika 6.23 SE_z oklopa sa otvorom (50x30) mm na prednjem zidu - numerički *TLM* model i merenja [11]

Prijemna antena je predstavljena kao z -usmerena žica dužine 100 mm i poluprečnika 0.08 mm. Njena pozicija unutar oklopa je ista kao u prethodnim slučajevima. Može se videti da numerički TLM model bez i sa antenom daje rezultate koji prate krivu eksperimentalnih rezultata bolje nego rezultati dobijeni korišćenjem ekvivalentnog modela. Uticaj prisustva antene u kućištu na SE u poređenju sa slučajem kada antena nije prisutna u numeričkom modelu se takođe može razmotriti. Razlika između izmerenog nivoa za SE (SE_{mer}) i nivoa za SE koji je dobijen korišćenjem TLM modela bez (SE_1) i sa (SE_2) antenom u razmatranom frekvencijskom opsegu je dat u Tabeli 6.2.

Tabela 6.2 Poređenje između izmerenog nivoa (SE_{mer}) i nivoa za SE korišćenjem TLM modela bez antene (SE_1) i sa antenom (SE_2)

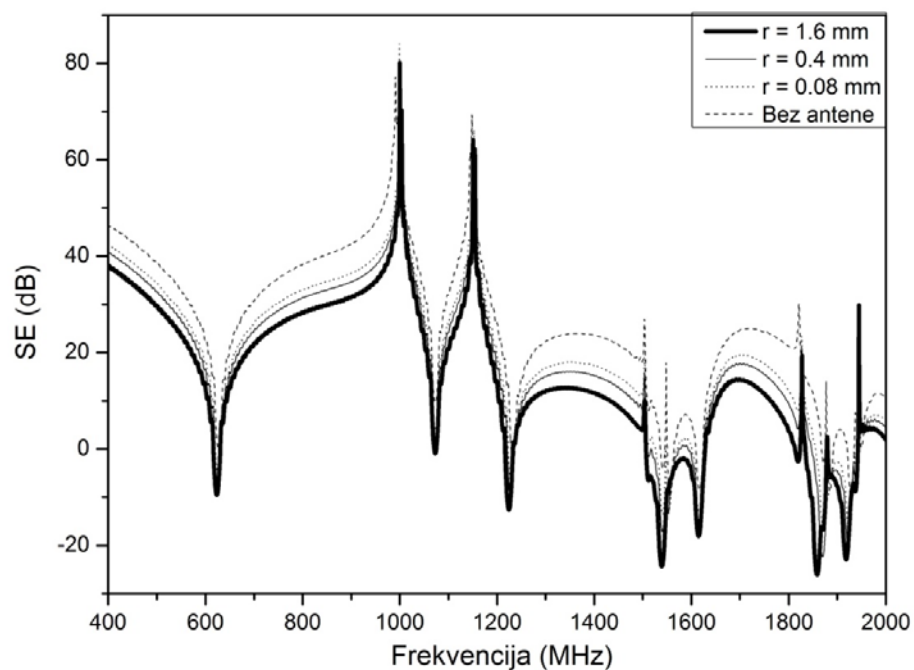
f (MHz)	SE_{mer} . (dB)	SE_1 (dB)	SE_2 (dB)	$ SE_{mer} - SE_1 $ (dB)	$ SE_{meas} - SE_2 $ (dB)
400	43.51	46.53	42.38	3.02	1.13
500	35.92	38.4	34.14	2.48	1.78
600	12.02	22.55	18.24	10.53	6.22
700	28.47	30.7	26.1	2.23	2.37
800	36.06	38.26	33.05	2.20	3.01
900	38.51	42.52	36.45	4.01	2.06
1000	45.79	56.13	67.1	10.34	21.31
1100	28.19	31.9	25.92	3.71	2.27
1200	19.33	26.21	19.3	6.88	0.03
1300	22.43	22.28	16.95	0.15	5.48
1400	18.21	23.58	17.35	5.37	0.86
1500	17.65	18.46	11.06	0.81	6.59
1600	1.76	5.84	0.6	4.08	1.16
1700	22	24.66	19.53	2.66	2.47
1800	6.84	21.33	12.23	14.49	5.39
1900	5.34	3.65	-2.66	1.69	8.00

2000	2.19	10.85	5.9	8.66	3.71
------	------	-------	-----	------	------

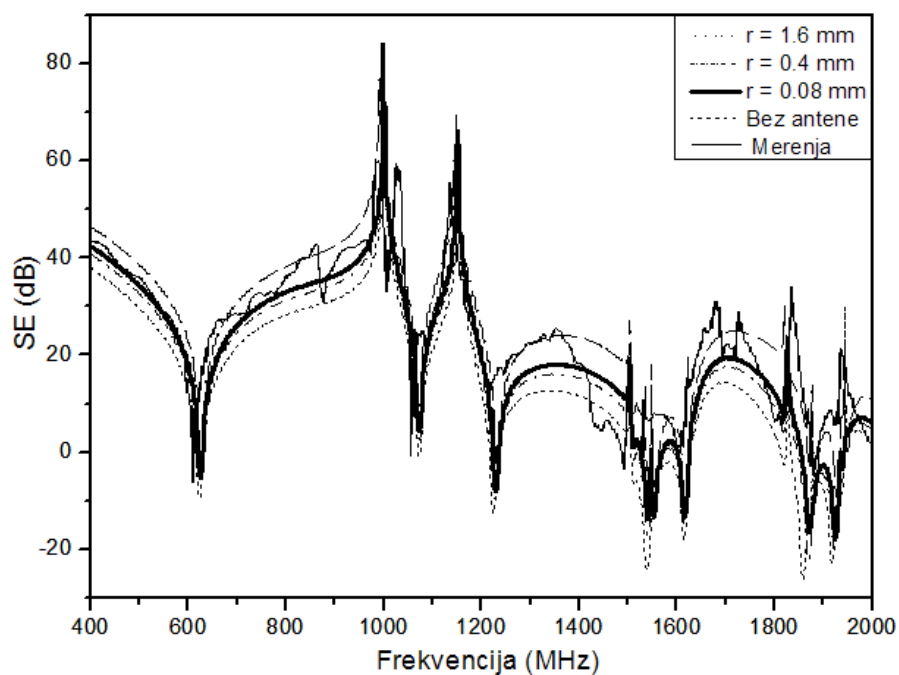
Zbog nekih neodređenosti u mernom procesu sprovedenom u [11] (kao što je poluprečnik prijemne dipol antene) i imajući u vidu da je kompaktni žičani model već numerički [31] i eksperimentalno verifikovan [46], pažnja je usmerena na prisustvo žice unutar oklopa. Slika 6.24 pokazuje da kriva za *SE* sa prijemnom antenom smeštenom unutar oklopa ima konstantno nižu vrednost u razmatranom frekvencijskom opsegu od krive za *SE* koja je dobijena za slučaj bez prijemne antene. Ovaj pad u nivou za *SE* je veći od onog koji je dobijen korišćenjem ekvivalentnog modela i može biti objašnjen prirodom numeričkog modela da proračunava dvosmerne interakcije između antene i *EM* polja, odnosno indukovana struja žice izaziva da se žica ponaša kao sekundarni emiter i ima povratni uticaj na *EM* polje unutar kućišta.

Pomeraj rezonantnih frekvencija ka nižim frekvencijama kada poluprečnik antene raste takođe se može razmatrati, ali je ovaj pomeraj značajno manji od onog koji je dobijen korišćenjem ekvivalentnog modela. Numerički model ima sposobnost da tačno proračunava zavisnost kapacitivnosti i induktivnosti žice po jedinici dužine poluprečnika [17, 31], dok ekvivalentni model sadrži samo jednostavnu prezentaciju impedanse dipol antene dobijenu numerički korišćenjem softvera WIPL-D, u ekvivalentnom kolu. Npr. na prvoj rezonantnoj frekvenciji postoji razlika od približno 4.6 dB između *SE* rezultata dobijenih numeričkim modelom sa antenom poluprečnika 0.08 mm i antenom 20 puta većeg poluprečnika (1.6 mm). Razlika između lokacija prve rezonantne frekvencije za ova dva poluprečnika je oko 1.8 MHz.

Radi proračuna *SE* za različite poluprečnike dipol antene razmatranog kućišta koristi se numerički model sa kompaktnim žičanim modelom koji opisuje dipol antenu. Prijemna dipol antena je predstavljena kao *z*-usmerena 100 mm duga žica, sa različitim poluprečnicima kao na Sl. 6.24 od 0.08 mm, 0.4 mm i 1.6 mm. *SE* rezultati, sa i bez antene, za jedan otvor (50x30) mm na prednjem zidu kućišta dimenzija (300x400x200), su prikazani na Slici 6.25 zajedno sa mernim rezultatima [11]. Može se videti da numerički rezultati za *SE* dobro prate krivu za *SE* dobijenu merenjima, ali da postoji razlika u nivou *SE* što zavisi od poluprečnika žice.



Slika 6.24 Rezultati numeričkog modela za SE_z oklopa sa otvorom (50x30) mm na prednjem zidu - različiti poluprečnici dipol antene



Slika 6.25 Rezultati za SE_z oklopa sa otvorom (50x30) mm na prednjem zidu za različite poluprečnike dipol antene - numerički TLM model i merenja [11]

Na Sl.6.25 se može videti da *SE* sa prijemnom antenom smeštenom u kućištu, bez obzira na vrednost poluprečnika žice, ima konstantno nižu vrednost u razmatranom frekvencijskom opsegu, od krive za *SE* dobijene za slučaj bez prijemne antene. Ovaj pad u nivou za *SE* može biti objašnjen prirodom numeričkog modela, kao što je već i naglašeno, da se žica ponaša kao sekundarni emiter usled indukovane struje i da ima povratni uticaj na *EM* polje unutar oklopa. Kada se povećava poluprečnik antene rezonantne frekvencije se pomeraju ka nižim frekvencijama.

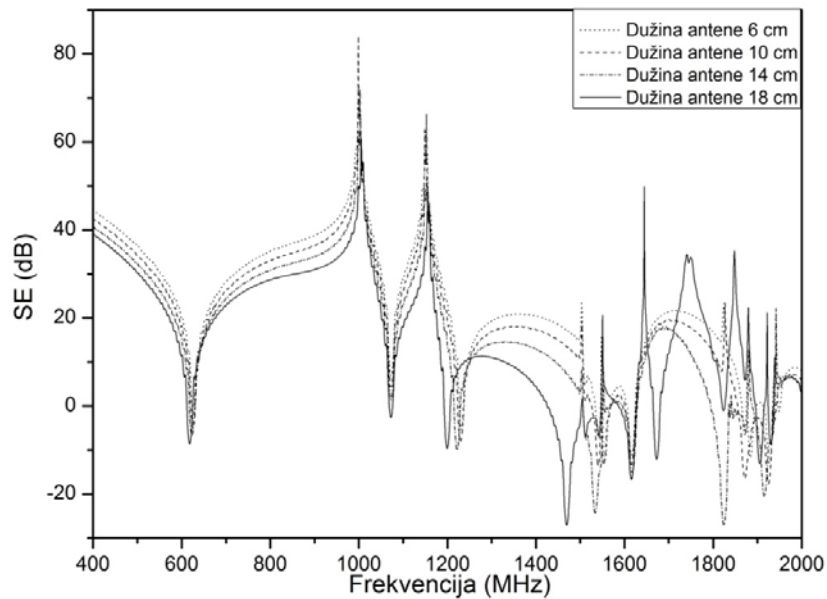
Nivo za *SE* na prvoj rezonantnoj frekvenciji dobijen numeričkim metodom bez i sa antenom sa različitim poluprečnicima dipol antene prikazani su u Tabeli 6.3.

Tabela 6.3 *SE* na I rezonantnoj frekvenciji za različite poluprečnike prijemne dipol antene

r (mm)	f (MHz)	<i>SE</i> (dB)
1.6	623	-9.5
0.4	624.5	-6.6
0.08	625.1	-4.9
bez antene	626.6	-0.4

Numerički model sa kompaktnim žičanim modelom koji opisuje dipol antenu je takođe iskorišćen radi proračuna *SE* za različite dužine antene smeštene unutar kućišta. Prijemna dipol antena je predstavljena kao *z*-usmerena žica dužine 6 cm, 10 cm, 14 cm i 18 cm poluprečnika 0.08 mm. *SE* rezultati, dobijeni za različite dužine prijemne dipol antene smeštene unutar kućišta sa otvorom (50x30) mm na prednjem zidu, prikazani su na Sl. 6.26.

Može se videti na Sl. 6.26 da kada dužina antene raste, nivo za *SE* dobijen *TLM* numeričkim modelom opada u razmatranom frekvencijskom opsegu. Rezonantne frekvencije se pomeraju ka nižim frekvencijama kada dužina antene raste. Rezultati za *SE* pokazuju da *SE* krive ostaju iste sa konstantno nižom vrednošću za *SE* od 0 do 1 GHz. U preostalom frekvencijskom opsegu kriva za *SE* za dužinu antene 18 cm, koja je veća od polovine talasne dužine, ima veći pad u nivou za *SE*, pomeraju rezonantnih frekvencija i dodatne pikove.



Slika 6.26 Rezultati numeričkog modela za SE_z oklopa sa otvorom (50x30) mm na prednjem zidu – različite dužine dipol antene

Nivo za SE na prvoj rezonantnoj frekvenciji dobijen numeričkim metodom bez i sa antenom poluprečnika 0.08 mm sa različitim dužinama prijemne dipol antene prikazani su u Tabeli 6.4.

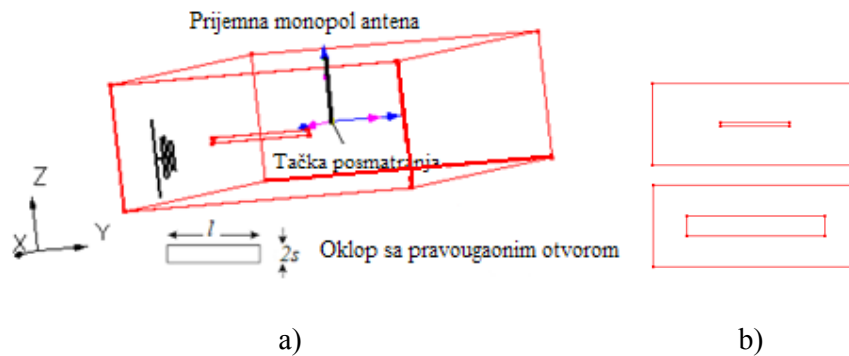
Tabela 6.4 SE na I rezonantnoj frekvenciji za različite dužine prijemne dipol antene

Dužina (cm)	f (MHz)	SE (dB)
6	626.3	-3
10	625.1	-4.9
14	622.7	-6.9
18	617.8	-8.6

6.5 Poređenje numeričkih rezultata i rezultata dobijenih pristupom ekvivalentnog kola sa i bez monopol antene sa merenim rezultatima

Za pravougaono kućište dimenzija (300x300x120) mm (Sl. 6.27a) u kojoj je smeštena monopol prijemna antena izvršen je numerički proračun SE kućišta i upoređivanje sa dostupnim mernim rezultatima [10]. Jedan otvor dimenzija $l \times 2s = (100 \times 5)$ mm ili otvor

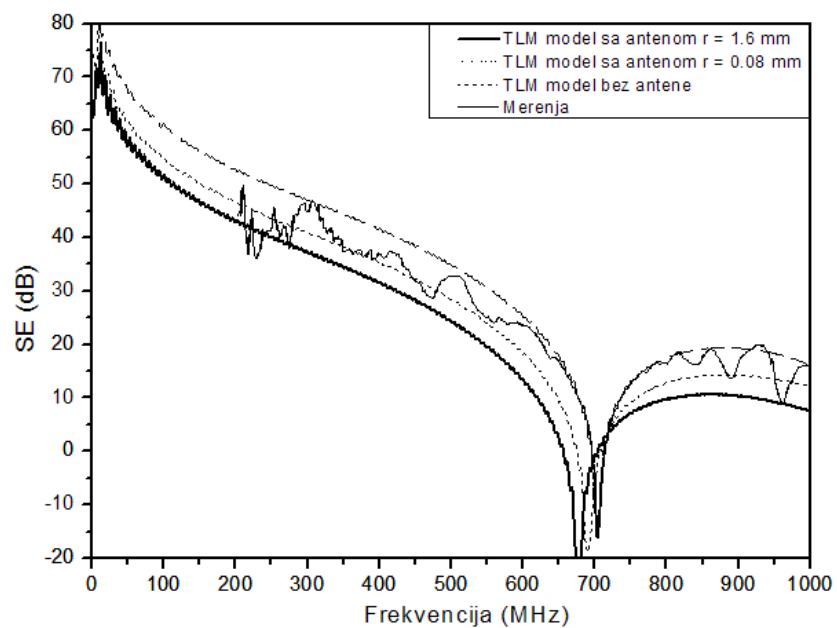
dimenzija $l \times 2s = (200 \times 30)$ mm je postavljen simetrično u odnosu na centar prednjeg zida debljine 3 mm u zy -ravni kućišta (Sl. 6.27b). Kao pobuda se koristi ravanski talas normalne incidencije vertikalne električne polarizacije u odnosu na prednji zid. Izbor geometrije i dimenzija kućišta i otvora, tipa pobude i lokacije prijemne monopol antene (centar kućišta) je izabran kao u eksperimentalnom podešavanju predstavljenom u [10]. Kao i u slučaju prijemne dipol antene, u [10] nije specificiran poluprečnik i dužina prijemne monopol antene koja se koristila u merenjima.



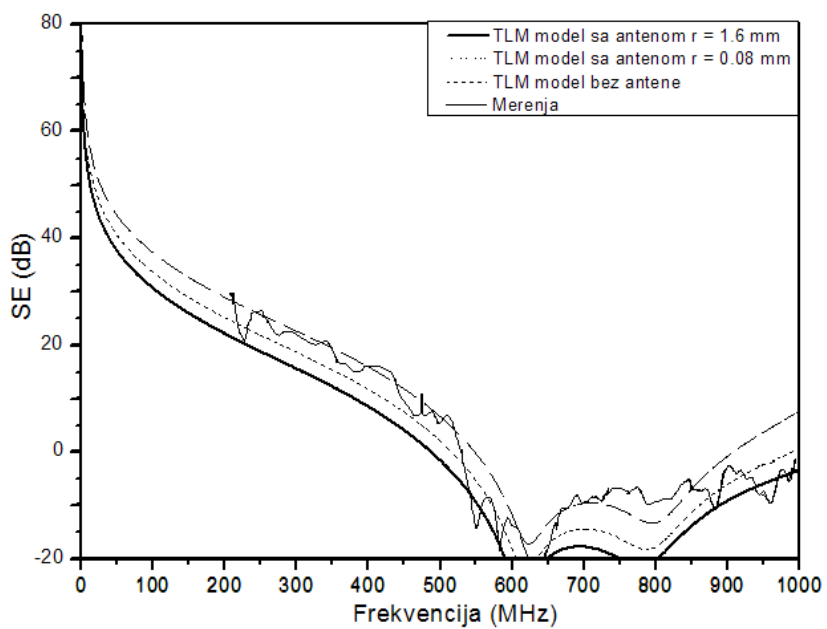
Slika 6.27 a) Pravougaono metalno kućište sa prijemnom monopol antenom, b) prednji zid sa jednim pravougaonim otvorom dimenzija (100x5) mm ili (200x30) mm

Radi proračuna SE za različite poluprečnike monopol antene razmatranog kućišta koristi se numerički model sa kompaktnim žičanim modelom koji opisuje monopol antenu. Monopol antena dužine 60 mm, postavljena duž z -ose, se koristi radi merenja nivoa EM polja unutar oklopa, poluprečnika 0.08 mm i 1.6 mm. SE rezultati, dobijeni TLM numeričkim modelom bez i sa antenom, za jedan otvor (100x5) mm ili za jedan otvor (200x30) mm na prednjem zidu, prikazani su na Sl. 6.28 i Sl. 6.29, respektivno zajedno sa mernim rezultatima iz [10]. Kao što se i očekuje, nivo za SE je veći u slučaju otvora dimenzija (100x5) mm zato što je njegova površina manja od površine otvora dimenzija (200x30) mm.

Kriva za SE za kućište sa monopol antenom ima konstantno nižu vrednost u razmatranom frekvencijskom opsegu od krive za SE za kućište bez prijemne antene. Može se videti da numerički TLM model bez i sa antenom daje rezultate koji prate krivu eksperimentalnih rezultata.



Slika 6.28 Numerički model i merenja SE_z metalnog kućišta (300x300x120) mm sa pravougaonim otvorom (100x5) mm na prednjem zidu sa i bez monopol antene



Slika 6.29 Numerički model i merenja SE_z metalnog kućišta (300x300x120) mm sa pravougaonim otvorom (200x30) mm na prednjem zidu sa i bez monopol antene

Nivo za SE i vrednost prve rezonantne frekvencije dobijeni numeričkim modelom bez i sa antenom za različite vrednosti poluprečnika prijemne monopol antene prikazani su u Tabeli 6.5.

Tabela 6.5 SE na prvoj rezonantnoj frekvenciji za različite poluprečnike prijemne monopol antene

r (mm)	f (MHz)	SE (dB)
1.6	677	-22.5
0.08	690.3	-18.8
bez antene	703.5	-13

ZA OTVOR (100 X5) MM NA PREDNJEM ZIDU

r (mm)	f (MHz)	SE (dB)
1.6	612.4	-26.5
0.08	618.4	-22.5
bez antene	623.7	-17.4

ZA OTVOR (200 X30) MM NA PREDNJEM ZIDU

Uticaj prisustva antene na SE u poređenju sa slučajem kada je antena isključena iz numeričkog modela takođe se može sagledati. Razlika između izmerenog nivoa za SE (SE_{mer}) i nivoa za SE dobijenog pomoću TLM modela bez (SE_1) i sa antenom (SE_2) poluprečnika 0.08 mm u posmatranom frekvencijskom opsegu za oba oblika otvora data je u Tabeli 6.6.

Kao što se može videti prisustvo antene ima značajan uticaj na EM polje unutar oklopa. Rezultati za SE dobijeni korišćenjem antene poluprečnika 1.6 mm imaju manju vrednost od rezultata dobijenih za antenu poluprečnika 0.08 mm. Prosečna vrednost razlike između izmerenih i numeričkih rezultata koji su prikazani u Tabeli 6.6 je oko 3.2 dB u razmatranom frekvencijskom opsegu.

Tabela 6.6 Poređenje između izmerenog nivoa (SE_{mer}) i nivoa za SE korišćenjem TLM modela bez antene (SE_1) i sa antenom (SE_2) poluprečnika 0.08 mm

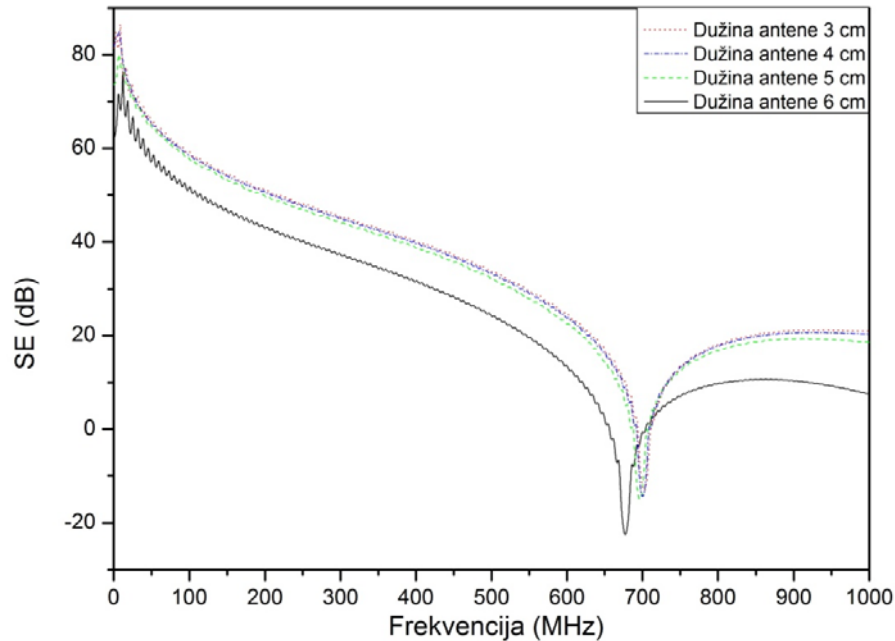
f (MHz)	SE_{mer} (dB)	SE_1 (dB)	SE_2 (dB)	$ SE_{\text{mer}} - SE_1 $ (dB)	$ SE_{\text{mer}} - SE_2 $ (dB)
200	44.11	51	46.7	6.89	2.59
300	45	45.4	40.9	0.40	4.10
400	36.8	40.4	35.3	3.60	1.50
500	32.65	33.9	28.4	1.25	4.25
600	23.48	24.5	18.1	1.02	5.38
700	-3	-10.9	-3.8	7.90	0.80
800	16.4	18	12.8	1.60	3.60
900	16.6	21.2	14.2	4.60	2.40
1000	16.1	21	12.2	4.90	3.90

ZA OTVOR (100 X5) MM NA PREDNJEM ZIDU

f (MHz)	SE_{mer} (dB)	SE_1 (dB)	SE_2 (dB)	$ SE_{\text{mer}} - SE_1 $ (dB)	$ SE_{\text{mer}} - SE_2 $ (dB)
200	29.8	28.8	25	1.00	4.80
300	21.9	22.4	18.5	0.50	3.40
400	16.3	15.7	11.6	0.60	4.70
500	5.5	6.5	1.8	1.00	3.70
600	-13.8	-11.9	-18.2	1.90	4.40
700	-9.8	-9.7	-14.5	0.10	4.70
800	-9.3	-13.4	-17.9	4.10	8.60
900	-2.4	-0.9	-6.2	1.50	3.80
1000	-0.8	7.5	0.5	8.30	1.30

ZA OTVOR (200 X30) MM NA PREDNJEM ZIDU

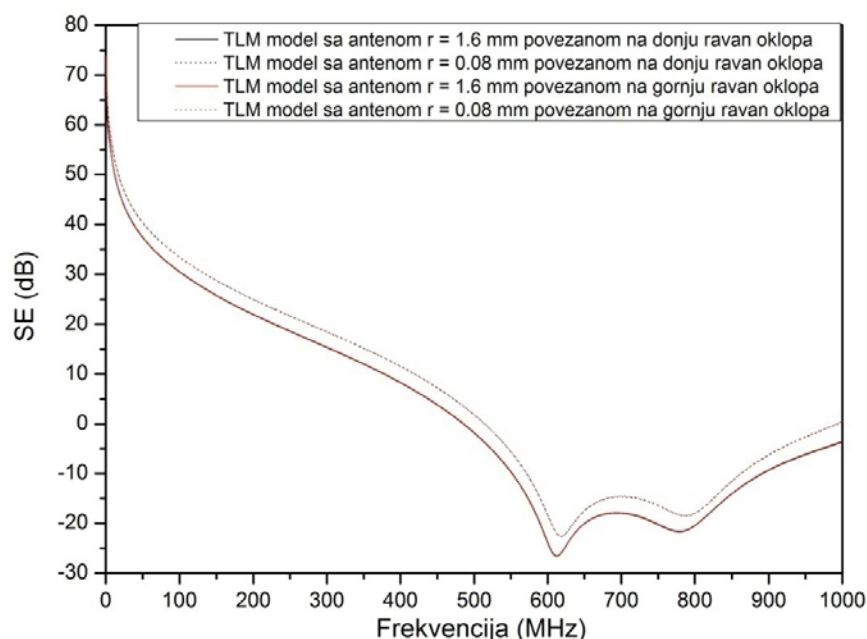
Numerički model sa kompaktnim žičanim modelom koji opisuje monopol antenu je takođe iskorišćen radi proračuna SE za različite dužine antene smeštene unutar kućišta. Prijemna monopol antena je predstavljena kao z -usmerena žica dužine 3 cm, 4 cm, 5 cm i 6 cm i poluprečnika 0.08 mm. SE rezultati, dobijeni za različite dužine prijemne monopol antene i za jedan otvor dimenzija (100x5) mm na prednjem zidu, prikazani su na Sl. 6.30.



Slika 6.30 SE_z metalnog kućišta (300x300x120) mm sa otvorom (100x5) mm na prednjem zidu - numerički TLM model za različite dužine monopol antene

Rezultati za SE kućišta sa različitim dužinama monopol antene (Sl. 6.30) dobijeni su za slučaj kada je ona povezana na gornju ravan kućišta. Ako je monopol antena povezana na donju ravan, rezultati će biti isti kao što je prikazano na Sl. 6.31 za poluprečnike 0.08 mm i 1.6 mm sa pravougaanim otvorom (100x5) mm na prednjem zidu. Iste vrednosti za SE se dobijaju i za slučaj otvora dimenzija $l \times 2s = (200 \times 30)$ mm na prednjem zidu koji je razmatran u [10] bilo da je monopol antena povezana na gornju ili donju ravan kućišta.

Može se videti da kada dužina antene raste, nivo za SE dobijen TLM modelom opada u razmatranom frekvencijskom opsegu. Rezonantne frekvencije se pomeraju ka nižim frekvencijama kada dužina antene raste. Smanjenje nivoa za SE je veće za dužinu antene 6 cm od onih koji se dobijaju za druge dužine antene, kao i smanjenje vrednosti prve rezonantne frekvencije kao u Tabeli 6.7.

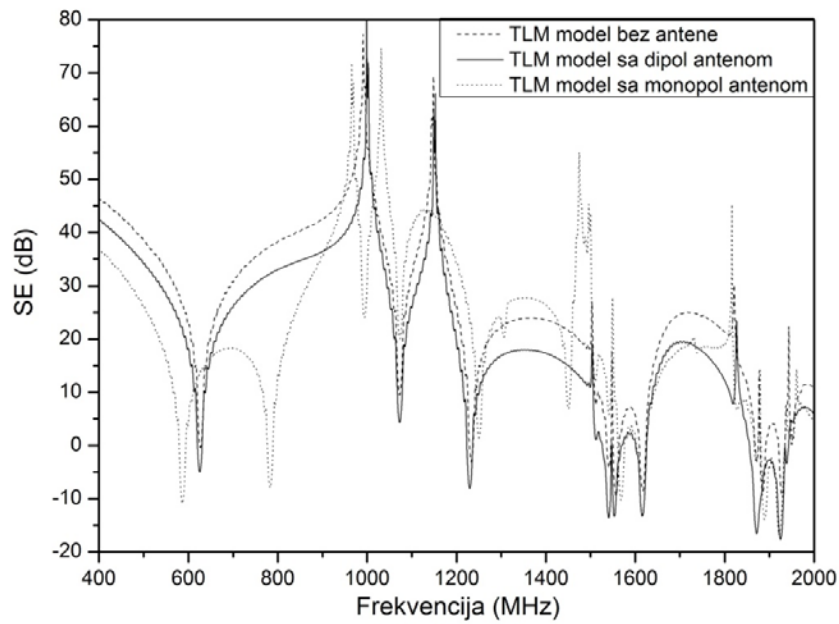


Slika 6.31 SE_z metalnog kućišta (300x300x120) mm sa otvorom (100x5) mm na prednjem zidu - numerički *TLM* model za monopol antenu povezanu na gornju ili donju ravan kućišta

Tabela 6.7. SE na prvoj rezonantnoj frekvenciji za različite dužine prijemne monopol antene

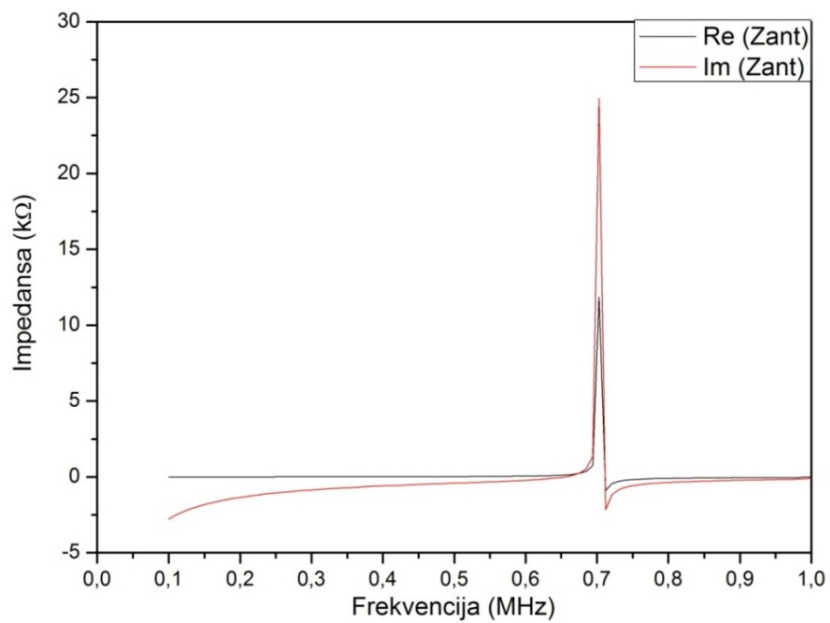
Dužina (cm)	f (MHz)	SE (dB)
3	702.2	-13.2
4	700.2	-14.4
5	696.5	-15.1
6	677.1	-22.5

Konačno, numerički rezultati za SE kućišta, dimenzija (300x400x200) i otvorom (50x30) mm na prednjem zidu i monopol i dipol antenom poluprečnika 0.08 mm, dužine 10 cm, su upoređeni u smislu sposobnosti numeričkog modela da tačno proračunava SE . Dobijeni rezultati za SE za obe vrste antena (Sl. 6.32) pokazuju da od 0 GHz do 1 GHz kriva za SE dobijena *TLM* modelom za slučaj dipol antene uključujući vrednosti rezonantnih frekvencija, prate krivu za SE dobijenu *TLM* modelom bez antene bolje od krive za *TLM* model sa monopol antenom. U frekvencijskom opsegu od 1 GHz do 2 GHz krive se delimično preklapaju, uključujući vrednosti rezonantnih frekvencija.



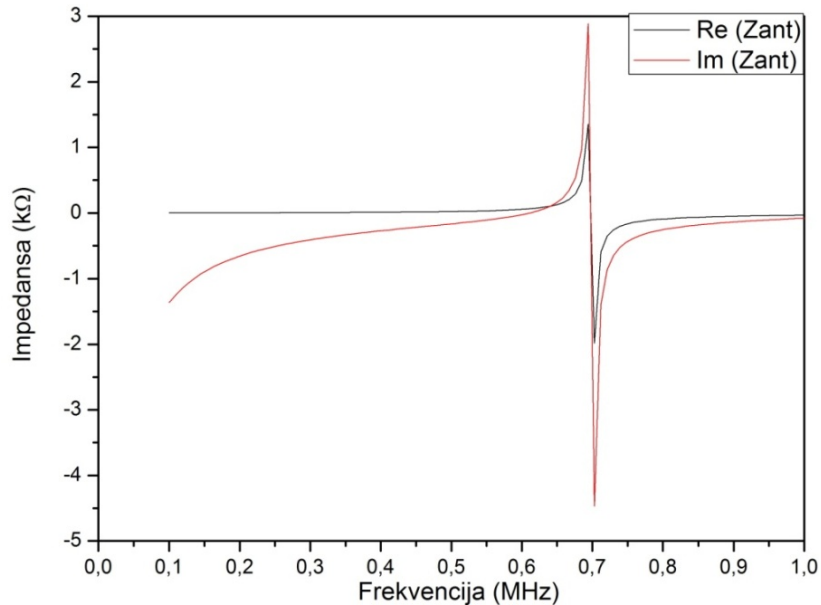
Slika 6.32 SE_z metalnog kućišta (300x400x200) mm sa pravougaonim otvorom (50x30) mm na prednjem zidu - numerički *TLM* model sa dipol antenom, monopol antenom i bez antene

Analiziran je i uticaj prijemne monopol antene na *EM* polje unutar oklopa koristeći predloženi modifikovani model ekvivalentnog kola.



Slika 6.33 Impedansa monopol antene poluprečnika 0.08 mm dobijena softverom WIPL-D

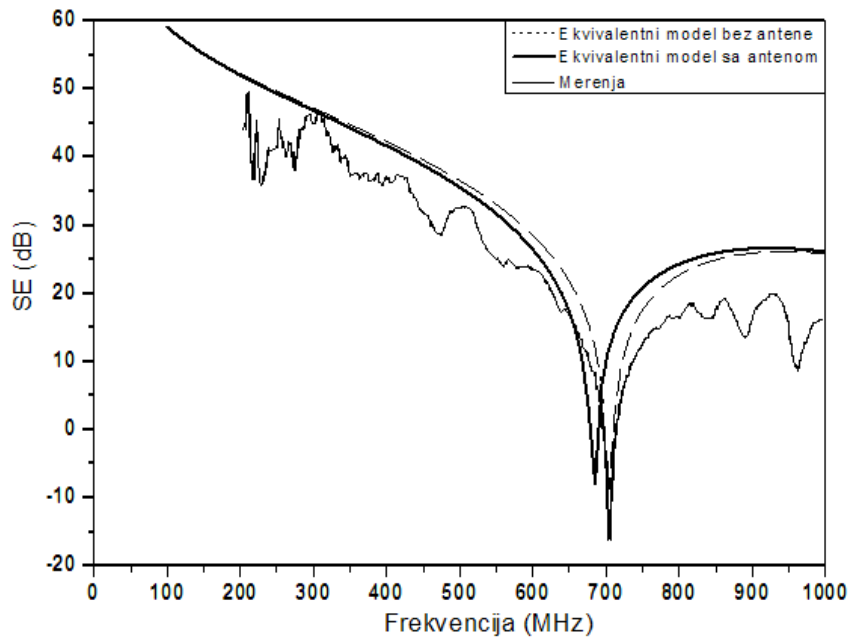
Radi proračuna njene ulazne impedanse, koja se sastoji od otpora zračenja (realni deo) i reaktanse (imaginarni deo), za slučaj 60 mm duge žice orijentisane duž z -ose (radi detekcije vertikalno polarisanog E polja), poluprečnika 0.08 mm i 1.6 mm, i smeštene unutar pravougaonog oklopa dimenzija (300x300x120) mm, koja je prikazana na Slici 6.33 i Slici 6.34, respektivno, koristi se WIPL-D softver [45].



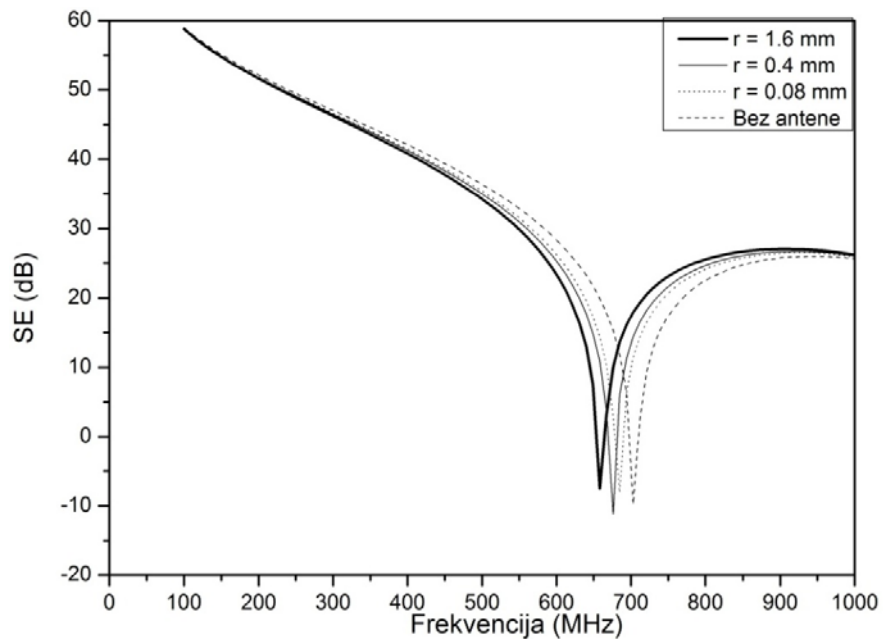
Slika 6.34 Impedansa monopol antene poluprečnika 1.6 mm dobijena softverom WIPL-D

Rezultati ekvivalentnog modela za SE , dobijeni za pravougaoni otvor (100x5) mm na prednjem zidu i za slučajeve kada je monopol antena isključena i kada je uključena u ekvivalentni model, upoređeni su sa mernim rezultatima datim u [10] i prikazani su na Slici 6.35. Može se videti da za oba razmatrana slučaja (bez i sa antenom) rezultati ekvivalentnog modela veoma dobro prate krivu eksperimentalnih rezultata. Postoji veoma mala razlika između nivoa za SE za ova dva slučaja što može biti objašnjeno time da je razmatrana antena veoma tanka. Takođe, rezonantne frekvencije su pomerene ka nižim frekvencijama kada je antena uključena u ekvivalentni model. Slični zaključci mogu se izvesti i za oblik otvora dimenzija (200x30) mm na prednjem zidu, razmatranog u [10], kao što je prikazano na Slici 6.37. U razmatranom frekvencijskom opsegu rezultati za SE su, u slučaju prisustva antene, u jednom delu frekvencijskog opsega bliži mernim rezultatima, a u jednom delu frekvencijskog opsega su bliži rezultatima kada u ekvivalentnom modelu nije uključeno prisustvo prijemne antene. Treba istaći da u [10] nije specificiran poluprečnik i položaj prijemne monopol antene unutar kućišta koja se koristila u merenjima.

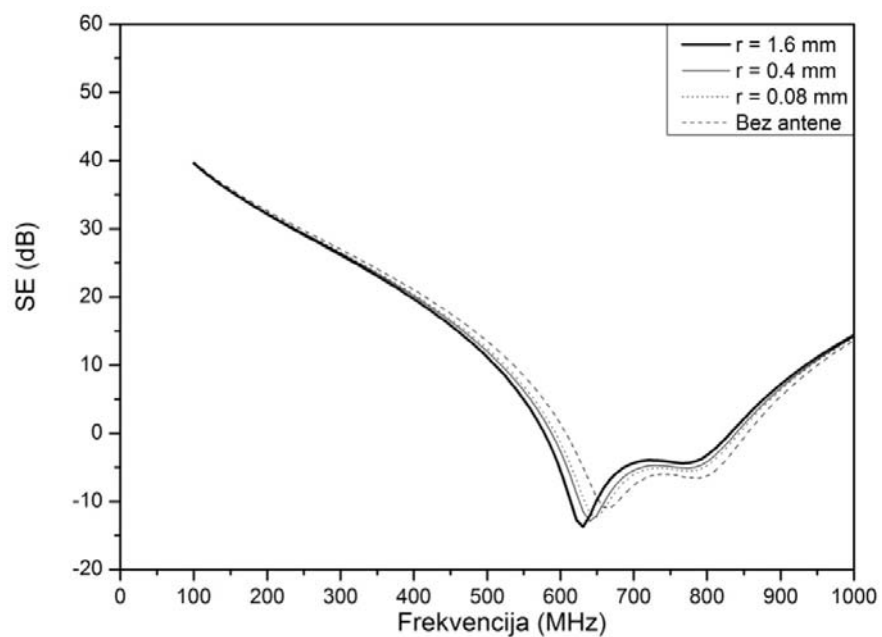
Radi proračuna uticaja različitog poluprečnika žice na ulaznu impedansu izvršeno je više numeričkih proračuna, kao što je prikazano na Slici 6.36a i 6.36b za različite oblike otvora na prednjem zidu. Može se videti da se sa povećanjem poluprečnika žice rezonantne frekvencije pomeraju ka nižim frekvencijama.



Slika 6.35 SE_z oklopa sa otvorom (100x5) mm na prednjem zidu – ekvivalentni model i merenja [10]

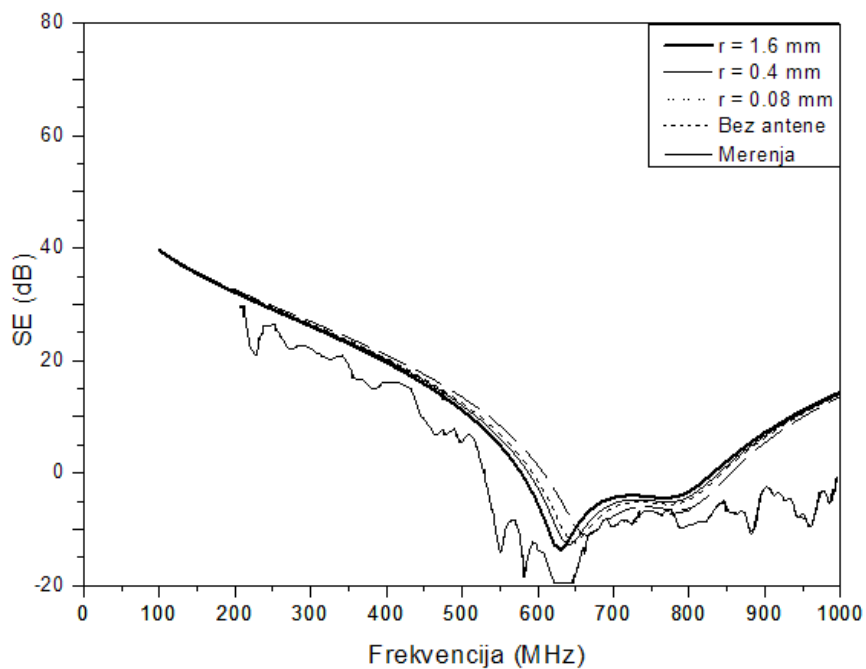


a)



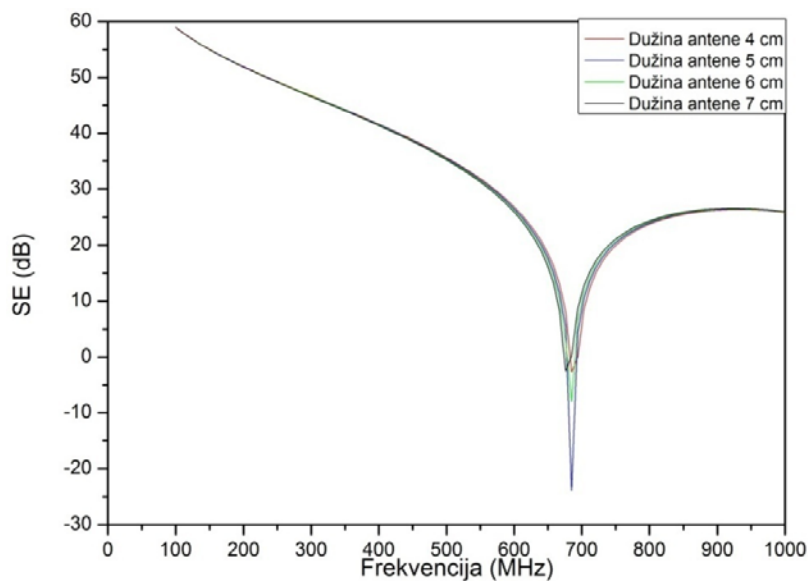
b)

Slika 6.36 Rezultati za SE_z oklopa na prednjem zidu za različite poluprečnike monopol antene - ekvivalentni model [10] sa otvorom: a) (100x5) mm i b) (200x30) mm

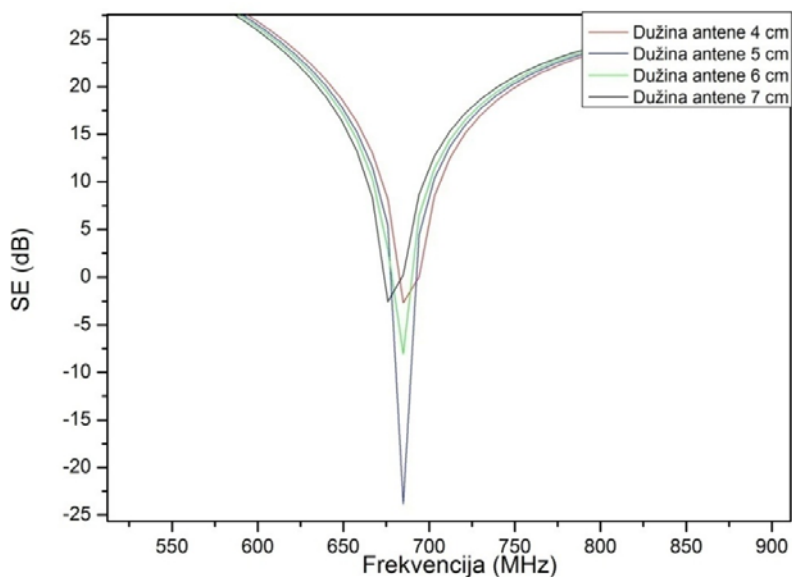


Slika 6.37 Rezultati za SE_z oklopa sa otvorom (200x30) mm na prednjem zidu za različite poluprečnike monopol antene - ekvivalentni model i merenja [10]

Radi proračuna uticaja različite dužine žice na ulaznu impedansu dobijeni su numerički rezultati, kao što je prikazano na Slici 6.38 i Slici 6.39. Može se videti da se sa povećanjem dužine žice rezonantne frekvencije malo razlikuju, ali postoji razlika u nivou za SE , naročito oko rezonantne frekvencije.

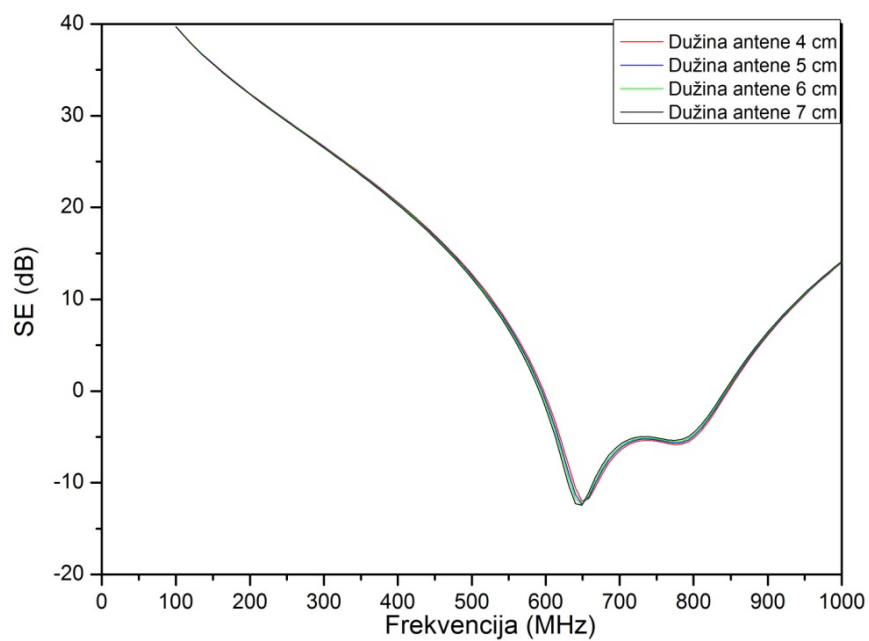


a)

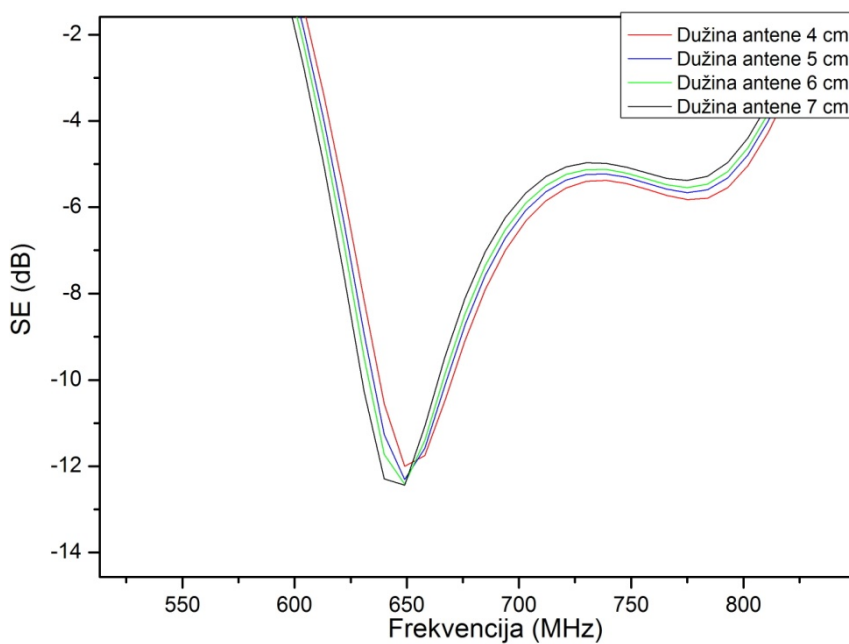


b)

Slika 6.38 a) SE_z metalnog kućišta (300x300x120) mm sa otvorom (100x5) mm na prednjem zidu - ekvivalentni model za različite dužine monopol antene, b) prikaz I rez.f-je



a)



b)

Slika 6.39 a) SE_z metalnog kućišta (300x300x120) mm sa otvorom (200x30) mm na prednjem zidu - ekvivalentni model za različite dužine monopol antene, b) prikaz I rez.f-je

Uticaj prisustva antene na SE u poređenju sa slučajem kada je antena isključena iz ekvivalentnog modela takođe se može sagledati. Razlika između izmerenog nivoa za SE (SE_{mer}) i nivoa za SE dobijenog pomoću ekvivalentnog modela bez (SE_1) i sa antenom (SE_2) poluprečnika 0.08 mm, dužine 60 mm u posmatranom frekvencijskom opsegu za oba oblika otvora data je u Tabeli 6.8. Kao što se može videti prisustvo antene ima značajan uticaj na EM polje unutar oklopa. Prosečna vrednost razlike između izmerenih i rezultata dobijenih ekvivalentnim modelom koji su prikazani u Tabeli 6.8 je oko 6.3 dB za otvor (100x5) mm i 7 dB za otvor (200x30) mm u razmatranom frekvencijskom opsegu.

Tabela 6.8 Poređenje između izmerenog nivoa (SE_{mer}) i nivoa za SE korišćenjem ekvivalentnog modela bez antene (SE_1) i sa antenom (SE_2) poluprečnika 0.08 mm

f (MHz)	SE_{mer} . (dB)	SE_1 (dB)	SE_2 (dB)	$ SE_{mer} - SE_1 $ (dB)	$ SE_{mer} - SE_2 $ (dB)
200	44.11	51.99	46.7	6.89	2.59
300	45	45.4	40.9	0.40	4.10
400	36.8	40.4	35.3	3.60	1.50
500	32.65	33.9	28.4	1.25	4.25
600	23.48	24.5	18.1	1.02	5.38
700	-3	-10.9	-3.8	7.90	0.80
800	16.4	18	12.8	1.60	3.60
900	16.6	21.2	14.2	4.60	2.40
1000	16.1	21	12.2	4.90	3.90

ZA OTVOR (100 x5) MM NA PREDNJEM ZIDU

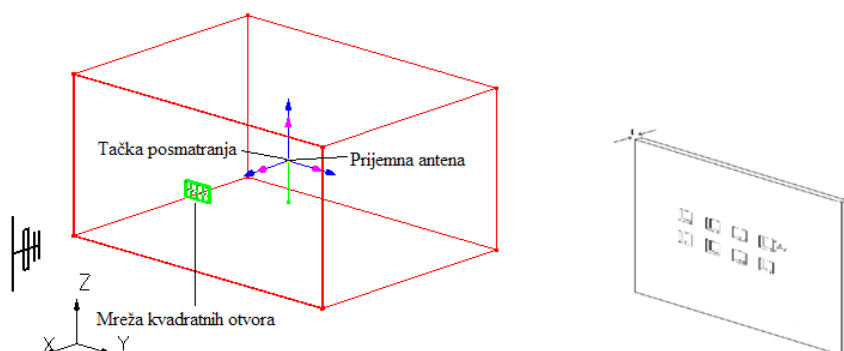
f (MHz)	SE_{mer} . (dB)	SE_1 (dB)	SE_2 (dB)	$ SE_{mer} - SE_1 $ (dB)	$ SE_{mer} - SE_2 $ (dB)
200	29.8	28.8	25	1.00	4.80
300	21.9	22.4	18.5	0.50	3.40
400	16.3	15.7	11.6	0.60	4.70
500	5.5	6.5	1.8	1.00	3.70
600	-13.8	-11.9	-18.2	1.90	4.40

700	-9.8	-9.7	-14.5	0.10	4.70
800	-9.3	-13.4	-17.9	4.10	8.60
900	-2.4	-0.9	-6.2	1.50	3.80
1000	-0.8	7.5	0.5	8.30	1.30

ZA OTVOR (200 X30) MM NA PREDNJEM ZIDU

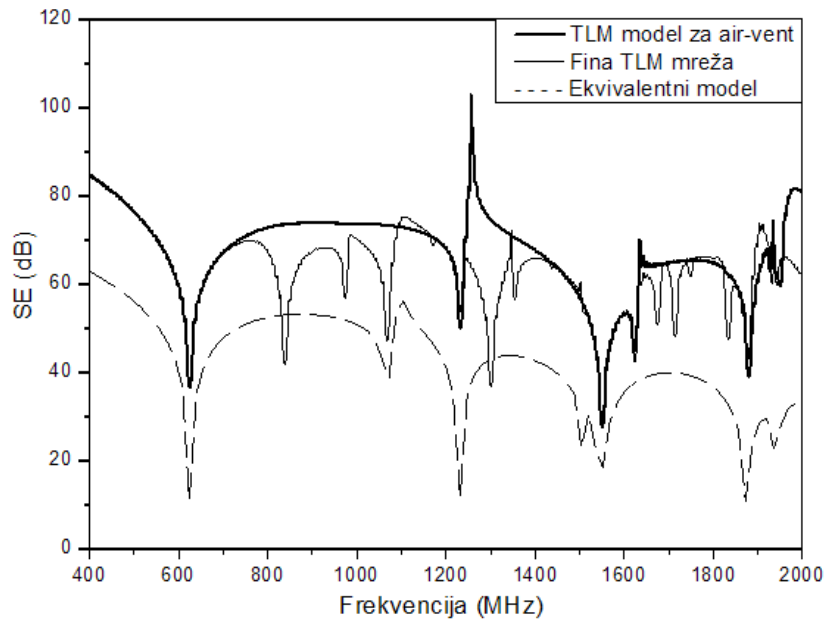
6.6 Analiza uticaja prisustva prijemne antene na *SE* – model ventilacionih otvora

Postoje mnogobrojne tehnike radi proračuna *SE* oklopa sa ventilacionim otvorima kao što je prikazano u [100]. Ekvivalentni i numerički model su upoređeni u smislu njihove sposobnosti da se vrednost za *SE* dobije proračunom različitog broja tzv. ventilacionih otvora međusobno različitog razmaka na zidu kućišta. Numerički model je dodatno poboljšán sa kompaktnim ventilacionim modelom predstavljenim u poglavlju 3.3.1. Rezultati za *SE* dobijeni korišćenjem oba modela sa mrežom kvadratnih otvora (4x2) dužine 7.9 mm na prednjem zidu kućišta dimenzija (300x400x200), dobijeni su u tački (145, 200, 100) mm, prikazani na Slici 6.40 i različitim razmakom između otvora izraženim talasnom dužinom koja odgovara maksimalnoj frekvenciji od interesa, prikazani su na Sl. 6.41-6.43. Najpre je razmatran slučaj kada dipol antena nije uključena u oba razmatrana modela. Rezultati za *SE* dobijeni konvencionalnim *TLM* pristupom, kod koga se koristi fina mreža radi opisivanja poprečnog preseka otvora i njihovog međusobnog rastojanja umesto kompaktnog ventilacionog modela, prikazani su na istoj slici.



Slika 6.40 Mreža kvadratnih otvora (4x2) dužine 7.9 mm na prednjem zidu oklopa

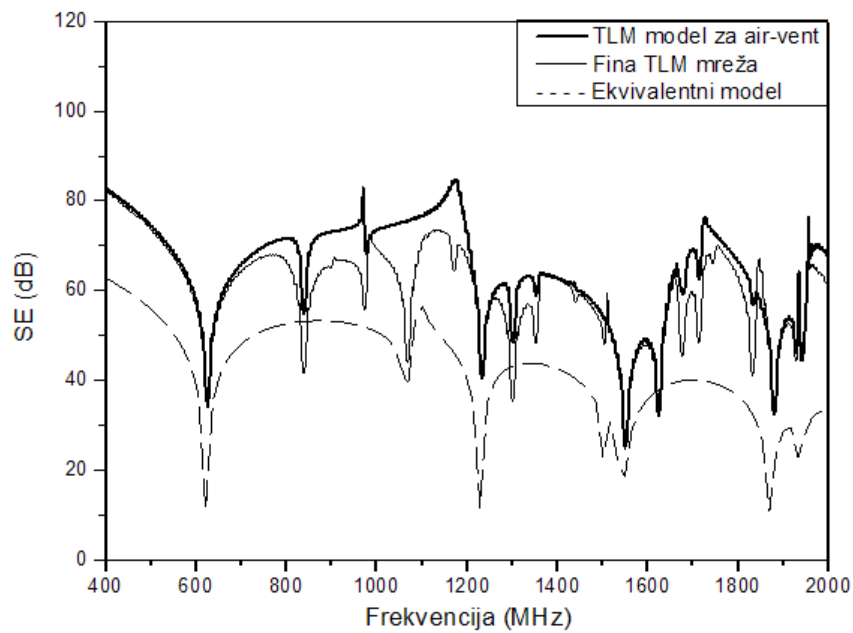
Na Sl. 6.41 prikazana je SE_z metalnog kućišta sa mrežom otvora (4x2) dužine 7.9 mm i $\lambda/2$ razmakom između otvora, na Sl. 6.42 SE_z metalnog kućišta sa mrežom otvora (4x2) dužine 7.9 mm i $\lambda/4$ razmakom između otvora i na Sl. 6.43 SE_z metalnog kućišta sa mrežom otvora (4x2) dužine 7.9 mm i $\lambda/16$ razmakom između otvora.



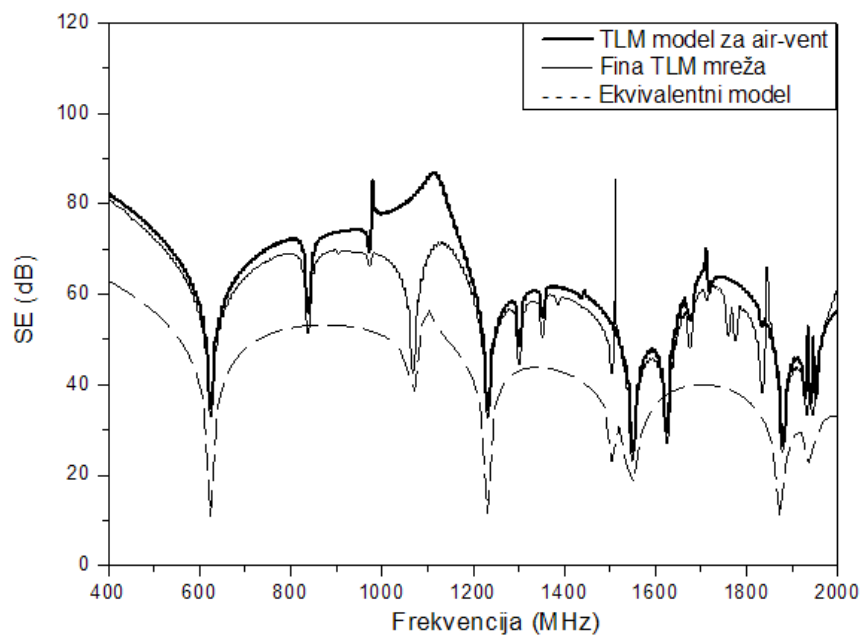
Slika 6.41 SE_z metalnog kućišta sa mrežom otvora (4x2) dužine 7.9 mm i $\lambda/2$ razmakom između otvora

Može se videti da osim slučaja kada je razmak između otvora jednak polovini talasne dužine, rezultati dobijeni korišćenjem fine *TLM* mreže su u dobrom slaganju sa rezultatima koji su dobijeni korišćenjem numeričkog modela koji je poboljššan sa kompaktnim ventilacionim modelom. Slučaj prikazan na Sl. 6.41 je granični slučaj primenljivosti ventilacionog modela. Takođe, model ekvivalentnog kola daje rezultate za SE koji se razlikuju od rezultata dobijenih korišćenjem numeričkog modela za oko 20 dB zbog njegove nemogućnosti da u obzir uzme međusobno rastojanje između otvora. Rezultati za SE kućišta sa mrežom kvadratnih otvora (4x2) dužine 7.9 mm i razmakom između otvora 2.1 mm dobijeni modelom ekvivalentnog kola i numeričkim modelom koji uzimaju u obzir prisustvo antene poluprečnika 1.6 mm su prikazani na Sl. 6.44. Mogu se razmatrati isti efekti prisustva antene na krive za SE . Kao što se može videti, prisustvo antene ima značajan uticaj na EM polje unutar oklopa. Rezultati dobijeni korišćenjem ekvivalentnog modela imaju nižu vrednost od onih dobijenih numeričkim modelom. Razlika između SE kućišta, dobijene

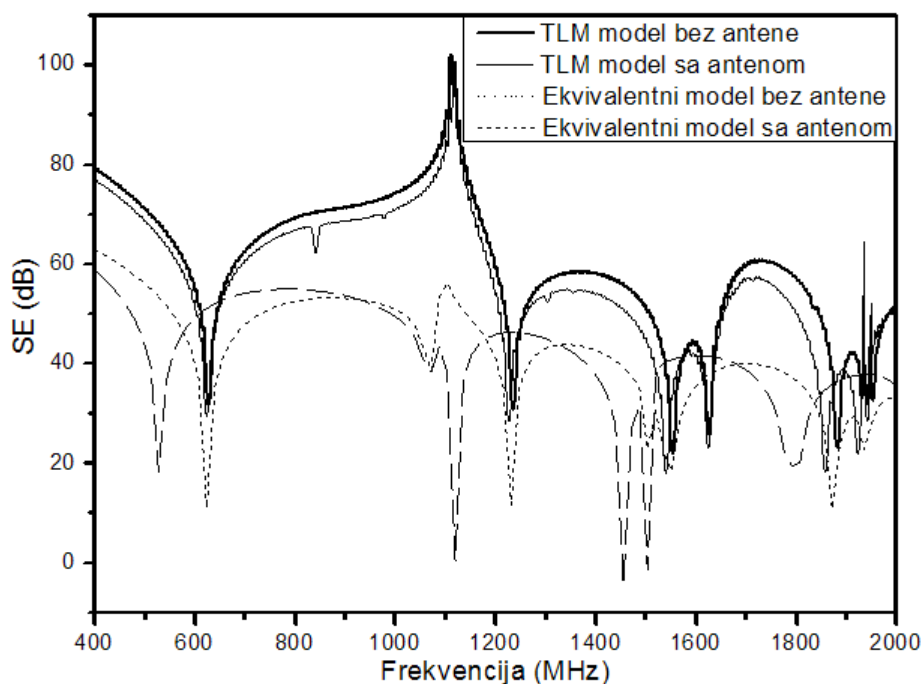
korišćenjem oba modela, takođe postaje evidentnija kako frekvencija opada posebno na rezonantnim frekvencijama.



Slika 6.42 SE_z metalnog kućišta sa mrežom otvora (4x2) dužine 7.9 mm i $\lambda/4$ razmakom između otvora



Slika 6.43 SE_z metalnog kućišta sa mrežom otvora (4x2) dužine 7.9 mm i $\lambda/16$ razmakom između otvora



Slika 6.44 SE_z metalnog kućišta sa mrežom otvora (4x2) dužine 7.9 mm i razmakom između otvora 2.1 mm

Prema tome, uticaj prisustva antene se mora uzeti u obzir tokom eksperimentalne karakterizacije da bi se tačno procenila SE metalnog kućišta. Ekvivalentni model pruža brzu informaciju o nivou SE , ali njegova glavna ograničenja su u jednosmernoj interakciji između EM polja i antene i njegove nemogućnosti da u obzir uzme međusobno rastojanje između otvora u slučaju ventilacionih otvora. Numerički TLM model ima mogućnost da tačno proračunava ne samo pasivno, već i aktivno prisustvo dipol antene unutar kućišta i EM prisustvo ventilacionih otvora uključujući rastojanje između otvora, ali je potrebno više vremena za dobijanje rezultata, čak i sa implementiranim kompaktnim modelima za žice i ventilacione otvore.

7. ZAKLJUČAK

Tendencija modernih tehnologija visokih frekvencija, velikih brzina i visoke integracije čini okruženje u kome funkcioniše električna oprema komplikovanijim. Radi protoka vazduha, ventilacije, pristupa sistemu, oklopljena kućišta koja štite električnu opremu uvek poseduju otvore koji degradiraju *SE* kućišta. Zbog toga je proučavanje efikasnosti zaštite oklopa sa otvorima veoma važno i praktično pre izrade prototipa odgovarajućeg sistema.

Proračun efikasnosti zaštite oklopa u ranoj fazi projektovanja, omogućava analizu potencijalnih problema kao što su smetnje iz spoljašnjeg okruženja, poziciju međusobne sprege otvora u oklopu, osetljivost postavljene opreme unutar kućišta i dr. *EM* oklapanje je tehnika koja smanjuje ili sprečava spregu neželjene izračene energije ka opremi koja treba da ispravno funkcioniše u *EM* okruženju. Postoje mnogobrojne numeričke i analitičke metode koje se koriste za analizu *SE* oklopa sa otvorima. Pomenuti *FDTD* i *MoM* su komplikovani za proračun efikasnosti zaštite i veoma su zahtevni u vremenu dobijanja podataka.

U disertaciji su korišćena dva modela, jednog koji se bazira na ekvivalentnom modelu (analitički model), a zatim poboljšanog radi uključivanja prisustva prijemne antene koja je neizostavna u mernom procesu radi merenja nivoa *EM* polja u nekim karakterističnim tačkama u kućištu i drugog koji se bazira na *TLM* metodi sa kompaktnim žičanim nodom i air-vent modelom (numerički model), radi tačnog proračuna *SE* oklopa sa otvorima različitih dimenzija i veličina. Između ostalog, numeričkim simulacijama omogućeno je da se verifikuje sposobnost *TLM* metoda da analizira oklopljena kućišta, kao i analitičkog metoda, pri čemu su dobijeni rezultati upoređivani sa mernim rezultatima koji su dostupni u literaturi. Pomenute metode opisuju efekte različitih parametara na *SE* efikasno i lako.

Najpre je korišćenjem numeričkog modela izvršena analiza **efekta uticaja debljine metalnog zida sa kružnim otvorom na *SE* kućišta**. Može se uočiti da se sa povećanjem debljine zida kriva električne *SE* pomera ka većim vrednostima, zadržavajući pri tome svoj oblik što ukazuje na to da razmatrane debljine zidova samo utiču na slabljenje pobudnog polja prilikom prostiranja kroz unutrašnjost otvora. Zatim je razmatran **uticaj međusobne sprege dva pojedinačna kružna otvora na *SE* kućišta**. Do sprege između otvora dolazi na međusobnom rastojanju koje je jednako njihovom prečniku i manifestuje se u dodatnom piku koji se javlja pored fundamentalne rezonantne frekvencije oklopa. Korišćenjem numeričkog modela izvršena je analiza **efekta uticaja rastojanja između otvora na jednom ili**

susednim zidovima kućišta na efikasnost zaštite, u smislu promene rastojanja između otvora u vertikalnom ili horizontalnom pravcu, njihovog oblika i veličine na vrednost efikasnosti zaštite oklopa, pri čemu se tačka posmatranja unutar kućišta menja. U slučaju međusobnog rastojanja između otvora u horizontalnom pravcu, efekat promene *SE* je izraženija na rezonantnim frekvencijama u razmatranom frekvencijskom opsegu. Oblik krivih za *SE* sa promenom rastojanja ostaje isti što ukazuje na to da razmatrana rastojanja samo utiču na slabljenje pobudnog polja prilikom prostiranja kroz unutrašnjost otvora. Takođe, *SE* je najmanja za jedan veći otvor iste površine kao dva manja otvora. Analiziran je uticaj međusobnog rastojanja dva pravougaona i kružna otvora, zatim dve grupe kružnih otvora na prednjoj i susednoj strani, pri čemu su obrađivani električno mali otvori kod kojih je najveća dimenzija mnogo manja od talasne dužine. *SE* oklopa je proračunata i za različite rezonantne frekvencije u zavisnosti od vertikalnog i horizontalnog razmaka između otvora.

Numeričkom metodom je analizaran i **uticaj pobude u obliku žice unutar kućišta na EM polje u dalekom polju**, pri čemu se može zaključiti, sa stanovišta oblika otvora, da je nivo električnog polja u dalekom polju veći u slučaju kada su postavljeni pravougaoni, nego kružni otvori (iste ukupne površine kao dva pravougaona otvora). Takođe, nivo zračenja u dalekom polju, u slučaju jednog većeg kružnog otvora površine kao dva manja otvora je veći nego u slučaju dva manja kružna otvora smeštena na prednjem zidu. Ovo nije slučaj za jedan veći pravougaoni otvor iste površine kao dva manja pravougaona otvora, što se i očekuje s obzirom na razmatranu orijentaciju pobudne žice unutar kućišta. Oblik krivih za *EM* polje je isti za sve oblike otvora i razmake, što ukazuje na to da je izračena snaga kroz otvore samo jedan mali deo snage isporučene oklopu i da nema rezonansi otvora u razmatranom frekvencijskom opsegu.

Zatim je korićenjem numeričkog metoda razmatrano kako promena pravca prostiranja ravanskog talasa u odnosu na položaj kružnih otvora na susednim zidovima kućišta i na tačku posmatranja unutar kućišta utiče na *SE* oklopa. Analizirana je **promena pobudnih parametara ravanskog EM talasa: polarizacije, elevacije i azimuta vektora električnog polja**. Može se zaključiti da je u slučaju promene ugla polarizacije ravanskog incidentnog talasa *SE* najveća za vertikalnu polarizaciju (0° ili 180°) u tački bližoj otvorima na prednjem zidu i u tački bližoj otvorima na susednom zidu, dok je u centralnoj tački najveća *SE* u slučaju horizontalne polarizacije (90°) od 100 MHz do 1.1 GHz. Na I rezonantnoj frekvenciji *SE* je najveća u centralnoj tački u slučaju promene ugla polarizacije ravanskog incidentnog talasa. U slučaju promene elevacije ravanskog incidentnog talasa može se zaključiti da je *SE*

najveća za ugao elevacije od oko 60° , za sve tri tačke posmatranja i da na I rezonantnoj frekvenciji ima najmanju vrednost za tačku posmatranja u centru kućišta. U slučaju promene azimuta ravanskog incidentnog talasa *SE* ima različitu vrednost u zavisnosti od frekvencijskog opsega i najmanju vrednost na I rezonantnoj frekvenciji za tačku posmatranja u centru kućišta

U disertaciji je *TLM* metod sa kompaktnim žičanim modelom, iskorišćen radi generisanja numeričkog modela, dok je poboljšan metod ekvivalentnog kola iskorišćen radi generisanja analitičkog modela pomoću kojih se **analizira uticaj prijemne antene na električnu *SE* oklopa**, koja se koristi u eksperimentalnom podešavanju radi merenja nivoa *EM* polja u nekim karakterističnim tačkama u kućištu na *SE*. Razmatrani primeri potvrđuju da prisustvo antene utiče na prostiranje *EM* polja unutar oklopa, a samim tim i na rezultate nivoa *SE*, kao i na lokaciju rezonantnih frekvencija. Prema tome, ovaj uticaj se mora uzeti u obzir tokom eksperimentalne karakterizacije da bi se tačno proračunala efikasnost zaštite oklopa. Pomoću metoda ekvivalentnog kola može se dobiti brza informacija o nivou *SE*, ali njegova ograničenja se ogledaju u tome da se njegovim korišćenjem razmatra samo interakcija između *EM* polja i antene u jednom pravcu i da ne uzima u obzir međusobno rastojanje između otvora u slučaju kada postoje ventilacioni otvori (air-vents) na zidu oklopa. Numerički *TLM* model poseduje mogućnost da tačno proračunava ne samo pasivno već i aktivno prisustvo prijemne antene unutar oklopa, kao i međusobno rastojanje između otvora, ali je sporiji prilikom dobijanja odziva na simulacije, čak i sa implementiranim kompaktnim modelima za žice i ventilacione otvore.

Takođe je u disertaciji razmatran **uticaj promene parametara prijemne antene** kao što je poluprečnik ili dužina prijemne dipol, odnosno monopol antene na *SE* oklopa korišćenjem numeričkog i ekvivalentnog modela.

Ekvivalentni i numerički model su upoređeni u smislu njihove sposobnosti da se vrednost za *SE* dobije proračunom **različitog broja tzv. ventilacionih otvora** međusobno različitog razmaka na zidu kućišta. Numerički model je dodatno poboljšan sa kompaktnim ventilacionim modelom predstavljenim u glavi 3.

Na bazi izvršenih analiza i proračuna istaknute su najvažnije karakteristike i prednosti svakog od razvijenih postupaka za karakterizaciju *EM* sprege posredstvom otvora u oklopljenim kućištima i proračun efikasnosti oklopa.

Među očekivanim rezultatima, koji predstavljaju originalni naučni doprinos disertacije, može se izdvojiti sledeće:

- razvoj dva postupka, jednog izvedenog u analitičkom obliku na bazi ekvivalentnog talasovodnog kola i drugog baziranog na numeričkom *TLM* metodu, za efikasnu karakterizaciju elektromagnetske sprege ostvarene posredstvom otvora u oklopljenim kućištima;

- analiza uticaja parametara otvora: broj i oblik otvora, njihovo međusobno rastojanje i debljina zidova na kojima se otvori nalaze na efikasnost zaštite oklopa korišćenjem oba razvijena postupka;

- analiza uticaja parametara pobudnog ravanskog talasa (polarizacija i pravac prostiranja definisan u azimutnoj i elevacionoj ravni) na efikasnost zaštite oklopa korišćenjem oba razvijena postupaka;

- analiza uticaja pobude u obliku žice unutar oklopa na *EM* polje u dalekom polju korišćenjem numeričkog postupka;

- analiza uticaja parametara prijemne dipol, odnosno monopol antene (poluprečnik i dužina antene kao i njena pozicija unutar kućišta) na efikasnost zaštite oklopa u postupku eksperimentalne karakterizacije karakteristika oklopljenih kućišta korišćenjem numeričkog postupka;

- uključivanje prijemne antene u ekvivalentno talasovodno kolo oklopa sa otvorima i analiza uticaja njenih parametara na efikasnost zaštite oklopa i pomeraj rezonantnih frekvencija oklopa.

Dalji rad će biti usmeren ka komparaciji dva modela u smislu njihove tačnosti da proračunavaju ne samo prisustvo antene, već i fizičko i električno prisustvo kabla koji povezuje prijemnu antenu na mernu opremu i proračun faktora koji treba biti pridodat izmerenom nivou za *SE* da bi se izvršila kompenzacija prisustva antene i kabla unutar oklopa.

8. LITERATURA

- [1] C.Christopoulos, *Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility*, CRC Press, 2007.
- [2] M.Lin, J.L.Drewniak, S.Radu, J.Nuebel, T.H.Hubing, R.E.Du Broff, T.P.Van Doren, *An EMI estimate for shielding-enclosure evaluation*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 43, pp. 295–304, Aug.2001.
- [3] S.Ali, D.S.Weile, T.Clupper, *Effect of Near Field Radiators on the Radiation Leakage Through Perforated Shields*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 47, No. 2, pp. 367–373, May 2005.
- [4] R.Araneo, G.Lovat, *Analysis of the Shielding Effectiveness of Metallic Enclosures Excited by Internal Sources Through an Efficient Method of Moment Approach*, ACES Journal, Vol. 25, No. 7, pp. 600–611, July 2010.
- [5] M.Li, J.Nuebel, J.L.Drewniak, R.E.DuBroff, T.H.Hubing, T.P.Van Doren, *EMI from Airflow Aperture Arrays in Shielding Enclosures – Experiments, FDTD, and MoM Modeling Modeling*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 42, No. 3, pp. 265–275, Aug. 2000.
- [6] H.Y.Chen, I.-Y.Tarn, Y.-J.He, *NEMP fields inside a metallic enclosure with an aperture in one wall*, IEEE Trans. Electromagn.Compat., vol.37, pp. 99–105, 1995.
- [7] H.A.Mendez, *Shielding theory of enclosures with apertures*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1978, vol. 20, no. 2, pp. 296–305.
- [8] W.Wallyn, F. Olyslager, E. Laermans, D. de Zutter, R. de Smedt, and N. Lietaert, *Fast evaluation of the shielding efficiency of rectangular shielding enclosures*, Proc. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, pp. 311-316, Seattle, WA, Aug. 1999.
- [9] H.H.Park, H.J.Eom, *Electromagnetic penetration into a rectangular cavity with multiple rectangular apertures in a conducting plane*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 42, no. 3, pp. 303–307, Aug. 2000.
- [10] M.P.Robinson, T.M.Benson, C.Christopoulos, J.F.Dawson, M.D.Ganley, A.C.Marvin, S.J.Porter, D.W.P.Thomas, *Analytical formulation for the shielding effectiveness of*

- enclosures with apertures*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 40, No. 3, pp. 240–248, Aug. 1998.
- [11] J.Shim, D.G.Kam, J.H.Kwon, J.Kim, *Circuit Modeling and Measurement of Shielding Effectiveness against Oblique Incident Plane Wave on Apertures in Multiple Sides of Rectangular Enclosure*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 52, No. 3, pp. 566–577, Aug. 2010.
- [12] K.S.Kunz, R.J.Luebbers, *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*, CRC Press, Boca Raton, FL, 1993.
- [13] L.J.Nuebel, J.L.Drewniak, R.E.Dubroff, T.H.Hubing, T.P.Van Doren, *EMI from Cavity Modes of Shielding Enclosures – FDTD Modeling and Measurements*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2000, vol. 42, no. 1, p. 29–38.
- [14] De Moerloose et al., *Comparison of FDTD and MoM for Shielding Effectiveness modeling of test enclosures*, IEEE international Symposium on Electromagnetic Compatibility, Aug 1997.
- [15] R.P.Jedlicka, S.P.Castillo, L.K.Warne, *Coupling Through Tortuous Path Narrow Slot Apertures into Complex Cavities*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 48, No. 3, pp. 456-466, March 2000.
- [16] R.Attari, K. Barkeshli, *Application of the transmission line matrix method to the calculation of the shielding effectiveness for metallic enclosures*, Proc. IEEE Antennas Propagation Soc. Int. Symp., pp. 302-305, Vol. 3, Jun, 2002.
- [17] C.Christopoulos, *The Transmission-Line Modelling (TLM) Method*, IEEE Press in association with Oxford University Press, Piscataway, NJ, 1995.
- [18] B.-L.Nie, P.-A.Du, Y.-T.Yu, Z.Shi, *Study of the Shielding Properties of Enclosures With Apertures at Higher Frequencies Using the Transmission-Line Modeling Method*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 53, no. 1, pp. 73–81, Feb. 2011.
- [19] Y.Cui, H.Lu, Z.Qiu, W.Zhang, *Shielding effectiveness characterization of metallic enclosure with apertures*, Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE), pp. 1039 – 1042, 2010.

- [20] B.Milovanović, N.Dončov, V.Milutinović, T.Cvetković, *Numerical characterization of EM coupling through the apertures in the shielding enclosure from the viewpoint of electromagnetic compatibility*, Telecommunications - Scientific journal published by the Republic Agency for Telecommunications – RATEL, no.6, pp. 73-82, 2010.
- [21] V.Milutinović, T.Cvetković, N.Dončov, B.Milovanović, *Efikasnost pravougaonog oklopa sa dva otvora u zavisnosti od promene rastojanja između otvora*, XVII YUINFO, Kopaonik, 6-9. mart 2011, Zbornik radova, pp. 353-358, ISBN: 978-86-85525-08-7.
- [22] V.Milutinović, T.Cvetković, N.Dončov, B.Milovanović, *Analysis of the shielding effectiveness of enclosure with multiple circular apertures on adjacent walls*, Proc. Int. Conf. on Information, Communication and Energy Systems and Technologies – ICEST 2011, Niš, Serbia, vol. 3, pp.685-688, 2011.
- [23] G.Chunhong, L.Shufang, *Shielding effectiveness of an enclosure with apertures*, IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications Proceedings, pp.614-618, 2005.
- [24] Y.J.Wang, W.J.Koh, *Electromagnetic Coupling Analysis of Transient Signal through Slots or Apertures Perforated in a Shielding Metallic Enclosure Using FDTD Methodology*, Progress In Electromagnetics Research, PIER 36, pp. 247–264, 2002.
- [25] P.Dangkham, P.Sujintanarat, S.Chaichana, K.Aunchaleevarapan, P. Teekaput, *Effect of Resonances on Shielding Effectiveness in Enclosure with Apertures*, ECTI International Conference, pp.172-179, 2007.
- [26] C.Mao, J.Tong, Z. Liu, Z. Qiu, *Numerical simulation of coupling coefficient of apertures in missile-enclosure*, Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Vol. 46 No.1, pp. 391-396, Dec. 2012.
- [27] T.Cvetković, V.Milutinović, N.Dončov, B.Milovanović, *Impact of Plane Wave Excitation Parameters on Shielding Properties of Enclosure with Multiple Apertures*, Icest 2011, Proceedings of Papers XLVI ICEST 2011 Conference, Nis, Serbia, 29. June – 1. July, Vol.3, pp. 681-684, ISBN: 978-86-6125-033-0.
- [28] T.Cvetković, V.Milutinović, N.Dončov, B.Milovanović, *Analysis of the influence of polarization and direction of propagation of a incident plane wave on the effectiveness of*

- rectangular enclosures with apertures*, Proc. Int. Scientific-Professional Symp. INFOTEH, Jahorina, vol. 10, Ref.B-I-6, pp. 90-94, 2011.
- [29] V.Milutinovic, T.Cvetkovic, N.Doncov, B.Milovanovic, *Analysis of enclosure shielding properties dependence on aperture spacing and excitation parameters*, Proc. of the IEEE TELSIS Conference, Niš (Serbia), 2011, vol. 2, pp. 521-524.
- [30] G.Cerri, R.D.Leo, V.M.Primiani, *Theoretical and experimental evaluation of the electromagnetic radiation from apertures in shielded enclosure*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 34, pp. 423–432, 1992.
- [31] A.J.Wlodarczyk, V.Trenkic, R.Scaramuzza, C.Christopoulos, *A fully integrated multiconductor model for TLM*, IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, Vol. 46, No. 12, pp. 2431-2437, 1998.
- [32] V.Trenkic, R.Scaramuzza, *Modelling of arbitrary slot structures using transmission line matrix (TLM) method*, Proceedings of International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Zurich, Switzerland, pp. 393-396, 2001.
- [33] N.Dončov, A.J.Wlodarczyk, R.Scaramuzza, V.Trenkić, *Compact TLM model of air-vents*, Electronics Letters, Vol. 38, No. 16, pp. 887-888, 2002.
- [34] N.Dončov, B.Milovanović, *Capabilities of Empirical TLM Air-vent Model*, Proceedings of the 23rd International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics - ACES 2007, Verona, Italy, pp. 1525-1530, 2007.
- [35] N.Dončov, B.Milovanović, Z.Stankovic, *Extension of Compact TLM Air-vent Model on Rectangular and Hexagonal Apertures*, Applied Computational Electromagnetics Society (ACES) Journal, 2011, vol. 26, no.1, pp. 64-72.
- [36] M.Li, J.Drewniak, T.Hubing, R.DuBroff, T.Van Doren, *Slot and aperture coupling for airflow aperture arrays in shielding enclosure designs*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 1, pp. 35 – 39, Aug. 1999.
- [37] V.Milutinovic, T.Cvetkovic, N.Doncov, B.Milovanovic, *Shielding Effectiveness of Rectangular Enclosure with Apertures and Real Receiving Antenna*, Proceedings of the INFOTEH Conference, Jahorina (Bosnia and Herzegovina), 2012. vol. 11, Ref. KST-4-9, pp. 440-444.

- [38] V.Milutinović, T.Cvetković, N.Dončov, *Modeling of Receiving Antenna Presence in Circuitual and Numerical Model for Shielding Effectiveness Calculation*, Zbornik 56. Konf. ETRAN 2012, Zlatibor, 11-14. jun 2012, MT4.2-1-4, CD ROM, ISBN: 978-86-80509-67-9.
- [39] T. Korinek, P. Piksa, M.Mazanek, *Wideband Measurement in a Small Shielded Box Using Equiangular Spiral Antennas*, Radioengineering journal, 2006, vol. 15, no. 4, pp. 34-37.
- [40] V.Milutinović, T.Cvetković, N.Dončov, B.Milovanović, *Circuitual and Numerical Models for Calculation of Shielding Effectiveness of Enclosure with Apertures and Monitoring Dipole Antenna Inside*, Radioengineering journal, Brno University of Technology - Faculty of Electrical Engineering and Communication, Vol.22, No. 4, pp 1249-1257, ISSN:1210-2512 – SCI journal.
- [41] V.Milutinović, T.Cvetković, N.Dončov, B.Milovanović, *Analysis of Monitoring Dipole and Monopole Antennas Influence on Shielding Effectiveness of Enclosure with Apertures*, Proceedings of the 4th International Conference on Information Society and Technology, ICIST 2014, Vol. 2, pp. 399-404, ISBN: 978-86-85525-14-8.
- [42] T.Cvetković, V.Milutinović, N.Dončov, B.Milovanović, *Numerical Model of Enclosure with Receiving Dipole Antenna for Shielding Effectiveness Calculation*, Proc. of the ICEST 2012 Conference, Veliko Tarnovo, Bulgaria, 28-30. June 2012, Vol.2, pp. 29-32, ISBN: 978-619-167-002-4.
- [43] T.Cvetković, V.Milutinović, N.Dončov, B.Milovanović, *TLM modelling of receiving dipole antenna impact on shielding effectiveness of enclosure*, Int. J. Reasoning-based Intelligent Systems (IJRIS), Inderscience Publishers, Vol. 5, No. 3, pp. 202–207, 2013.
- [44] P.Dangkham, P.Sujintanarat, S.Chaichana, K.Aunchaleevarapan, P. Teekaput, *Effect of Resonances on Shielding Effectiveness in Enclosure with Apertures*, ECTI International Conference, pp. 172-179, 2007.
- [45] WIPL-D Pro v10.0. WIPL-D Team, <http://www.wipl-d.com>.
- [46] J.Joković, B.Milovanović, N.Dončov, *Numerical Model of Transmission Procedure in a Cylindrical Metallic Cavity Compared with Measured Results*, International Journal of RD and Microwave Computer-Aided Engineering, 2008, vol. 18, no. 4, pp. 295-302.

- [47] K.L.Kaiser, *Electromagnetic Compatibility Handbook*, CRC Press, 2005.
- [48] H.Karami, R.Moini, S.H.H.Sadeghi, H.Maftooli, M.Mattes, J.R.Mosig, *Efficient Analysis of Shielding Effectiveness of Metallic Rectangular Enclosures Using Unconditionally Stable Time-Domain Integral Equations*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.PP, Issue: 99, pp.1-9, 2014.
- [49] S.Celozzi, R.Araneo, *Alternative Definitions for the Time-Domain Shielding Effectiveness of Enclosures*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 56, No. 2, pp. 482-485, Mar. 2014.
- [50] E.S.Siah, K.Sertel, J.L.Volakis, V.V.Liepa, R.W., *Coupling Studies and Shielding Techniques for Electromagnetic Penetration Through Apertures on Complex Cavities and Vehicular Platforms*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 45, No. 2, pp. 245-256, May, 2003.
- [51] M.Zhang, T.Lan, *Full-wave simulation study of radiation from double enclosure with orthogonal slots*, Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), pp. 532 – 535, April, 2010.
- [52] Z.A.Khan, C.F. Bunting, M.D.Deshpande, *Shielding effectiveness of metallic enclosures at oblique and arbitrary polarizations*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 47, No. 1, pp. 112 - 122, February, 2005.
- [53] F.Caudron, A.Ouslimani, *Coupling between an irradiated aperture and monopole antennas into a complex enclosure*, Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 12, pp. 155-164, 2010.
- [54] Y.Li, J.Luo, G.Ni, J.Shi, *Electromagnetic Topology Analysis to Coupling Wires Enclosed in Cavities with Apertures*, Mathematical Problems in Engineering Volume 2010, Article ID 209591, 11 pages.
- [55] A.K.Sharma, K.K.Mishra, M.Raghuramaiah, P.A.Naik, P.D.Gupta, *Design and performance characteristics of an electromagnetic interference shielded enclosure for high voltage Pockels cell switching system*, Sadhana Vol. 32, Part 3, pp. 235–242, June 2007.

- [56] W.Zhang, H.Lu, L.Zhang, Y.Cui, *More practical considerations in the analysis of the shielding effectiveness*, Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE), pp. 1035 – 1038, 2010.
- [57] B.J.Rautio, V.I.Okhmatovski, A.C.Cangellaris, J.C.Rautio, J.K.Lee, *The Unified-FFT Algorithm for Fast Electromagnetic Analysis of Planar Integrated Circuits Printed on Layered Media Inside a Rectangular Enclosure*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 62, No. 5, pp. 1112 – 1121, May, 2014.
- [58] T.Yang, J.L.Volakis, *Coupling onto Wires Enclosed in Cavities with Apertures*, Taylor & Francis Inc. Electromagnetics, Vol. 25, pp. 655–678, 2005.
- [59] M. Bahadorzadeh, M. N. Moghaddasi, *Improving the Shielding Effectiveness of a Rectangular Metallic Enclosure with Aperture by using extra shielding wall*, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 1, pp. 45–50, 2008.
- [60] S.A.Schelkunoff, *Electromagnetic Waves*, Princeton, NJ: D. Van Nostrand, 1943.
- [61] R.B.Shulz, V.C.Plantz, D.R.Brush, *Shielding theory and practice*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 30, no. 3, pp. 187–201, Aug. 1988.
- [62] C.R.Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, John Wiley & Sons, New York, 1992.
- [63] http://www.learnemc.com/tutorials/Shielding01/Shielding_Theory.html
- [64] http://www.learnemc.com/tutorials/Shielding02/Practical_Shielding.html
- [65] B.Mohajer-Iravani, S.Shahparnia, O.M. Ramahi, *Coupling Reduction in Enclosures and Cavities Using Electromagnetic Band Gap Structures*, IEEE Trans. Electromagn.Compat, Vol. 48, No. 2, pp.292-303, May 2006.
- [66] S.Celozzi, R.Araneo, G.Lovat, *Electromagnetic Shielding*, John Wiley & Sons, New York, 2008.
- [67] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, 2nd ed. Piscataway, NJ: Wiley-IEEE Press, 1991.
- [68] V.P.Kodali, Veselago, *Engineering Electromagnetic Compatibility: Principles, Measurements, Technologies and Computer Models*, Wiley-IEEE Press, 2001.

- [69] M.N.O.Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics with MATLAB*, CRC Press, 2009.
- [70] M.D'Amore, M.S.Sarto, *Theoretical and experimental characterization of the EMP interaction with composite metallic enclosures*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 42, pp. 152–163, Feb. 2000.
- [71] G.Cerri, R. de Leo, V.M. Primiani, *Theoretical and experimental evaluation of the electromagnetic radiation from apertures in shielded enclosures*, IEEE Trans. Electromagn.Compat., Vol. 34, pp. 423-432, Nov. 1992.
- [72] K.Murano, T.Sanpei, F.Xiao, C.Wang, Y.Kami, J.L.Drewniak, *Susceptibility Characterization of a Cavity With an Aperture by Using Slowly Rotating EM Fields: FDTD Analysis and Measurements*, IEEE Trans. Electromagn.Compat., Vol. 46, No.2, pp. 169-177, May. 2004.
- [73] M.A.Swillam, R.H.Gohary, M.H.Bakr, X.Li, *Efficient approach for sensitivity analysis of lossy and leaky structures using FDTD*, Progress In Electromagnetics Research, Vol. 94, pp. 197-212, 2009.
- [74] J.-Z.Lei, C.-H.Liang, Y.Zhang, *Study on Shielding Effectiveness of Metallic Cavities with Apertures by Combining Parallel FDTD Method with Windowing Technique*, Progress In Electromagnetics Research, PIER 74, 85-112, 2007.
- [75] V.Rajamani, C.F.Bunting, M.D.Deshpande, Z.A.Khan, *Validation of modal/MoM in shielding effectiveness studies of rectangular enclosures with apertures*, IEEE Trans. Electromagn.Compat., Vol. 48, No. 2, pp. 348-353, May 2006.
- [76] L.Klinkenbusch, *On the shielding effectiveness of enclosures*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 47, No. 3, pp.589-601, Aug. 2005.
- [77] W.P.Carpes Jr., G.S.Ferreira, A.Raizer, L.Pichon, A. Razek, *TLM and FEM methods applied in the analysis of electromagnetic coupling*, IEEE Trans. Magn., vol. 36, no. 4, pp. 982–985, Jul. 2000.
- [78] Carpes, Jr., W. P., L Pichon, A. Razek, *Analysis of the coupling of an incident wave with a wire inside a cavity using an FEM in frequency and time domains*, IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. 44, No. 3, pp. 470-475, Aug. 2002.

- [79] Carpes Jr., W.P., L.Pichon, A.Razek, *A 3D FEM model for EMC analysis: Coupling of an EM wave with a wire inside a cavity*, Proc. Int. Symp. Electromagnetic Fields in Electrical Engineering (ISEF '99), pp. 57-60, Pavia, Italy, Sep. 1999.
- [80] Benhassine, S., L. Pinchon, and W. Tabbara, *An efficient finite-element time-domain method for the analysis of the coupling between wave and shielded enclosure*, IEEE Trans. Magn., Vol. 38, No. 2, pp. 709-712, Mar. 2002.
- [81] G.Caccavo, G.Cerri, V.M.Primiani, P.Russo, *ESD field penetration into a populated metallic enclosure: A hybrid time-domain approach*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 44, pp. 243–249, Feb. 2001.
- [82] M.Luo, K.Huang, *Prediction of the electromagnetic field in metallic enclosures using artificial neural networks*, Progress In Electromagnetics Research, Vol. 116, pp. 171-184, 2011.
- [83] W.Wallyn, F.Olyslager, E.Laermans, D.DeZutter, R.DeSmedt, N.Lietaert, *Fast evaluation of the shielding efficiency of rectangular shielding enclosures*, in Proc. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, Seattle, WA, Aug. 1999, pp. 311–316.
- [84] L.-P.Wang, *Shielding effectiveness of rectangular cavity made of a new shielding material and resonance suppression*, The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, vol.15. no.4, pp. 81-85, 2008.
- [85] M.Bahadorzadeh, M.N.Moghaddasi, *Improving the shielding effectiveness of a rectangular metallic enclosure with aperture by using extra shielding wall*, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 1, pp. 45-50, 2008.
- [86] A.Ghafoorzadeh, K.Forooghi, *Analysis of an inclined semi-circular slot in the narrow wall of a rectangular waveguide*, Progress In Electromagnetics Research, Vol. 90, pp. 323-339, 2009.
- [87] S.Ahmed, Q.A.Naqvi, *Directive EM radiation of a line source in the presence of a coated PEMC circular cylinder*, Progress In Electromagnetics Research, Vol. 92, pp. 91-102, 2009.

- [88] M.D'Amore, M.S.Sarto, *Theoretical and experimental characterization of the EMP-interaction with composite-metallic enclosures*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 42, pp. 152-163, May 2000.
- [89] J.D.Turner, T.M.Benson, C.Christopoulos, et al., *Characterization of the shielding effectiveness of equipment cabinets aiming apertures*, Proceedings of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sep 17–20, 1996, Rome, Italy. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1996: pp. 574–578.
- [90] Q.Wang, E.Cheng, Z.Qu, *On the Shielding Effectiveness of Small-Dimension Enclosures Using a Reverberation Chamber*, IEEE Trans. Electromagn.Compat, Vol. 53, No. 3, pp. 562-569, Aug. 2011.
- [91] J.Paul, C.Smartt, C.Christopoulos, *Measurements and Equivalent Models for Obtaining the Shielding Effectiveness of an Equipment Enclosure Loaded with Printed Circuit Boards*, Proc. of the 10th Int. Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2011), York, UK, September 26-30, 2011.
- [92] F.Vanhee, B.Vanhee, J.Catrysse, H.Yuhui, A.Marvin, *Proposed methods to measure the Shielding Performance of PCB level enclosure*, Proceedings of the International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Kyoto, 2009, pp. 689-692.
- [93] C.-H. Fang, S. Zheng, H. Tan, D. Xie, Q. Zhang, *Shielding Effectiveness Measurements on Enclosures with Various Apertures by Both Mode-Tuned Reverberation Chamber and Gtem Cell Methodologies*, Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 2, pp.103-114, 2008.
- [94] D.M.Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd edition, John Wiley & Sons, Inc., 1998, chapters 3 and 6.
- [95] K.C.Gupta, R.Garg, I.J.Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*, Norwood, MA: Artech House, 1979, ch. 7.
- [96] Nebojša Dončov, *Razvoj i primena 3-D TLM prilaza za modelovanje sprege između mikrotalasa i složenih žičanih i dielektričnih struktura*, Doktorska disertacija, Univerzitet u Nišu, Elektronski fakultet, 2002.

- [97] V.Trenkic, A.J.Wlodarczyk, R.Scaramuzza, *Modelling of Coupling between Transient Electromagnetic Field and Complex Wire Structures*, International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields, vol.12, pp.257-273, 1999.
- [98] X.C.Nie, N.Yuan, *Accurate Modeling of Monopole Antennas in Shielded Enclosures with Apertures*, Progress In Electromagnetics Research, PIER 79, pp. 251–262, 2008.
- [99] Ying Li, Gu-Yan Ni, Jian-Shu Luo, Ji-Yuan Shi, and Xu-Feng Zhang, *Coupling onto the Two-wire Transmission Line Enclosed in Cavities with Apertures*, Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Moscow, Russia, August 18-21, pp. 628-63, 2009.
- [100] P.Dehkhoda, A.Tavakoli, R.Moini, *Fast calculation of the shielding effectiveness for a rectangular enclosure of finite wall thickness and with numerous small apertures*, Progress In Electromagnetics Research, PIER 86, pp. 341–355, 2008.

9. BIOGRAFIJA AUTORA

Vesna Milutinović je rođena 10.03.1975. godine u Nišu. Osnovnu školu "Učitelj Tasa" i gimnaziju "Bora Stanković" završila je takođe u Nišu. Za postignute rezultate u osnovnom i srednjem školovanju više puta je pohvaljivana.

Školske 1994/95. godine upisala je Elektronski fakultet u Nišu, opredelivši se za Smer telekomunikacije. Diplomirala je 12.12.2000. godine sa prosečnom ocenom 7.83 (sedamosamdesettri) u toku studija i ocenom 10 (deset) na diplomskom ispitu i stekla zvanje diplomiranog inženjera elektrotehnike za telekomunikacije i elektroniku na Smeru telekomunikacije. Tema diplomskog rada, realizovanog pod mentorstvom prof. dr Bratislava Milovanovića, bila je "*Bluetooth interfejs za povezivanje mobilnih uređaja*".

Školske 2008/2009.god. upisala je doktorske studije na Elektronskom fakultetu u Nišu, na Smeru telekomunikacije, u okviru kojih je položila svih šest ispita sa prosečnom ocenom 10 (deset). Član je Internacionalnog udruženja inženjera elektrotehnike i elektronike (IEEE) od 2012. godine i Inženjerske komore Srbije od 2006. godine. Od 2007. godine zaposlena je u Regulatornoj agenciji za elektronske komunikacije i poštanske usluge (RATEL), kao kontrolor elektronskih mreža i usluga i bavi se merenjem radiofrekvencijskog spektra.

U istraživačkom radu, uže oblasti njenog interesovanja se odnose na prostiranje elektromagnetnih talasa i proučavanje oblasti elektromagnetske kompatibilnosti. Tokom dosadašnjeg naučnog rada, kao autor ili koautor publikovala je veći broj naučnih radova, od čega su: **1** rad u međunarodnom časopisu sa SCI liste (M23), **1** rad u međunarodnom časopisu sa SCI liste (M23) prihvaćen za objavljivanje, **1** rad u međunarodnom časopisu koji trenutno nije na SCI listi (M52), **1** rad u časopisu nacionalnog značaja koji trenutno nije na SCI listi (M53), **7** radova publikovanih u zbornicima sa međunarodnih konferencija (M33) i **2** rada publikovana u zbornicima sa nacionalnih konferencija (M63). U oblasti digitalne televizije objavila je **4** rada i to **2** na međunarodnim i **2** na domaćim konferencijama.

SPISAK OBJAVLJENIH RADOVA

a) Naučni radovi objavljeni u međunarodnim časopisima koji su trenutno na SCI listi

- a.1. **Vesna Milutinović**, Tatjana Cvetković, Nebojša Dončov, Bratislav Milovanović, „*Circuital and Numerical Models for Calculation of Shielding Effectiveness of Enclosure with Apertures and Monitoring Dipole Antenna Inside*”, Radioengineering journal, Brno University of Technology - Faculty of Electrical Engineering and Communication, Vol.22, No. 4, pp 1249-1257, ISSN:1210-2512 – SCI journal.

Impakt faktor 0.687 za 2012. godinu, (M23/R52-3)

Internet adresa rada:

http://www.radioeng.cz/fulltexts/2013/13_04_1249_1257.pdf

- a.2. Tatjana Cvetković, **Vesna Milutinović**, Nebojša Dončov, Bratislav Milovanović, „*Numerical Investigation of Monitoring Antenna Influence on Shielding Effectiveness Characterization*”, ACES journal, prihvaćen za objavljivanje

b) Radovi objavljeni u međunarodnim časopisima koji trenutno nisu na SCI listi

- b.1. Tatjana Cvetković, **Vesna Milutinović**, Nebojša Dončov, Bratislav Milovanović, "TLM modelling of receiving dipole antenna impact on shielding effectiveness of enclosure", Int. J. Reasoning-based Intelligent Systems (IJRIS), Inderscience Publishers, Vol. 5, No. 3, pp.202–207, 2013, (M52-1.5)

Internet adresa rada:

<http://www.inderscience.com/info/inarticle.php?artid=58192>

c) Naučni radovi objavljeni u časopisima nacionalnog značaja ili u međunarodnim časopisima koji trenutno nisu na SCI listi ali ispunjavaju sve uslove propisane Matičnim odborom Ministarstva nauke Republike Srbije za M53 kategorizaciju

- c.1. Bratislav Milovanović, Nebojša Dončov, **Vesna Milutinović**, Tatjana Cvetković, “*Numerička karakterizacija EM sprege putem otvora u oklopljenim kućištima sa gledišta elektromagnetske kompatibilnosti*”, Telekomunikacije – Naučno-stručni časopis u izdanju Republičke agencije za telekomunikacije – RATEL, Vol. 6, pp.73-82, 2010.(M53-0.5)

Internet adresa rada:

http://www.telekomunikacije.rs/arhiva_brojeva/sesti_broj/prof_dr_bratislav_milovanovic_prof_dr_nebojsa_doncov_vesna_milutinovic_tatjana_cvetkovic_numericka_karakterizacija_em_sprege_putem_otvora_u_oklopljenim_kucistima_sa_gledista_elektromagnetske_kompatibilnosti.346.html

d) Naučni radovi saopšteni na međunarodnim naučnim skupovima koji su štampani u odgovarajućim zbornicima radova

- d.1. Tatjana Cvetković, **Vesna Milutinović**, Nebojša Dončov, Bratislav Milovanović, “*Analiza uticaja polarizacije i pravca prostiranja incidentnog ravanskog talasa na efikasnost pravougaonog oklopa sa otvorima*”, X Simpozijum Infoteh, Jahorina, 16-18. Mart 2011, Vol.10, Ref.B-I-6, pp. 90-94, ISBN: 978-99938-624-6-8. (M33-1)

Internet adresa rada:

<http://www.infoteh.rs.ba/zbornik/2011/radovi/B-I/B-I-6.pdf>

- d.2. **Vesna Milutinović**, Tatjana Cvetković Nebojša, Dončov, Bratislav Milovanović, “*Analysis of the shielding effectiveness of enclosure with multiple circular apertures on adjacent walls*”, Icest 2011, Proceedings of Papers XLVI ICEST 2011 Conference, Nis, Serbia, 29. June – 1. July, Vol.3, pp. 685-688, ISBN: 978-86-6125-033-0. (M33-1)

Internet adresa rada:

http://www.icestconf.org/images/proceedings/icest_2011_03.pdf

- d.3. Tatjana Cvetković, **Vesna Milutinović**, Nebojša Dončov, Bratislav Milovanović, “*Impact of Plane Wave Excitation Parameters on Shielding Properties of Enclosure with Multiple Apertures*”, Icest 2011, Proceedings of Papers XLVI ICEST 2011 Conference, Nis, Serbia, 29. June – 1. July, Vol.3, pp. 681-684, ISBN: 978-86-6125-033-0. (M33-1)

Internet adresa rada:

http://www.icestconf.org/images/proceedings/icest_2011_03.pdf

- d.4. **Milutinović Vesna**, Tatjana Cvetković, Nebojša, Dončov, Bratislav Milovanović, “*Analysis of enclosure shielding properties dependence on aperture spacing and excitation parameters*”, Proc. of the TELSIXS 2011 Conference, Niš, Serbia 5-7. October 2011, Vol.2, pp. 521-524, ISBN: 978-1-4577-2017-8. (M33-1)

Internet adresa rada:

http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=6143167&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D6143167

- d.5. **Milutinović Vesna**, Tatjana Cvetković, Nebojša Dončov, Bratislav Milovanović, “*Shielding Effectiveness of Rectangular Enclosure with Apertures and Real Receiving Antenna*”, XI Simpozijum Infoteh, Jahorina, 21-23. Mart 2012, Vol.11, Ref.KST-4-9, pp. 440-444, ISBN: 978- 978-99938-624-8-2. (M33-1)

Internet adresa rada:

<http://www.infoteh.rs.ba/zbornik/2012/radovi/KST-4/KST-4-9.pdf>

- d.6. Tatjana Cvetković, **Vesna Milutinović**, Nebojša Dončov, Bratislav Milovanović, „*Numerical Model of Enclosure with Receiving Dipole Antenna for Shielding Effectiveness Calculation*”, Proc. of the ICEST 2012 Conference, Veliko Tarnovo, Bulgaria, 28-30. June 2012, Vol.2, pp. 29-32, ISBN: 978-619-167-002-4. (M33-1)

Internet adresa rada:

http://www.icestconf.org/images/proceedings/icest_2012_01.pdf

- d.7. **Milutinović Vesna**, Tatjana Cvetković, Nebojša Dončov, Bratislav Milovanović, ”*Analysis of Monitoring Dipole and Monopole Antennas Influence on Shielding Effectiveness of Enclosure with Apertures*“ Proc. of the ICIST 2014 Conference, 9-13. Mart 2014, Vol.2, pp. 399-404, ISBN: 978-86-85525-14-8. (M33-1)

Internet adresa rada:

http://www.yuinfo.org/icist2014/Proceedings/ICIST_2014_Proceedings.PDF

e) Naučni radovi saopšteni na nacionalnim skupovima i štampani u odgovarajućim zbornicima radova

- e.1. **Milutinović Vesna.**, Cvetković Tatjana, Dončov Nebojša, Milovanović Bratislav, *“Efikasnost pravougaonog oklopa sa dva otvora u zavisnosti od promene rastojanja između otvora”*, XVII YUINFO, Kopaonik, 6-9. mart 2011, Zbornik radova, pp. 353-358, ISBN: 978-86-85525-08-7. (M63-0.5)

Internet adresa rada:

<http://www.e-drustvo.org/proceedings/YuInfo2011/html/pdf/142.pdf>

- e.2. **Milutinović Vesna**, Cvetković Tatjana, Dončov Nebojša, *“Modeling of Receiving Antenna Presence in Circuital and Numerical Model for Shielding Effectiveness Calculation”*, Zbornik 56. Konf. ETRAN 2012, Zlatibor, 11-14. jun 2012, MT4.2-1-4, CD ROM, ISBN: 978-86-80509-67-9. (M63-0.5)